



PATENTDIREKTORATET  
TAASTRUP

(21) Patentansøgning nr.: 2580/82

(51) Int.Cl.<sup>5</sup> G 08 B 13/24

(22) Indleveringsdag: 09 jun 1982

(24) Løbedag: 01 okt 1981

(41) Alm. tilgængelig: 09 jun 1982

(44) Fremlagt: 03 jun 1991

(86) International ansøgning nr.: PCT/US81/01335

(86) International indleveringsdag: 01 okt 1981

(85) Videreførelsesdag: 09 jun 1982

(30) Prioritet: 09 okt 1980 US 195572

(71) Ansøger: \*DETERRENT TECHNOLOGY CORPORATION; c/o David M. Mahle, Emmett and Martin; 48 Wall Street; New York, New York 10005, US

(72) Opfinder: Harold B. \*Williams; US

(74) Fuldmægtig: Firmaet Chas. Hude

(54) Anlæg til detektion af en genstand inden for et overvågningsområde.

(56) Fremdragne publikationer

DE off. g. skrift nr. 2818561

(57) Sammendrag:

ningsområdet. Dioden (36) af afmærkningen (34) blander de to frekvenser modtaget ved hjælp af antennesløjfen (38), hvorved tankkredsen svinger ved summen af de to frekvenser (det dobbelte af centerfrekvensen). Resonansfrekvensen genudstråles til modtagerantennen (22, 24) på hver sin side til detektion ved hjælp af en meget smalbåndet modtager (42), der kan reagere på resonansfrekvensen. Modulationstonen hidrører fra det modtagne signal og signalbehandles til trigning af en alarm (44), når det detekterede signal er af tilstrækkelig styrke og varighed.

2580-82

En antityverimærkning (34) indeholdende en halvlederdiode (36) forbundet til en metalantennesløjfe (38) er indrettet til at modtage to forskellige radiofrekvenstransmissioner. Dioden (36) shunter en lukket sløjfe i den ene ende af antennen (38), der danner en tankresonanskreds ved det dobbelte af en valgt centerfrekvens. En første sender (26) genererer en tonemoduleret radiofrekvens ( $f_1$ ) forskudt til den ene side af centerfrekvensen, medens en anden sender (30) genererer en kontinuert RF-bølge ( $f_2$ ), der er forskudt til den anden side af centerfrekvensen. Begge signaler fødes separat til udstrålende dipolantennestriemer (18, 19, 20, 21) på hver sin side af et overvågningsområde. Dipolstrimlerne for de forskellige frekvenser står på hver side vinkelret på hinanden. Dipolstrimlerne for den samme frekvens står vinkelret på strimlerne på den modsatte side. Dette giver en tvarpolariseret transmission af begge frekvenser inden for overvåg-

2580-82

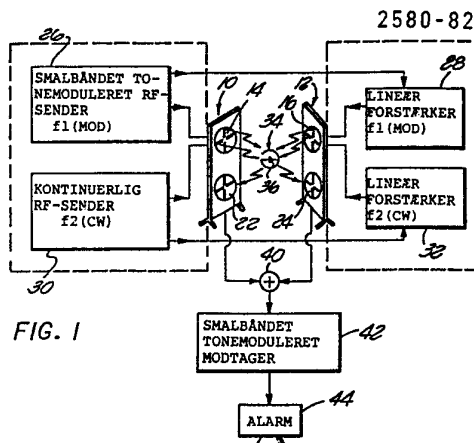


FIG. 1

Opfindelsen angår et anlæg til detektion af tilstedeværelsen af en genstand i et overvågningsområde omfattende sendeorganer til transmission af to radiofrekvenssignaler ved to forskellige frekvenser i overvågningsområdet, idet radiofrekvenserne afviger fra en middel-centerfrekvens i hver sin retning og med 5 lige store værdier, transponderorganer, der aftageligt er fastgjort til beskyttede genstande, og som kan bevæges med en genstand i overvågningsområdet, hvilke transponderorganer har antenneorganer, der er afstemt til at kunne modtage radiofrekvenssignalerne transmitteret ved begge frekvenser, og et uli- 10 nært impedanselement koblet til antenneorganerne, hvorhos transponderorganerne genudstråler et retursignal ved den frekvens, der er lig med summen af frekvenserne af de to transmitterede radiofrekvenssignaler, hvilket anlæg desuden omfatter antenneorganer for modtagelse af retursignalet, smalbå- 15 dede modtageorganer til signalbehandling af det modtagede retursignal og alarmorganer, der kan reagere på et udgangssignal frembragt ved signalbehandlingen af det modtagne retursignal ved hjælp af de smalbådede modtageorganer.

20 Kendte overvågningsssystemer af denne type - jf. f.eks. US patentskrift nr. 4.063.229 - transmitterer en enkelt radiofrekvens, der aftastes ved hjælp af en antenne på en transpondermærkat, hvor en ulineær impedans såsom en halvlederdiode genererer en udvalgt harmonisk af det transmitterede signal, der 25 genudstråles for detektion ved hjælp af et modtagerkredsløb til udelukkelse af den transmitterede frekvens. Sådanne systemer er imidlertid ikke tilfredsstillende i praksis, idet de ikke er tilstrækkelig følsomme til at kunne give en pålidelig 30 detektion af tilstedeværelsen af en transponder i overvågningsområdet og kan give anledning til falske alarmer i afhængighed af andre tilstedeværende genstande. De ulineære karakteristikker i senderkredsløbet og elementerne resulterede ofte i, at harmoniske blev transmitteret sammen med grundfrekvensen, hvorved modtageren kunne reagere uden et ulineært impe- 35 danselement i transponderen. Hvis modtagerens følsomhed reduceres til ikke at reagere på sådanne direkte transmitterede

harmoniske, kan svage harmoniske, der under visse omstændigheder genudstråles, blive maskeret. Selv om dette problem kan minimeres ved en passende afskærmning og RF-filtrering i både senderen og modtageren, skal filtrene alligevel forsynes med  
5 ekstremt skarpe afskæringskarakteristikker således, at selv en lille frekvensdrift i det transmitterede signal - som multipliceres i den harmoniske - kan resultere i, at den genudstrålede frekvens falder uden for filterpasbåndet af modtageren. Frekvensdrift kan også hidrøre fra Doppler-effekt ved en hurtig bevægelse af transponderen inden for overvågningsområdet  
10 således, at senderens drift forringes.

På den anden side kan sådanne højfrequenssignaler let udbrede sig uden for det tilsigtede overvågningsområde og derved give  
15 anledning til falsk trigning af alarmen ved hjælp af en fjerntliggende transponder. Beskyttede genstande kan som følge heraf ikke lokaliseres eller håndteres i nærheden af overvågningsområdet. Selv da kan højfrequensenergien udbrede sig ved uforudsigelige reflektioner eller gennem metalrør eller energiledere, der virker som bølgeledere, til og fra fjerntliggende positioner indenfor den beskyttede struktur og derved give  
20 anledning til falske trigninger af alarmsystemet.

Sådanne systemer udsættes også for falsk trigning af metalgenstande såsom paraplyer, barnevogne og indkøbsvogne, hvor en svejsning eller et kontaktpunkt imellem uensartede metaller danner en ulineær diode, der genererer eller genudstråler en harmonisk af det transmitterede signal. Modtageren kan også reagere på falsk radiofrekvensstøj fra andre kilder såsom motortændingssystemer og elektronisk udstyr.  
25  
30

Omvendt kan systemet ikke reagere på den øjeblikkelige tilstedeværelse af et transponderelement i overvågningsområdet, hvis den energi, der opfanges og genudstråles som en harmonisk, er utilstrækkelig. F.eks. kunne dette ske, hvis transponderantennen var forkert orienteret i forhold til polarisationen af det transmitterede felt, eller hvis antennen er elektromagnetisk  
35

afskærmet fra senderen af det menneskelige legeme eller af en metalflade. Transponderens placering i nærheden af det menneskelige legeme kan også forstemme resonansfrekvensen således, at den harmoniske energi til genudstråling til modtageren spredes. Selv om et signalsporekredsløb kan justere frekvensgengivelsen af modtageren til at kompensere for senderens frekvensdrift, reduceres transponderens virkningsgrad alligevel, hvis den afstemte tankkreds tvinges til at oscillere ved andre frekvenser end den normale resonansfrekvens.

