



Patentdirektoratet
TAASTRUP

(21) Patentansøgning nr.: 3301/85

(51) Int.Cl.5

H 04 L 27/20

(22) Indleveringsdag: 19 jul 1985

H 04 L 27/36

(41) Alm. tilgængelig: 24 jan 1986

(44) Fremlagt: 23 mar 1992

(86) International ansøgning nr.: -

(30) Prioritet: 23 jul 1984 NL 8402319

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

(72) Opfinder: Kah-Seng *Chung; NL, Klaas Marten *Boschma; NL

(74) Fuldmægtig: Internationalt Patent-Bureau

(54) Kobling til frembringelse af et vinkelmoduleret bæresignal med konstant amplitude som svar på datasignaler, samt kobling til frembringelse af et amplitude og fasemoduleret bæresignal som svar på datasignaler.

(56) Fremdragne publikationer(57) Sammendrag

3301-85

En kobling til frembringelse af et analogt, vinkelmoduleret bæresignal med i det væsentlige konstant amplitude som svar på datasignaler med en symbolsfrekvens $1/T$ indeholder et ROM-lager (21) til oplagring af modulationsparametre, et adresseringskredsløb (22) til som svar på et forudbestemt antal på hinanden følgende data-symboler at frembringe læseadresser med en frekvens q/T , hvor q er et helt tal større end 1, og en signalbehandlingskreds (27) til behandling af udlæste værdier til frembringelse af det analoge, vinkelmodulerede signal. Til opnåelse af en kobling med overvejende digital struktur, i hvilken der ikke benyttes et digital/analog-konverteringskredsløb som grænseflade mellem digitale og analoge sektioner ((27D), (27A)) i signalbehandlingskredsen (27), indeholder koblingen en nulgennemgangs-generator (41) med en forsinkelseskreds (42), der som svar

på et numerisk tidsindstillingssignal (TS) frembringer en indstillingsimpuls (SP) med en forudindstillelig tidsforsinkelse på højest T/q , samt en portkreds (43), der kun som svar på et nulgennemgangsindikeringsignal viderefører indstillingsimpulsen (SP) til en bistabil impulsgenerator (44), som frembringer et toniveau-signal, hvis niveauovergange kun optræder til tidspunterne for de overførte indstillingsimpulser, og et båndpasfilter (18) med en centerfrekvens lig med bærefrekvensen. Der opnås herigennem en kobling, som er i stand til at behandle et bredt område af datasymbolsfrekvenser $1/T$, og som er særlig velegnet for monolitisk integration.

(A) Opfindelsens baggrund

Opfindelsen omhandler en kobling til frembringelse af et analogt, vinkelmoduleret bæresignal med en i det væsentlige konstant amplitude som svar på datasignaler med en given symbolfrekvens $1/T$, hvilken kobling omfatter:

- en taktgiverkreds, som synkroniseres af symbolfrekvensen $1/T$ til frembringesle af et første taktsignal med frekvensen q/T , hvor q er et helt tal større end 1,
- 10 - et første ROM-lager til i adresserbare pladser at lagre digitale, numeriske værdier, som repræsenterer modulationsparametre for det vinkelmodulerede bæresignal,
- et af det første taktsignal styret adresseringskredsløb til som svar på et forudbestemt antal af 15 efter hinanden følgende datasymboler at frembringe adresser med en hastighed på q/T til udlæsning af de lagrede værdier fra pladserne i det første ROM-lager, og
- en til det første ROM-lager forbundet signalbehandlingskreds til behandling af de udlæste værdier for 20 at generere det analoge, vinkelmodulerede bæresignal.

En sådan kobling er kendt fra en artikel af De Jaeger og Dekker om TFM (Tæmmet Frekvens Modulation) i IEEE Transactions om Communications, bind COM-26, nr. 5, 25 maj 1978, siderne 534-542 (se fig. 15), og fra US patent nr. 4.229.821 (se fig. 18). I disse kendte koblinger repræsenterer de i det første ROM-lager oplagrede værdier to modulationsparametre $\cos [\varnothing(t)]$ og $\sin [\varnothing(t)]$, hvor $\varnothing(t)$ er den af en filtreret version af et forud bestemt 30 antal efter hinanden følgende datasymboler bestemte fase af det vinkelmodulerede bæresignal. I den signalbehandlingskreds, som følger dette ROM-lager, opnås de analoge signaler, som svarer til disse modulationsparametre, ved hjælp af to DAC-kredse (digital-analog konverteringskredse). De to analoge signaler føres gennem to lavpas-filtre for at undertrykke uønskede signalkomponenter med 35

frekvensen q/T og multipla heraf og til en analog kvadratur-modulationskreds, i hvilken de af to produkt-modulatorer multipliceres med to bærebølge-signaler i fasekvadratur, hvorefter det vinkelmodulerede bæresignal
5 opnås ved hjælp af et additionskredsløb, som er forbundet til produkt-modulatorerne.

Da grænsefladen mellem de digitale og de analoge signalbehandlingskredse er beliggende umiddelbart efter det første ROM-lager, har denne kendte kobling en udpræget hybrid struktur, og der stilles specielt store krav
10 til den komponentmæssige opbygning af den analoge del, både med hensyn til lighed mellem amplitude- og fasekarakteristikkerne for de to signalveje og de jævnspændingsforskydninger (offsets), som uundgåeligt indgår i
15 disse, og med hensyn til nøjagtigheden af fasekvadraturen for de to bærebølgesignaler, for at undgå at der i det vinkelmodulerede bæresignal ved denne koblings udgang forekommer uønskede sidebåndssignaler eller utilstrækkelig bærebølgedæmpning.

En mulighed for at undgå de ovenfor nævnte ulemper er at erstatte hovedbestanddelene i det analoge kvadratur-modulationskredsløb (produkt-modulatorer, bærebølgeoscillator og additionskredsløb) med tilsvarende i og for sig kendte digitale kredse og indrette disse
25 ækvivalente kredse til behandling af signaleksempleringsprøver med samme frekvens q/T , som det første takt-signal, og forbinde det således opnåede digitale kvadratur-modulationskredsløb direkte til det første ROM-lager. Grænsefladen mellem de digitale og analoge sektio-
30 ner forskydes herved til udgangen af kvadratur-modulationskredsløbet, og som følge heraf kræves kun én DAC-kreds for at opnå det analoge vinkelmodulerede bæresignal.

Selv om der herved opnås en kobling med over-
35 vejende digital struktur og dermed egnet til integreret, monolitisk opbygning, viser det sig i praksis, at kravet

om en DAC-kreds som grænseflade mellem digitale og analoge sektioner som regel begrænser den maksimale datasymbolfrekvens $1/T$, som kan tillades for den digitale sektion. Yderligere er en DAC-kreds med høj hastighed ikke særlig egnet til monolitisk integration og er som modul forholdsmæssigt langt dyrere end digitale integrerede kredse til almindelige logikfunktioner.

(B) Sammenfatning af opfindelsen

Opfindelsen har til formål at tilvejebringe en kobling af den indledningsvis nævnte art med en overvejende digital struktur og uden anvendelse af en DAC-kreds som grænseflade mellem de digitale og analoge signalbehandlingssektioner, således at koblingen er i stand til at behandle et bredt område af datasymbolfrekvenser og yderligere er særlig velegnet til monolitisk, integreret fremstilling.

Koblingen ifølge opfindelsen er ejendommelig ved, at der i signalbehandlingskredsen for vinkelmodulerede bæresignaler, hvis samlede fasevariation i en periode T/q for det første taktsignal højest er π rad, indgår en nulgennemgangsgenerator, omfattende

- en af det første taktsignal styret forsinkelseskreds, der som svar på et numerisk tidsindstillings-signal frembringer en indstillingsimpuls med en forudindstillelig tidsforsinkelse på maksimalt T/q i forhold til det første taktsignal,

- en af det første taktsignal styret port-kreds til kun at videreføre de af forsinkelseskredsen frembragte indstillingsimpulser som svar på et nulgennemgangsindikerings-signal, og

- en til port-kredsen forbundet bistabil impuls-generator til frembringelse af et toniveau-signal, hvis niveauskift kun sker til tidspunkterne for de fra gatekredsen til impulsgeneratoren overførte indstillingsimpulser, hvorhos signalbehandlingskredsen omfatter yder-

ligere et båndpasfilter, som er tilkoblet impulsgeneratoren og har en centerfrekvens svarende til bærefrekvensen i det vinkelmodulerede bæresignal. Opfindelsen angår endvidere en kobling som angivet i indledningen til krav 5 6, hvilken kobling er ejendommelig ved det i samme kravs kendetegnende del afgivne.

Selv om udgangspunktet for opfindelsen har været undersøgelser indenfor området TFM-sendere for binære datasignaler, og en sådan sender vil blive behandlet i 10 det følgende, er opfindelsen ikke begrænset hertil, da de samme principper kan anvendes ved andre former for datasignaler og ved mange forskellige modulationsmetoder såsom n-PSK (n-trins Phase Shift Keying), n-PRCPM (n-trins Partial Response Continuous Phase Modulation) 15 og CORPSK (Correlativ PSK) som beskrevet i artikler henholdsvis af Aulin, Rydbeck og Sundberg og af Muilwijk i IEEE Transactions on Communications, bind COM-29, nr. 3, marts 1981, side 210-115, henholdsvis side 226-236, samt GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) som beskrevet i en 20 artikel af Murota og Hirade i IEEE Transactions on Communications, bind COM-29, nr. 7, juli 1981, side 1044-1050.

(C) Kort beskrivelse af tegningen

25 Udførelsesformer for opfindelsen og disses fordele vil nu blive beskrevet i nærmere enkeltheder som eksempler med henvisning til tegningen, hvor

fig. 1 viser et grundlæggende diagram for en TFM-sender, som kendt fra US patent nr. 4.229.821,

30 fig. 2 et blokdiagram for en praktisk udførelsesform for en kobling til frembringelse af et TFM-signal til brug i senderen i fig. 1 og ligeledes kendt fra US patent nr. 4.229.821,

35 fig. 3 et blokdiagram for en variant af udførelsen i fig. 2 med en digital kvadratur-modulationskreds,

fig. 4 et blokdiagram for en første udførelsesform for en kobling ifølge opfindelsen til frembringelse af et TFM-signal,

fig. 5 et tidsdiagram og fig. 6 et tids- og et vektordiagram til forklaring af virkemåden af koblingen i fig. 4,

fig. 7 og 8 varianter af den i koblingen i fig. 4 anvendte styregenerator,

fig. 9 et blokdiagram for en anden udførelsesform for en kobling ifølge opfindelsen til frembringelse af et TFM-signal,

fig. 10 et blokdiagram for en tredje udførelsesform for en kobling ifølge opfindelsen til frembringelse af et TFM-signal,

fig. 11 et tidsdiagram for de karakteristiske faser af et TFM-signal, som bruges i en praktisk udførelsesform for koblingen i fig. 10,

fig. 12 et blokdiagram for en nulgennemgangsgenerator, som anvendes i koblingen i fig. 10 ved højere datasymbolfrekvenser,

fig. 13 effektæthedsspektre for forskellige typer TFM-sendere,

fig. 14 en variant af koblingen i fig. 10, egnet for meget høje datasymbolfrekvenser,

fig. 15 et grundlæggende diagram for en datasender til frembringelse af et amplitude- og fasemoduleret signal ved addition af to fasemodulerede signaler med konstant amplitude ifølge GB patentansøgning nr. 2.095.492A,

fig. 16 to kendte 16-punkts signalkonstellationer for amplitude- og fasemodulation af datasignaler, og

fig. 17 et blokdiagram for en datasender, som fungerer efter principperne i fig. 15, og hvor der anvendes kredsløb ifølge opfindelsen til frembringelse af de to fasemodulerede signaler med konstant amplitude.

(D) Beskrivelse af udførelsesformer(D1) Generel beskrivelse

Da beskrivelsen af koblingen til frembringelse af et vinkelmoduleret bæresignal med i det væsentlige konstant amplitude vedrører TFM-signaler, forklares i det følgende med henvisning til fig. 1 et grundlæggende diagram for en fra US patent nr. 4.229.821 kendt TFM-sender.

Denne kendte sender omfatter en datasignalkilde 1, som synkroniseres af en taktsignalkilde 2. De binære datasignaler, som kommer fra kilden 1 med en symbolfrekvens på $1/T$, føres gennem en differentialkodekreds 3 til en kobling 4 til frembringelse af et vinkelmoduleret bæresignal med i det væsentlige konstant amplitude og kontinuert fase. Dette modulerede signal føres til transmissionskanalen gennem en udgangskreds 5, hvori der både kan foretages effektforstærkning og omsætning til transmissionskanalens frekvensområde.

I fig. 1 udgøres koblingen 4 af en frekvensmodulator med en ideel spændingsstyret oscillator 6, hvis hvilefrekvens altid er lig den ønskede (mellemfrekvens) bærefrekvens f_c , og hvis forstærkningsfaktor altid er lig $\pi/(2T)$ radian pr. volt pr. sekund, og de differentielt kodeomsatte datasignaler føres til denne oscillator gennem et formodulationsfilter 7. Dette formodulationsfilter 7 består af en kodekreds 8 med partielt svar og et lavpasfilter 9, hvis overføringsfunktion opfylder Nyquists tredje kriterium. Kodekredsen 8 er i fig. 1 opbygget af et transversalfilter med to forsinkelselementer, som hver giver en tidsforsinkelse lig med en symbol-periode T og er forbundet til en additionskreds 15 gennem tre vægtningskredse 12, 13, 14 med vægtningsfaktorerne henholdsvis $1/4$, $1/2$ og $1/4$.

Ved udgangen af oscillatoren 6 frembringes et vinkelmoduleret bæresignal $s(t)$ med konstant amplitude og kontinuert fase, hvilket signal kan udtrykkes ved

$$s(t) = \sin [\omega_c t + \varnothing(t)] \quad (1)$$

hvor $\omega_c = 2\pi f_c$ og f_c er bærefrekvensen (mellemfrekvens-
 en). I US patent nr. 4.229.821 er det påvist, at der
 5 mellem faseren $\varnothing(t)$ og det differentielt kodede binære
 datasignal $b(t)$, som føres til koblingen 4, er en
 sådan sammenhæng, at størrelsen af faseændringen over en
 symbolperiode T mellem tidspunkterne $t = mT$ og $t = mT +$
 T , hvor m er et helt tal, er givet ved

$$\varnothing(mT+T) - \varnothing(mT) = [b(m+1) + 2b(m) + b(m-1)]\pi/8 \quad (2)$$

hvor $b(m)$ lig med ± 1 og repræsenterer et symbol i data-
 signalet $b(t)$ i symbolintervallet $(mT, mT+T)$. Yderligere
 15 er det påvist, at formen af faseren $\varnothing(t)$ til tidspunkter t
 indenfor nævnte symbolinterval $(mT, mT+T)$ afhænger af
 det specifikke valg af lavpasfilter 9, som opfylder
 Nyquists tredje kriterium, men at denne form for ethvert
 valg overvejende er bestemt ved den filtrerede version
 20 af de tre på hinanden følgende datasymboler $b(m+1)$,
 $b(m)$, $b(m-1)$ i formlen (2) ved udgangen af formodula-
 tionsfilteret 7.

Det således opnåede TFM-signal $s(t)$ har mange
 egenskaber, som er ønskværdige for en effektiv viderebe-
 25 handling i de i radiokommunikationssystemer anvendte
 praktiske udførelser af udgangskredsen 5. I fig. 1 er
 dette udgangskredsløb 5 indrettet som en frekvensom-
 sætter og omfatter et blandingstrin 16, en bærefre-
 kvenskilde 17 og et båndpasfilter 18 til frembrin-
 30 gelse af et TFM-signal $s_o(t)$ med en bærefrekvens f_o ,
 som er højere end bærefrekvensen f_c (mellemfrekvensen,
 hvor $s_o(t)$ kan udtrykkes ved

$$s_o(t) = \sin [\omega_o t + \varnothing(t)] \quad (3)$$

hvor $\omega_o = 2\pi f_o$. Til dette formål frembringer generatoren
 17 et bæresignal med konstant amplitude og frekvensen
 5 $f_o - f_c$, hvilket signal i blandingstrinnet 16 blandes
 med TFM-signalet $s(t)$ fra oscillatoren 6, hvorefter
 blandingsproduktet med sumfrekvensen $(f_o - f_c) + f_c = f_o$ se-
 lekteres ved hjælp af båndpasfilter 18. Da dette TFM-
 signal $s(t)$ har konstant amplitude, opstår der ingen
 10 problemer, hvis der i den praktiske udformning af ud-
 gangskredsen 5 til opnåelse af en høj effektivitets-
 grad anvendes komponenter med ikke-lineær amplitudeover-
 føringsfunktion. Desuden behøver båndpasfilteret 18
 ikke opfylde specielt kritiske krav med hensyn til ud-
 15 vælgelsen af det signal, som skal føres til transmis-
 sionskanalen, da TFM-signalet $s(t)$ har et kompakt ef-
 fekttæthedsspektrum med sidekurver på relativt lave
 niveauer.

I kontrast til dette stilles der i den praktiske
 20 udførelse af koblingen 4 meget store krav til de ana-
 loge kredse (ikke vist i fig. 1), som kræves for at
 fastholde hvilefrekvensen og forstærkningsfaktoren for
 oscillatoren 6 på deres foreskrevne værdier f_c og
 $\pi/(2T)$.

25 Disse følgeproblemer kan omgås ved at indrette
 koblingen 4 som vist i fig. 2, hvilket også er kendt
 fra US patent nr. 4.229.821. I denne udførelse gøres der
 brug af et kvadraturmodulationskredsløb til at danne
 TFM-signalet $s(t)$ og af digitale signalbehandlingstek-
 30 nikker til formodulationsfiltreringen, hvori der kun an-
 vendes de mest betydende værdier i det ønskede impuls-
 svar $g(t)$ fra formodulationsfilteret 7 i fig. 1, nær-
 mere betegnet værdierne i et midterinterval af længden
 pT , hvor p er et lille ulige tal.

35 Koblingen 4 i fig. 2 omfatter en taktimpuls-
 kreds 20, som er synkroniseret til symbolhastigheden

$1/T$ for kilden 2 i fig. 1 og frembringer et første taktsignal med en frekvens q/T , hvor q er et helt tal større end 1. Desuden omfatter koblingen 4 et første ROM-lager 21 med to lagerdele 21(1) og 21(2), i hvis adresserbare pladser der er lagret digitale numeriske værdier, som repræsenterer de to modulationsparametre henholdsvis $\cos [\varnothing(t)]$ og $\sin [\varnothing(t)]$, hvor $\varnothing(t)$ er fasen af det ønskede TFM-signal $s(t)$ som defineret i formlen (1). Adresserne til udlæsning af de lagrede værdier i dette første ROM-lager frembringes af en adresseringskreds 22. I adresseringskredsen 22 føres det differentielt kodede binære signal $b(t)$ fra kodekredsen 3 i fig. 1 til et skifteregister 23, hvis indhold skiftes frem med symbolhastigheden $1/T$. Dette skifteregister 23 har et antal elementer p , som er lig det antal symbolperioder, hvortil længden pT af midterintervallet af impulssvaret $g(t)$ er begrænset. I fig. 2 er valgt $p = 5$. Af formel (2) følger, at fasen $\varnothing(t)$ mellem tidspunkterne $t = mT$ og $t = mT+T$ ikke kan ændre sig med mere end $\pm\pi/2$ radian, og at værdien modulo 2π af fasen $\varnothing(t)$ for et passende valg af $\varnothing(t)$ til referencetidspunktet $t = 0$ altid forbliver i samme fasekvadrant $[(y\pi/2, (y+1)\pi/2]$, hvor $y = 0, 1, 2$ eller 3 , mens en mulig overgang til en anden fasekvadrant kun sker til tidspunkterne $t = mT+T$. For hver fasekvadrant bestemmes formen af fasen $\varnothing(t)$ i tidsrummet $(mT, mT+T)$ derved fuldstændigt af impulssvaret $g(t)$ begrænset til et interval tT og de i skifteregisteret 23 indeholdte værdier af datasymbolerne $b(m-2), b(m-1), b(m), b(m+1), b(m+2)$. Imidlertid afhænger værdierne af $\cos [\varnothing(t)]$ og $\sin [\varnothing(t)]$ stadig af tallet $y(m)$ modulo 4, som angiver, i hvilken fasekvadrant fasen $\varnothing(t)$ befinder sig i det pågældende tidsinterval. Af formel (2) kan udledes, at der mellem dette tal $y(m)$, tallet $y(m-1)$ for den foregående symbolperiode og datasymbolerne $b(m-1)$ og $b(m)$ eksisterer den i nedenstående tabel I angivne sammenhæng.

