

D I P L O M A T E R V -
f e l a d a t

Pap László szigorló villamosmérnök-jelölt
részére

Feladat:

Tervezze meg mesterséges-hold megfigyelő állomás antennájának automatikus követő berendezését. Készítse el a követő berendezés rendszertervét az alábbi előírások figyelembevételével:

1. Az antenna négyes helix rendszerű.
2. A követés legyen automatikus, folyamatos és kéttengelyű. A két mozgatási tengely a helyi vízszintes és függőleges.
3. A legalacsonyabb követendő műhold-pálya perigeuma 200 km.
4. Csak folyamatos vivőt vagy FM jelet kell követni.
5. A követésnél a relatív térerősségingadozás = 3 dB, ezen ingadozás frekvenciája = 10 Hz legyen, mivel a mérendő hold-bukfencezés, ionoszféra csillapítás-ingadozás és Faraday-rotáció frekvenciája közelítően 1 Hz.
6. A rendszer biztonságosan működjék, ha a vevő bemenetén a jel/zaj = 10 dB. A vevő zajtényezője = 4 dB.
7. A rendszer legyen átkapcsolható kézi követésre, a maximális antennanyereség kihasználása érdekében.

A tervezésnél a Rakétatechnikai TDK négyes helix antennarendszerének adatait /pl. iránykarakterisztika/ használja fel.

Konzulensek:

Tanszéki konzulens: Ferencz Csaba tanársegéd

Ipari konzulens: Antoni Alfonz villamosmérnök

Egyetemi Számító Központ

Budapest, IX. Dimitrov tér 3.

Diplomatervezési gyakorlat helye:

Budapesti Műszaki Egyetem, Elméleti Villamosságtan Tanszék

Műhold Követő Állomás

Tanszéki konzulens ellenőrzései:

Folyamatos konzultáció

Budapest, 1967. jún. 29.



Ipari konzulens ellenőrzései:


Folyamatos konzultálás.

Beadható!

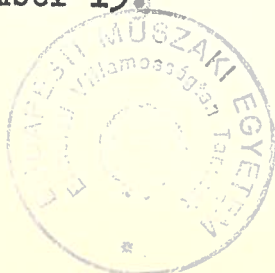
Budapest, 1967. jún. 28. Antoni Alfonz.

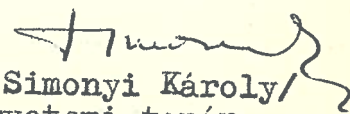
Konzulensi véle ményezés:

A terv az előzőt nevezetesen alapján készült.
A rendszer egyes nevezeteseiből tőlebet tud, mint
az előlásról alapján kellene (pl. A1 üzemmód értéke
is általában kész.) Az üzemeltető csoport jól fel tudja készíteni.
Beadható!

Budapest, 1967. jún. 29. 

Budapest, 1966. december 15.




/Dr. Simonyi Károly/
egyetemi tanár
tanszékvezető

TARTALOMJEGYZÉK

| | old. |
|---|------|
| Bevezetés..... | 1. |
| 1. követési technikák..... | 3. |
| 2. A követési technikák összehasonlítása..... | 6. |
| 3. A műholdak pályái és a maximálisan fellépő követési sebességek és gyorsulások..... | 7. |
| 4. Antennakarakterisztikák..... | 10. |
| 5. A monopulse diagram meghatározása..... | 11. |
| 6. A "halott" zóna meghatározása..... | 17. |
| 7. Az antenna mozgatása..... | 20. |
| 8. A függőleges mozgatás szabályzó körének tervezése..... | 25. |
| 9. A vízszintes mozgatás szabályzórendszerének tervezése..... | 40. |
| 10. Az E_1 jelzésű blokk felépítése..... | 46. |
| 11. A vevő blokksémája és működési elve..... | 47. |
| 12. A vevő blokksémájának részletezése, zajviszonyok és az érzékenység..... | 50. |
| 13. A demodulátorok vizsgálata FM, AM és pulzusmodulált jelek esetén..... | 57. |
| 14. Pontossági vizsgálat..... | 59. |
| 15. A szekáns korrekció..... | 66. |
| 16. Az egyenáramú erősítők kialakítása..... | 68. |
| 17. Feszültség korlátozások..... | 69. |
| 18. Kiegészítő berendezések..... | 73. |

Bevezetés.

1957-ben juttatták földkörüli pályára az első mesterséges bolygót, s azóta számuk évről-évre növekszik. Feladataik sokrétűek lehetnek, de egy közös tulajdonságuk az, hogy a földi megfigyelőállomásokkal két- vagy legalább egyoldalu rádióösszeköttetésben állnak. Tehát utasításokat tudnak felvenni, és mérési adatokat, képeket és más információkat tudnak az irányítóközponttal közölni. A műholdak adóberendezéseinek teljesítménye korlátozott a költségeket igen megnövelő súly- és térfogatproblémák miatt. Ezért jeleinek vételére nagy nyereségű, tehát nagy irányítottaságu antennákra van szükség. Ezeket az antennákat mindig az illető adóra kell irányítani, s mivel a mesterséges holdak majdnem minden esetben relativ mozgást végeznek a megfigyelőhöz képest - kivéve az ugynevezett szinkron mesterséges holdakat - az antennával követni kell a szatellit mozgását. Tehát szükséges, hogy a megfigyelő fülé boruló félgömb bármely pontjának irányába állithassuk az antennát. Ez legalább kéttengelyes mozgatót követel.

A folyamatos követést többféle módon megvalósíthatjuk. A műhold pályadatainak ismeretében kézi vagy félautomatikus uton történhet a mozgatót úgy, hogy az antenna helyzetét mindig összehasonlítjuk a pályaadatokkal a további mozgatót irányának meghatározása céljából. Az adatok feldolgozását és az összehasonlítást félautomatikus esetben elektronikus számítógép végezheti. A Föld sűrűségi rendellenességei és egyéb zavarok következtében a pályaadatokat pontosan meghatározni nem lehet. Így a követés is hibás, és semmiféle információ nincs arra, hogy a hiba kijavítására a rendszert milyen irányban kell elmozdítani, hiszen a jelamplitudó nemcsak az antenna szöghelyzetétől, hanem egyéb véletlenszerűen bekövetkező eseményektől is függ /fading, Faraday rotáció stb./.

A vázolt nehézségek indokolták az automatikus követő rendszerek kidolgozását. Ezalatt olyan berendezések értendők, melyek a műhold által kisugárzott elektromágneses hullámok felhasználásával állapítják meg a hold és az antenna szöghelyzetének különbségét illetve a szöghelyzet különbség irányát, és elvégzik az antenna helyzetének korrekcióját.

Az automatikus követő rendszereket gyakran kiegészítik kézi és félautomatikus követő berendezésekkel, ugyanis a szatellit feltűnésének helyét illetve a már látható műholdat megkeresni csak ezek segítségével lehetséges. Megemlíthető végül, hogy igen sok munkát lehet megtakarítani egy ilyen rendszer kidolgozásával.

A Budapesti Műszaki Egyetem Rakétatechnikai Diákköre rendelkezik egy kézi mozgatható négy helixből álló antennarendszerrel, mellyel a hazánk fölött elhaladó meteorológiai és más mesterséges holdak információinak vételét végzik. A diplomaterv ennek az antennának az automatikus mozgathatásához szükséges berendezéseket vizsgálja.

1. Követési technikák.

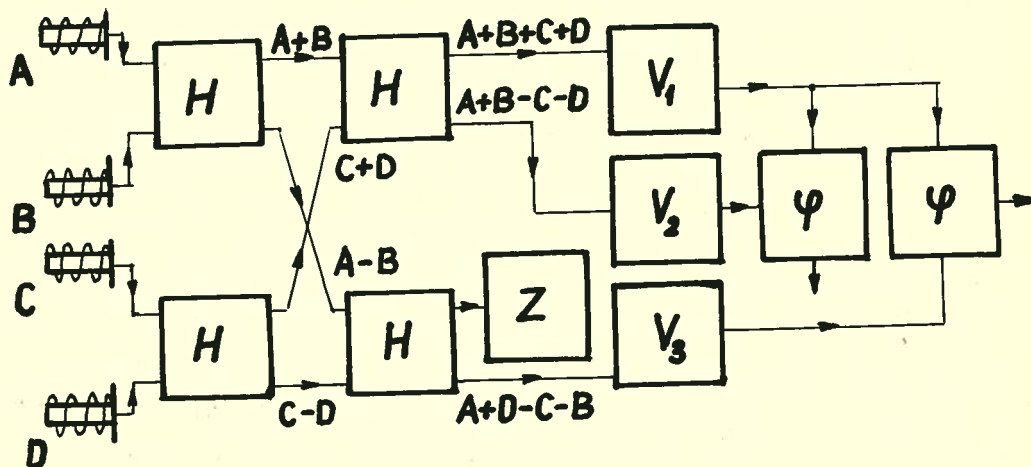
Az irodalom két fő csoportot különböztet meg:

- a./ Az antenna tengelyéhez viszonyított állandó sugárzási diagrammal,
- b./ A sugárzási diagramm mozgásával történő követés.

Az előbbi monopulse, az utóbbi kupos letapogatás /conical-scan/ néven ismeretes. A két rendszer csak a hibajel előállításának módjában különbözik. A mechanikai felépítés és a mozgató berendezések azonosak lehetnek.

A hibajel előállításának elvi vázlatja:

- a./ A monopulse elv:

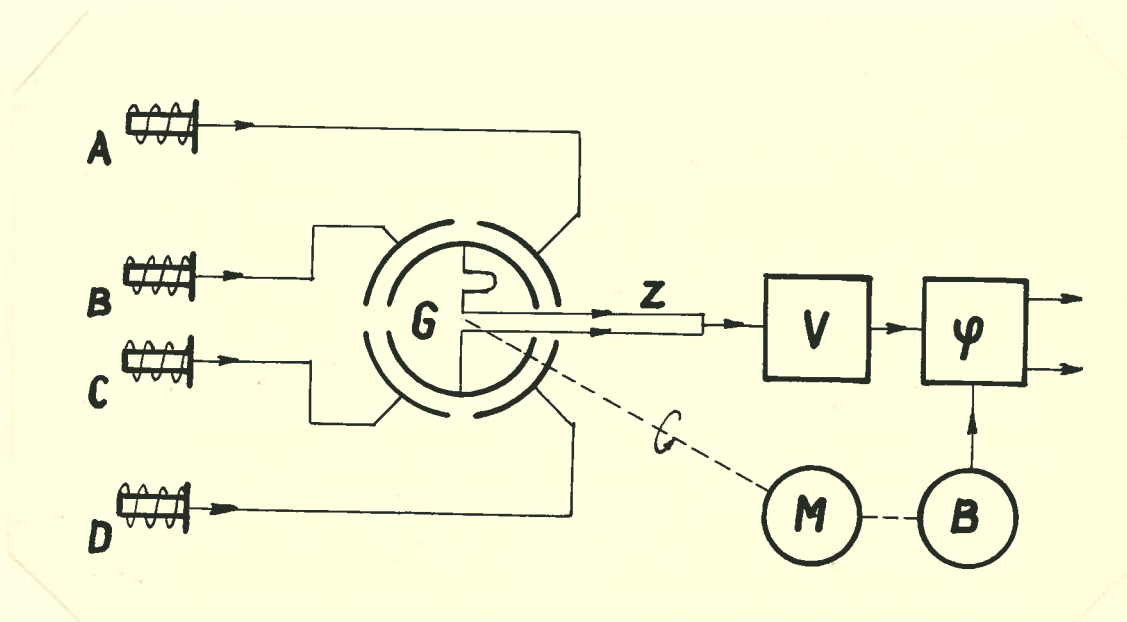


1. ábra.

A négyzetesen elhelyezett A,B,C,D antennákról érkező jelek egy négy hibridből álló rendszerre jutnak. E hálózat az adott kapcsolásban előállítja az összes antennákról érkezett jelek összegét és az egyes tengelyekre vonatkoztatott különbségi jeleket.

A negyedik kimenet jele szükségtelen, így ezt hullámellenállással lezárjuk. A jelek a V_1 , V_2 , V_3 vevőre jutnak, melyek amplitudó - és főleg fázisstabilitás szempontjából igen jó minőségűek. A vevők KF fokozatai fázisérzékeny demodulátorokat táplálnak, melyek kimenetén a különbségi jelek amplitudóinak és az összegjel amplitudójának hányadosával illetve a két jel fáziskülönbségének koszinuszával arányos jelet kapunk. Az előbbi az antenna és a műhold szögeltérésének nagyságát, az utóbbi annak irányát adja meg a megfelelő tengelyekre. Ezeket a jeleket használják fel elegendő erősítés után az antenna mozgatásához. Megjegyzendő, hogy a radartechnikában már régen ismeretes, és nemcsak négy helix, hanem egy négy részre osztott primer sugárzó tölcserantenna esetén is alkalmazható nagyobb frekvenciákon.

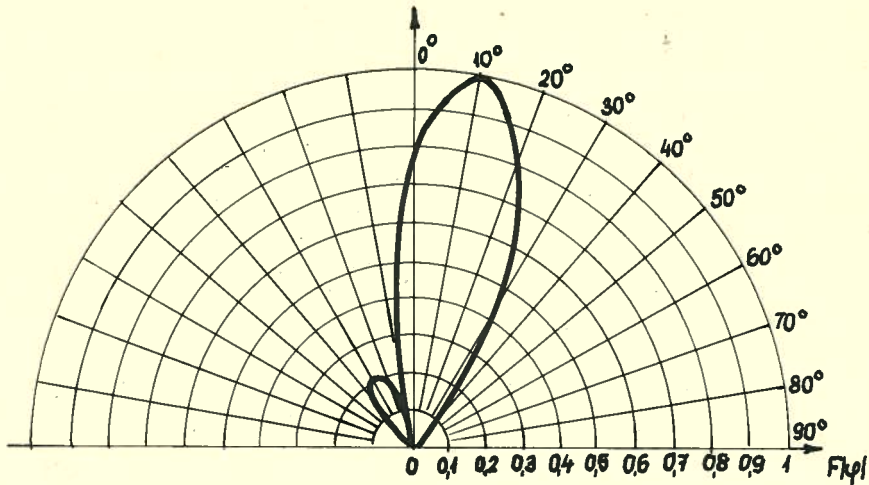
b./ A kupos letapogatás elve:



2. ábra.

A 2. ábrán látható, hogy a négy antenna egy ugynevezett goniométer állólemezeihez csatlakozik, míg a vevőbe vezető tápvonal a berendezés forgórészéhez úgy, hogy az

egyik lemezről fáziskéséssel érkezik a jel a V vevőbe. Ezt a fáziskésést az U alakú tápvonalszakasz biztosítja. A fáziskésés miatt az antennadiagram tengelye elmozdul az antenna mechanikai tengelyétől egy meghatározott irányba. Ha a forgórészt mozgatjuk, akkor a ferde diagram a mechanikai tengely körül forgó mozgást végez. Tipikus antennakarakterisztika látható a 3. ábrán.



3. ábra.

Mindaddig, míg a szatellit nincs az antenna tengelyén, a V vevőbe érkező nagyfrekvenciás jelen a goniométer forgása által meghatározott frekvenciájú - legtöbbször 10 Hz-es - amplitudómoduláció van. AM demoduláció után ez a 10 Hz-es jel fázisdetektorokra kerül, melyeknek alapjelét a M motorral közös tengelyen lévő B alapjelképző áramkör állítja elő. A fázisdetektor szolgáltatja a követő rendszer hibajelét.

A kupos letapogatás annál pontosabb, mennél több antennát helyezünk el egy kör mentén. Gyakran egy másodlagos sugárzót megvilágító gerjesztő antenna mozgatásával érik el a sugárzási diagram elfordulását. Különösen érdekes az Electronics által közölt megoldás, ahol a gerjesztő tápvonalsugárzót rögzítik, és előtte forgatnak egy változó dielektromos állandóju, tehát változó fázistolású lencsét.

2. A követési technikák összehasonlítása.

Még nem dönt el az a vita, hogy a rendszerek közül melyiket célszerűbb alkalmazni. Mindkettő rendelkezik előnyökkel és hátrányokkal. A monopulse elven felépített rendszer valamivel drágább, mivel három azonos vevőt igényel. A kupos letapogatásos rendszernél a goniométer és az ehhez kapcsolódó forgó csatlakozó elkészítése nehézkes, viszont egyszerűbb a vevő és a detektálás. Az előbbi pontos követésnél kihasználja a teljes antennanyereséget, míg az utóbbi általában 3 dB-lel a teljes nyereség alatt vesz, tehát a készülék érzékenysége kisebb. A kupos letapogatás mellett szól az, hogy a 10 Hz-es állandó frekvenciájú hibajelét igen kis sáv szélességű szűrővel választják le, így a hibajel jel - zaj viszonya nagy. A monopulse módszer pontosabb, és lényeges előnye, hogy a hibainformációk nem csak egy teljes periódus után /100 ms/, hanem állandóan rendelkezésre állnak, ami a gyorsabb követést lehetővé teszi. Elvileg mindkét rendszer alkalmas AM jel követésére is, de a kupos letapogatás a 10 Hz-es modulációra érzékeny.

A diplomatervben megvalósított berendezés monopulse rendszerű.

3. A műholdak pályái és a maximálisan fellépő követési sebességek és gyorsulások.

A centrális erőterben mozgó testek pályáját a /3.0.1./ differenciálegyenlet írja le általánosan.

$$\frac{d^2 \bar{r}}{dt^2} = -\gamma \frac{M}{r^3} \bar{r} \quad /3.0.1./$$

Ahol M a Föld tömege, γ a tömegvonzási állandó, r a mozgó test távolsága a Föld középpontjától.

$$r = \frac{\frac{4c^2}{\gamma M}}{1 - \frac{2c\alpha}{\gamma M} \cos / \varphi - \varphi_0 /} \quad /3.0.2./$$

Az egyenlet általános megoldása polárkoordinátarendszerben a /3.0.2./ . Ahol c a területi sebesség, α a /3.0.3./ képlettel definiált mennyiség.

$$\alpha = \sqrt{v_0^2 - \frac{2\gamma M}{r_0} + \frac{\gamma^2 M^2}{4c^2}} \quad /3.0.3./$$

v_0 , r_0 és φ_0 összetartozó sebesség és helyzetadatok.

Ha $\varphi_0 = 0$ akkor r_0 és v_0 a perigeumhoz tartozó értékek.

A /3.0.2./-ből látható, hogy a pályák kúpszeletek.