10

Bestræbelserne på at løse problemerne ved sådanne systemer har resulteret i flere løsninger. I en af disse (US patentskrift nr. 3.631.484) er den enkelte radiofrekvens transmitteret til transponderen for genudstråling som en harmonisk sammenlignet med signalet opfanget ved hjælp af modtageren til detektion af Doppler-frekvensforskydninger forårsaget af en bevægelse af transponderen. Selv om dette system eliminerer problemer i forbindelse med senderfrekvensdrift og falske alarmer fra stationære transpondere i nærheden, ville en genstand, der bevægede sig langsomt gennem overvågningsområdet, alligevel ikke frembringe et Doppler-frekvensskift, der kunne trigge alarmen.

20

Man har undersøgt systemer, hvori det ulineære impedanselement i transponderen virkede som en signalblander til generering af sum- og differensfrekvenser i afhængighed af to transmitterede signaler af forskellige frekvenser - jf. f.eks. US patentskrift nr. 3.895.368. Sådanne dobbeltfrekvens-blandesystemer har flere ulemper, eksempelvis begrænsninger af højfrekvens-transmissionerne til det tilsigtede overvågningsområde. Til løsning af dette problem beskriver Gordon et al patentet brugen af et dobbelt-feltsystem, der anvender et højfrekvent elektromagnetisk felt i forbindelse med et kraftigt lavfrekvent elektrostatisk felt imellem diskontinuente ledere anbragt på hver sin side af overvågningsområdet. Det ulineære impedanselement, der udsættes for disse to felter, virker som et blandingstrin, der danner sum- og differensfrekvensen, der genudstråles til modtageren for detektion. Den energi, der

35

kræves til etablering af det nødvendige elektrostatiske felt inden for overvågningsområdet, er betydelig, og sådanne lavfrekvente elektrostatiske felter kan effektivt afskærms fra transponderen af det menneskelige legeme eller af en omgivende leder eller omdirigeres fra transponderen via metalstrukturen af en indkøbsvogn eller lignende. Det lavfrekvente elektrostatiske felt kan også let omdirigeres via nærliggende rør og andre metalstrukturer til fjerntliggende steder og derved give anledning til falsk trigning ved hjælp af afmærkninger uden for overvågningsområdet. Problemet med falske alarmer som følge af uensartede metalforbindelser i metalvogne og lignende, blev forværret ved koncentration af det elektrostatiske felt gennem sådanne metalstrukturer.

Formålet med opfindelsen er at tilvejebringe et anlæg af den ovennævnte art, hvor de angivne ulemper er elimineret. Et anlæg af den indledningsvis nævnte art er ifølge opfindelsen ejendommeligt ved, at det har multiple antennetransmissionsorganer for begge radiofrekvenssignalerne, og som er arrangeret i overfor hinanden liggende positioner, der afgrænser overvågningsområdet således, at forholdet mellem feltstyrken af de to signaler er i hovedsagen ensartet over overvågningsområdet, og det smalbandede modtageorgan signalbehandler det modtagne retursignal til udelukkelse af de transmitterede radiofrekvenssignaler og deres harmoniske til tilvejebringelse af udgangssignalet for alarmorganerne.

Transponderen har fortrinsvis form af en foldet dipolantenne med impedanselementet f.eks. en halvlederdiode koblet mellem de modsatte sider af et lukket sløjfeafsnit ved den ene ende til dannelse af en afstemt tankkreds med en resonansfrekvens, som er det dobbelte af en valgt midterfrekvens. Det længere antenneafsnit, som udstrækker sig fra dioden, er med tilnærmelse lig med en kvart bølgelængde ved den valgte midterfrekvens, som f.eks. kan være 915 MHz. Tankkredsens resonansfrekvens, som er bestemt af diodens kapacitet og induktansen af det tilstødende lukkede sløjfeafsnit af antennen, er det dob-

belte af den valgte midterfrekvens (f.eks. 1830 MHz). To forskellige radiofrekvenssignaler udsendes begge fra bølgeudstrålende dipolantenner anbragt på hver sin side af et overvågningsområde. Det ene af disse signaler frembringes som en kontinuerlig bølge fra en meget stabil krystaloscillatorkilde ved en fast frekvens (f.eks. 905 MHz), som er forskudt fra den valgte midterfrekvens med omtrent 1%. Det andet udsendte signal er tonemoduleret fortrinsvis med et audiosignal i området 1-20 kHz for frembringelse af et højfrekvensudsving på  $\pm 5$  kHz i bærefrekvensen, som også udledes fra en meget stabil krystaloscillatorkilde ved en frekvens (f.eks. 925 MHz), som er forskudt i samme grad fra den valgte midterfrekvens på modsat side således, at middelværdien af de to signaler er lig med den valgte midterfrekvens. Begge sendersignaler udstråles over overvågningsområdet fra dipolantenneselementer, som er orienteret vinkelret i forhold til hverandre på samme side af området, idet de respektive dipolsegmenter for udstråling af samme frekvens fra modsatte sider også er orienteret vinkelret i forhold til hverandre. Dette fører til krydspolarisation i overvågningsområdet af de radiofrekvenser, som udsendes fra modsatte sider, for derved at sikre, at udstrålingen af begge frekvenser i overvågningsområdet mellem senderne er tilstrækkelig i alle retninger for enhver orientering af mærkeorganet, medens udbredelsen af de to signaler fra antennerne på kun den ene side til samme fjerntliggende sted og uden for overvågningsområdet er væsentlig nedsat som følge af forskellige polarisationer.

Den dobbelte frekvensdrift nedsætter i væsentlig grad virkningen af senderfrekvensdriften og øger systemets båndbredde i forhold til transponderens virkningsgrad ved en genudstråling af indfaldende radiofrekvenssignaler. Især kan den frekvens, til hvilken transponderen er afstemt, ligge et vilkårligt sted imellem de to transmitterede frekvenser uden at transponderens virkningsgrad af den grund reduceres. Derved elimineres ethvert behov for præcis antennedimensionering. Endvidere minimeres problemerne ved legemsforstemning, hvor det normale af-

stemningspunkt af transponderen er forskudt nedad i frekvens som følge af den dielektriske belastningseffekt af et menneskeligt legeme, der er i kontakt med eller i nærheden af mærkaten. Hvis f.eks. transponderantennen er forstemt i nedadgående retning fra den valgte centrefrekvens, forøger dette blot transponderens virkningsgrad i forhold til den nedre transmitterede frekvens, og den samlede blandedvirkning påvirkes ikke særlig meget som følge af, at den rette blanding sker med et effektforhold på ti til én eller mere. Tilsvarende er virkningerne af senderfrekvensdrift minimeret ved, at et skift i en af senderne ikke multipliceres således som genudstrålede harmoniske i enkeltfrekvenssystemer, og enhver drift i en af senderne kan udlignes af en modsat drift i den anden sender.

