NORGE

(12) PATENT

(19) NO (11) 313070 (13) B1

(51) Int Cl[7] H 04 B 15/04

Patentstyret

(21) Søknadsnr	19955115	(86) Int. inng. dag og søknadsnummer	1995.04.20, PCT/US95/05139
(22) Inng. dag	1995.12.15	(85) Videreføringsdag	1995.12.15
(24) Løpedag	1995.04.20	(30) Prioritet	1994.04.21, US, 230916
(41) Alm. tilgj.	1996.02.13		
(45) Meddelt dato	2002.08.05		

(71) Patenthaver Ericsson Inc, P.O. Box 13969, Research Triangle Park, NC 27709-3969, US
(72) Oppfinner Karl Bo Lindell, S-181 46 Lidingö, SE
(74) Fullmektig Oslo Patentkontor AS, 0306 Oslo

(54) Benevnelse **Reduksjon av interferens fra oscillatorer i elektronisk utstyr**

(56) Anførte publikasjoner EP A2 163313

(57) Sammendrag

I et elektronisk apparat innbefattende en referanse-oscillator og en interfererende del som genererer et interferenssignal som har en spektralkomponent innenfor mottakerbåndbredden, der referanseoscillatoren tilfører et oscillerende referansesignal til den interfererende delen fra hvis oscillerende referansesignal interferenssignalet er avledet fra, blir amplituden til interferenssignalet innenfor mottakerbåndbredden redusert ved å vinkelmodulere det oscillerende referansesignalet med et sinussignal for å generere et vinkelmodulert interferenssignal som har en redusert bærebølgeamplitude, og modulasjonsbånd som er utenfor mottakerbåndbredden. Det vinkelmodulerte interferenssignalet har fortrinnsvis en modulasjonsindeks, (β), som er nær en løsning av ligningen $J_0(\beta) = 0$, der J_0 er en Besselfunksjon av første grad. Vinkelmodulasjon kan alternativt oppnås ved å anvende direkte frekvensmodulasjon på referanseoscillatoren med et sinussignal for å generere et modulert referansesignal, og så tilføre det modulerte referansesignalet til den interfererende delen, eller ved å fasemodulere det oscillerende referansesignalet med et sinusformet signal forut for å tilføre det til den interfererende delen. Der hvor interferenssignalet har en interfererende spektralkomponent innenfor en målebåndbredde, blir amplituden til den interfererende spektralkomponenten redusert ved å benytte et deterministisk, ikke-støy modulasjonssignal, slik som et sagtannbølgeformet modulasjonssignal, for å vinkelmodulere et klokkesignal som interferenssignalet er avledet fra.

Bakgrunn

Denne oppfinnelsen vedrører oscillatorer og klokker i elektronisk utstyr, og mer spesielt fremgangsmåter og apparater for å redusere uønsket elektromagnetisk emisjon fra slike oscillatorer og klokker.

Moderne elektronisk utstyr avhenger sterkt av bruken av klokker og oscillatorer. Eksempler på slikt utstyr er personlige datamaskiner, husholdningselektronikk og apparater (som nå typisk inkluderer mikroprosessorer og digitale kretser), telefonsentraler, radioutstyr (inkludert cellulære telefoner), og ethvert apparat som har krafttilførsel som benytter omkobling, for bare å nevne noen få.

En egenskap ved oscillatorer og klokker er produksjonen av uønsket emisjon av elektromagnetisk energi som kan skape problemer, ikke bare for annet utstyr i nærheten, men også for omliggende kretser innenfor den samme utstyrsdel som oscillatorene og klokkene. For eksempel kan, innenfor en radiomottaker, en oscillator i en omliggende krets skape interferens i radiomottakeren ved å utstråle uønskede signaler ved en frekvens der mottakeren er følsom for interferens, slik som den tiltenkte mottakskanalen, eller ved en mellomfrekvens i en superheterodynmottaker. (Benyttet i denne spesifikasjonen kan ordet "interferens" referere til enten utstrålt eller ledet interferens). I mange radiokonstruksjoner blir alle de internt benyttede oscillatorfrekvensene avledet fra en enkelt høypresisjons referanseoscillator som kan produsere interferens ved grunnfrekvenser, harmoniske og subharmoniske frekvenser til oscillatoren. Det kan være upraktisk eller umulig å skjevstemme oscillatoren for å unngå denne interferensen, fordi frekvensfeilen til oscillatoren vil bli for stor for dens formål. Dette er ofte tilfellet i cellulære radioer og tilknyttede basestasjoner, såvel som i mange andre radiokonstruksjoner.

En kjent løsning på problemet med å redusere harmonisk interferens generert av et klokkesignal i en radiomottaker er beskrevet i U.S. patentsøknad nr. 5,263,055, utstedt til Cahill 16. november 1993. Denne patenten viser bruken av en frekvensspredende signalgenerator og en signalmodulator. Frekvenssprederssignalet blir produsert av en pseudovilkårlig støygenerator, og har egenskapen til hvit støy. Signalmodulatoren modulerer klokkesignalet med frekvenssprederssignalet for å produsere et modulert klokkesignal inbefattende en modulert harmonisk frekvenskomponent. Dette resulterer i at effektnivået til en modulert harmonisk frekvenskomponent, tilsvarende den harmoniske frekvenskomponenten som interfererer med det filtrerte signalet, blir spredd over en frekvensbåndbredde som er større enn den forhåndsbestemte frekvensbåndbredden, og derved forårsaker at effektnivået til den modulerte harmoniske frekvenskomponenten innenfor den forhåndsbestemte frekvensbåndbredden minker.

Japansk patentdokument nr. 61-95651, publisert 14. mai 1986, viser seg å gjøre greie for et system som er veldig likt det i Cahillpatenten. I en radiomottaker blir et referansesignal med en senterfrekvens f_0, som blir benyttet som et tidssignal innenfor mottakeren, utsatt for angulær modulasjon ved et støysignal utgått fra en modulasjonskilde. Når senterfrekvensen til signalet som skal mottas, er tilstrekkelig større enn referansesignalfrekvensen f_0, forårsakes det at frekvensspekteret til den n-te harmoniske forstyrrelser s blir vidt spredd, og interferensen blir merkbart redusert.

Problemet med teknikkene ovenfor beskrevet både av Cahill og Japansk patentdokument er at bruken av et støysignal for å spre de harmoniske til referansesignalet ikke sørger for evnen til å fullstendig eliminere alle sidebånd innenfor en mottakerbåndbredde. (I denne sammenheng betyr mottakerbåndbredde frekvensbåndet rundt en anvist kanalfrekvens, der interfererende signaler kan svekke mottaking når mottakeren er stilt inn på kanalen.) På det beste kan disse sidebånde-

ne til en viss grad bli dempet, der graden av demping er ekvivalent med forholdet mellom mottakerbåndbredde og spredningsbåndbredde.

En annen ulempe ved disse systemene er det faktum at støygeneratorer i seg selv er komplisert å implementere, noe som gjør kretsen mer kostbar å konstruere og bygge.

En annen teknikk illustrert i EP-A-0 163 313 fra Crall beskriver en fremgangsmåte og apparat for spredning av EM-energi fra et digitalt system med det formål å minimere EM- og RF-interferes. Minimalisering av interferens oppnås i Crall ved å benytte frekvens-, fase-, amplitude- og pulsvidde-modulasjon for å modulere et system klokkesignal. Som vist i Crall, utvider modulering av system klokkesignalet signalets frekvensspekter, relativt til et umodulert signal, slik at systemforstyrrelse minimaliseres.

Liknende uønskede emisjonsproblemer oppstår i andre typer av elektronisk utstyr som inneholder oscillatorer og klokker med en definert konstant frekvens. I slikt utstyr er det ofte tilfelle at mange andre signaler blir avledet fra klokke- eller oscillatorsignalet på en slik måte at uønsket emisjon oppstår i form av et linjespekter som dekker en stor båndbredde. Det er ofte dominante komponenter i det utstrålte spekteret ved multipler av klokkefrekvensen, eller multipler av subharmoniske til klokkefrekvensen. Den eksakte posisjonen og amplituden til komponentene kan variere med tilstanden til utstyret, men de dominante linjene består fortsatt.

På grunn av potensielle sameksistensproblemer mellom ulike klokke- og oscillatorbaserte systemer, er slike systemer pålagt å tilfredsstille nasjonale og internasjonale standarder med hensyn til elektromagnetisk kompatibilitet (EMC). Disse standardene definerer et maksimumnivå for elektromagnetisk stråling som ethvert stykke elektronisk utstyr tillates å utstråle. Uønsket emisjon blir ofte målt,

i samsvar med tekniske standarder, ved å benytte en kvasi-toppverdidetektor (quasi peak detector) med en båndbredde på 120 kHz. En linje i det utstrålte spekteret vil gi utgangssignal fra detektoren som samsvarer med amplituden. Dersom flere linjer er innenfor båndbredden til detektoren, blir utgangssignalet omtrent summen av deres amplituder.

I elektroniske kretser er uønsket emisjon tradisjonelt holdt under maksimumsgrenser ved hjelp av omhyggelig konstruksjon av kretskort, avkopling og skjerming, bruk av balanserte linjer, lave effektnivåer og andre alminnelig kjente konstruksjonsprinsipper. Imidlertid er disse teknikkene ofte utilstrekkelige for å redusere det uønskede emisjonsnivået til et akseptabelt nivå.

Derfor er det ønskelig å skaffe tilveie en fremgangsmåte og et apparat som kan dempe uønsket klokke- og oscillatoremisjon av elektromagnetisk energi til et nivå som unngår interferens med andre nærliggende kretser eller utstyr.

Det er også ønskelig å skaffe til veie en fremgangsmåte og et apparat som kan dempe uønsket klokke- og oscillatoremisjon av elektromagnetisk energi til et nivå som tilfredsstiller ulike nasjonale og internasjonale standarder med hensyn til slik emisjon.