A Föld körül a műhold ellipszis pályán kering, ha $2c\alpha / \gamma M < 1$, és az ellipszis nagytengelye végtelenre nő, ha $2c\alpha / \gamma M = 1$

Ebből a /3.0.3./ segítségével:

$$\frac{1}{2} m v_0^2 = \frac{\gamma M m}{r_0} \quad /3.0.4./$$

$$v_0 = \sqrt{\frac{2 \gamma M}{r_0}} \quad /3.0.5./$$

Maximálisan ilyen sebesség léphet fel a Föld közelében, ha a műhold visszatérő pályán kering.

Egyszerűen igazolható, hogy $M \gamma = R^2 g$, ahol R a Föld sugara, g a nehézségi gyorsulás.

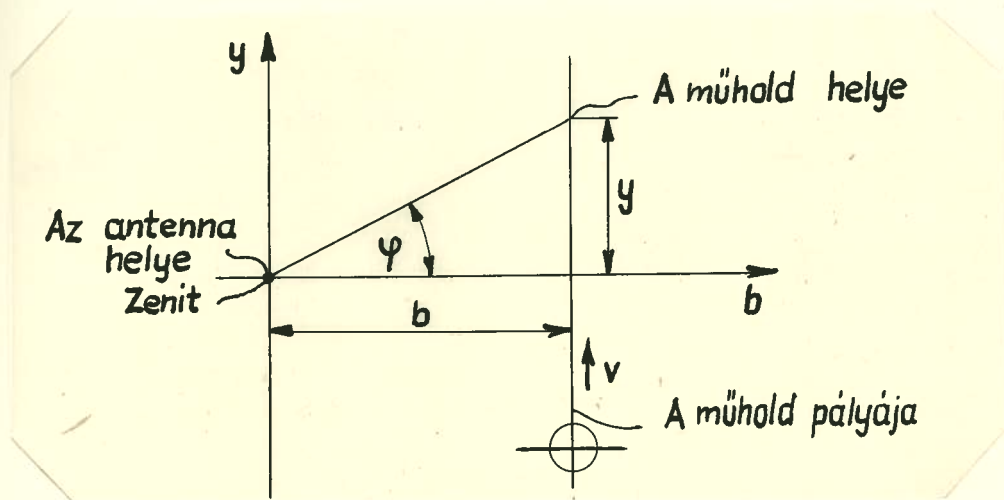
$$v_0 = \sqrt{\frac{2R^2 g}{r_0}} = 11,3 \text{ km/sec} \quad /3.0.6./$$

200 km magasságban tehát a maximális sebességet a /3.0.6./ adja. A Föld tengelykörüli forgásából származó relatív sebesség még ehhez tetszőleges irányban hozzáadódhat. A függőleges mozgás maximális szögsebessége tehát:

$$\frac{v_0}{r_0 - R} = 3,2 \text{ fok/sec} \quad /3.0.7./$$

A vízszintes mozgás maximális szögsebességét a zenit-hez legközelebb eső műholdpálya határozza meg, melyet még követni akarunk. Vetítsük le a megfigyelő érintő síkjára a zenit közelében elhaladó műholdak pályáját. /1. 4. ábra./

$$\psi = \text{artg} \frac{y}{b} \quad /3.0.8./$$



4. ábra.

$$\omega = \frac{d\psi}{dt} = \frac{b}{\sqrt{b^2 + y^2}} \quad /3.0.9./$$

$$\omega_{\max} = \frac{v}{b_{\min}} \quad /3.1.0./$$

Ha a műhold v sebességgel halad $y = v t$.

$$\beta = \frac{d\omega}{dt} = - \frac{2 v^3 t b}{(b^2 + v^2 t^2)^{3/2}} \quad /3.1.1./$$

$$\beta_{\max} = \frac{3 \sqrt{3} v^2}{2 b^2} \quad /3.1.2./$$

Válasszuk $\omega_{\max} = 15$ fok/sec, akkor $b_{\min} = 43$ km

$$\beta_{\max} = 2,5 \text{ fok/sec}^2.$$

Az antenna maximális gyorsulását mindkét tengelyre választjuk 5 fok/sec^2 -nek.

A maximális gyorsulás a műhold felvételi idejét is meghatározza.

A zeniten keresztülhaladó, vagy a zenit közelében elhaladó műholdak nem követhetők, mivel igen rövid idő alatt 180° -os fordulatot kellene tenni a vízszintes síkban.

Ha az antenna végtelen irányítottaságú, akkor a maximális sebesség elérése után az antenna elveszti a holdat. Ha az antenna adott nyalábszélességű, akkor a rendszer a maximális szögsebesség elérése után is tudja követni, csak lemarad és kisebb jelet vesz.

4. Antennakarakterisztikák.

A meglévő helix antennák adatai:

A teljes hossz $l = 3,9$ m

A menetek száma $n = 7,5$

A menetemelkedés $s = 52$ cm

Az átmérő $d = 0,68$ m

Egy menet hossza $L = 2,2$ m

A frekvencia sávközépen 136 MHz.

Közelítő képletekkel számítható a 3 dB -es ponthoz és az első nullahelyhez tartozó szögérték és táblázatokból leolvasható a nyereség és a talpponti ellenállás.

$$\theta_{3\text{dB}} = 2\varphi_{3\text{dB}} = \frac{52^\circ}{\frac{L}{\lambda} - \sqrt{n} \frac{s}{\lambda}} = 40,4^\circ \quad /4.0.1./$$

$$\theta_0 = 2\varphi_0 = \frac{115^\circ}{\frac{L}{\lambda} - \sqrt{n} \frac{s}{\lambda}} = 88,4^\circ \quad /4.0.2./$$

$$R_{be} = 140 \Omega \quad G = 14,25\text{dB}$$

A teljes menetű helix antenna karakterisztikája jól közelíthető egy n tagú sugárzósor iránykarakterisztikájával.

Az $n = 7$ -re és $n = 8$ -ra kapott értékek közelítőleg megegyeznek a táblázat adataival. További számításokhoz szükséges az antenna teljes iránykarakterisztikája, ezért feltételezzük, hogy az a következő függvénnyel közelíthető.

$$F / \varphi / = \frac{\sin f / \varphi /}{f / \varphi /} \quad /4.0.4./$$

Ahol $F / \varphi /$ az antenna feszültség iránykarakterisztikája $f / \varphi /$ pedig φ - nek valamilyen függvénye.

Kiinduló feltételek: $\varphi = 19,5^\circ$ $F / \varphi / = 0,5$

$\varphi = 0^\circ$ $F / \varphi / = 1$

$\varphi = 44,2$ $F / \varphi / = 0$

Ha feltételezzük, hogy $f / \varphi / = A\varphi + B\varphi^2$, $A = 4,08$,
 $B = 0$

$$F / \varphi / = \frac{\sin 4,08\varphi}{4,08\varphi}$$

| | | | | | | | | | |
|-------------------------|-------|-------|-------|-------|------|-------|-------|-------|-----------|
| φ° | 5 | 10 | 15 | 20 | 25 | 30 | 35 | 40 | 44,2 |
| $F / \varphi /$ /dB/ | -0,17 | -0,75 | -1,73 | -3,17 | -5,2 | -8,06 | -12,3 | -19,9 | $-\infty$ |

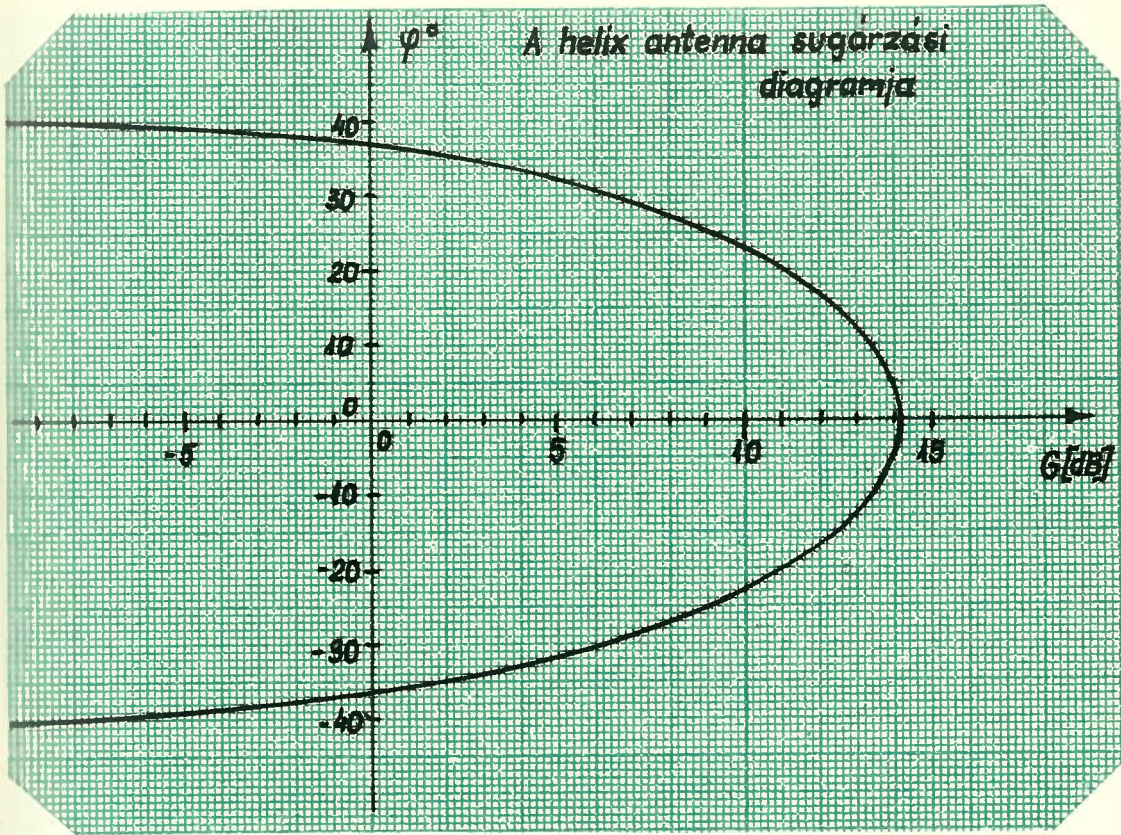
1. táblázat.

Az $F / \varphi /$ függvényt az 5. ábrán láthatjuk.

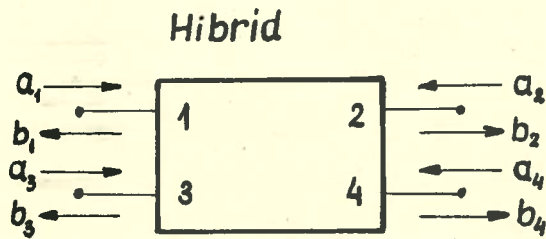
5. A monopulse diagram meghatározása.

Az első ábrán látható rendszer kimenetén fellépő összeg és különbség jelek szögfüggését vizsgáljuk.

Az ideális hibrid reflexiómátrixa a 6. ábra jelölései alapján az /5.0.1./.



5. ábra.

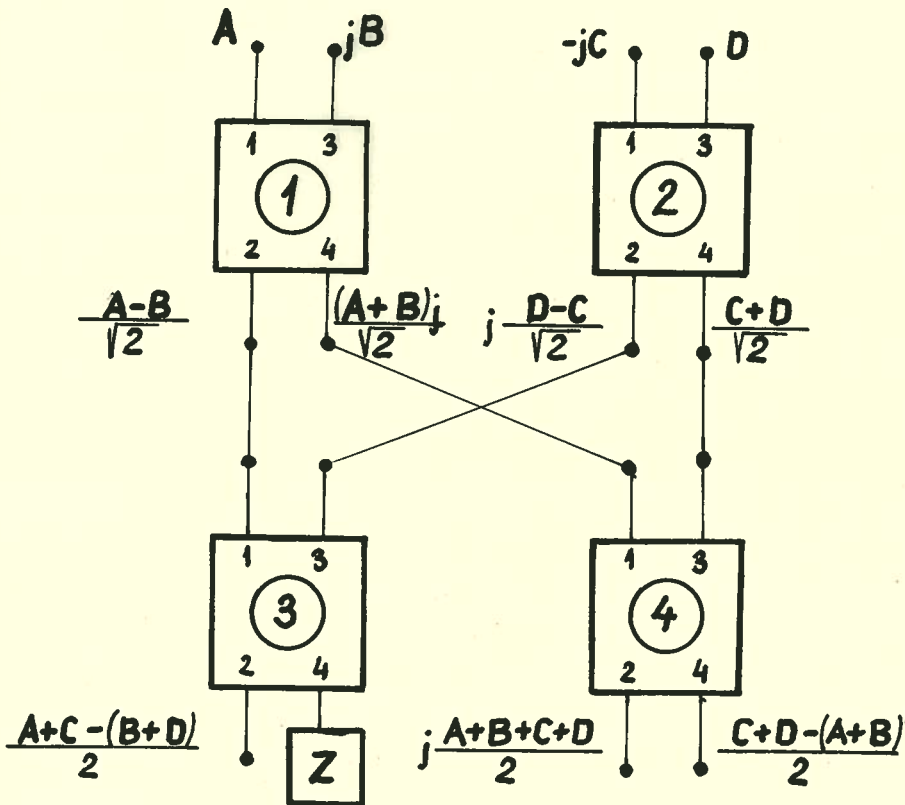


6. ábra.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \frac{e^{j\phi}}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & j \\ 1 & 0 & j & 0 \\ 0 & j & 0 & 1 \\ j & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix}$$

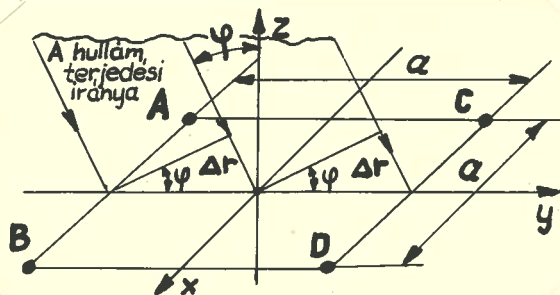
/5.o.1./

Tételezzük fel, hogy $\phi = 0$. Az így számított kimenő függvényértékeket a 7. ábrán közöljük.



7. ábra.

A, B, C, D az egyes antennákra jutó feszültségek értékei. A jB és a $-jC$ pedig 90° -os fázistolást jelent. Az antennák az első fejezetben említett négyzetes elrendezésűek. Ha az antenna elfordul a műholdról, akkor az egyes antennákra különböző fázisu, de azonos amplitudójú jel érkezik. A további vizsgálatokhoz tételezzük fel, hogy A és B illetve C és D azonos fázisu, azaz csak a függőleges síkban lép fel hibajel. A 8. ábrán látható az antennák geometriai elrendezése.



8. ábra.

Tételezzük fel, hogy az antennák geometriai középpontjába érkező jel fázisa zérus. Az utkülönbség $\Delta r = \frac{1}{2}a \sin \varphi$ tehát a jelek közötti fáziskülönbség $\Delta \psi = \pm \frac{\pi a}{\lambda} \cdot \sin \varphi$
Az antennákra jutó jelek

$$E_{A,B} = E / \varphi / e^{j\Delta\psi} \quad /5.0.2./$$
$$E_{C,D} = E / \varphi / e^{-j\Delta\psi}$$

Az összegjel és a függőleges különbségjel:

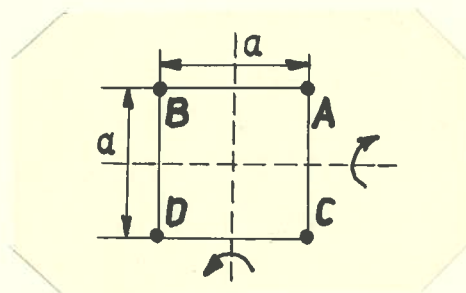
$$E_{\circ} = j2E/\varphi/ \cos \left/ \frac{\pi a}{\lambda} \sin \varphi \right/ /5.0.3./$$

$$E_{-f} = j2E/\varphi/ \sin \left/ \frac{\pi a}{\lambda} \sin \varphi \right/ /5.0.4./$$

Hasonló módon igazolható, hogy ha vízszintes irányban lép fel φ nagyságu szöghiba, akkor a vízszintes hibajel:

$$E_{-v} = j2E/\varphi/ \sin \left/ \frac{\pi a}{\lambda} \sin \varphi \right/ /5.0.5./$$

A 9. ábrán feltüntettük a pozitív szöghibák irányait.



9. ábra.

Látható, hogy a különbségi jelek amplitudója $\varphi \ll 1$ esetén arányos a φ -vel, és az előjele annak előjelével egyezik meg. A 9. ábrán tehát azokat az elmozdulási irányokat jelöltük be, melyeknél az összeg és a különbségi jelek azonos fázisuak.

E / φ az antenna által felvett jelamplitudó változását jelenti a φ függvényében. Ezek alapján a monopulse diagram felrajzolható.

$$a = 3,29 \text{ m} \quad \lambda = 2,2 \text{ m}$$

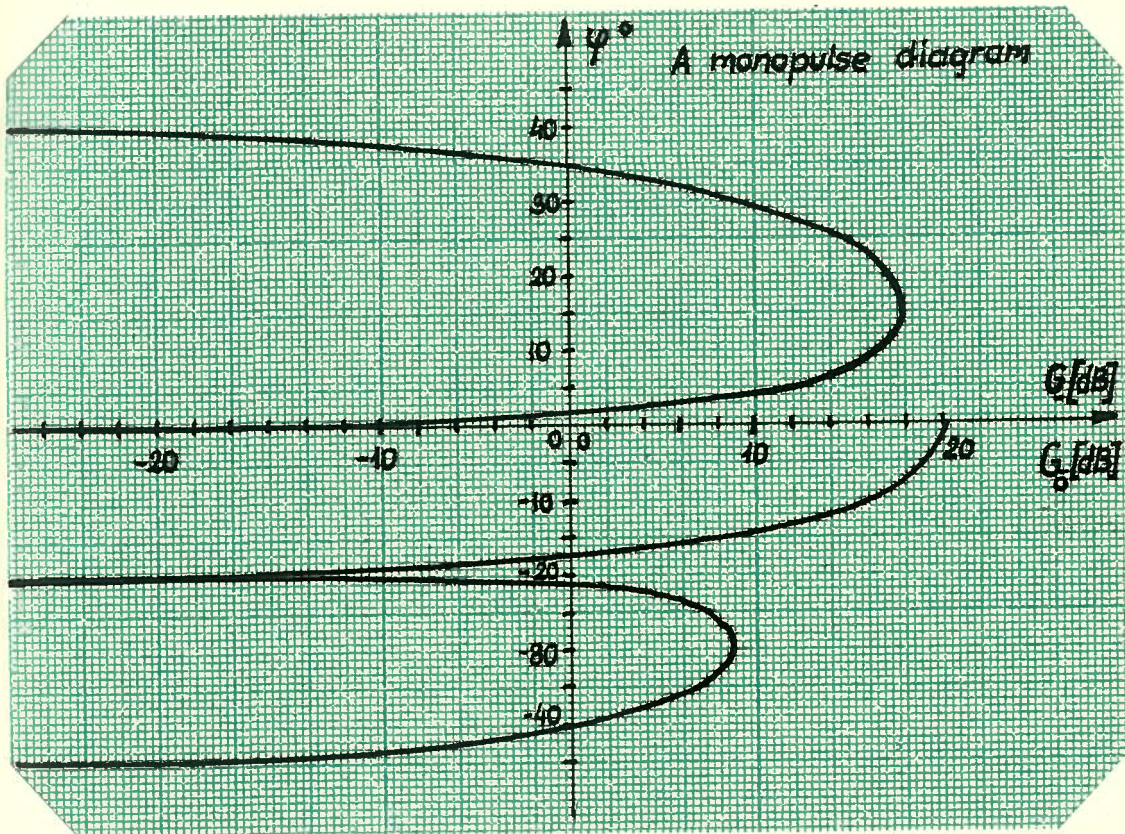
$$\Delta\psi = 1,5 \pi \sin \varphi$$

$$E_0 = j2E / \varphi \cos / 1,5 \pi \sin \varphi /$$

$$E_- = j2E / / \sin / 1,5 \pi \sin \varphi /$$

| | | | | | | |
|------------------|-----------|-------|-------|--------|-----------|-----------|
| φ° | 0 | 5 | 10 | 15 | 19,5 | 20 |
| $G_0/\text{dB}/$ | 0 | -1,04 | -4,05 | -11,03 | $-\infty$ | -30,7 |
| $G_-/\text{dB}/$ | $-\infty$ | -8,13 | -3,61 | -2,26 | | -3,17 |
| | 25 | 30 | 35 | 40 | 41,8 | 44,2 |
| | -13 | -11 | -13,4 | -19,9 | | $-\infty$ |
| | -6 | -11 | -19,9 | -39 | $-\infty$ | $-\infty$ |

2. táblázat.

