

Udvidet teknisk prøve for radioamatører

af TR.

Maj 1984

1)

Tegn et blokdiagram af en fasemoduleret sender. Tegn principdiagram (kredsløbsdiagram med de vigtigste elektroniske komponenter vist) af en fasemodulator med kapacitetsdiode.

Vis et korrektionsled, der kan omdanne det ukorrigerede PM signal til et korrigeret PM signal og forklar kort forskellen mellem de to former for PM signal.

2)

Tegn et blokdiagram af en ESB kortbølgesender opbygget efter filtermetoden.

Senderens udgangstrin tænkes udformet som et push-pull trin. Tegn principdiagram af et sådant senderudgangstrin og af det tilhørende drivertrin.

Forklar kort hvorfor trinene efter modulatorens skal arbejde lineært.

3)

En seriesvingningskreds bestående af en spole med selvinduktionen $10 \mu\text{H}$ og en kondensator med kapaciteten C ønskes afstemt til 7 MHz .

Beregn kapaciteten C .

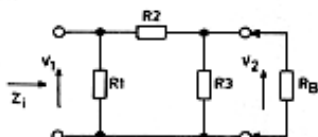
Tabene i spolen ækvivaleres med en seriemodstand $r = 5 \text{ ohm}$. Kondensatoren regnes tabsfri.

Beregn svingningskredsens 3 dB båndbredde.

Ved resonans løber der en strøm på 1 mA gennem kredsen. Beregn spændingen over kredsen samt spændingen over kondensatoren.

4)

Et ohmsk dæmpningsled udformet som et pi-led som vist på hosstående figur belastes med en modstand $R_B = 50 \text{ ohm}$. Modstandene R_1 og R_2 er begge 60 ohm .



Beregn den værdi af modstanden R_2 der svarer til, at udgangsspændingen V_2 er dæmpet 20 dB i forhold til indgangsspændingen V_1 .

Beregn (tilnærmet) hvor mange dB V_2 er dæmpet i forhold til V_1 hvis $R_2 = 800 \text{ ohm}$.

Beregn indgangsimpedansen Z_1 af dæmpningsledet belastet med modstanden $R_B = 50 \text{ ohm}$, når $R_2 = 500 \text{ ohm}$.

5)

Tegn principdiagram af blandingstrinet i en superheterodynmodtager samt principdiagram af den tilhørende variable oscillator.

Modtageren tænkes afstemt til signalfrekvensen 7100 kHz . Mellemløbsfrekvensen er $1,6 \text{ MHz}$. Beregn

spejlfrekvensen når der anvendes overliggende oscillator.

6)

Udgangen af en sender tilsluttes en tabsfri transmissionslinje med karakteristisk impedans $Z_0 = 300 \text{ ohm}$ og med en elektrisk længde svarende til $3/4$ bølgelængde. Transmissionslinjen belastes i den anden ende med en ohmsk belastningsmodstand R_B .

Angiv spændingsfordelingen (spændingsamplitudens variation) langs transmissionslinjen for $R_B = Z_0$ (tilpasning) og $R_B = \infty$ (tomgang).

Angiv hvor stort forholdet mellem spændingsamplitudens maksimalværdi (V_{max}) og minimumsværdi (V_{min}) langs transmissionslinjen vil være hvis $R_B = 600 \text{ ohm}$.

R_B erstattes med en simpel halvbølgedipol afstemt til den pågældende frekvens. Beregn standbølgeforholdet på transmissionslinjen.

7)

Det anodemodulerede udgangstrin i en AM dobbeltsidebåndssender forsynes med en jævnspænding på 500 volt fra strømforsyningsenheden. Ved umoduleret tilstand er anodejævnstrømmen 200 mA .

Angiv den laveste og den højeste værdi anodespændingen på udgangsrøret svinger mellem, når senderen moduleres 80% .

Beregn den LF effekt det er nødvendigt at tilføre trinnet for at opnå 100% modulation.

Vis en opstilling til kontrol af modulationsprocessen ved hjælp af et oscilloskop, og beskriv hvorledes man ud fra oscilloskopbilledet kan bestemme modulationsgraden.

8)

Et stereoanlæg bestående af gramfon, forstærker og højttalere forstyrres på grund af HF indstråling fra en kortbølgeamatørsender.

Angiv et arrangement som kan forebygge forstyrrelser i anlægget fremkaldt af HF indstråling på lysnetinstallationen.