Sammenfatning

Et aspekt ved denne oppfinnelsen finner anvendelse i et elektronisk apparat innbefattende en referanseoscillator, og en interfererende del som genererer et interferenssignal som har en spektralkomponent innenfor en mottakerbåndbredde, der referanseoscillatoren tilfører et oscillerende referansesignal til den interfererende delen hvis oscillerende referansesignal interferenssignalet er avledet fra. I henhold til oppfinnelsen, blir amplituden til interferenssignalet innenfor mottakerbåndbredden redusert ved å vinkelmodulere det oscillerende referansesignalet med et si-

nusformet modulert signal, hvorved den interfererende delen genererer et vinkelmodulert interferenssignal som har modulasjonssidebånd som er på utsiden av mottakerbåndbredden, og en redusert bærebølgekomponent innenfor mottakerbåndbredden.

I en foretrukket utførelsesform for oppfinnelsen, har det sinusmodulerte interferenssignalet en modulasjonsindeks, β, som er nær en løsning av likningen $J_0(\beta) = 0$, der J_0 er en Besselfunksjon av første grad. En tilfredsstillende verdi for β kan være en som i tilstrekkelig grad reduserer bærebølgespenningen til det modulerte interferenssignalet til et nivå som produserer en akseptabel mengde av mottakerinterferens. Den modulerte signalfrekvensen blir valgt slik at modulasjonssidebåndene faller utenfor mottakerbåndbredden. En modulasjonsfrekvens som overgår mottakerbåndbredden vil gjøre nytten uansett hvor innenfor båndbredden den interfererende bærebølgen faller. Halve båndbredden er tilstrekkelig dersom bærebølgen faller nøyaktig i midten av båndbredden.

Vinkelmodulasjon kan oppnås ved å benytte frekvensmodulasjon på referanseoscillatoren med det sinusformede modulasjonssignalet for å generere et modulert referansesignal, og så tilføre det modulerte referansesignalet til den interfererende delen for å generere det vinkelmodulerte interferenssignalet som har spektralkomponenter som er på utsiden av mottakerbåndbredden.

Alternativt kan vinkelmodulasjon utføres ved å fasemodulere det oscillerende referansesignalet med det sinusmodulerte signalet, forut for å tilføre dette til den interfererende delen, slik at den interfererende delen genererer det vinkelmodulerte interferenssignalet som har modulasjonssidebånd som er på utsiden av mottakerbåndbredden. Når denne siste fremgangsmåten blir benyttet, kan det umodulerte referansesignalet bli tilført til en ikke-interfererende del av det elektroniske apparatet. Dette er nyttig når det er

ønskelig å tilføre et ikke-modulert signal til den ikke-interfererende delen.

Et annet aspekt ved denne oppfinnelsen finner anvendelse i et elektronisk apparat innbefattende en oscillator som genererer et interferenssignal som har en interfererende spektralkomponent innenfor en målebåndbredde. I henhold til oppfinnelsen blir interferens redusert ved å benytte et deterministisk, ikke-støy modulasjonssignal, slik som et sagtannbølgeformet modulasjonssignal, til å vinkelmodulere et klokkesignal som det interfererende signalet er avledet fra, for å forårsake at interferenssignalet blir et vinkelmodulert interferenssignal som har en redusert spektralkomponent innenfor målebåndbredden, der den reduserte spektralkomponenten er mindre enn den interfererende spektralkomponenten.

Trinnet for å vinkelmodulere et klokkesignal som interferenssignalet er avledet fra, kan omfatte trinnene å tilføre direkte frekvensmodulasjon på en referanseklokke som genererer referanseklokkesignalet, og så tilføre det frekvensmodulerte klokkesignalet til en emisjonsgenererende krets innenfor det elektroniske apparatet, i stedet for klokkesignalet.

Alternativt kan trinnet med å vinkelmodulere et klokkesignal som det interfererende signalet er avledet fra omfatte å fasemodulere klokkesignalet, og så tilføre det fasemodulerte klokkesignalet til en emisjonsgenererende krets innenfor det elektroniske apparatet, i stedet for klokkesignalet, idet den emisjonsgenererende kretsen er ansvarlig for interferenssignalet.

I henhold til en utførelsesform for dette aspektet av oppfinnelsen, overgår en modulasjonsbåndbredde til det vinkelmodulerte interferenssignalet målebåndbredden.

I enda et annet aspekt ved oppfinnelsen, der en klokkekrets

selv genererer et kombinert signal omfattende et interferenssignal i tillegg til det ønskede klokkesignalet, kan interferens bli redusert ved å vinkelmodulere det kombinerte signalet som beskrevet ovenfor.

Oppfinnelsens omfang fremgår imidlertid av de etterfølgende patentkrav.

Kort beskrivelse av tegningsfigurene

Hensiktene og fordelene ved oppfinnelsen vil bli forstått ved å lese den følgende detaljerte beskrivelsen i forbindelse med tegningsfigurene, hvor

figur 1 er et blokkdiagram av elektronisk utstyr som innbefatter en første utførelsesform i samsvar med det første aspektet ved oppfinnelsen,

figur 2a-b er grafiske sammenligninger av emisjonsnivåer produsert av en krets med og uten bruk av teknikkene i henhold til det første aspektet ved oppfinnelsen,

figur 3 er et blokkdiagram for en alternativ utførelsesform i henhold til det første aspektet ved oppfinnelsen.

figur 4 er et blokkdiagram for elektronisk utstyr som innbefatter en utførelsesform i henhold til et annet aspekt ved oppfinnelsen,

figurene 5a-b er grafiske sammenligninger av emisjonsnivåene produsert av en krets med og uten bruk av teknikkene i henhold til det andre aspektet ved oppfinnelsen,

figur 6 er et blokkdiagram av enda en annen utførelsesform i henhold til det andre aspektet ved oppfinnelsen,

figur 7 er en graf av et klokkesignal som har blitt modulert ved en sagtannbølgeform i henhold til en utførelses-

form for denne oppfinnelsen,

figurene 8a-d er grafer som viser empiriske resultater av tester der ulike oppfunnede teknikker er benyttet, og figur 9 er et diagram av en tidligere teknikks fasemodulasjonskrets.

Detaljert beskrivelse

Flere aspekter ved denne oppfinnelsen vil nå bli beskrevet med henblikk på et antall utførelsesformer. Først vil flere utførelsesformer som er i stand til å redusere radiomottakerinterferens fra en oscillator bli presentert. Så vil flere utførelsesformer for oppfinnelsen som er i stand til å dempe uønsket emisjon fra en klokke eller oscillator til nivåer som tilfredsstiller nasjonale og internasjonale standarder angående slik emisjon bli beskrevet. I alle tilfeller blir vinkelmodulasjon utført på oscillatorsignalet for å gjennomføre reduksjonen av uønsket emisjon.

Med referanse til figur 1, er det vist et blokkdiagram for elektronisk utstyr som innbefatter en første utførelsesform for oppfinnelsen. Det elektroniske utstyret kan for eksempel være radioutstyr, innbefattende en mottaker 101. I dette eksempelet er det ønskelig å hindre den interfererende delen 103, som kan være en logisk kontrollkrets, fra å generere et sterkt interferende signal 109 ved en mottakerfrekvens for mottakeren 101. For dette eksemplets vedkommende blir det antatt at mottakerfrekvensen er 422,4 MHz, og at den interfererende delen forårsaker et 6,4 MHz klokkesignal avledet fra referanseoscillatoren 105 som oscillerer med en frekvens på 12,8 MHz. Følgelig er det en mulighet for at den interfererende delen 103 vil generere et interfererende signal omfattende den 66. harmoniske til klokkefrekvensen. Det vil bli erkjent av de som har alminnelige ferdigheter i teknikken at selv om referanseoscillatoren 105 og den interfererende delen 103 kan være adskilte deler som illustrert, kan de alternativt være en og samme del.

Dvs. at det er mulig for en referanseoscillator å også generere uønskede harmoniske som forårsaker interferens i en mottakerbåndbredde. Imidlertid behandler, utelukkende for hensikten av å illustrere de ulike egenskapene til oppfinnelsen, den følgende diskusjonen referanseoscillatoren 105 og den interfererende delen 103 som adskilte helheter. Uavhengig av denne behandlingen er prinsippene og teknikkene som er diskutert her like anvendelig for tilfellet der referanseoscillatoren selv genererer et uønsket interferenssignal.

I henhold til oppfinnelsen blir det interferende signalet kraftig dempet ved å anvende vinkelmodulasjon på referanseoscillatoren 105. Som avbildet i figur 1, blir vinkelmodulasjonen gjennomført ved hjelp av direkte frekvensmodulasjon av referanseoscillatoren 105. Denne teknikken er like anvendelig for tilfellet der referanseoscillatoren 105 og den interfererende delen 103 er en og samme, som nevnt ovenfor. Teknikker for å frekvensmodulere en oscillator er velkjente i teknikken, og blir ikke beskrevet i detalj her. De som har alminnelige ferdigheter i teknikken vil erkjenne at den samme vinkelmodulasjonen alternativt kunne oppnås ved å anvende fasemodulasjon på utgangssignalet til referanseoscillatoren 105. I begge tilfeller blir modulasjonssignalet valgt til å være et deterministisk, ikke-støysignal (i motsetning til vilkårlige eller pseudovilkårlige signaler som har egenskapene til hvit støy), fortrinnsvis sinusformet, som vil produsere et modulert signal som har en modulasjonsindeks som vil forårsake at bærefrekvenssignalet ved mottakerfrekvensen blir lite. Valget av et deterministisk, ikke-støy modulasjonssignal, slik som en sinusbølgeform, isteden for en bølgeform som har hvit støyegenskaper, tillater oppfinnelsen å oppnå en større demping innenfor en bestemt båndbredde sentrert rundt den interfererende harmoniske frekvensen. Dette er fordi sinusmodulasjon kan utføres for å forårsake at alle sidebånd faller på utsiden av en gitt båndbredde. Ved sammenligning tillater bruken av hvit støy som modulasjonssignal bare en demping

tilsvarende forholdet mellom mottakerbåndbredde og spredningsbåndbredde. Således tillater denne oppfinnelsen at det oppnås vesentlig demping med signifikant mindre modulasjon når det korrekt valgte modulasjonssignalet blir valgt.