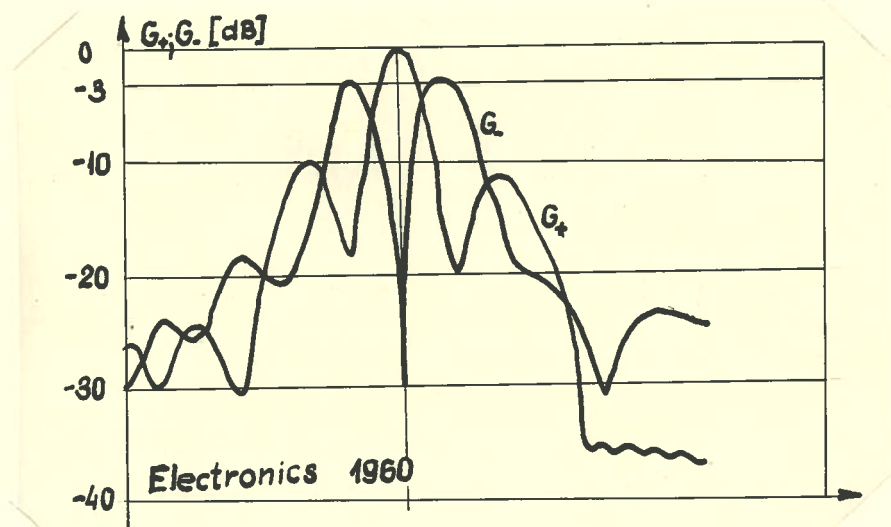


10. ábra.

A melléknyaláb amplitudója tehát 11 dB-lel a főnyaláb alatt van. A főnyaláb szélessége a 3 dB-es pontoknál $\Theta_{0,5} = 2\psi_{0,5} = 17,2^\circ$. Feltétlenül meg kell jegyezni, hogy a melléknyaláb fázisa a főnyalábhoz képest 180° . Tehát a melléknyalábon a rendszerünk nem tud követni, mivel a pozitív szögeltéréshez a vevőrendszer negatív jelet szolgáltat, ami még jobban növeli a szöghibát. A rendszert ki kell tehát egészíteni kézi követő berendezéssel, mellyel a holdat legalább $\pm 19,5^\circ$ - ig befoghatjuk.

A főnyaláb eredő nyeresége 6 dB-el nagyobb, az egyedül álló antenna nyereségénél. Ebből is látható, hogy az antennák által felvett teljes teljesítmény megjelenik az összeg csatornában. Feltéve, ha a hibridek veszteségmentesek, az illesztés pontos és ha a műhold az antenna tengelyén van.

Összehasonlítva a jelenlegi antennarendszer monopulse diagramját egy már megvalósított működő berendezésével megállapítható, hogy a jelenlegi geometriai elrendezés megfelel a követelményeknek. /1. 11. ábra./



11. ábra.

6. A "halott" zóna meghatározása.

A 3. fejezetben tárgyaltak miatt az antenna a zenit közelében elhaladó műholdakat nem tudja követni. Azt a tartományt, melyben a vevő már nem érzékeli a műhold jeleit az irodalomban halott zónának nevezik. Meghatároztuk, hogy $\omega_{\max} = 15^\circ/\text{sec}$, a maximális műholdsebesség 11,3 km/sec és lényegesen nem változik a szokásos keringési magasságok tartományában /600 km magasan csak 3%-os a hiba/.

Vizsgáljuk meg azt az esetet ha a műhold a b_{\min} -nál közelebb halad a zenithez.

A végtelen irányítottaságú antenna elveszti a holdat, ha $\omega = \omega_{\max}$. Felhasználva a /3.0.9./ és /3.1.0./ képleteket

$$\omega = \frac{vb}{y^2 + b^2} = \omega_{\max} \quad /6.0.1./$$

$$y^2 \frac{\omega_{\max}}{v_0} + \frac{b\omega_{\max}}{v_0} - \frac{1}{2} = \frac{1}{2} \quad /6.0.2./$$

$$\frac{y}{b_{\min}} + \frac{b}{b_{\min}} - \frac{1}{2} = \frac{1}{2} \quad /6.0.3./$$

Ez egy kör egyenletét adja az $y' = y/b_{\min}$, $b' = b/b_{\min}$ koordinátarendszerben.

Ha feltételezzük, hogy ezután az antenna maximális szögsebességgel mozog, akkor utoléri a holdat. Ennek a helygörbét is megadhatjuk a $b' - y'$ síkon.

Felhasználva a /3.o.8./ és a /6.o.3./ egyenleteket a műhold szöghelyzete ezen a síkon:

$$\varphi_h = \operatorname{artg} \frac{y'}{b'} \quad /6.o.4./$$

A szatellit elvesztésének helye és ideje, ha $y = v t$

$$\varphi_0 = - \operatorname{artg} \sqrt{\frac{1-b'}{b'}} \quad /6.o.5./$$

$$t_0 = \frac{y'_0}{\omega_{\max}} = - \frac{\sqrt{b'/1-b'}}{\omega_{\max}} \quad /6.o.6./$$

Az antenna szöghelyzete az előbbi feltételezés alapján:

$$\varphi_a = \varphi_0 + \omega_{\max} / t - t_0 / \quad /6.o.7./$$

A halott zóna végére érkezőnk ha:

$$\varphi_h = \varphi_a$$

$$\operatorname{artg} \frac{y'}{b'} = - \operatorname{artg} \sqrt{\frac{1-b'}{b'}} + \sqrt{b'/1-b'} + y' \quad /6.o.8./$$

A /6.o.8./ grafikus megoldásával y' felrajzolható a b' függvényében.

Ha az antenna nem végtelen irányítottaságú a halott zóna kisebb. Tételezzük fel, hogy a berendezésünk még

$\Delta\varphi = \pm 15^\circ$ -ra is tudja venni a hold jeleit, bár ilyenkor az összegjel már erősen lecsökkent /11 dB/. 200 km magasan ehhez $200 \operatorname{tg} 15^\circ = 53,5$ km lehetséges helyzet-hiba tartozik.

$$y' = \frac{53,5}{43,2} = 1,24$$

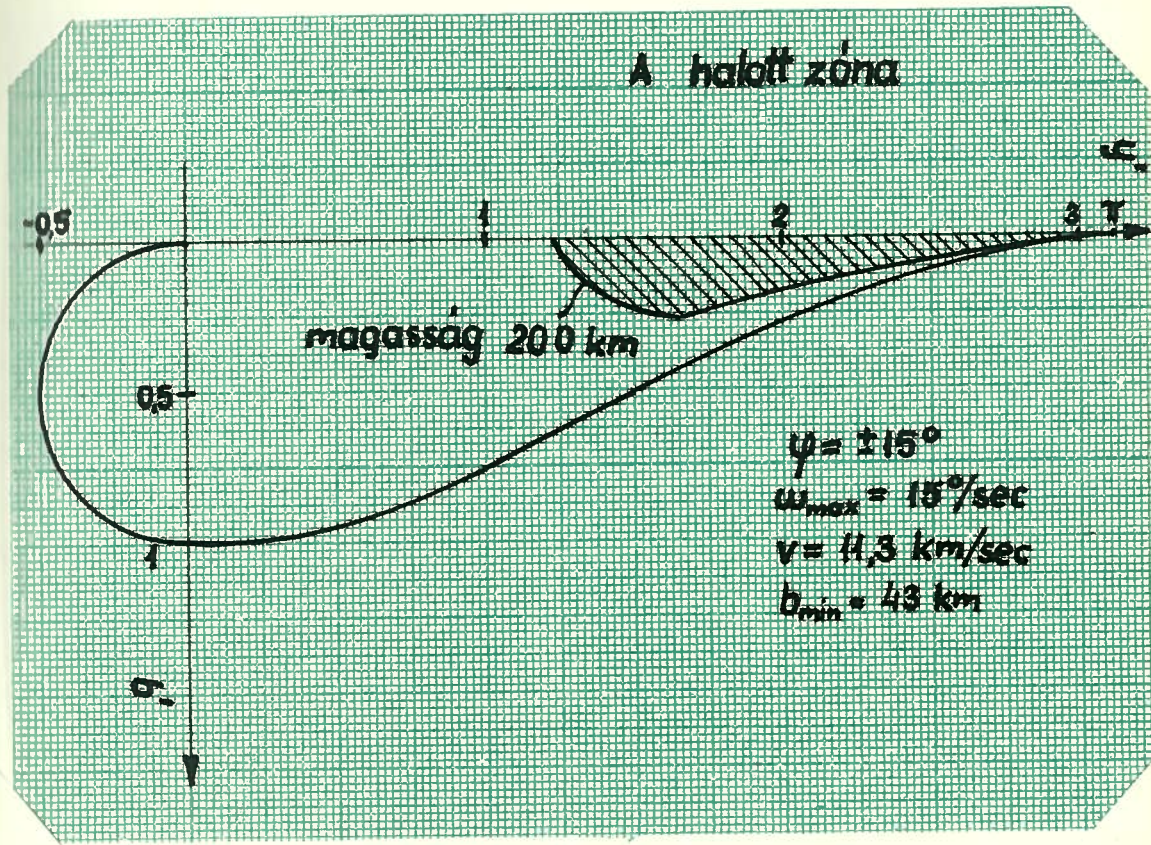
A halott zónát most a következő egyenlettel definiálhatjuk:

$$\Delta y = b' / \operatorname{tg} \varphi_h - \operatorname{tg} \varphi_a / = 1,24 \quad /6.0.9./$$

A /6.0.4./ és /6.0.8./ segítségével kifejezve

$$y' = b' \operatorname{tg} / y' + \sqrt{b' / 1 - b'} - \operatorname{arctg} \sqrt{\frac{1 - b'}{b'}} / = 1,24 \quad /6.1.0./$$

Grafikus megoldást alkalmazhatunk itt is. A végeredmény a 12. ábrán látható.



12. ábra.

A $b'_{\min} = 0,25$, ahol még venni tudja a rendszer a műhold jelét ilyen magassági és sebességi adatok esetén.

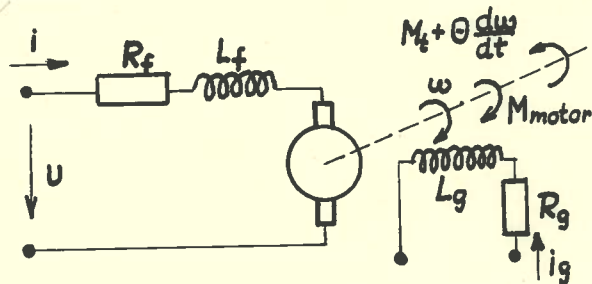
$$b_{\min} = 10,8 \text{ km} \quad /6.1.1./$$

A gyorsulási adatokat itt nem vizsgáltuk, de megállapítható, hogy ilyen pályájú hold követéséhez az $5^{\circ}/\text{sec}^2$ gyorsulás nem elegendő, mert a vízszintes mozgásnál fellépő maximális gyorsulás ennél nagyobb.

7. Az antenna mozgatása.

A bevezetőben említett okok miatt a mozgatás legalább kőtengelyes. Két tetszőleges egymásra merőleges tengely megfelel a követelményeknek, de elvileg a három tengelyes megoldás is helyes. Ez utóbbi esetben az antenna bármilyen helyzetéhez végtelen sok állapot tartozik. A jelenleg létező antenna mechanikailag a szokásos felépítésű; egy vízszintes és egy függőleges tengellyel rendelkezik. A továbbiakban a vízszintes mozgatás alatt a függőleges tengelyű, a függőleges mozgatás alatt a vízszintes tengelyű értendő.

A mozgatást mindkét tengelyen feszültségvezérelt mozgató motorokkal oldjuk meg. Nagyméretű antennák esetén ez hidraulikus megoldású, vagy Ward - Leonard rendszer lehet. A mi esetünkben elegendő egy-egy néhány száz Watt teljesítményt szolgáltató külső gerjesztésű egyenáramú motor.



13. ábra.

A 13. ábrán látható a külső gerjesztésű egyenáramú motor elvi vázlata.

Átviteli függvénye:

$$\omega / p / = \frac{A_u}{1 + T_m p + T_m T_v p^2} U / p / - \frac{A_m / 1 + T_v p /}{1 + T_m p + T_m T_v p^2} M_t / p /$$

/7.0.1./

$$A_u = \frac{1}{K} \qquad A_m = \frac{R_f}{K^2}$$

/7.0.2./

$$T_m = \frac{R_f \Theta}{K^2} \qquad T_v = \frac{L_f}{R_f}$$

K a motorra jellemző állandó.

A továbbiakban a kimenőjel a szögelfordulás lesz.

Ennek az átviteli függvénye:

$$\psi / p / = \frac{\omega / p /}{p}$$

/7.0.3./

Néhány egyszerűsítéssel éltünk az átviteli függvény meghatározásakor. Nem vettük figyelembe a motor mechanikai és elektromos időállandóinak munkapontfüggését. Feltételeztük azt is, hogy az armatúraáram i csak a motor által kifejtett nyomatéktól függ.

Mérést végeztünk az antenna függőleges és vízszintes tengelyén lévő tehetetlenségi és surlódási nyomatékok meghatározására. E mérések csak közelítő értékeket szolgáltatottak, de többszöri megismétlésükkel a pontosságot fokozni tudtuk.

A vízszintes mozgatsnál: $\Theta = 920 \text{ kgm}^2$

$$M_t = 10 \text{ Nm}$$

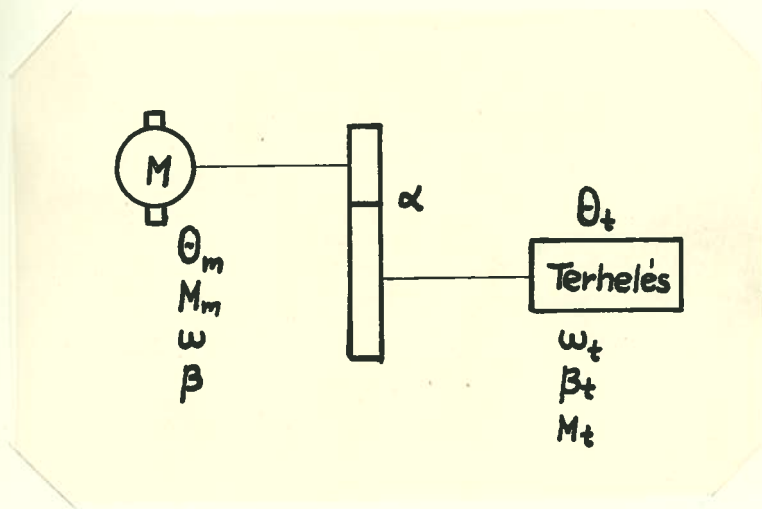
$$A_z \text{ áttétel } \alpha = \frac{1}{44}$$

A függőleges mozgásnál: $\Theta = 720 \text{ kgm}^2$

$$M_t = 10 \text{ Nm}$$

$$\alpha = \frac{1}{88}$$

Ezen adatok alapján a motorok kiválaszthatók.



14. ábra.

A 14. ábra alapján

$$\omega = \frac{\omega_t}{\alpha} \quad \beta = \frac{\beta_t}{\alpha} \quad /7.0.4./$$

A mozgáshoz alkalmazott motor szükséges nyomatéka

$$M \geq \frac{M_t + \Theta_t \frac{d\omega_t}{dt}}{1/\alpha} + \Theta_m \frac{d\omega}{dt} \quad /7.0.5./$$

$$M \geq \frac{M_t}{1/\alpha} + \frac{\Theta_t \beta_{tmax}}{1/\alpha} + \Theta_m \beta_{tmax} \frac{1}{\alpha} \quad /7.0.6./$$

Θ_m a motor saját tehetetlenségi nyomatéka, Θ_t tartalmazza a terhelés és az áttétel tehetetlenségét is.

A /7.0.6./ egy egyenest definiál a M, Θ_m koordinátarendszerben, mely fölött kell a motort megválasztani.

Mivel a szabályzó rendszer átvitele és stabilitása csak konkrét adatok ismeretében vizsgálható a /7.0.6./ alapján kiválasztottunk két megfelelő motort. Az Egyesült Villamosgépgyár katalógusából a vízszintes mozgatóhoz az ET 213, a függőlegeshez az ET 212 motor használható.

ET 213

$$P = 0,18 \text{ kW}$$

$$n = 750 \text{ /perc} = 78,5 \text{ rad/sec}$$

$$U_n = 220 \text{ V}$$

$$\eta = 69 \%$$

$$P_g = 60 \text{ W}$$

$$\Theta_m = 0,054 \text{ kgm}^2$$

ET 212

$$P = 0,12 \text{ kW}$$

$$n = 750 \text{ /perc}$$

$$U_n = 220 \text{ V}$$

$$\eta = 69 \%$$

$$P_g = 50 \text{ W}$$

$$\Theta_m = 0,045 \text{ kgm}^2$$

Mivel a gyár csak az armaturaköri ellenállásról tudott közelítő adatokat szolgáltatni, az időállandókat és az átviteli állandókat közelítő képletekkel határoztam meg.