Styrken og frekvensstabiliteten af det genudstrålede transpondersignal og usandsynligheden af trigning af en falsk gengivelse som følge af transpondere uden for overvågningsområdet muliggør en maksimal modtagerfølsomhed og en minimal modtagerbåndbredde. Signaler modtaget fra cirkulært polariserede modtagerantenner på hver sin side føres gennem et meget smalt båndpasfilter, der afviser senderfrekvenser og derefter forstærker således, at modulationstonen kan udledes ved hjælp af konventionelle demodulationsteknikker. Audiotonen (eksempelvis 2 kHz) er fortrinsvis anvendt til at frekvensmodulere RF-bærebølgen således, at det filtrerede og forstærkede signal fra modtagerantennen kan tilføres til et passivt dobbelt balanceret blandingstrin, der modtager et undersideinjektionssignal (eksempelvis 1808.600 MHz) genereret ved hjælp af en stabil lokaloscillator til tilvejebringelse af en passende mellemfrekvens, eksempelvis 21.4 MHz ved blandingsudgangen. Dette MF-udgangssignal fra blandingstrinnet forstærkes og tilføres til et andet præcisionsfilter med et smalt pasbånd (eksempelvis 30 kHz), der definerer fordetektionsbåndbredden. Detektion af modulationstonen foretages ved hjælp af en smalbandet (eksempelvis 30 kHz) krystaldiskrimination, hvis udgang er fikseret til jord, indtil dets indgang er af en styrke, der er tilstrækkelig til at generere en AGC-detektorspænding, der over-

stiger et forudvalgt referenceniveau, som justeres til indstilling af systemets følsomhed. Med fikseringen åben tilføres tonen til et faselåst sløjfetonedekoderkredsløb, hvis spændingsstyrede oscillator har en fritløbende frekvens, der er lig med frekvensen af tonen og er i stand til at opnå en stabil tone inden for et smalt frekvensområde (eksempelvis  $\pm 10\%$ ). Når sløjfen opnår tonesignalet, aftaster en kvadraturdetektor den faselåste tilstand og frembringer en DC-udgangsspænding til drift af en operationsforstærker med en kapacitiv tilbagekobling, der opretholder et udgangssignal til trigning af en alarm i en minimal tidsperiode, eksempelvis 3 sek., uanset hvor kort varigheden af den detekterede tone er. Ved hjælp af dette organ er alarmerne aktiveret, uanset hvor kort tid transponderen forbliver i overvågningsområdet, når det detekterede signal én gang er af en tilstrækkelig styrke og har det rette modulerede frekvensindhold. Dette eliminerer falske alarmer som følge af svage retursignaler fra transpondere uden for overvågningsområdet og som følge af signaler fra uvedkommende kilder, der kan frembringe signaler svarende til den genudstrålede frekvens, men som mangler den nødvendige tonemodulation.

Opfindelsen skal nærmere forklares i det følgende under henvisning til tegningen, hvor

fig. 1 viser et genstands-overvågningsanlæg ifølge opfindelsen, omfattende en sender og en modtager,

fig. 2 en mere detaljeret illustration af senderantennens segmenter, idet man desuden ser et ulineært impedanselement af en transponder,

fig. 3 et diagram af en smalbandet tonemodulerede RF-sender i overvågningsanlægget,

fig. 4 et diagram af en C.W. RF-sender i overvågningsanlægget,



fig. 5 et diagram over lineære forstærkere i overvågningsanlægget i fig. 1 og

5 fig. 6 et diagram af den smalbådede tonemodulerede modtager i fig. 1, hvor det transmitterede signal er frekvensmoduleret.

Fig. 1 illustrerer et anlæg ifølge opfindelsen til overvågning af genstande. Rækker af sender- og modtagerantennen er monteret på fritstående piedestaler 10 og 12 eller på eller i eksisterende dørrammer på hver sin side af et overvågningsområde, typisk ved ind- eller udgangen af et udsalgsetablisement således, at enhver, der går ind eller ud, må passere mellemrummet mellem antennerne. Selv om det af hensyn til illustrationen er vist en smule fortegnet, vender de respektive antennerækker på hver sin side normalt direkte imod hinanden med de respektive antenneelementer anbragt i parallelle vertikale planer. Begge rækker af senderantennen består af ortogonalt anbragte par af metalstrimmelsegmenter 18, 19, 20 og 21 monteret på en vertikal plan bagbeklædning på hver sin side af den beskyttede tilgang eller det beskyttede område. Hver strimmel udstrækker sig fra et centralt navområde med individuelle par anbragt på linie til dannelsen af en konventionel center fødet dipolantenne, der er tilnærmelsesvis en fjerdedel bølgelængde lang for den frekvens, der transmitteres og med fordel kan være orienteret som vist således, at den udstrækker sig horisontalt og vertikalt. De enkelte strimler 18-21 kan være udsåret af konventionel klædebandsbelagt kobberbelægning af den type, der sædvanligvis anvendes i forbindelse med trykte kredsløbskort og tilføres til et ikke-ledende dielektrisk underlag med passende små tab på piedestalen eller dørrammen, eller de fire strimmelrækker kan simpelthen være ætset ud ved fjernelse af den omgivende ledende plade på et trykt kredsløbskort. Et ledende metalpanel eller et gitter med små masker (ikke vist) kan være placeret bag ved og parallelt med planet af antennestrimlerne 18-21 til refleksion og koncentration af den transmitterede signalenergi og strålingsmønsteret ind over det beskyttede mellemrum for større virkningsgrad og under-

trykkelse af udstråling fra anden side til områder bag ved piedestalerne 10 og 12. I den foretrukne udførelsesform er kobberbelægningsstrimlerne tilført til overfladen af et G-10 fiberglaspanel, der ved hjælp af klæbemiddel er fikseret i en letvægtsanodiseret aluminiumsramme, der dækker hele bagsiden af piedestalen 10 eller 12 og strukturelt understøtter antennenmonteringen med dertil hørende kredsløbselementer.

På hver side er der også monteret modtagerantenner 22 og 24, der er cirkulært polariseret, eksempelvis den krydsfoldede dipolkonfiguration, der sædvanligvis omtales som en "turn-stile"-antenne eller en skrueantenne. Længden af hvert modtagerdipolsegment skal være en kvart bølgelængde af frekvensen af det genudstrålede signal, der således som det vil blive beskrevet i det følgende, er lig med summen af de to transmitterede frekvenser.

To forskellige radiofrekvenssignaler  $f_1$  og  $f_2$  genereres med henblik på udstråling fra de respektive dipolstrimmelsegmenter 18, 19, 20 og 21, der danner senderantennærækkerne 14 og 16.  $f_1$ -signalet er en smalbåndsmoduleret radiofrekvens genereret ved hjælp af en meget stabil oscillator 26, der er koblet til de vertikale dipolstrimmelsegmenter 18 af senderantennærækken 14 på den ene side og også via en lineær forstærker 28 til de modstående horisontale strimmelsegmenter 21 af senderantennærækken 16 på den anden side af overvågningsområdet. Det andet sendersignal  $f_2$  er på tilsvarende måde genereret ved en fikseret radiofrekvens ved hjælp af en meget stabil oscillator 30, dvs. til den horisontale strimmelsegmenter 19 af senderantennærækken 14 på den ene side og på den anden side via en lineær forstærker 32 til de overfor anbragte vertikale strimmelsegmenter 20 i senderens antennerække 16. Begge oscillatorer 26 og 30 anvender fortrinsvis temperaturkompenserede krystaloscillatorer med kaskadekoblede frekvensmultiplikatorer og smalbandede båndpasfiltre til generering af den kontinuerte bølge  $f_2$  og radiofrekvensbølgens for det tonemodulerede signal  $f_1$  således, som det vil blive beskrevet mere detaljeret i forbindelse med fig. 3 og 4.

Afstanden imellem metalstrimmelens antennesegmenter 18-21 og den nærliggende reflekterende flade af det ledende panel eller gitter bagved, som afhænger af tykkelsen af underlaget med den lave dielektricitetskonstant, er valgt til at tilvejebringe et standbølgeforhold (VSWR), der er tilpasset til antennens indgangsimpedans med udgangsimpedansen af den respektive sender-signalkilde ved den transmitterede frekvens således, at der tilvejebringes et effektivt udstrålingsmønster med en tilnær-melsesvis  $60^\circ$  bred stråle, der udstrækker sig fra senderanten-nerækkerne 14 og 16 på hver sin side.