Angiv med en tegning eller en kort forklaring hvorledes forstyrrelser fremkaldt af HF indstråling på højttalertilslutningerne kan bekæmpes.

Angiv en metode til bekæmpelse af forstyrrelser fremkaldt af HF indstråling på kablet mellem gramfon og forstærker.

9)

Angiv med en tegning eller en kort forklaring hvad man indenfor beskrivelsen af radiobølgers udbredelsesforhold forstår ved begrebet den døde zone. Forklar - gerne kortfattet - hvorledes fænomenet fading kan opstå og hvorledes det ytrer sig i det modtagne signal.

Besvarelser

1)

Se fig. 1a og fig. 1b, der er en forenklet udgave af fig. 37, side 106 i Vejen til Sendetilladelsen, VTS, 6. udgave. Virkemåden er, at ved resonans virker kollektorkredsen som en ohmsk modstand, og oscillatorsignalet vil blive fasedrejet 180° ved passage af modulatorens. Ændres kollektorkredsen resonansfrekvens i takt med modulationssignalet, vil impedansforholdene også ændre sig, så fase drejningen ikke konstant er 180°, men varierer i takt med modulationssignalet.

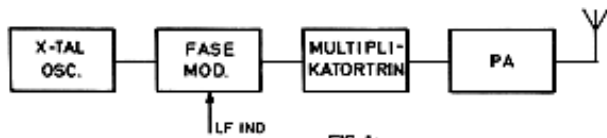


FIG. 1a

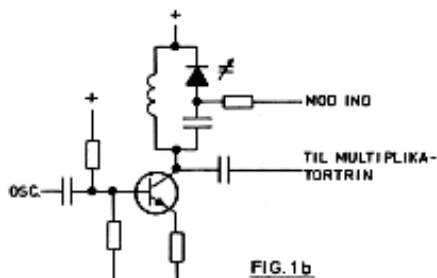


FIG. 1b

I det netop fremstillede PM-signal er frekvenssvinget proportionalt med både modulationssignalets amplitude og frekvens. Ønskes et rent FM-signal - et korrigeret PM-signal - må proportionaliteten mellem modulationssignalets frekvens og frekvenssvinget fjernes, så der opnås et FM-signal, hvor frekvenssvinget kun er proportionalt med modulationssignalets amplitude. Det kan opnås med et lavpasfilter i modulationssignalvejen, som vist i fig. 36 side 106 i VTS, fig. 1c. Filterets 3-dB afskæringsfrekvens lægges lavere end den laveste talefrekvens, der ønskes overført, så hele det ønskede frekvensområde kommer til at ligge på en -6 dB/oktav kurve.

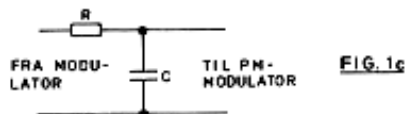


FIG. 1c

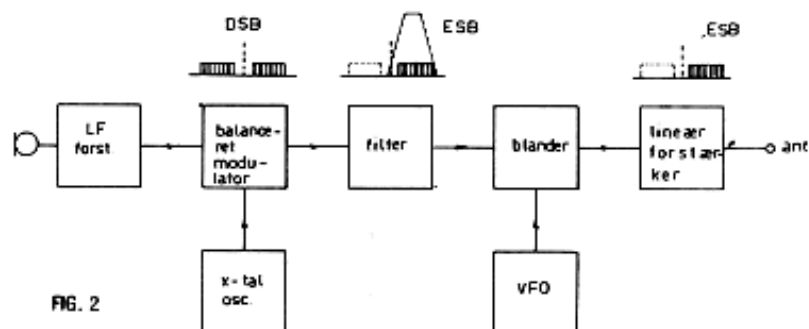


FIG. 2

OZ NOVEMBER 1984

2)

Se fig. 2, der er sakset fra VTS fig. 17 side 100. Først fremstillet et dobbeltsidebåndssignal i en dobbeltbalanceret blander. Derefter udvælges det ønskede sidebånd med et filter, hvorefter det færdigfremstillede enkeltsidebåndssignal blandes hen til det ønskede amatørband. I praksis er der brug for en del båndfiltre for at fjerne uønskede blandingsprodukter.

