

(19) DANMARK



DIREKTORATET FOR
PATENT- OG VAREMÆRKEVÆSENET



(12) FREMLÆGGELSESSKRIFT (11) 144079B

(51) Int.Cl.³ H 03 K 13/22

- (21) Ansøgning nr. 3865/74
(22) Indleveringsdag 18. jul. 1974
(24) Løbedag 18. jul. 1974
(41) Alm. tilgængelig 20. jan. 1975
(44) Fremlagt 30. nov. 1981
(86) International ansøgning nr. -
(86) International indleveringsdag -
(85) Videreførelsesdag -
(62) Stamansøgning nr. -
(30) Prioritet 19. jul. 1973, 380784, US

(71) Ansøger MOTOROLA INC., Franklin Park, US.

(72) Opfinder James Anthony Mac Donald, US.

(74) Fuldmægtig Patentagentfirmaet Magnus Jensens Eftf.

(54) Filter for en deltamodulator.

Den foreliggende opfindelse angår et filter for en deltamodulator til omsætning af analoge signaler til digitale signaler og af den i krav 1's indledning angivne art.

En modulator af denne art benyttes eksempelvis i digitale taletransmissionssystemer, hvor talesignaler omsættes til binære digits inden transmissionen for at hindre uautoriseret medhør. De binære digits, der frembringes af modulatoren, kan sendes direkte eller kombineres med en pseudotilfældig bitfølge inden udsendelsen, hvorved sikkerheden mod medhør øges.

Brug af en deltamodulator med et enkelt- eller dobbeltintegrerende led i tilbagekoblingssløjfen giver en forholdsvis simpel måde at omsætte analoge signaler til digitale, men forvrængningen i en sådan modulator, især med en enkeltintegrator, er væsentlig.

DK 144079B

Denne forvrængning kan nedsættes ved at bitfrekvensen øges, men herved øges også den nødvendige båndbredde, eller ved brug af dobbeltintegration, der dog kun giver en mindre forbedring og øger risikoen for ustabilitet.

Formålet med den foreliggende opfindelse er at anvise et filter for tilbagekoblingssløjfen i en deltamodulator, således at dennes dynamikområde øges og forvrængningen nedsættes i forhold til det, der er sædvanligt ved kendte modulatorer. Med et sådant filter er det muligt at nedsætte bitfrekvensen og dermed båndbredden.

Dette opnås ifølge opfindelsen ved det i krav 1 anviste filter.

Et sådant filter kan eksempelvis realiseres på den i krav 3 - 9 anviste måde.

Opfindelsen skal i det følgende forklares nærmere i forbindelse med tegningen, hvor

fig. 1 viser et blokdiagram for en deltamodulator med tilbagekoblingsfilter,

fig. 2 et enkeltintegrerende, kendt tilbagekoblingsfilter,

fig. 2a det kendte filters amplitudekarakteristik,

fig. 3 et filter ifølge opfindelsen,

fig. 3a det i fig. 3 viste filters amplitudekarakteristik,

fig. 4 et blokdiagram for en anden udførelsesform for et filter ifølge opfindelsen,

fig. 4a det i fig. 4 viste filters amplitudekarakteristik, og

fig. 4b fasekarakteristikker for de i fig. 2 og 4 viste filtre.

Den i fig. 1 viste deltamodulator har et sammenlignende kredsløb 12, hvis ikkeinverterende indgang 10 påtrykkes et analogt signal. Kredsløbets 12 udgang er forbundet med indgangen på en forstærker 14, hvis udgang er forbundet med en flip-flop 16. En aktiveringsindgang på flip-floppen 16 er forbundet med udgangen på en klokgenerator 16 og udgangen, der er modulatorens udgang 20, er forbundet med et tilbagekoblingsfilter 22. Udgangen på filteret 22 er forbundet med det sammenlignende kredsløbs 12 inverterende indgang.

Et analogt signal, eksempelvis et audiosignal med en forudbestemt båndbredde, påtrykkes modulatorens indgang 10. Det analoge signal sammenlignes med signalet fra filteret 22 i kredsløbet 12, der til forstærkeren 14 afgiver et signal, som er udtryk for differensen mellem de to indgangssignaler. Det af forstærkeren 14 afgivne signal benyttes til at styre flip-floppens 16 tilstand. Flip-floppen 16 af-

giver et af de binære signaler 1 eller 0, når den påtrykkes en klokimpuls fra generatoren 18. Om det afgivne signal er 1 eller 0 afhænger af signalet fra forstærkeren 14. Er det analoge signal på indgangen 10 eksempelvis større end signalet fra tilbagekoblingsfilteret 22, vil forstærkerens 14 udgangssignal styre flip-floppen 16 til at afgive signalet 1, når den næste gang påtrykkes en klokimpuls. Er det analoge signal på indgangen 10 mindre end signalet fra filteret 22 vil flip-floppen 16 afgive signalet 0.