Begge radiofrekvenser  $f_1$  og  $f_2$  udstråles således fra sender-rækkerne 14 og 16 på hver sin side med modsatte polariseringer til skæring og indtrængen fra begge sider ved en transponder 34 lokaliseret i overvågningsområdet mellem de to piedestaler 10 og 12. Transponderen 34 er vist i fig. 1 som en cirkulært polariseret skruelinieantennesløjfe med en diode 36 koblet over en kort lukket sektion af sløjfen. Som vist mere detaljeret i fig. 2 består transponderen 34 i sin foretrukne udførelses-form af en aflang flad metalantennesløjfe 38 med et centralt gab på den ene side til dannelse af en foldet dipolkonfigura-tion. Den samlede antennelængde er ideelt en kvart bølgelængde af middelcenterfrekvensen mellem de to transmitterede radio-frekvenser  $f_1$  og  $f_2$ . Det ulineære impedanselement 36, i form af en halvlederdiode, er indskudt imellem modsatte sider af sløjfen nær den ene ende omtrent midtvejs fra sidegabet såle-des, at kapacitansen af dioden 36 med induktansen af den nær-liggende lukkede ende af den ledende sløjfe danner en tank-kreds med en resonansfrekvens, der er lig med eller tilnærme-lsesvis lig med summen af de to transmissionsfrekvenser  $f_1$  og  $f_2$ , eller med andre ord en resonansfrekvens to gange frekven-sen af den udvalgte middelcenterfrekvens for de transmitterede signaler. Den præcise placering af dioden 36 på antennesløjfen 38 for frembringelse af den ønskede resonansfrekvens for tank-kredsen er ikke afgørende og er for størstedelens vedkommende empirisk bestemt af kapaciteten af den udvalgte diode og led-ningsegenskaberne af antennesløjfen. Det korte retlinede me-

talsegment på diodesiden af gabet tjener under drift som en kvartbølge-dipolantenne ved resonansfrekvensen af tankkredsen.

5 Maksimal transpondervirkningsgrad og -selektivitet er opnået  
dér, hvor frekvensforskellen imellem de to senderfrekvenser  $f_1$   
og  $f_2$  er omkring 2% af deres middelcenterfrekvens. I strømver-  
sionen af systemet er frekvensen af det kontinuerte bølgesig-  
nal  $f_2$  genereret ved hjælp af kilden 30 med en frekvens på 905  
10 MHz, medens frekvensen af den tonemodulerede bæreølge for det  
andet transmitterede signal  $f_1$  fra kilden 26 ligger ved 925  
MHz. Middelcenterfrekvensen er således 915 MHz, medens tank-  
kredsens centerfrekvens er 1,830 MHz. Disse frekvenser er  
valgt således, at de ligger inden for det transmissionsbånd,  
der er tilrådelighed for sådanne formål i USA. For at til-  
15 fredsstille internationale sendestandarder kan systemet f.eks.  
dimensioneres med en resonansfrekvens for tankkredsen på om-  
kring 4,900 MHz ved senderfrekvenser på omkring 2,420 og 2,480  
MHz.

20 Når begge transmitterede signaler  $f_1$  og  $f_2$  modtages af tran-  
sponderens antennesløjfe 38, blandes de som følge af den uli-  
nære impedans af halvlederdiode 36 til igangsætning af os-  
cillationer ved tankkredsens resonansfrekvens, hvilken reso-  
nansfrekvens er lig med summen af  $f_1$  og  $f_2$ . Blanding og virk-  
25 ningsgrad forbedres ved hjælp af en planardiode med hurtig af-  
brydelse, lav RF-tærskel og lav forspænding. Billige germani-  
umdiode er at foretrække som følge af deres forholdsvis lave  
tærskelværdi på omkring 0,3 V sammenlignet med dyrere silici-  
umdiode med tærskelværdier på omkring 0,6 V.

30 Frekvensadskillelsen på tilnærmeelsesvis 2% imellem de trans-  
mitterede signaler giver betydelige fordele ved maksimering af  
transponderens virkningsgrad og i henseende til systemets evne  
til at undgå falske alarmer som følge af, at transponderens  
retursignal udskilles fra det signal, som eventuelt kunne  
35 frembringes af forskellige metalgenstande, såsom solbriller,  
indkøbsvogne og lignende, hvilke genstande havde tendens til

at forårsage falske alarmer ved de hidtidige systemer. Især er båndbredden af transponderen 34 i forhold til de indfaldende radiofrekvenser udvidet uden at virkningsgraden reduceres som følge af, at modtagerantennen 38 kan afstemmes til en vilkårlig frekvens imellem de to senderfrekvenser, hvilket også minimerer virkningerne af forstemning ved den nedadgående frekvensforskydning som følge af, at sådanne dielektriske belastningseffekter let akkomoderes inden for dette område. Dette skyldes, at en afstemning eller forstemning af antennen 38 mere mod den ene senderfrekvens end mod den anden senderfrekvens kun tjener til at øge signalstyrken ved denne frekvens uden at reducere blanderens virkningsgrad som følge af, at rette radiofrekvensblandinger kan foretages med effektforhold på ti til en eller mere imellem signalerne.

Som følge af tværpolariseringen af de to frekvenser transmitteret fra hver af antennerne 14 og 16 er deres udbredelse fra den ene senderposition til fjerne positioner uden for overvågningsområdet sjældent den samme for begge signaler. Et underligt reflektionsmønster, der kan resultere i, at det ene sendesignal koncentrerer sig ved en transponder i en fjerntliggende position, vil næsten aldrig resultere i, at den anden modsat polariserede transmission reflekteres med samme mønster og når det samme område med en betydelig effekt. Hvis der kun modtages ét signal, kan den ulineære impedans af dioden 36 kun give en frekvensfordobling i stedet for den nødvendige blande effekt således, at det resulterende retursignal ligger ved en frekvens, der er meget forskudt fra frekvensen af den ønskede transpondertilbageføring. Med de løbende systemparametre vil en transponder frembringe frekvensfordoblinger ved 1,810 eller 1,850 MHz, der begge er forskudt 20 MHz fra den normale returfrekvens ved 1,830 MHz. Disse forskudte frekvenser kan dæmpes betydeligt i afstemte tankkredse og er ved konventionelle filterteknikker lette at skelne fra en ægte blandet frekvensgivning ved 1,830 MHz.

I denne henseende er signaler opsamlet ved hjælp af modtagerantennen 22 og 24 på hver sin side tilført via et konventio-

nelt blandingstrin 40 til en smalbåndet tonemoduleret modtager 42. Blandingen af de to transmitterede signaler i transponderens retursignal muliggør en begrænsning af gengivelsen af modtageren 42 til en meget smalbåndet drift, der tjener til at  
5 eliminere falske alarmer som følge af uvedkommende støj eller transmissionssignaler fra andre kilder. Den nødvendige modtagebåndbredde er for størstedelens vedkommende kun afhængig af frekvensstabiliteten af senderne 26 og 30. Et meget smalt detektionsvindue svarende til den mulige drift af senderfrekvensen er således mulig. Med meget stabile sender-oscillatorer, som vil blive beskrevet i det følgende, kan båndbredden af de modtagne signaler, der er til rådighed for detektion af den modulerede tone være meget lille, og båndbredden af modtageren (efter detektion) kan indsnævres ved præcis detektion af modulationstonen. Systemets pålidelighed og følsomhed er yderligere forbedret ved, at modtageren 42 har et udgangssignal til kun at aktivere en alarm 44, når styrken af det detekterede tonemodulationssignal overstiger et valgt minimalt amplitudeniveau for et forudbestemt fikseret interval til at sikre den  
10 øjeblikkelige tilstedeværelse af en transponder i detektionszonen.