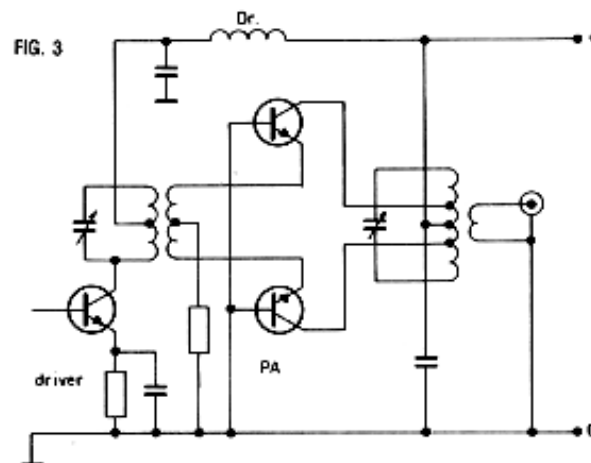


FIG. 3

Et sådant principdiagram er vist i fig. 3, der er fra VTS, fig. 14a, side 88. Trinet er her udført med smalbandsafstemning og jordet basis - og det er ikke særlig hensigtsmæssigt, i hvert fald ikke til HF-brug. Her må bredbåndskobling med transformere foretrækkes, og det bedste eksempel herpå ses i fig. 1 side 444 i OZ, september 1980, hvor OZ1AM slutter beskrivelsen af sin HF-transceiver.

Lineariteten efter modulatorens er påkrævet, da SSB er en form for amplitudemodulation må ikke ødelægges ved passage af (amplitude) ulineære forstærkertrin. SSB-signaler kan altså ikke f.eks. frekvensdobles til den dobbelte udgangsfrekvens, som CW-signaler kan.

3)

Svingningskredsen ser vi i fig. 4, og ud fra formelen for resonansfrekvens

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot C}}$$

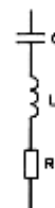


FIG. 4

771

finder vi

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L}$$

hvoraf C beregnes:

$$C = \frac{1}{4\pi^2 (7 \cdot 10^6)^2 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} = 51,7 \cdot 10^{-12} \text{ F} = 51,7 \text{ pF}$$

Først må kredsens godhedsfaktor, Q, findes:

$$Q = \frac{X_C}{r} = \frac{X_L}{r}$$

- her er det nok sikrest at bruge X_L , da L er givet i opgaven og ikke udregnet i første delspørgsmål!

$$Q = \frac{X_L}{r} = \frac{2\pi f L}{r} = \frac{2\pi \cdot 7 \cdot 10^6 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{5} = 88$$

3 dB båndbredde Δf kan nu findes af:

$$\Delta f = \frac{f_{\text{res}}}{Q}$$

$$\Delta f = \frac{7 \cdot 10^6}{88} = 79,6 \cdot 10^3 \text{ Hz} = 79,6 \text{ kHz}$$

Ved resonans ophæver kondensatorens reaktans X_C og spolens reaktans X_L hinanden - set udefra - og tilbage er kun de 5 ohm tab. Ved hjælp af Ohms lov kan spændingen over kredsen da findes til:

$$E = I \cdot R$$

$$E = 1 \cdot 10^{-3} \cdot 5 = 5 \cdot 10^{-3} \text{ V} = 5 \text{ mV.}$$

Igennem både C og L løber der 1 mA, og på kondensatoren kan vi også bruge Ohms lov:

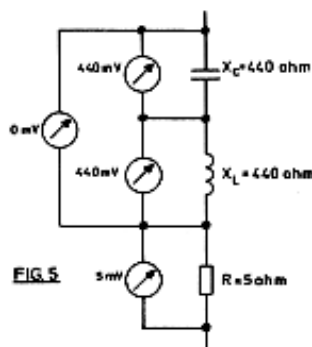
$$E_C = X_C \cdot I$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{2\pi \cdot 7 \cdot 10^6 \cdot 51,7 \cdot 10^{-12}} = 440 \text{ ohm}$$

Da er

$$E_C = 440 \cdot 1 \cdot 10^{-3} = 440 \cdot 10^{-3} \text{ V} = 440 \text{ mV.}$$

I fig. 5 er der til tegningen af svingningskredsen tilføjet fire voltmetre, der viser de angivne spændinger. Man ser, at spændingerne over spolen og kondensatoren er Q gange større end spændingen over tabsmodstanden.