TABEL I

$b(m-1)$	$b(m)$	$y(m)$
+1	+1	$y(m-1) + 1$
+1	-1	$y(m-1)$
-1	+1	$y(m-1)$
-1	-1	$y(m-1) - 1$

5

10

I fig. 2 er udgangen fra det midterste element i skifteregisteret 23 forbundet til en kvadranttæller 24, hvis forbindelsesposition er kvadranttallet $y(m)$ modulo 4. Denne kvadranttæller 24 er implementeret som en modificeret modulo 4 op/nedtæller, hvis tælleposition $y(m)$ afhænger af den foregående tælleposition $y(m-1)$ og datasymbolerne $b(m-1)$ og $b(m)$ i overensstemmelse med tabellen ovenfor. Indholdet i skifteregisteret 23 (5 bit) og tællepositionen for kvadranttælleren 24 (2 bit) danner første del af en udlæsningsadresse, som føres til begge sektionerne 21(1) og 21(2) i ROM-lageret 21 over et bus-kredsløb 25. Disse sektioner 21(1) og 21(2) indeholder for hver fasekvadrant signal-eksempleringerprøverne for henholdsvis $\cos [\varnothing(t)]$ og $\sin [\varnothing(t)]$ for de mulige former af fasen $\varnothing(t)$ i én symbolperiode T . For en given længde pT af impulssvaret $g(t)$ og dermed et givet antal på p elementer i skifteregister 23 er der 2^p mulige former af fasen $\varnothing(t)$ i én symbolperiode T . I nærværende tilfælde haves $p = 5$ og dermed $2^p = 32$. De to lagersektioner 21(1) og 21(2) udlæses med en eksempleringshastighed f_s ved hjælp af en interpolationstæller 26, som frembringer en læseimpuls i hver tælleposition. For denne eksempleringshastighed f_s gælder:

$$f_s = 1/T = q/T \quad (4)$$

hvor interpolationsfaktoren q , dvs. antallet af signal-
 eksempleringsprøver pr. datasymbolperiode T , er et helt
 5 tal, og interpolationstælleren 26 følgelig er opbygget
 som en modulo- q -tæller, hvis tælleindgang modtager det
 første taktimpulssignal fra taktkredsen 20 med en ha-
 stighed på q/T , og hvis tælleudgang føres til begge sek-
 tionerne 21(1) og 21(2) i ROM-lageret 21 som anden
 10 del af læseadressen. Yderligere oplysninger om denne
 kendte interpolationsmetode kan findes i referencerne
 (9) og (10) i nævnte US patent nr. 4.229.821.

Et signalbehandlingskredsløb 27 er forbundet
 til ROM-lageret 21 til behandling af de udlæste
 15 diskrete signalværdier $\cos [\emptyset(mT) + nT_s + T_s/2]$ og
 $\sin [\emptyset(mT) + nT_s + T_s/2]$,
 hvor $n = 0, 1, 2 \dots, (q-1)$ og til frembringelse af det
 analoge TFM-signal $s(t)$. I signalbehandlingskredsen 27
 føres disse signaleksempleringsprøver til DAC-kredse
 20 henholdsvis 28 og 29, som styres af taktkredsen 20.
 For at undertrykke uønskede signalkomponenter med eksem-
 pleringsfrekvensen $f_s = q/T$ og multipla heraf føres de
 to analoge signaler $\cos [\emptyset(t)]$ og $\sin [\emptyset(t)]$ gennem to
 lavpasfiltre 30 og 31 til et kvadraturmodulations-
 25 kredsløb, hvor de ved hjælp af produkt-modulatorer 32
 og 33 multipliceres med to bæresignaler, hvis faser er
 i kvadratur, og som kommer fra oscillatoren 6, nærmere
 betegnet med $\sin(\omega_c \cdot t)$ i modulator 32 og med \cos
 $(\omega_c \cdot t)$ i modulator 33.
 30 Udgangssignalerne fra disse to produkt-modulato-
 rer 32 og 33 summeres ved hjælp af en additionskreds
 34, hvilket giver et sumsignal $s(t)$ fastlagt ved:

$$s(t) = \cos[\varnothing(t)] \cdot \sin(\omega_c t) + \sin[\varnothing(t)] \cdot \cos(\omega_c t) \quad (5)$$

hvilket kan skrives som:

$$s(t) = \sin[\omega_c t + \varnothing(t)] \quad (6)$$

så der på udgangen af koblingen 4 faktisk opnås det ønskede TFM-signal med fasen $\varnothing(t)$.

I udførelsen i fig. 2 anvendes faktisk digital signalbehandlingsteknik, men koblingen 4 har stadig en udpræget hybrid struktur, da grænsefladen mellem de digitale og de analoge signalbehandlingssektioner er beliggende nær ved indgangen til signalbehandlingskredsen 27. I fig. 2 er denne grænseflade markeret ved en stiplet linie betegnet DAI (Digital-analog-Interface). I fig. 2 stilles der derfor meget strenge krav til styringen af de analoge kredsløbs funktioner for at forhindre, at der i TFM-signalet optræder uønskede amplitude- og fasevariationer, uønskede sidebånd eller utilstrækkelig bærefrekvensundertrykkelse. Disse krav vedrører nærmere betegnet ligheden mellem amplitude- og fasekarakteristikkerne i de to signalveje (28, 30, 32, 34) og (29, 31, 33, 34) i signalbehandlingskredsen 27 for det benyttede frekvensområde, lighed mellem de uundgåelige jævnspændingsforskydninger i disse to signalveje og nøjagtigheden af fasekvadraturen mellem de to bæresignaler fra oscillatoren 6. For lavpasfiltrene 30 og 31 betyder disse krav blandt andet, at gruppeforsinkelsestiderne i det pågældende frekvensområde skal være ens og uafhængige af frekvensen.

For ikke at gøre den praktiske udførelse af filtrene 30 og 31 for kompliceret bør interpolationsfaktoren q vælges til en passende høj værdi, f.eks. $q = 8$ eller $q = 16$, hvorved en afskæringsfrekvens for filtrene 30 og 31 lig med den halve eksempleringshastighed $f_s/2 = q/(2T)$ er acceptabel.

En mulighed for at undgå de af disse krav forårsagede problemer er vist i fig. 3, som viser en variant af koblingen 4 i fig. 2. Ens dele har samme numre i begge figurer. Fig. 3 afviger fra fig. 2 ved, at delene i det analoge kvadraturmodulationskredsløb i fig. 2 (produkt-modulatorerne 32 og 33, bæresignaloscillatoren 6 og additionskredsen 34) er erstattet af deres ækvivalente digitalkredse, som i sig selv er kendte. Til dette formål omfatter signalbehandlingsenheden 27 i fig. 3 et digitalt kvadraturmodulationskredsløb 35, som er direkte forbundet til det første ROM-lager 21 og indrettet til behandling af diskrete signaleksempleringer, som optræder med hastigheden q/T for det første taktsignal. Nærmere betegnet multipliceres de diskrete signaleksempleringer $\cos [\theta(t_i)]$ og $\sin [\theta(t_i)]$, som udlæses fra lagersektionerne 21(1) og 21(2), i digitale multiplikatorer 36 og 37 med de respektive diskrete bæresignaleksempleringer $\sin(\omega_c t_i)$ og $\cos(\omega_c t_i)$, som kommer fra en digital bæresignalkilde 38, som synkroniseres af det første taktsignal, idet eksempleringstidspunkterne t_i opfylder betingelsen $t_i = iT_s + T_s/2$, hvor i er et helt tal. De digitale udgangssignaler fra multiplikatorerne 36 og 37 summeres i en digital additionskreds 39 og giver et digitalt sumsignal $s(t_i)$, der kan skrives som:

$$s(t_i) = \sin[\omega_c t_i + \theta(t_i)] \quad (7)$$

hvilket signal føres til en DAC-kreds 40, som styres af taktgiverkredsen 20 og frembringer det tilsvarende TFM-signal $s(t)$. Når koblingen 4 i fig. 3 anvendes i TFM-senderen i fig. 1, kan funktionen af de to lavpasfiltre 30 og 31 i fig. 2 udføres på enkel måde af båndpasfilteret 18 i udgangskredsen 5.

Udførelsen i fig. 3 har den fordel, at grænsefladen (DAI) mellem de digitale og analoge behandlingssek-

tioner i signalbehandlingskredsen 27 ikke er beliggende nær indgangen som i fig. 2, men er flyttet til udgangen af det digitale kvadraturmodulationskredsløb 35, og der derfor kun kræves én DAC-kreds 40 til opnåelse af det analoge TFM-signal $s(t)$.

Til trods for den overvejende digitale opbygning af koblingen 4 i fig. 3, har det vist sig i praksis, at kravet om, at der skal være en DAC-kreds 40 ved grænsefladen DAI, udgør en forhindring for, at koblingen 4 kan fremstilles som helhed ved monolitisk integrationsteknik, især til højere værdier af datasymbolhastigheden $1/T$, eftersom et højfrekvens DAC-kredsløb ikke er særlig velegnet til monolitisk integrationsteknik, og da det som modul er forholdsmæssigt langt dyrere end digitale kredse til almindelige logiske funktioner.

(D2) Beskrivelse af udførelsesformen i fig. 4

Fig. 4 viser et blokdiagram af en kobling 4/5 ifølge opfindelsen, som udfører de kombinerede funktioner af koblingen 4 i fig. 3 og udgangskredsen 5 i fig. 1, og som har en overvejende digital struktur, men ikke gør brug af en DAC-kreds som grænseflade DAI mellem de digitale og analoge signalbehandlingssektioner i signalbehandlingskredsen 27, hvilke sektioner i fig. 4 er betegnet 27(D) og 27(A). Desuden er komponenter i fig. 4, som svarer til nogle i fig. 1 og fig. 3, betegnet med samme henvisningstal.

I den digitale sektion 27(D) af signalbehandlingskredsen 27 i fig. 4 indgår en nulgennemgangsgenerator 41. Denne generator 41 omfatter en forsinkelseskreds 42, som styres af det første taktsignal med frekvensen q/T for som svar på et numerisk tidsindstillingssignal TS at kunne frembringe en indstillingsimpuls SP, der er forsinket med tiden $\tau_1 \leq T/q$ i forhold til dette første taktsignal, hvilken tidsforsinkelseslængde bestemmes af tidsindstillingssignalet TS. Desuden

omfatter generatoren 41 en port-kreds 43, som også styres af dette første taktsignal til kun at overføre de af forsinkelseskredsen 42 frembragte indstillingsimpulser SP som svar på et nulgennemgangsindikerings-
 5 signal ZI, og en bistabil impulsgenerator 44, som er forbundet til port-kredsen 43, og som frembringer et toniveau-signal, hvis niveauskift kun optræder til tidspunkterne for de af gate-kredsen 43 til impulsge-
 10 neratoren 44 overførte indstillingsimpulser SP. Den analoge sektion 27(A) i signalbehandlingskredsen 27 indeholder et til impulsgeneratoren 44 koblet båndpasfilter, hvis centerfrekvens svarer til bærefrekvensen f_c for det analoge TFM-signal $s(t)$. Hvis denne bærefrekvens f_c afviger fra den i den digitale sektion 27(D)
 15 benyttede (mellemfrekvens) bærefrekvens opbygges den analoge sektion 27(A) som en frekvensomsætter og har samme struktur som udgangskredsen 5 i fig. 1. Hvis de to bærefrekvenser f_c og f_c er ens, udelades blandings-
 trinnet 16 og bæresignalkilden 17 i fig. 4, og impulsgenerator 44 forbindes direkte til båndpasfilter
 20 18.

De to signaler TS og ZI til styring af nulgennemgangsgeneratoren 41 opnås i fig. 4 ved hjælp af en styregenerator 45 indeholdende et digitalt kvadraturmodulationskredsløb 35, der som i fig. 3 er direkte
 25 forbundet til det første ROM-lager 21. I dette tilfælde udledes signalerne TS og ZI fra det digitale signal, som er til rådighed på udgangen af kvadraturmodulationskredsen 35, og svarer til med en eksempleringshastighed
 30 $1/T_s \geq q/T$ optrædende eksempleringsprøver $s(t_i)$ af det analoge TFM-signal $s(t)$. I fig. 4 antages det, at udgangssignalet fra kredsen 35 er til stede repræsenteret ved størrelse og fortegn. De bit, som repræsenterer størrelsen $|s(t_i)|$ af eksempleringsprøven $s(t_i)$, og de
 35 bit, som repræsenterer størrelsen $|s(t_{i-1})|$ af den foregående eksempleringsprøve $s(t_{i-1})$, hvilke sidstnævnte

bit opnås ved hjælp af en forsinkelseskreds 46, som giver en tidsforsinkelse lig med en periode T/q af det første taktsignal, udgør tilsammen adressen for et andet ROM-lager 47. I de adresserbare pladser i ROM-lageret 5 47 er lagret digitale numeriske værdier, som er repræsentative for indstillingsimpulsen SP's tidsforsinkelse τ_1 i forhold til impulsen i det første taktsignal til tidspunktet t_i , hvilken forsinkelse skal indstilles i nulgennemgangsgeneratoren 41. De numeriske værdier, 10 som udlæses fra lageret 47 med en hastighed q/T , danner tidsindstillingssignalet TS. Den bit, som repræsenterer fortegnet $\text{sgn}[s(t_i)]$ for eksempleringsprøven $s(t_i)$, og den bit, som repræsenterer fortegnet $\text{sgn}[s(t_{i-1})]$ for den foregående eksempleringsprøve 15 $s(t_{i-1})$, hvilken sidstnævnte bit også opnås ved hjælp af forsinkelseskredsen 46, føres begge til en fortegnsdetektor 48, hvis udgangssignal antager den logiske 1, når der optræder uens fortegnsbite. Dette udgangssignal fra fortegnsdetektoren 48 udgør nulgennemgangsindikerings-signalet ZI for nulgennemgangsgeneratoren 41 i den periode af det første taktsignal, som følger efter tidspunktet t_i .

Funktionen af og yderligere enkeltheder ved signalbehandlingskredsen 27 i fig. 4 vil nu blive beskrevet under henvisning til diagrammerne i fig. 5 og 6. 25

Tidsdiagrammet a i fig. 5 er en grafisk gengivelse af et analogt TFM-signal $s(t)$ med formen

$$s(t) = \sin[\omega_c t + \varnothing(t)] \quad (8)$$

30 og af dettes diskrete signaleksempleringsprøver $s(t_{i-1})$, $s(t_i)$, $s(t_{i+1})$..., som optræder med en hastighed $1/T_s = q/T$, og i fig. 3 opnås ved at føre de tilsvarende binære talværdier fra udgangen af det digitale kvadraturmodulationskredsløb 35 til DAC-kredsen 40.

Imidlertid anvendes der i fig. 4 ikke en sådan fuldstændig digital-til-analog omsætning ved hjælp af en

DAC-kreds, men der udledes af de binære talværdier ved udgangen af den digitale kvadraturmodulationskreds 35 et toniveau-signal, hvis nulgennemgange svarer til nulgennemgangene for det analoge TFM-signal $s(t)$ som angivet i formel (8). Tidsdiagrammet b i fig. 5 er en grafisk fremstilling af det toniveau-signal, som svarer til signalet $s(t)$ i diagrammet a og kan skrives som:

$$\operatorname{sgn}[s(t)] = \operatorname{sgn}\{\sin[\omega_c t + \varnothing(t)]\} \quad (9)$$

10

Da det analoge TFM-signal $s(t)$, som defineret i formel (8), er et vinkelmoduleret signal med konstant amplitude, indeholder nulgennemgangene for signalet $s(t)$ og dermed også nulgennemgangene for toniveau-signalet $\operatorname{sgn}[s(t)]$, som defineret i formel (9), al væsentlig information om signalet $s(t)$. Heraf følger, at det ønskede analoge TFM-signal $s(t)$ kan udledes af toniveau-signalet $\operatorname{sgn}[s(t)]$ i formel (9), hvilket kan vises ved at skrive sidstnævnte signal som:

20

$$\begin{aligned} \operatorname{sgn}[s(t)] &= \operatorname{sgn}\{\sin[\omega_c t + \varnothing(t)]\} \\ &= C_1 \{\sin[\omega_c t + \varnothing(t)] + \\ &\quad (1/3) \sin^3[\omega_c t + \varnothing(t)] + \\ &\quad (1/5) \sin^5[\omega_c t + \varnothing(t)] + \dots\} \quad (10) \end{aligned}$$

25

hvor C_1 er en konstant med værdien $4/\pi$. Hvis den informationsbærende, tidsvarierende fase $\varnothing(t)$ er et signal med passende båndbreddebegrænsning, og hvis ydermere bærefrekvensen $\omega_c = 2\pi f_c$ er valgt passende, så der ikke forekommer nævneværdig overlapning mellem grundfrekvensen og dens tredje harmoniske i leddet på højre side i formel (10), så kan det ønskede grundfrekvensled $\sin[\omega_c t + \varnothing(t)]$ opnås ved at føre toniveau-signalet $\operatorname{sgn}[s(t)]$ fra formlerne (9) og (10) til et båndpasfilter med en centerfrekvens lig bærefrekvensen ω_c og en passende båndbredde.

35

Herved erstattes digital-analog-omsætning ved hjælp af et DAC-kredsløb af den i fig. 4 viste signalbehandlingskreds 27 med en fortegnsoperation på modulatorens kredsen 35's binære udgangstal, som repræsenterer signaleksempleringsprøverne $s(t_i)$ af TFM-signalet $s(t)$. For at opnå et toniveau-signal, hvis nulgennemgange svarer tilstrækkeligt nøjagtigt til TFM-signalets $s(t)$ nulgennemgange, er det imidlertid ikke nok at bruge fortegns-bitten fra disse binære udgangstal, hvilket ses af tidsdiagrammet c i fig. 5, som er en grafisk fremstilling af et toniveau-signal opnået ved, gennem den til eksempleringsprøverne $s(t_{i-1})$, $s(t_i)$, $s(t_{i+1})$... i diagram a hørende fortegns-bit i én eksempleringsperiode. Fig. 5 viser også, at denne utilstrækkelige nøjagtighed ved bestemmelsen af TFM-signalets nulgennemgange er en følge af den forholdsvis lange varighed T af tidsintervallet mellem nabo-eksempleringsprøver $s(t_i)$ og $s(t_{i+1})$.

Det forhold, at de binære udgangstal fra modulationskredsen 35 repræsenterer eksempleringsprøver $s(t_i)$, som opfylder den i formel (7) givne sammenhæng

$$s(t_i) = \sin[\omega_c t_i + \varnothing(t_i)] \quad (11)$$

udnyttes nu i signalbehandlingskredsen 27 i fig. 4 til at fastlægge nulgennemgangene for TFM-signalet $s(t)$ mere nøjagtige ved hjælp af sinusformet interpolation mellem to nabo-eksempleringsprøver. Da en sådan nulgennemgang kun optræder mellem to nabo-eksempleringsprøver med modsatte fortegn, f.eks. parret $s(t_{i-1})$ og $s(t_i)$ i diagram a i fig. 5, er det kun nødvendigt at anvende denne interpolation, hvis fortegns-bittene for et sådant par af eksempleringsprøver er uens, dvs. når fortegnsdetektoren 48 indikerer et fortegnsskift mellem to nabo-eksempleringsprøver ved hjælp af et signal ZI med den logiske værdi 1. Denne sinusformede interpolation vil nu blive beskrevet mere detaljeret under henvisning til fig. 6.

