

# KRALJEVINA JUGOSLAVIJA

UPRAVA ZA ZAŠTITU



INDUSTRIJSKE SVOJINE

RAZRED 21 (1)

IZDAN 1 MARTA 1939.

## PATENTNI SPIS ŠT. 14686

Kruesi Geoffrey, Gottlieb, Dayton, Ohio, U. S. A.

Namerjalna priprava z antenskim in okvirnim krogom.

Prijava z dne 24. novembra 1934.

Velja od 1. septembra 1938.

Naznačena prvenstvena pravica z dne 25. novembra 1933. (U. S. A.)

Predležeci izum se nanaša na namerjalne priprave in radiokompase ter zlasti na take priprave, pri katerih se uporabljajo združene smeri smernih in nesmerenih anten, kakor na primer smer okvirne antene in smer navadne visoke antene.

Kadar uporabljamo namerjalne priprave ali radiokompase z eno okvirno in eno visoko anteno, da dobimo enostranske ali dvostranske smerne karakteristike, se spojijo učinki okvirne in visoke antene tako, da nastane kardioidna krivulja, ki se pri enostranskih izvedbah vrti in na katero pri dvostranskih izvedbah tako vplivamo, da se njena polariteta izmenoma menja. Do sedaj so bili predloženi različni postopki, da bi se vrtela kardioidna krivulja, ki jo proizvaja enostransko učinkujoča naprava s smernimi antenami, in da bi se pri dvostranskem učinkujočem sistemu polariteta kardioidne krivulje izmenoma obračala.

Poznano je, da dosežemo pri takih kompasih, ki delujejo na podlagi združenih učinkov okvirnih in visokih anten, takrat največjo občutljivost ter največje sprejemno območje, če rezultira iz združenih učinkov okvirnih in visokih anten pravilna kardioida. Pravilna kardioidna krivulja se dobi takrat, če se prvič: visoka antena uglaši tako na rezonanco, da je njen tok v fazi z elektromotorsko silo, ki se inducira v visoki anteni, in da ima pripravno amplitudo; drugič: če se okvirna antena uglaši tako na rezonanco, da je njen tok v fazi z elektromotorsko silo, ki se inducira v okvirni anteni; tretjič: če je maksimalna amplituda okvirne antene enaka maksimalni

amplitudi visoke antene; četrtič: če so uglašeni tokokrogi okvirne in visoke antene tako induktivno zvezani, da imajo toki, ki rezultirajo iz tokov v visoki in okvirni anteni v tokokrogu okvirne antene enako fazo.

Pri uporabi takih namerjalnih priprav na avionih ali drugih majhnih letalskih napravah se je ugotovilo, da je praktično nemogoče uporabljati visoke antene, ki bi bile zadostno velike za dosego rezonance, tako, da je tokokrog pri uporabi manjših visokih anten kapacitivno zelo občutljiv in da prehiteva tok visoke antene znatno elektromotorsko silo, ki se inducira v visoki anteni. Ako prehiteva tok visoke antene napetost za neki kot, ki odvisi od električnih konstant antene, pri čemer se navedeni antenski tok inducira v tokokrogu okvirne antene potom neposredne ali induktivne zveze, obstoja naravno tudi isti kot prehitevanja ali fazna razlika med tokom okvirne antene in tokom visoke antene, ki se inducira v okvirni anteni, kakoršna je prvotno v visoki anteni, neodvisno od frekvence, na katero je bila uglašena okvirna antena. Računskim potom se da pokazati in poizkus je v resnici potrdil, da se zmanjšata občutljivost in prejemno območje pri katerikoli fazni razliki med ničlo in  $180^\circ$  in da sta občutljivost ter prejemno območje pri fazni razliki od  $90^\circ$  enaki ničli.

Ako je učinkovita višina nesmerne antene pri takih pripravah omejena in ako je zveza med okvirno anteno ter prejemnikom znatno večja kakor zveza med visoko



anteno in prejemnikom, se dovaja pretežni del energije, ki jo je prejela visoka antena, potom tokokroga okvirne antene prejemniku; zaradi toga ni izpolnjen eden izmed pogojev za pridobivanje pravilne kardioidne krivulje, namreč pogoj, da sta amplitudi za tok okvirne antene in tok visoke antene v vstopnem tokokrogu prejemnika enaki. Ako je nadalje zveza med visoko anteno in prejemnikom manjša kakor zveza med visoko anteno in okvirno anteno, odteka pretežni del energije nesmerne antene vsled zveze med visoko in okvirno anteno v prejemnik. Iz tega sledi, da se določeni del energije visoke antene ne more spraviti v fazo z energijo okvirne antene. Na ta način se dovajajo toki okvirne in visoke antene z neenako fazo prejemniku. Vsled tega so amplitude na ta način proizvedene kardioidne krivulje razmeroma majhne in kardioidna krivulja nima zaradi te neenakosti faz pravilne oblike.

V smislu izuma se napravi torej namerjalna priprava, pri kateri se izognemo zgoraj navedenim nedostatom, in s katero je mogoče dobiti popolnoma pravilno kardioidno krivuljo, ne da bi uporabljali točno uglasjenih visokih anten.

V toh svrhu in iz drugih razlogov se ustvarja po izumu namerjalna priprava, ki sestoji iz tokokroga visoke antene z nesmerno karakteristiko in iz tokokroga visoke antene s smerno karakteristiko, izmed katerih ostane eden neuglašen, tako, da se nahaja njegov tok bistveno izven faze z njegovo elektromotorsko silo, medtem ko se da uglasiti drugi visokoantenski tokokrog tako, da spreminjamo lahko fazo njegovega toka.

Nadalje poseduje priprava po izumu vstopni krog, v katerem so tokovi vplivi obeh visokoantenskih tokokrogov združeni in pri katerem je vsaki visokoantenski tokokrog zase zvezan z vstopnim tokokrogom vsled česar obstoja preko vstopnega tokokroga tudi medsebojna zveza med obema visokoantenskima tokokrogoma. Pri tem sta zvezna koeficienta med vsakim izmed visokoantenskih tokokrogov in vstopnim tokokrogom večja kakor zvezni koeficient med obema visokoantenskima tokokrogoma. Nadalje mora slednji, namreč medsebojni zvezni koeficient, biti tudi dovolj majhen, da lahko spreminjamo fazo med tokom in napetostjo v tokokrogu, ki ga uglašujemo, ne da bi s tem vplivali bistveno na fazo med tokom in napetostjo v neuglašenem visokoantenskem tokokrogu, tako, da je mogoče naravnati tok, ki ga inducira v vstopnem tokokrogu omenjeni uglaseni visokoantenski tokokrog, tako, da je v fazi s tokom, ki ga inducira neuglašeni visoko-

antenski tokokrog v vstopnem tokokrogu, kar dosežemo z enostavnim naravnanjem faze razlike med tokom in napetostjo v omenjenem visokoantenskem tokokrogu na primer s pomočjo vrtilnega kondenzatorja ali samoindukcije.

Zgoraj opisana razporeditev nam omogoča uporabljati pri namerjalni pripravi zgoraj omenjene vrste kot nesmerne visokoantenski tokokrog odprti visokoantenski tokokrog, ki ostane neuglašen, to se pravi visokoantenski tokokrog s tokom, ki je s svojo elektromotorsko silo bistveno izven faze, in kot smerno anteno okvirno anteno, katere upor naravnamo lahko na vsako frekvenco, ki jo želimo sprejemati.

Ker sta stanje faze enakosti in stanje faze neenakosti s fazno razliko od  $180^\circ$  z ozirom na algebraino seštevanje in algebraino odštevanje tokov okvirne in visoke antene enakovredna, in ker vsled tega, kakor si lahko predočimo s pomočjo diagrama, dobimo nasprotno usmerjene kardioidne krivulje, je jasno, da je uglasenje, s pomočjo katerega postane tokokrog okvirne antene induktiven, napram uglasenju, s katerim postane ta tokokrog kapacitiven, dvoumno in sicer za  $180^\circ$  pri nasmerjanju smeri. Ker se naj nadalje uglasiti tokokrog okvirne antene za vsako frekvenco, na katero se da prejemnik uglasiti, posebej, je važno, ako hočemo preprečiti to dvoumnost, da ostane izbrana naravna smer okvirne reaktance za celo frekvenčno območje, za katero hočemo radioprejemnik uporabljati, bistveno enaka.

Nadaljna značilnost predležečega izuma obstoja torej v tem, da se predvidijo pri takem aparatu, pri katerem sta zvezana neuglašeni visokoantenski tokokrog in tokokrog okvirne antene, ki ima reaktanco, katero lahko, vnaprej določimo in naravnamo in katera je lahko pozitivna ali negativna, s tokokrogom prejemnika, sredstva, da vzdržujemo izbrano naravnanje reaktance tokokroga okvirne antene za vsako dano frekvenco, na katero so naravnani tokokrogi visoke in okvirne antene.

Priprava po predležečem izumu je pripravna tako za enostranske kakor tudi za dvostranske radioiskalce smeri.

Pri uporabi za enostranske iskalce smeri poseduje priprava po izumu prednosno modulatorski tokokrog, kateri veže en visokoantenski tokokrog z drugim visokoantenskim tokokrogom in z vstopnim tokokrogom, da dosežemo na znani način periodično obračanje kardioidne krivulje in s tem podajanje smeri.

Posebno pripravna izvedbena oblika aparata, ki se uporablja lahko v zvezi s pripravo po izumu, je bila opisana že v



starejšem ameriškem patentu št. 1868945 istega izumitelja.

V tem patentu je bila opisana dvostranska namerjalna priprava, pri kateri se polariteta kardioidne krivulje periodično menja in pri kateri sprejema prejemnik visokofrekvenčni tok preko visoke antene, katere faza je naravnana s pomočjo upora, in preko okvirne antene. Prejemnik modulira visokofrekvenčni tok visoke antene z vnaprej določenim nizkofrekvenčnim tokom ter združi stranska traka omenjenega moduliranega toka visoke antene s tokom, ki ga je prejel od okvirne antene, da dobi na ta način usmerjeno kardioidno krivuljo, katere polariteta se izmenoma menja s pomočjo uporabe dvocevne modulatorja v protistiku. Združeni učinki omenjenih visokofrekvenčnih tokov dajejo po usmerjanju s pomočjo prejemnika novi tok iste vnaprej določene nizke frekvence, čigar amplituda in faza sta funkcija kotnega odklona okvirne antene napram smeri prihajajočih znakov. Ta sprejeti tok združimo potem s tokom prvotne poznane frekvence. z nespremenljivo fazo in amplitudo v tokokrogu mostiča, ki je opremljen z galvanometrom, čigar ničelna točka leži v sredi, da se omogoči odklon na desno in na levo. Na ta način se določi smer okvirne antene napram premici, ki veže prejemnik in oddajno postajo.

Pri aparatih te vrste se določi smer prihajajočih znakov z ozirom na ničelne točke, ki jih dobimo pri obračanju kardioidne krivulje. Bistveno je torej, da ležita obe te ničelni točki praktično natančno v medsebojni razdalji od  $180^\circ$ . Zato ni samo potrebno, da je fazna razlika med toki okvirne antene in toki visoke antene večja ali manjša kakor  $90^\circ$ , temveč tudi, da so odgovarjajoče amplitude združenih tokov pri obračanju enake sa take smeri prihajajočih znakov, ki imajo na vsaki strani normale na ravnino okvirja enak odklon.

Povedano je že bilo, da se doseže obračanje kardioidne krivulje potom relativnega spreminjanja polaritete tokov okvirne antene napram tokom visoke antene. Do sedaj se je to doseglo potom različnih mehanskih ali električnih preklonnih sredstev.

Pri uporabi dvocevne modulatorja v protistiku z dvema cevka, ki delujeta izmenoma z največjo in najmanjšo ojačitvijo, se je dognalo, da ni amplituda posebnega visokoantenskega toka, s katerim je omenjeni modulatorski tokokrog spojen, zaradi naravnih razlik v karakteristikah cevk, kakor na primer v vrednostih notranjega upora, faktorja ojačitve in kapacitete med elektrodami, pri obračanju pripadajoče po-

laritete enaka, tako, da nista obe kardioidni krivulji natančno enaki kljub pravilnemu naravnavanju faz med toki obeh antenskih tokokrogov, ki jih dobimo po izumu.

Da se izognemo tej neenakosti, predvidimo eno ali večje število kapacitet ali induktivitet v enem ali drugem anodnem tokokrogu obeh cevk dvocevne modulatorja ali pa tudi hkratu v obeh anodnih tokokrogih, pri čemer imajo reaktance tako velikost, da so v stanju krmilili visokofrekvenčni tok enega anodnega tokokroga napram toku drugega tokokroga; namesto tega spojimo lahko tudi kak tokokrog, ki se da naravnati, z enim izmed anodnih tokokrogov dvocevne modulatorja ali pa z obema anodnima tokokrogoma dvocevne modulatorja, da spreminjamo zvezne koeficiente med omenjenim tokokrogom in vsakim izmed anodnih tokokrogov dvocevne modulatorja v protistiku odnosno, da podelimo tem zveznim koeficientom zaželjeno vrednost.