772

4)

Det iagttages, at værdien af R_1 er ganske underordnet for spændingen V_2 , og V_1 er også uafhængig af R_1 - så længe den ikke er nul! Tilbage har vi så en spændingsdeler, som fig. 6 viser. Derefter fås:

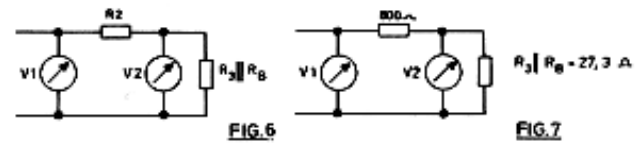
$$R_0 \parallel R_3 = \frac{R_0 \cdot R_3}{R_0 + R_3} = \frac{50 \cdot 60}{50 + 60} = \frac{3000}{110} = 27,3 \text{ ohm}$$

20 dB forskel i spænding svarer til 10 gange:

$$\frac{V_1}{V_2} = 10$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{10} = \frac{27,3}{27,3 + R_2}, \text{ hvoraf } R_2 \text{ findes til:}$$

$$R_2 = 27,3 \cdot 10 - 27,3 = 245 \text{ ohm.}$$



Nu er R_2 opgivet til 800 ohm, som fig. 7 viser, og forholdet V_2/V_1 kan da beregnes:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{R_3 \parallel R_0}{R_3 \parallel R_0 + R_2} = \frac{27,3}{27,3 + 800} = 0,033 \text{ gange}$$

og i dB bliver det:

$$20 \log 0,033 = -29,6 \text{ dB forstærkning, eller } 29,6 \text{ dB dæmpning.}$$

Her er værdien x af R_1 også uden betydning, så længe den ikke er nul!

Dæmpeleddet trævles op fra den ene ende - udgangen, som fig. 8 antyder det:

$$60 \parallel 50 = \frac{60 \cdot 50}{60 + 50} = \frac{3000}{110} = 27,3 \text{ ohm}$$

$$500 + 27,3 = 527,3 \text{ ohm.}$$

$$527,3 \parallel 60 = \frac{527,3 \cdot 60}{527,3 + 60} = 53,9 \text{ ohm.}$$

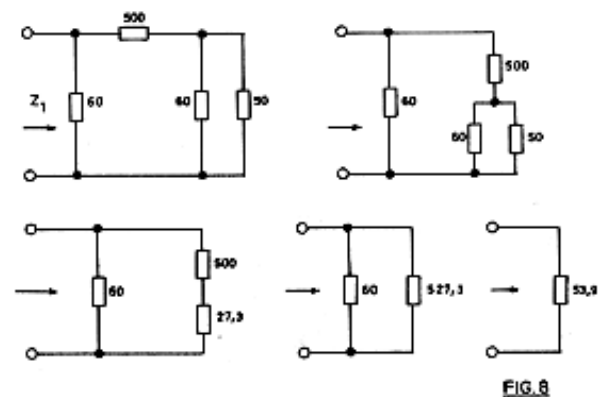


FIG. 8

OZ NOVEMBER 1984

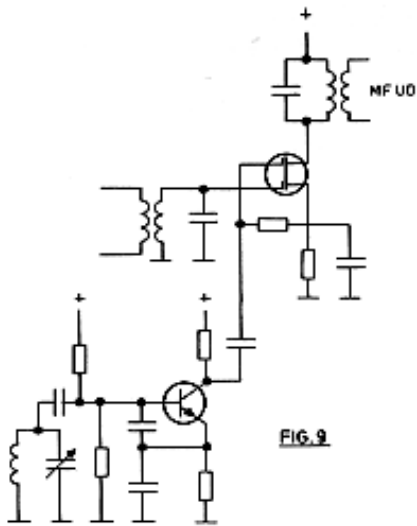


FIG 9

5) Forsynes fig. 13 side 77 i VTS med en variabel oscillator, fås fig. 9.

Anvendes der overliggende oscillator, er oscillator-frekvensen:

$$f_{osc} = f_{signal} + f_{mf} = 7100 + 1600 = 8700 \text{ kHz.}$$

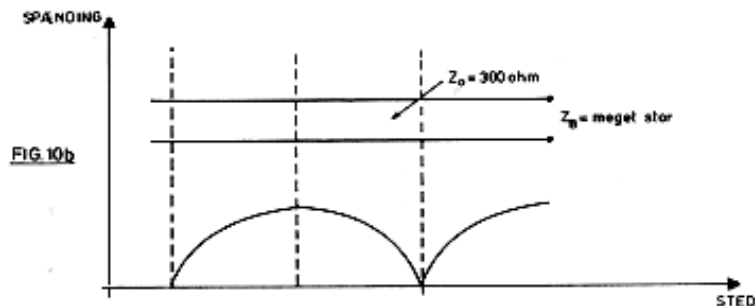
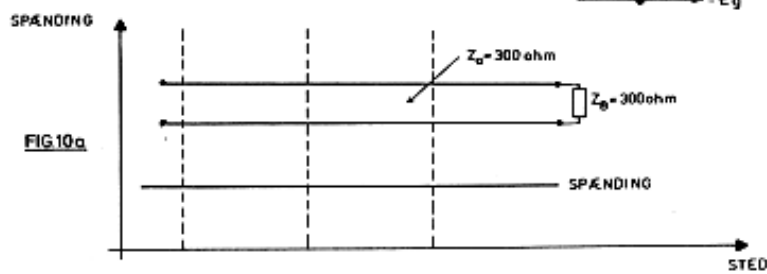
Spejlfrekvensen ligger endnu 1,6 MHz eller 1600 kHz højere oppe:

$$f_{spejl} = f_{osc} + f_{mf} = 8700 + 1600 = 10300 \text{ kHz.}$$

6)

Se fig. 10. Er der tilpasning, dvs. at belastningsimpedansen R_b og linjens karakteristiske impedans Z_0 er ens, er spændingsamplituden den samme over hele linjens længde.

Arbejder linjen i tomgang, er spændingen høj ved tomgangspunktet, nul i afstanden en kvart bølglængde derfra, hvorefter forløbet gentager sig over den næste halve bølglængde.



Med $R_b = 600 \text{ ohm}$ bliver standbølgeforholdet

$$VSWR = \frac{600}{300} = 2 \text{ eller } 2:1$$

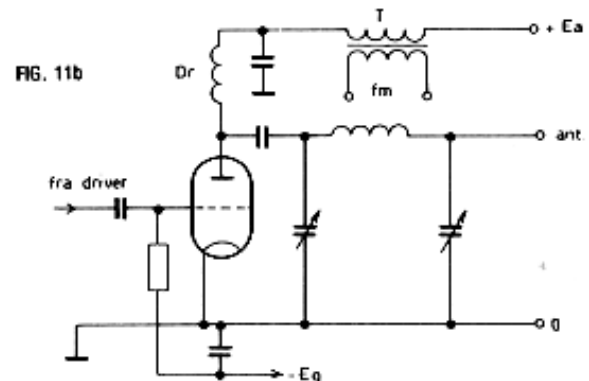
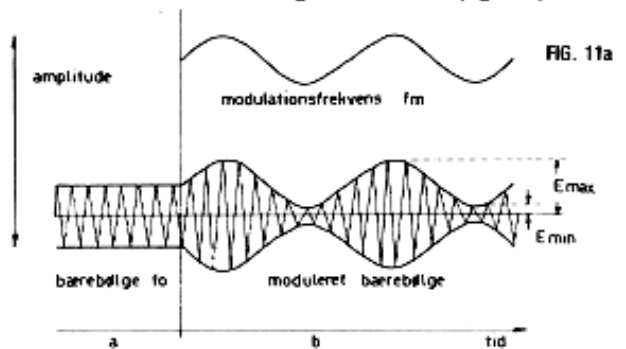
- og det er netop forholdet mellem spændingsamplitudens maximal- og minimalværdi.

En simpel halvbølgedipols impedans er ca. 75 ohm, så standbølgeforholdet bliver:

$$VSWR = \frac{300}{75} = 4 \text{ eller } 4:1.$$

7)

Vi husker fig. 1 og fig. 5 side 93 og 94 i VTS samt formelen for modulationsgrad ved AM (fig. 11):



$$m = \frac{E_{\max} - E_{\min}}{E_{\max} + E_{\min}}$$

for $m = 80\%$ eller $m = 0,8$ finder vi forholdet mellem E_{\max} og E_{\min} :

$$\frac{E_{\max} - E_{\min}}{E_{\max} + E_{\min}} = 0,8, \text{ som giver}$$

$$E_{\max} - E_{\min} = 0,8 \cdot E_{\max} + 0,8 \cdot E_{\min}$$

$$\frac{E_{\max}}{E_{\min}} = \frac{1,8}{0,2} = 9$$

E_{\max} er altså 9 gange større end E_{\min} , og det opnås ved at lade anodespændingen variere mellem 100 volt og 900 volt, altså 500 volt \pm 400 volt.

Da senderens input - den tilførte jævnstrømseffekt er

$$P = E \cdot I = 500 \cdot 0,2 = 100 \text{ W},$$

og da den nødvendige LF-effekt er det halve heraf, er det nødvendigt at tilføre trinnet 50 watt for 100% modulation.