De to binære signaler kunne naturligvis benyttes omvendt.

Det digitale signal fra flip-floppen 16 afgives til modulatorens udgang 20 og til filteret 22 i tilbagekoblingssløjfen. Filteret 22 integrerer signalet, således at der til det sammenlignende kredsløb 12 afgives et analogt signal. De digitale signaler på udgangen 20 kan afkodes ved hjælp af en integrator svarende til tilbagekoblingsfilteret 22 hos modtageren.

Den i fig. 1 viste modulators kapacitet er i væsentlig grad bestemt af modulatorens dynamik. Dette begreb vil derfor her blive benyttet til at belyse, hvad der opnås ved opfindelsen. Den øvre grænse af en deltamodulators dynamikområde bestemmes af størrelsen af udgangssignalerne fra flip-floppen 16 og tilbagekoblingsfilterets 22 indvirkning på disse udgangssignaler ved en given frekvens. Hvis et signal med stor amplitude påtrykkes indgangen 10, vil flip-floppen 16 afgive signalet 1. Da dette signal fra flip-floppen 16 integreres af filteret 22 for tilnærmelse til det analoge indgangssignal, skal størrelsen af det integrerede signal, der opnås, når udgangssignalet er 1, være tilstrækkeligt stort for at tillade, at det integrerede signal følger det analoge signal på indgangen 10. Hvis virkningen på det integrerede signal, der fremkaldes af signalet 1 på udgangen 20, er lille, kan en sanddru reproduktion af det analoge indgangssignal ikke opnås. Denne såkaldte sløjfe-begrænsning er velkendt.

Den nedre grænse af deltamodulatorens dynamikområde bestemmes af tilbagekoblingsfilterets 22 dæmpning af signaler, hvis frekvens er det halve af generatorens 18 frekvens. Når der ikke påtrykkes indgangen 10 et signal, vil udgangssignalet fra deltamodulatoren være en intetsigende følge af skiftevis 1 og 0, som ved integration i filteret 22 giver den bedst mulige tilnærmelse til det manglende eller neutrale udgangssignal. Da størrelsen af et 1 er det samme i denne følge, som når udgangssignalet er større end filtersignalet, er det ønskeligt, at den intetsigende følge begrænses mest muligt. Tilbagekoblingsfilteret 22, der integrerer 1010...-følgen, frembrin-

ger i det væsentlige trekantimpulser med positiv hældning, når signalet på udgangen 20 er 1 og negativ hældning, når signalet er 0, idet middelværdien af trekantimpulserne er nul og spildværdien af - hænger af signalstyrken på udgangen 20 og begrænsningen til den halve klokfrekvens i filteret 22. Den integrerede bølgeform afhænger af det anvendte tilbagekoblingsfilter og er ikke nødvendigvis en perfekt trekantform. Da den tilnærmelsesvist trekantformede impulsfølge påtrykkes det sammenlignende kredsløbs inverterende indgang, også når der ikke er signal på indgangen 10, vil et analogt signal på denne indgang kun påvirke modulatoren, hvis det er større end spids til spids-værdien af trekantimpulserne. Et mindre analogt signal kan ikke kodes. Spidsværdien bestemmer altså modulatorens nedre grænse.

I kendte deltamodulatorer består tilbagekoblingsfilteret 22 sædvanligvis af en simpel RC-integrator som vist i fig. 2. Fig. 2a viser 6dB/oktav amplitudekarakteristikken for en sådan simpel integrator. Antages det, at det analoge signal, der påtrykkes indgangen 10 på modulatoren er et audiosignal i frekvensbåndet 300-3000Hz og at klokfrekvensen er 20 kHz, er forskellen i begrænsning af et 1 kHz audiosignal og den halve klokfrekvens, altså 10 kHz, 20 dB. Deltamodulatoren har altså et dynamikområde på 20 dB for et 1 kHz signal, når filteret 22 er en simpel RC-integrator. Dynamikområdet falder 6 dB/oktav for modulationssignaler over 1 kHz. Øges klokfrekvensen til 40 kHz bliver dynamikområdet 26 dB. Dynamikområdet har man også tidligere søgt at øge ved at øge integratorkarakteristikens hældning ved at anvende en dobbelt-integrator i stedet for en 6 dB/oktav integrator. Dette medfører ikke væsentlige forbedringer. Endvidere kan en dobbelt-integrator medføre ustabilitet, således at hældningen må begrænses til mindre end 12 dB/oktav.