Der refereres nu til fig. 3. Den foretrukne udførelsesform genererer under drift sendersignalet  $f_1$  som et meget stabilt  
25 smalbåndet frekvensmoduleret signal til maksimering af systemets følsomhed og selektivitet. En stabil tonegenerator 46 af konventionel udformning, som f.eks. kan være af en simpel RC-type, genererer en fikseret tonefrekvens i audioområdet på 1-20 kHz. Denne tone, som i strømsystemet ligger ved 2 kHz, tilføres som et modulationssignal til en spændingsstyret krystaloscillator 48 for frekvensmodulation af dennes udgang. I den foretrukne udførelsesform er krystaloscillatoren 48 af konventionel udformning med nøjagtig temperaturkompensation, der er i stand til at opretholde en frekvensstabilitet på 0,7  
30 ppm fra 5°C til 45°C ved en frekvens på tilnærmelsesvis 51,4 MHz. Amplituden af modulationssignalet fra tonegeneratoren 46 tilført til det spændingsstyrede signal er justeret til at

frembringe en maksimal frekvensafvigelse på kun plus eller minus omkring 0,25 til 0,30 kHz. Dette resulterer i en meget smalbåndet modulation af oscillatorens bærebølge. Det modulede udgangssignal af oscillatoren 48 er derefter tilført til en konventionel frekvensmultiplikator 50, som tredobler oscillatorfrekvensen og derefter tilfører den tredobbelte frekvens til et smalbåndet topolet båndpasfilter 52. Dette filtrerede multiplicerede signal er derefter tilført til en anden frekvensmultiplikator 54, som igen tredobler frekvensen, hvilken tredobbelte frekvens tilføres til et andet smalt båndpasfilter 56. Det filtrerede udgangssignal fra båndpasfilteret 56 tilføres derefter til en anden frekvensmultiplikator 58, der fordobler indgangsfrekvensen for frembringelse af det ønskede modulerede udgangssignal  $f_1$  ved 925 MHz med en smalbåndet modulationsafgivelse på plus eller minus 5 kHz, som derefter tilføres til en RF-forstærker 60 med variabel forstærkning og en effektforstærker 62. Det forstærkede sendersignal  $f_1$  føres gennem et smalbåndet trepolet båndpasfilter 64 til en effektdele 66, der tilfører sendersignalet til de vertikale antennestrimler 18 på senderrækken 14 af piedestalen 10 og via en letvægts-kabelforbindelse til den lineære forstærker 28 på den anden piedestal 12.

Idet der nu refereres til fig. 4, er den anden sendefrekvens  $f_2$  genereret på en tilsvarende måde ved hjælp af en konventionel temperaturkompenseret krystaloscillator 68, der er i stand til at holde frekvensen på 0,5 ppm fra 5°C til 45°C med en udgangsfrekvens på omkring 50.3 MHz. Denne udgangsfrekvens tredobles ved hjælp af frekvensmultiplikatoren 70 og filtreres ved hjælp af et topolet båndpasfilter 72. Det smalbandede udgangssignal fra filteret 72 er derefter tilført til en anden frekvensmultiplikator 74, som igen tredobler frekvensen, hvilken tredobbelte frekvens føres gennem et andet topolet båndpasfilter 76. Den filtrerede udgangsfrekvens er derefter fordoblet i en sidste frekvensmultiplikator 78 for frembringelse af det ønskede  $f_2$ -signal ved 905 MHz.  $f_2$ -signalet tilføres til indgangen af en RF-forstærker 80 med variabel forstærkning og

til det yderligere forstærkertrin 82 til opnåelse af et ønsket effektniveau. Det forstærkede udgangssignal er derefter filteret via et smalbåndet trepolet båndpasfilter 84 for fjernelse af forvrængninger eller harmoniske og tilførsel af signalet til en effektdeler 86 for tilførsel til antennestrimlerne 19 og senderækken 14 på piedestalen 10 og via en passende RF-kobling til den respektive lineære forstærker 32 på den overfor liggende piedestal 12. Som følge af den høje virkningsgrad og store følsomhed er sendeeffekten af disse signaler en størrelsesorden mindre end det, der kræves i hidtidige systemer. Man kan således se bort fra mikrobølgetransmissionernes eventuelle indvirkninger på væv og helbred.

I fig. 5 kan de respektive  $f_1$  og  $f_2$  signaludgange fra effektdeleren 66 og 86 forbindes til de respektive lineære forstærkere 28 og 32 på den overfor liggende antennepiedestal 12 ved hjælp af simple trådledere eller letvægtskabler. Derved elimineres behovet for dyre og vanskelige installationer af de tunge og svære RF-kabelforbindelser, der var nødvendige ved tidligere systemer til undgåelse af tab. Lineære forstærkere 28 og 32 består af et variabelt RF-forstærkertrin 88, hvis udgang føres gennem et smalbåndet trepolet båndpasfilter 90 til fjernelse af signalforvrængninger eller støj opsamlet på forbindelseslinien eller genereret under forstærkningen. Forstærkningen af forstærkertrinnet 88 er justeret til genetablering af sendesignalets styrke til det samme niveau, der tilføres til sendeantennens segmenter på den modsatte side.

Der refereres nu til fig. 6. I den foretrukne udførelsesform, der anvender smalbåndet frekvensmodulation af  $f_1$ -sendesignalet, er signalerne opsamlet ved hjælp af modtagerantennen 22 og 24 og via blandingstrinnet 40 ført til et smalbåndet firpolet båndpasfilter 92, hvis pasbånd er centreret ved midelfrekvensen af det blandede transponderretursignal - f.eks. ved 1830 MHz. I det særlige system, der beskrives, er et gyldigt retursignal fra transponderen 34 frekvensmoduleret med en enkelt fikseret audiotone, fortrinsvis ved 2 kHz til tilveje-



bringelse af en maksimal afvigelse på kun 5 kHz på hver side af 1830 MHz bærebølgefrequensen. Båndpasfilteret er indrettet til at afvise de lavfrekvente sendesignaler med minimalt 60 dB for at forhindre indre blanding som følge af kredsløbsulineariteter. Et filtreret udgangssignal fra båndpasfilteret 92 tilføres til et dobbeltbalanceret blandingstrin 94 til blanding med en lavere sideinjektionsfrekvens  $f_3$  ved 808,600 MHz, f.eks. fra en stabil lokaloscillator for frembringelse af en mellemfrekvensudgang (IF) på omkring 21,4 MHz ved sin udgang ved tilstedeværelse af et gyldigt transponder-retursignal. Den lavere sideinjektionsfrekvens er ligeledes genereret ved hjælp af stabil temperaturkompenseret krystaloscillator 96, der drives ved omkring 50,24 MHz. Denne oscillatorfrekvens er til at begynde med firdoblet i en frekvensmultiplikator 98 og er derefter ført gennem to tredoblingsfrekvensmultiplikatorer 100 og 102 til et firpolet smalt båndpasfilter 104 for tilførelse af det lavere sideinjektionssignal til blandingstrinnet 94.

Mellemfrekvensudgangen af det balancerede blandingstrin 94 tilføres til forstærkeren 106 med lav støj således, at det samlede modtagerstøjtal bliver 12 dB. Signalet føres derfra til et monolitisk krystalbåndpasfilter 108, fortrinsvis model 1619-1622 fremstillet af Piezo Technology, Inc. under dets registrerede varemærke "COMLINE", hvor gengivelsen af amplituden som funktion af frekvensen er - 3 dB ved 30 kHz. Krystalbåndpasfilteret 108 fastlægger fordetektionsbåndbredden og giver sammen med 12 dB støjtallet og modulationsindekset på fem en samlet modtagerfølsomhed på -113 dBm for et 20 dB S+N/N-forhold ved udgangen af en krystaldiskriminator 110, som vil blive beskrevet i det følgende. Udgangssignalet fra krystalbåndpasfilteret 108 føres gennem på hinanden følgende RF-forstærkertrin 112 og 114, der hver især er tilvejebragt på en chip med AGC for tilvejebringelse af det ønskede indgangsniveau til krystaldiskriminatorens 110. Udgangen af hvert trin 112 og 114 giver anledning til, at de respektive AGC-kredsløb genererer en jævnstrøm, der er proportional med amplituden af udgangen. De respektive AGC-niveauer fra de enkelte trin 112

og 114 summeres for at virke som en samlet automatisk for-  
stærkningsdetektor 116, hvis udgang er en jævnstrøm, der er  
proportional med den kombinerede udgangsamplitude af hvert  
trin, som er en indikation på begyndelsesstyrke af transpon-  
dersignalet fra båndpasfilteret 108. Dette kombinerede AGC-  
5 detektorudgangssignal føres til et lavpasfilter 118. Udgangs-  
ladningen fra lavpasfilteret 118 afgives til et komparator-  
kredsløb 120 for sammenligning med et forudbestemt tærskelvær-  
diniveau etableret ved hjælp af følsomhedsindstillingen på et  
10 potentiometer 122.