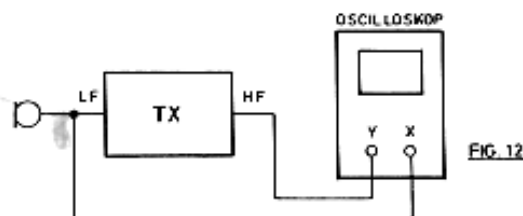


FIG. 12

Den simpleste opstilling til modulationskontrol ses fig. 12, hvor X-pladerne på et oscilloskop påtrykkes den modulerende LF-spænding, og Y-pladerne påtrykkes det resulterende, modulerede HF-signal. Derved fås - forhåbentlig - en figur, som vist i fig. 13, og ved hjælp af de to størrelser E_{\max} og E_{\min} kan modulationsgraden bestemmes som før beskrevet.



FIG. 13

8)

Udbreder forstyrrelserne sig på lysnettet, må der et netfilter til: Senderen forsynes med netfilter, og det undersøges, om det hjælper. Er det ikke tilfældet, prøves med et netfilter umiddelbart ved forstærkeren; det kunne jo være, at forstyrrelsen blev indstrålet på lysnettet via senderantennen. Sådant et netfilter består i sin simpleste form i at vikke netledningen op på en højpermeabel ferritstang, så den derved fremkaldte selvinduktion forhindrer HF'ens videre fremtrængen.

774

Samme middel bruges på højttalerledningerne for at forhindre indstrålet HF på højttalerledningerne i at løbe baglængs ind i forstærkeren og derved skabe problemer: Højttalerledningerne vikles op på en ferritstang - hver for sig.

Sniger HF'en sig ind i forstærkeren via gramfonkablet, kan den stoppes ved hjælp af små ferritperler, der påmonteres signal- og stelledningerne umiddelbart hvor kablet tilsluttes forstærkeren. I grovere tilfælde monteres også perler på basis af første transistor i gramfonforstærkeren, samt HF-afkoblingskondensatorer direkte fra basis til emitter på de samme transistorer.

Endelig kan man i alle de nævnte tilfælde prøve med en anden antenneplacering, så det forstyrrede apparatur kommer lidt uden for »skudlinjen«.

9)

Se fig. 14, der er snuppet fra fig. 4 side 140 i VTS. Uden hjælp af refleksion eller afbøjning udbreder et kortbølgesignal sig ikke særlig langt, måske kun 40-50 km ved hjælp af jordbølgen, i figuren afstanden fra senderen til punkt a. Langdistancekommunikation beror på refleksion eller afbøjning i ionosfæren; men denne refleksion finder ikke sted over en vis maximal indfaldsvinkel, hvorover radiobølgerne »skyder igennem« ionosfæren. Der findes da et »nærmeste nedslagssted«, på figuren punkt b. Mellem a og b kan senderen derfor ikke modtages, og dette område kaldes den døde zone.

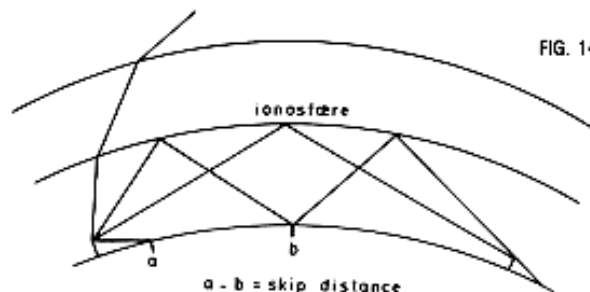


FIG. 14

Fading eller signalstyrkevariationer i det modtagne signal kan skyldes mange ting: I de tilfælde, hvor den døde zone ikke findes, kan jordbølgen og den rumreflekterede bølge udbalancere hinanden. Hvor kun rumbølgen modtages, kan refleksionen være ustabil, to rumbølger kan udbredes af lidt forskellige veje og udbalancere hinanden, polarisationsforholdene kan ændre sig samt flere andre ting. På disse måder vil der opstå variationer i det modtagne signals styrke, med forskellige »dybde« og hastighed. Fading kan bekæmpes ved anvendelse af flere modtagere og flere antenner til at modtage den samme station, og derefter kombinere de modtagne signaler på den snedigst mulige måde, dvs. så det endelige signal er så konstant som muligt.

OZ NOVEMBER 1984