Det sinusformede modulasjonssignalet burde bli valgt slik at modulasjonsindeksen til modulasjonssignalet vil være nær løsningen til likningen $J_0(\beta) = 0$, der β er modulasjonsindeksen og J_0 er Besselfunksjonen av første grad. For eksempel blir i en foretrukket utførelsesform β valgt (f.eks. fra en tabell over Besselfunksjoner) slik at den tilfredsstiller sammenhengen $J_0(\beta) \leq R$, der R er det ønskede forholdet mellom det reduserte bærebølgespenningsnivået til det modulerte signalet og bærebølgespenningen til det umodulerte signalet. For eksempel, dersom R = 0,1 (tilsvarende 20 dB reduksjon), er en verdi for β mellom 2,2 og 2,4 ved interferensfrekvensen tilfredsstillende. De som har alminnelige ferdigheter i teknikken vil erkjenne at en akseptabel verdi for R avhenger av susceptibiliteten for interferens til den spesielle mottakeren. Videre blir det valgt en modulasjonsfrekvens som vil produsere modulasjonssidebånd på utsiden av mottakerfrekvensbåndbredden. I eksempelet som er vist i figur 1, vil interferenssignalet 109 bli redusert ved å benytte modulasjonsgeneratoren 107 for å modulere utgangssignalet fra referanseoscillatoren 105, ved å benytte et modulasjonssignal som har en modulasjonsindeks på 2,4 ved 422,4 MHz, og en modulasjonsfrekvens på 60 kHz, som gir modulasjonssidebånd utenfor mottakerbåndbredden på 8 kHz. Denne dempningen resulterer fra det faktum at ved visse modulasjonsindekser (f.eks. i nærheten av 2,4), forsvinner spektralkomponenten til modulasjonssignalet ved den umodulerte bærebølgefrekvensen. Modulasjonsindeksen ved 6,4 MHz er bare 2,4/66 = 0,0364 som er for liten til å forårsake funksjonsfeil i den logiske kontrollfunksjonen (f.eks. den interfererende delen 103).

Det bør erkjennes i eksempelet ovenfor at valget av 60 kHz som modulasjonsfrekvens er tilfeldig. Enhver frekvens over

mottakerbåndbredden kan benyttes. For eksempel vil også en 8 kHz modulasjonsfrekvens være akseptabel i eksemplet ovenfor.

Figur 2a er en grafe som illustrerer det interfererende signalet 109 som ville vært resultatet uten modulasjonen av oscillatoren, og figur 2b er en grafe som viser virkningen av den oppfunnede modulasjonsteknikken på det interfererende signalet 109. Det er lett synlig at styrken på det interfererende signalet ved mottakerfrekvensen har blitt sterkt redusert.

En alternativ utførelsesform for den ovenfor beskrevne oppfinnelsen er illustrert i figur 3. Her er problemet fortsatt at den interferensskapende delen 103 vil generere et interferenssignal 109 ved mottakerfrekvensen til mottakeren 101. Imidlertid inkluderer det elektroniske utstyret også en ikke-interfererende del 301 som det er ønskelig å tilføre et ikke-modulert signal til direkte fra oscillatoren 105. Følgelig er det ikke mulig å anvende frekvensmodulasjon direkte på referanseoscillatoren 105. For å tilpasse denne situasjonen, blir utgangssignalet fra oscillatoren 105 tilført til en fasemodulator 303 som mottar et modulasjonssignal fra modulasjonsgeneratoren 107. Et eksempel på en konvensjonell fasemodulasjonskrets er vist på figur 9. Teknikker for å fasemodulere et signal er velkjent for de som har alminnelige ferdigheter i teknikken, og blir ikke beskrevet i større detalj her. Modulasjonssignalet blir bestemt som beskrevet ovenfor i henhold til figur 1. Utgangssignalet fra fasemodulatoren 303 blir så tilført til den interfererende delen 103. Med denne konfigurasjonen trengs det modulerte klokkesignalet bare å tilføres til de deler som skaper interfererende signaler. Andre deler som ikke skaper interferens, eller som ikke tolererer et modulert signal, kan motta det umodulerte klokkesignalet som vist på figuren.

Bruken av fasemodulasjon som beskrevet i figur 3, er også

anvendelig i tilfellet der oscillatoren 103 selv er ansvarlig for å generere det interfererende signalet. Det fasemodulerte klokkesignalet kan generelt bli distribuert til andre deler i apparatet. I dette tilfellet kan det være nødvendig å i tillegg benytte alminnelig kjente konstruksjonsprinsipper for å redusere interferensen som kan oppstå mellom oscillatoren 103 og fasemodulatoren 303.

Utførelsesformen beskrevet ovenfor har gjort henvisning til bruk av en sinusbølgeform som modulasjonssignal. Imidlertid kan man også konstruere en krets basert på læren som er presentert her, men benytte en annerledes deterministisk, ikke-støy bølgeform, slik som en firkantbølge. Som lært av for eksempel P.F. Panther, "Modulation Noice and Spectral Analysis" 257-260 (McGraw Hill 1965), som er innlemmet her med referanse, er Fourierseriene til en bærebølge som er frekvensmodulert ved en firkantbølge gitt ved

$$e(t) = A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{2\beta}{\pi\left(\beta^2 - n^2\right)} \cdot \sin(\beta - n)\frac{\pi}{2} \cdot \cos(\omega_c + n\omega_m)t$$

$$= \frac{2A_c}{\pi\beta} \sin\frac{\pi\beta}{2} \cos\omega_c t \qquad (bærebølge)$$

$$+ \frac{2\beta\, A_c}{\pi\left(\beta^2 - 1^2\right)} \cdot \cos\frac{\beta\pi}{2} \left[\cos(\omega_c - \omega_m)t - \cos(\omega_c - \omega_m)t\right]$$

$$\left(første\ sidebåndpar\right)$$

$$- \frac{2\beta\, A_c}{\pi\left(\beta^2 - 2^2\right)} \cdot \sin\frac{\beta\pi}{2} \left[\cos(\omega_c - 2\omega_m)t + \cos(\omega_c + 2\omega_m)t\right]$$

$$\left(andre\ sidebåndpar\right)$$

Ved å sette β=2 i likningen ovenfor, finner man at amplituden til bærebølgen forsvinner. Generelt bør det velges en modulasjonsindeks β som tilfredsstiller sammenhengen $(2/\pi\beta)\sin(\pi\beta/2) \leq R$, der R er et forhåndsbestemt forhold mellom modulert bærebølgeamplitude og umodulert bærebølgeamplituden. Den eksakte verdien for R vil avhenge av kravene for den spesielle kretsen som blir konstruert. Bruken av

en modulasjon med tilstrekkelig stor ω_m forårsaker at sidebåndene faller på utsiden av mottakerbåndbredden.

På denne måten er det i henhold til det ovenfor beskrevne aspektet ved oppfinnelsen mulig å unngå interferens som ellers ville være vanskelig å unngå. Små og kompakte konstruksjoner kan oppnås ved lavere kostnad og vekt fordi mindre skjerming og avkopling er nødvendig. Problemer relatert til den ovenfor identifiserte interferensen kan bli løst på et senere trinn i utviklingssyklusen for elektronisk utstyr, noe som sparer tid. Videre er det ikke bare en frekvens som er forbedret, men alle frekvenser der modulasjonsindeksen er nær nok til for eksempel 2,4 til å gi den ønskede dempningen av interferensen. Dette er viktig fordi interferens fra digitale kretser ofte er i form av harmoniske til en relativt lav klokkefrekvens, noe som forårsaker interferens ved flere kanaler innenfor mottakerens innstillingsbåndbredde.

I henhold til et annet aspekt ved oppfinnelsen, blir vinkelmodulasjon utført på et referanseklokkesignal i elektronisk utstyr, for å redusere uønsket elektromagnetisk emisjon til nivåer som tillater det elektroniske utstyret å tilfredsstille nasjonale og internasjonale standarder vedrørende slik emisjon. Som forklart ovenfor setter slike standarder et maksimumnivå for elektromagnetisk stråling som vil bli tolerert fra elektronisk utstyr.

Med referanse til figur 4, er en utførelsesform for oppfinnelsen vist, som henvender seg til dette problemet. Her inkluderer elektronisk utstyr 400 en oscillator 401 som sørger for et klokkesignal til bruk for emisjonsskapende kretser 407 som genererer det interfererende signalet 409. I henhold til oppfinnelsen blir fasemodulasjon utført på utgangssignalet fra oscillatoren 401 ved hjelp av en fasemodulator 403. Alternativt kan vinkelmodulasjon oppnås ved hjelp av direkte anvendelse av frekvensmodulasjon på oscillatoren 401 ved måten beskrevet ovenfor med hensyn på figur

1. Modulasjonsbølgeformen er i begge tilfeller en deterministisk, ikke-støy bølgeform, og fortrinnsvis en sagtannbølgeform som i denne utførelsesformen blir sørget for av modulasjonsbølgeformsgeneratoren 405. Bruken av en deterministisk, ikke-støy bølgeform, slik som en sagtannbølgeform, i stedet for et hvit støy signal, gir fordeler inbefattende det faktum at modulasjonsbølgeformen er enklere å generere. For eksempel kan en sagtannbølgeform genereres simpelthen ved å integrere en konstant spenning, og resette utgangssignalet periodisk.

Effektiviteten til denne konstruksjonen fremgår fra det faktum at et sagtannsfrekvensmodulert signal med en stor modulasjonsindeks har et spekter med komponenter med nesten lik amplitude innenfor modulasjonsfrekvensens søketidsbredde. Hver spektralkomponent i det modulerte signalet har et effektnivå som tilnærmet tilsvarer forholdet mellom sagtannsmodulasjonsfrekvensen og søketidsbredden. Dette er fordi spektralkomponentene er jevnt fordelt ved modulasjonsfrekvensavstander innenfor søketidsbredden. Antall komponenter innenfor søketidsbredden er da lik forholdet mellom søketidsbredden og modulasjonsfrekvensen. Den totale signaleffekten er vesentlig likt fordelt mellom komponentene, og hver av dem har en effekt som er tilsvarende mindre. Dette spekteret er vist på figurene 7-11 på side 260 i den ovenfor siterte boken av Panther, som er innlemmet her med referanse.

Dersom dette modulerte spekteret blir målt med en effektmåleanordning som har en båndbredde på B Hz, og modulasjonsfrekvensen blir valgt til å være større enn B, er det bare en spektralkomponent til stede av gangen innenfor effektmåleanordningens båndbredde hvor som helst i modulasjonsspekteret. Måleanordningen vil derved vise effekten til bare en av komponentene, og en ønsket reduksjonen blir oppnådd.