I den foretrukne udformning af systemet består krystaldiskri-  
minatoren 110 af et monolitisk krystalfilter af typen 2378F  
fra Piezo Technology, Inc. kombineret med et integreret RCA-  
15 kredsløb model CA 3089E for frembringelse af en ekstremt smal-  
båndet stabil diskriminator med en båndbredde på af størrel-  
sesordenen 30 kHz. Med et gyldigt transponderretursignal dan-  
ner udgangen af diskriminatorens 110 den modulerende audiotone,  
som ligger ved 2 kHz. Udgangen af diskriminatorens 110 holdes  
20 ved jordpotentiale ved hjælp af en fikseringskreds 124, indtil  
et trigge-udgangssignal fra komparator-kredsløbet 120 indike-  
rer, at ladningsopbygningen i lavpasfilteret 118 overstiger  
den valgte følsomhedsindstilling fra potentiometeret 122. Sy-  
stemet vil derved kunne indstilles til et følsomhedsniveau,  
25 der bevirker at kortvarige eller svage retursignaler fra  
fjerntliggende transpondere eller andre kilder ikke detekte-  
res.

Når fikseringskredsen 124 én gang er åben, er 2 kHz audiotonen  
30 ført gennem et lavpasfilter 126 for dekodning ved hjælp af fa-  
selåste sløjfeteknikker, der gør brug af en kvadraturdetektor  
128 og en fasedetektor 130, til opnåelse af en vedvarende tone  
inden for 10% af modulationstonefrekvensen etableret som den  
fritløbende frekvens af dens spændingsstyrede oscillator 132.  
35 Udgangssignalet af fasedetektoren 130 tilføres til et sløjfe-  
filter 134 for frembringelse af et signal til justering af  
frekvensen og fasen af den spændingsstyrede oscillator 132 med

henblik på fase-låsning. Kvadraturdetektoren 128 afgiver derefter sit udgangssignal til en konventionel operationsforstærker 136 med en tilbagekoblingskondensator 138, der minimerer et udgangssignal til trigning af en alarm 44 for tilvejebringelse af en hørbar eller visuel gengivelse i et valgt tidsinterval, uanset hvor kortbegyndelsesgengivelsen er. På denne måde igangsætter en stærk gengivelse frembragt ved hjælp af tilstedeværelsen af en transponder i overvågningsområdet mellem antennepiedestalerne 10 og 12 en fuldskala-alarm, uanset hvor hurtigt det beskyttede emne føres gennem området. Systemet er imidlertid i stand til at ignorere endog vedvarende gengivelsessignaler af lavt niveau fra områder uden for eller i nærheden af det beskyttede område.

Selv om systemet er blevet beskrevet i forbindelse med en foretrukken udførelsesform, der gør brug af de specielt beskrevne kredsløbselementer og teknikker med operationsparametre, der er relevante for en eksisterende foretrukken udførelsesform med audiotonefrekvensmodulation, er det underforstået, at der vil kunne foretages flere forskellige modifikationer og variationer af kredsløbselementerne og teknikkerne, uden at der derved afviges fra opfindelsens ide. F.eks. kan systemet ændres til at anvende amplitudemodulation af en af de transmitterede radiofrekvenser i stedet for frekvensmodulation, eller anvende modulationstøner uden for audioområdet uden at skulle give afkald på de grundlæggende fordele ved det omhandlede unikke system.

P a t e n t k r a v .

30 -----

1. Anlæg til detektion af tilstedeværelsen af en genstand i et overvågningsområde omfattende sendeorganer (26, 30) til transmission af to radiofrekvenssignaler ved to forskellige frekvenser ( $f_1$ ,  $f_2$ ) i overvågningsområdet, idet radiofrekvenserne afviger fra en middel-centerfrekvens i hver sin retning og med lige store værdier, transponderorganer (34), der afta-

geligt er fastgjort til beskyttede genstande, og som kan bevæges med en genstand i overvågningsområdet, hvilke transponderorganer (34) har antenneorganer (38), der er afstemt til at kunne modtage radiofrekvenssignalerne transmitteret ved begge  
5 frekvenser, og et ulineært impedanselement (36) koblet til antenneorganerne, hvorhos transponderorganerne (34) genudstråler et retursignal med den frekvens, der er lig med summen af frekvenserne af de to transmitterede radiofrekvenssignaler, hvilket anlæg desuden omfatter antenneorganer (22, 24) for  
10 modtagelse af retursignalet, smalbandede modtageorganer (42) til signalbehandling af det modtagede retursignal og alarmorganer (24), der kan reagere på et udgangssignal frembragt ved signalbehandlingen af det modtagne retursignal ved hjælp af de smalbandede modtageorganer, k e n d e t e g n e t ved, at  
15 det har multiple antennetransmissionsorganer (14, 16) for begge radiofrekvenssignalerne, og som er arrangeret i over for hinanden liggende positioner, der afgrænser overvågningsområdet således, at forholdet mellem feltstyrken af de to signaler er i hovedsagen ensartet over overvågningsområdet, og det smalbandede modtageorgan signalbehandler det modtagne retursignal  
20 til udelukkelse af de transmitterede radiofrekvenssignaler og deres harmoniske til tilvejebringelse af udgangssignalet for alarmorganerne.

25 2. Anlæg ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t ved, at de to forskellige frekvenser ( $f_1$ ,  $f_2$ ) afviger fra hinanden med mindst 2% af middel-centerfrekvensen.

30 3. Anlæg ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t ved, at det modulerede radiofrekvenssignal er frekvensmoduleret ved hjælp af en fikseret tonefrekvens.

35 4. Anlæg ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t ved, at hver af de to radiofrekvenssignaler frembringes af en temperaturkompenseret krystalstyret oscillator (48), frekvensmultiplikationsorganer (50, 54, 58) og smalbandede filterorganer (52, 56).

5. Anlæg ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t ved, at senderorganerne indeholder signalkildeorganer (26, 30), antenneorganer (14, 16) anbragt i afstand fra signalkildeorganerne, lineære forstærkerorganer (28, 32) i nærheden af antenneorganerne og forbindelsesorganer for afgivelse af et signal fra signalkildeorganerne til de lineære forstærkerorganer (28, 32).

6. Anlæg ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t ved, at antennen af transponderorganet er afstemt til en frekvens mellem de to forskellige frekvenser, idet det ulineære impedanselement (36) er forbundet til antenneorganerne for derved at tilvejebringe en tankkreds med en resonansfrekvens, der er lig med summen af de to forskellige frekvenser, for genudstråling af et retursignal ved resonansfrekvensen.

7. Anlæg ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t ved, at modtagerorganet omfatter en faselåst sløjfe (128, 130, 132, 134) til dekodning af det modulerede radiofrekvenssignal ( $f_1$ ).

8. Anlæg ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t ved, at det smalbandede modtagerorganer indeholder modtagerantenneorganer (22, 24) for opsamling af retursignalet, filterorganer (92, 108) for afvisning af de af antennen opfangede signaler bortset fra signalerne inden for et smalt pasbånd ved frekvensen af retursignalet, signalamplitude-detektionsorganer (116) for generering af et sammenligningsniveau, der indikerer amplituden af det filtrerede retursignal, og demodulationsorganer (110, 124, 126), der kan reagere på sammenligningsniveauet ved kun at detektere modulationen, når sammenligningsniveauet overstiger en forudvalgt niveauindstilling (122).