Tidsdiagrammet a i fig. 6 er en forstørret gengivelse af tidsintervallet t_{i-1} , t_i i diagrammet a i fig. 5, hvor TFM-signalet $s(t)$ har en nulgennemgang til et tidspunkt $t = t_o$. Vektordiagrammet b i fig. 6 er en polær fremstilling af banen for den til TFM-signalet $s(t)$ i tidsdiagrammet a i fig. 6 hørende konstantamplitude-signalvektor. Hvis vinklen $\theta(t)$ indføres ved at skrive TFM -signalet $s(t)$ som:

$$s(t) = \sin[\omega_c t + \theta(t)] = \sin \theta(t) \quad (12)$$

og værdien af vinklen $\theta(t)$ til tidspunkterne $t = t_{i-1}$, t_o , t_i skrives som θ_{i-1} , θ_o , θ_i , kan tidsforsinkelsen τ_1 for nulgennemgangen til tidspunktet $t = t_o$ i forhold til eksempleringstidspunktet $t = t_{i-1}$ i tidsdiagrammet a i fig. 6 udledes med god tilnærmelse fra vektordiagrammet b ved at antage, at vinkelhastigheden $\omega = d\theta/dt$ for TFM-signalet $s(t)$ er konstant i tidsintervallet t_{i-1} , t_i , som har en varighed i lighed med en eksempleringsperiode T . Dette indebærer, at signalvektoren i diagram b i fig. 6 gennemløber cirkelbuen θ_{i-1} , θ_o med konstant vinkelhastighed ω , og at vinklen θ_o derved kan findes som:

$$\theta_o = \theta_{i-1} + (\theta_i - \theta_{i-1})\tau_1/T_s \quad (13)$$

Da en nulgennemgang optræder, når

$$s(t) = \sin\theta(t) = \sin\theta_o = 0 \quad (14)$$

30

dvs. når

$$\theta_o = 0, \pm\pi, \pm2\pi, \dots \quad (15)$$

35 og værdien θ_o kan sættes til nul, uden at udregningerne derved mister deres generelle gyldighed, fås af formel (3) følgende formel for forsinkelsen τ_1

$$\tau_1 = -\theta_{i-1} T_s / (\theta_i - \theta_{i-1}) \quad (16)$$

Da vektorerne θ_{i-1} og θ_i har modsat fortegn og er begrænset i størrelse til værdier mellem nul og π radian, kan formel (16) generaliseres til:

$$\tau_1 = |\theta_{i-1}| T_s / (|\theta_i| + |\theta_{i-1}|) \quad (17)$$

En tilsvarende sammenhæng kan udledes for tidsforskydningen τ_2 af nulgennemgangen til $t = t_i$ i forhold til eksempleringstidspunktet $t = t_i^0$ i tidsdiagrammet a i fig. 6:

$$\tau_2 = T_s - \tau_1 = |\theta_i| T_s / (|\theta_i| + |\theta_{i-1}|) \quad (18)$$

Principielt kan hver af disse to formler (17) eller (18) bruges til bestemmelse af tidsforsinkelsen τ_1 .

Hvis imidlertid værdierne for vinklerne θ_{i-1} og θ_i tillades at variere mellem nul og π radian, er det ikke muligt éntydigt at udlede værdierne θ_{i-1} og θ_i alene fra værdierne $\sin \theta_{i-1} = s(t_{i-1})$ og $\sin \theta_i = s(t_i)$, fordi der for θ -værdier mellem nul og π gælder sammenhængen $\sin \theta = \sin (\pi - \theta)$. For at fastlægge en éntydig værdi θ_i i dette tilfælde, må der under hensyn til den af formel (12) følgende sammenhæng

$$\theta_i = \omega_c t_i + \emptyset(t_i) \quad (19)$$

hvor

$$t_i = i T_s + T_s / 2 \quad (20)$$

fremskaffes yderligere informationer om ω_c , T_s og $\emptyset(t_i)$. Ved den i fig. 4 anvendte metode til frembringelse af de diskrete signaleksempleringsprøver $s(t_i) = \theta_i$, er stør-

relserne $\theta(t_i)$, ω_c og T_s explicit knyttet til det differentielt kodede binære signal $b(t)$ fra kodekredsen 3 i fig. 1.

Som det også fremgår af vektordiagram b i fig. 6, kan den ovennævnte flertydighed forhindres ved at lægge den yderligere begrænsning på vinklerne θ_{i-1} og θ_i , at de skal ligge i nabo-fasekvadranter. Denne begrænsning er ensbetydende med følgende betingelse

$$|\theta_i - \theta_{i-1}| \leq \pi \quad (21)$$

dvs. at den samlede fasevariation for det vinkelmodulede signal $s(t) = \sin[\omega_c t + \theta(t)]$ højst må være π radian inden for det tidsinterval (t_{i-1}, t_i) , som længden af eksempleringsperiode $T_s = T/q$ udgør. På basis af formlerne (19) og (20) kan betingelsen fra formel (21) skrives:

$$|\omega_c T_s + \theta(t_i) - \theta(t_{i-1})| \leq \pi \quad (22)$$

For TFM-signalet $s(t)$ ændrer fasen $\theta(t)$ sig ikke mere end $\pm\pi/2$ radian i en datasymbolperiode af varigheden T , jf. formel (2), således at man ved at vælge $\omega_c T$ lig $\pi/2$, dvs. vælge eksempleringsfrekvensen $f_s = 1/T_s$ lig fire gange bærefrekvensen f_c kan opfylde betingelsen i formel (22) uanset værdien af det hele tal q , dvs. uanset antallet af signaleksempleringsprøver i hver datasymbolperiode T .

Under iagttagelse af formel (22)s betingelse for TFM-signalet $s(t)$'s samlede fasevariation inden for en signalværdiperiode T bruges formel (17) nu til at bestemme de numeriske værdier, som skal lagres i det andet ROM-lager 47 i styregeneratoren 45 i fig. 4, og som repræsenterer forsinkelsen τ_1 mellem nulgennemgangen til tidspunktet $t = t_0$ og eksempleringstidspunktet $t = t_{i-1}$. Med henblik på digital udførelse af styregeneratoren 45

underinddeles eksempleringsperioden T i K underperioder, som hver har en størrelse τ_o , således at

$$\tau_o = T / K = T / Kq \quad (23)$$

5

hvor K vælges så:

$$K = 2^k \quad (24)$$

10 hvor k er et helt tal. Denne underperiode τ_o udgør kvantiseringsenheden for tidsforsinkelsen τ_1 , og af formel (17) følger så, at der i det andet ROM-lager 47 på den adresse, som vedrører parret $|\theta_{i-1}|$ $|\theta_i|$, og for hvilken som nævnt i det foregående dannes éntydigt af de
15 bit, som repræsenterer $\sin|\theta_{i-1}| = |s(t_{i-1})|$ og $\sin|\theta_i| = |s(t_i)|$, skal lagres et k -bit binært tal, som repræsenterer værdien:

$$\tau_1 / \tau_o = K |\theta_{i-1}| / (|\theta_i| + |\theta_{i-1}|) \quad (25)$$

20

I dette tilfælde udgøres forsinkelseskredsen 42 i nulgennemgangsgeneratoren 41 i fig. 4 af en forudindstillelig k -bit-nedtæller, som på sin tælleingang modtager et af taktimpulskredsen 20 frembragt taktsignal med frekvensen Kq/T , og som frembringer en udgangs-
25 impuls, når tællepositionen nul nås. Denne ned-tæller 42 indeholder en forindstillingskreds 421, som styres af det første taktsignal med frekvensen q/T , og som indstiller ned-tælleren 42 til en tælleposition, der svarer til det k -bit binære tal, som udlæses som tidsindstillingssignal TS fra det andet ROM-lager 47 til eksempleringstidspunktet $t = t_i$ og er repræsentativt for forsinkelsen τ_1 af nulgennemgangen for TFM-signalet $s(t)$ i forhold til det foregående eksempleringstidspunkt
35 $t = t_{i-1}$. Forindstillingsoperationen til tidspunktet $t = t_i$ giver som resultat, at ned-tælleren 42 til

tidspunktet $t = t_i + \tau_1$ afgiver en udgangsimpuls, der føres til en indgang af den af en OG-kreds udgjorte gate-kreds 43 som indstillingsimpuls SP. Denne indstillingsimpuls SP optræder i hver eksempleringsperiode,

5 men kan kun videreføres af OG-kredsen 43 ved en virkelig nulgennemgang for TFM-signalet $s(t)$. Hvis fortegnsdetektoren 48 i fig. 4 udgøres af en eksklusiv-ELLER-kreds, så vil den bit, som udgør nulgennemgangsindikerings-signalet ZI til eksempleringstidspunktet $t = t_i$ kun

10 have den logiske værdi 1 i tilfælde af en virkelig nulgennemgang for TFM-signalet $s(t)$ mellem eksempleringstidspunkterne $t = t_{i-1}$ og $t = t_i$ og dermed have den logiske værdi 0 i modsat fald. Da bitten for signalet ZI optræder til eksempleringstidspunktet $t = t_i$, og indstillingsimpulsen SP kan optræde under hele eksempleringsperioden efter dette tidspunkt $t = t_i$, føres signalet ZI fra eksklusiv-ELLER-kredsen 48 til et gemmekredsløb 431 i form af en D-flip-flop, som styres af

15 det første taktsignal med frekvensen q/T , og hvis udgang (Q) er forbundet til OG-kredsen 43's anden indgang. Under en ved eksempleringstidspunktet $t = t_i$ påbegyndt eksempleringsperiode overføre OG-kredsen 43 kun indstillingsimpuls SP, hvis der til dette eksempleringstidspunkt $t = t_i$ optræder en bit med den logiske værdi 1

25 i signalet ZI. Når den bistabile impulsgenerator 44 udgøres af en D-flip-flop, hvis inverterede udgang (\bar{Q}) er ført tilbage til signalindgangen (D) vil tilførsel af de af OG-kredsen 43 overførte indstillingsimpulser SP til D-flip-flop'en 44's taktindgang (C), resultere i

30 et toniveau-signal ved udgangen (Q), hvilket signals niveauovergange kun optræder til tidspunkterne for indstillingsimpulserne SP's passage gennem OG-kredsen 43. Bortset fra en konstant forsinkelse med én eksempleringsperiode T_s , som er uden betydning for den videre

35 signalbehandling, svarer nulgennemgangene i dette toniveau-signal fra D-flip-flop'en 44 med meget god til-

nærmelse til nulgennemgangene i det ønskede TFM-signal $s(t)$, og dette toniveau-signal kan følgelig skrives som $\text{sgn}[s(t)]$. Af forklaringen af formel (10) følger da, at det ønskede TFM-signal $s(t)$ kan opnås ved at føre dette

5 toniveau-signal fra D-flip-flop'en 44 direkte til båndpasfilteret 18 i signalbehandlingskredsen 27's analoge sektion 27(A), hvilket filter 18's centerfrekvens er lig med bærefrekvensen f_c , medens dets båndbredde er valgt således, at det ønskede TFM-signal $s(t)$

10 kan adskilles fra de i toniveau-signalet indeholdte tredje og højere harmoniske, uden at der indføres for stærk intersymbol interferens i udgangssignalet $s(t)$ fra filteret 18. I dette tilfælde har de to TFM-signaler $s(t)$ og $s(t)$ begge samme bærefrekvens $f_c = f_c$. For

15 det i fig. 4 illustrerede tilfælde med uens bærefrekvenser f_c og f_c udsættes dette toniveau-signal fra D-flip-flop'en 44 først for frekvensomsætning ved hjælp af et blandingstrin 16 og en bærebølgekilde 17 og først derefter til båndpasfilteret 18, hvis centerfrekvens

20 da er lig med bærefrekvensen f_c for det endelige TFM-signal $s(t)$.

Takket være den omstændighed, at der ikke indgår nogen DAC-kreds som grænseflade DAI til signalbehandlingskredsen 27's analoge sektion 27(A), er den digitale signalbehandlingssektion i koblingen 4/5 i fig. 4

25 i stand til at behandle et bredt område af datasymbolhastigheder $1/T$ og er særdeles velegnet til monolitisk integration til forholdsvis lave omkostninger, samtidigt med at kredsløbsimplementeringen af selve den analoge

30 sektion 27(A) ikke behøver at tilfredsstille særligt høje krav, fordi der kun behandles analoge signaler med konstant amplitude.

Selv om koblingen 4/5 i fig. 4 er beskrevet for tilfældet med en TFM-sender til overføring af binære

35 datasignaler, vil en fagmand inden for modulationsområdet efter at have læst den under henvisning til fig. 5

og 6 givne forklaring forstå, at den i fig. 4 benyttede fremgangsmåde til frembringelse af et vinkelmoduleret bærebølgesignal kan anvendes generelt på datasignaler af en anden form og på en bred mangfoldighed af modulationsmetoder, som f.eks. n-PSK, n-PRCPM og CORPSK, forudsat at betingelserne i formlerne (21) og (22) altid er opfyldt, hvilket vil sige, at den samlede fasevariation af det vinkelmodulerede bærebølgesignal inden for én eksempleringsperiode T_s højst er π rad.

10

(D3) Varianter af udførelsesformen i fig. 4

Koblingen 4/5 i fig. 4 er egnet for meget generel anvendelse, men kræver en forholdsvis stor kapacitet af det andet ROM-lager 47. Som det vil fremgå af den foregående beskrivelse med henvisning til formlerne (23) - (25), oplagres der et k-bit binært tal repræsenterende den kvantiserede tidsforsinkelse $\tau_1 \leq T_s$ i pladsen for det par $|\theta_{i-1}|$ og $|\theta_i|$, for hvilket adressen dannes af bit repræsenterende

20

$$|\sin\theta_{i-1}| = |s(t_{i-1})| \text{ og } |\sin\theta_i| = |s(t_i)|$$

Når $|s(t_{i-1})|$ og $|s(t_i)|$ hver er repræsenteret med 7 bit, og eksempleringsperioden T_s er underdelt i $K = 32$ underperioder τ_0 , således at $k = 5$, skal ROM-lageret 47 have en kapacitet på 5×2^{14} bit.

25

I det følgende beskrives en mulighed for reduktion af denne kapacitet under henvisning til fig. 7, som viser en variant af styregeneratoren 45 i fig. 4, idet til hinanden svarende elementer i de to figurer er betegnet med samme henvisningstal.

30

Den første forskel mellem fig. 7 og fig. 4 er, at der i fig. 7 benyttes en digital kvadraturmodulationskreds 35, i hvilken bæresignalerne udover en bærefrekvens med den ovennævnte værdi $f_c = f_s/4$ også har en yderligere faseforskydning på $-\pi/4$ rad. Multiplikation

35

af de fra lagersektionerne 21(1) og 21(2) udlæste diskrete signaleksempleringer $\cos[\theta(t_i)]$ og $\sin[\theta(t_i)]$ med de diskrete bæresignaleksempleringer $\sin(\omega_c t_i - \pi/4)$ og $\cos(\omega_c t_i - \pi/4)$ resulterer da i et digitalt sumsignal:

$$s(t_i) = \sin[\omega_c t_i - \pi/4 + \theta(t_i)] \quad (26)$$

der som følge af relationerne:

$$\begin{aligned} t_i &= iT + T/2 \\ 1/T &= \frac{f_s}{4} = \frac{f_c}{4} \end{aligned} \quad (27)$$

kan skrives som:

$$s(T_i) = \sin\theta_i = \sin[i\pi/2 + \theta(t_i)] \quad (28)$$

Yderligere afviger fig. 7 fra fig. 4 ved, at der i styregeneratoren 45 gøres mere direkte brug af formelen (25) for den kvantiserede tidsforsinkelse τ_1 . I fig. 7 er en omsætningskreds 49 af arcsinus-typen forbundet til udgangen af modulationskredsen 35 til omsætning af størrelsen $|s(t_i)| = |\sin \theta_i|$ for signaleksempleringerne $s(t_i)$ til størrelsen $|\theta_i|$ for de tilsvarende vinkler θ_i . Fig. 7 indeholder også en additionskreds til frembringelse af summen $|\theta_{i-1}| + |\theta_i|$ i nævneren på højre side af lighedstegnet i formel (25). Adressen for ROM-lageret 47 dannes af de bit, som repræsenterer $|\theta_{i-1}|$ og summen $|\theta_{i-1}| + |\theta_i|$.

Reduktionen af ROM-lageret 47's kapacitet er baseret på valget af bæresignaler i modulationskredsen 35. Skrives fasen $\theta(t)$ til tidspunktet $t = t_i$ som θ_i , kan der på basis af formel (28) sammentælles følgende tabel for værdierne af udgangssignalet $s(t)$ for modulationskredsen 35 og de tilsvarende værdier for vinklen $\theta(t)$ i intervallet $(-\pi, \pi)$ i på hinanden følgende tidspunkter $t_{i-1}, t_i, t_{i+1}, \dots$

TABEL II

t	s(t) = sin $\theta(t)$	$\theta(t)$
t_{i-1}	sin ϕ_{i-1}	ϕ_{i-1}
t_i	cos ϕ_i	$\pi/2 + \phi_i$
t_{i+1}	- sin ϕ_{i+1}	$-\phi_{i+1}$
t_{i+2}	- cos ϕ_{i+2}	$-\pi/2 - \phi_{i+2}$
t_{i+3}	sin ϕ_{i+3}	ϕ_{i+3}
t_{i+4}	cos ϕ_{i+4}	$\pi/2 + \phi_{i+4}$
t_{i+5}	- sin ϕ_{i+5}	$-\phi_{i+5}$
t_{i+6}	- cos ϕ_{i+6}	$-\pi/2 - \phi_{i+6}$

5
10
15 Som allerede nævnt i det foregående ændres fasen $\theta(t)$ af et TFM-signal $s(t)$ i én datasymbolperiode T ikke med mere end $\pi/2$ rad, jf. formel (2), således at fasen $\theta(t)$ i en eksempleringsperiode $T_s = t/q$ ikke ændres med mere end $\pi/(2q)$ rad, og det følgelig for vilkårlige hele tal i gælder at

$$\max |\phi_i - \phi_{i-1}| \leq \pi/(2q) \quad (29)$$

Herved fås for summen $|\theta_{i-1}| + |\theta_i|$

$$(1-1/q)\pi/2 \leq |\theta_{i-1}| + |\theta_i| \leq (1+1/q)\pi/2 \quad (30)$$

Denne sum $|\theta_{i-1}| + |\theta_i|$ varierer således indenfor et område på π/q rad, der er centreret omkring værdien $\pi/2$ rad, og ved de ovennævnte værdier for interpolationsfaktoren $q = 8$ eller $q = 16$ er meget mindre end variationsområdet for $|\theta_{i-1}|$ eller $|\theta_i|$, idet hver af disse vinkler kan variere mellem 0 og $\pi/2$ rad. Hvis nu værdien indenfor det sidstnævnte variationsområde i fig. 7 igen repræsenteres af et 7-bit binært tal, kan værdien af summen $|\theta_{i-1}| + |\theta_i|$ med en interpolationsfaktor $q = 8$

repræsenteres med samme grad af nøjagtighed ved et 5-bit binært tal. Anvendes samme underdeling af eksempleringsperioden T i $K = 32$ underperioder τ som i fig. 4, dvs. $k = 5$, behøver ROM-lageret 47 i fig. 7 kun have en kapacitet på 5×2^{12} bit, hvilket betyder en reduktion med en faktor 4 sammenlignet med fig. 4. Ved interpolationsfaktorer q lig med hele potenser af 2, er denne reduktionsfaktor generelt $q/2$.

I det beskrevne eksempel kan variationsområdet på $\pi/8$ rad for summen $|\theta_{i-1}| + |\theta_i|$ alternativt være underdelt i mindre grad, f.eks. i $8 = 2^3$ underområder i stedet for $32 = 2^5$ underområder. Den maksimale fejl, som herved indføres i fastlæggelsen af den i formel (25) definerede kvantiseringsforsinkelse τ_1 er mindre end 2%. Denne lille fejl ledsages imidlertid af en betydelig yderligere reduktion af kapaciteten af ROM-lageret 47, idet værdien af summen $|\theta_{i-1}| + |\theta_i|$ så kan repræsenteres med et binært tal på kun 3 bit, og ROM-lageret 47 følgelig kun behøver at have en kapacitet på 5×2^{10} bit.

Hvis interpolationsfaktoren q nu yderligere forøges fra $q = 8$ til f.eks. $q = 16$ eller $q = 32$, kan summen $|\theta_{i-1}| - |\theta_i|$ sættes lig med $\pi/2$ rad, og kvantiseringsforsinkelsen τ_1 kan med god tilnærmelse bestemmes ved udtrykket

$$\tau_1 = 2K\tau_0 |\theta_{i-1}| / \pi \quad (31)$$

som er udledt af formel (25). Den maksimale fejl, som indføres ved bestemmelse af τ_1 i overensstemmelse med formel (31) i stedet for formel (25), andrager for de nævnte værdier $q = 16$ eller $q = 32$ nogle procent. Af formel (31) følger imidlertid, at opbygningen af styregeneratoren 45 i fig. 7 kan forenkles til den i fig. 8 viste styregenerator 45, som afviger fra fig. 7 ved, at additionskredsen 50 er udeladt, og adressen for ROM-

lageret 47 dannes af bit-representationen for $|\theta_{i-1}|$. Hvis der i stedet for sidstnævnte repræsentation igen benyttes et 7-bit binært tal, behøver ROM-lageret 47 i fig. 8 kun at have en kapacitet på 5×2^7 bit.

5 Af ovenstående vil det fremgå, at et kompromis mellem nøjagtigheden i bestemmelsen af τ_1 og kapaciteten af ROM-lageret 47 er muligt.

(D4) Beskrivelse af udførelsesformen i fig. 9

10 Fig. 9 viser et blokdiagram for en kobling 4/5 ifølge opfindelsen, der i mange henseender kan betragtes som en variant af koblingen 4/5 i fig. 4, når den i fig. 7 viste styregenerator 45 benyttes i denne. Til hinanden svarende elementer i fig. 4, 7 og 9 er derfor
15 betegnet med samme henvisningstal.

Den væsentlige forskel mellem fig. 4 og fig. 9 ligger i de signaler, af hvilke de to signaler TS og ZI til styring af nulgennemgangsgeneratoren 41 afledes.