V naslednjem sledi podrobna razlaga na podlagi nekaterih izvedbenih primerov, ki jih prikazujejo priložene risbe. V teh pomeni

sl. 1 izvedbeno obliko aparata s pravico po izumu, shematično prikazano;

sl. 2 pripravo po sl. 1, ki je montirana na letalo;

sl. 3 celotno razvrstitev neke izvedbene oblike okvirne antene;

sl. 3A prerez po črti A—A slike 3;

sl. 3B stikalni shema za tokokroge okvirne antene;

sl. 4 popolni stikalni načrt za aparat po sl. 1 in 2 in

sl. 5 do 23 vektorske diagrame in zlasti slike polj naprav s smernimi antenami po izumu.

sl. 1 do 4 prikazujejo pripravo po predležečem izumu pri njeni uporabi na aparatu dvostranske strukture, kateri se ujema v nekih ozirih z aparatom, ki je opisan v ameriškem patentu št. 1 868 945 istega izumitelja in pri katerem povzroča modulirani tokokrog izmenično obračanje kardioidne krivulje. V omenjenih slikah znači 10 okvirno anteno sa premerom ca 50 cm, ki je vrtljiva okoli vertikalne osi X—X, ki pa ostane sicer tako naravnana, da zavzema njena ravnina napram podolžni osi Y—Y gibajočega se vozila, kakor na primer letala 12, katero je v sl. 2 po svojih obrisih deloma naznačeno, fiksen položaj, odnosno da ta fiksen položaj obdrži. 20 pomeni trovodno stikalo, ki krmili okvirno anteno, katera sestoji iz več delov, pri čemer služijo nekateri deli navitja okvirne antene lahko zato, da usposobijo aparat sprejemati



visokofrekvenčne energijo preko večjega števila frekvenčnih trakov, na katere se da prejemnik naravnati. 22 pomeni normalni avionski prejemnik s tremi frekvenčnimi območji, ki odgovarjajo uporabljeni vrsti vtičnih tuljav (ki niso na sliki prikazane). 24 pomeni modulatorsko pripravo, ki bo niže popisana in ki vsebuje vrtljivi kondenzator 26 za naravnavanje reaktance okvirne antene. Vrtljivi kondenzator 26 se lahko spravi s pomočjo upogljive mehanske zveze 28 v fiksni položaj napram kondenzatorju 30 prejemnika 22, tako, da krmilimo lahko modulator in prejemnik s pomočjo upogljivega uglaševalnega spojnega sredstva 32 potom enega edinega uglaševalnega vzvoda 34.

36 pomeni gumb za regulacijo jakosti zvoka, ki je predviden na krmilnem vzvodu letala. 38 pomeni pretikalo z dvema legama, ki odgovarjata telefonskem prejemu odnosno prejemu smeri, tako, da imenujemo lahko eno lego telefonsko lego in drugo lego kompasovo lego. 40 je običajen galvanometer, ki ima ničelno točko v sredi in čigar skala ima podatke „levo—“, „ničla—“ in „desnosmerne podatke“.

42 pomeni stikalno omarico, ki vsebuje iznenačevalno pripravo za naravnavanje napetosti anodnega toka v mostičevem tokokrogu, in vsebuje naslednje dele: galvanometersko krmilno stikalo 44 za vklopitev odnosno izklopitev izvora električne energije, baterijo 46, krmilno pripravo in sicer pretikalo 38 za naravnavanje priprave na telefonski prejem visokofrekvenčnih valov odnosno za uporabo priprave kot samostojni optični kazalec smeri, 48 pomeni nesmerno anteno, ki je lahko antena, predvidena na vertikalnem drogu ali pa sestoji iz žice, ki je na letalu čvrsto pritrjena ali pa prosto visi iz letala.

Sl. 2 prikazuje tipično ureditev na letalu s splošno razporedbo zgoraj opisanih priprav.

Iz te slike izhajajo, da so stikalna omarica, regulator zvočne jakosti, uglaševalna priprava, kazalec za odklon okvirne antene skupno s kazalcem radiokompasa nameščeni v prostoru za pilota 50, tako, da je pilotu mogoče, posluževati aparat brez ozira na to, ali je aparat vstavljen na telefonski prejem ali na letenje po krmiljeni smeri, čeprav se nahaja prava prejemna priprava v neki razdalji od pilota. Nadalje je pokazana omarica 52 z gonilom, ki dovoljuje pilotu vrteti okvirno anteno s pomočjo spoja upogljive gredi 54 in ročice 56. 58 pomeni skalo, ki prikazuje kot, za kateri se je zavrtela okvirna antena iz svoje normalne ravnine, katera tvori s podolžno osjo letala pravi kot. 60 pomeni spoj-

no omarico in 62 motor odnosno dinamo za preskrbo cevki prejemnika in modulatorja s potrebno energijo. Slušalke 64 so spojene preko prejemnikove spojne omarice s prejemnikom.

Sl. 3, 3A in 3B prikazujejo detalje okvirne priprave, katera sestoji iz večjega števila simetrično razporejenih okvirnih delov, in sicer kakor je tu pokazano, iz treh delov 14, 16 in 18 (glej sl. 3B), ki so medsebojno tako spojeni, da uporabljamo lahko eden ali večje število teh delov istočasno, kakor pač odgovarja zaželjenemu frekvenčnemu območju. Sponke vseh navitij treh okvirnih delov 14, 16 in 18 so lahko spojene bodisi, kakor je v sl. 3A pokazano, z vtično spojnico 66 ali pa s kontakti 68 izbirnega stikala 20, ki je v sl. 3B shematično prikazano. Trije vtični čepi, izmed katerih je eden prikazan pri 66a, so predvideni. Ti čepi so opremljeni s takimi notranjimi spoji, da spojijo eden ali večje število omenjenih okvirnih delov v serijo, pri čemer izberemo vselej oni čep, ki odgovarja zaželjenemu frekvenčnemu območju. Izstopne sponke uporabljene čepa so spojene s štirimi kolektorskimi obroči 70, 72, ki so razporejeni drug nad drugim in medsebojno vzporedno sklopljeni in ki ležijo koncentrično k vrtilni osi okvirne antene. Kolektorska obroča 70 sta spojena z zvezno okvirovo tuljavo 74, ki leži v električnem središču okvirovih delov 14, 16 in 18, medtem ko sta oba ostala kolektorska obroča 72 spojena s sponkami vrtljivega kondenzatorja 26 v tokokrogu okvirne antene. Ako uporabljamo trovodno stikalo 20, postanejo ločeni vtični čepi odvišni.

Kakor prikazuje sl. 4, sta okvirna antena odnosno smerna antena 10 in neuglašena nesmerna antena 48 z vstopnim tokokrogom 76 prejemnika 22 in antenskim modulatorskim tokokrogom 78 čvrsto zvezani in obenem ločani potom induktivne zveze, katera bo pozneje natančno opisana.

Modulatorski tokokrog obsega dve modulatorski cevki 86 in 88, katerih katodi sta spojeni z nasprotnima koncema sekundarnega navitja 200 nizkofrekvenčnega transformatorja 201, čigar primarno navitje je spojeno z nizkofrekvenčnim oscilatorjem 203. Mreži cevki 86 in 88 sta medsebojno spojeni. Sredina tega spoja je spojena z neuglašeno odprto anteno 48. To središče 204 je istotako spojeno s središčem 108 sekundarnega navitja 200 nizkofrekvenčnega transformatorja 201 potom odcepa, kateri sestoji iz nizkofrekvenčne dušilke 78 in sekundarnega navitja 205 nizkofrekvenčnega transformatorja 206, čigar primarno navitje 106 je spojeno preko dodatne oma-



rice 60 z izstopnim tokokrogom prejemnika 22, in iz upora 118. Ta odcep obsega nadalje ozemljilno zvezo. Z anodnima tokokrogoma cevki je spojen mostični tokokrog 207, v katerem se nahaja instrument s kazalcem, kakor na primer miliampermeter 40, ki pokazuje odgovarjajoče medsebojni legi okvirne antene 10 in premice, ki teče preko prejemnega aparata in oddajne postaje, podatke „levo“ odnosno „desno“.

Do sem je razporeditev tokokrogov po sl. 4 identična z razporeditvijo, ki je opisana v starejšem amerškem patentu št. 1868945.

V smislu predložene izuma so po tokokrog okvirne antene in anodna tokokroga modulatorja, ki pripada k tokokrog visoke antene, potom zveznih induktivitet  $L_{p1}$  in  $L_{p2}$  za modulatorjev tokokrog odnosno  $L_L$  za tokokrog okvirne antene in  $L_R$  za tokokrog prejemnika ločeno spojeni s vstopnim tokokrogom 76 prejemnika 22. Števila ovojev in medsebojne lege induktivitet  $L_{p1}$ ,  $L_{p2}$  odnosno  $L_L$  in  $L_R$  moramo tako izbrati, da so zvezni koeficienti med vsakim izmed visokoantenskih tokokrogov ter prejemnikom večji kakor zvezni medsebojni koeficient med samima visokoantenskima tokokrogoma, in da je nazadnje imenovani koeficient tudi dovolj majhen, da omogoči spremembo relativne faze med tokom in napetostjo odnosno faze razlike med tokom in napetostjo v tokokrog okvirne antene, ne da bi se s tem fazna razlika med tokom in napetostjo v tokokrogu odprte antene znatno spremenila odnosno ne da bi se s tem na fazno razliko med tokom in napetostjo v tokokrogu odprte antene znatno vplivalo.

Število ovojev zvezne tuljave  $L_L$  okvirne antene in relativna lega te tuljave napram zveznima tuljavama  $L_{p1}$  in  $L_{p2}$  antenskega tokokroga in napram zvezni tuljavi  $L_R$ , ki je spojena z vstopnim tokokrogom 76 prejemnika, sta nadalje tako izbrana, da postane zvezni koeficient med tokokrogom okvirne antene in vstopnim tokokrogom prejemnika razmeroma majhen, vendar večji kakor zvezni koeficient med tokokrogom okvirne antene in tokokrogom visoke antene.

Zvezna tuljava  $L_R$  ima napram visokoantenskimi tuljavama  $L_{p1}$  in  $L_{p2}$  tako lego in ovojno število tuljave  $L_R$  je tako izbrano, da se doseže velik zvezni koeficient med visokoantenskimi tokokrogovi in prejemnikovimi tokokrogovi. Visokoantenski tokokrog se torej tako deli, da prevladuje visokoantenski tok potom induktivne zveze v prejemnikovem tokokrogu in da se nahaja le majhen del visokoantenskega toka v toko-

krogu okvirne antene. Nadalje tvori prejemnikov tokokrog zbiralni tokokrog, v katerem se večji del visokoantenskega toka združi z ločeno induciranim tokom okvirne antene in s celim v tokokrog okvirne antene induciranim visokoantenskim tokom. Ker je zvezni koeficient med tokokrogom okvirne antene in tokokrogom visoke antene razmeroma majhen, ne vplivajo spremembe upora enega tokokroga v znatni meri na drug tokokrog. Zaradi tega je s pomočjo te razporeditve mogoče, doseči potom naravnjanja reaktance enega tokokroga napram reaktanci drugega tokokroga relativno spremembo faze med toki okvirne antene, to se pravi med delom visokoantenskega toka, ki se inducira v okvirni anteni in proizvedenim tokom okvirne antene ter večjim delom proizvedenega visokoantenskega toka.

Ker vsebuje tedaj tokokrog visoke antene modulatorjev tokokrog, ki poseduje dve izmenoma delujoči veji, mora obstojati zgoraj omenjeni zvezni odnos, ako deluje ena ali druga izmed teh vej.

Pri posebni razporeditvi tokokrogov, ki je tu primeroma opisana, je prejemnikova tuljava  $L_R$  na enem koncu, in sicer na katodnem koncu 80 ozemljena; zaradi tega nista kapaciteta med tuljavo  $L_{p1}$  in tuljavo  $L_R$  in kapaciteta med tuljavo  $L_{p2}$  in tuljavo  $L_R$  enaki. Zaradi te neenakosti kapacitet povzroča učinkovita zveza med  $L_{p1}$  in  $L_R$  po eni strani ter med  $L_{p2}$  in  $L_R$  po drugi strani, da postane prenos energije v enem sistemu večji kakor v drugem. Zaradi tega se proizvajajo tekom dveh sledečih si polovic period modulatorskega tokokroga neenake kardoid.

Da preprečimo napako, ki bi sicer pri odčitavanju recipročnih smeri, ki jih kaže kazalec mikroampermetra 40, nastala, je vstavljen statični zaslon 82 na poznani način med tuljavo  $L_R$  in tuljavama  $L_{p1}$  in  $L_{p2}$  ter ozemljen na koncu 84, ki se nahaja nasproti ozemljilni zvezi 80. Na ta način nastane izravnava kapacitet med tuljavničnimi sistemi, ki povzročijo izravnani prenos energije med dvema si sledečima polovičnima periodama pri delovanju izravnane modulatorjevega tokokroga od tokokroga nesmerne antene k tokokrog smerne antene.

Ta mera previdnosti ni potrebna, ako uporabljamo vstopne tokokroge prejemnika, ki so od vsega začetka izravnani.