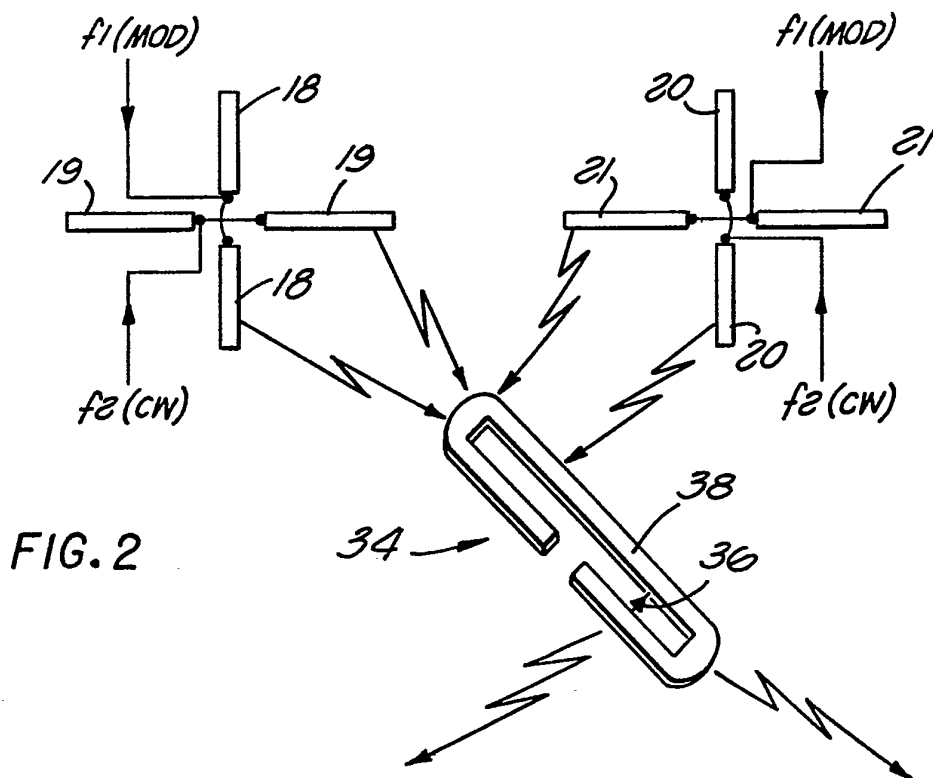
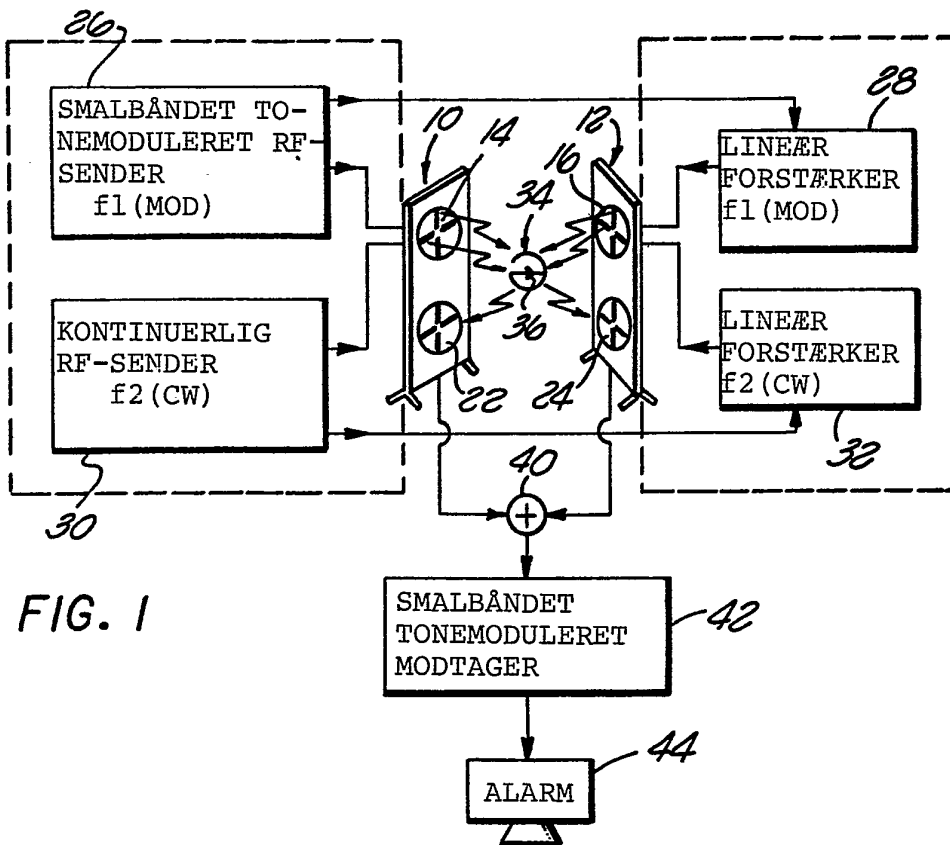
9. Anlæg ifølge krav 8, k e n d e t e g n e t ved, at signalamplitude-dektionsorganet (116) indeholder en lokaloscillator, blandingsorganer for udledning af mellemfrekvenssignalet og et båndpasfilter for mellemfrekvenssignalet.

10. Anlæg ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t ved, at en af radiofrekvenssignalerne ( $f_1$ ) er moduleret ved hjælp af en fikseret radiofrekvenstone for frembringelse af en smalbåndet frekvensmodulation, medens det andet radiofrekvenssignal  
5 transmitteres som et umoduleret signal ved en fikseret radiofrekvens ( $f_2$ ), og at modtagerorganet indeholder en modtagerantenne (22, 24), filterorganer (92) for afvisning af signaler modtaget ved hjælp af antennen, og som ligger uden for et smalt pasbånd ved resonansfrekvensen, blandingsorganer (94)  
10 til generering af en mellemfrekvens for demodulation af signaler inden for pasbåndet, forstærkerorganer (112, 114) til forstærkning af mellemfrekvenssignalet og generering af et sammenligningsniveau, der indikerer amplituden af mellemfrekvenssignalet, smalbåndede diskriminatororganer (110, 124, 126),  
15 der kan reagere på sammenligningsniveauet ved at demodulere mellemfrekvensen til kun at angive den lavfrekvente modulation, når amplituden af sammenligningsniveauet overstiger en forudvalgt tærskelværdi, en detektor med faselåst sløjfe (128, 130, 132, 134), der er afstemt til frekvensen af den fikserede  
20 audiotone til generering af et alarmudgangssignal ved detektion af den fikserede audiotone, og operationsforstærkerorganer, der er koblet til at modtage alarmudgangssignalet til aktivering af en alarm i en fikseret tidsperiode efter igangsætning af et sådant alarmudgangssignal.

25 11. Anlæg ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t ved, at modtagerorganerne (42) er indrettet til at dekode retursignalet uden brug af referencesignaler udledt fra sendeorganet.