Hvad angår fig. 4 og den hidtil beskrevne variant
20 heraf, udledes de to styresignaler TS og ZI af eksempleringssprøverne $s(t_i)$ af det analoge TFM-signal $s(t)$ til tidspunkterne $t_i = iT_s + T_s/2$. Til opnåelse af den digitale repræsentation af disse signaleksempleringssprøver $s(t_i)$ indeholder styregeneratoren 45 i fig. 4 og 7 en
25 digital kvadraturmodulationskreds 35 forbundet til et første ROM-lager 21 med to lagersektioner 21(1) og 21(2) i hvis adresserbare lagerpladser der er oplagret digitale, numeriske værdier, som repræsenterer to modulationsparametre $\cos[\theta(t_i)]$ og $\sin[\theta(t_i)]$, hvor $\theta(t)$ er
30 fasen af det ønskede TFM-signal $s(t)$.

Til forskel herfra afledes de to styresignaler TS og ZI i fig. 9 ikke fra eksempleringssprøverne $s(t_i)$ af selve det analoge TFM-signal $s(t)$, men af de hertil svarende vinkler i overensstemmelse med udtrykket:

$$s(t_i) = \sin[\theta(t_i)] = \sin\theta_i \quad (32)$$

Til dette formål oplagres i fig. 9 i adresserbare lagerpladser i det første ROM-lager 21 digitale, numeriske værdier, som repræsenterer modulationsparameteren $\theta(t_i) = \theta_i$, hvor vinklen $\theta(t)$ er argumentet af det ønskede TFM-signal $s(t)$. I fig. 9 antages det, at vinklen θ_i er til rådighed med fortegns- og størrelsesrepræsentation ved udgangen af ROM-lageret 21. Fra de bit, som repræsenterer størrelsen $|\theta_i|$ og fortegnet $\text{sgn}\theta_i$ afledes de to styresignaler TS og ZI for nulgennemgangsgeneratoren 41 i en styregenerator 45, der behandler disse bit i fig. 9 på samme måde som styregeneratoren 45 i fig. 7. Koblingen 4/5 i fig. 9 har således en enklere struktur end koblingen 4/5 i fig. 4 med en styregenerator 45 som vist i fig. 7, idet styregeneratoren 45 i fig. 9 ikke benytter en kvadraturmodulationskreds 35 og en omsætterkreds 49, som det er tilfældet i fig. 7.

Det kan nu tænkes, at den enklere struktur i fig. 9 kun kan opnås på bekostning af en betydelig forøgelse af kapaciteten af det første ROM-lager 21 og en tilsvarende udvidelse af adresseringskredsen 22, idet de i ROM-lageret 21 oplagrede værdier repræsenterer argumentet $\theta(t)$ af TFM-signalet $s(t)$, og udtrykket for dette argument $\theta(t)$ ikke blot indeholder fasen $\theta(t)$, som afhænger af det datasignal $b(t)$, som skal overføres med symbolhastigheden $1/T$, men også et led $\omega_c t$, der udelukkende er bestemt af frekvensen f_c af (mellemfrekvens) bæresignalet, og som derfor ikke afhænger af dette datasignal $b(t)$.

Det har imidlertid overraskende vist sig, at dette problem kan undgås fuldstændigt ved et passende valg i fig. 9 af (mellemfrekvens) bæresignalet. Dette er nærmere betegnet tilfældet for det valg af dette (mellemfrekvens) bæresignal, som allerede er nævnt under be-

skrivelsen af fig. 7, hvilket valg på basis af formlerne (26)-(28) resulterer i sammenhængen

$$\theta_i = i\pi/2 + \varnothing_i \quad (33)$$

5

mellem værdierne af argumentet $\theta(t)$ og fasen $\varnothing(t)$ til tidspunktet $t = t_i = iT_s + T_s/2$. Fra tabel II, som angiver dette valg, vil det da være klart, at for at opnå eksempleringsprøverne af TFM-signalet $s(t) = \sin[\theta(t)]$ til på hinanden følgende eksempleringstidspunkter t_{i-1} , t_i , t_{i+1} , t_{i+2} ... benyttes de oplagrede værdier af $\cos[\varnothing(t)]$ og $\sin[\varnothing(t)]$ kun skiftevis, men aldrig samtidigt, og at endvidere fortegnet for de oplagrede værdier af $\cos[\varnothing(t)]$ og $\sin[\varnothing(t)]$ inverteres for hvert andet eksempleringstidspunkt (i tabel II efter t_i , t_{i+2} , t_{i+4} , ...). Denne enkle digitale kvadraturmodulationsproces kan nu implicit udføres i det første ROM-lager 21 i fig. 9 ved at indrette oplagringen af værdierne af argumentet $\theta(t)$ i overensstemmelse med tredje søjle i tabel II. Disse værdier af argumentet $\theta(t)$ oplagres med fortegns- og størrelsesrepræsentation, idet størrelsen $|\theta(t)|$ varierer mellem nul og $\pi/2$ rad, og der i fortegnsrepræsentationen $\text{sgn}[\theta(t)]$ er udtrykt information både om fasekvadranten for fasen $\varnothing(t)$, jf. beskrivelsen af fig. 2, og fortegnsvendingen under modulationsproceduren. Følgelig behøver det første ROM-lager 21 i fig. 9 kun have en kapacitet lig med kapaciteten af den ene af de to lagersektioner 21(1) og 21(2) i fig. 4 for det generelle tilfælde, hvor adresseringskredsen 22 i fig. 4 kan benyttes uden ændring i fig. 9.

I det ovenfor beskrevne tilfælde indebærer valget $f_c = f_s/4$ for bærefrekvensen f_c , at én periode af bærefrekvensen f_c for en eksempleringshastighed $f_s = q/T$ med $q = 8$ er nøjagtigt lig med halvdelen af symbolperioden T , og dette forhold er udnyttet til at optage også fortegnsvendingen under modulationsproceduren i den for-

35

tegnrepræsentation $\text{sgn}[\theta(t)]$, som oplagres i det første ROM-lager 21. Mere generelt indebærer valget $f_c = f_s/4$, at der mellem bærefrekvensperioden $1/f_c$ og symbolperioden T_s eksisterer følgende sammenhæng

5

$$Tf_c = q/4 \quad (34)$$

og at fortegnsvendingen i modulationsproceduren implicit kan udføres i det første ROM-lager 21 for interpolationsfaktorer q , for hvilke $q/4$ er et helt tal (hvor $q/4 \geq 2$ for at forhindre spektral overlappning, jf. beskrivelsen ovenfor med henvisning til formel (10)).

For fuldstændigheds skyld skal bemærkes, at den i fig. 9 benyttede procedure til indretning af oplagringen i det første ROM-lager 21 ikke er begrænset til den beskrevne TFM-modulationsmetode for binære datasignaler, men kan benyttes generelt for forskellige typer af datasignaler og for en stor mangfoldighed af modulationsmetoder, som f.eks. n-PSK, n-PRCPM og CORPSK, forudsat at betingelserne i formel (21) og (22) altid er opfyldt, hvilket vil sige, at variationen af argumentet $\theta(t)$ indenfor en eksempleringsperiode T_s højst er π rad.

(D5) Beskrivelse af udførelsesformen i fig. 10

Fig. 10 viser et blokdiagram for en kobling 4/5 ifølge opfindelsen med en endnu enklere struktur end koblingen 4/5 i fig. 9. Til hinanden svarende elementer i begge figurer er igen betegnet med samme henvisningstal.

I de hidtil beskrevne koblinger 4/5 udledes de to signaler TS og ZI til styring af nulgennemgangsgeneratoren 41 fra eksempleringsprøverne $s(t_i)$ af TFM-signalet $s(t)$ eller fra de tilsvarende eksempleringsprøver $\theta(t_i)$ af TFM-signalet $s(t)$'s argument $\theta(t)$. Til udledning af de to signaler er styregeneratoren 45 forbundet til et første ROM-lager 21, i hvilket de oplagrede

35

værdier for tilfældet i fig. 4 og varianten heraf repræsenterer modulationsparametrene $\cos[\theta(t_i)]$ og $\sin[\theta(t_i)]$ og for tilfældet i fig. 9 modulationsparameteren $\theta(t_i)$.

Den væsentlige forskel mellem fig. 4 og fig. 9 på den ene side og fig. 10 på den anden side er, at de to styresignaler TS og ZI for nulgennemgangsgeneratoren 41 i fig. 10 ikke opnås ved hjælp af en styregenerator ud fra modulationsparametre, som er oplagret i det første ROM-lager 21, men at de nu selv er oplagret som modulationsparametre i det første ROM-lager 21. Med denne foranstaltning opnås en betydelig besparelse i antallet af nødvendige elementer og nærmere betegnet i den samlede nødvendige lagerkapacitet, idet koblingen 4/5 i fig. 10 ikke kræver brug af en styregenerator 45 med et andet ROM-lager 47, som det er tilfældet i fig. 9.

Foranstaltningen i fig. 10 bygger på den betragtning, at for det i fig. 9 foretagne valg af bæresignalerne vil en nulgennemgangs optræden ved udgangen af generatoren 41 til et tidspunkt $t = t_i + \tau_1$ indenfor et symbolinterval $(mT, mT+T)$ i sidste ende være fuldstændigt bestemt ved de datasymboler $b(m+2)$, $b(m+1)$, $b(m)$, $b(m-1)$, $b(m-2)$, som til dette tidspunkt er til stede i skifteregisteret 23 i adresseringskredsen 22.

Faktisk kan den kvantiserede tidsforsinkelse τ_1 for denne nulgennemgang bestemmes i overensstemmelse med formel (25) ud fra udtrykket

$$\tau_1 = K_o |\theta_{i-1}| / (|\theta_{i-1}| + |\theta_i|) \quad (35)$$

og denne nulgennemgang optræder kun, hvis betingelsen

$$\text{sgn } \theta_i \neq \text{sgn } \theta_{i-1} \quad (36)$$

er opfyldt, hvori argumenterne θ_{i-1} , θ_i selv er bestemt ved relationen i formel (33)

$$\theta_i = i\pi/2 + \varnothing_i \quad (37)$$

Som det er indgående forklaret i beskrivelsen af fig. 2, er værdien modulo- 2π af fasen \varnothing_i indenfor et symbolinterval ($mT, mT+T$) fuldstændigt bestemt for hver fasekvadrant af de datasymboler $b(m+2), b(m+1), b(m), b(m-1), b(m-2)$, som da er til stede i skifteregisteret 23, og formen af det ønskede impulssvar $g(t)$ for for-modulationsfilteret 7 i fig. 4, hvilket svar er be-grænset til en længde $5T$, og yderligere er tallet $y(m)$ modulo-4 for denne fasekvadrant bestemt ved det forudgå-ende tal $y(m-1)$ og datasymbolerne $b(m)$ og $b(m-1)$ i tabel I. Dette kendskab til de mulige værdier af fasen \varnothing_i og dermed argumenter θ_{i-1}, θ_i gør det muligt at beregne tidsforsinkelsen τ_i i overensstemmelse med formel (35) og oplagre dem som et tidsindstillingssignal TS og end-videre at bedømme opfyldelsen af betingelsen (36) og op-lagre denne som nulgennemgangsindikeringssignal ZI.

Hvis eksempleringsperioden T i fig. 10 nu igen underdeles i $K = 32$ underperioder τ_o^s , og tidsforsinkel-sen τ_i følgelig er repræsenteret ved et binært tal med $k = 5^1$ bit, vil der i hver lagerplads i det første ROM-lager 21 være oplagret $(k + 1) = 6$ bit til repræsentation af de to signaler TS og ZI. For den allerede flere gange nævnte værdi $q = 8$ for interpolationsfaktoren har det første ROM-lager 21 i fig. 10 en 10 bit lang adresse, og således kræves der i fig. 10 kun en total lagerkapacitet svarende til kapaciteten på 6×2^{10} bit af det første ROM-lager 21. Som nævnt i forklaringen i de forudgående afsnit (D3) og (D4), har det første ROM-lager 21 i fig. 9 også en 10 bit lang adresse for $q = 8$, således at der for den beskrevne repræsentation af $|\theta_i|$ ved et binært 7-bit tal kun kræves $7 + 1 = 8$ for hver i lagerplads, og kapaciteten af det første ROM-lager 21 i fig. 9 herved andrager 8×2^{10} bit. Imidlertid

kræves der i fig. 9 også et andet ROM-lager 47 til oplagring af tidsforsinkelsen τ_1 , og af den forklarende beskrivelse i afsnit (D3) vil det fremgå, at med værdierne $K = 32$ og $q = 8$ vil dette andet ROM-lager 47, selv hvis en fejl på mindre end 2% i bestemmelsen af τ_1 i overensstemmelse med formel (25) accepteres, stadig behøve en kapacitet på 5×2^{10} , således at den samlede nødvendige lagerkapacitet i fig. 9 stadig andrager 13×2^{10} . I sammenligning med fig. 9 er den samlede krævede lagerkapacitet således ved anvendelse af den i fig. 10 illustrerede foranstaltning reduceret med en faktor større end 2.

(D6) Praktisk implementering af en udførelsesform som vist i fig. 10

Hvis der nu ved en praktisk implementering af en kobling 4/5 af den i fig. 10 viste type også kan accepteres en fejl på ikke mere end 2% i bestemmelsen af tidsforsinkelsen τ_1 for nulgennemgangene ved udgangen af signalbehandlingskredsen 27's digitale sektion 27(D), kan den samlede krævede lagerkapacitet yderligere reduceres.

Til dette formål gøres der brug af det allerede i afsnit (D1) nævnte forhold, at fasen $\varnothing(t)$ af TFM-signalet $s(t)$ indenfor et symbolinterval ($mT, mT+T$) overvejende er bestemt ved den filtrerede version af de tre i formel (2) optrædende på hinanden følgende datasymboler $b(m+1), b(m), b(m-1)$. Skifteregisteret 23 reduceres nu i længde, således at kun de tre symboler $b(m+1), b(m), b(m-1)$ er til stede i dette, men til forskel fra de i det foregående beskrevne koblinger vælges ved den praktiske implementering af fig. 10 det midterste interval pT , hvortil impulssvaret $g(t)$ for formodulationsfilteret i fig. 1 er begrænset, ikke i overensstemmelse med de tre elementer i skifteregisteret 23, men gøres meget større end $pT = 3T$, f.eks. $pT = 7T$. For $p = 7$ vil

antallet af mulige former af fasen $\varnothing(t)$ indenfor en symbolperiode T faktisk andrage $2^p = 2^7 = 128$, men disse 128 former af fasen $\varnothing(t)$ kan fordeles over $2^3 = 8$ hovedtrajektorier, som hver svarer til en af de 8 mulige kombinationer $b(m+1)$, $b(m)$, $b(m-1)$ i formel (2) for størrelsen af faseændringen $\varnothing(mT+t) - \varnothing(mT)$ i det pågældende symbolinterval, idet de 16 mulige former af $\varnothing(t)$ for hvert hovedtrajektorium danner et snævert bånd på begge sider af en karakteristisk fase $\bar{\varnothing}(t)$, som opnås ved bestemmelse af middelværdien af disse 16 mulige faser $\varnothing(t)$ til hvert tidspunkt t . I fig. 11 er formen af disse karakteristiske faser $\bar{\varnothing}(t)$ for de 8 mulige kombinationer $b(m+1)$, $b(m)$, $b(m-1)$ i den første fasekvadrant $(0, \pi/2)$ vist ved fuldt optrukne linier, og grænserne for det snævre bånd af 16 mulige faser $\varnothing(t)$ hørende til hver karakteristisk fase $\bar{\varnothing}(t)$ er vist ved brudte linier. Fasen $\bar{\varnothing}(t)$ og grænserne for fasebåndene $\varnothing(t)$ er for kombinationen $b(m+1)$, $b(m)$, $b(m-1) = -1, +1, -1$ og $b(m+1)$, $b(m)$, $b(m-1) = +1, -1, +1$ i praksis fuldstændigt sammenfaldende, når $\bar{\varnothing}(t) = \pi/4$, hvorfor fig. 11 kun viser 7 forskellige faser $\bar{\varnothing}(t)$. Den højeste værdi af standardafvigelsen af fasebåndene $\varnothing(t)$ i forhold til de karakteristiske faser $\bar{\varnothing}(t)$ er mindre end $\pi/128$ rad.

Ved udførelse af de i det foregående afsnit (D5) nævnte beregninger til bestemmelse af tidsforsinkelserne τ_1 i overensstemmelse med formel (35) og opfyldelse af betingelsen (36) benytttes nu værdierne $\bar{\varnothing}_i$ af de karakteristiske faser $\bar{\varnothing}(t)$ til eksempleringstidspunkterne $t = t_i = iT + T/2$ i stedet for faserne \varnothing_i . Ved beregningen af tidsforsinkelsen τ_1 i overensstemmelse med formel (35) er det i afsnit (D5) antaget, at værdierne \varnothing_{i-1} og \varnothing_i i formel (37), som er indeholdt deri, er fuldstændigt bestemt ved de kendte værdier $\bar{\varnothing}_{i-1}$ og $\bar{\varnothing}_i$. Denne antagelse er fuldstændig korrekt for værdier \varnothing_{i-1} og \varnothing_i indenfor samme symbolinterval $(mT, mT+T)$, men er kun delvis rigtig, når $\bar{\varnothing}_{i-1}$ er beliggende i dette

symbolinterval, og $\bar{\theta}_i$ er beliggende i det følgende sym-
 bolinterval ($mT+T$, $mT+2T$). Det har imidlertid vist sig,
 at for de allerede flere gange nævnte værdier $K = 32$ og
 $q = 8$ indfører dette forhold ikke yderligere fejl i be-
 5 stemmelsen af den kvantiserede tidsforsinkelse τ_1 , idet
 der for en given kombination $b(m+1)$, $b(m)$, $b(m-1)$ og
 dermed for en given hovedtrajektorie med en karakteri-
 stisk fase $\bar{\theta}(t)$ i symbolintervallet (mT , $mT+T$), kun er
 mulighed for to forskellige hovedtrajektorier i det føl-
 10 gende symbolinterval ($mT+T$, $mT+2T$), idet hovedtrajekto-
 riet i det sidste interval er betemt ved kombinationen
 $b(m+2)$, $b(m+1)$, $b(m)$, hvor symbolerne $b(m+1)$, $b(m)$ alle-
 rede er givne, og symbolet $b(m+2)$ kan antage værdien $+1$
 eller -1 . Af formel (2) følger, at de karakteristiske
 15 faser $\bar{\theta}(t)$ for disse to hovedtrajektorier til tidspunk-
 tet $t = mT+2T$ altid har en forskel på $\pi/4$ rad, men til
 eksempleringstidspunktet $t_i = mT+T+T/2$ udviser de to
 mulige værdier $\bar{\theta}_i$ en meget mindre forskel, således som
 det vil fremgå af fig. 11 for tilfældet $q = 8$ og dermed
 20 $T_s = T/8$. Hvis nu tidsforsinkelsen τ_1 bestemmes i over-
 ensstemmelse med formel (35) på basis af værdien $\bar{\theta}_{i-1}$
 til eksempleringstidspunktet $t_{i-1} = mT+T-T/2$ og værdien
 $\bar{\theta}_i$ til eksempleringstidspunktet $t_i = mT+T+T/2$, ses ind-
 flydelsen af $b(m+2)$ på værdien af τ_1 at være mindre end
 25 én underperiode τ_0 for $K = 64$ og vil kun i få tilfælde
 resultere i en anden værdi τ_1 ; dette sker f.eks. hvis
 kombinationen $b(m+2)$, $b(m+1)$, $b(m)$, $b(m-1)$ er lig med
 ± 1 , $+1$, $+1$, $+1$, men ikke når denne kombination er lig
 med ± 1 , -1 , $+1$, -1 . For $K = 32$ resulterer indflydelsen
 30 af $b(m+2)$ ikke i noget af disse tilfælde i forskelle med
 hensyn til værdien af tidsforsinkelsen τ_1 , således at
 maksimumfejlen er mindre end 2%. Dette resultat gælder
 for et treelement-skifteregister 23, når den karakte-
 ristiske fase $\bar{\theta}(t)$ benyttes, men også for et femelement-
 35 skifteregister 23 som beskrevet afsnit (D5), når
 selve faserne $\bar{\theta}(t)$ udnyttes, idet symbolet $b(m+2)$ i sidst-

nævnte tilfælde allerede er givet og dermed også hovedtrajektoriet med den karakteristiske fase $\emptyset(t)$ i det følgende symbolinterval ($mT+T$, $mT+2T$) er kendt. Værdien +1 eller -1 af symbolet $b(m+3)$ resulterer da i to mulige faser $\emptyset(t)$ inden for det snævre bånd på hver side af den karakteristiske fase $\bar{\emptyset}(t)$ for dette give hovedtrajektorie, idet en forskel mellem de to mulige værdier $\bar{\emptyset}_i$ til eksempleringstidspunktet $t_i = mT+T+T/2$ har samme lave værdi som forskellen mellem de to mulige værdier \emptyset_i til dette tidspunkt, hvor værdierne +1 eller -1 er symbolet $b(m+2)$, således som det vil fremgå af fig. 11.