Deltamodulatorens dynamikområde kan forøges væsentligt ved anvendelse af et båndpasfilter såsom eksempelvis det i fig. 3 viste højpas/lavpasfilter. Dette filter omfatter en højpasskreds med en kondensator 30, en modstand 32 og en selvinduktion 34. Selvinduktionen kan være passiv som antydnet i fig. 3 eller aktiv. Kredsen afstemmes som højpassfilter med et gennemgangsområde, der begynder nær den nedre grænse for modulationsfrekvensbåndet, altså eksempelvis ved 300 Hz. Modstanden 32 vælges således, at der opnås en lidt underdæmpet karakteristikk. Filterets lavpasskreds består af en modstand 36 og en kondensator 38. Denne kredsløb giver integration af den digitale bitstrøm fra flip-floppen 16 og tjener til at begrænse den intetsigende

0101... følge ved den halve klokfrekvens.

Selv om fig. 3 viser en højpasskreds efterfulgt af en lavpasskreds, kan filteret sammensættes på anden måde afhængig af den ønskede båndpasskarakteristik. Endvidere kan de i fig. 3 viste kredse efterfølges af endnu en lavpasskreds til opnåelse af dobbelt integration.

Det i fig. 3 viste filters amplitudekarakteristik er vist i fig. 3a som kurven 40. Den rette linie 42 tjener som sammenligning og er 6 dB/oktavkarakteristikken i fig. 2a. Filterets underdæmpede karakter i højpasskredsen medfører, at kurven 40 i det analoge signals frekvensbånd ligger over linien 42. I dette område får modulatoren altså større dynamikområde. Fasedrejningerne i lavpas- og højpasskredsen har modsat fortegn, således at den samlede fasedrejning bliver lille og kredsløbet stabilt. Stabilitet i en deltamodulator er så at sige mangel på uønsket ustabilitet mere end absolut stabilitet, da den intetsigende 0101... følge faktisk er en form for ønsket ustabilitet. Endvidere har forsøg vist, at begrænsningen af lave frekvenser i det i fig. 3 viste filter medfører forbedret modulatorgodhed. Det antages, at intermodulationskomponenter mellem harmoniske til det analoge signal og kloksignalet giver en lavfrekvent forvrængning, der reduceres, fordi filteret afskærer lavere frekvenser.

Fig. 4 viser et blokdiagram for en anden udførelsesform, hvor der benyttes flere båndpassfiltre til maksimering af karakteristikken i det analoge signals frekvensbånd, uden at fasedrejning medfører ustabilitet. Det i fig. 4 viste tilbagekoblingsfilter 22 omfatter et anden ordens højpassfilter 50 efterfulgt af et anden ordens lavpassfilter 52, der modsvarer højpass/lavpasskombinationen i fig. 3. Et dobbelt-afstemt båndpassfilter 54 er parallelforbundet med serieforbindelsen af de to filtre 50 og 52 for at øge karakteristikken i området 650-1000 Hz. Disse tre filtre er serieforbundet med et fasekompenserende RC-led 60, og et enkeltafstemt båndpassfilter 56, der giver karakteristikken en hævnning ved 800 Hz, er parallelforbundet hermed. I serie med filtrene er yderligere forbundet et fasekompenserende RC-led 58. RC-leddene skal hindre en samlet fasedrejning på $\pm 180^\circ$. Fasedrejningen må tages i betragtning, fordi flip-floppen 16 ikke kan reagere, før en klokimpuls modtages. Herved indføres en tilfældig tidsforsinkelse. Båndbredden i RC-leddene 58 og 60 er stor sammenlignet med båndpassfiltrenes, og deres parametre er valgt således, at den ønskede samlede fasekarakteristik opnås, medens amplitudekarakteristikken hovedsageligt bestemmes af båndpassfiltrene.

I serie med udgangene af filtrene er anbragt modstande 62,64 og 66, over hvilke filtrenes udgange kombineres. Modstandene giver endvidere nogen isolation mellem filtrene.

Det i fig. 4 viste kredsløbs amplitudekarakteristik er vist ved kurven 70 i fig. 4a, der også til sammenligning viser 6 dB/oktav-linien 72. Amplitudekarakteristikken 70 er tilpasset et analogt modulationssignal i frekvensområdet 300-3000 Hz.