Ako preklopimo okvirno anteno namesto nesmerne antene, potem se naj vstavi podobni statični zaslon med prejemnikovo tuljavo  $L_R$  in modulatorskimi tuljavami okvirne antene celo takrat, če je okvirna antena sama prvotno kapacitivno izravnana.



Učinek statičnega zaslona moremo nadomestiti odnosno izpopolniti z vključitvijo vrtljivega kondenzatorja  $C_4$  odnosno  $C_6$  v vsako vejo anodnega tokokroga modulatorja in z razglasitvijo enega izmed teh kondenzatorjev napram drugemu. Te kondenzatorje uporabljamo nadalje tudi lahko zato, da izravnajo morebitno razliko med faktorjima ojačitve modulatorskih cevk 86 in 88.

Kakor je zgoraj omenjeno, se naravna reaktanca tokokroga okvirne antene potom vrtljivega kondenzatorja 26. Reaktanci okvirja dajemo lahko ako vrtimo kondenzatorski gumb iz lege uglastitve na levo ali na desno, kapacitivni ali induktivni značaj.

S poizkusi je dognano, da povzroči ta sprememba reaktance obračanje smeri, ki jo pokaže instrument. Zaradi tega je bistvene važnosti, da ostane vnaprej določeni smisel reaktance preko celega območja, na katero moremo prejemnik uglastiti, ohranjen. V to svrhu gradimo vrtljivi kondenzator 26 okvirne antene tako, da proizvaja v zvezi s pripadajočo okvirno anteno in po naravnanju na vnaprej izbrano reaktanco tako frekvenčno karakteristiko, ki odgovarja frekvenčni karakteristiki prejemnika. Ta odnos vzdržuje, kakor je zgoraj omenjeno, uporaba pripravne mehanične priprave, kakor na primer poraba upogljive gredne zveze 28, 32 in uporaba ročice 34 za krmiljenje uglastitve na razdaljo, ki vpliva istočasno na vrtljivi kondenzator 26 okvirne antene in uglaševalni kondenzator 30 prejemnika 22.

Za visoko anteno uporabljamo lahko navadno kratko žico ali, kakor je bilo pokazano, kratek drog 48, za kateri je predvidena spojna sponka v zgornjem delu modulatorja 24. Ozemljilna žica visoke antene je spojena s sponko, ki je sama od svoje strani zopet spojena s sponko za ozemljilno žico prejemnika. Tuljava 78 (glej sl. 4) visokoantenskega tokokroga je vključena med mrežama 86 in 88 ojačevalnih cevk dvocevne modulatorja in ozemljilnim spojem 90.

Antenski drog odnosno nesmerna antena je lahko združena s prejemnikom ali neposredno, za identifikacijo postaje, na katero se prejemnik lahko uglasti, potem telefonskega prejema, ali pa je spojena s prejemnikom posredno preko tokokroga modulatorja za dobivanje vizuelnega podatka o smeri postaje, na katero se prejemnik lahko uglasti.

Kakor je pokazano (glej sl. 1 in 4), se vrši to potom na razdaljo krmiljene stikalne priprave, ki sestoji iz kontaktne ročice 92, na katero vpliva magnetna tuljava in ki je do navadi v dotiku s kontaktno

ročico 94. Ta kontaktna ročica 94 je spojena s pomočjo ravne žice 96 električno s spojem na sponke 98 prejemnika. To lego kontaktne ročice označujemo kot „telefonsko lego“.

Vsled vzbujanja magnetne tuljave 100 se premika kontaktna ročica proti kontaktu 102, s čemer se spoji visoka antena z modulatorskim krogom. To lego imenujemo „kompasovo lego“.

Označbi „telefonska lega“ in „kompasova lega“ sta označeni na krmilni omarici 42, katera vsebuje pretikalo 38, katero v „kompasovi legi“ sklene električni tokokrog, v katerem sta vključeni magnetna tuljava 100 in 12-voltna baterija 46. Ker je tokokrog okvirne antene, kakor je pokazano, zaradi ozemljilnih zvez 210 in 211 izravnana, nima isti nikakega antenskega učinka. Zaradi tega se ne proizvajajo v modulatorjevem tokokrogu, nikaki stranski trakovi, ako se odstrani drogovna antena od modulatorjevega tokokroga in spoji s prejemnikovim tokokrogom za telefonski prejem. Čeprav je prejemnikov tokokrog induktivno zvezan s tokokrogom okvirne antene in modulatorja, ne obstajajo v izhodnem tokokrogu prejemnika nikaki nezaželeni modulacijski efekti.

Modulator ne služi samo kot dvocevni modulator v proti-stiku za pripravo, temveč učinkuje tudi kot detektor za nizkonapetostne toke, ki se naj medsebojno števejajo, da dobimo zaželjene podatke.

Pri pripravi, ki je bila opisana v ameriškem patentu št. 1868945, je bil spojen izhodni nizkofrekvenčni transformator s tokokrogom visoke antene v seriji. Slednji se je nahajal v električnem spoju z vstopnim tokokrogom prejemnika preko modulatorjevega tokokroga in je bil nato induktivno zvezan s tokokrogom okvirne antene, pri čemer se je pokazalo, da je nastopila v prejemniku pri zmernih naravninah zvočne jakosti dušilna redukcija in pri močnih naravninah zvočne jakosti samovzbujanje. Ta dušilna redukcija odnosno samovzbujanje povzroči nezaželjene spremembe faz med vstopnimi in izstopnimi tokokrogom prejemnika, s čemer se povzročijo netočnosti v pokazanju smeri in v skrajnem slučaju celo popolno obračanje pokazane smeri.

Pri razporeditvi po sl. 4 se izognemo temu nedostatku s tem, da je pravi visokoantenski tokokrog od nizkofrekvenčnega tokokroga modulacijske priprave in vstopni tokokrog visokofrekvenčnega prejemnika od tokokroga okvirne antene v taki meri, na primer s pomočjo rahle zveze, ločen, da ostane dušilna redukcija pri vseh praktičnih na-



ravnava h zvočne jakosti po možnosti majhna.

Nizkofrekvenčni transformator, ki spaja izstopni krog prejemnika z modulatorjevini tokokrogom, je ločen od antenskega vstopnega tokokroga odnosno od antenske izstopne tuljave s tem, da se vključi sekundarno navitje nizkofrekvenčnega transformatorja 106 med zemljo in električnim središčem 108 obeh katod 110 in 112 obeh cevk in da se spojijo majhne kapacitete 114 in 116 s sponkami transformatorja in upora. S tem dosežemo, da nam zajamči ta razporeditev ne samo nemoten pretok visokofrekvenčnega toka od antenskega droga h katodam cevk, temveč tudi pretok nizkofrekvenčnega toka proti vstopni strani prejemnika skozi upor 118 in zelo majhno kapaciteto med elektrodama (od anode proti katodi) kakor tudi skozi antensko zvezo, s čemer dosežemo med vstopnimi in izstopnimi tokokrogi prejemnika majhen zvezni koeficient.

### Teorija izuma

Že dolgo časa je bilo znano, gledano s čisto geometričnega stališča, da se lahko dobi kardioda, če se superponira na krog lik 8, kakor je prikazan na sliki 5. Zahtevati je pa, da se ena polovica lika 8 prišteva h krogu, medtem ko se mora druga polovica odšteti od kroga.

Analitično se to more izraziti na sledeč način:

Če rotira vektor  $r'$  v označeni smeri S, pri čemer mora spreminjati svojo amplitudo tako, da se njegov konec giblje po liku 8, je

$$r' = r \cos \Theta$$

ker je kot  $\alpha$  stalno  $90^\circ$ .  $\cos \Theta$  pa postane negativen, če se upoštevajo smeri na levi od Y osi tako, da se mora vzeti smer vektorja na desni pozitivne ali negativne Y osi kakor pozitivna, a vse ostale smeri kot negativne. Da se seštejeta razdalji O—B in O—C, je seveda predpostavljeno, da mora ležati vsota od O—B in O—C na smeri O—P, pri čemer se mora vzeti vsota vektorski, in jo je nanašati za slučaj pravilne kardioide v smeri O—P.

Pripominjamo, da predpostavljata vektorja O—B in O—C relativne poljske jakosti okvirne antene in neusmerjene antene. Pod to predpostavko je v sliki 5 usmerjena karakteristika pokazana potom kroga „L“.

Če hočemo priti z vsoto do točke D kardioide, je jasno, da smo sešteli vrednosti obeh poljskih jakosti skupaj v isti smeri, kar znači, da jih je smatrali, da sta časovno v fazi. Da se dobi vsota enaka ničli v negativni smeri X, je pogoj, da morata

biti tozadevni amplitudi enaki in nasprotno smeri. Ta rezultat se lahko doseže z uglašitvijo antenskega kroga na rezonanco, pri čemer se ta veže induktivno s krogom okvirne antene, ki je tudi uglašena na rezonanco. Pri radiokompasih te vrste se je našlo, da antenski krog v splošnem ni uglašen, ker se isti uporabljajo na razmeroma majhnih prometnih sredstvih, kar zahteva antene majhnih fizikalnih dimenzij.

Poglejmo na primer antenski krog kakor je pokazan v sliki 6. Smatramo, da je  $C_A$ , to je elektrostatična kapaciteta zelo majhna zaradi majhne fizikalne dolžine. Seštetje vseh reaktanc in resistanc da skupno impedanco

$$Z_A = R_{L1} + R_A + j \omega (L_A + L_1) + \frac{-j}{\omega C_A}$$

Če je  $\frac{1}{j C \omega}$  velik, ker je  $C_A$  majhen, se lahko predstavlja ta gornja enačba z vektorskim diagramom, ki je prikazan v sliki 7, kjer pomeni ESC elektrostatično komponentno in g elektromagnetični val. Da bi dobili od omenjenega vektorskega diagrama impedanc tokovni vektorski diagram, mora ležati, kakor se takoj vidi, inducirana antenska napetost  $E_A$  v smeri  $Z_A$ , a tok v smeri upornih komponent. Tok prehiteva napetost za kot  $+\Theta$ , kar izražamo analitično:

$$\text{Antenski tok } I_A = \frac{E_A \varepsilon^{+j\Theta}}{Z_A}$$

Od celotne napetosti  $E_A$  se dovaja le del do mreže uglašene modulatorskega kroga (glej sl. 3), namreč oni, ki leži med skupno mrežo in ozemljilno zvezo.

Slika 7 kaže navedena napetost, ki je

$$+E_g = I_A Z_g \varepsilon^{+j\Theta}$$

Napetost  $+E_g$ , ki se dovaja k skupni mrežni zvezi, prehiteva tedaj antenski tok  $I_A$ .

Sklicujoč se na sliki 8 in 8A se lahko vidi, da se pokaže mrežna napetost v anodnem krogu z nasprotno fazo in  $\mu$  krat ojačeno, tedaj

$$E_p = E_g \mu$$

in ta napetost proizvoda tok, ki teče skozi notranji upor  $R_i$  elektronke in zunanji obtežilni krog, pri čemer zavisijo lastnosti zadnjega od zveznega koeficienta med tozadevnimi anodnimi in okvirnimi krogi in od električnih konstant okvirnega kroga. Analitično se to izraža:

$$I_p = \frac{\mu E_g}{R_i + Z_o}$$

kjer je  $Z_o$  zunanja impedanca anodnega kroga. Za študij vpliva spreminjanja  $Z_o$  se naslanjam sedaj na teorijo vezanih krogov. Sl. 6 kaže antenski krog in modulatorski krog, ki sta induktivno zvezana z okvirnim krogom  $L_2 C_2$ .



Konstatirajmo za trenotek, da imamo tu prehitvevač fazni kot  $\Theta$  med inducirano antensko napetostjo  $E_A$  in antenskim tokom  $I_A$ , kakor je to prikazano na sl. 7. Ta fazni kot zavisi predvsem od električnih konstant antenskega kroga, toda, toda je čim se pokaže v anodnem krogu, še nadalje pod vplivom konstant kroga okvirne antene, ki je zvezan z anodnim krogom.