Hvis der til den praktiske implementering af koblingen 4/5 i fig. 10 benyttes et skifteregister med kun tre elementer og dermed 8 karakteristiske faser $\bar{\emptyset}(t)$, resulterer dette i en maksimal fejl på mindre end 2% i den kvantiserede tidsforsinkelse τ_1 for nulgennemgangene ved anvendelse af de ovennævnte værdier $q = 8$ og $K = 32$. I dette tilfælde har det første ROM-lager en adresse på kun 8 bit, og den samlede krævede lagerkapacitet andrager kun $6 \times 2^8 = 1536$ bit, hvilket er en reduktion med en faktor 4 sammenlignet med det i det foregående afsnit D(5) beskrevne tilfælde.

Takket være anvendelsen af en forudindstillelig tæller som kredsen til indførelse af tidsforsinkelsen τ_1 arbejder denne praktiske udførelse af koblingen 4/5 i fuld synkronisme med datasymbolhastigheden $1/T$, og der kan hermed uden nogen kredsløbsjustering behandles et bredt område af symbolhastigheder. Dette gør den digitale signalbehandlingssektion i denne kobling særligt attraktiv for monolitisk integration.

Den højest tilladelige symbolhastighed $1/T$ er bestemt ved frekvensen Kq/T for det (andet) taktsignal for den forudindstillelige tæller 42, hvilket signal i sig selv bestemmer den mindste underperiode $\tau_0 = T/(Kq)$ for tidsforsinkelsen τ_1 . Med værdierne $K = 32$ og $q = 8$ vil en symbolhastighed $1/T = 72$ kHz da for tælleren 42

resultere i en taktfrekvens på 18.432 MHz, hvilket stadig er inden for mulighederne ved anvendelse af f.eks. n-MOS teknologi til monolitisk integration. Anvendelse af n-MOS teknologi er attraktiv som følge af det lave
5 effekttab.

En mulighed for at undgå, at tælleren i forsinkelseskredsen 42 tvinges til at arbejde med en høj taktfrekvens, opnås ved multipleksing af to eller flere tællere. Et eksempel på multipleksing af to tællere er
10 vist i blokdiagrammet i fig. 12 for en nulgennemgangs-generator 41. Forsinkelseskredsen 42 i fig. 12 indeholder to forudindstillelige (k-1)-bit nedtællere 42(1) og 42(2), som ved deres tælleindgange modtager takt-signal med en frekvens $Kq/(2T)$, hvilket vil sige halvde-
15 len af den oprindelige værdi Kq/T for det andet taktsignal i fig. 10, idet taktsignalet for nedtælleren 42(2) er en version af taktsignalet for nedtælleren 42(1), som er forsinket med en tid $\tau_0 = T/(Kq)$. De to forindstillingskredse 421(1) og 421(2) styres af første takt-
20 signaler med en hastighed q/T til indstilling af de to tællere 42(1) og 42(2) til en tællerposition, som svarer til de (k-1) mest betydende bit i k-bit tidsindstillingssignalet TS. De respektive indstillingsimpulser SP(1) og SP(2) fra tællerne 42(1) og 42(2) føres til
25 en skiftekrede 51, der styres således af den mindst betydende bit i tidsindstillingssignalet TS, at indstillingsimpulsen SP(2) videreføres ved den logiske værdi 1 af denne bit, og indstillingsimpulsen SP(1) følgelig videreføres ved den logiske værdi 0. Skiftekrede 51
30 dannes f.eks. af to OG-kredse 52 og 53, en ELLER-kreds 54 og en inverter 55, der er forbundet på kendt måde som vist i fig. 12.

Da τ_0 er kvantiseringsenheden for tidsforsinkelsen τ_1 , har tidsindstillingssignalet TS en mindst betydende bit med den logiske værdi 1, når τ_1 er et ulige
35 multiplum af τ_0 , og den logiske værdi 0, når τ_1 er et

lige multiplum af τ . I første tilfælde overføres indstillingsimpulsen $SP(2)$ til OG-kredsen 43, og i andet tilfælde er det indstillingsimpulsen $SP(1)$. Takket være forsinkelsen på τ af tælleren 42(2)'s taktsignal i forhold til tælleren 42(1)'s taktsignal og ovennævnte styring af skifte kredsen 51 ved hjælp af den mindst betydende bit i tidsindstillingssignalet TS optræder indstillingsimpulsen SP, som føres til OG-kredsen 43 altid til det korrekte tidspunkt. Dette beskrives nu i detaljer ved hjælp af et eksempel. For $K = 32$ er TS et binært tal med $k = 5$ bit. For $\tau_1 = 6\tau$ og $\tau_1 = 7\tau$ har TS værdierne henholdsvis "00110" og "00111". I begge tilfælde indstilles tællerne 42(1) og 42(2) til en tælleposition med værdien 3 svarende til de fire mest betydende bit "0011" i TS-signalet, og disse tællere 42(1), 42(2) frembringer en indstillingsimpuls efter tre taktimpulser (med en taktimpulsperiode 2τ), idet $SP(1)$ fremkommer til tiden $t_i + 6\tau$, og $SP(2)$ fremkommer til tiden $t_i + 7\tau$. I det tilfælde, hvor $\tau_1 = 6\tau$, har TS en mindst betydende bit 0, og dermed overfører skifte kredsen 51 signalet $SP(1)$ til tiden $t_i + 6\tau$; i tilfældet $\tau_1 = 7\tau$, har TS en lavest betydende bit 1, og følgelig overfører skifte kredsen 51 signalet $SP(2)$ til tiden $t_i + 7\tau$.

For den ovennævnte værdi på 18.432 MHz for en taktfrekvens, som stadig er acceptabel til monolitisk integration ved n-MOS teknologi, er det ved multipleksning af tællerne 42(1) og 42(2) muligt at forøge den højest tilladelige datasymbolfrekvens $1/T$ fra 72 kHz til 144 kHz. Tilsvarende kan den tilladelige datasymbolfrekvens doubles endnu en gang ved at indsætte fire indstillelige $(k-2)$ -bit nedtællere 42(..), som på deres tælleindgange modtager taktsignaler med frekvensen $Kq/(4T)$ og med indbyrdes forsinkelser med $\tau = T/(Kq)$, og som indstilles af de $(k-2)$ mest betydende bit i tidsindstillingssignalet TS, og ved yderligere at bruge en

skiftekrede 51, som styres af de to mindst betydende bit i tidsindstillingssignalet TS.

(D7). Effekttæthedsspektrum

5 Fig 13 viser den spektrale effekttæthed P/T som funktion af den normaliserede frekvens $|(f-f_c)T|$ for udgangssignalerne fra forskellige typer TFM-sendere.

Kurven a i fig. 13 viser spektret P/T ved udgangen fra koblingen 4 i fig. 1 i det ideelle tilfælde, hvor impulssvaret $g(t)$ fra formodulationsfilteret 7 har uendelig varighed. Når koblingen 4 anvendes i fig. 10 2, må man acceptere en vis reduktion i varigheden af impulssvaret $g(t)$, idet der gøres brug af det forhold, at dette impulssvar $g(t)$ har sine mest betydende værdier i et centralt interval af længden $3T$, og at dets værdier 15 uden for et centralt interval af længden $7T$ kun afviger lidt fra nul. Indflydelsen af disse reduktioner i varigheden af impulssvaret $g(t)$ på spektret P/T ved udgangen af koblingen 4 i fig. 2 er vist i fig. 13 ved kurven b 20 med begrænsning til $7T$ og ved kurven c for det ekstensivt beskrevne tilfælde med begrænsning til $5T$. Afvigelserne mellem kurverne b og c i forhold til kurven a får først virkelig betydning for frekvenser f , hvor $|(f-f_c)T|$ overstiger 1. Imidlertid er niveauet for P/T -spektret for kurverne b og c stadig henholdsvis ca. 25 30 dB og 70 dB lavere end niveauet for bærefrekvensen f_c ved frekvenser f , hvor $|(f-f_c)T|$ er nær værdien 1,5. De forstyrrelser, som den resterende effekt uden for det spektrale hovedområdes aktuelle frekvensbånd giver i 30 nærliggende transmissionskanaler, har, også for kurven c, et niveau, som er lavt nok for det store flertal af praktiske anvendelser i radiokommunikationssystemer. (For fuldstændighedens skyld skal det nævnes, at kurverne a, b og c i fig. 13 allerede kendes fra US patentskrift nr. 4.229.821, jf. fig. 10).

Den praktiske udførelse af arrangementet 4/5 i fig. 10, som allerede er beskrevet i foregående afsnit

(D6), gør brug af et skifteregister 23 med kun tre celler og af de syv forskellige former af de karakteristiske faser $\bar{\theta}(t)$ for de otte mulige kombinationer af datasymbolerne $b(m+1)$, $b(m)$, $b(m-1)$ i skifteregisteret 5 23, således som det er vist i fig. 11 for første vinkelkvadrant $(0, \pi/2)$. Disse karakteristiske faser $\bar{\theta}(t)$ fås ved at begrænse varigheden af impulssvaret $g(t)$ til et centralt interval med længden $7T$ og fordele de 128 mulige former af fasen $\theta(t)$ over 8 hovedtrajektorier, 10 samt ved at fastlægge de karakteristiske faser $\bar{\theta}(t)$ som gennemsnitsværdien af de 16 mulige former for fasen $\theta(t)$ langs hvert hovedtrajektorie. Hvis der nu i koblingen 4 i fig. 2 også gøres brug af et skifteregister med kun tre elementer og af de karakteristiske faser $\bar{\theta}(t)$, dvs. 15 hvis der som modulationsparametre i sektionerne 21(1) og 21(2) i det første ROM-lager 21 lagres værdierne $\cos[\bar{\theta}(t)]$ og $\sin[\bar{\theta}(t)]$, resulterer dette i et spektrum P/T ved udgangen af koblingen 4 i fig. 2, som illustreres af kurven d i fig. 13. Følgelig resulterer bru-

20 gen af denne karakteristiske fase $\bar{\theta}(t)$ i et spektrum, der for frekvenser f , for hvilke $|(f-f_c)T|$ har en værdi over 0,6, begynder at afvige fra spektret i kurve a for det ideelle tilfælde, men som for værdier af $|(f-f_c)T|$ på ca. 1,5 stadig har et niveau, som er næsten 60 dB 25 lavere end niveauet fra bærefrekvensen f_c . Den tilbageværende effekt uden for det spektrale hovedområdes frekvensbånd kan så undertrykkes ved hjælp af et båndpasfilter med afskæringsfrekvenser ved de frekvenser f_c , hvor $|(f-f_c)T|$ ligger mellem 0,8 og 0,9, således som det 30 fremgår af fig. 13. For at reducere mulige amplitudeudsving i det vinkelmodulerede signal som følge af indsættelsen af dette båndpasfilter skal filteret have en maksimalt flad overføringskarakteristik i gennemgangsfrekvensbåndet.

35 I den praktiske udførelse af koblingen 4/5 i fig. 10 gøres der også brug af denne karakteristiske fa-

se $\bar{\theta}(t)$, men her for at bestemme tidsforsinkelsen τ_1 for nulgennemgangene for toniveau-signalet ved udgangen fra den digitale signalbehandlingsdel 27(D). Spektret P/T for dette toniveau-signal ved udgangen af delen 27(D) har et støjminimum, som afhænger af nøjagtigheden i bestemmelsen af nulgennemgangene, en virkning som kan sammenlignes med den nedre støjgrænse, som forårsages af den begrænsede nøjagtighed i DAC-kredse. En større nøjagtighed for nulgennemgangene og dermed et lavere støjminimum for P/T-spektret kan fås ved at øge antallet K af de underinddelingsperioder τ_0 , som tidsrummet T_s mellem de diskrete signalværdier inddeles i.

Da underinddelingsperioden τ_0 udgør kvantiseringsenheden for bestemmelsen af tidsforsinkelsen τ_1 , og den største fejl for kvantiseringen af τ_1 dermed er lig det halve af underinddelingsperioden $\tau_1/2 = T_s/(2K)$, gælder det alment, at støjminimumet NF for effekttæthedsspektret P/T for et signal er givet ved formlen:

$$NF = c_2/(2K) \quad (38)$$

hvor C_2 er en proportionalitetsfaktor, som afhænger af arten af signalet. For TFM-signaler har denne konstant C_2 værdien 0,5, når værdierne +1 og -1 for de datasymboler, som skal sendes, optræder med lige store sandsynligheder (datasignal med tilfældige værdier) ifølge signalstatistikker over TFM, således at der fås

$$NF_{TFM} = 1/(4K) \quad (39)$$

Hvis der anvendes den førømtalte værdi $K = 32$, fås et støjminimum NF_{TFM} , som er omtrent 42 dB mindre end niveauet for bærefrekvensen f_c . Denne værdi er også kendt i praksis, og den er vist i fig. 13 ved en punkteret linie.

Dette støjminimum på -42 dB kan yderligere reduceres ved at bruge et båndpasfilter 18 med passende

båndbredde ved frekvensomsætningen i den analoge signalbehandlingsdel 27(A) i fig. 10. Hvis der anvendes et passende krystalfilter 18 med en båndbredde (ved 3 dB punkterne), som er ca. to gange datasymbolfrekvensen $1/T$, ses i praksis, at støjminimet for TFM-signalet $s(t)$ ved udgangen af koblingen 4/5 i fig. 10 er næsten 65 dB lavere end niveauet for bærefrekvensen f_c . Sidstnævnte værdi på -65 dB for støjminimet er også vist i fig. 13 som en punkteret linie.

10

(D8). Praktisk udførelse ved meget høje datasymbolfrekvenser

Også ved meget høje datasymbolfrekvenser $1/T$, f.eks. 30-40 MHz, som det bruges i satellitkommunikation, er en kobling 4/5 af den i fig. 10 viste art meget attraktiv. Ved den praktiske udførelse af en sådan kobling 4/5 kan der stadig gøres brug af de foranstaltninger, som er beskrevet i de foregående afsnit (D6) og (D7), så som et skifteregister 23 med kun tre elementer, tidsforsinkelser τ_1 bestemt på basis af karakteristiske faser $\bar{\theta}(t)$ og et filter 18 med en passende båndbredde til at reducere støjminimet for P/T-spektret. Med de givne høje frekvenser for de nødvendige taktsignaler udføres de logiske kredsløb (portkredse, flip-flops, tællere) fortrinsvis ved hjælp af umættet, bipolar logik eksempelvis af ECL-typen (emitter-koblet logik). Ved en sådan udførelse kan der med fordel gøres brug af de foranstaltninger, som er vist i blokdiagrammet i fig. 14, som adskiller sig fra fig. 10 i to henseender.

30

For det første indføres tidsforsinkelserne i fig. 14 ved hjælp af et kredsløb 42, hvori de allerede udførligt beskrevne tællemetoder er kombineret med faste forsinkelsesled. Til at indføre værdier af τ_1 i intervallet $0-7\tau_1$ indeholder kredsløbet 42 en serieforbindelse af tre forsinkelsesled 56, 57 og 58, som frem-

35

bringer forsinkelser på henholdsvis τ_0 , $2\tau_0$ og $4\tau_0$, der kan indsættes eller udelades ved hjælp af tilknyttede kontaktkredse 561, 571 og 581, som styres af de tre mindst betydende bit i tidsindstillingssignalet TS, idet

5 den logiske værdi 1 for en sådan bit åbner den pågældende kontaktkreds, hvorved det tilsvarende forsinkelsesled indkobles. Til indføring af værdier af τ_1 , som er multipla af $8\tau_0$, indeholder kredsen 42 en forindstillelig (k-3)-bit nedtæller 59, som ved sin tælleindgang over

10 serieforbindelsen af forsinkelsesleddene 56, 57 og 58 modtager et taktsignal med frekvensen $Kq/8T$, hvilket er en faktor 8 lavere end den oprindelige værdi Kq/T for det andet taktsignal i fig. 10. Til denne nedtæller 59 hører et indstillingskredsløb 591, som styres af det

15 første taktsignal med frekvensen q/T og indstiller nedtælleren 59 til en tælleposition svarende til de (k-3) mest betydende bit i tidsindstillingssignalet TS. På basis af et eksempel vil det nu blive vist, at kredsen 42 i fig. 14 altid fører indstillingsimpulsen SP til OG-

20 kredsen 43 til det korrekte tidspunkt $t_i + \tau_1$. For $K = 32$ er tidsindstillingssignalet TS et binært tal med $k = 5$ bit, og for forsinkelserne $\tau_0 = 23\tau_0$, $\tau_1 = 19\tau_0$ og $\tau_2 = 4\tau_0$ har værdierne 10111, 10011 og 00100. I første og andet tilfælde indstilles tælleren 59 til en tælle-

25 position, som svarer til de $k-3 = 2$ mest betydende bit "10" i TS, og efter to taktimpulser (med taktperioden $8T/Kq = 8\tau_0$) frembringer tælleren en indtillingsimpuls SP- I første tilfælde åbner de tre mindst betydende bit 111 i TS alle kontaktkredsene 561, 571 og 581, således

30 at tælleren 59 modtager et taktsignal med forsinkelsen $7\tau_0$, og SP følgelig fremkommer til tiden $t_i + 7\tau_0 + 2(8\tau_0) = t_i + 23\tau_0$; i andet tilfælde åbner de tre mindst betydende bit 011 i TS kun kontaktkredsene 561 og 571, så tælleren 59 modtager taktsignalet med forsinkelsen

35 $3\tau_0$, og SP følgelig fremkommer til tiden $t_i + 3\tau_0 + 2(8\tau_0) = t_i + 19\tau_0$. I tredje tilfælde indstiller de to

mest betydende bit 00 i TS tælleren 59 til tællepositionen 0, og de tre mindst betydende bit 100 i TS åbner kun kontaktkredsen 581, så tælleren 59 modtager taktsignalet med en forsinkelse på $4\tau_o$, og SP følgelig fremkommer til tiden $t_i + 4\tau_o$.

Takket være disse foranstaltninger resulterer en datasymbolfrekvens $1/T = 40$ MHz og værdierne $K = 32$ og $k = 8$ i en taktfrekvens på 1,28 GHz for tælleren 59 i stedet for de 10,24 GHz, som ville have været nødvendigt ved tælleren 42 i fig. 10. I dette tilfælde har $\tau_o = T/(Kq)$ en værdi på ca. 0,1 ns, således at forsinkelsesleddene 56, 57 og 58 kan udføres som enkle forsinkelsesled formet som bånd med passende længder.

I dette eksempel har den første taktfrekvens q/T værdien 320 MHz, og i fig. 10 medfører dette en cyklus-tid for det første ROM-lager 21 på 3,125 ns. For det andet viser fig. 10 en mulighed for at forebygge problemer, som kan opstå på grund af de nødvendige, meget korte tilgangstider i størrelsesordenen få ns. Til dette formål udgøres det første ROM-lager 21 i fig. 14 af r ROM-lagre 21(1) ... 21(r), som alle har samme indhold, og som hver har sin adresseringsindgang forbundet til en separat udgang fra en adressefordelerkreds 60. Denne styres af det første taktsignal med frekvensen q/T og fordeler cyklisk de 8-bit-adresser, som adresseringskredsløbet 22 danner ved denne frekvens q/T på sine r udgange, således at hvert af de r ROM-lagre 21(1) ... 21(r) adresseres med den r -gange lavere frekvens $q/(rT)$. Værdierne af styresignalerne TS og ZI, som udlæses fra ROM-lagrene 21(1) ... 21(r), føres til nulgennemgangs-generatoren 41 med den nødvendige frekvens q/T ved hjælp af en multipleks-kreds 61, som også styres af det første taktsignal med frekvensen q/T , og hvis r indgange er forbundet til udlæsningsudgangene fra de tilsvarende ROM-lagre 21(1) ... 21(r). Værdien af r bestemmes som forholdet mellem de i praksis eksisterende

ROM-lagres cyklustid, og den nødvendige cyklustid på 3,125 ns.

5 (D9). Anvendelse af koblingen til signaler med ikke-
konstant amplitude

De hidtil beskrevne udførelsesformer for opfindelsen angår alle frembringelse af et analogt, vinkelmoduleret bæresignal med konstant amplitude som svar på datasignaler med givne datasymbolfrekvenser. Opfindelsen er imidlertid også egnet til brug i apparater til frembringelse af et analogt, amplitudemoduleret eller amplitude- og fasemoduleret bæresignal som svar på datasignaler, når det således modulerede bæresignal opnås ved at addere to fasemodulerede bæresignaler med samme bærefrekvens og samme, konstante amplitude. Det grundlæggende kredsløbsdiagram for en sådan sender kendes fra GB offentliggørelsesskrift nr. 2.095.492A (offentliggjort 29. september 1982) og vil nu blive beskrevet under henvisning til fig. 15.