A felvett villamos teljesítmény:

$$P_v = \frac{P}{\eta} \quad /7.0.7./$$

Az armaturaáram névleges értéke:

$$I_n = \frac{P_v - P_g}{U_n} \quad /7.0.8./$$

A fajlagos feszültségesés az armaturakörben:

$$\rho = \frac{R_f I_n}{U_n} \quad /7.0.9./$$

A mechanikai időállandó:

$$T_m = \frac{\Theta_m + \Theta_t \alpha^2 / \omega_n^2}{P_n} \frac{\rho}{1 - \rho^2} \quad /7.1.0./$$

Az elektromos időállandó:

$$T_v = \frac{L_f}{R_f} \quad /7.1.1./$$

Az L_f értékére a következő közelítés adható:

$$L_f = c \frac{U_n}{I_n} \frac{1}{2 \omega_n} \quad /7.1.2./$$

Ahol c állandó, és érvényes a $0,2 \leq c \leq 0,6$.

A képletek különösen az armaturaköri induktivitásra csak nagy teljesítmény esetén adnak jó közelítést.

A konkrét tervezésnél méréssel kell megállapítani az értékeket. Az ET motorok zárt kivitelűek, így az időjárás behatásai ellen védettek.

A maximális szögsebességhez $/15^\circ/\text{sec}/$ tartozó feszültségeket a $/7.1.3./$ képlet alapján számíthatjuk.

$$U_{\max} = \frac{\omega_{\max}}{A_u \alpha} \quad /7.1.3./$$

A maximálisan fellépő nyomaték és a hozzátartozó áram a névleges érték alatt van. A névleges nyomaték a $/7.1.4./$ képlettel számolható.

$$M_n = \frac{P_n}{\omega_n} \quad /7.1.4./$$

ET 213

$$\varphi = 14,5 \%$$

$$R_f = 35$$

$$T_m = 3,6 \text{ sec}$$

$$L_f = 0,383 \text{ Hy}$$

$$T_v = 1,1 \cdot 10^{-2} \text{ sec}$$

$$A_u = 0,417 \text{ rad/Vs}$$

ET 212

$$\varphi = 11 \%$$

$$R_f = 35$$

$$T_m = 0,845 \text{ sec}$$

$$L_f = 0,5 \text{ Hy}$$

$$T_v = 1,43 \cdot 10^{-2} \text{ sec}$$

$$A_u = 0,4 \text{ rad/Vs}$$

$$M_n = 2,3 \text{ Nm}$$

$$M_n = 1,78 \text{ Nm}$$

$$I_n = 0,915 \text{ A}$$

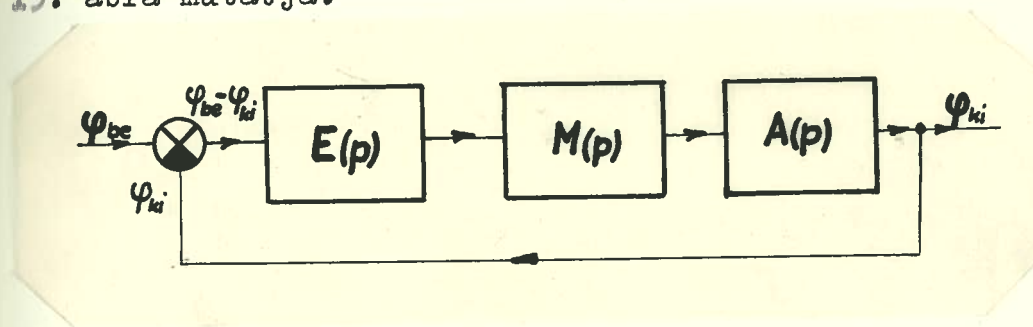
$$I_n = 0,7 \text{ A}$$

$$M_{\max} = 2,2 \text{ Nm}$$

$$M_{\max} = 1,2 \text{ Nm}$$

0. A függőleges mozgató szabályzó körének tervezése.

A mozgató berendezés legegyszerűbb blokk-sémáját a 15. ábra mutatja.



15. ábra.

A terhelést külön nem tüntetjük fel, ez benne foglaltatik a motor átviteli függvényében. A valóságban az E erősítő és a különbségképző sem választható el, hiszen a későbbiekben részletesen tárgyalt különbségképző vevő erősítő is.

Az M motor átviteli függvénye:

$$M/p/ = \frac{0,4}{p} \frac{1}{1 + 0,845p + 1,2 \cdot 10^{-2} p^2} \frac{r}{v}$$

Az A áttétel átviteli függvénye:

/8.0.1./

$$A /p/ = \frac{1}{88}$$

Az erősítő és különbségképző átviteli függvénye:

$$E/p/ = \frac{K}{1 + 0,05p} \frac{V}{r} \quad /8.0.2./$$

A 0,05 sec-es időállandót a vevő után következő aluláteresztő szűrő okozza.

A nyitott rendszer hurok átviteli függvénye:

$$Y/p/ = M/p/ \cdot E/p/ \cdot A/p/ \quad /8.0.3./$$

$$Y/p/ = \frac{0,4}{88} \frac{1}{p/1+0,845p+1,2 \cdot 10^{-2}p^2} \frac{K}{/1+0,05p/}$$

A stabilitásvizsgálathoz felhasználhatjuk a Routh-Hurwitz kritériumot. A karakterisztikus egyenlet:

$$a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3 + a_4 p^4 = 0$$

$$K' + p + 0,895p^2 + 5,45 \cdot 10^{-2}p^3 + 6 \cdot 10^{-4}p^4 = 0 \quad /8.0.4./$$

$$K' = \frac{K \cdot 0,4}{88} = \frac{K}{220}$$

A stabilitás feltétele a sarokdeterminánsok kifejtése után:

$$K' \leq \frac{a_1 a_2}{a_3} - \frac{a_1^2 a_4}{a_3^2} = 16,2 \quad /8.0.5./$$

$$K \leq 3560$$

Vizsgáljuk meg a berendezés pontosságának és a hurok-erősítésnek a kapcsolatát.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_{be} - \psi_{ki} / = \lim_{p \rightarrow 0} \left[p \psi_{be}/p/ \frac{1}{1 - Y/p/} \right] \quad /8.0.6./$$

Legyenek a bemenő függvények $\psi_{be} /t/ = 1/t/$, és

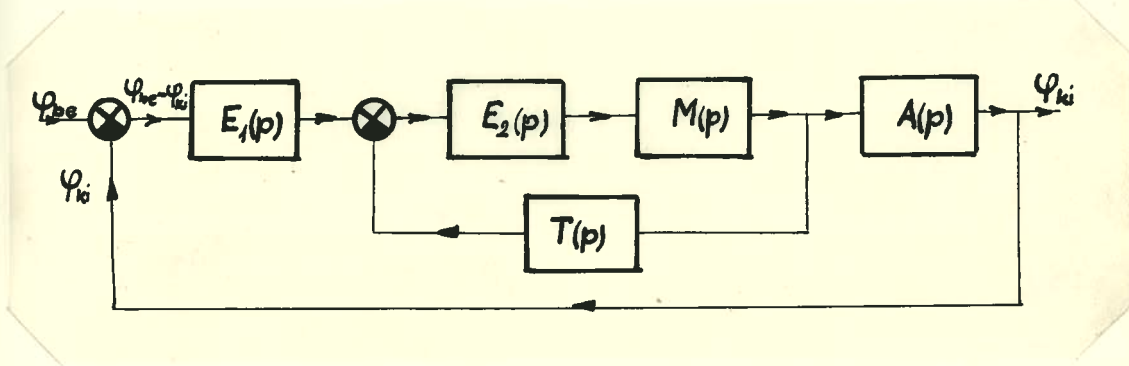
$\psi_{be} /t/ = \omega t$; a Laplace transzformáltak $\psi_{be}/p/ = 1/p$
és $\psi_{be} /p/ = \omega/p^2$.

Ezokat behelyettesítve a /8.o.6./ -ba és végrehajtva a határértékképzést a szöghiba egységugrásra zárus és sebességugrásra állandó.

$$\Delta\psi = \frac{\omega}{K'} \quad /8.o.7./$$

A pontosabb követés érdekében a 15. ábrán lévő kört kompenzálni kell, mert a $K' \approx 16,2$ - nél nagyobb hurokerősítést szeretnénk elérni. Relatív stabilitási problémák miatt a 16,2 sem érhető el.

Szokásos kompenzációs mód a tachométeres visszacsatolás. Ez a motor kimenő tengelyére közvetlenül vagy áttétellel csatlakozik, és a pillanatnyi szögsebességgel arányos jelet csatol vissza. A blokséma ezzel a kiegészítéssel módosul:



16. ábra.

A tachométerrel a motort meghajtó teljesítményerősítő elé csatlakozunk vissza.

$M(p)$ és $A(p)$ a /8.o.1./ -ben adottak.

$$E_1(p) = \frac{K_1}{1 + 0,05 p} \quad E_2(p) = K_2$$

$$T(p) = K_3 p$$

/8.o.8./

$$Y/p/ = E_1/p/ A/p/ \frac{E_2/p/ M/p/}{1+E_2/p/M/p/} \quad /8.0.9./$$

$$Y/p/ = \frac{K_1 K_2 0,4}{88} \frac{1}{/1+0,05p/ \sqrt{K_2 K_3 0,4p+1+0,845p+1,2 \cdot 10^{-2}/p/}} \quad /8.1.0./$$

Bevezetve a $\lambda = K_2 K_3 0,4$ jelölést és feltételezve, hogy $\lambda \gg 1$, átalakíthatjuk a/8.1.0./

$$Y/p/ = K' \frac{1}{p/1+0,05p/ /1+ \frac{0,845}{1+\lambda} p + \frac{1,2 \cdot 10^{-2}}{1+\lambda} p^2/} \quad /8.1.1./$$

$$K' = \frac{K_1}{K_3 88} \frac{1}{1+1/\lambda} \approx \frac{K_1}{K_3 88} \quad /8.1.2./$$

A karakterisztikus egyenletből ismét felírhatjuk a stabilitás feltételét:

$$K' \leq \frac{0,05/1+\lambda/+ 0,845}{5,45 \cdot 10^{-2}} \quad /8.1.3./$$

E_1 szeretnénk érní, hogy a hurokerősítés legalább 50 és 100 közötti értékű legyen, hogy a követési pontosság maximális szögsebességnél $0,15^\circ$ és $0,3^\circ$ között legyen. Relativ stabilitási problémák miatt a hurokerősítés a /8.1.3./ által meghatározott értéket itt sem érheti el.

Ha $K_{krit}' = 500$ -at választunk maximális értéknek, akkor a $K' = 100$ várhatóan megvalósítható elegendő relativ stabilitással. Ilyen esetben a értéke a /8.1.3./-ből

$$\lambda = 1,09 K_{krit}' - 17,9 = 527 \quad /8.1.4./$$

Egy szokásos tachométerdinamó adatait felhasználva a K_1 , K_2 és K_3 erősítésértékek megadhatók.

$n = 1500/\text{perc}$ fordulathoz $U = 15,3 \text{ V}$ tartozik.

A tachométer karakterisztikájának meredeksége csak a terhelő ellenállástól függ, de a teljes tartományban lineáris. A meredekség értéke:

$$s = \frac{U}{n} = 0,0975 \text{ Vs/r} \quad /8.1.5/$$

Ha a tachométer után erősítést alkalmazunk, vagy ha a motor tengelyéről gyorsító áttételen keresztül hajtjuk meg, a meredekség növelhető.

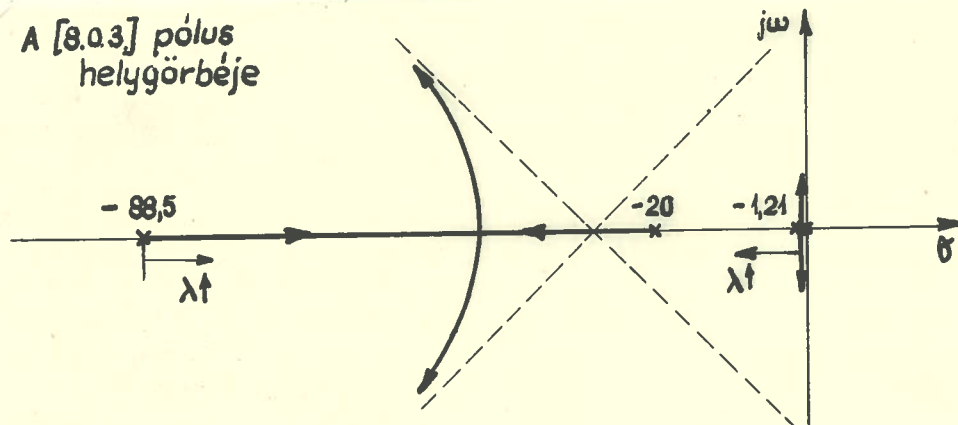
$$K_3 = K_0 s \quad /8.1.6./$$

A megvalósítás már így is lehetséges, de a kapott erősítésértékek igen nagyok. $K_3 = 9,75 \text{ Vs/r}$; $K_0 = 100$;

$$K_1 = 4,28 \cdot 10^5 \text{ V/r}; \quad K_2 = 135 \text{ V/V} \quad /.$$

Ez érthető is, hiszen ha a /8.0.3./ és /8.1.1./ átviteli függvényeket összehasonlítjuk, megállapítható, hogy a hozzájuk tartozó pólus helygörbe, nem változott, csak a másodfoku tag által meghatározott pólusok toldódtak el. λ növekedésével a K'_{krit} értéke nő, de mivel λ az eredeti hurokerősítés /8.0.4./ nevezőjébe került az erősítések is növekednek.

A [8.0.3] pólus helygörbéje



17. ábra.

A 17. ábrán nyilak mutatják a pólusok mozgásának irányát λ növekedésének hatására. Látható tehát, hogy a K' kritikus értéke az origó közelébe eső pólustól függ, és annak elmozdulásakor növekszik.

A 16. ábrán látható blokk-sémában az $E_2/p/$ tisztán arányos tag. A valóságban a motort meghajtó végerősítő nullánál nagyobb időállandóval rendelkezik.

$$E_2/p/ = \frac{K_2}{1 + T_p} \quad /8.1.7./$$

A /8.1.3./ -ban számolt maximális K' -re illetve a λ -ra ez a T időállandó is hat.

$$\Delta\lambda = /17,9 K'_{kr} - 20/ T \quad /8.1.8./$$

A teljes átviteli függvényt az ugynevezett Nichols sikon ábrázoljuk. E diagrammokon a nyitott kör fázis-amplitudó görbéit tüntetjük fel a frekvenciában paraméterezve. Előnyük, hogy a Bode diagrammok egyszerű sémái itt alkalmazhatók, mivel az amplitudót dB-ben ábrázoljuk. Ezenkívül a sikon a zárt rendszer átviteli karakterisztikáira jellemző görbéket is feltüntetik, így a zárt-rendszer átvitele is azonnal kiértékelhető.

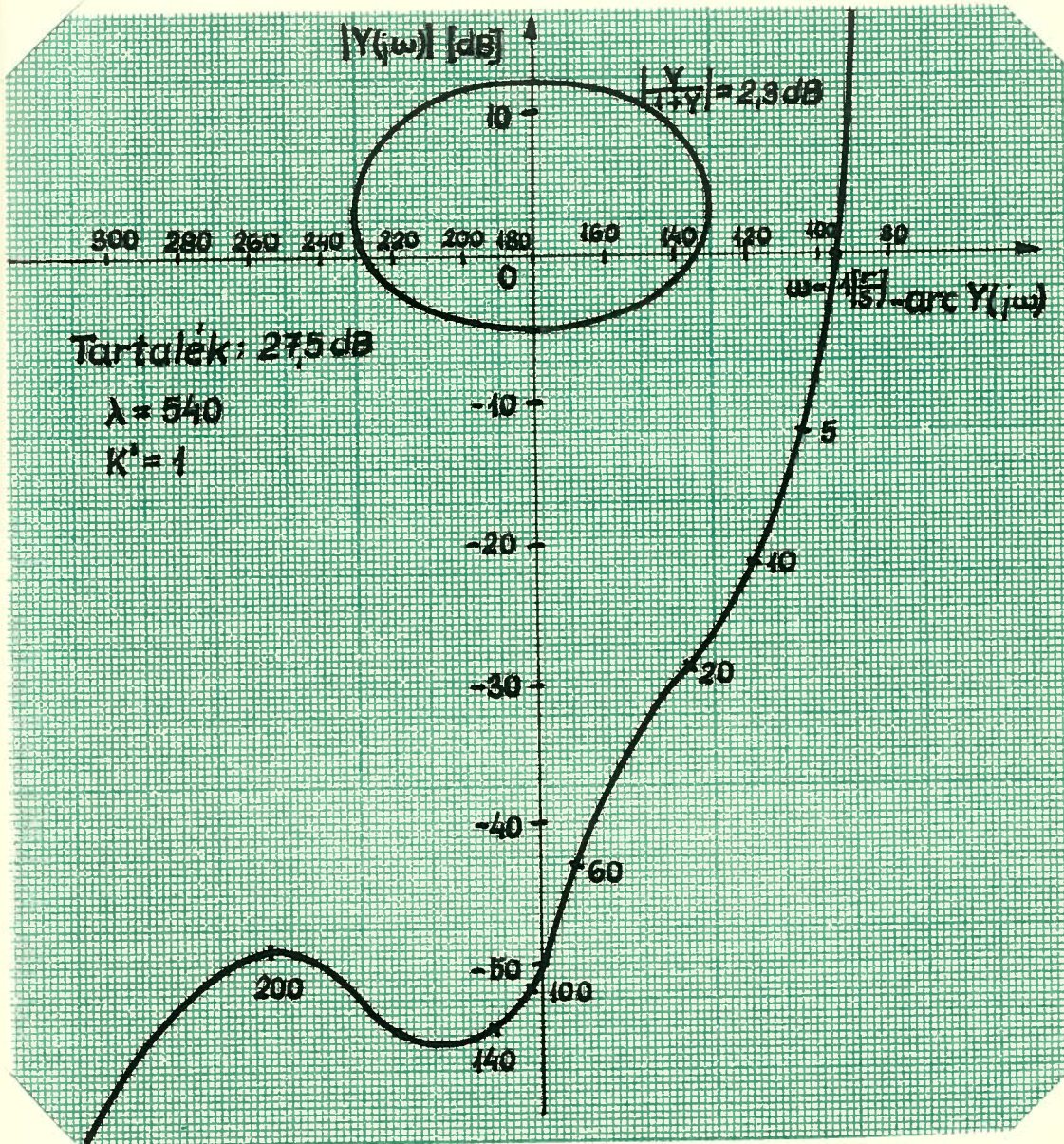
A 18. ábrán látható a 16. ábra blokk-sémájának teljes átvitele $/\lambda = 540; K' = 1/$.