Območje, do katerega vplivajo električne konstante okvirnega kroga na fazno razmerje med inducirano antensko napetostjo in antenskim tokom, ki sa pokaže v anodnem krogu, moremo najbolje razumeti iz splošne matematične analize. Ustrezajoč električni krog in vektorske diagrame odgovarjajoče slikam 8 in 8A dajeta sliki 9 in 10. Razmerja, ki vladajo med komponentami izmeničnih anodnih napetosti in tokov, se lahko pokažejo kakor sledi:

Za sliko 10 velja:

- $R_i$  = notranja rezistanca elektronke
- $r_1, L_{11}$  = rezistanca in induktanca vezne induktance anodnega kroga
- $r_2, L_{22}$  = rezistanca in induktanca vezne tuljave okvirne antene
- $R_2$  = efektivna rezistanca okvirja
- $L_2$  = induktanca okvirja
- $C_2$  = kapaciteta okvirjevega uglaševalnega kondenzatorja
- $L_{12} = M$  = medsebojna induktanca med okvirnim in antenskim krogom
- $i_1$  = efektivna komponenta izmeničnega toka, ki teče v anodnem krogu
- $i_2$  = efektivna komponenta izmeničnega kroga, ki teče v okvirnem krogu

Nadalje je določeno:

- $\omega = 2 \pi f$ , kjer je  $f$ -frekvenca prejetih valov
- $\omega \cdot L_{11} = X_{11} =$  reaktanca vezne tuljave anodnega kroga
- $Z_{12} = \omega \cdot L_{12} =$  medsebojna reaktanca med anodnim in okvirnim krogom
- $L_2' = L_2 \frac{1}{\omega^2 \cdot C_2}$  in  $X_2 = \omega (L_2' + L_{22})$
- $X_1 = X_{11} - X_2 \quad k^2 K^2 = \frac{Z_{12}^2}{R_2'^2 + X_2'^2}$
- $R_2' = r_2 + R_2$
- $R_1 = r_1 + R_i$
- $\rho^1 = r_1 + R_1 + R_2' \frac{Z_{12}^2}{R_2'^2 + X_2'^2} = (r_1 + R_1) + R_2' K^2$

Pregled v sliki 9 pokazanega vektorskega diagrama kaže, da je

$$E_p = - \mu \cdot E_g = i_1 \left[ (R_i + r_1 + R_2' \frac{Z_{12}^2}{R_2'^2 + X_2'^2}) + j(X_{11} + \frac{X_2 Z_{12}^2}{R_2'^2 + X_2'^2}) \right]$$

kjer se u praktične svrhe lahko zanemarijo  $r_1, r_2, L_{22}, L_{11}$ . Gornja enačba zadobi pod temi predpostavkami obliko:

$$E_p = - \mu \cdot E_g = i_1 \left[ R_1 + R_2 \frac{Z_{12}^2}{R_2^2 + (\omega \cdot L_2 - \frac{1}{\omega C_2})^2} + j(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}) \frac{Z_{12}^2}{R_2^2 + (\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2})^2} \right]$$

Če je  $Z_{12} = 0$ , to je, če ni veze med antenskim anodnim krogom in okvirnim krogom, prejme gornji izraz obliko:

$$E_p = - \mu \cdot E_g = i_1 \cdot R_i$$

Fazno razmerje, ki že obstoja med  $E_p$  in  $I_A$ , tedaj ni nikako moteno.

Če vežemo oba kroga ter spravimo okvirni krog v rezonanco, tedaj je

$$\omega L_2 = \frac{1}{\omega C_2} \quad \text{tedaj je } \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} = 0 \quad \text{in za } Z_{12} > 0$$

$$E_p = - \mu E_g = i_1 \left[ (R_1 + \frac{Z_{12}^2}{R_2}) + j(0) \right]$$

Zopet ni motena obstoječa fazna razlika. V istem času ima izraz

$$R_2 \frac{Z_{12}^2}{R_2^2 + X_2^2}$$

največjo vrednost. Če zopet zanemarimo  $r_1, r_2, L_{11}, L_{22}$ , moramo izraziti inducirani antenski tok v okvirju tako:

$$i_2 = - i_1 \frac{Z_{12} X_2}{R_2^2 + X_2^2} - j R_2 \frac{Z_{12}}{R_2^2 + X_2^2}$$

in za  $X_2 = 0$  (okvir je uglašen na rezonanco)

$$i_2 = - i_1 \frac{j \cdot Z_{12}}{R_2} \quad \text{in} \quad \frac{i_2}{i_1} = - j \frac{Z_{12}}{R_2} = - j \frac{\omega L_{12}}{R_2}$$

$i_1$  in  $i_2$  sta tedaj navpična in njih razmerje je direktno proporcionalno zveznemu koeficientu.

Kako vpliva sprememba reaktance okvirja in zvezni koeficient ali zvezni koeficient sam na fazni premik med izmenično komponento anodnega toka in anodne napetosti, najbolje razumemo, če postopamo na sledeči način:

Ker je

$$E_p = - \mu E_g = i_1 \left[ (R_1 + R_2' \frac{Z_{12}^2}{R_2'^2 + X_2'^2}) + j(X_{11} - X_2 \frac{Z_{12}}{R_2'^2 + X_2'^2}) \right]$$

$$\text{in } \rho_1 = R_1 + R_2' \frac{Z_{12}^2}{R_2'^2 + X_2'^2}$$

$$X_1 = X_{11} - X_2 \frac{Z_{12}}{R_2'^2 + X_2'^2}$$

Lahko se pokaže, da obstoja razmerje med  $\rho_1$  in  $X_1$  kakor sledi:



$$\left[ (\rho_1 - R_1)^2 + \left( X_1 - \left( X_{11} - \frac{Z_{12}^2}{2 X_2} \right) \right)^2 \right] = \frac{Z_{12}^4}{4 X_2^2} = R^2$$

To pa je enačba kroga, namreč

$$(\rho_1 - \alpha)^2 + (X_1 - \beta)^2 = R^2 \text{ kjer je } \alpha = R_1 \quad \beta = X_{11} - \frac{Z_{12}^2}{2 X_2} \text{ in } R = \frac{Z_{12}^2}{2 X_2}$$

Grafično daje to krožni diagram reaktanc, kakor to kaže sl. 11.

Konec vektorja impedance  $Z_1$  se giblje na krogu s polumerom  $R$ , katero mesto je označeno z izrazi  $\alpha$  in  $\beta$ , predpostavljajoč, da se spreminja pri dani frekvenci reaktance  $X_2$  okvirnega kroga na primer vsled spreminjanja velikosti kapacitete  $C_2$ .

Največji dosegljivi fazni kot je  $\Theta_2$ , najmanjši pa  $O$ . Skupna možna sprememba je  $\Theta_2 + \Theta_1$ . Največja amplituda je  $Z''$  in uajmanjša  $Z'$ .

Jasno je, da je fazna razlika  $\Theta_2 + \Theta_1$  tem večja, čim večji je  $R_1$ , ko spreminjamo  $C_2$ , kar pomeni, da je reakcija okvirnega tokokroga na antenski tokokrog tem večja, čim večji je izraz  $\frac{Z_{12}^2}{2 X_2}$ , rezultat ki je jasen. Kvantitativno se lahko vidi, da zavisi omenjena reaktanca ne samo od  $Z_{12} = L_{12} \omega$ , to je od medsebojne reaktance, ampak tudi od  $X_2$ , te se pravi od reaktance okvirnega tokokroga, čeprav v manjši meri kakor od  $Z_{12}$ .

Ker je

$$X_2 = \omega \left( L_2 - \frac{1}{\omega^2 C_2} + L_{22} \right)$$

sledi, da je omenjena reakcija med obema krogoma tem manjša, čim večji je  $L_2$  in  $L_{22}$  v razmerju z  $L_{12}$  ali  $M_1$ , kar je prav tako jasen rezultat.

Da sta omenjena kroga, antenski in okvirni, bistveno neodvisna ali praktično medsebojno ločena, mora biti njih zvezni koeficient bistveno majhen. Z drugimi besedami za dano frekvenco naj ima vsaka sprememba reaktance  $X_2$  okvirnega tokokroga le zanemarljiv ali zelo majhen uč-

nek na že obstoječo fazno razliko med antensko napetostjo in tokom v anodnem krogu. Če se pa upošteva, da se mora smatrati okvirni krog kot generatorski krog in da se želi sestavljati omenjeni proizvedeni okvirni tok z antenskim tokom v anodnem krogu, potem sledi, da sedaj spreminjanje reaktance  $X_2$  okvirnega tokokroga pri dani frekvenci omogoča spreminjanje faznega premika proizvajanega okvirnega toka z ozirom na proizvedeno okvirno elektromotorsko silo, ne da bi se bistveno vplivalo na fazni premik, ki obstoja med napetostjo in tokom v antenskem ali anodnem krogu. To omogoča nadalje, da se uporablja tretji krog, ki je odgovarjajoče vezan z obema, z antenskim in okvirnim krogom, kakor skupni krog, v katerem se lahko poljubno menja s primernim uravnavanjem okvirnega tokokroga  $X_2$  fazna razlika med antenskim anodnim tokom in proizvedenim okvirnim tokom.

Sl. 12 prikazuje poenostavljeni diagram zveznega sistema, ki je naslikan v sl. 4 in ki vsebuje antenski krog, okvirni krog in skupni krog. Ustrezajoči električni diagram krogov tega zveznega sistema je pokazan v sl. 13.

V sl. 12 in 13 je

$X_A = 2 \pi f L_A$  skupna reaktanca antenskega kroga

$X_L = 2 \pi f L_L$  skupna reaktanca okvirnega kroga

$X_R = 2 \pi f L_R$  skupna reaktanca prejemnega kroga.

Sklicujoč se sedaj na sliko 13 ki je dobro znamo, da ne zavisijo tozadnevni zvezni koeficienti med antenskim in prejemnim krogom, med prejemnim in okvirnim krogom, med okvirnim in antenskim krogom ne samo od medsebojnih reaktanc  $M_1$ ,  $M_2$  in  $M_3$ , temveč tudi od velikosti tozadevnih pripadajočih konstant kroga  $L_A$ ,  $L_L$  in  $L_R$ .

Ker je zvezni koeficient med obema krogoma označen z  $A$  in  $B$ , so njih odgovarjajoče skupne krogove reaktance  $X_A$  in  $X_B$  definirane s

$$K = \frac{\omega M}{\sqrt{(X_A + \omega M)(X_B + \omega M)}}$$

kjer je  $\omega M$  medsebojna reaktanca med obema tokokrogoma. Iz sl. 13 sledi, da

sedaj lahko napišemo tozadevne prej omenjene zvezne koeficiente kakor sledi:

Zvezni koeficient med antenskim in prejemnim krogom:

$$K_1 = \frac{\omega M_1}{\sqrt{(X_A + \omega M_1)(Y + \omega M_1)}} \text{ kjer je}$$

$$Y = X_R + \frac{\omega M_2}{\sqrt{(X_R + \omega M_2)(X_L + \omega M_2)}} + \frac{\omega M_3}{\sqrt{(X_L + \omega M_3)(X_A + \omega M_3)}}$$

Zvezni koeficient med prejemnim in okvirnim krogom:



$$K_2 = \frac{\omega M_2}{\sqrt{(X_A + \omega M_2)(Z + \omega M_2)}} \text{ kjer je}$$

$$Z = X_L + \frac{\omega M_3}{\sqrt{(X_L + \omega M_3)(X_A + \omega M_3)}} + \frac{\omega M_1}{\sqrt{(X_A + \omega M_1)(X_R + \omega M_1)}}$$

Zvezni koeficient med okvirnim in antenskim krogom:

$$K_3 = \frac{\omega M_3}{\sqrt{(X_L + \omega M_3)(E + \omega M_3)}} \text{ kjer je}$$

$$E = X_A + \frac{M_1}{\sqrt{(X_A + \omega M_1)(X_R + \omega M_1)}} + \frac{M_2}{\sqrt{(X_R + \omega M_2)(X_L + \omega M_2)}}$$

Če postavimo

$$\frac{\omega M_1}{\sqrt{(X_A + \omega M_1)(X_R + \omega M_1)}} = A \text{ (zvezni koeficient visoka antena-prejemnik)}$$

$$\frac{\omega M_2}{\sqrt{(X_R + \omega M_2)(X_L + \omega M_2)}} = B \text{ (zvezni koeficient prejemnik-okvirna antena)}$$

$$\frac{\omega M_3}{\sqrt{(X_L + \omega M_3)(X_A + \omega M_3)}} = C \text{ (zvezni koeficient okvirna antena-visoka antena)}$$

dobimo

$$Y = X_R + B + C$$

$$Z = X_L + C + A$$

$$E = X_A + A + B$$

in dobimo sledeče izraze za zvezne koeficiente  $K_1$ ,  $K_2$  in  $K_3$ :

$$K_1 = \frac{\omega M_1}{\sqrt{(X_A + \omega M_1)(X_R + B + C + \omega M_1)}}$$

$$K_2 = \frac{\omega M_2}{\sqrt{(X_R + \omega M_2)(X_L + C + A + \omega M_2)}}$$

$$K_3 = \frac{M_3}{\sqrt{(X_L + \omega M_3)(X_A + A + B + \omega M_3)}}$$

Iz zadnjih izrazov postane jasno, da  $K_1$ ,  $K_2$  in  $K_3$  niso neodvisno spremenljivi. Pokaže se lahko, da sprememba poljubne izmed medsebojnih reaktanc vpliva na obe grugi v smislu parabolične funkcije s parametri, ki vsak zase zavisijo popolnoma od fizikalne konstrukcije zveznega sistema.

Ker je glavni problem ta, da se spravi antenski tok v fazo z okvirjevim tokom bistveno v tretjem ali skupnem krogu (prejemnikov krog), so sledeča dejstva posebno važna: Kakor jo bilo že označeno, mora biti  $K_3$ , to je zvezni koeficient med okvirnim in antenskim anodnim krogom tak, da vpliva sprememba okvirne reaktance  $X_2$  le v zelo mali meri na že obstoječi fazni kot  $\Theta_3$  med anodno napetostjo  $E_p$  in anodnim tokom  $i_1$  in posebno na fazni kot  $\Theta_4$  med inducirano antensko napetostjo  $E_A$  in anodnim tokom  $i_1$  (glej sl. 9).