20 For at kunne danne et amplitude- og fasemoduleret signal $S(t)$ af formen:

$$S(t) = A(t) \cdot \cos[\omega_c t + \varnothing(t)] \quad (40)$$

25 indeholder senderen i fig. 15 to kilder 62 og 63, som frembringer signaler, der repræsenterer henholdsvis den informationsbærende amplitude $A(t)$ og den informationsbærende fase $\varnothing(t)$, hvor $A(t)$ er normaliseret så $|A(t)| \leq 1$. Yderligere omfatter denne sender et modulationstrin 64 med to fasemodulatorer 65 og 66, i hvilke et bæresignal $\sin(\omega_c t)$ fra en oscillator 67 fasemoduleres af to forskellige signaler $\alpha(t)$ og $\beta(t)$. De tilsvarende udgangssignaler $Z_1(t)$ og $Z_2(t)$ fra disse fasemodulatorer 65 og 66 er givet ved:

$$\begin{aligned} Z_1(t) &= \sin[\omega_c t + \alpha(t)] \\ Z_2(t) &= \sin[\omega_c t + \beta(t)] \end{aligned} \quad (41)$$

De modulerende signaler $\alpha(t)$ og $\beta(t)$ udledes af signalerne $A(t)$ og $\emptyset(t)$ fra kilderne 62 og 63 ved hjælp af et signaltransformeringstrin 68, i hvilket signalet $A(t)$ føres til en arcsinus-generator 69 til dannelselse af signalet $\arcsin A(t)$, som henholdsvis adderes til og subtraheres fra signalet $\emptyset(t)$ ved hjælp af en additionskreds 70 og en subtraktionskreds 71. Signalet $\alpha(t)$ fremkommer så ved udgangen af additionskredsen 70, og signalet $\beta(t)$ ved udgangen af subtraktionskredsen 71, hvor:

$$\begin{aligned} \alpha(t) &= \emptyset(t) + \arcsin A(t) \\ \beta(t) &= \emptyset(t) - \arcsin A(t) \end{aligned} \quad (42)$$

På basis af formlerne (42) kan de fasemodulerede signaler $Z_1(t)$ og $Z_2(t)$ skrives som:

$$\begin{aligned} Z_1(t) &= \sin[\omega_c t + \emptyset(t) + \arcsin A(t)] \\ Z_2(t) &= \sin[\omega_c t + \emptyset(t) - \arcsin A(t)] \end{aligned} \quad (43)$$

Disse signaler $Z_1(t)$ og $Z_2(t)$ summeres i et udgangstrin 72 ved at subtrahere $Z_2(t)$ fra $Z_1(t)$, hvor man ved en simpel trigonometrisk omformning af formel (43) kan skrive differenssignalet $Z_1(t) - Z_2(t)$ som:

$$Z_1(t) - Z_2(t) = 2 \sin[\arcsin A(t)] \cdot \cos[\omega_c t + \emptyset(t)] \quad (44)$$

og dermed som:

$$Z_1(t) - Z_2(t) = 2 A(t) \cdot \cos[\omega_c t + \emptyset(t)] \quad (45)$$

således at der ved udgangen af trinnet 72, bortset fra

en konstant faktor 2, faktisk opnås det ønskede amplitu-
de- og fasemodulerede signal $S(t)$ givet ved formel (40).

For at opnå en høj effektivitetsgrad kan trin-
net 72 have en opbygning som vist i fig. 15. Signaler-
ne $Z_1(t)$ og $Z_2(t)$ føres til klasse-D-forstærkere 73 og
5 74, så toniveau-signalerne ved disses udgange kan frem-
stilles ved $\text{sgn}[Z_1(t)]$ og $\text{sgn}[Z_2(t)]$, hvis nulgennemgan-
ge svarer til nulgennemgangene for de fasemodulerede
signaler $Z_1(t)$ og $Z_2(t)$ som givet i formel (43). Disse
10 toniveau-signaler summeres i en subtraktionskreds 75,
som giver et treniveau-signal

$$\text{sgn}[Z_1(t)] - \text{sgn}[Z_2(t)] \quad (46)$$

15 der føres til et båndpasfilter 76 med en centerfre-
kvens lig bærefrekvensen f_c . Under de samme betingelser,
som nævnt under udledningen af formel (10) i afsnit
(D2), kan det vises, at treniveau-signalet fra formel
(46) indeholder leddet:

20

$$C_1 [Z_1(t) - Z_2(t)] = 2C_1 A(t) \cdot \cos[\omega_c t + \varnothing(t)] \quad (47)$$

som kan skilles ud ved hjælp af filteret 76 og svarer
til det ønskede signal $S(t)$ fra formel (40) på nær en
25 faktor $2C_1$, hvor $C_1 = 4/\pi$ er samme konstant som i formel
(10), dvs. konstanten C_1 er uden betydning.

Efter overvejelserne i afsnittene (D1)-(D6) vil
det være indlysende, at senderen i fig. 15 stiller meget
strengt krav til styringen af de analoge kredsløbsfunk-
30 tioner, og at der derfor med fordel kan gøres brug af
koblingerne ifølge opfindelsen til at danne hvert af de
fasemodulerede signaler $Z_1(t)$ og $Z_2(t)$, når en sådan
sender anvendes til transmission af datasignaler.

Sammenhængen mellem de datasignaler, som skal
35 transmitteres, og formerne af amplituden $A(t)$ og fasen
 $\varnothing(t)$ for det ønskede, modulerede signal $S(t)$ bestemmes

af den valgte modulationsmetode. Denne form for modulation karakteriseres sædvanligvis ved en todimensional signalkonstellation, hvori et diskret antal punkter repræsenterer værdierne af amplitude-fase-parret $A(t), \theta(t)$ til datasymbol-tidspunkterne $t = mT$, under antagelse af at de ved modulationsmetoden benyttede filtre opfylder Nyquist første kriterium. I fig. 16 ses to kendte 16-punkts konstellationer for transmissionen af binære datasignaler med bitfrekvensen $4/T$, hvor datasymbolerne dannes af grupper på fire efter hinanden følgende bit (quadbits), som transmitteres med en datasymbolfrekvens $1/T$. Diagram a i fig. 16 viser den kendte AM-PM-konstellation i overensstemmelse med CCITT anbefalingen V.29 for transmission af data med en frekvens på 9600 bit pr. sekund, og diagram b viser som alternativ den kendte QAM-konstellation (Kvadratur-Amplitude Modulation) beskrevet i artiklen af Toschini, Gitlin og Weinstein i The Bell System Technical Journal, bind 52, nr. 6, juli-august 1973, side 927-965. De numeriske værdier af $A(t)$ i diagrammerne a og b er realtive amplituder, idet $A(t)$ normaliseres, så at $|A(t)| \leq 1$. Formen af amplitude-fase-parret $A(t), \theta(t)$ til tidspunkter t i et datasymbol-interval $(mT, mT+T)$ afhænger af det specifikke valg af filterkarakteristik, som opfylder Nyquist første kriterium, hvor der i vid udstrækning gøres brug af klassen af Racos-karakteristikker (Racos = Raised-cosine), se f.eks. bogen "Principles of Data Communication", side 50-51, af Lucky, Saltz og Weldon Jr., New York, Mc-Graw Hill, 1968. Hvis der også i dette tilfælde anvendes digitale signalbehandlingsteknikker til filtreringen, benyttes kun de mest betydende værdier for det ønskede impulssvar og igen i et centralt interval af længden pT , hvor $p = 3$ eller $p = 5$.

Blokdiagrammet i fig. 17 viser, hvordan opfindelsen kan anvendes i en datasender, som frembringer et moduleret signal $S(t)$ med AM-PM-konstellation, som vist

i diagram a i fig. 16, og som gør brug af principperne fra diagrammet i fig. 15. Enheder i fig. 17, som svarer til enheder i fig. 4 og 5, som allerede er beskrevet i det foregående, har fået samme henvisningstal.

5 I senderen i fig. 17 synkroniserer taktsignalkilden 2 datasignalkilden 1, således at de binære data-signaler føres til en kodekreds 77 med bitfrekvensen $4/T$. Kodekredsen 77 omfatter et 4-bit skifteregister 78, som tager imod denne serielle bit-strøm og opdeler
10 den i quadbit $a(m)$, som stilles til rådighed parallelt med datasymbolfrekvensen $1/T$ og er tilgængelige på udgangene af de fire celler i skifteregisteret. Imidlertid er disse quadbit $a(m)$ stadig ikke repræsentative for signalpunkterne $a(mT)$, $\emptyset(mT)$ i diagram a i fig. 16, eftersom kodningsreglen fra V.29 anbefalingen indebærer,
15 at anden, tredje og fjerde bit i hver quadbit $a(m)$ fastlægger faseforandringen i forhold til den absolutte faseværdi $\emptyset(mT-T)$ til tidspunktet $t = mT-T$ for det foregående datasymbol. For at opnå sæt af quadbit $b(m)$, hvis
20 anden, tredje og fjerde bit repræsenterer den absolutte faseværdi $\emptyset(mT)$ i diagrammet i fig. 16, og hvis første bit repræsenterer den relative amplitude $A(mT)$, som er sammenhørende med denne absolutte fase $\emptyset(mT)$, omfatter kodekredsen 77 også en konverter 79, der som svar på
25 quadbit $a(m)$ akkumulerer de følgende faseforandringer og fremviser resultatet modulo- 2π som en absolut faseværdi $\emptyset(mT)$ med anden, tredje og fjerde bit i quadbit-sættene $a(m)$.

Adresserne til det første ROM-lager 21 udledes
30 nu fra disse sæt af quadbit $b(m)$ ved hjælp af et adresseringskredsløb 22, hvis opbygning allerede er beskrevet i detaljer. I fig. 17 er valgt en længde $pT = 3T$ for det centrale interval, hvortil det ønskede impulssvar begrænses, således at skifteregisteret 23 har en længde
35 på tre elementer, og hvert element en bredde på 4 bit. Kvadranttælleren 24, som blev brugt i de beskrevne

TFM-sendere, er imidlertid ikke med i fig. 17, da fasen $\emptyset(t)$ mellem tidspunkterne $t = mT$ og $t = mT+T$ ikke altid forbliver i samme vinkelkvadrant, hvilket ses af diagram a i fig. 16, hvori et af de mulige trajektorier for amplitude-fase-parret $A(t), \emptyset(t)$ i tidsintervallet $3T$ er vist ved en punkteret kurve. Indholdet i skifteregistret 23 (12 bit) og tællepositionen for modulo- q -tælleren 26 (3 bit ved interpolationsfaktoren $q = 8$) danner adressen til det første ROM-lager 21, hvorfra der udlæses med en eksempleringsfrekvens på $f_s = q/T$. Til det første ROM-lager 21 er forbundet to signalbehandlingskredse 27(D1) og 27(D2) til behandling af de udlæste værdier med henblik på at danne toniveau-signalerne $\text{sgn}[z_1(t)]$ og $\text{sgn}[z_2(t)]$, som igen behandles i en udgangskreds 27(A) på samme måde som ved kredsen 72 i fig. 15.

De i det første ROM-lager 21 oplagrede værdier kan repræsentere forskellige typer modulations-parametre afhængig af arten af signalbehandlingskredsene 27(D1) og 27(D2), som anvendes i fig. 17. Når disse signalbehandlingskredse i fig. 17 er af en lignende opbygning som signalbehandlingskredsen 27(D) i fig. 4, udledes de to styresignaler TS og ZI til nulgennemgangsgeneratoren 41 fra diskrete signalværdier $Z_1(t_i)$ og $Z_2(t_i)$ af de fasemodulerede signaler $Z_1(t)$ og $Z_2(t)$ givet ved formel (43), hvilke fås fra styresignalgeneratoren 45 ved hjælp af den digitale kvadraturmodulationskreds 35, som er forbundet til det første ROM-lager 21. I nærværende tilfælde lagres der i det første ROM-lager 21 i fig. 17 digitale, numeriske værdier, som repræsenterer modulationsparametrene $\cos[\alpha(t_i)]$ og $\sin[\alpha(t_i)]$ for signalbehandlingskredsen 27(D1), og modulationsparametrene $\cos[\beta(t_i)]$ og $\sin[\beta(t_i)]$ for signalbehandlingskredsen 27(D2), hvor $\alpha(t)$ og $\beta(t)$ er faserne for signalerne $Z_1(t)$ og $Z_2(t)$ udregnet ud fra værdierne af amplitude-fase-parret $A(t), \emptyset(t)$ ved hjælp af formel (42).

Signalbehandlingskredsene i fig. 17 kan imidlertid alternativt være af en lignende opbygning som signalbehandlingskredsen 27(D) i fig. 9 eller 27(D) i fig. 10. I første tilfælde repræsenterer de i ROM-lageret 21 i fig. 17 oplagrede værdier værdierne af modulationsparametrene $\theta_1(t)$ for kredsen 27(D1) samt modulationsparameteren $\theta_2(t)$ for kredsen 27(D2). Parametrene $\theta_1(t)$ og $\theta_2(t)$ er argumenterne i signalerne $Z_1(t)$ og $Z_2(t)$ i overensstemmelse med relationerne:

$$\begin{aligned} Z_1(t) &= \sin[\theta_1(t)] \\ Z_2(t) &= \sin[\theta_2(t)] \end{aligned} \quad (48)$$

og som derfor kan beregnes på basis af formel (43). I det andet tilfælde er det selve styresignalerne TS og ZI til nulgennemgangsgeneratoren 41, der lagres som modulationsparametre i ROM-lageret 21 i fig. 17, disse styresignaler TS og ZI til hver af signalbehandlingskredsene 27(D1) og 27(D2) bestemmes som vist i afsnit (D5) ved at anvende formlerne (35) og (36) på værdierne for de respektive argumenter $\theta_1(t)$ og $\theta_2(t)$ til tidspunkterne t_{i-1} og t_i .

P A T E N T K R A V

1. Kobling til frembringelse af et analogt, vinkelmoduleret bæresignal med en i det væsentlige konstant amplitude som svar på datasignaler med en given symbolfrekvens $1/T$, hvilken kobling omfatter:

- en taktgiverkreds (20), som synkroniseres af symbolfrekvensen $1/T$ til frembringelse af et første taktsignal med frekvensen q/T , hvor q er et helt tal større end 1,

- et første ROM-lager (21) til i adresserbare pladser at lagre digitale, numeriske værdier, som repræsenterer modulationsparametre for det vinkelmodulerede bæresignal,

- et af det første taktsignal styret adresse-
ringskredsløb (22) til som svar på et forudbestemt antal
af efter hinanden følgende datasymboler at frembringe
adresser med en hastighed på q/T til udlæsning af de
5 lagrede værdier fra pladserne i det første ROM-lager
(21), og

- en til det første ROM-lager (21) forbundet sig-
nalbehandlingskreds (27) til behandling af de udlæste
værdier for at generere det analoge, vinkelmodulerede
10 bæresignal, k e n d e t e g n e t ved, at der i sig-
nalbehandlingskredsen (27) for vinkelmodulerede bæresig-
naler, hvis samlede fasevariation i en periode T/q for
det første taktsignal højst er π rad, indgår en nulgen-
nemgangsgenerator (41), omfattende

15 - en af det første taktsignal styret forsinkel-
seskreds (42), der som svar på et numerisk tidsindstil-
lingsignal frembringer en indstillingsimpuls med en
forudindstillelig tidsforsinkelse på maksimalt T/q i
forhold til det første taktsignal,

20 -en af det første taktsignal styret port-kreds
(43) til kun at videreføre de af forsinkelseskredsen
(42) frembragte indstillingsimpulser som svar på et
nulgennemgangsindikeringssignal, og

- en til port-kredsen (43) forbundet bistabil im-
25 pulsgenerator (44) til frembringelse af et toniveau-sig-
nal, hvis niveauskift kun sker til tidspunkterne for de
fra port-kredsen (43) til impulsgeneratoren (44) over-
førte indstillingsimpulser, hvorhos signalbehandlings-
kredsen (27) omfatter yderligere et båndpasfilter (18),
30 som er tilkøbet impulsgeneratoren og har en centerfre-
kvens svarende til bærefrekvensen i det vinkelmodulerede
bæresignal.

2. Kobling ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t
ved, at de i det første ROM-lager (21) oplagrede værdi-
35 er repræsenterer modulationsparametrene $\cos[\theta(t)]$ og
 $\sin[\theta(t)]$, hvor $\theta(t)$ er fassen af det analoge, vinkelmo-

dulerede bæresignal, og at signalbehandlingskredsen (27) desuden omfatter en styregenerator (45) til frembringelse af tidsindstillings- og nulgennemgangsindikeringssignalerne, hvilken styregenerator omfatter:

5 - en digital kvadraturmodulationskreds (35), som er tilsluttet direkte til det første ROM-lager (21) til med eksempleringsfrekvensen q/T at frembringe et digitalt signal, der repræsenterer det analoge, vinkelmodulerede bæresignal,

10 - et andet ROM-lager (47) til i adresserbare pladser at lagre digitale, numeriske værdier for tidsindstillingssignalet,

 - en fortegnedetektor (48) til frembringelse af nulgennemgangssignalet, og

15 - en forsinkelseskreds (46) til forsinkelse af det af kvadraturmodulationskredsen (35) frembragte digitale signal med en eksempleringsperiode T/q , hvorved de til hinanden svarende størrelsesbit i en eksempleringsprøve af det digitale signal og den samtidigt optrædende eksempleringsprøve af det forsinkede digitale signal
20 tilsammen udgør adressen for det andet ROM-lager (47), og respektive fortegnsbite for de to eksempleringsprøver udgør indgangssignalet til fortegnedetektoren (48).

3 Kobling ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t
25 ved, at de i det første ROM-lager (21) lagrede værdier repræsenterer modulationsparameteren $\theta(t)$, hvor $\theta(t) = \omega_c t + \varnothing(t)$ er argumentet for det analoge, vinkelmodulerede bæresignal med bærefrekvensen ω_c og fasen $\varnothing(t)$, og at signalbehandlingskredsen (27) også omfatter en styregenerator (45) til frembringelse af tidsindstillings- og nulgennemgangsindikeringssignalerne, hvilken styregenerator omfatter:

 - et andet ROM-lager (47) til i adresserbare pladser at lagre digitale, numeriske værdier for tidsindstillingssignalet,
35

 - en fortegnedetektor (48) til frembringelse af nulgennemgangsindikeringssignalet,

- en forsinkelseskreds (42) til forsinkelse af det digitale udgangssignal fra det første ROM-lager (21) med en periode T/q , og

5 - en additionskreds (43) til frembringelse af et digitalt sumsignal som svar på de respektive størrelsesbit i en eksempleringsprøve af det digitale udgangssignal og den samtidigt optrædende eksempleringsprøve af det forsinkede digitale udgangssignal, hvilke størrelsesbit i nævnte eksempleringsprøver tilsammen udgør
10 adressen for det andet ROM-lager (47), medens de respektive fortegnbits i samtidigt optrædende eksempleringsprøver af de ikke-forsinkede og forsinkede digitale udgangssignaler udgør indgangssignalet til fortegnsdetektoren (48).

15 4. Kobling ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t ved, at de i det første ROM-lager (21) lagrede værdier repræsenterer tidsindstillings- og nulgennemgangsindikerings-signalerne som modulationsparametre for det analoge, vinkelmodulerede bæresignal, og at nulgennemgangsgeneratoren (41) i signalbehandlingskredsen (27) er direkte forbundet til det første ROM-lager (21).
20

5. Kobling ifølge krav 1, hvor tidsindstillings-signalet er kvantiseret med k bit, k e n d e t e g n e t ved, at forsinkelseskredsen (42) i nulgennemgangsgeneratoren (41) er en forudindstillelig k -bit-nedtæller med et af det første taktsignal styret forindstillingskredsløb (421) til indstilling af nedtælleren til en tælleposition, der svarer til de k -bit i tidsindstillings-signalet, hvilken nedtæller på sin tælleindgang
25 modtager et andet, af taktgiverkredsen (20) frembragt taktsignal med frekvensen Kq/T , hvor $K = 2^k$ og ved indtagelse af tællepositionen nul frembringer en udgangsimpuls, der føres til port-kredsen (43) som indstillingsimpuls.
30

35 6. Kobling ifølge krav 1, hvor tidsindstillings-signalet er kvantiseret med k bit, k e n d e t e g n e t

n e t ved, at forsinkelseskredsen (42) i nulgen-
 gangsgeneratoren (41) udgøres af et antal på 2^n forud-
 indstillelige (n-n)-bit nedtællere (42(1), 42(2)) samt
 af en skiftekrede (51) med 2^n indgange, hvor n er et
 5 helt tal mellem 1 og k, hvilke nedtællere hver omfatter
 et af det første taktsignal styret forindstillingskreds-
 løb (421(1), 421(2)) til indstilling af hver nedtæller
 til en tælleposition svarende til de (k-n) mest betyden-
 de bit i tidsindstillingssignalet og på deres tælleind-
 10 gange modtager andre af taktgiverkredsen (20) frembragte
 taktsignaler med frekvensen $Kq/(2^n T)$ og indbyrdes for-
 sinkelser på T/Kq , hvor $K = 2^k$, hvorhos nedtællerne
 (42(1), 42(2)) ved indtagelse af deres tællepositioner
 sender udgangsimpulser til tilsvarende indgange på
 15 skiftekrede (51), der samtidigt er styret af de n la-
 vest betyden- de bit i tidsindstillingssignalet på en så-
 dan måde, at kun udgangsimpulsen på den indgang, som
 modsvarer disse n bit, føres til port-kredsen (43) som
 indstillingsimpuls.