Relatív stabilitás szempontjából jó minőségű az a rendszer melynek átviteli karakterisztikája nem halad keresztül a zárt rendszer amplitudójára jellemző $\Upsilon_{zárt} /p/ = 2,3 - 3$ dB görbék által zárt területen.

Ennek alapján a várt $K' = 100$ erősítés helyett csak 27,5 dB érhető el.

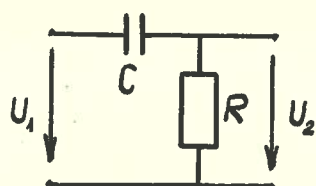
A tachométeres kompenzálás tehát nem kielégítő.

A 27,5 dB pontossági szempontból esetleg már elegendő lehet, de a szükséges erősítéseket célszerű lenne csökkenteni.



18. ábra.

A 18. ábrából látható, hogy a relatív stabilitás szempontjából az $\omega = 20$ rad/sec pont körül alakult ki a kritikus hely. Olyan kompenzálást kellene létrehozni, mely ezen a ponton pozitív fázistolást eredményezve biztosítja, hogy $K' = 100$ esetén is megfelelő a tranziens átvitel. A tachométer körében elhelyezett differenciáló RC tag alkalmas ilyen kompenzálás megvalósítására.



$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{RCp}{1 + RCp} = \frac{Tp}{1 + Tp} \quad /8.1.9./$$

A 17. ábra rendszere tehát nem változik, csak a $T/p/$ átviteli függvény alakja módosul:

$$T/p/ = \frac{K_3 Tp^2}{1 + Tp} \quad /8.2.0./$$

A nyitott kör átviteli függvénye átalakítások után:

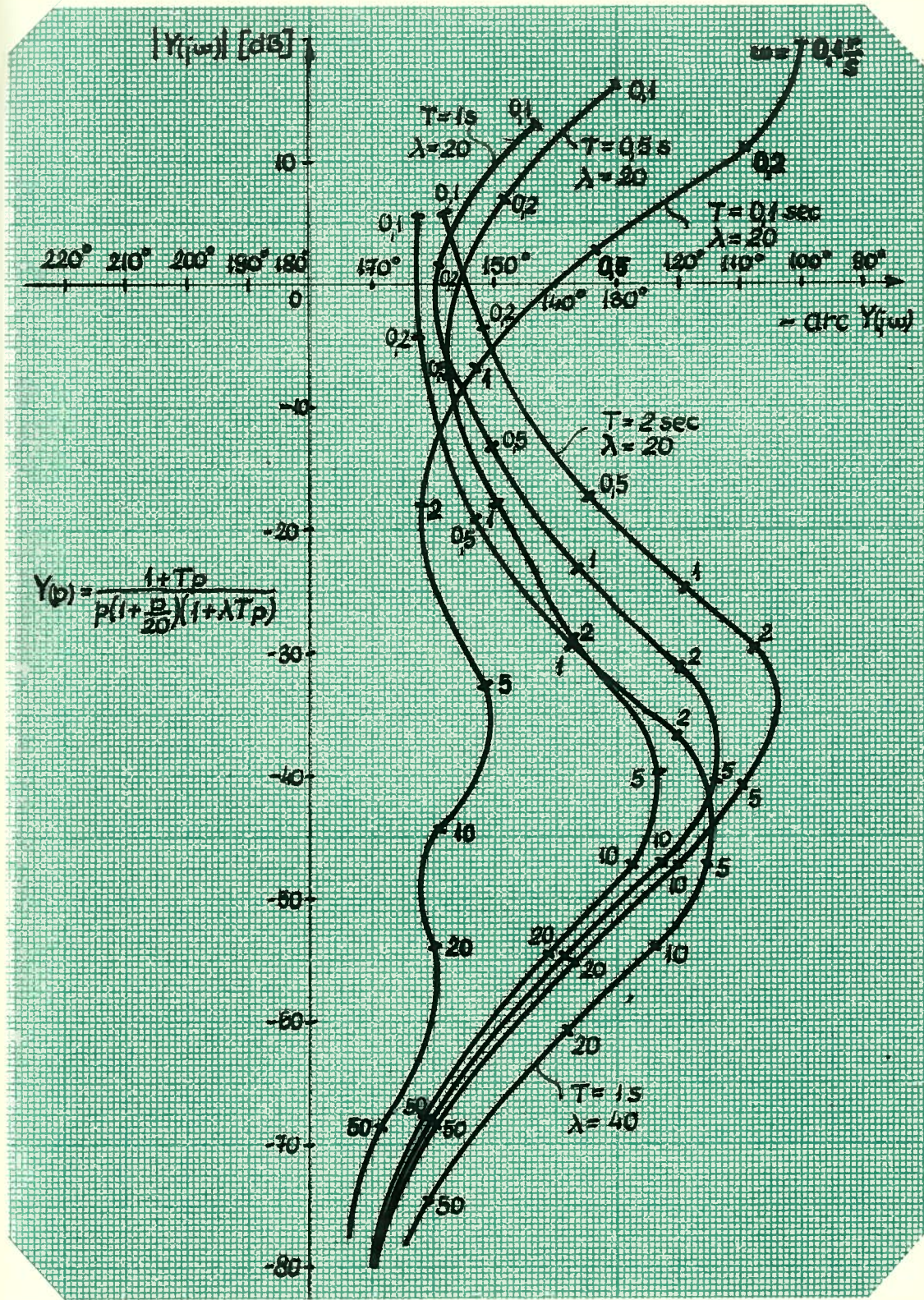
$$Y/p/ = \frac{K_1 K_2^{0,4}}{88} \frac{1 + Tp}{p/1 + 0,05p/ K_2 K_3^{0,4} Tp + 1 + Tp/ /1 + 0,845p + 1,2 \cdot 10^{-2} p^2/} \quad /8.2.1./$$

$$K_2 K_3^{0,4} = \lambda$$

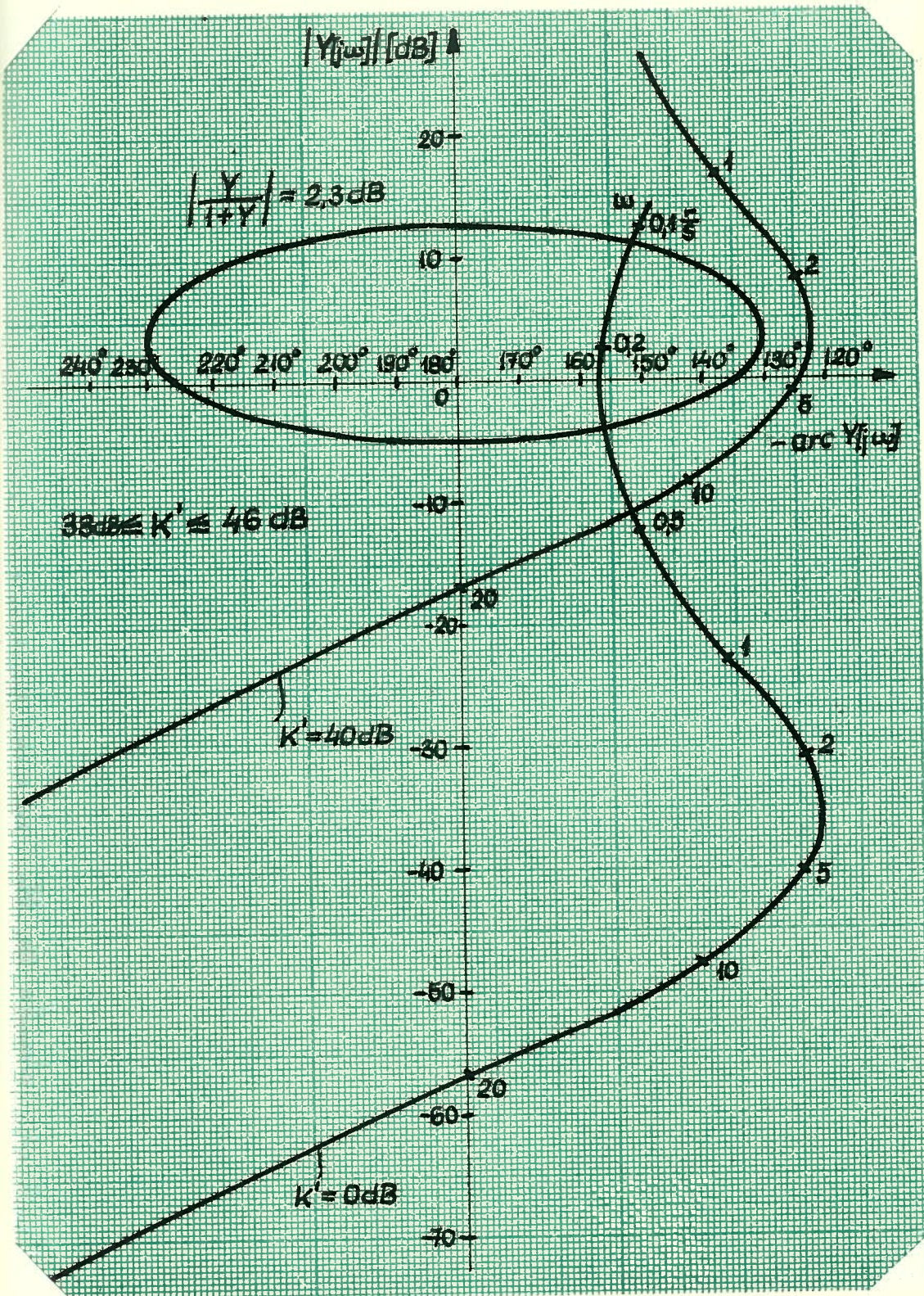
Ha feltételezzük, hogy $\lambda \gg 0,845 + T$, akkor az átviteli függvény közelíthető a /8.2.2./-vel.

$$Y/p/ = K' \frac{1 + Tp}{p/1 + 0,05p/ /1 + \lambda Tp/} \quad /8.2.2./$$

T és λ megválasztásával tehát két követelményt kell teljesíteni. $K' = 100$ esetén a csillapítás értéke 20 rad/sec -nél ne legyen kisebb 6 dB -nél, és a pozitív fázistolás $K' = 1$ esetén -40 dB -nél lépjen fel, hogy a $K' = 100$ értéknél a kritikus tartomány kikerülhető legyen. Néhány kísérletezés után $\lambda = 20$ -ra választottuk /ezt a szükséges csillapításból határoztuk meg/. A 19. ábra a /8.2.2./ átvitelét adja meg $\lambda = 20$ és $T = 0,1; 0,5; 1$ és 2 sec . esetre. Az ábrából leolvasható, hogy a megfelelő értéket $T = 0,5$ és 1 között kell választani.



19. ábra.



20. ábra.

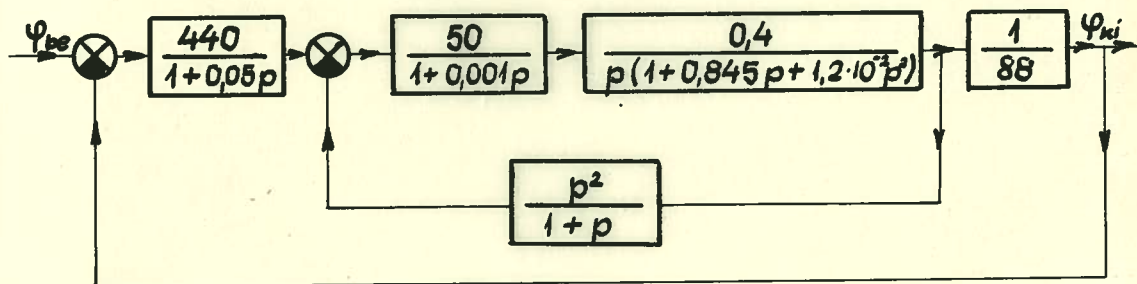
A /8.2.1./ átviteli függvény alakja tehát:

$$Y/p/K' = \frac{1+p}{p/1+0,05p/\sqrt{20p+1+p}/1+0,845p+1,2 \cdot 10^{-2}p^2}} \quad /8.2.3./$$

Itt elhanyagoltuk a teljesítményerősítő időállandóját. Ezt is figyelembevéve a $Y/p/$ átvitelét $K' = 1$ és $K' = 100$ esetén a 20. ábrán közöljük.

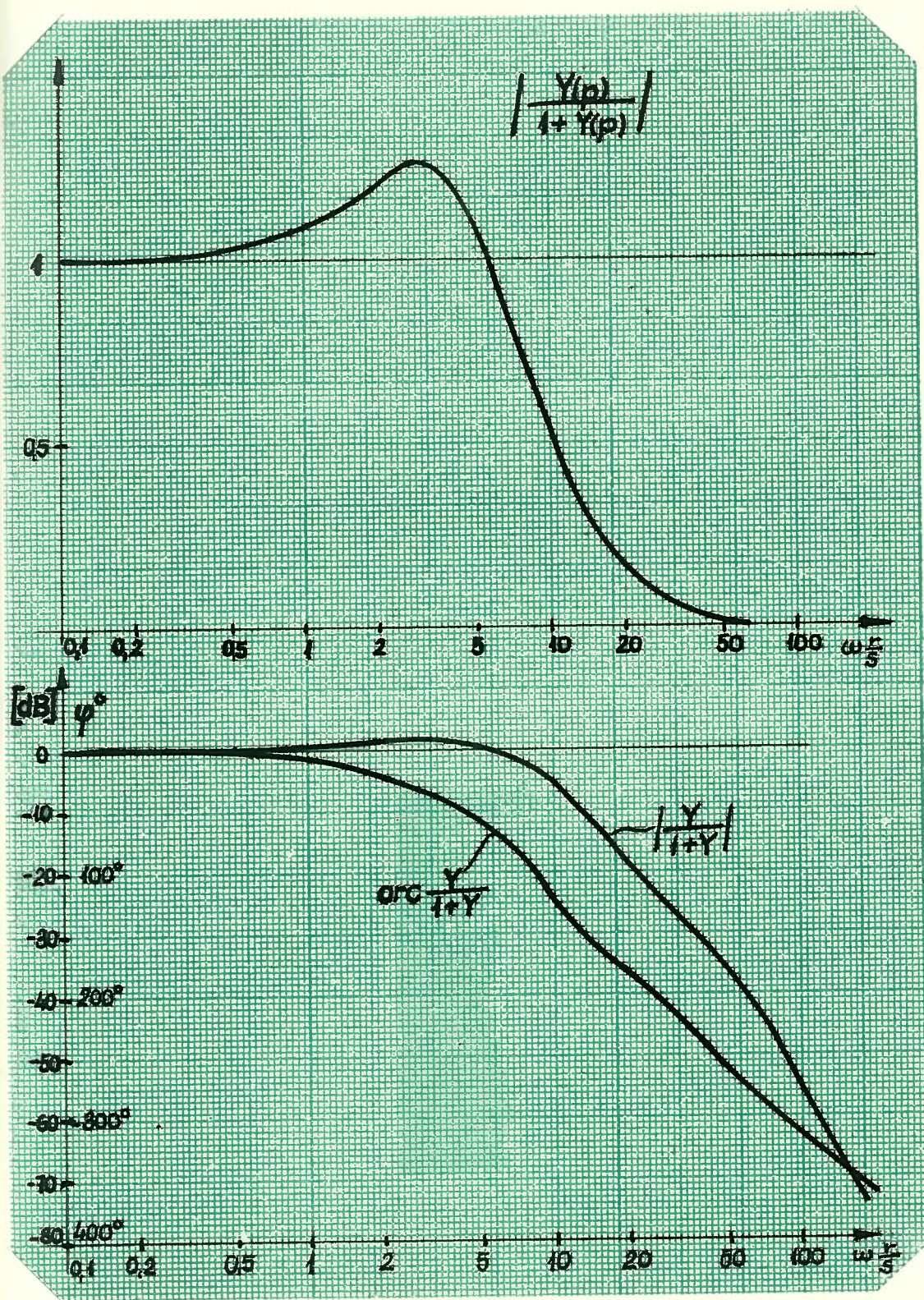
A rendszer hurokerősítése $/K'/$ változhat 33 dB és 46 dB között, azaz 44,5 - 200 úgy, hogy a relatív stabilitás még megfelelő.

A teljes blokséma a számszerű értékekkel a 21. ábrán látható. $/K' = 100; K_3 = 1 \text{ Vs/r}; K_2 = 50; K_1 = 440/$



21. ábra.

Szükség van a zárt hurok átviteli tulajdonságainak meghatározására, de ez a 21. ábra adataiból nehézkes. Előre nyomtatott Nichols diagramból közvetlenül leolvasható. /1. 3. táblázat és a 22., 23. ábra/



22., 23. ábra.

| | | | | | | | | | |
|--|-----|-----|-----|-----|-----|-----|------|-------|-----|
| ω r/s | 0,1 | 0,2 | 0,5 | 1 | 2 | 5 | 10 | 20 | 50 |
| $\left \frac{Y}{1+Y} \right $ [dB] | 0 | 0 | 0,4 | 0,7 | 1,6 | 0,5 | -5,3 | -18,7 | -36 |
| φ° | 1 | 1 | 1,5 | 5,2 | 23 | 57 | 125 | 181 | 261 |

3. táblázat.

Az átviteli görbe maximuma M_m és az egységugrásra adott felelet hullóvése V_m között a következő összefüggés áll fenn.

$$M_m \geq 1,5 \quad V_m \leq M_m - 0,1$$

$$1,5 \geq M_m \geq 1,25 \quad V_m \approx M_m \quad /8.2.4./$$

$$1,25 \geq M_m \quad V_m \approx M_m$$

Esetünkben a hullóvés kisebb mint 1,2. Ez precíz rendszereknél is elfogadható érték.

A vágási frekvencia ω_c a szabályzási idővel t_s kapcsolatos: $3\pi / \omega_c \geq t_s \geq \pi / \omega_c$ /8.2.5./

Nálunk $\omega_c = 5$ r/s /ez a maximumhoz tartozó érték/

$$0,63 \text{ s} = t_s = 1,8 \text{ s}$$

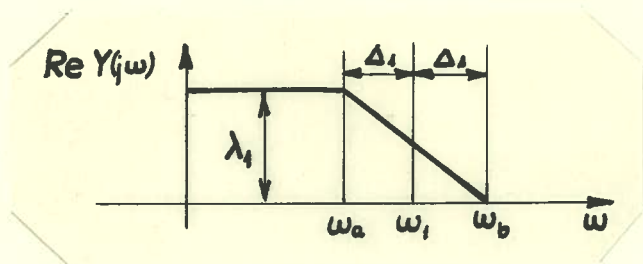
Rendszerünkre lassu változásu sebességugrás jel érkezik, tehát a szabályzási idő megfelel.