30

35



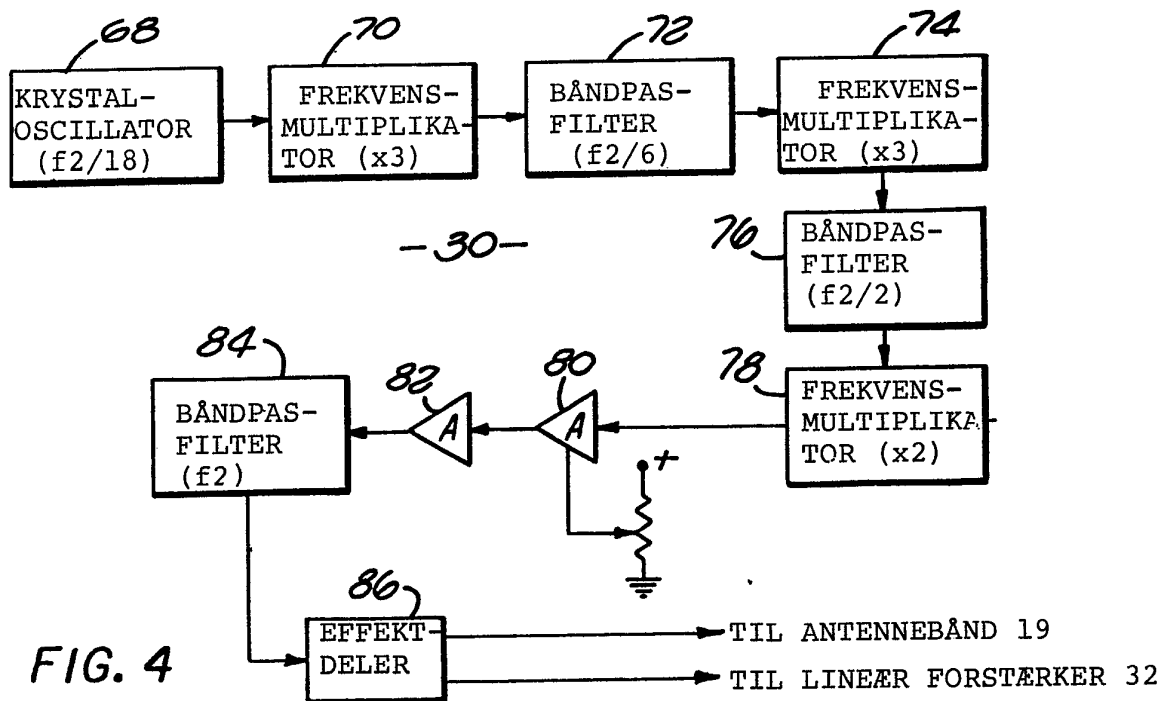
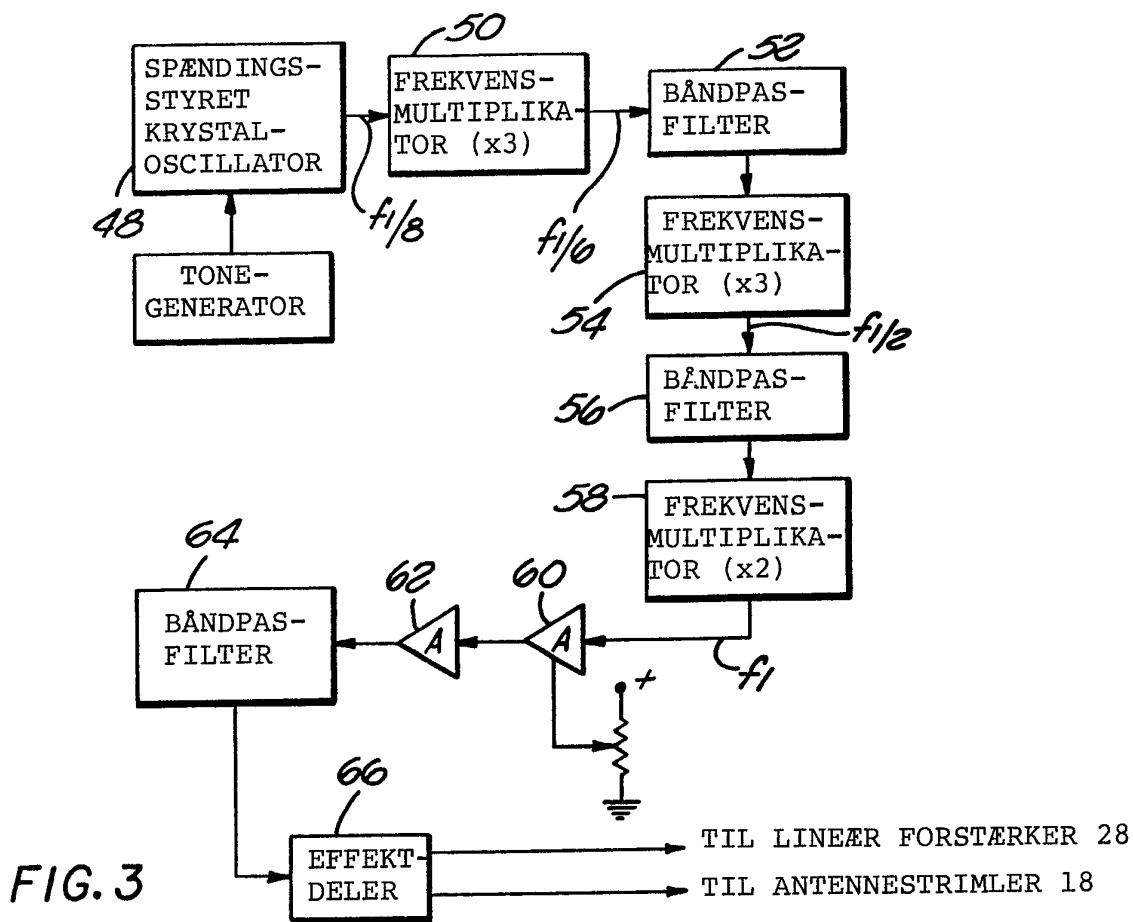




FIG. 6

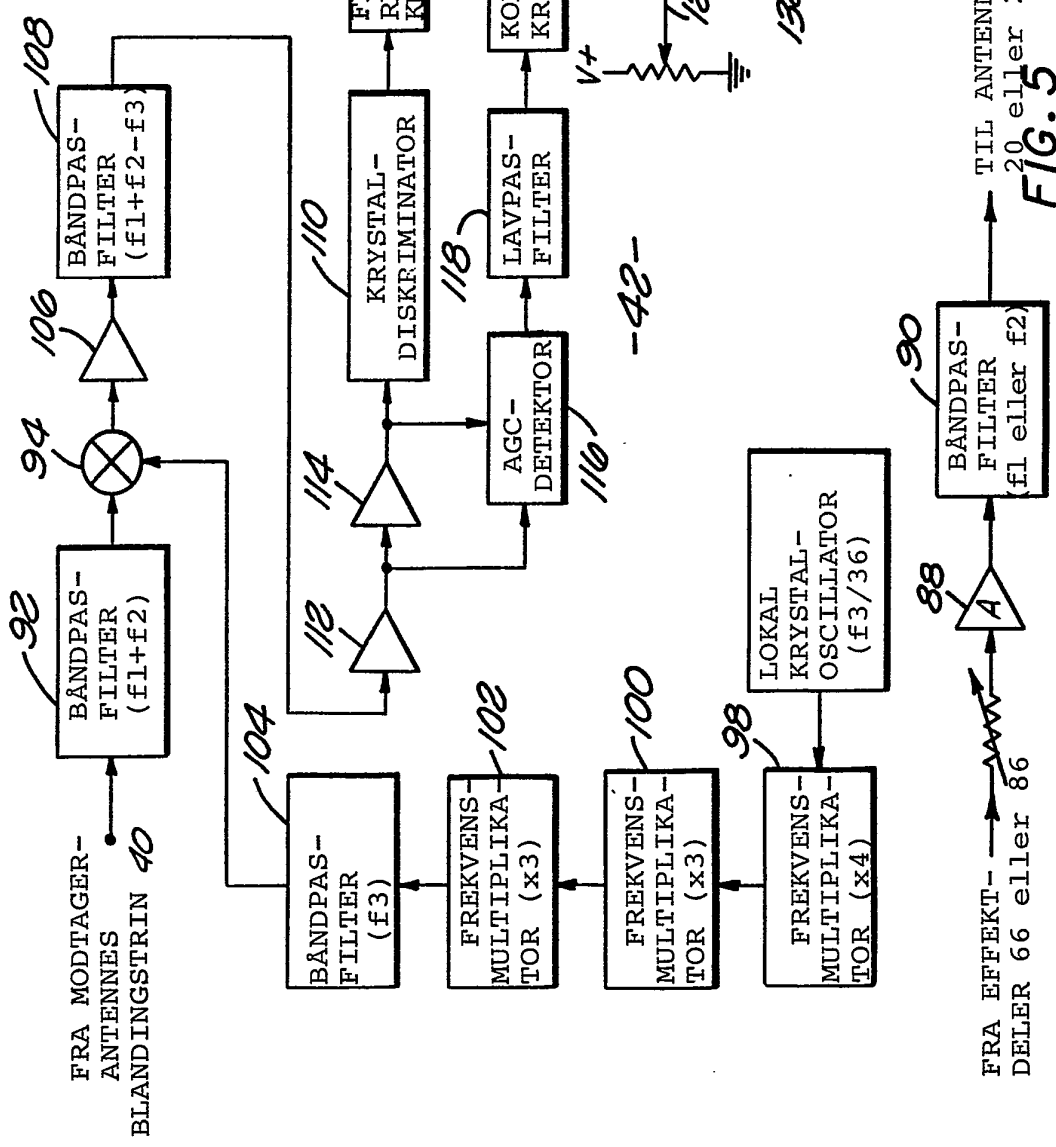


FIG. 5

FRA EFFEKT-DELER 66 eller 86 TIL ANTENNESTRIMMER 20 eller 21