20 7. Kobling ifølge krav 1, hvor tidsindstillings-
 signalet er kvantiseret med k bit, k e n d e t e g -
 n e t ved, at forsinkelseskredsløbet (42) i nulgen-
 nemgangsgeneratoren (41) omfatter en forudindstillelig
 (k-n)-bit nedtæller (59), hvis tælleindgang modtager et
 25 andet af taktgiverkredsen (20) frembragt taktsignal med
 frekvensen $Kq/(2^n T)$ over en seriekobling af n indkoble-
 lige forsinkelsesledninger (56, 57, 58) med tidsforsin-
 kelser tiltagende fra værdien T/Kq en faktor 2 for hver
 ledning op til værdien $2^{n-1} T/Kq$, hvor n er et helt tal
 30 og $1 < n = k$, medens $K = 2^k$, hvilken nedtæller (59) om-
 fatter et af det første taktsignal styret indstillings-
 kredsløb (591) til indstilling af nedtælleren til en
 tælleposition svarende til de (k-n) mest betyden- de bit i
 tidsindstillingssignalet, medens nævnte seriekobling om-
 35 fatter skiftekrede løb til indføjelse af en tidsforsin-
 kelse svarende til de n mindst betyden- de bit i tidsind-

stillingssignalet, og nedtælleren (59) ved indtagelse af sin nulposition frembringer en udgangsimpuls, der føres til port-kredsen (43) som indstillingsimpuls.

8. Kobling ifølge krav 4, k e n d e t e g n e t
5 ved, at det første ROM-lager (21) er sammensat af r ROM-lagre alle med samme indhold og hvert med sin adresseringsindgang sluttet til en adressefordelerkreds (60) med r udgange og med sin udlæsningsudgang sluttet til en
10 multiplekser (61) med r indgange, hvilken adressefordelerkreds og hvilken multiplekser begge styres af det første taktsignal til cyklisk fordeling af læseadresserne til henholdsvis multipleksering af de udlæste værdier fra de r ROM-lagre.

9. Kobling til frembringelse af et amplitude- og
15 fasemoduleret bæresignal som svar på datasignaler med en given symbolfrekvens $1/T$ ved summation af to forskellige, fasemodulerede bæresignaler med ens bærefrekvenser og ens, i det væsentlige konstante amplituder, k e n -
d e t e g n e t ved, at hver af de to fasemodulerede
20 bæresignaler frembringes af en kobling ifølge ethvert af kravene 1-7, hvilke koblinger har taktgiverkredsen (20), adresseringskredsløbet (22) og båndpasfilteret (76) til fælles.

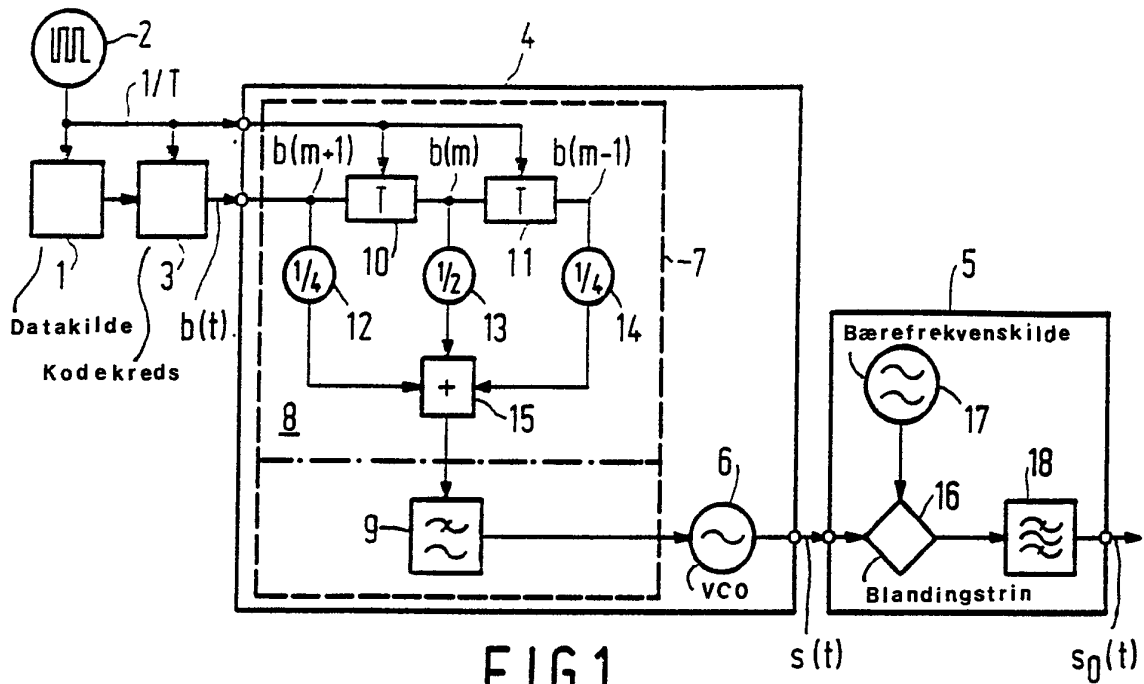


FIG. 1

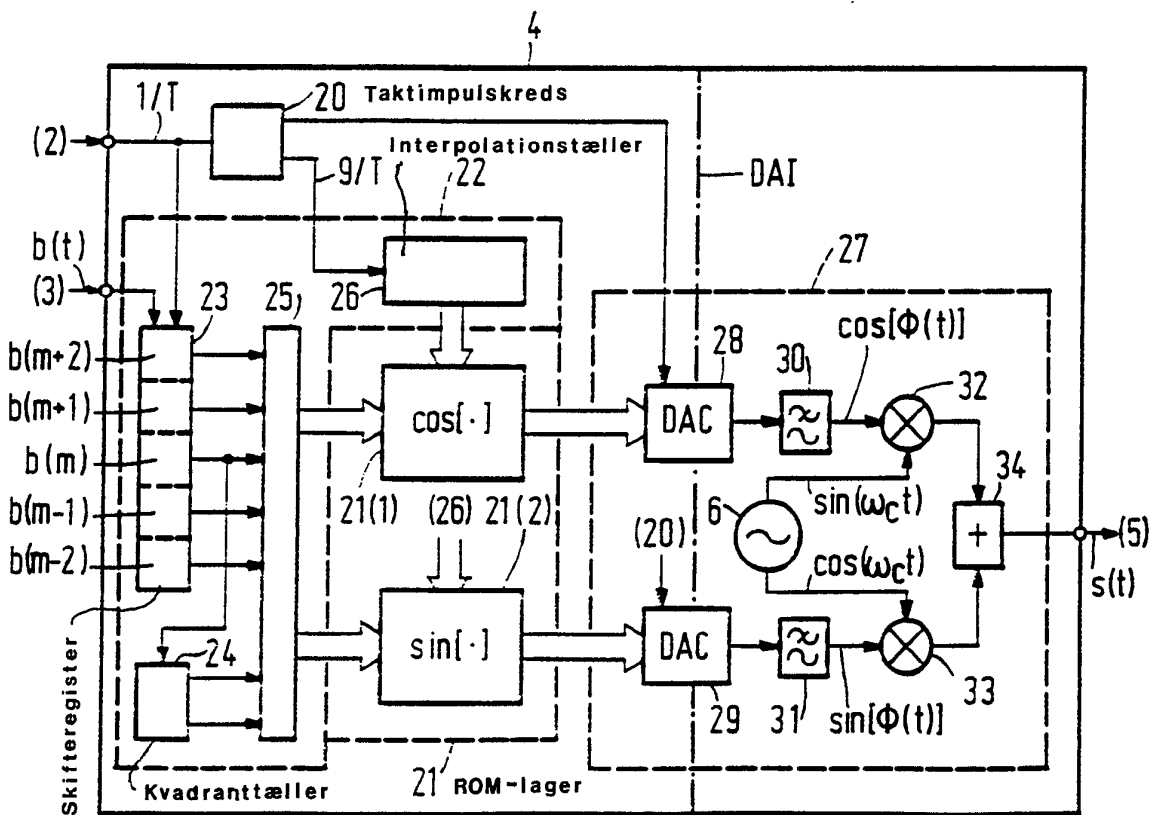


FIG. 2

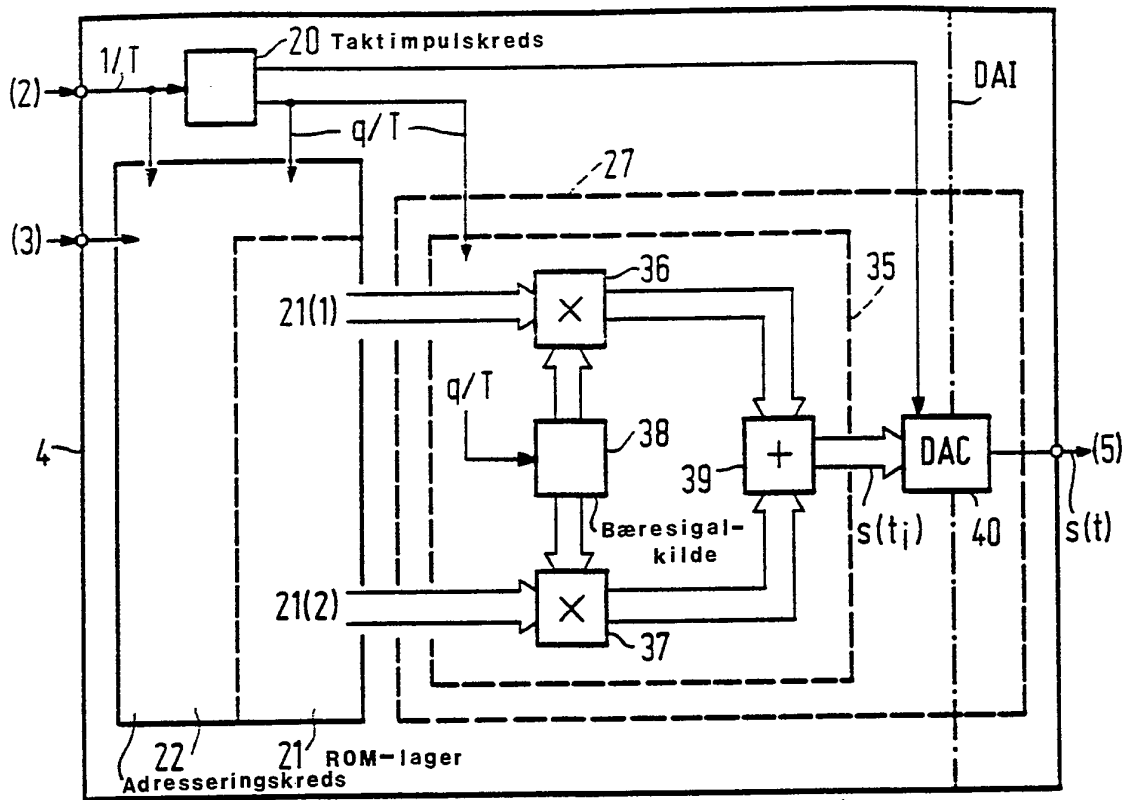


FIG. 3

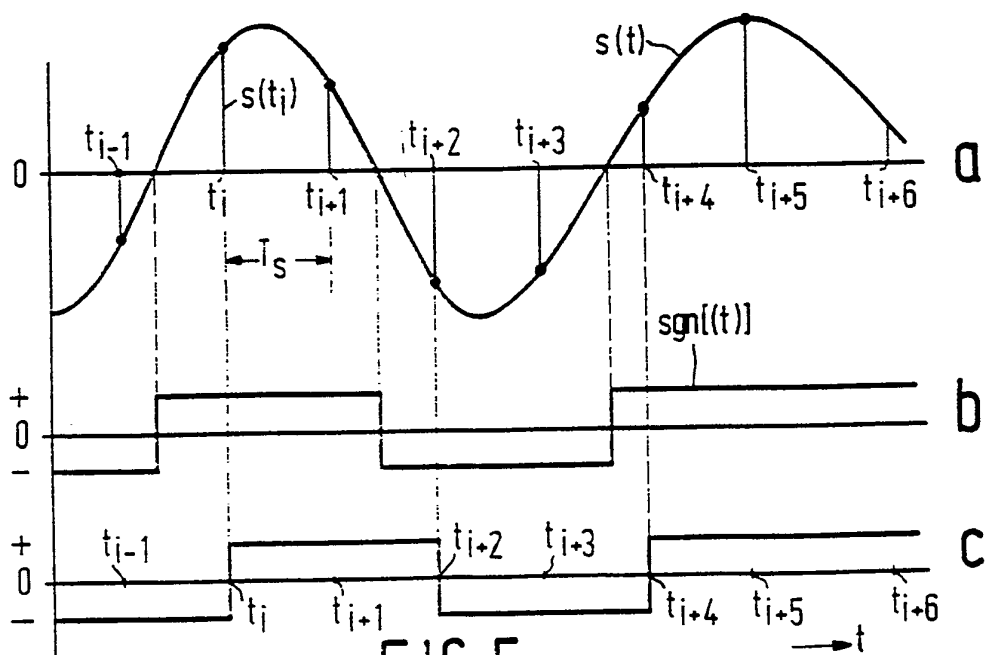


FIG. 5

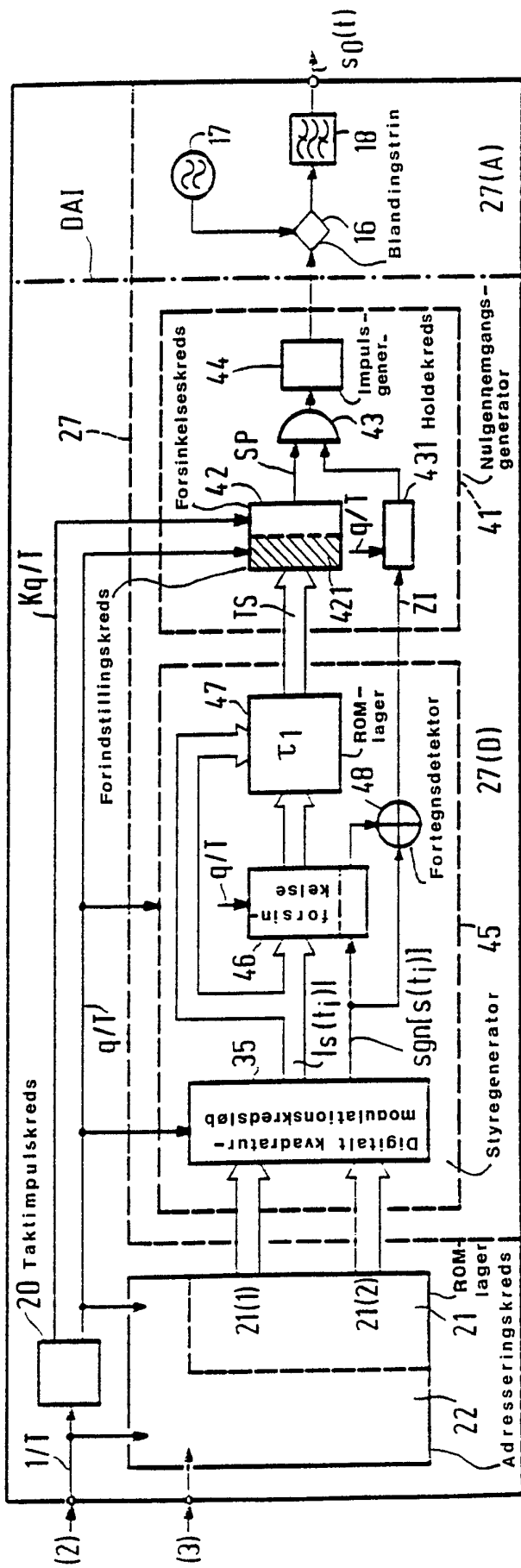


FIG. 4

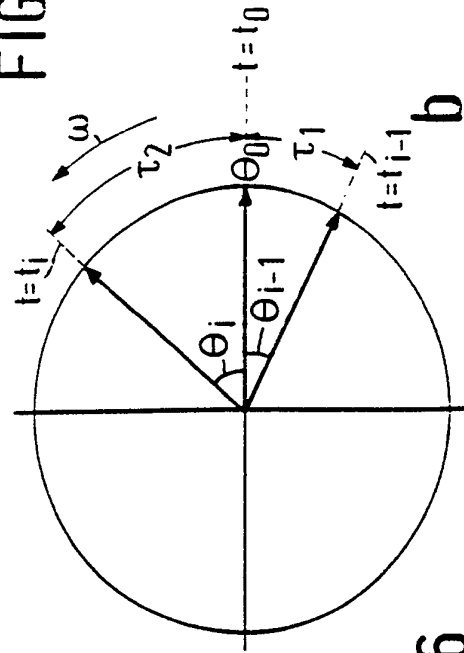
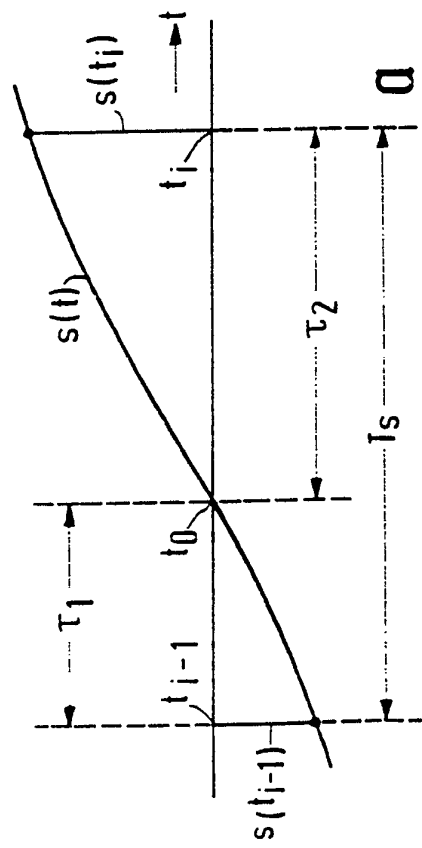