Fig. 4b viser det i fig. 4 viste kredsløbs fasekarakteristik. Hvis uønskede oscillationer skal undgås i en deltamodulator som vist i fig. 1, må fasedrejningen i flip-floppen 16 og tilbagekoblingsfilteret 22 ikke overstige $\pm 180^\circ$. I denne forbindelse betragtes den intetsigende 0101... følge ikke som en oscillation. Kurven 74 viser fasedrejningen i kredsløbet ifølge fig. 4, medens linien 76 angiver den forholdsvis faste fasedrejning på 90° i en simpel integrator. Den hurtige faseændring mellem 180° og $\pm 140^\circ$ tillader den i fig. 4a viste amplitudekarakteristik, men da fasedrejningen aldrig bliver $\pm 180^\circ$, opretholdes stabiliteten.

Ved den i fig. 1 viste opstilling, hvor signaler fra indgangen 10 og fra tilbagekoblingsfilteret 22 påtrykkes indgange med modsat polaritet på det sammenlignende kredsløb 12, skal den samlede fasedrejning i filteret 22 og flip-floppen 16 være mindre end de nævnte $\pm 180^\circ$. Påtrykkes de to signaler indgange med samme polaritet, eksempelvis to inverterende indgange på det sammenlignende kredsløb 12, må fasedrejningen i filteret 22 ændres tilsvarende under hensyn til, at tilbagekoblingen skal være negativ og at fasedrejninger, der medfører positiv tilbagekobling og dermed uønskede oscillationer, skal undgås. Disse betingelser er velkendte i forbindelse med tilbagekobling og siger kort at 0° eller $n \cdot 360^\circ$ (n hel) fasedrejninger i sløjfen skal undgås for alle frekvenser, hvor sløjfeforstærkningen er større end 1. Da fasedrejningen i flip-floppen 16 er tilfældig - bestemt af klokimpulsens overensstemmelse med det modulerende signal - vil fasedrejningen i sløjfen variere. Som følge heraf kan fasedrejningen i tilbagekoblingsfilteret være meget nær $\pm 180^\circ$ og den samlede fasedrejning i flip-flop og filter kan momentant overstige $\pm 180^\circ$, uden at vedvarende oscillation fremkaldes. Kun kortvarige oscillationer vil forekomme, når den samlede fasedrejning overstiger $\pm 180^\circ$. Den mængde af oscillationer, der kan tillades, bestemmes lettest ved lytteprøve.

På tegningen er vist to udførelsesformer, men det skal bemærkes, at man naturligvis kan benytte andre filterkonfigurationer, for-

udsat at filteret øger amplitudekarakteristikken i det benyttede frekvensområde og dæmper mest muligt uden for dette, idet fasedrejningen skal opfylde de nævnte tilbagekoblingskriterier.

P a t e n t k r a v

1. Filter for tilbagekoblingssløjfen i en deltamodulator omfattende et sammenlignende kredsløb (12) med en første indgang (10), der påtrykkes analoge signaler i et forudbestemt frekvensbånd, der skal omsættes til digitale signaler, og en anden indgang, der påtrykkes et tilbagekoblingssignal via filteret (22), et binært kredsløb (16), der påtrykkes det sammenlignende kredsløbs (12) udgangssignal og til modulatorens udgang (20) afgiver et første signal (1), når dette udgangssignal overstiger en forudbestemt værdi og et andet signal (0), når udgangssignalet er mindre end den forudbestemte værdi, og en klokgenerator (18), der afgiver styreimpulser til det binære kredsløb (16), således at dette kun afgiver det første eller det andet signal, når en styreimpuls påtrykkes, hvorhos styreimpulsfrekvensen er mere end dobbelt så stor som den højeste frekvens i det forudbestemte frekvensbånd, k e n d e t e g n e t ved, at filteret (22) har en sådan båndpasamplitudekarakteristik, at signaler uden for det forudbestemte frekvensbånd dæmpes væsentligt.

2. Filter ifølge krav 1, hvor modulatorens sammenlignende kredsløbs (12) to indgange er komplementære, k e n d e t e g n e t ved, at fasedrejningen i filteret (22) er mindre end $\pm 180^\circ$ for signaler i det forudbestemte frekvensbånd.

3. Filter ifølge krav 1 eller 2, k e n d e t e g n e t ved at omfatte en højpaskreds (30,32,34;50) i serie med en lavpaskreds (36,38;52).