Do sedaj smo gledali okvirni krog le kot krog, ki je vezan z antenskim krogom; njegov vpliv na antenski krog smo študirali zlasti le z ozirom na spremembe njegove reaktance in njegovega medsebojnega razmerja pri spremembi stopnje zveze.

Končno je treba pogledati še njegov vpliv na antenski krog, če se zasuče okoli svoje vertikalne osi. Kot tak postane okvirni krog sedaj generatorski krog, ker prejema energijo. Pri tem zavisijo inducirani tok v okvirju v fazi in amplitudi od smeri ploskve okvirja z ozirom na namestitve vira oddaje in seveda od uravnavanja reaktance  $X_2$  okvirja.

Tu postane jasno, da se mora kot generator smatrati okvir uglasiti za obe reaktanci i za negativno i za pozitivno s tem, da se suče okvir okoli svoje osi ali da se napravi, da prevladuje razmeroma ali pozitivna ali negativna reaktanca  $X_2$ .

Praktični poizkusi in teoretična razmotrivanja glede zveznih koeficientov  $K_1$ ,  $K_2$  in  $K_3$  so potrdila, da je njih relativna velikost največje važnosti in ti rezultati so privedli do posebnih transformatorskih konstrukcij s sledečimi lastnostmi:

$K_3$  je mnogo manjši kakor  $K_1$  in  $K_2$ .  $K_1$  in  $K_2$  sta približno enake velikosti, toda  $K_2$  je manjši kakor  $K_1$ . Tako je mogoče doseči spreminjanje lastne faze samo z uravnavanjem uglasilne okvirne kapacitete



$C_2$  ( $C_2$  v sl. 8 in 8A ter 26 v sl. 4 in 12). Jasno je, da pada zveznem sistemu, kakor je pokazan v sl. 12, enakost veličin  $M_1$  in  $M_2$  pogoje za največjo učinkovitost obstoječo v najboljši minimalni zvezi med  $M_1$  in  $M_2$ .

Prejšnja teoretična razmotrivanja so pokazala, da mora biti  $M_2$  izredno majhen. Zaradi prejšnjega pa je potrebno, da mora biti  $M_2$ , to je zveza okvirja s prejemnikom, tudi majhna. Na drugi strani pa je treba izbrati  $M_2$  tako, da je največja amplituda okvirja enaka antenski amplitudi in da sta bistveno med seboj v fazi. Potrebno je tedaj projektirati okvirjevi sestav tako, da je njegova razpoložljiva energija, če je uglašena na rezonanco, večkrat večja kakor antenska energija, ki je, kakor že znamo, omejenih fizikalnih dimenzij, tako da napravi pojemnaje amplitude zaradi prej določene majhne zveze  $M_2$  pod vplivom reaktance  $X_2$  prej omenjeno amplitudo še zadostno, da oblikuje skupaj z antensko amplitudo usmerjevalno karakteristiko, ki je bistvena za kardioidični lik.

Sl. 14 kaže razmerje med smerjo in velikostjo okvirjeve reaktance  $X_2$  v odvisnosti od sprememb frekvence pri konstantno uravnjavani kapaciteti  $C_2$  ali od sprememb kapacitete  $C_2$  pri uravnjavani stalni dani frekvenci.

Dobro znamo je v tehniki, da je v elektrostatičnem absorpcijskem sredstvu, kakršno je antena, lastna antenska napetost v fazi s elektrostatično komponento elektromagnetskega vala, med tem ko mora biti inducirana napetost v okvirnem krogu bistveno v fazi z njegovo elektromagnetsko komponento. Ker so elektrostatične in elektromagnetične komponente vala predstavljene časovno in krajevno za  $90^\circ$ , to je v ravnini s pravimi koti na smer napredovanja, sledi, da so inducirane napetosti antene in okvirja v fazi premaknjene za  $90^\circ$ .

Če skrbimo za to, da je antenski krog uglašen na rezonanco in induktivno vezan z okvirnim krogom, potem se lahko vidi iz slik 8 in 8A, da mora tam inducirana antenska napetost v okvirnem krogu zastajati za  $90^\circ$  z ozirom na antenski tok tako, kakor je to prikazano v vektorskem diagramu sl. 15, kjer je omenjena napetost  $E_L$  v fazi z inducirano napetostjo v okvirni anteni in potom nje.

V slučaju, da prehitava tok  $i_1$  inducirano antensko napetost  $E_A$ , kakor je to pokazano v sl. 16, se morata  $E_1$  in okvirjeva napetost  $E_L$  vektorielno seštevati.

Ako poizkušamo določiti smerne karakteristike pod temi pogoji postane jasno, da moramo uporabljati metodo, ki smo jo uporabljali pri konstrukciji vsote okvirjeve

napetosti in antenske napetosti tudi pri seštevanju okvirjevega toka in antenskega toka, kakor je pokazano v sl. 5. To šestevanje se mora torej izvršiti tudi vektorielno, kakor je pokazano v sl. 16. Smerna karakteristika ne bo potem kardioida  $S_0$ , temveč konfiguracija, ki jo kaže  $S_e$  (glej sl. 17).

Pri radiokompasih te vrste dobimo optične indikacije na levo ali na desno potom periodičnega spreminjanja polaritete pritiklin ene antene napram polariteti pritiklih druge antene, tako da je prejeta amplituda polja tekom eneg a obrata enaka O—P in tekom naslednjega obrata enaka O—A (glej sl. 18). Ker dobiva indikator kakor je pokazano v sl. 4 periodične sunke v obratnih smereh in sinhrono z omenjenimi periodičnimi obrati antenskih ali okvirjevih tokov, se lahko vidi, da mora biti občutljivost indikacije funkcija razlike med poljskimi amplitudami O—B in O—A, to se pravi funkcija od A—B.

Kakor je pokazano v sl. 17, ni kombinirana karakteristika okvirja in antene v slučaju, da toka v antenah nista v fazi, več kardioida, temveč konfiguracija, ki jo predstavlja krivulja  $S_e$ . Razlika amplitud dveh sledečih si konfiguracij  $S_e$  je, kakor je razvidno, mnogo manjša, namreč A—B v sl. 19. Ako torej nista oba antenska toka v fazi, se morata znatno znižati občutljivost in prejemno območje aparata.

V sistemu, pri katerem sta antena in okvir zvezana (gekoppelt), kakor to prikazuje sl. 8 in 8A, ni treba spremeniti relativne fazne difference med antensko napetostjo, ki se inducira potom medsebojne zveze (Kopplung) v okvirjevem tokokrogu ( $L_2 C_2$ ) in okvirjevo napetostjo  $E_L$ , ki nastane v samem okvirjevem tokokrogu, ako dobimo vso energijo, katero prejema vhodni krog prejemnika edino le preko zveze okvir-prejemnik. To ostane tako z ozirom na vsako uglašanje, ki bi se napravilo v okvirjevem tokokrogu  $L_2, C_2$ , na primer s spreminjevanjem uglaševalnega okvirjevega kondenzatorja  $C_2$ ; slednja značilnost je pokazana v sl. 15. Dočim je mogoče spraviti oba vektorja  $E_L$  in  $E_1$  v fazo s tem, da izberemo pripravne konstante antenskega kroga, tako da pride  $i_1$  v fazo z  $E_A$ , ni mogoče spremeniti faze inducirane okvirjeve napetosti  $E_L$ , ker stoji slednja neodvisno od konstant  $L_2$  in  $C_2$  pravokotno na elektrostatični komponenti prihajajočega radiovala.

Z ozirom na okvirjev tokokrog  $L_2, C_2$ , ki je pokazan v slikah 8 in 8A, kažeta slik 20a in 20b fazni odnos med okvirjevim tokom in napetostjo, ki obstoja, ako

a) ima okvir kapacitivno reaktanco, odgovarjajočo uglaševalni točki A (sl. 14), in ako



b) ima okvir induktivno reaktanco, odgovarjajoče uglasovalni točki B (sl. 14).

Primerjava obeh omenjenih vektorskih diagramov pokazuje, da je vsota antenskega in okvirjevega toka vektorielno v fazi odnosno približno za  $180^\circ$  premaknjena napram elektrostatični komponenti prihajajočega vala. To povzroči seveda obrat smerne indikacije.

Ako želimo torej obdržati smisel smerne indikacije preko celega frekvenčnega območja, za katero naj bo prejemnik uporaben, moramo uglasiti reaktanco okvirjevega tokokroga s posebno pažnjo tako, da ima v glavnem preko celega navedenega območja isti smisel.

To dosežemo na ta način, da prilagodimo frekvenčno karakteristiko prejemnikovega tokokroga frekvenčni karakteristiki okvirjevega tokokroga tako, da imajo odgovarjajoče krivulje isti naklonski kot in da potekajo vzporedno, kakor je pokazano na sl. 21, kjer pomenita krivulji 1, 2 in 3 odgovarjajoče frekvenčne karakteristike prejemnikovih tokokrogov in tokokrogov okvirne antene.

Ako bi se te krivulje sekale v kaki točki v frekvenčnem območju, na primer v točki P, bi se smisel smerne indikacije obrnil in bi na ta način nastala nejasnost smeri za  $180^\circ$ , kar bi predstavljalo veliko hibo. Ako ukrenemo omenjene varnostne ukrepe pri osnutku okvirjevega tokokroga, prepričimo na učinkovit način to nejasnost smeri za  $180^\circ$ .

Če pogledamo zopet sl. 18, ugotovimo lahko, da sta si ničelni točki  $P_1$  in  $P_2$ , ki ležita v smereh  $D_1$  odnosno  $D_2$ , točno za  $180^\circ$  nasprotni, kar odgovarja predpostavki, da sta obe kardioide enaki in nasprotni tekom sledečih si obratov antenskega učinka napram učinku okvirja ali obratno.

Vsekator se je v praksi ugotovilo, da zgoraj postavljena predpostavka ni upravičena v toliko, v kolikor je radi nekaterih nesimetrij ena kardioida večja kakor naslednja v toku teh obratov (glej sl. 23). Soglasno s tem nista več ničlišči  $P_1$  in  $P_2$  premaknjeni za  $180^\circ$  ampak za  $180^\circ \pm \alpha^\circ$ , kar je zelo nezaželeno, ako se radiokompas za iskanje smeri rabi.

Iz sl. 4 in 12 razvidimo, da ozemljilni spoj prejemnikova tokokroga ni simetričen z ozirom na ozemljilna spoja antenskega in okvirjevega tokokroga. To dejstvo povzroča prvič povečanje efektivne zveze med  $L_{P1}$  in  $L_R$  napram zvezi  $L_{P2} - L_R$ . Pod temi pogoji vidimo lahko, da ne more biti, ako za trenotek predpostavimo, da so inpedance in kapacitivne reaktance anodnega tokokroga  $Z_{LP1}, \frac{1}{j\omega C_1}$  in  $Z_{LP2}, \frac{1}{j\omega C_2}$  tako u-

glašene, da so enake po velikosti in fazi, radi vpliva gornje neizbalansiranosti v prejemnikovem tokokrogu jakost antenskega učinka v omenjenem prejemnikovem tokokrogu tekom sledečih si polovic period delovanja uglasenega modulatorjevega tokokroga ista. Medtem ko je tekom polovice one periode (glej sl. 22) antenski učinek grafično pokazan s polarnim vektorjem R, bo antenski učinek tekom druge polovice periode zaradi zgoraj navedenih dejstev odgovarjal vektorju R, (sl. 23) s to posledico, da sta polarna diagrama odgovarjajočih karakteristik smernega sprejema veliki A (sl. 22) in B (sl. 23) Superpozicija krivulje A in krivulje B (glej črtkano krivuljo na sl. 23) povzroči znatno napako v recipročni relaciji smeri. To napako predstavlja kot  $\alpha$ .

To nezaželeno dejstvo premagamo ali na ta način, da izravnamo vstopni krog prejemnika v pogledn ozemljitve ali pa s tem, da ne uglasimo enega izmed obeh kondenzatorjev  $C_1', C_2'$  tako, da je razpoložljiva energija, ki se nahaja v prejemnikovem tokokrogu in ki jo napajata anodna tokokroga  $L_{P1}$  in  $L_{P2}$ , v glavnem vedno ista, s čemer ostane tudi diferenca  $R - R'$  tekom sledečih si polovic period ista (glej sl. 22 in 23).

Uglasitev enega izmed kondenzatorjev  $C_1'$  ali  $C_2'$  znači nujno zmanjšanje večje kardioide na velikost manjše kardioide. S tem je zvezana izguba na občutljivosti in območju za pravilno dobivanje smeri. Toda uporaba posebnega uglasovalnega tokokroga dovoljuje povečanje manjše kardioide na velikost večje s čemer se občutljivost in območje povečata.

Enako je ugotovilo, da obstojajo enake razmere, ako se ojačevalna faktorja obeh modulacijskih elektronk razlikujeta po velikosti. Uglasitev kondenzatorja  $C_1'$  ali  $C_2'$  odstrani v obeh primerih zgoraj omenjena nezaželjena dejstva.