Når måleanordningen er et toppeffektmeter, er det en fordel å benytte et modulasjonsspekter med en konstant amplitude-

komponent innenfor effektmåleanordningens båndbredde. Meteret vil da aldri vise mer enn toppnivået til hver komponent, som også er lik det gjennomsnittlige nivået fordi amplituden er konstant. Dette betyr at en deterministisk modulasjon med et flatt spekter, slik som et sagtannsøk, er bedre for dette formålet enn et vilkårlig støyspekter med en lik gjennomsnittlig spektral effekt innenfor målebåndbredden, fordi støysignalet vil ha en mye høyere topp enn gjennomsnittsverdien. Toppeffektmeteret vil vise høyere toppeffekt ved støymodulasjon enn ved sagtannsøkmodulasjon med sammenlignbart frekvensavvik.

Valget av en sagtannbølgeform som har en frekvens som er litt høyere enn målebåndbredden er optimalt i den betydning at det gir mindre toppeffekt i målebåndbredden enn andre valg. Dette er tilfelle fordi dersom frekvensen blir gjort enda høyere, blir hver komponent større. På den andre siden vil, dersom frekvensen blir gjort lavere, flere komponenter falle innenfor målebåndbredden, som vil adderes til høyere toppeffekt selv om den gjennomsnittlige effekten forblir den samme. Fortrinnsvis blir frekvensen til sagtannbølgeformen valgt fra et omfang av frekvensverdier, der omfanget av frekvensverdier har en lav frekvensverdi som er omtrent lik målebåndbredden, og en høy frekvensverdi som er omtrent lik 1,5 ganger målebåndbredden.

Med hensikt å illustrere prinsippene ovenfor, anta at en effektmåleanordningsbåndbredde er såvidt mindre enn 100 kHz og at det er ønskelig å oppnå en 10 dB (dvs. 10 ganger) reduksjon av spektralkomponentnivåene i denne båndbredden. I henhold til de oppfunnede prinsippene beskrevet ovenfor kan en sagtannsmodulasjonsfrekvens på 100 kHz benyttes. Den totale signaleffekten bør altså bli fordelt over 10 komponenter for å gi den ønskede effektreduksjonen. For å produsere disse 10 komponentene må klokkesignalet bli vinkelmodulert med en sagtannbølgeform som har søketidsbredde på 10 X 100 kHz = 1 MHz. Frekvensvariasjonen til et modulert klokkesignal 701 som har blitt modulert med den beskrevne sagtann-

bølgeformen er vist på figur 7.

Teknikkene ovenfor vil nå bli anvendt på et eksempel med referanse til kretsen på figur 4. Dersom det elektroniske utstyret 400 for eksempel er en personlig datamaskin, kan klokkefrekvensen være 66 MHz. Anta at det er ønskelig å unngå at det oppstår interferens rundt 900 MHz. Et frekvenssøk på 1 MHz på 900 MHz komponentene krever søking av 66 MHz klokkesignalet over (66/900) X 1 MHz = 73,3 kHz.

Effektiviteten til denne konstruksjonen er illustrert i figurene 5a og 5b. Figur 5a viser en grafe av linjespekteret til interferenssignalet 409 som ordinært ville resultere fra direkte tilføring av utgangssignalet fra oscillatoren 401 til inngangen til den emisjonsskapende kretsen 407. Det kan ses at interferenssignalet 409 i dette øyeblikket omfatter tre linjer 501, 501' og 501''. Den første linjen 501 faller innenfor båndbredden $B_{måle,}$ der en elektromagnetisk emisjonsmåling skal foretas. Uten bruk av denne oppfinnelsen overgår amplituden til den første linjen 501 den maksimalt tillatte amplituden A_{maks} som er satt ved nasjonale og/eller internasjonale standarder.

Til sammenligning viser figur 5b virkningen av å anvende sagtannbølgeform frekvensmodulasjon på utgangssignalet fra oscillatoren 401. Her omfatter interferenssignalet 409 tolv linjer fordelt over frekvensspekteret. Imidlertid faller bare den tredje linjen innenfor båndbredde $B_{måle}$, der den elektromagnetiske emisjonsmålingen skal foretas. Av betydning er det faktum at amplituden til den tredje linjen 503 er mindre enn den maksimalt tillatte amplituden A_{maks} satt ved nasjonale og/eller internasjonale standarder. Derved vil det elektroniske utstyret 400 tilfredsstille disse kravene. Faktisk blir, ved å benytte vinkelmodulasjon på utgangssignalet fra oscillatoren 401, linjene i linjespekteret spredd ut slik at mindre effekt faller innenfor en hvilken som helst båndbredde, inbefattende den som en detektor utfører sin emisjonsmåling ved. Det bør bemerkes at

denne teknikken ikke lurer testmetoden, fordi testmetoden gir et godt mål på interferensen som blir skapt. Dvs. at jo mindre den målte emisjonen er desto mindre vil den aktuelle interferensen skapt på grunn av emisjonen bli i radiomottakeren som testmetoden simulerer.

En annen utførelsesform for oppfinnelsen vil nå bli beskrevet med referanse til figur 6. Her omfatter det elektroniske utstyret 600 digitale logiske kretser, innbefattende de emisjonsskapende kretsene 609. Et klokkesignal til bruk for de emisjonsskapende kretsene 609 blir avledet fra utgangssignalet fra en oscillator 601 som typisk kan være en krystalloscillator som har et sinusformet utgangssignal. I henhold til oppfinnelsen blir utgangssignalet fra oscillatoren tilført til en fasemodulator 603. Modulasjonssignalet blir avledet fra en sagtannbølgeformgenerator 607, der konstruksjoner av disse er velkjente for de med alminnelige ferdigheter i elektronikkteknikken og blir ikke beskrevet videre her. Utgangssignalet fra sagtanngeneratoren 607 blir tilført til inngangen til et integrerende filter 605, idet utgangssignalet fra dette blir tilført til fasemodulatoren 603. Hensikten med det integrerende filteret 605 er å forsikre at utgangssignalet fra fasemodulatoren er det samme som det man ville produsert ved å direkte frekvensmodulere oscillatoren 601 med utgangssignalet fra sagtannsgeneratoren 607.

Således sørger dette aspektet ved oppfinnelsen for at det oppnås en relativt stor demping av uønsket emisjon. Dette tillater at kostnader ved avkopling og skjerming blir redusert. Konfigurasjonen som er vist på figurene 4 og 6 er godt tilpasset for integrasjon i klokkekretser og prosessorer.

Empiriske resultater av tester der ulike oppfunnede teknikker blir anvendt vil nå bli beskrevet med referanse til grafene som er avbildet på figurene 8a-8d. Hver av disse grafene ble produsert med en Hewlett Packard Spectrum Ana-

lyzer, modell nr. 8568 B. De følgende eksemplene benytter ikke de samme båndbredder, modulasjonsfrekvenser og avvik som de tidligere beskrevne eksemplene. Imidlertid påvirker ikke frekvensskalering resultatene, slik at sammenhengene avbildet nedenfor er generelt gyldige.

Med referanse til figur 8a, representerer et interferenssignal 800 en harmonisk fra et umodulert klokkesignal (ikke vist). Spesielt innbefatter interferenssignalet 800 en stor interfererende spektralkomponent 801 sentrert omkring 450 MHz. Toppen 802 til den interfererende spektralkomponenten 800 er -20 dBm i dette eksempelet.

Hvis det er ønskelig å dempe den interfererende spektralkomponenten 801 i betydelig grad, for å virkelig eliminere interferens innenfor en mottakerbåndbredde sentrert omkring 450 MHz, kan det umodulerte klokkesignalet bli frekvensmodulert med en 10 kHz firkantbølge og en modulasjonsindeks ved den interfererende 450 MHz komponenten omtrent lik 2. Virkningen som dette har på det interfererende signalet er avbildet i grafen på figur 8b. Her har det interfererende signalet 800' en interfererende spektralkomponent 803 som representerer en demping på mer enn 60 dB sammenlignet med den interfererende spektralkomponenten 801. Videre er sidebåndene 805 som blir generert ved anvendelse av denne teknikken 10 kHz borte fra den 450 MHz mottakersenterfrekvensen, og er derfor utenfor mottakerbåndbredden.

Figur 8c er en grafe som viser virkningen av å frekvensmodulere (ikke vist) med en 1 kHz sagtannbølgeform som har en søketidsbredde på 20 kHz ved den interfererende komponentfrekvensen. Dette skulle resultere i at signaleffekten blir fordelt på omtrent 20 komponenter, slik at dempningen blir omtrent 20 ganger, eller -13 dB. Dette er i god overensstemmelse med den virkelige dempningen 807 på -12,5 dB, som vist på figur 8c. Målebåndbredden benyttet for å produsere grafen på figur 8c er 300 Hz, som er mindre enn avstanden mellom komponentene. Det betyr at kun en komponent kan må-

les om gangen. Dette er også en toppeffektmåling. Det er ingen forskjell mellom topp og gjennomsnittlig effekt fordi det bare er et konstant amplitudesignal i målebåndbredden.

Med referanse til figur 8d, er det samme spekteret som vist på figur 8c igjen avbildet. Imidlertid har interferenssignalet her blitt målt med en båndbredde på 3 kHz, og derved tillatt 3 komponenter i båndbredden. Dette er en toppeffektmåling. En grov beregning forutsier at toppverdien til den målte spenningen skulle øke tre ganger, tilsvarende 9,5 dB, sammenlignet med målingen på figur 8c. Den virkelige dempningen 809 (-1,9 dB virkelig $\approx$ -12,5 dB virkelig + 9,5 dB estimert) er i god overensstemmelse med dette estimatet.

Oppfinnelsen har blitt beskrevet med referanse til en spesiell utførelsesform. Imidlertid vil det være lett forståelig for de som er faglærte i teknikken at det er mulig å utføre oppfinnelsen i spesifikke former utenom de i de foretrukne utførelsesformene beskrevet ovenfor. Dette kan bli gjort uten å avvike fra hensikten med oppfinnelsen. Den foretrukne utførelsesformen er kun illustrativ og skulle ikke betraktes som restriktiv på noen måte. Formålet med oppfinnelsen er gitt i de vedlagte patentkravene heller enn i den foregående beskrivelsen, og alle varianter og likheter som faller innenfor området for kravene er ment å være omfattet av disse.