Bizonyítható, hogy az átviteli függvény reális része és a súlyfüggvény között fennáll a következő kapcsolat:

$$\delta/t/ = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} [\text{Re } Y / j\omega / \cos \omega t] d\omega \quad /8.2.6./$$

Ennek alapján az ugynevezett trapéz módszerrel tetszőleges $\text{Re } Y / j\omega /$ esetén megadható a súlyfüggvény.

A módszer lényege, hogy a $\text{Re } [Y / j\omega /]$ függvényt a 24. ábrán látható alakú trapézokkal közelítjük és ezek hatásait összegezzük.

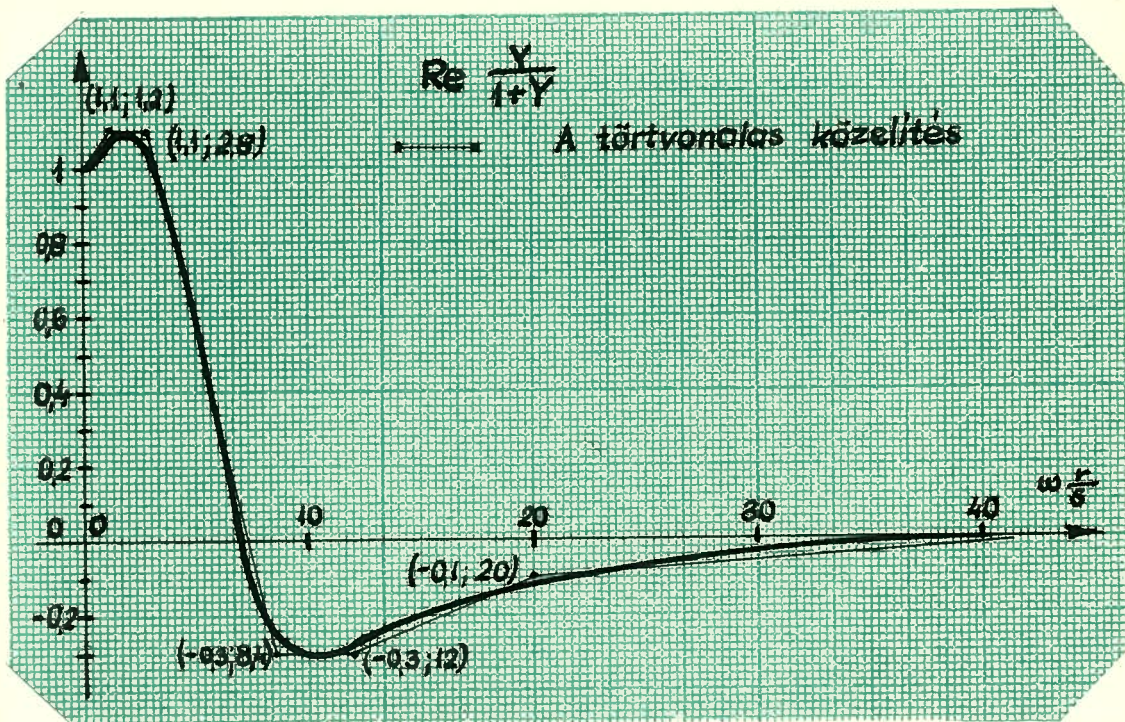


24. ábra.

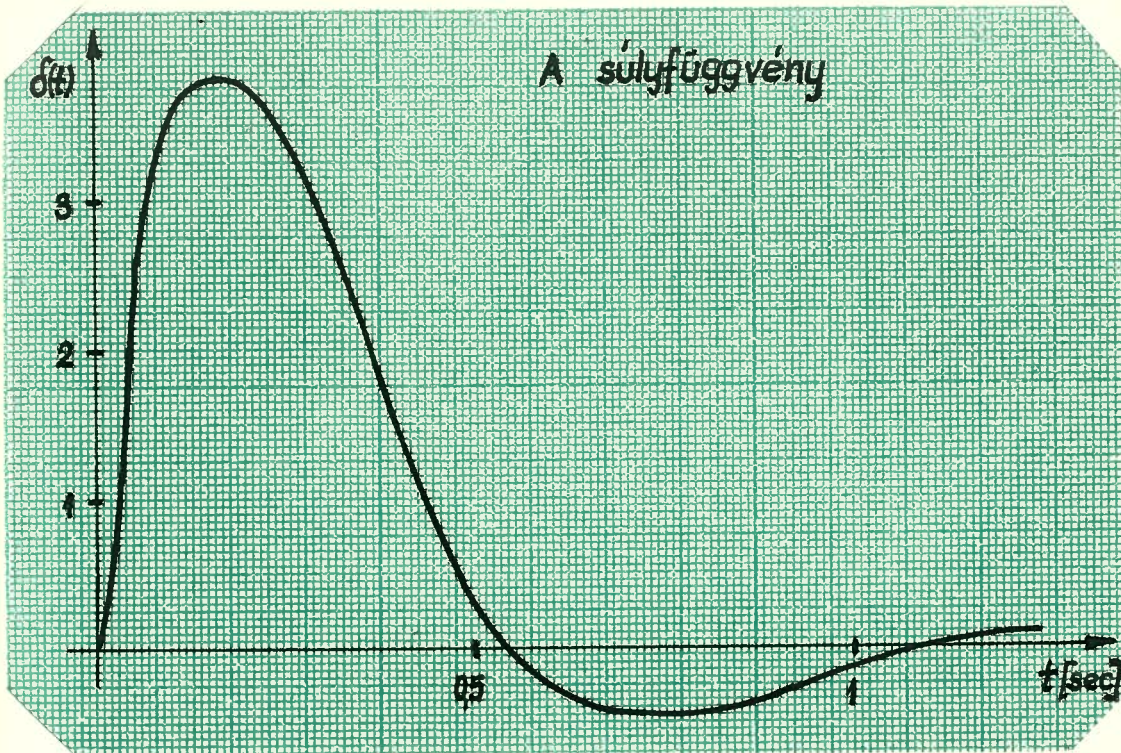
Az egy trapéz által okozott súlyfüggvényösszetevő:

$$q_1/t/ = \frac{2 \lambda_1 \omega_1}{\pi} \left[\frac{\sin \omega_1 t}{\omega_1 t} \right] \left[\frac{\sin \Delta_1 t}{\Delta_1 t} \right] \quad /8.2.7./$$

A végeredmények a 25., 26. ábrán láthatók.

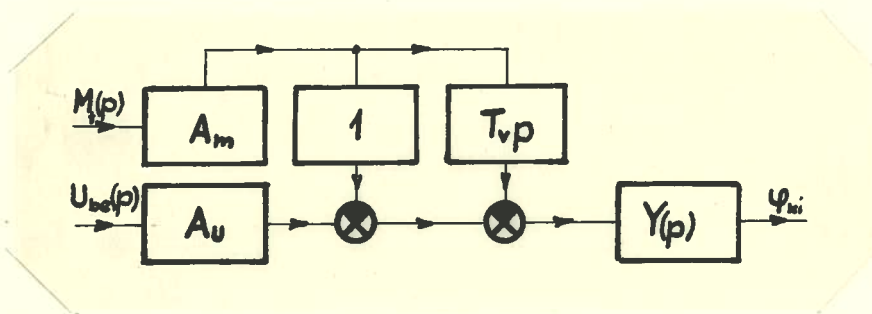


25. ábra.



26. ábra.

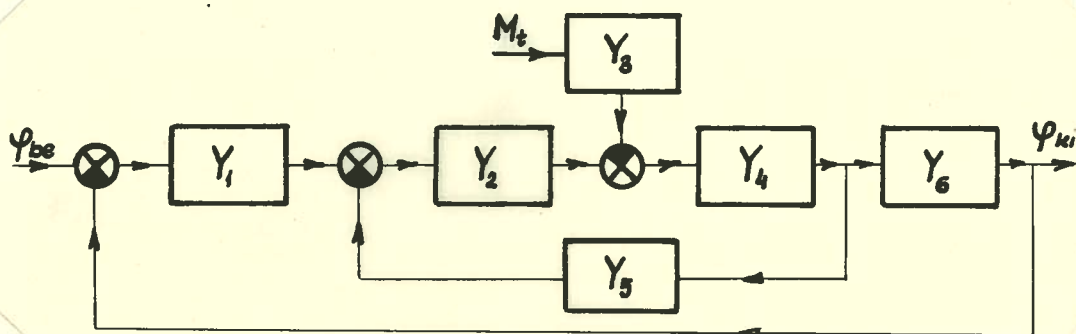
Az antennára ható surlódási nyomatékok és a fellépő szélnyomás hatását mint zavaró tényezőt vizsgáljuk. A /7.o.1./ képlet alapján a motorblokkvázlata:



27. ábra.

$$A_m = \frac{R_f \omega_n^2}{U_n^2} = 4,45 \text{ r/AVs}^2 \quad /8.2.8./$$

A nyomaték hatását a kimenetre a teljes blokkvéma vizsgálata alapján határozhatjuk meg.



28. ábra.

$$\frac{\varphi_{ki}/p/}{M_t/p/} = - \frac{Y_3}{Y_2 Y_1} Y/p/ \quad /8.2.9./$$

Ahol $Y/p/$ a 16. ábrán lévő zártrendszer átviteli függvénye. A surlódási nyomaték és a szélterhelések jellegzetes függvénye az egységugrás.

$$M_t /p/ = \frac{M_o}{p} \quad /8.3.0./$$

A kimeneten okozott szöghelyzethiba:

$$\Delta\psi = - \lim \left[p \frac{M_o}{p} \frac{Y_3}{Y_1 Y_2} Y /p/ \right] = \frac{M_o A_m}{K_1 K_2^{0,4}} /r/ \quad /8.3.1./$$

Ha csak surlódás van $M_o = 10 \text{ Nm}$. Ez K_1 és K_2 ismeretében 10^{-3} nagyságrendű, tehát elhanyagolható hibát okoz. 500 Nm -ig a szélnyomás hatásától is eltekinthetünk.

9. A vízszintes mozgás szabályzórendszerének tervezése.

A 8. fejezetben közölt módszerekkel a vízszintes mozgás szabályzóköre is megtervezhető. Itt tehát csak a leglényegesebb lépéseket és az eredményeket közöljük.

A 16. ábrán látható rendszer építendő fel itt is.

$$E_1 /p/ = \frac{K_1}{1+0,05p} \quad E_2 /p/ = \frac{K_2}{1+0,001p}$$

$$M /p/ = \frac{0,417}{p} \frac{1}{/1+3,6p+3,96 \cdot 10^{-2}p^2/} \quad /9.0.1./$$

$$A /p/ = \frac{1}{44} \quad K /p/ = K_3 p$$

A /8.1.1./, /8.1.2./ és /8.1.3./ alapján $K'_{krit} = 500$ esetén $\lambda = 2166$. Az $Y/p/$ függvény ezekkel az adatokkal a 29. ábrán látható.

Az erősítéstartalék a relatív stabilitás figyelembevételével 27,5 dB.

A második kompenzálásnál ismét $\lambda = 20$ és $T = 1$ sec esetén adtuk meg az átviteli függvényt. Az eredmény nem volt kielégítő. A görbét jobbra és lefelé kell eltolni. A 19. ábráról megállapítható, hogy T növelése jobbra mozdítja, a λ növelése pedig lefelé tolja el a görbét. Megfelelő értékek $\lambda = 40$ és $T = 2$ sec.

A két görbe a 30. ábrán látható. A 40 dB-es hurokerősítés megfelelő relatív stabilitással itt is elérhető.

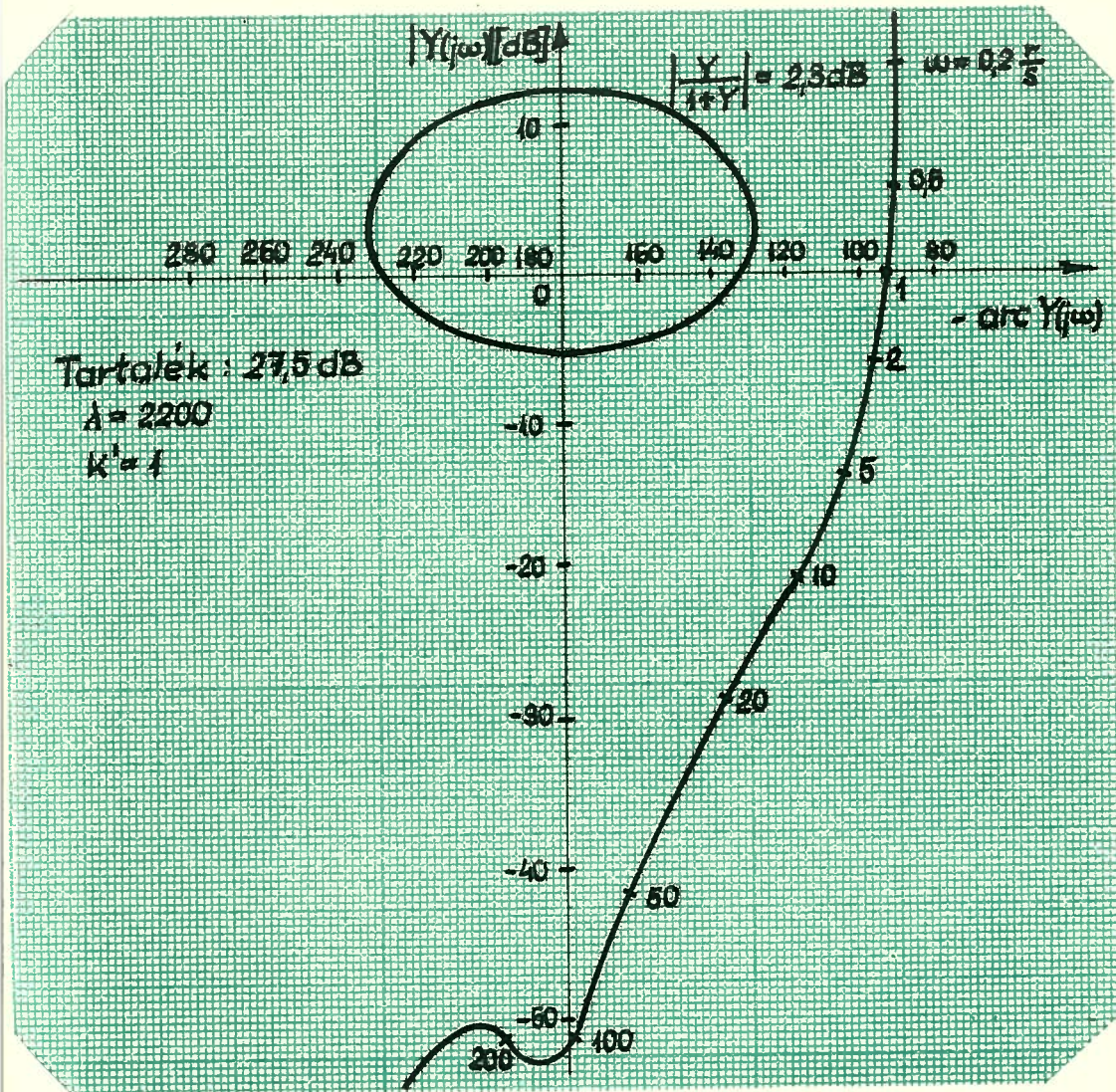
A 32., 33., 34. és 35. ábrák a zárt hurok átviteli függvényét és a súlyfüggvényt adják meg.

A szabályzási időre, a túllövésekre, a változó terhelő nyomatékokra elmondottak itt is érvényesek.

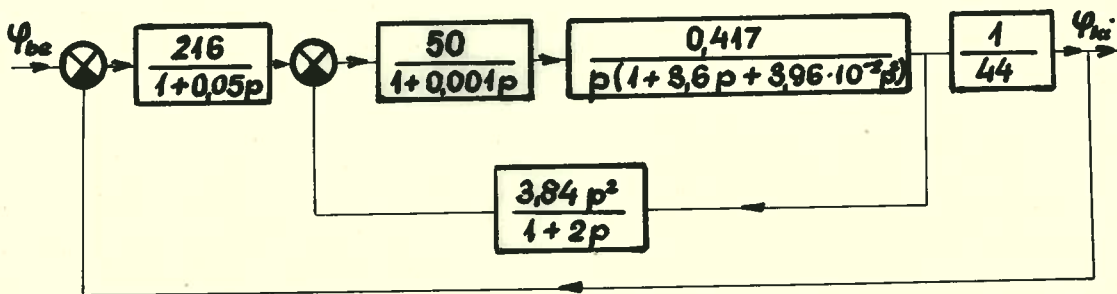
A blokksema adatokkal együtt a 31. ábrán látható.

$K' = 100$ elérése igen pontos követésre ad lehetőséget.