Posluževalec, ki hoče določiti postajo, od katere je je prišel signal, postavi stikalo 104 v „telefonski položaj“ in stikalo 44 tako, da sklene tokokrog. Nato išče postajo s tem, da vrti uglasovalno krmilo 34, dokler ga ne naravna na pravo frekvenco. Obenem naravna naravnalec zvočne jakosti 36 tako, da dobijo znaki pripravno jakost. Ko je dobil zaželeno postajo, proti kateri hoče pilot usmeriti svoj avion, zmanjša posluževalec zvočno jakost tako, da vrti gumb naravnalca do ničelne lege na gumbu. Nato dovede stikalo 104 v „kompasov položaj“ in če kazalec galvanometra 40 ne registrira „O“, se obrača plošča 120 za uravnovešenje uglasitve, dokler ne kaže radioindikacijski kompas ali galvanometer 40 na ničlo.  $\angle$  ravnalom za naravnovanje zvočne



jakosti povečamo postopoma jakost, dokler ne dosežemo na indikatorju vidno indikacijo na levo ali desno, s čemer je po kazalcu 7 — 7 podan smisel smeri postaje napram avionu. Podolžna os aviona se mora postaviti tako, da ujema z ravno premico med oddajno postajo in aparatom. Pilot to doseže tako, da krmili avion v smeri, ki jo pokazuje kazalec, dokler kaže na ničlo.

### Patentne zahteve:

1. Radiopriprava za iskanje smeri, označena s tem, da obsega dva generatorska kroga istih frekvenc toda različnih faz in amplitud, izmed katerih ima en krog smerno, drugi pa nesmerno karakteristiko, da obsega nadalje zbiralni krog, v katerem se morejo kombinirati učinki tokov obeh generatorskih krogov, pri čemer so ti trije krogi tako zvezani, da je mogoče spremeniti fazo in amplitudo toka v enem generatorskem krogu, ne da bi se s tem vplivalo bistveno na fazo in amplitudo toka v drugem generatorskem krogu in da se vzpostavi istočasno vselej tako fazno razmerje med toki, ki jih inducirata oba generatorska kroga v zbiralnem krogu, kakršno je ravno zaželeno.

2. Radiopriprava za iskanje smeri po zahtevi 1), označena s tem, da sta dva generatorska kroga medsebojno zvezana, da obstajajo ločeni zvezni odnosi med generatorskimi krogi in zbiralnim krogom, tako, da je zvezni koeficient med vsakim od generatorskih krogov in zbiralnim krogom večji, kakor medsebojni zvezni koeficient med obema generatorskima krogoma, nadalje tako, da je nazadnje imenovani medsebojni zvezni koeficient dovoljno majhen, da postane mogoče spremeniti fazo toka v enem izmed generatorskih krogov, ne da bi se s tem bistveno vplivalo na fazni odnos med napetostjo in tokom v drugem generatorskem krogu.

3. Radiopriprava za iskanje smeri po zahtevah 1) in 2), označena s tem, da sta zvezna koeficienta med vsakim izmed generatorskih krogov in zbiralnim krogom tako izbrana, da je zajamčen v bistvu enak prenos energije med vsakim izmed generatorskih tokokrogov in zbiralnim krogom, medtem ko je znižana medsebojna zveza med generatorskim krogoma na minimum.

4. Radiopriprava za iskanje smeri po zahtevah 1) in 2), označena je s tem, da zvezni koeficient med generatorskim krogoma ni večji kakor individualna zvezna koeficienta med vsakim izmed generatorskih krogov in zbiralnim krogom niti manjši kakor omenjena individualna zvezna koe-

ficienta v seriji, da dobimo minimalni zvezni koeficient med obema generatorskima krogoma.

5. Radiopriprava za iskanje smeri po zahtevah 1) in 2), označena s tem, da sta medsebojni zvezni koeficient med zbiralnim krogom in onim generatorskim krogom, ki ima večjo elektromotorsko silo, majhna v primeri z velikostjo zveznega koeficienta med drugim generatorskim krogom z manjšo elektromotorsko silo in zbiralnim krogom.

6. Radiopriprava za iskanje smeri po zahtevah 1) in 2), označena s tem, da se vrši regulacija faznega odnosa med toki, ki se inducirajo v zbiralnem krogu s pomočjo sredstev, ki so vključena v enem izmed generatorskih krogov in podelijo njegovi reaktanci induktivni značaj in določeno velikost, ki odvisi od fazne razlike med tokom in napetostjo v drugem generatorskem krogu.

7. Radiopriprava za iskanje smeri po zahtevah 1) in 2), označena s tem, da se vrši regulacija faznega odnosa med toki, ki se inducirajo v zbiralnem krogu s pomočjo sredstev, ki so vključena v enem izmed generatorskih krogov in podelijo njegovi reaktanci kapacitivni značaj in določeno velikost, ki odvisi od fazne razlike med tokom in napetostjo v drugem generatorskem krogu.

8. Radiopriprava za iskanje smeri po zahtevah 1) in 2), označena s tem, da je eden izmed generatorskih krogov neuglaščen in da ni zaradi tega njegov tok v fazi z njegovo elektromotorsko silo, medtem ko se da reaktanca drugega generatorskega kroga spreminjati tako, da se more spreminjati fazna razlika med njegovim tokom in napetostjo, nadalje s tem, da so predvidena sredstva, ki ohranjajo vstavljenjo regulacijo reaktance kroga, kateri se da uglasiti, za vsako dano frekvenco, na katero se da uglasiti uglaševalni prejemnikov krog, s katerim sta oba generatorska kroga zvezana.

9. Radiopriprava za iskanje smeri po zahtevi 7), označena s tem, da so predvidena v generatorskem krogu, ki se da regulirati, regulacijska sredstva, ki dovoljujejo regulacijo faznega odnosa med elektromotorsko silo in odgovarjajočim tokom, in katera so spojena z uglaševalnimi sredstvi zbiralnega ali prejemnikovega kroga, z namenom vstvariti fazni odnos med elektromotorsko silo in tokom dotičnega generatorskega kroga za vsako frekvenco na katero se da omenjeni prejemnikov krog uglasiti, pri čemer je omenjeni fazni odnos v bistvu enak faznemu odnosu med elektromotorsko silo in tokom drugega generatorskega kroga pri odgovarjajočih frekvencah.



10. Radiopriprava za iskanje smeri po zahtevah 7) in 8), označena s tem, da je nesmerni generatorski krog neuglašen medtem ko se da smerni generatorski krog uglasti, tako da je mogoče vstvariti s pomočjo regulacije faznega odnosa toka v smernem generatorskem krogu fazno enakost med toki, ki jih inducirata oba generatorska kroga v zbiralnem krogu.

11. Radiopriprava za iskanje smeri po zahtevah 1), 4) in 9), označena s tem, da sta zvezni koeficient med generatorskim kroga in istotako zvezni koeficient med smernim generatorskim krogom, kakor na primer krogom okvirne antene, in zbiralnim krogom majhna v primeri z zveznim koeficientom med drugim, nesmernim, generatorskim krogom in zbiralnim krogom, pri čemer je smerni generatorski krog urejen tako, da proizvaja dovoljno elektromotorsko silo za izravnanje razlike energijskega prenosa med obema generatorskim kroga in zbiralnim krogom, katera nastane, ker je zvezni koeficient med smernim generatorskim krogom in zbiralnim krogom manjši kakor zvezni koeficient med drugim, nesmernim generatorskim krogom in zbiralnim krogom.

12. Radiopriprava za iskanje smeri po zahtevah 1) do 11), označena s tem, da je spojen modulacijski krog z enim izmed generatorskih krogov v svrhu periodičnega obračanja faznega odnosa, pri čemer je modulacijski krog zvezan z drugim generatorskim krogom in zbiralnim krogom.

13. Radiopriprava za iskanje smeri po zahtevah 12), označena s tem, da sestoji modulacijski krog iz dveh delov, izmed katerih je vsak zase zvezan s zbiralnim krogom in drugim generatorskim krogom.

14. Radiopriprava za iskanje smeri po zahtevah 12) in 13), označena s tem, da so spojena izravnalna sredstva z delom modulatorjevega kroga, ki imajo namen bistveno izenačiti odgovarjajoče zvezne koeficiente med vsakim izmed obeh delov modulatorjevega kroga in drugim generatorskim krogom ter zbiralnim krogom.

15. Radiopriprava za iskanje smeri po zahtevah 1) do 14), označena s tem, da so spojena z modulacijskim krogom sredstva, ki izenačujejo komponente izmeničnega toka odgovarjajočega generatorskega kroga

ga tekom dveh si sledečih polovicah period.

16. Radiopriprava za iskanje smeri po zahtevi 15), označena s tem, da obsegajo regulacijska sredstva za modulacijski krog regulacijske kapacitivne ali induktivne reaktance, ki so vključene v enem ali v obeh delih modulacijskega kroga.

17. Radiopriprava za iskanje smeri po zahtevi 15), označena s tem, da obsegajo regulacijska sredstva za modulacijski krog regulacijski tokokrog, ki je združen vsaj z enim izmed delnih krogov modulatorija, pri čemer je zvezni koeficient med regulacijskim tokokrogom in delnim krogom spremenljiv.

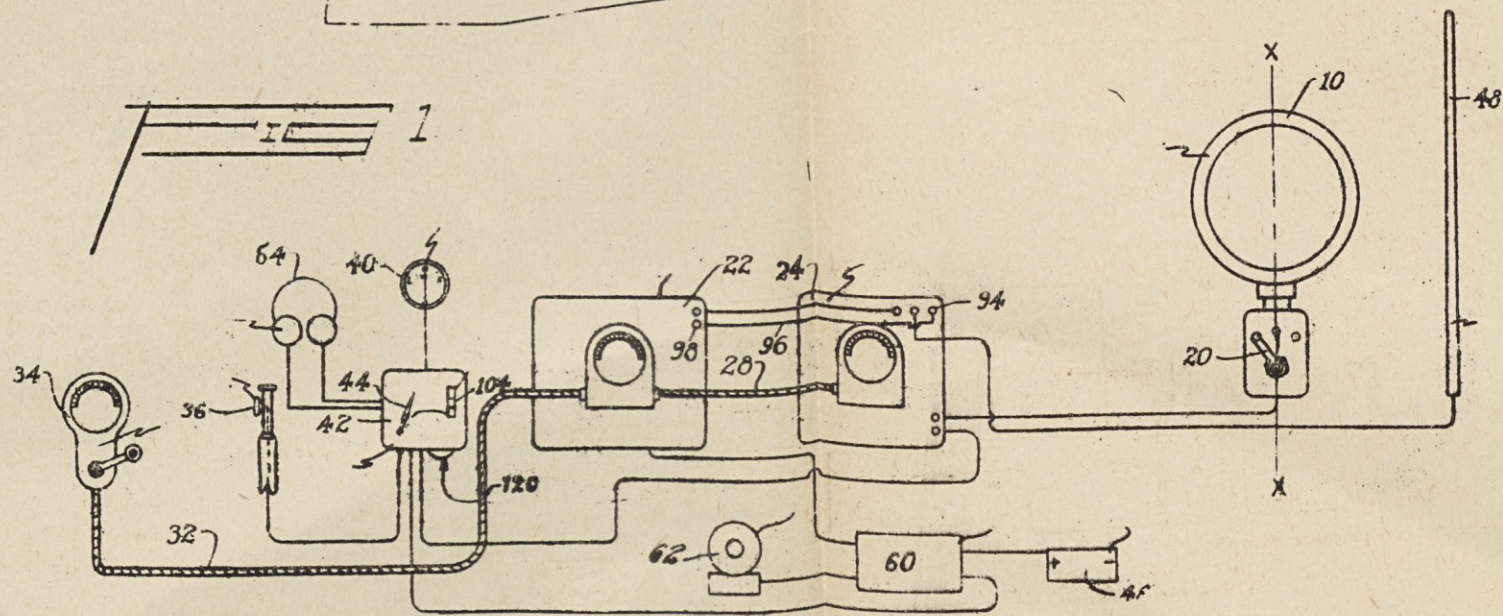
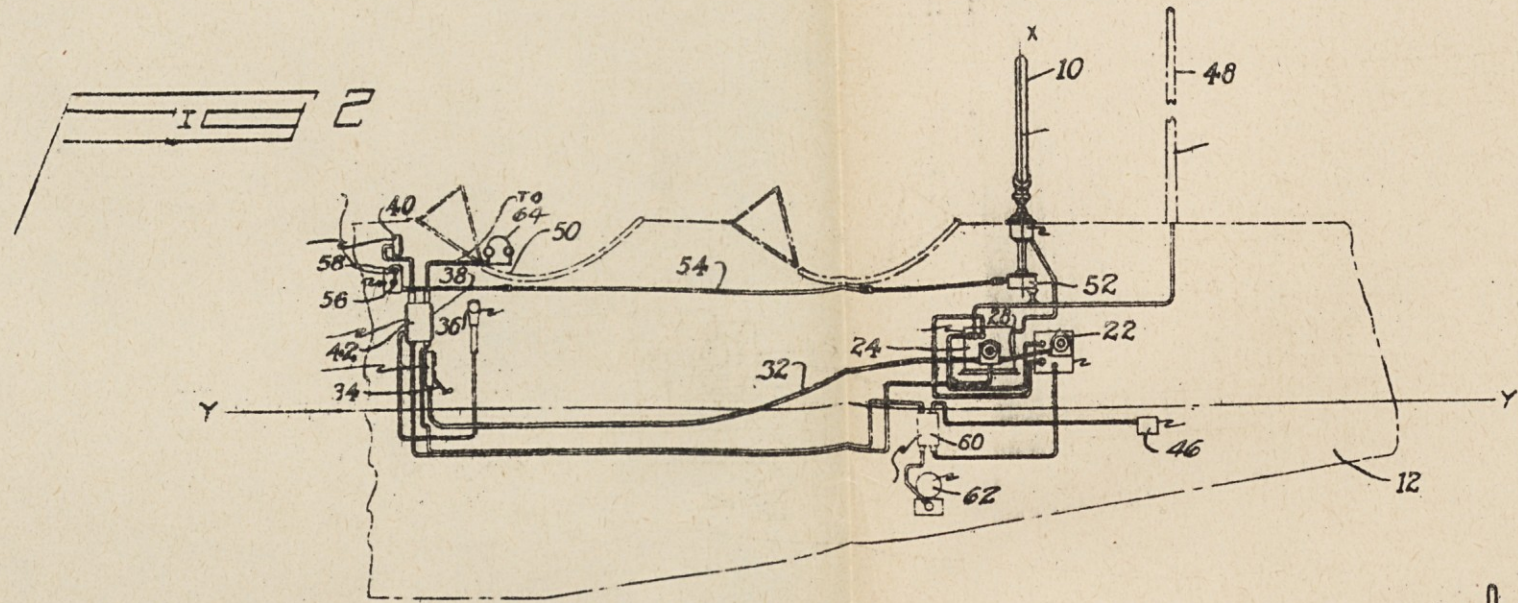
18. Radiopriprava za iskanje smeri po zahtevah 1) do 17), označena s tem, da je spojen nesmerni antenski krog s komutirajočim modulacijskim krogom, pri čemer je pravi antenski krog od audiofrekvenčnega kroga modulacijskega kroga ločen.