Patentkrav

1. Fremgangsmåte for å redusere interferens innenfor mottakerbåndbredden i et elektronisk apparat, det elektroniske apparat innbefatter en interfererende del som genererer, fra et første signal, et interferenssignal som har en spektralkomponent innenfor en mottakerbåndbredde, idet fremgangsmåten omfatter trinnene:

- å vinkelmodulere det første signalet med et deterministisk, ikke-støy modulasjonssignal, hvorved et vinkelmodulert interferenssignal som har modulasjonssidebånd som er på utsiden av mottakerbåndbredden og en redusert bærebølgeamplitude blir generert av den interfererende delen,
- hvori det deterministiske, ikke-støy modulasjonssignal er et sinussignal, og
- hvori det vinkelmodulerte interferenssignal har en modulasjonsindeks, β, som tilfredsstiller sammenhengen $J_0(\beta) \leq R$, der R er et forhåndsbestemt forhold mellom modulert bærebølgeamplitude og umodulert bærebølgeamplitude.

2. Fremgangsmåte for å redusere interferens innenfor mottakerbåndbredden i et elektronisk apparat, et elektroniske apparat innbefatter en interfererende del som genererer, fra et første signal, et interferenssignal som har en spektralkomponent innenfor en mottakerbåndbredde, idet fremgangsmåten omfatter trinnene:

- å vinkelmodulere det første signalet med et deterministisk, ikke-støy modulasjonssignal, hvorved et vinkelmodulert interferenssignal som har modulasjonssidebånd som er på utsiden av mottakerbåndbredden og en redusert bærebølgeamplitude blir generert av den interfererende delen,
- hvori det deterministiske, ikke-støy modulasjonssignal er en symmetrisk firkantbølge, og
- hvori den symmetriske firkantbølge har en repetisjonsfrekvens som er høy nok til å forårsake at modulasjonssidebånd

til det vinkelmodulerte interferenssignal faller på utsiden av mottakerbåndbredden.

3. Fremgangsmåte for å redusere interferens innenfor mottakerbåndbredden i et elektronisk apparat, det elektroniske apparat innbefatter en interfererende del som genererer, fra et første signal, et interferenssignal som har en spektralkomponent innenfor en mottakerbåndbredde, idet fremgangsmåten omfatter trinnene:

- å vinkelmodulere det første signalet med et deterministisk, ikke-støy modulasjonssignal, hvorved et vinkelmodulert interferenssignal som har modulasjonssidebånd som er på utsiden av mottakerbåndbredden og en redusert bærebølgeamplitude, blir generert av den interfererende delen,
- hvori det deterministiske, ikke-støy modulasjonssignal er en symmetrisk firkantbølge, og
- hvori det vinkelmodulerte interferenssignalet har en modulasjonsindeks, β, som tilfredsstiller sammenhengen $(2/\pi\beta)\sin(\pi\beta/2) \leq R$, der R er et forhåndsbestemt forhold mellom modulert bærebølgeamplitude og umodulert bærebølgeamplitude.

4. Fremgangsmåte for å redusere interferens innenfor mottakerbåndbredden i et elektronisk apparat, det elektroniske apparat innbefatter en interfererende del som genererer et kombinert signal omfattende et første signal og et interferenssignal som har en spektralkomponent innenfor en mottakerbåndbredde, idet fremgangsmåten omfatter trinnene:

- å vinkelmodulere det kombinerte signalet med et deterministisk, ikke-støy modulasjonssignal, hvorved den interferende del genererer et vinkelmodulert interferenssignal som har modulasjonssidebånd som er på utsiden av mottakerbåndbredden og en redusert bærebølgeamplitude,
- hvori det deterministiske, ikke-støy modulasjonssignalet er et sinussignal, og
- hvori det vinkelmodulerte interferenssignalet har en mo-

dulasjonsindeks, β, som tilfredsstiller sammenhengen $J_0(\beta) \leq R$, der R er et forhåndsbestemt forhold mellom modulert bærebølgeamplitude og umodulert bærebølgeamplitude.

5. Fremgangsmåte for å redusere interferens innenfor mottakerbåndbredden i et elektronisk apparat, det elektroniske apparat innbefatter en interfererende del som genererer et kombinert signal omfattende et første signal og et interferenssignal som har en spektralkomponent innenfor en mottakerbåndbredde, idet fremgangsmåten omfatter trinnene:

- å vinkelmodulere det kombinerte signalet med et deterministisk, ikke-støy modulasjonssignal, hvorved den interfererende del genererer et vinkelmodulert interferenssignal som har modulasjonssidebånd som er på utsiden av mottakerbåndbredden og en redusert bærebølgeamplitude,
- hvori det deterministiske, ikke-støy modulasjonssignal er en symmetrisk firkantbølge, og
- hvori den symmetriske firkantbølge har en repetisjonsfrekvens som er høy nok til å forårsake at modulasjonssidebåndene til det vinkelmodulerte interferenssignal faller på utsiden av mottakerbåndbredden.

6. Fremgangsmåte for å redusere interferens innenfor mottakerbåndbredden i et elektronisk apparat, det elektroniske apparat som innbefatter en interfererende del som genererer et kombinert signal omfattende et første signal og et interferenssignal som har en spektralkomponent innenfor en mottakerbåndbredde, idet fremgangsmåten omfatter trinnene:

- å vinkelmodulere det kombinerte signalet med et deterministisk, ikke-støy modulasjonssignal, hvorved den interfererende del genererer et vinkelmodulert interferenssignal som har modulåsjonssidebånd som er på utsiden av mottakerbåndbredden og en redusert bærebølgeamplitude,
- hvori det deterministiske, ikke-støy modulasjonssignal er en symmetrisk firkantbølge, og
- hvori det vinkelmodulerte interferenssignal har en modu-

lasjonsindeks, β, som tilfredsstiller sammenhengen $(2/\pi\beta)\sin(\pi\beta/2) \leq R$, der R er et forhåndsbestemt forhold mellom modulert bærebølgeamplitude og umodulert bærebølgeamplitude.

7. Fremgangsmåte for å redusere interferens innenfor mottakerbåndbredden i et elektronisk apparat, det elektroniske apparat innbefatter en interfererende del som genererer, fra et første signal, et interferenssignal som har en spektralkomponent innenfor en mottakerbåndbredde, idet fremgangsmåten omfatter trinnene:

- å bruke et modulasjonssignal for å vinkelmodulere det første signalet, hvorved den interfererende delen genererer et vinkelmodulert interferenssignal som har en redusert spektralkomponent innenfor målebåndbredden, der den reduserte spektralkomponenten er mindre enn den interfererende spektralkomponenten, idet
- modulasjonssignalet er en deterministisk, ikke-støy bølgeform, og
- en modulasjonsbåndbredde til det vinkelmodulerte interferenssignal overgår målebåndbredden, og
- hvori modulasjonssignalet er en sagtannbølgeform, og
- hvori frekvensen til sagtannbølgeformen blir valgt fra et omfang av frekvensverdier, der omfanget av frekvensverdier har en lav frekvensverdi som er vesentlig lik målebåndbredden, og en høy frekvensverdi som er vesentlig lik 1,5 ganger målebåndbredden.

8. Fremgangsmåte som angitt i krav 7, hvori trinnet for å vinkelmodulere det første signalet omfatter følgende trinn:

- å anvende direkte frekvensmodulasjon på den første delen som genererer det første signalet, og
- å tilføre det frekvensmodulerte første signalet til en emisjonsgenererende krets innenfor den interfererende delen i stedet for det første signalet, idet den emisjonsgenere-

rende kretsen er ansvarlig for generering av interferenssignalet.

9. Fremgangsmåte som angitt i krav 7, hvori trinnet for å vinkelmodulere det første signalet omfatter følgende trinn:

- å fasemodulere det første signalet, og
- å tilføre det fasemodulerte første signalet til en emisjonsgenererende krets innenfor den interfererende delen i stedet for det første signalet, idet den emisjonsgenererende kretsen er ansvarlig for generering av interferenssignalet.

10. Fremgangsmåte som angitt i krav 9, videre omfattende trinnet for å tilføre det umodulerte første signalet til en ikke-interfererende del av det elektroniske apparatet.

11. Fremgangsmåte for å redusere interferens innenfor mottakerbåndbredden i et elektronisk apparat, det elektroniske apparat innbefatter en interfererende del som genererer et kombinert signal omfattende et første signal og et interferenssignal som har en spektralkomponent innenfor en mottakerbåndbredde, idet fremgangsmåten omfatter trinnene:

- å bruke et modulasjonssignal for å vinkelmodulere det kombinerte signalet, hvorved et vinkelmodulert interferenssignal blir generert som har en redusert spektralkomponent innenfor målebåndbredden, der den reduserte spektralkomponenten er mindre enn den interfererende spektralkomponenten, idet
- modulasjonssignalet er en deterministisk, ikke-støy bølgeform, og
- en modulasjonsbåndbredde til det vinkelmodulerte interferenssignalet overgår målebåndbredden, og
- hvori modulasjonssignalet er en sagtannbølgeform, og
- hvori frekvensen til sagtannbølgeformen blir valgt fra et

omfang av frekvensverdier, der omfanget av frekvensverdier har en lav frekvensverdi som er vesentlig lik målebåndbredden, og en høy frekvensverdi som er vesentlig lik 1,5 ganger målebåndbredden.

12. Fremgangsmåte som angitt i krav 11, hvori trinnet for å vinkelmodulere det kombinerte signalet omfatter å anvende direkte frekvensmodulasjon på den interfererende delen.

13. Fremgangsmåte som angitt i krav 11, hvori trinnet for å vinkelmodulere det kombinerte signalet omfatter å fasemodulere det kombinerte signalet, og

videre omfatter trinnet for å tilføre, i stedet for det kombinerte signalet, det fasemodulerte signalet til en første komponent i det elektroniske apparatet.