4. Filter ifølge krav 3, k e n d e t e g n e t ved, at højpaskredsen er underdæmpet.

5. Filter ifølge krav 4, k e n d e t e g n e t ved, at højpaskredsen er et LC-led (34,30).

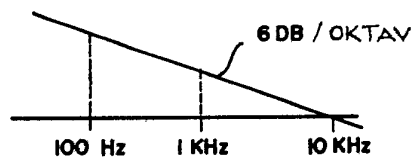
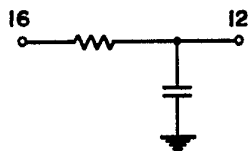
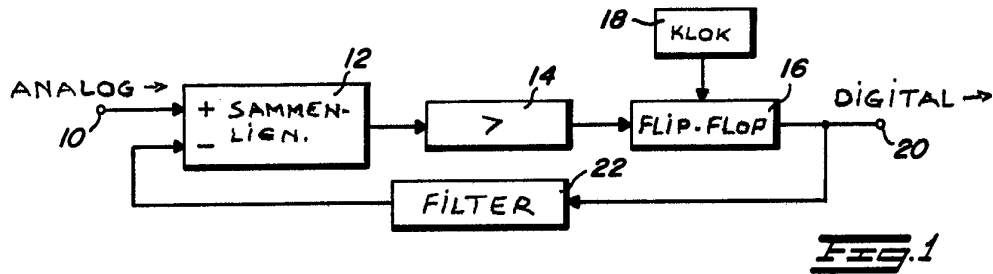
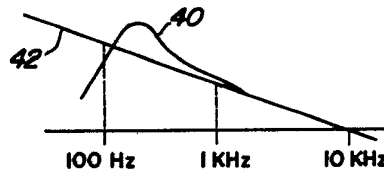
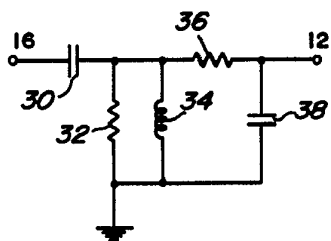
6. Filter ifølge krav 4, k e n d e t e g n e t ved, at der i parallel med de serieforbundne kredse (50,52) er forbundet et båndpasfilter (54).

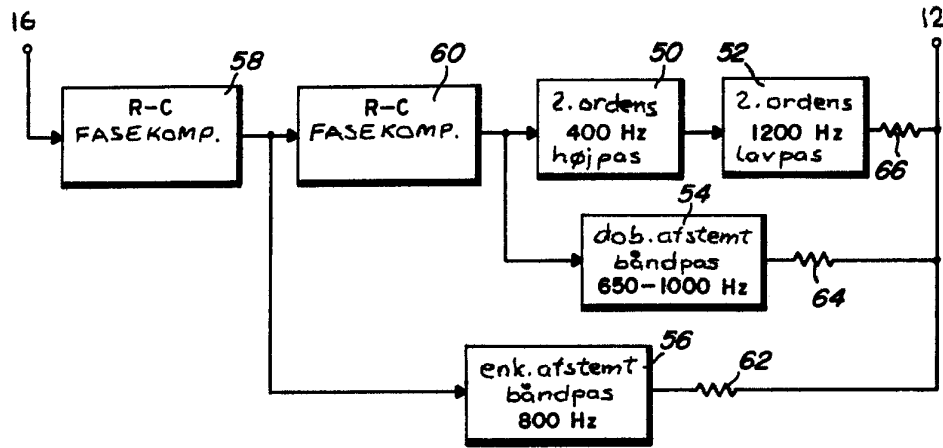
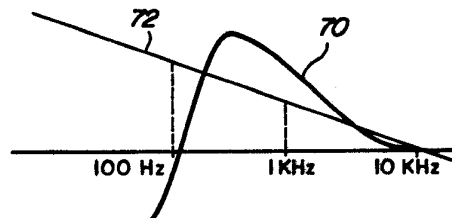
7. Filter ifølge krav 6, k e n d e t e g n e t ved også at indeholde et eller flere fasekorrigerende led.

8. Filter ifølge krav 7, k e n d e t e g n e t ved, at det eller de fasekorrigerende led er RC-led (58,60).

9. Filter ifølge krav 7, k e n d e t e g n e t ved at omfatte et andet båndpasfilter (56) i parallel med de parallelforbundne filtre og et fasekorrigerende led (60).

Fremdragne publikationer:

FIG. 2FIG. 2aFIG. 3FIG. 3a

FIG. 4FIG. 4aFIG. 4b