19. Radiopriprava za iskanje smeri po zahtevi 18), označena s tem, da sestoji komutacijski krog iz izenačenega modulacijskega kroga, ki ima dve modulacijski cevki, na kateri se prenese audio—frekvenčni izstop zbiralnega kroga ali prejemnika, tako, da se doseže v modulatorskem krogu ločitev antenskega kroga potom vzporedne vključitve audio—frekvenčnega vstopnega transformatorja, ki dobiva energijo iz prejemnika, in z vzpostavitevjo direktne kapacitivne poti za radio—frekvence h katodam modulacijski cevki.

20. Radiopriprava za iskanje smeri po zahtevi 18), označena s tem, da sestoji komutacijski krog iz izenačenega modulacijskega kroga, ki ima dve modulacijski cevki, na kateri se prenese audio—frekvenčni izstop zbiralnega kroga ali prejemnika, tako, da se doseže v modulatorskem krogu ločitev antenskega kroga potom ozemljitve antenskega kroga pred audio—frekvenčnim vstopnim transformatorjem in z vzpostavitevjo direktne kapacitivne poti za radio—frekvence h katodam modulacijskih cevki.

21. Radiopriprava za iskanje smeri po zahtevah 1) do 20), označena s tem, da je spojena nesmerena antena z modulatorskim krogom, pri čemer je predvideno stikalo med anteno in prejemnikom ter med anteno in modulatorjem, s čemer je mogoče ločiti anteno od modulatorskega kroga ter jo zase spojiti s prejemniko v svrhu telefonskega prejema.

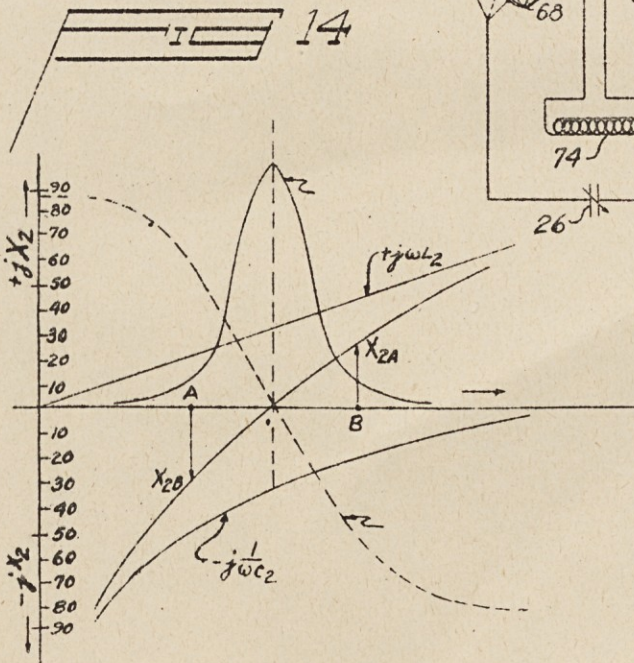
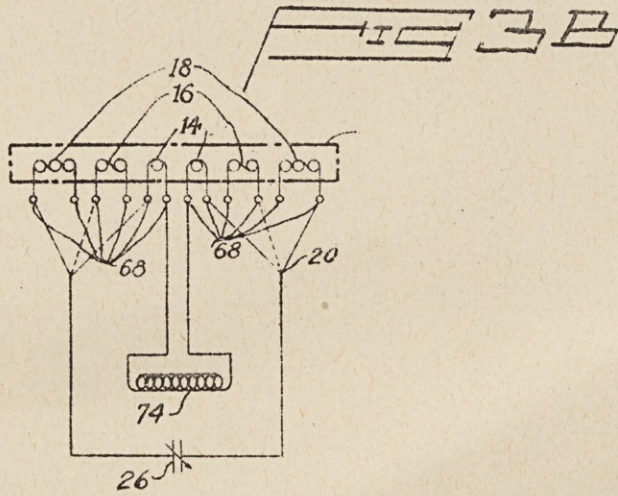
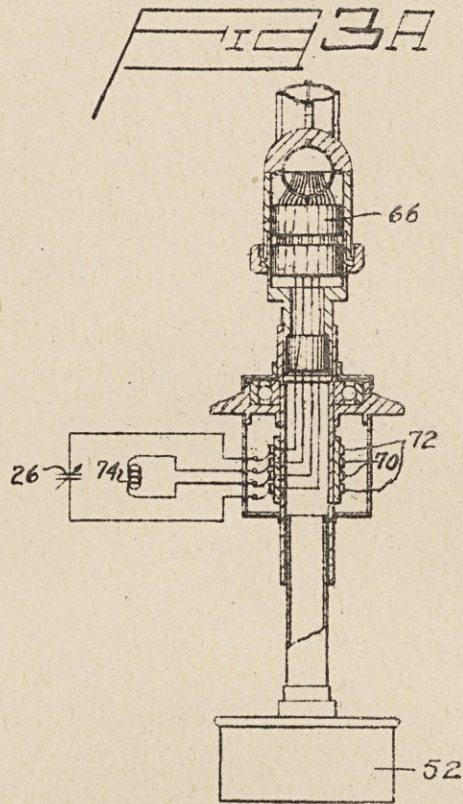
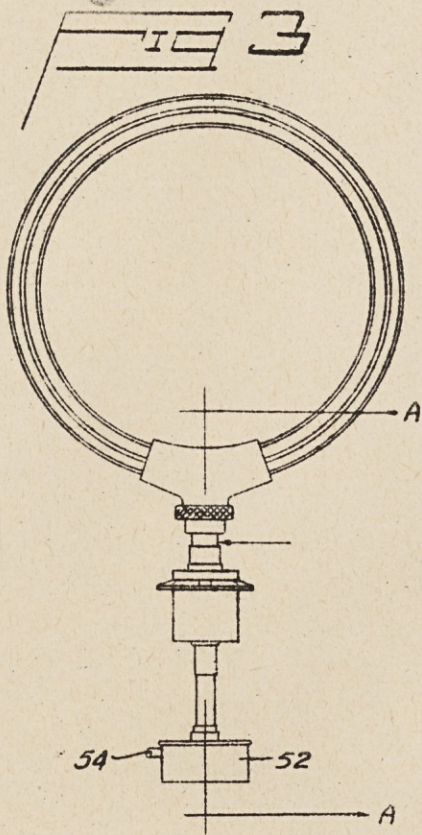