Fig. 1

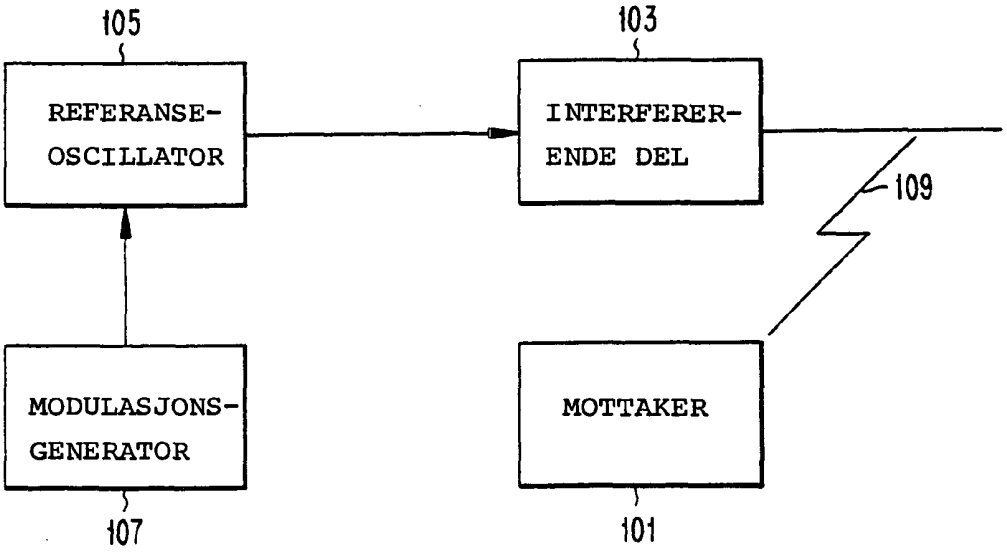


Fig. 2a

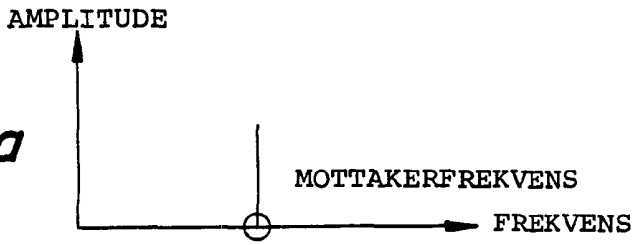


Fig. 2b

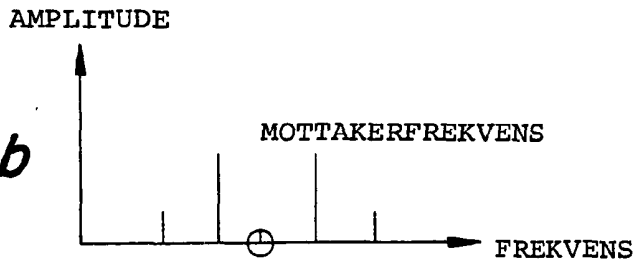


Fig. 3

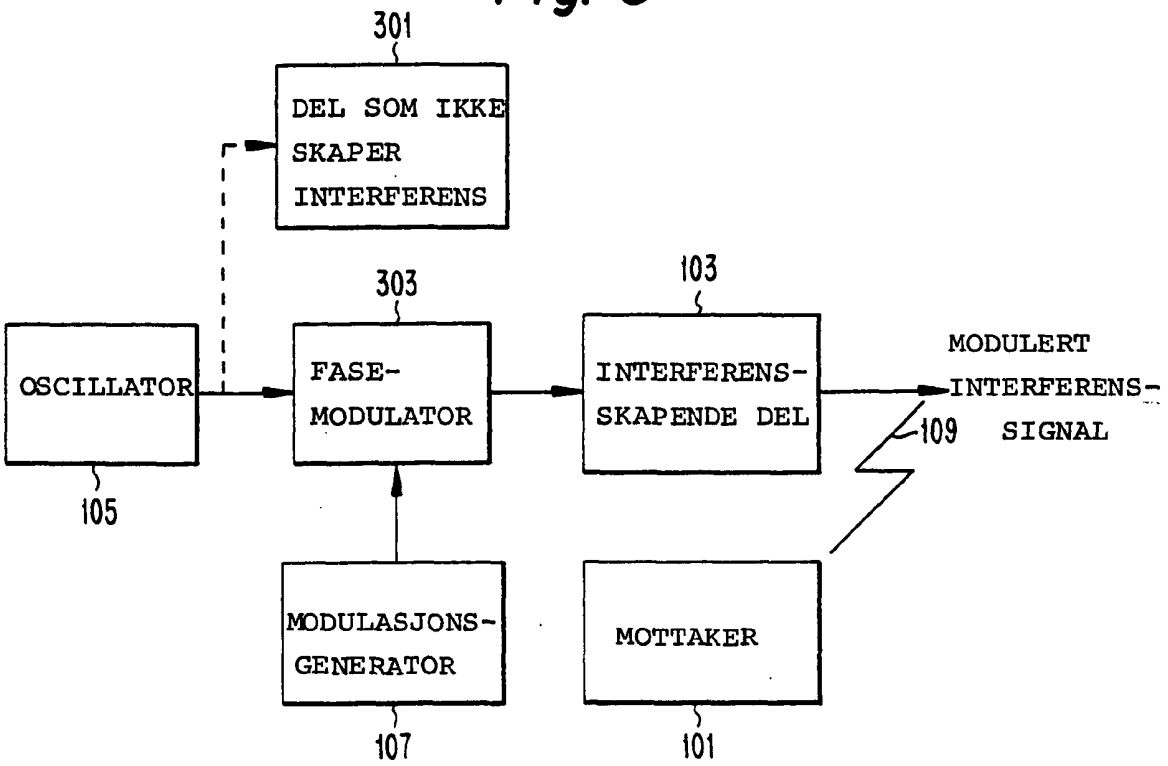

301
DEL SOM IKKE SKAPER INTERFERENS
303
103
OSCILLATOR
FASE-MODULATOR
INTERFERENS-SKAPENDE DEL
MODULERT INTERFERENS-SIGNAL
109
105
MODULASJONS-GENERATOR
MOTTAKER
107
101