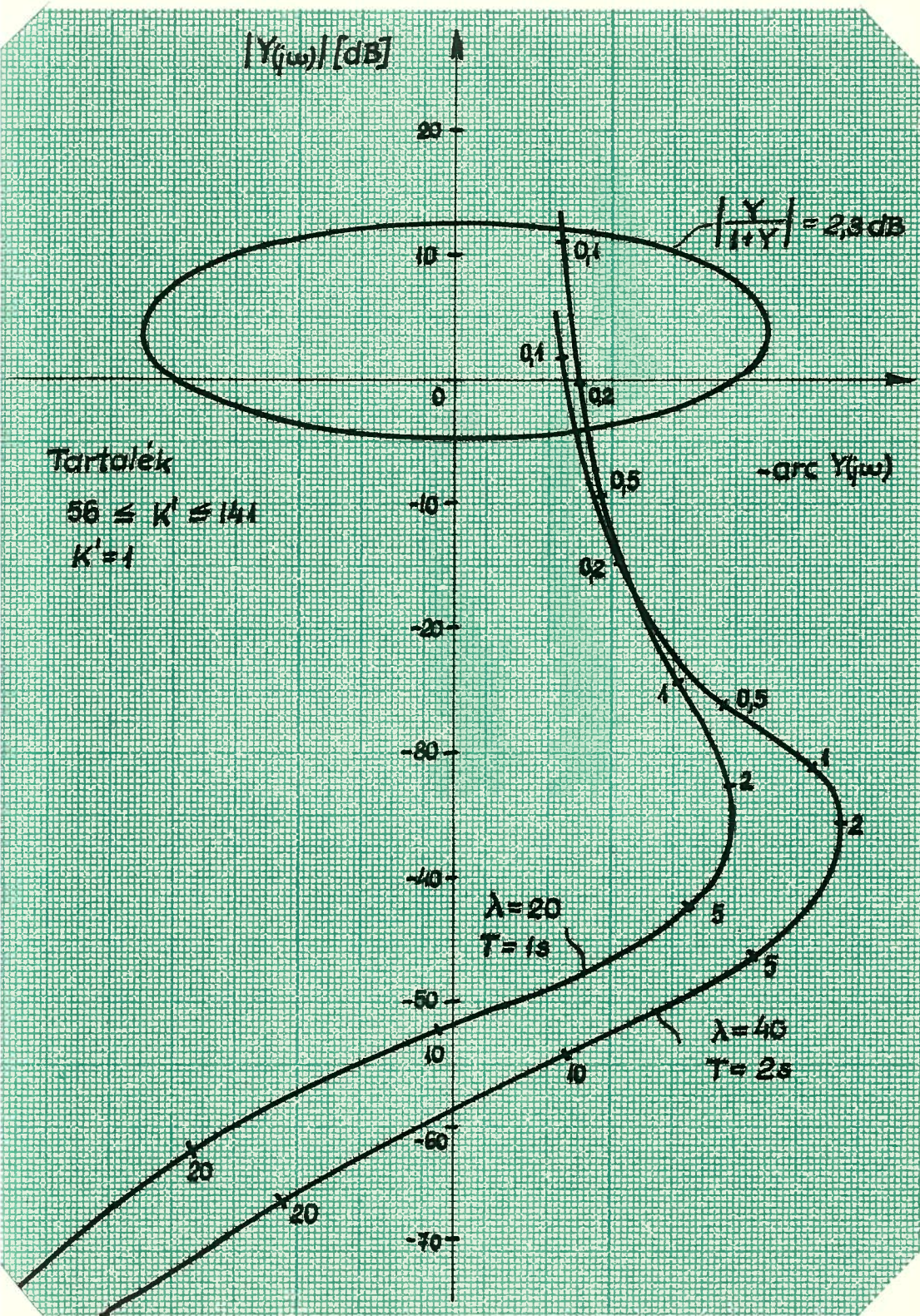
Az Electronics által közölt hasonló rendszerrel már elérték ilyen pontosságot.



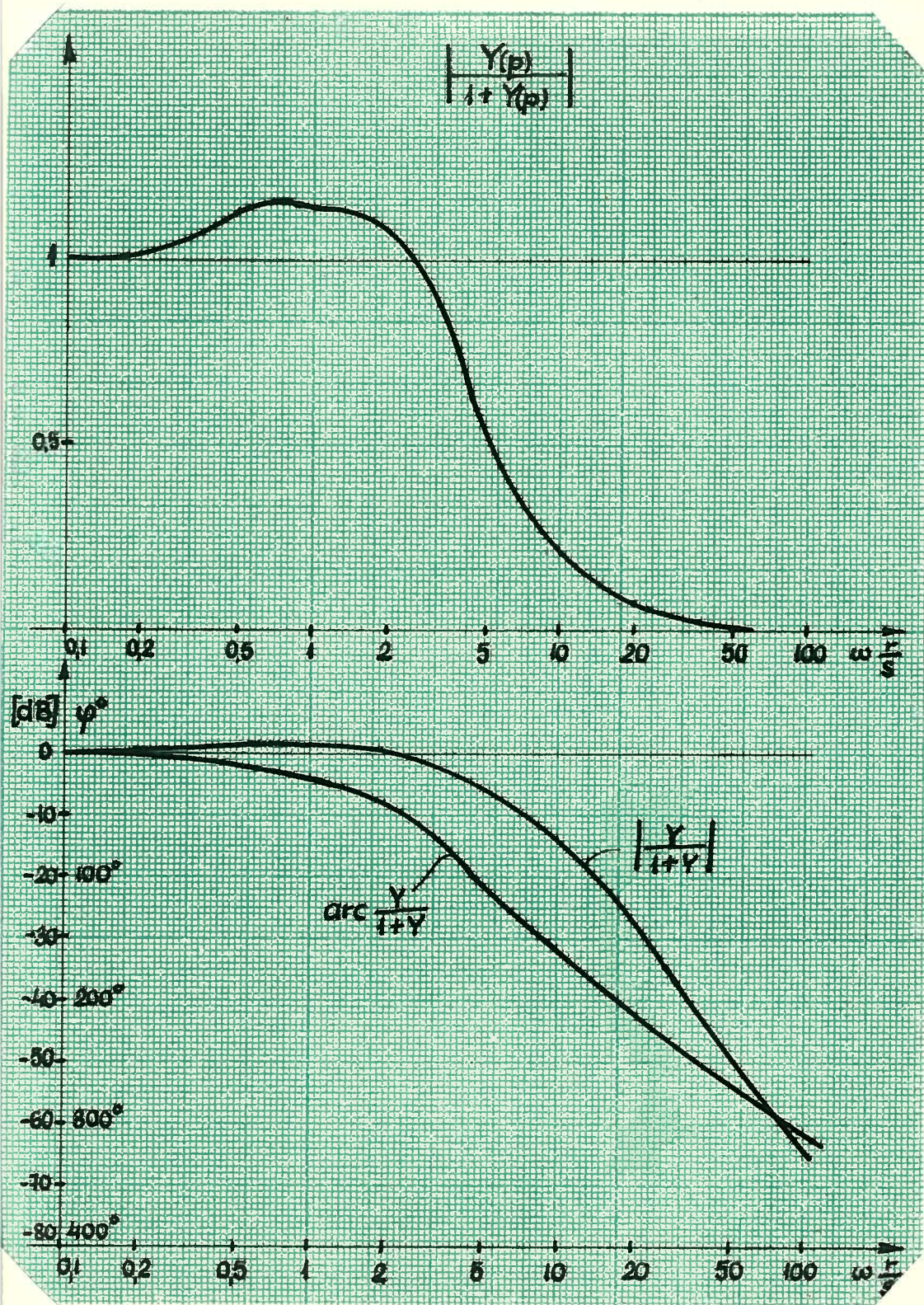
29. ábra.



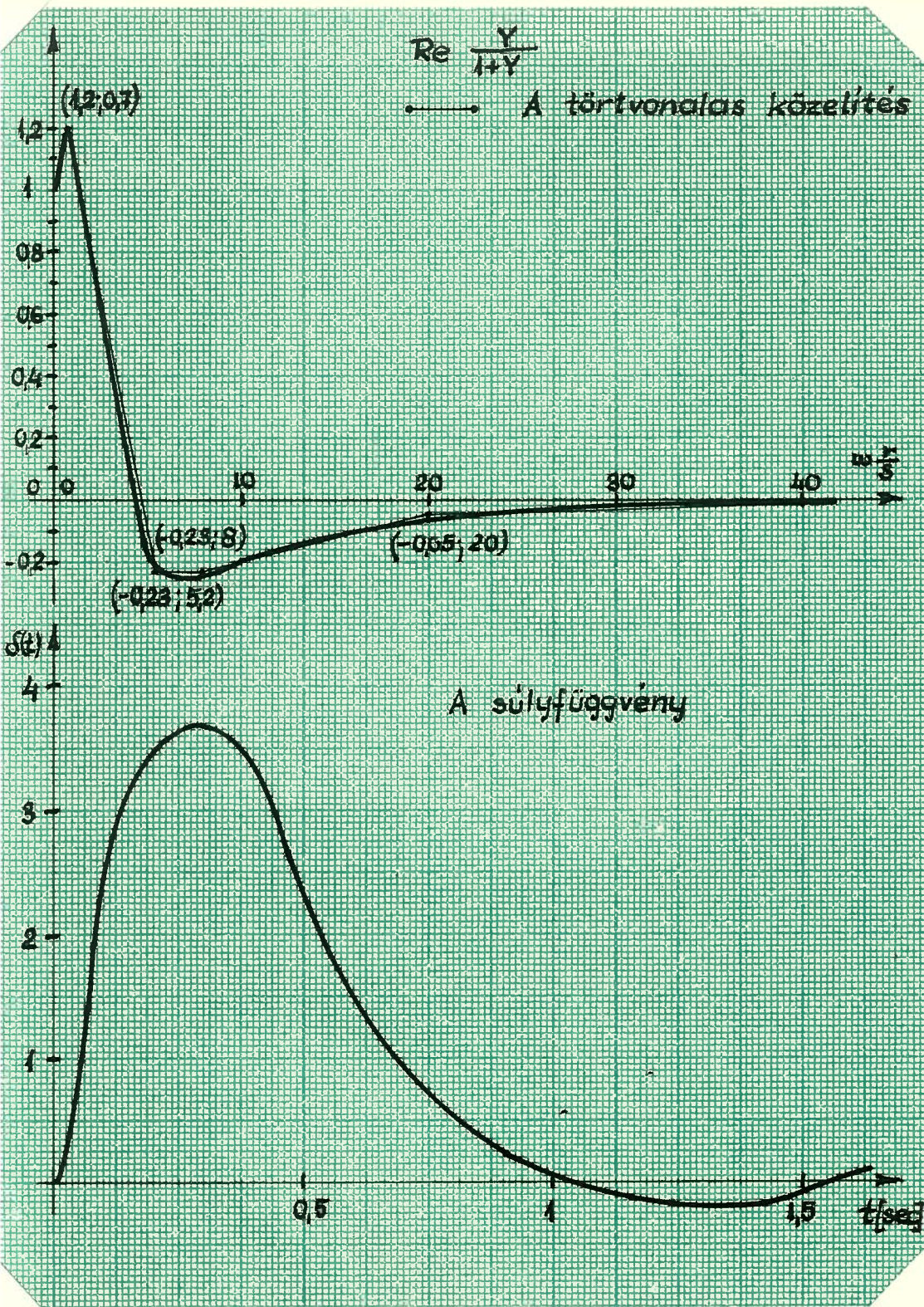
31. ábra.



30. ábra.



32.33. ábra.



34. 35. ábra.

10. Az E_1 jelzésű blokk felépítése.

A 16. ábrán jelzett E_1 blokk feladata a különbségi jelek képzése és erősítése. A blokk magában foglalja az antenna - és hibridrendszert, a vevőket és az első egyenfeszültségű erősítőfokozatot. /36. ábra./

A jelölés jelképi, mivel sem a hibrid körben, sem a vevőben nem választható szét a függőleges és vízszintes mozgatás hibajelképzése.

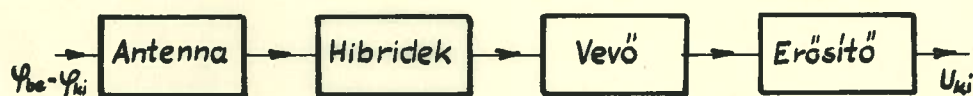
Az antennáról 136 MHz -es rádiófrekvenciás jel érkezik a bemenetre, mely tiszta vivőhullámu, vagy telemetriai információkat is hordoz frekvencia vagy ritkábban amplitudómoduláció formájában. Elterjedtek az impulzusmodulált átviteli rendszerek is.

Az antenna talpponti ellenállása 140 ohm, a hibrid szokásos hullámellenállása 50 vagy 75 ohm. A megfelelő illesztést $\lambda/4$ -es transzformátorral végezhetjük, melynek hullámellenállása 50 ohm esetén $Z_0 = 83,5$ ohm.

A hossza 0,55 m.

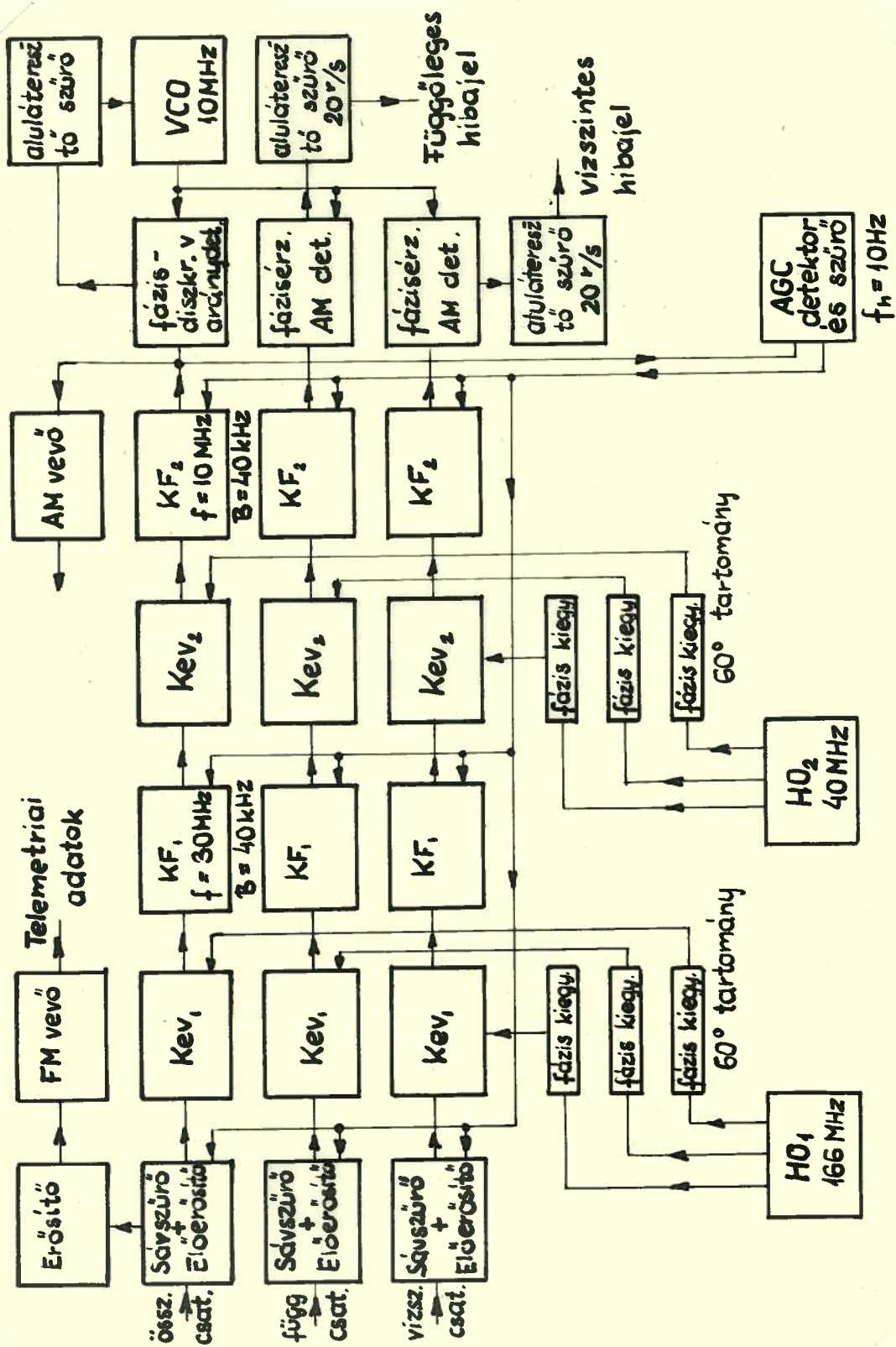
Emellett gondoskodni kell a 7. ábrán látható rendszernél a B és C antennákról érkező jelek 90° -os fázistolásáról. Ezt szintén $\lambda/4$ -es tápvonalszakaszokkal végezhetjük. Látható, hogy a rendszer csak egyetlen frekvencián ill. annak kis környezetében működik tökéletesen.

A blokk tartalmaz még rádiófrekvenciás sávszűrőket, melyekkel a vevőbe érkező zaj csökkenthető és aluláteresztő szűrőket, melyek a különbségi csatornák kimenő zaját csökkentik.



36. ábra.

11. A vevő bloksémája és működésének elve.



37. ábra.

A vevő feladata a bejövő nagyfrekvenciás jelek megfelelő szintre erősítése és a különbségi jelek előállítása.

A pillanatnyi bejövő jelamplitudótól függetlenül a különbségi jel az antenna és a műhold szöghelyzetének eltéréseivel legyen arányos. Az összegjel amplitudója a fading, a Faraday rotáció és egyéb zavarok miatt körülbelül 1 Hz-es jellemző frekvenciával ingadozik. Változik a bejövő jel a különböző adóteljesítmények következtében is. Mivel a különbségi és összegjelek amplitudója is arányos a bejövő jelével, a kettő hányadosát képezve, és ezzel a hányadosal arányos egyenfeszültséget előállítva a fentemlített feladat teljesíthető.

$$\frac{E_-}{E_0} = \operatorname{tg} \frac{\pi a}{\lambda} \sin \varphi / \quad /11.0.1./$$

A nagyfrekvenciás jelek amplitudóinak hányadosát képezni közvetlenül bonyolult feladat lenne, de a vevő /37. ábra./ AGC köre segítségével végrehajtható. AGC az összegcsatorna jelének pillanatnyi amplitudóját érzékeli, és azt állandó értéken tartja. Az AGC szabályzójelével a különbségi csatornák erősítését is változtatjuk, és így azok kimenőjele a/11.0.1/ -el arányos.

$$\begin{aligned} |E_0| &= |E /t| \cos \frac{\pi a}{\lambda} \sin \varphi / \\ |E_-| &= |E /t| \left| \sin \frac{\pi a}{\lambda} \sin \varphi \right| \end{aligned} \quad /11.0.2./$$

Ha az E_0 jel egy $F /t, \varphi /$ erősítőre jut, és ezután állandó értékű lesz, akkor az időben és φ szerint ugyanugy változó erősítő kimenetén a különbségi jel a /11.0.1./ -el arányos.

$$|E_0| = F |E| \cos \left(\frac{\pi a}{\lambda} \sin \varphi \right) = \text{const.}$$

/11.0.3./

$$|E_-| = \text{const.} \left| \text{tg} \left(\frac{\pi a}{\lambda} \sin \varphi \right) \right|$$

/11.0.4./

Ha $\varphi \ll 1$, akkor a különbségi jel amplitudója arányos a φ szögeltéréssel.