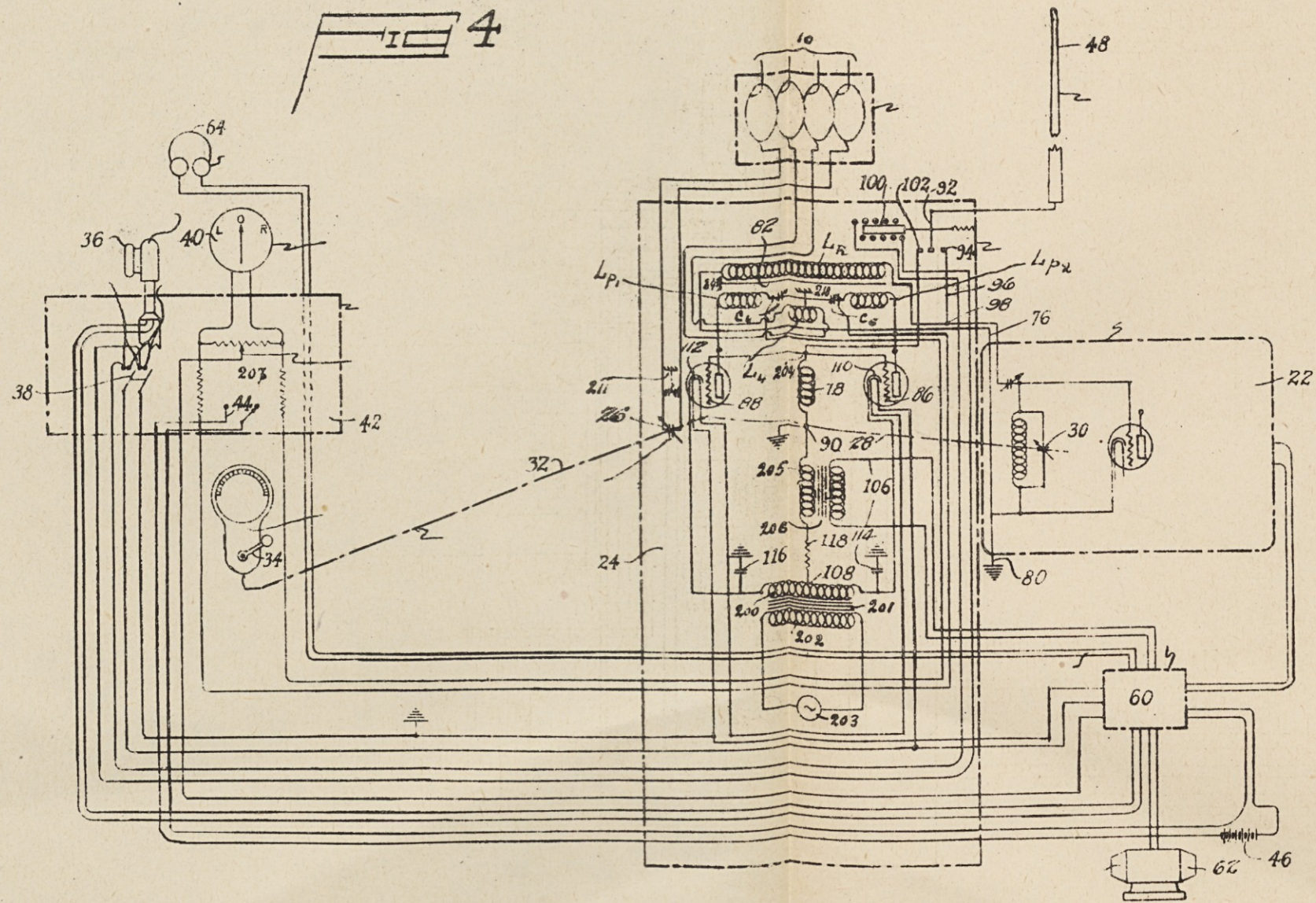








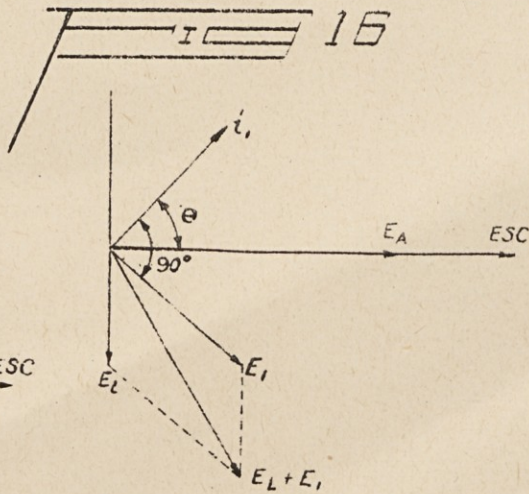
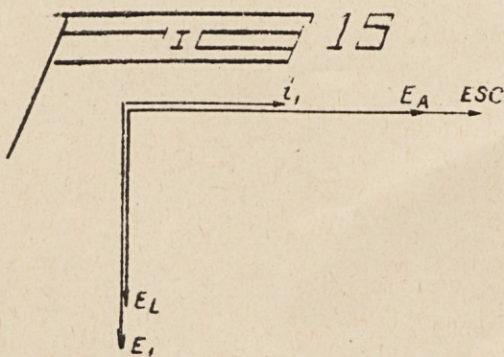
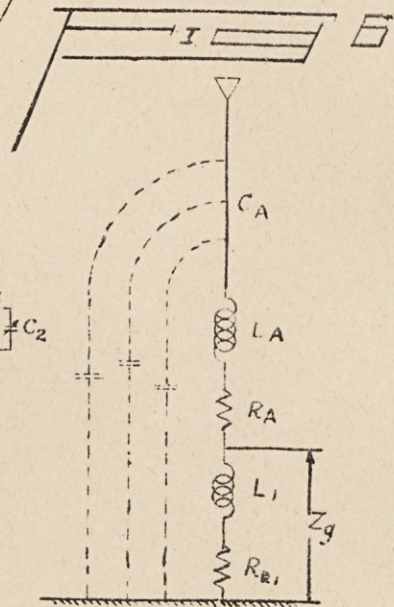
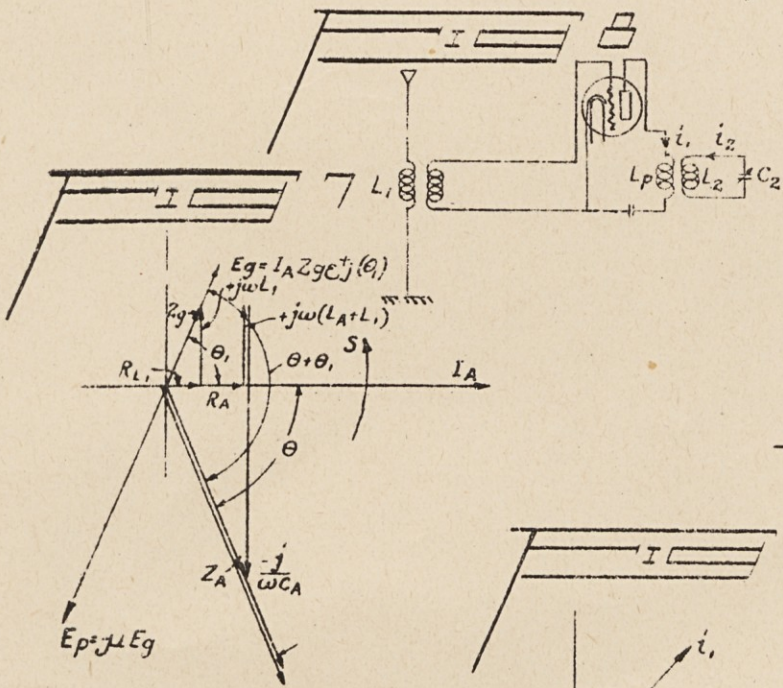
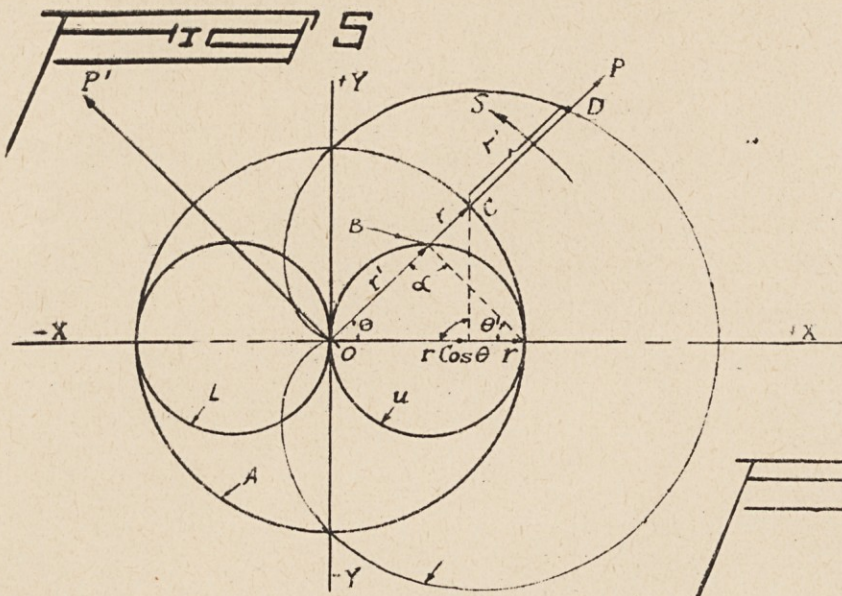








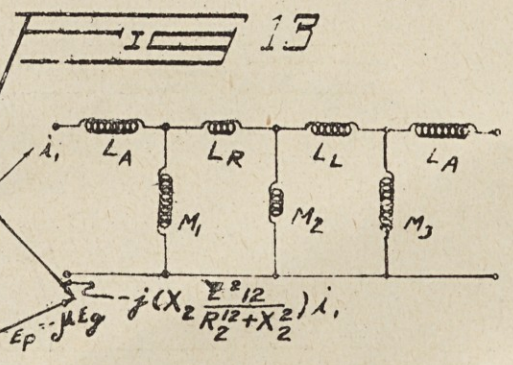
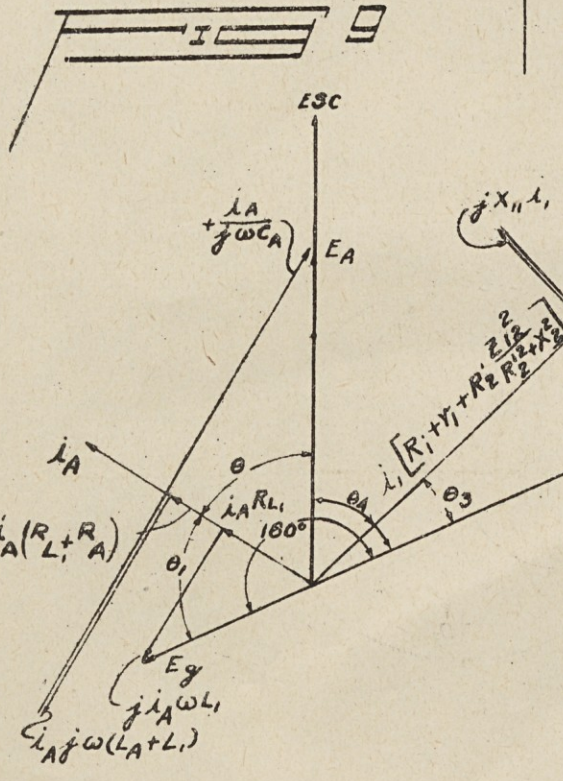
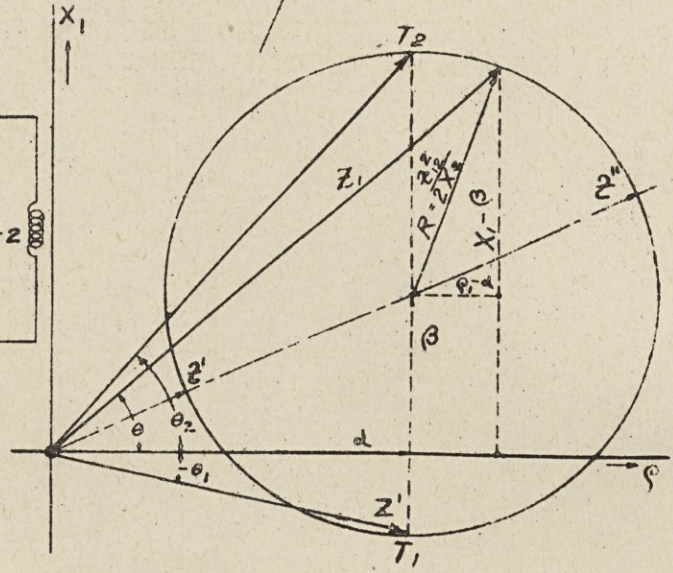
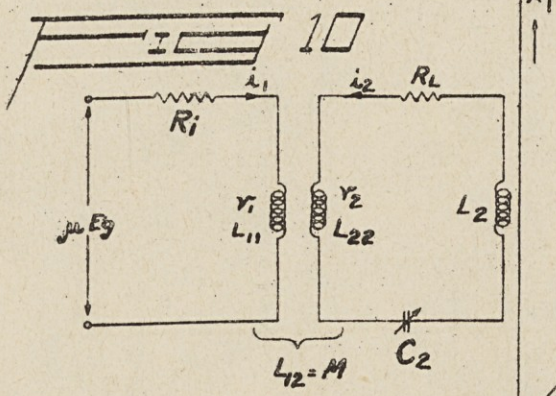
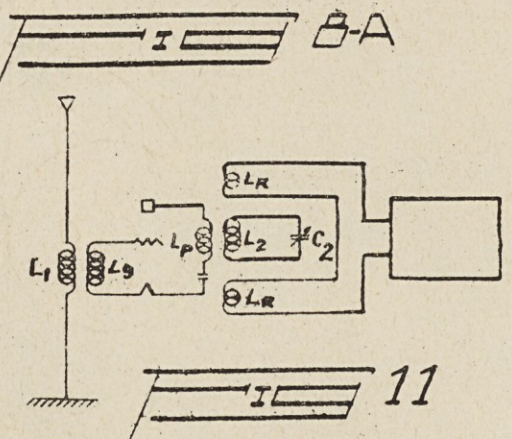
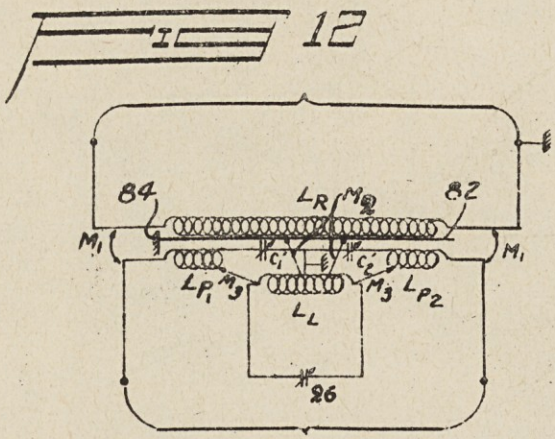










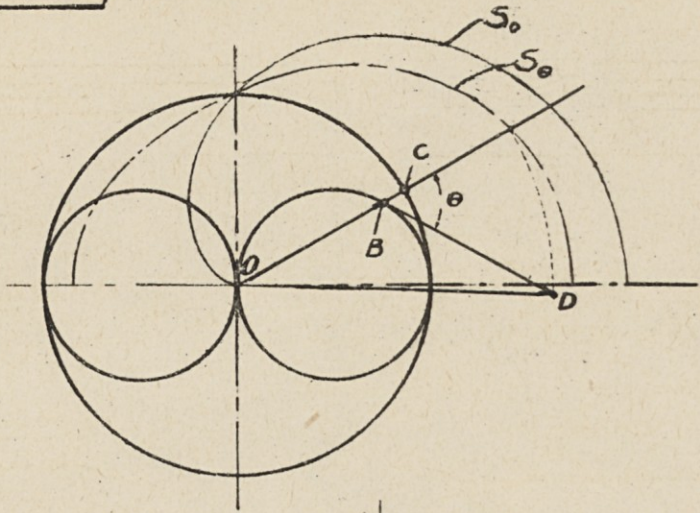




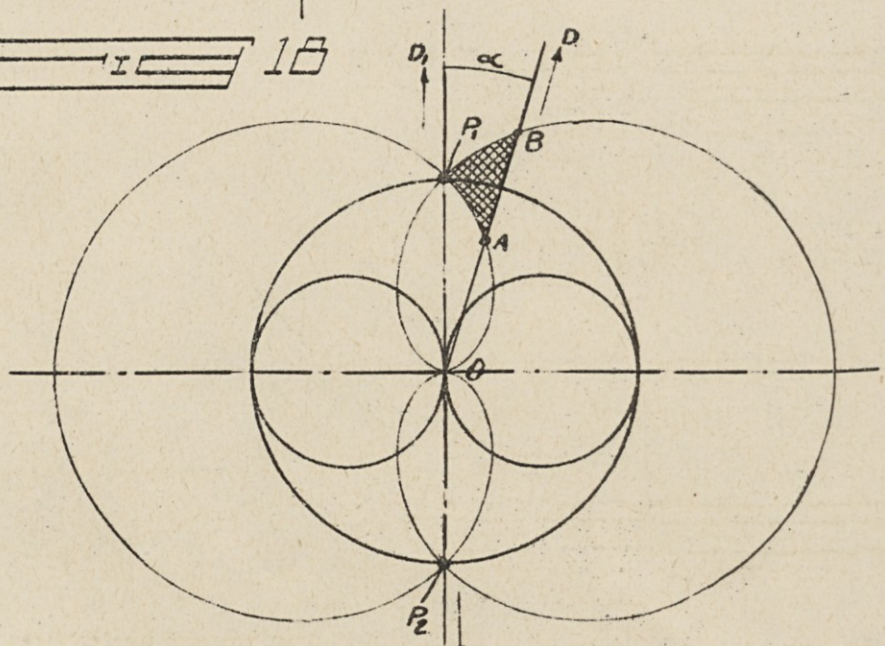




17



18



19