FIG. 6



a

b

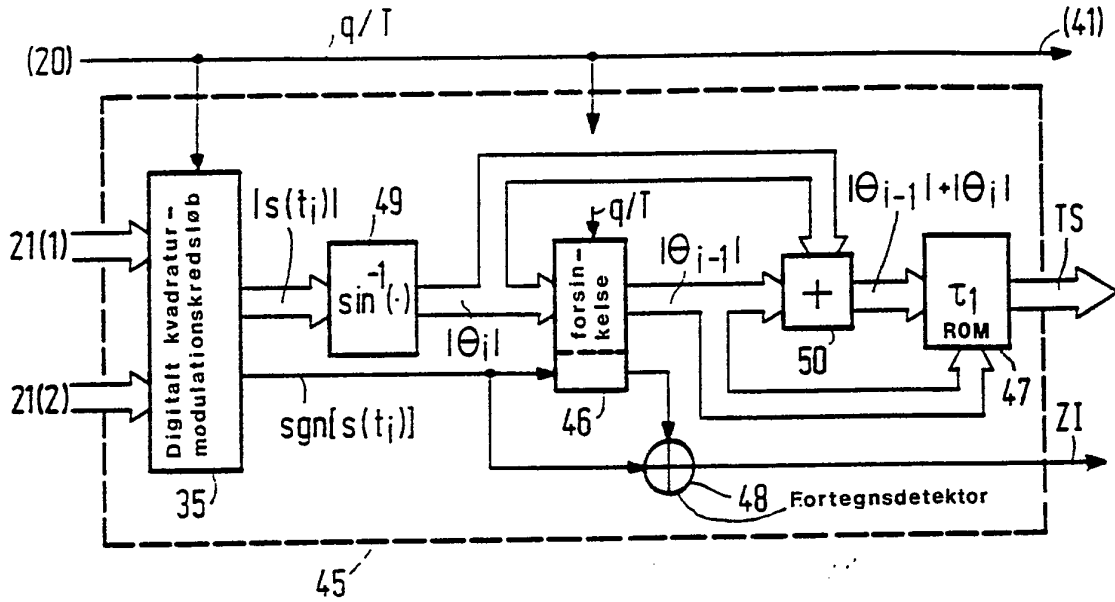


FIG. 7

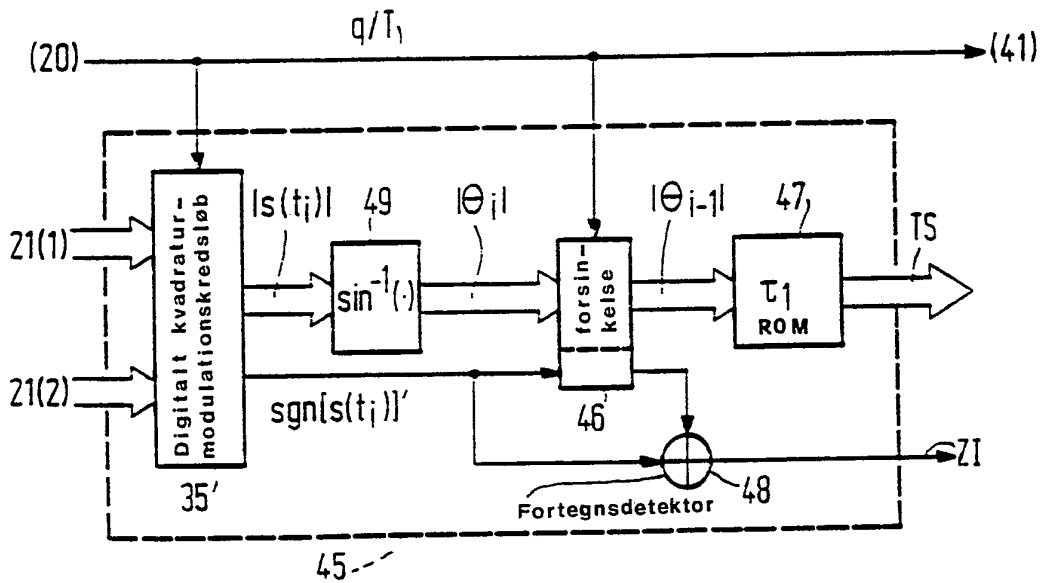


FIG. 8

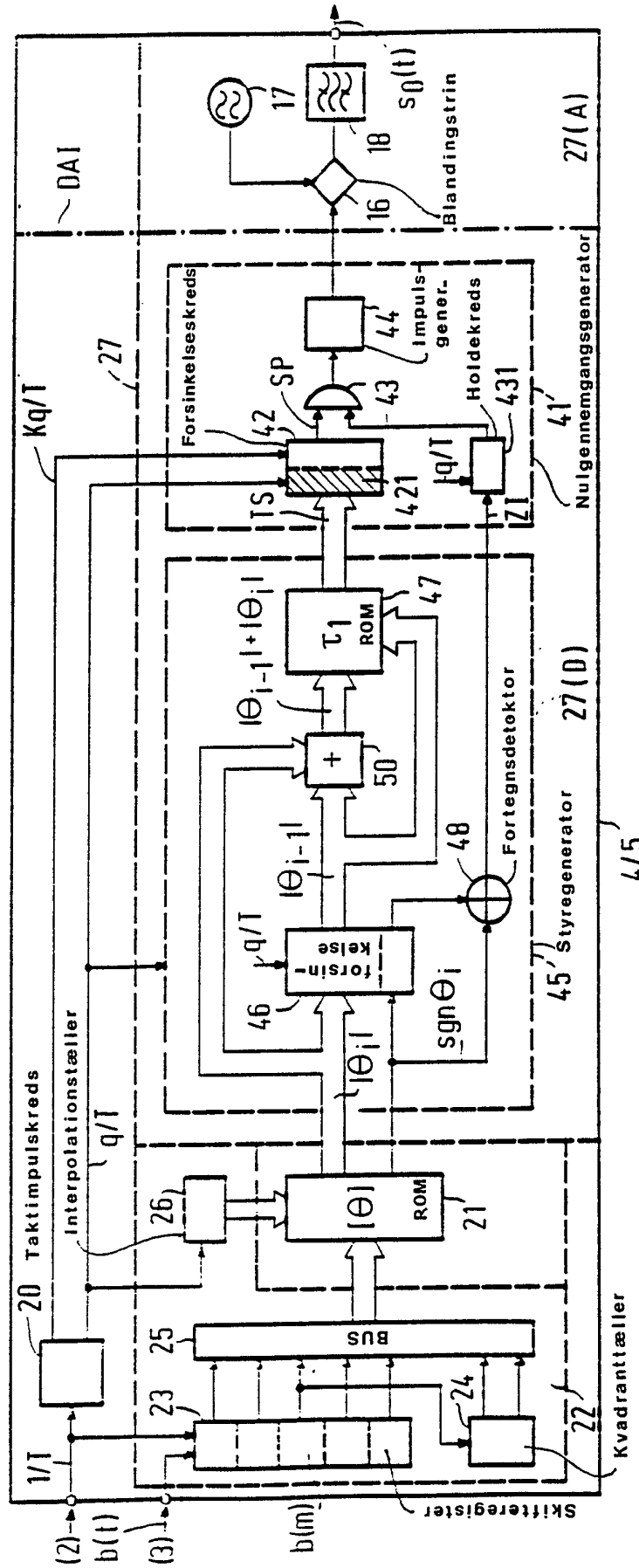


FIG.9

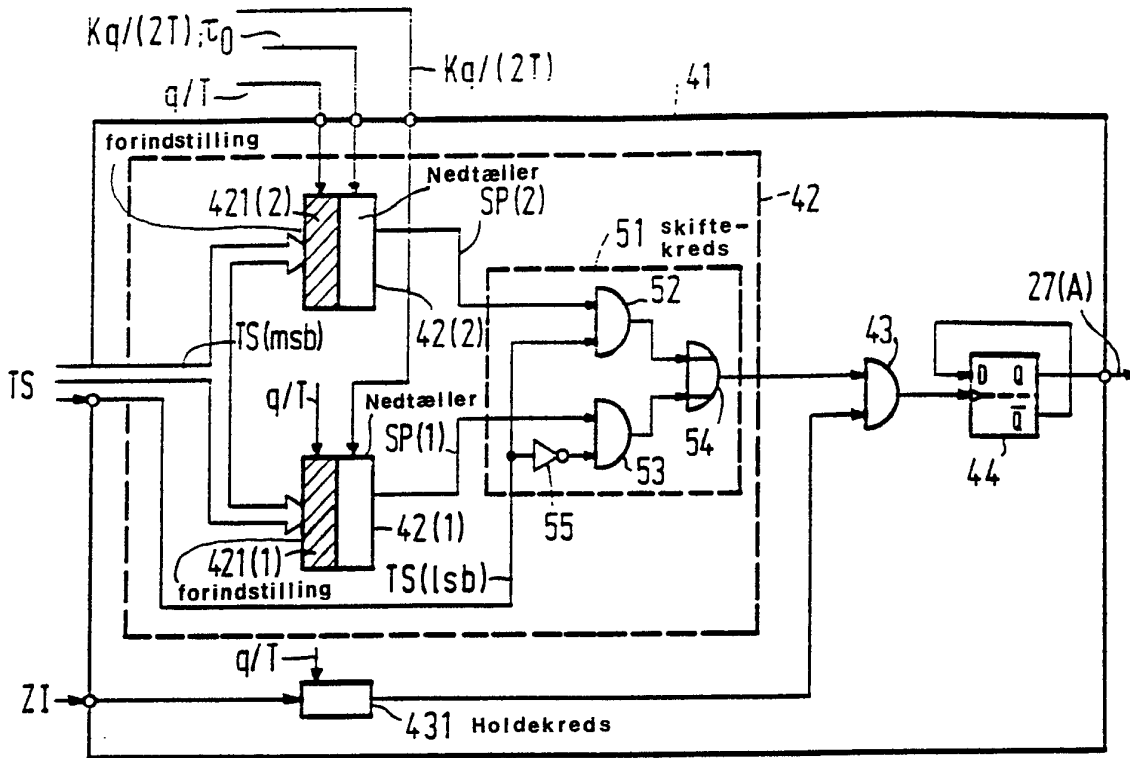


FIG.12

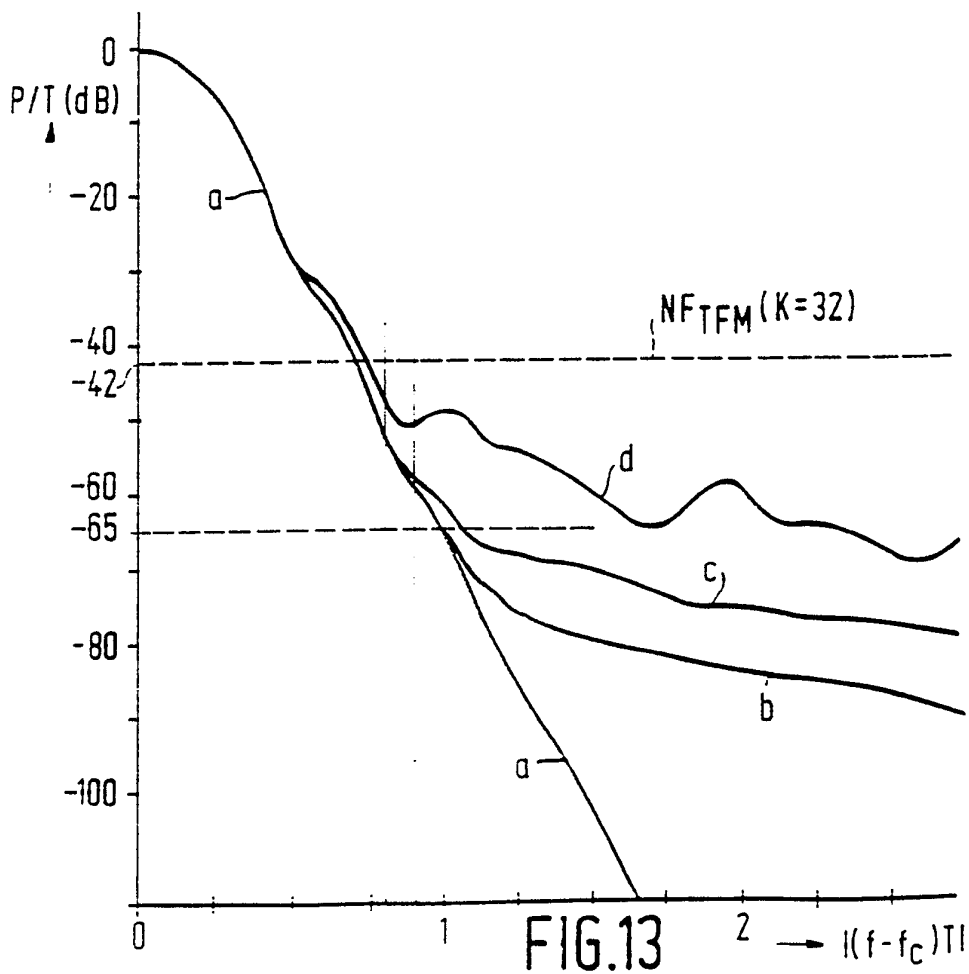


FIG.13

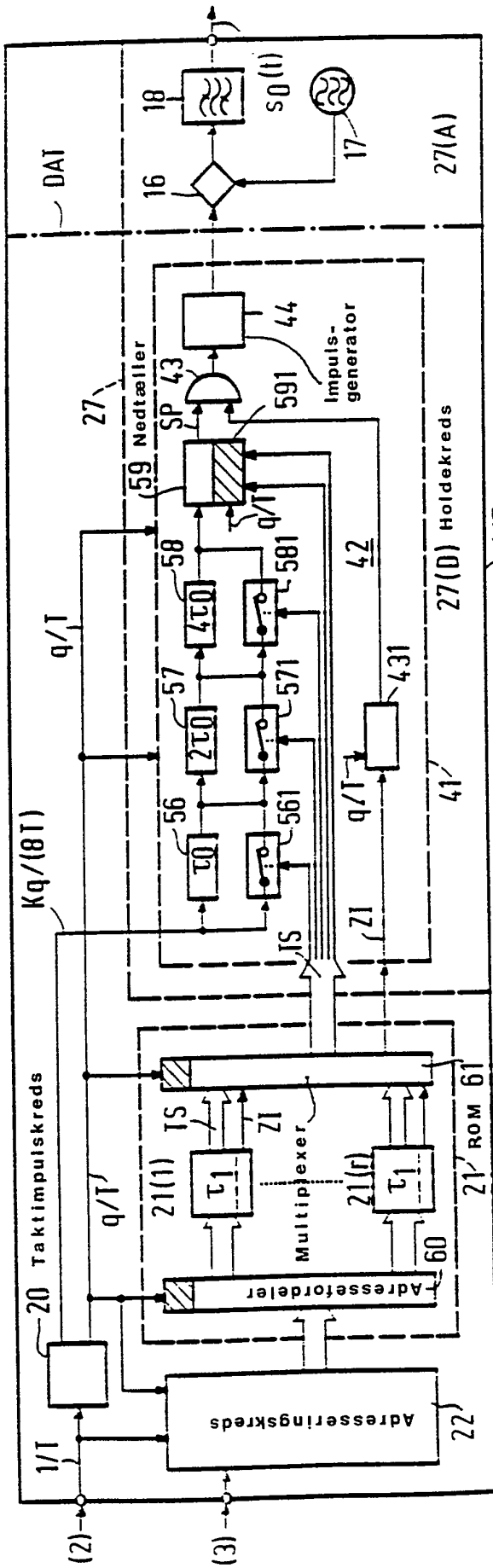


FIG. 14

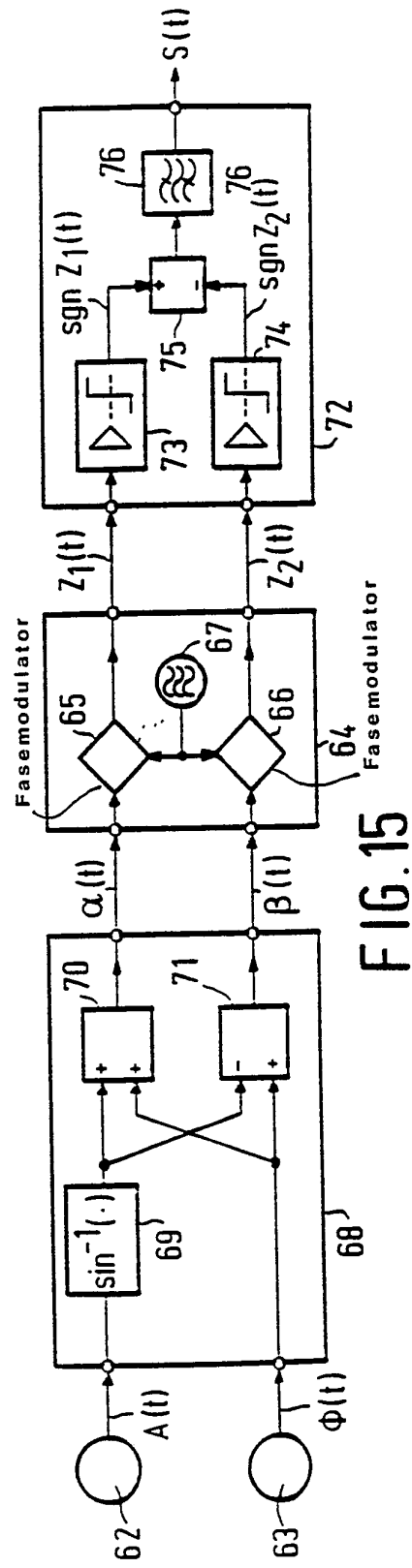


FIG. 15

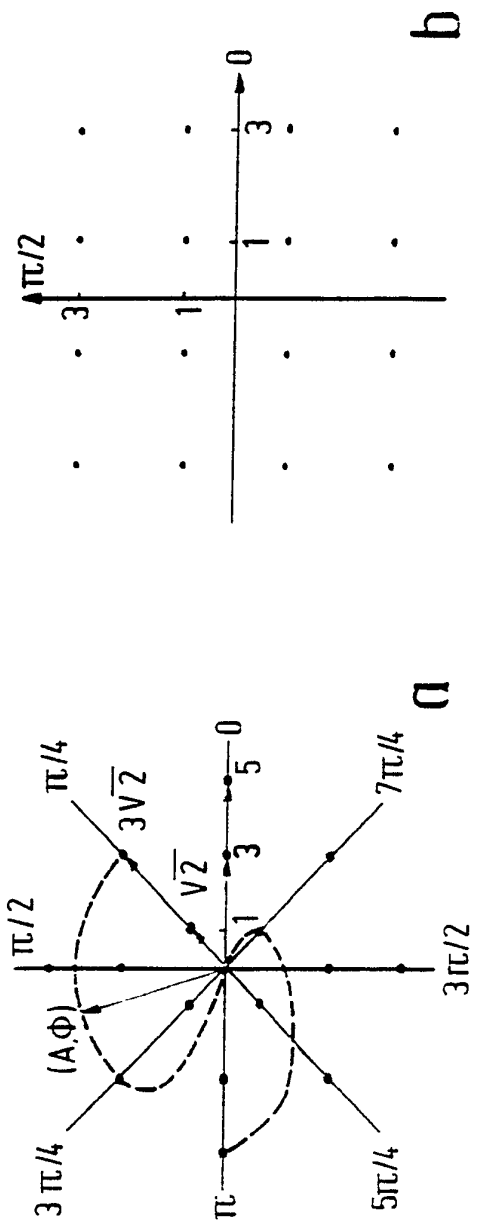


FIG. 16

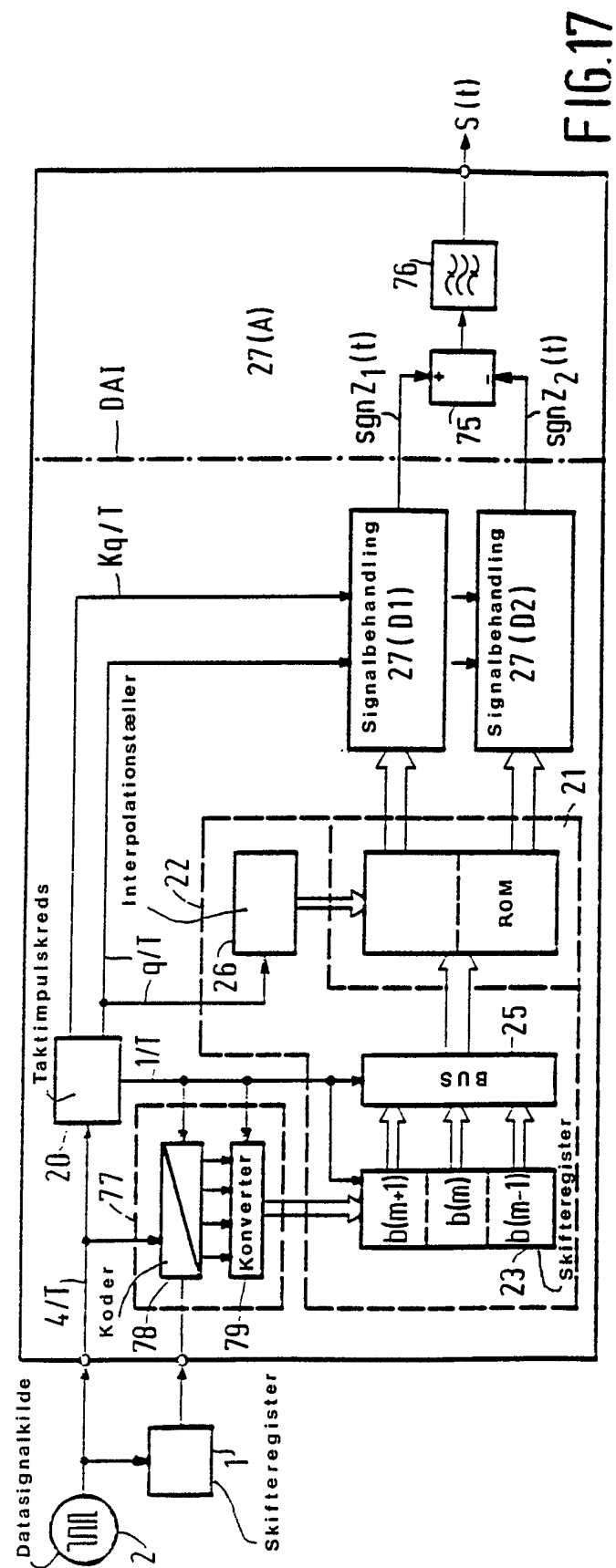


FIG. 17