Fig. 4

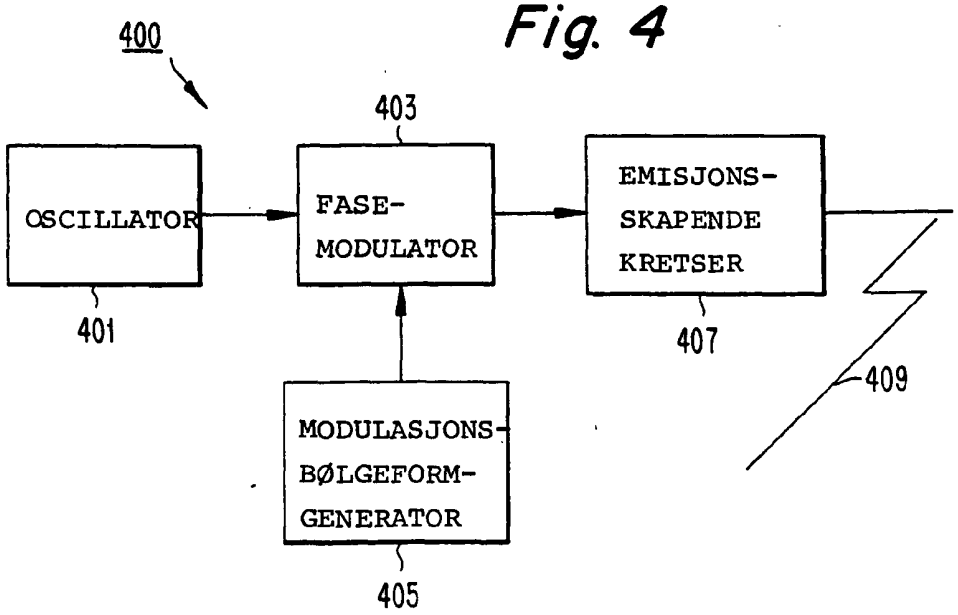

400
403
OSCILLATOR
FASE-MODULATOR
EMISJONS-SKAPENDE KRETSER
401
407
409
MODULASJONS-BØLGEFORM-GENERATOR
405

Fig. 5a

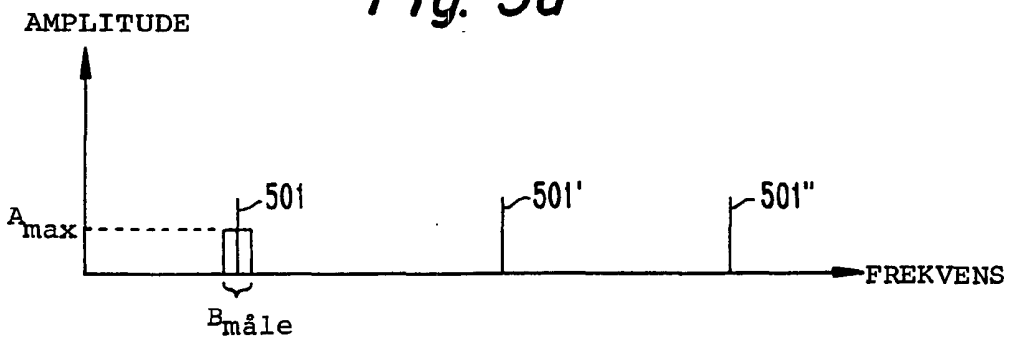


Fig. 5b

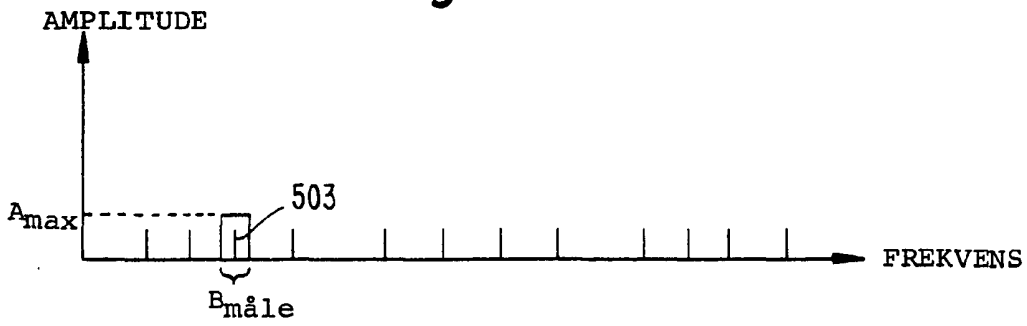


Fig. 6

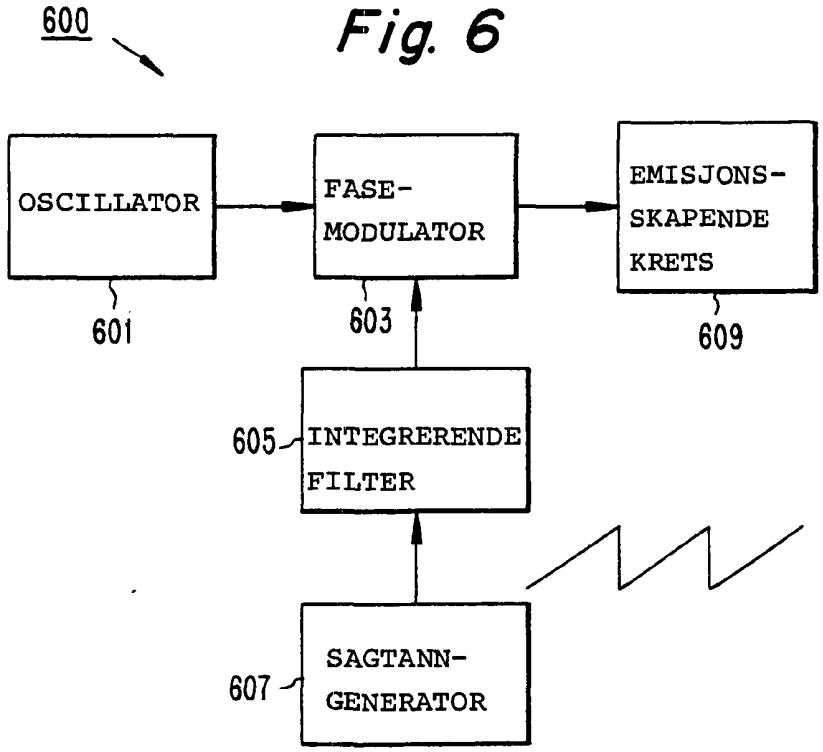
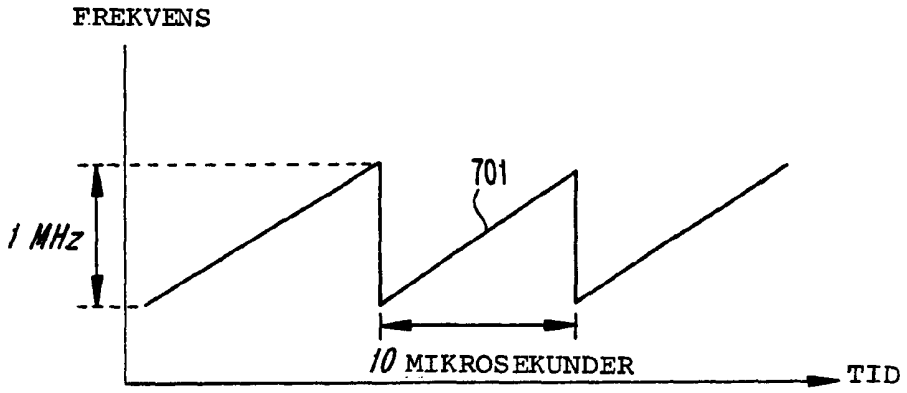


Fig. 7



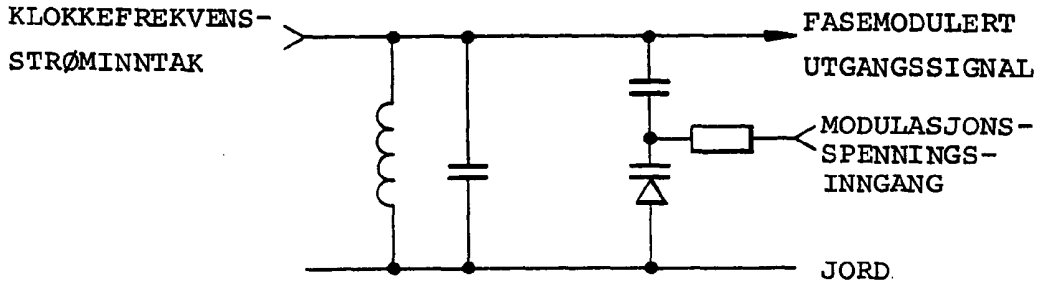


Fig. 9

(kjent teknikk)

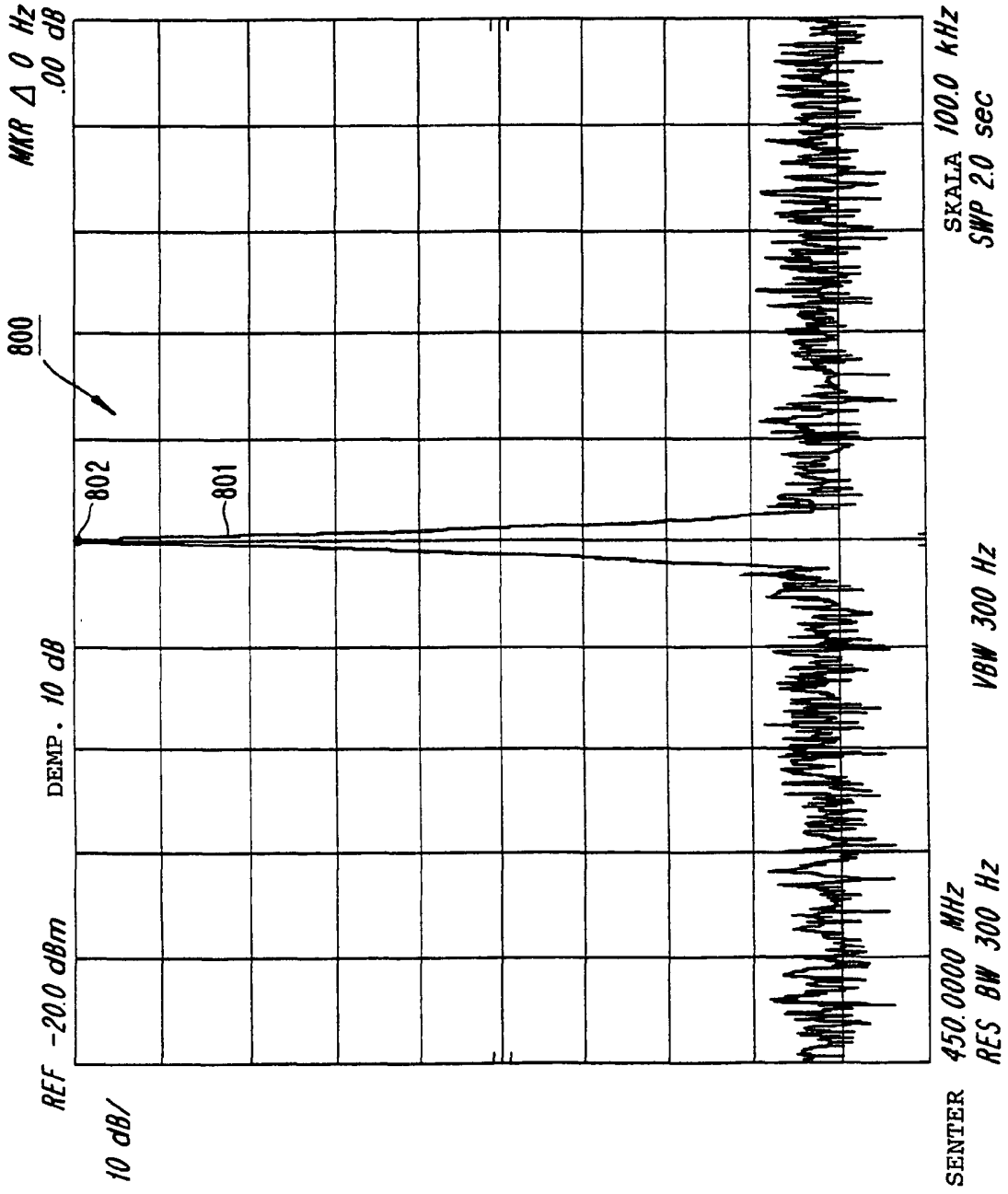

MKR Δ 0 Hz
.00 dB
800
802
801
REF -20.0 dBm
DEMP. 10 dB
10 dB/
SKALA 100.0 kHz
SWP 2.0 sec
VBW 300 Hz
SENTER 450.0000 MHz
RES BW 300 Hz

Fig. 8a

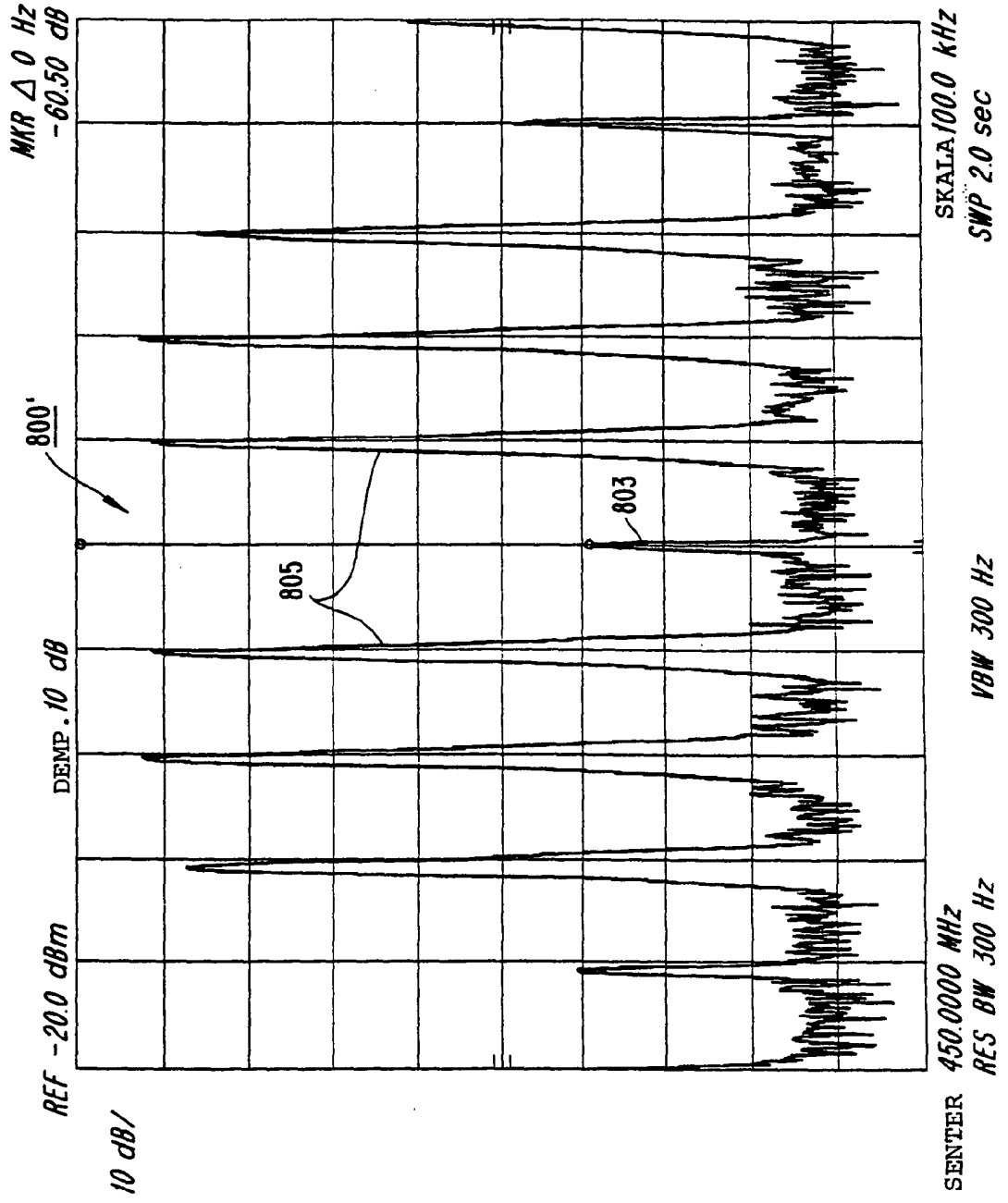

MKR Δ 0 Hz
-60.50 dB
800'
REF -20.0 dBm
DEMP .10 dB
10 dB/
805
803
SKALA 100.0 kHz
SWP 2.0 sec
VBW 300 Hz
SENTER 450.0000 MHz
RES BW 300 Hz

Fig. 8b

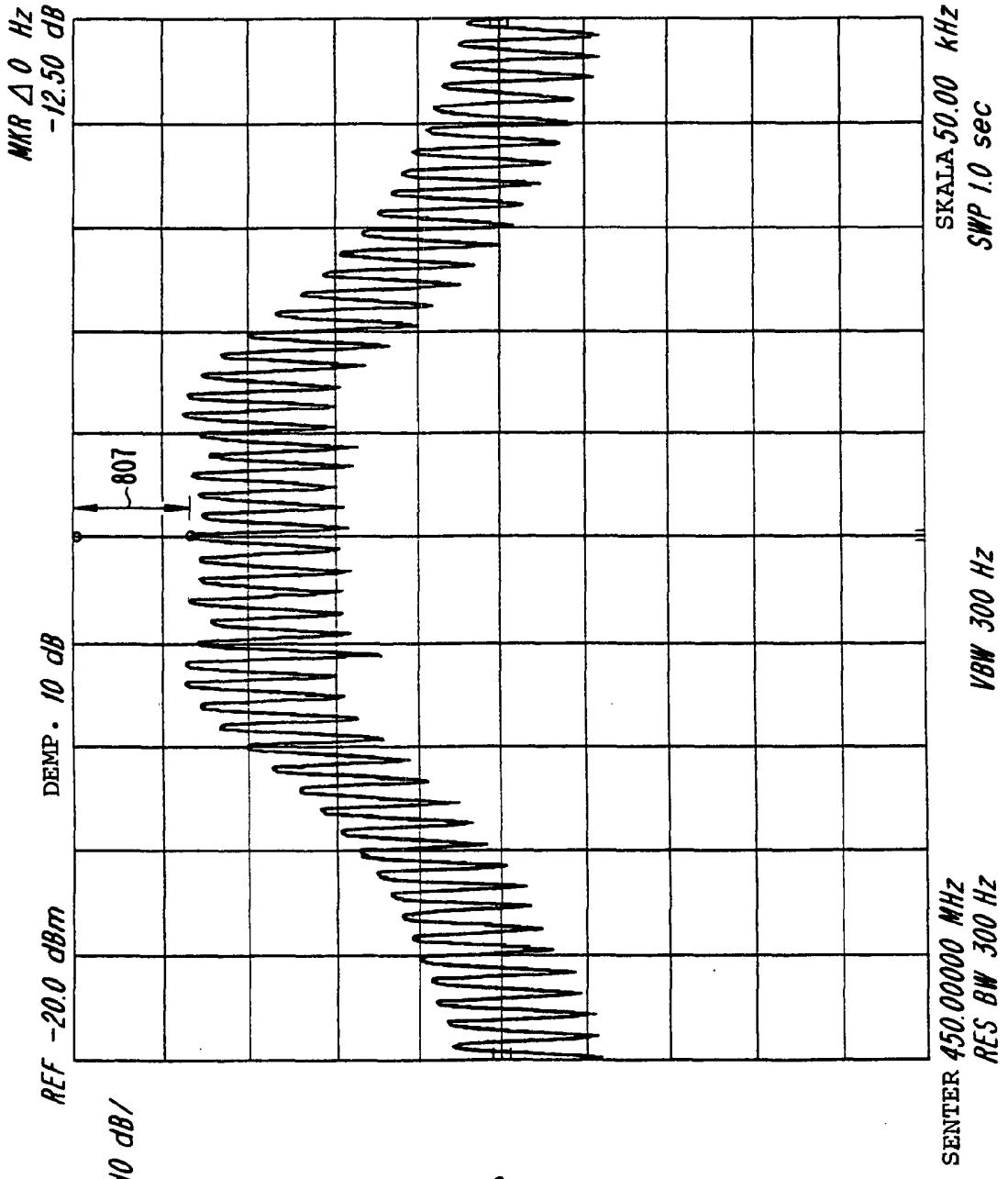

MKR Δ 0 Hz
-12.50 dB
REF -20.0 dBm
DEMP. 10 dB
10 dB/
807
SKALA 50.00 kHz
SWP 1.0 sec
VBW 300 Hz
SENTER 450.00000 MHz
RES BW 300 Hz

Fig. 8c

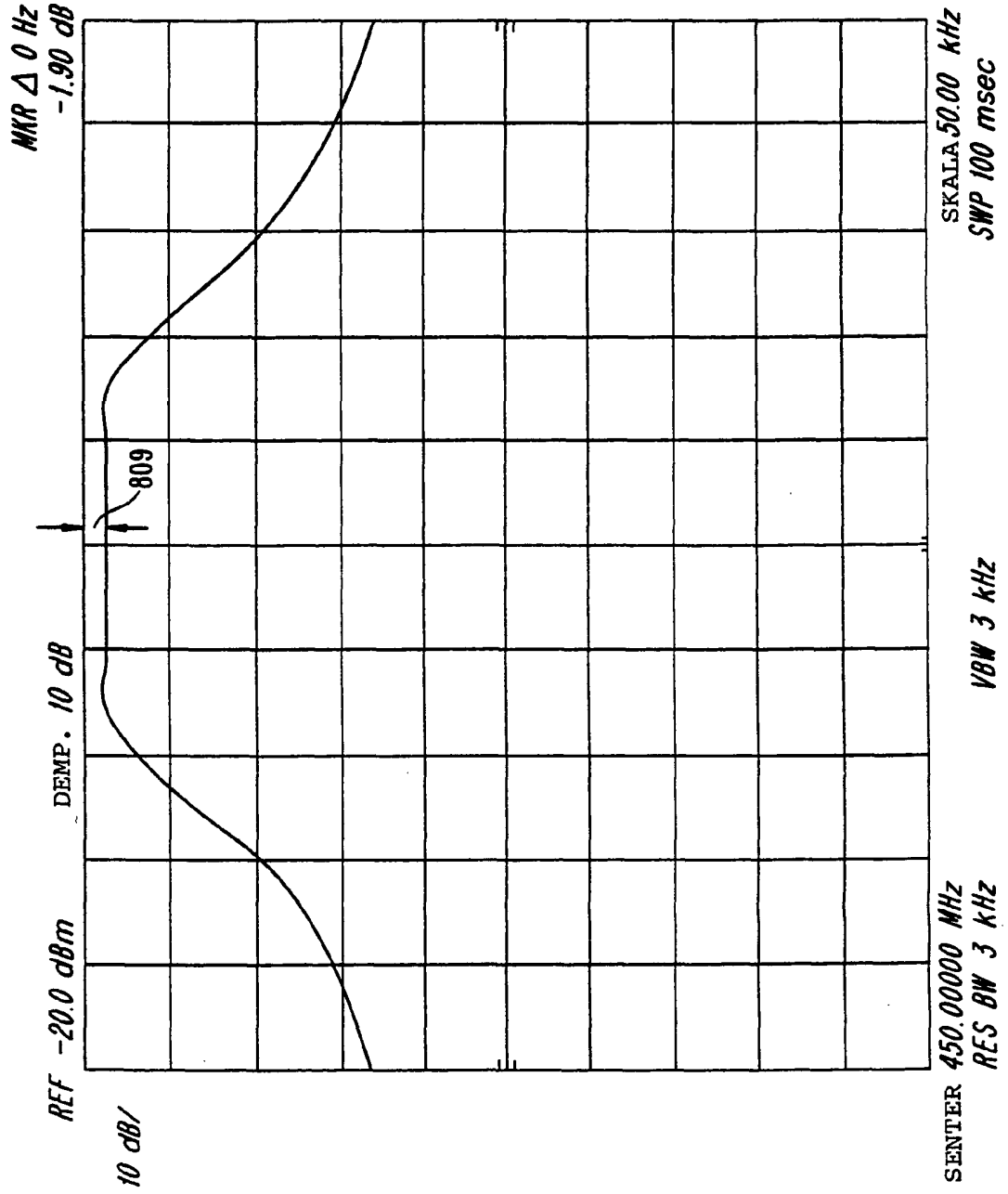

MKR Δ 0 Hz
-1.90 dB
809
REF -20.0 dBm
DEMP. 10 dB
10 dB/
SENTER 450.00000 MHz
RES BW 3 kHz
VBW 3 kHz
SKALA 50.00 kHz
SWP 100 msec

Fig. 8d