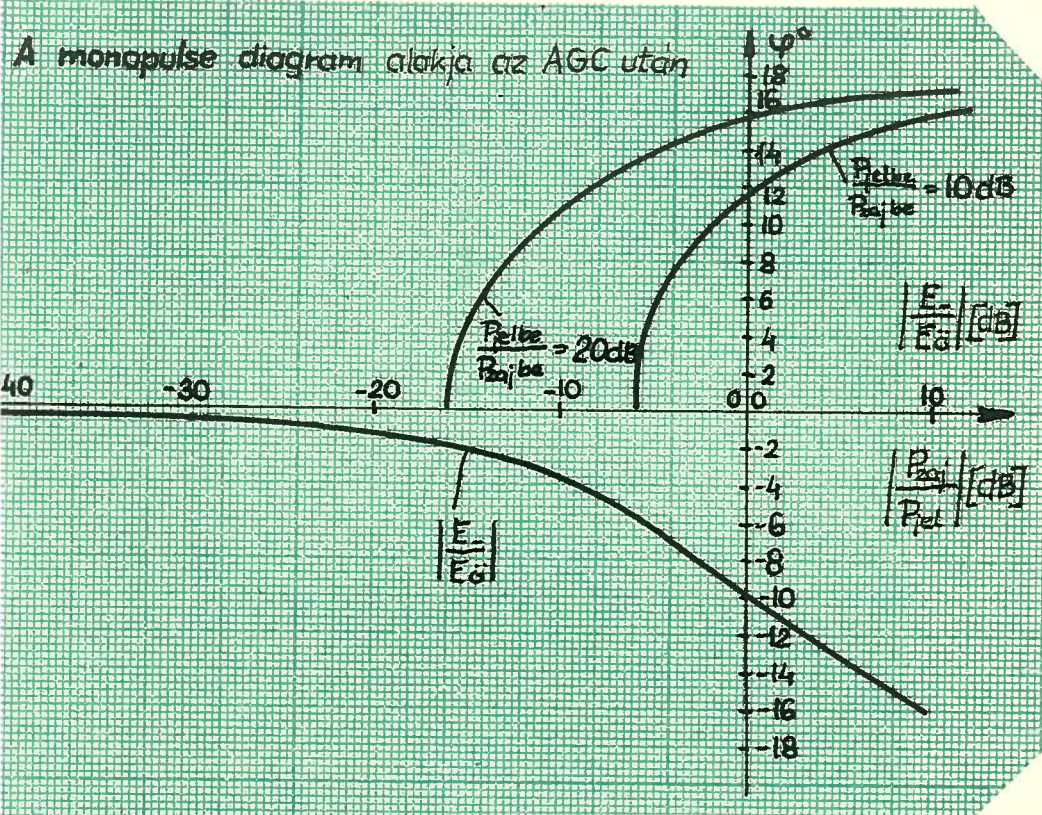
A vevőnek irányát is érzékelni kell, és pozitív esetben pozitív, negatív esetben negatív egyenfeszültséget kell szolgáltatni. Ha átvesszük a 9. ábra jelöléseit, és az /5.0.3./ és /5.0.4./ kifejezéseket, látható hogy ρ pozitív esetén az összeg és a különbségi jel fázisa megegyezik, negatív esetben a két jel ellenfázisú.

A vevő bloksémájában jelölt fázisérzékeny AM demodulátorok az összeg és különbségi csatorna jeleinek hányadosával és a két jel közötti fáziseltérés koszinuszával arányos jelet szolgáltatnak. A demodulátorok referenciajele tehát az összegjel ill. az azzal koherens VCO jel.

$$U_{ki} = \text{const.} |E_-| \cos (\phi_0 - \phi_-)$$

/11.0.5./

38. ábra az összeg és a különbségi jeleket és a később tárgyalandó zajfeszültség változásait adja φ függvényében az AGC figyelembevételével.



38. ábra.

A vevő bloksémájának részletezése, zajviszonyok és az érzékenység.

A három csatorna mindegyike egy sávszűrővel kezdődik. vszűrő feladata a keverés előtt az első KF frekvencia és a tükrörfrekvencia kiszűrése. Ezzel a csatornába zaj jelentősen csökkenthető.

vő teljes zajtényezője 4 dB. Ez elsősorban a szűrőkövető előerősítő fokozatok zajtényezőjétől függ. k értéke 3 dB alatt van. A jelenlegi antennarendhez tervbe van véve egy kb. 1 dB zajtényezőjű előitő készítése is.

rősítés zömét a KF frekvenciás fokozatokban hajtjuk e, és ezekben a fokozatokban működik a nagy elnyomá- GC kör is.

A káros visszahatások elkerülése végett két külön közép-frekvenciát választottunk. Az első a TV vevőkészülékekben szokásos 30 MHz, a második az URH vevőkben alkalmazott 10 MHz.

Felső és alsó keverést is alkalmazhatunk, tehát a helyi oszcillátorok frekvenciája 166 és 40 ill. 106 és 20 MHz lehet.

A KF sávszélesség megválasztására a következő szempontokat kell figyelembevenni. A bejövő FM jel teljes löketét kell tudnunk vinni, hiszen a fázisérzékeny AM demodulátorok bemenetén a különbségi és a referencia jelnek is azonos frekvenciájúnak kell lenni. Az a kísérlet, hogy csak a vivőt vigyük át nyilván kudarcot vall, mivel a vivő a modulációs indextől függően el is tűnhet. Zaj szempontból viszont a KF sávszélességet lehető kicsire kell választani. Irodalmi adatok alapján az értékét 40 KHz-ben állapítottuk meg. Az első KF fokozat sávszélességét úgy is kialakíthatjuk, hogy a 10 és az 50 MHz-es jeleket szűrje csak ki, de célszerűbb ennél kisebb értéket választani. Legjobb megoldás, ha itt is elérjük a 40 KHz-t így az eredő KF szűrés meredeksége növelhető.

A különbségi csatornák után aluláteresztő szűrőket helyeztünk el, melyek a maradék AM modulációt és a hangfrekvenciás tartomány zaját csökkentik.

Az AGC kör működését a 11. fejezetben tárgyaltuk. Feladata, hogy a jeleken lévő alacsony frekvenciás /10 Hz/ AM modulációt elnyomja.

Az összegcsatornából az előerősítő után a jel a telemetriai FM vevőbe jut. Ez a jel még hordozza a műhold bukfenchezéséből származó amplitudó ingadozásokat is, melyek vétele sok esetben kívánatos.

Ha a berendezésre AM jel érkezik, akkor az utolsó KF fokozat után az összegjel még tartalmazza a 10 Hz frekvencia fölötti moduláló jelek információit. Az AM demodulátor és a hangfrekvenciás erősítő ide csatlakoztatandó.

A helyi oszcillátorokat követő fáziskiegyenlítő kapcsolások feladatáról a későbbiekben lesz szó.

b./ Az erősítések és az érzékenység meghatározásához először a zajviszonyokat kell vizsgálni.

Háromféle zajt különböztethetünk meg, melyek a rendszerben különböző hatásuak: antennazaj, belső vevőzaj, és az égbolt valamely pontjáról érkező zavar, melynek okozója pl. egy másik műhold jele, vagy a megfigyelt szatellit adójának zaja lehet, /ez utóbbi elhanyagolható/.

Antennazaj: Ha a hibridkapcsolás kimeneteit úgy tekintjük, mint négy egymástól független antennát, melyek teljes sugárzási diagrammukkal az égboltra mutatnak, akkor belátható, hogy a négy kimeneten azonos zajteljesítmény jelenik meg. Hasonló eredményre jutunk, ha a négy antennára érkező zajteljesítmény megoszlását vizsgáljuk a hibrideken. A zajteljesítményről feltételeztük, hogy a vizsgált sávban /40 KHz/ egyenletes spektrumu.

136 MHz-n a galaktikus zaj már jelentkezik. Az égbolt zajhőmérséklete átlagosan 100 K° , de elérheti az 1000 K° -ot is.

$$P_{az} = kT_a B = 5,22 \cdot 10^{-16} \text{ joule/sec}$$

/12.o.1./

Ha az antenna a $\lambda/4$ -es transzformátorokon keresztül 50 ohm-mal illesztetten van lezárva, az érzékelhető feszültség a vevő bemenetén:

$$U_{az} = P_{az} Z = 0,165 \mu V \quad /12.o.2./$$

Ha a keverő fokozatra sávszűrés nélkül érkezne a jel, akkor a KF-ben és a tükörfrekvencián fellépő zavarok igen lerontanák a vevő érzékenységét. Különösen veszélyes a 30 MHz körüli zaj, mert az antenna már oldalirányból, radiális módban vesz, tehát az ipari és egyéb földi zavarokra is érzékeny.

A sávszűrő 30 MHz-en és a tükörfrekvencián legalább 60 dB-t csillapítson.

A vevő zajtényezője: A tervfeladatban $F = 4$ dB.

A belső zaj hozzáadódik az antennazajhoz. Szokásos módon ezt a bemenetre redukáljuk.

$$P_{\text{ö}} = P_{\text{az}} + P_{\text{belső}} = k / T_a + T_v / B$$

/12.0.3./

Ahol a vevő zajhőmérséklete $T_v = /F - 1/ T_0$; $T_0 = 290$ K⁰

$$P_{\text{ö}} = 7,62 \cdot 10^{-16} \text{ W}$$

$$U_{\text{ö}} = 0,2 \mu \text{ V}$$

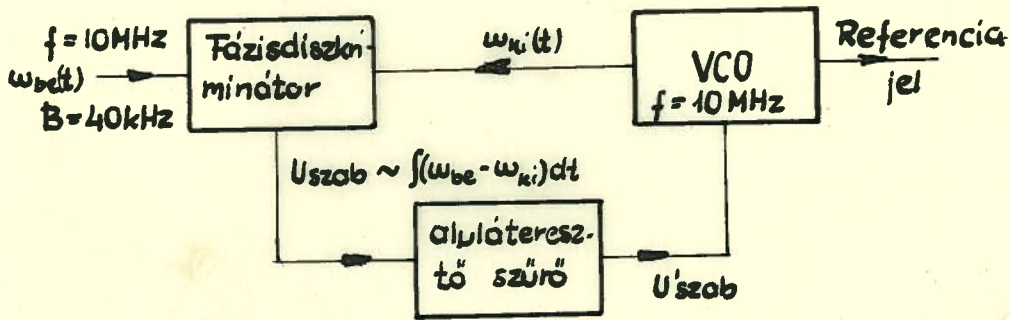
Az irányérzékeny zavarok: Ha az égbolt egy meghatározott pontjáról érkezik zavaró jel vagy zaj, akkor feltételezhetjük, hogy a négy antennán a jelek teljesen korelláltak, vagyis feszültségben összegezhetőek. Így a különbségi diagramm érvényes az ilyen zajösszetevőkre.

A követelmény az, hogy a berendezés működjön még 10 dB bejövő jel-zaj viszony esetén is. A vevő zajtényezőjét figyelembevéve a demodulátorokra jutó jel-zaj viszony 6 dB. Ez az összegcsatornára vonatkozik. A különbségi csatornában a jel értéke a φ függvényében kisebb, a zaj viszont az összegcsatornáéval egyezik. A 38. ábrába be-rajzoltuk a különböző jel-zaj viszony értékekhez tartozó zajteljesítmény függését a φ -tól. A φ növekedésével a zajteljesítmény az összegcsatorna jeléhez képest növekszik az AGC miatt. Azt mondhatjuk, hogy a követés legfeljebb addig tarthat, míg az összegcsatornán a jel/zaj = 1.

A demoduláció jel-zaj viszony javító hatásának vizsgálata.

Az összegcsatornát követő VCO rendszer jel/zaj javító hatása.

A VCO kör a 39. ábrán látható.



39. ábra.

Ha FM jel érkezik a vevőre, akkor a VCO szűrőjének a maximális modulációs frekvenciát is át kell vinni. A fázisdiszkriminátor és az aluláteresztő szűrő által okozott jel/zaj javulás:

$$\frac{P_{\text{jel ki}}}{P_{\text{zaj ki}}} = 3 m_f^3 \frac{P_{\text{jel be}}}{P_{\text{zaj be}}} \quad /12.0.4./$$

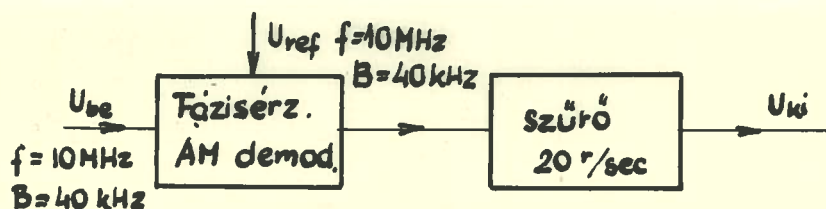
m_f a modulációs index, és feltételeztük, hogy a szűrő határfrekvenciája a maximális moduláló frekvenciával egyezik. Ha tehát a löket 20 KHz, és a maximális modulációs frekvencia lényegesen kisebb, akkor a jel/zaj javulás jelentős. A szűrőt szabályozhatóvá kell tenni, így a jel-zaj viszony javulás szabályozható.

A /12.0.4./ képletben nem vettük figyelembe azt a tényt, hogy a VCO kimenő feszültsége is zajos.

Megállapítható, hogy az összegcsatornában a referenciajel még jel/zaj = 1 esetén is jól visszaállítható.

Irodalmi adatok beszámolnak olyan VCO körökről, melyek a tiszta vivőt igen kis sávszélességű aluláteresztő szűrővel 20 dB jel-zaj viszony javulással állítanak vissza. A fázishiba $0,6^\circ$ alatt marad.

A fázisérzékeny AM demodulátor és az utána következő szűrő jel/zaj javító hatása jelentősebb. Az utolsó KF sávszélessége 40 KHz, a kimeneti szűrő pedig 20 r/s. /l. 40. ábra/



40. ábra.

Tételezzük fel, hogy a VCO -jel zajossága elhanyagolható, ezt meg is tehetjük, mert kis értékű fázisingadozás a fázisérzékeny AM demodulátor kimenő jelét nem befolyásolja.

$$\frac{P_{\text{jel ki}}}{P_{\text{zaj ki}}} = \frac{B}{f_h} \frac{P_{\text{jel be}}}{P_{\text{zaj be}}} \quad /12.0.5./$$

$B/f_h = 41$ dB, tehát a különbségi csatorna kimenetén

a zaj értéke a bemenethez képest 41 dB-lel javul.

Ha az összegcsatornában 6 dB a jel-zaj viszony, akkor

a különbségi csatornában az összegjel alatt 47 dB-lel

lesz a jel-zaj viszony - 41 dB. A demodulátor után

már éppen elvész a jel a zajban. Ehhez a szinthez a

38. ábrából leolvashatóan $\pm 0,054^\circ$ szöghiba tartozik.

A /12.0.5./ a jelenségeket ugyan leegyszerűsítve tárgyalja, de közelítésnek elfogadható.

10 dB-es bejövő jel-zaj viszony esetén tehát a műhold még követhető.

A minimális vételi szint az összegcsatornán a bejövő zajfeszültséggel egyezik.

$$U_{\min} = 0,2 \mu V$$

A maximális várható jelet pedig számíthatjuk. Legyen a 200 km magasságban elhaladó műhold adójának maximális teljesítménye 10 W.

$$P_v = \frac{P_a}{4 r^2} \frac{\lambda^2}{4\pi} G \quad /12.0.6./$$

G az antenna nyeresége az összegcsatornán, a hullámhossz, r az adó és a vevő távolsága, P_v a vett jelteljesítmény. $U_{\max} = 0,2 \text{ mV}$.

Az automatikus erősítésszabályzásnak legalább e tartományon belül helyesen kell működni.

$$A_{AM} = \frac{U_{be \max}}{U_{be \min}} = 60 \text{ dB} \quad /12.0.7./$$

A szükséges AM elnyomás értéke tehát 60 dB, de ennél nagyobb értéket 80 dB -t írjunk elő biztonsági okokból. Legyen a vevő átviteli tényezője 0,25 V/fok.

Az AGC kiiktatásával a maximális erősítés az összegcsatornán akkor szükséges, ha a bejövő jel minimális.

A $\pm 1^\circ$ -os szögeltéréshez tartozó jel 21,7 dB-lel az összegjel alatt van.

$$U_{10} = \frac{0,2 \mu V}{12,2} = 0,0164 \mu V$$

Mivel az adott feszültségek effektív értékek, a fázis-
érzékeny detektor pedig a kétszeres csúcserővel ará-
nyos jelet szolgáltat, az erősítés maximális értéke:

$$a_{\max} = \frac{0,25}{2\sqrt{2} \cdot 0,0164 \cdot 10^{-6}} = 5,4 \cdot 10^6$$

Az összegjel állandó értéke tehát, ha az AGC működik:

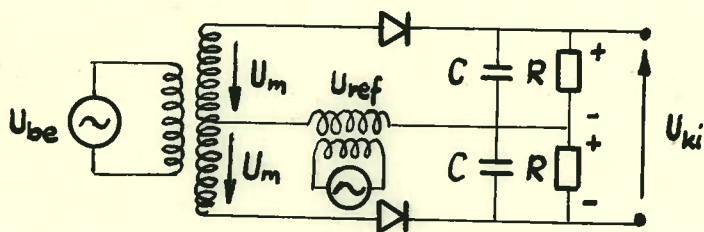
$$U_{\text{ö max}} = a_{\max} U_{\text{be min}} = 1,08 V_{\text{eff}}$$

Az erősítésszabályzás következtében $a_{\min} = 5,4 \cdot 10^2$.

A a_{\max} a teljes erősítést magában foglalja a bemenő
körtől egészen az utolsó KF fokozatig.

13. A demodulátorok vizsgálata FM, AM és pulzusmodulált
bejövő jelek esetén.

A fázisérzékeny amplitudó demodulátor szokásos elvi
kapcsolása a 41. ábrán látható.

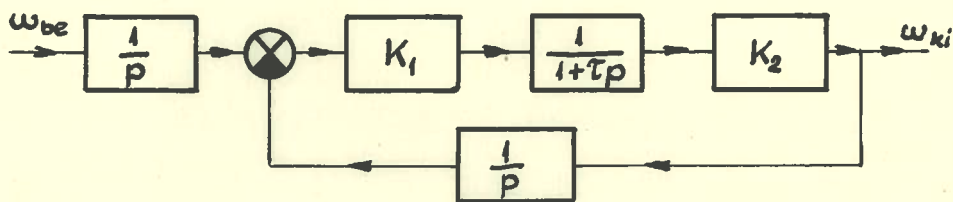


41. ábra.

$$U_{ki} = 2 U_m \cos \phi$$

ϕ az U_{be} és U_{ref} közötti fáziseltérés értéke.

Ha $\phi = 0$ az előjel pozitív, ha $\phi = 180^\circ$, az előjel negatív. A referencia jelet az összegsatorna után alkalmazott VCO kör állítja elő. Egyszerűsített blokk-sémáját a 42. ábrán láthatjuk.



42. ábra.

$$Y/p/ = \frac{K_1 K_2}{p / 1 + p \tau /} \quad /13.0.1./$$

A rendszer az egységugrás függvényt hiba nélkül, a sebességugrást állandó hibával viszi át. Ha a bejövő frekvencia szinuszosan változik, a fázisátvitel pontos.

Az itt alkalmazott fázisdiszkriminátor felépítésben a fázisérzékeny AM demodulátorra hasonlít. Ha FM jel érkezik a bemenetre, akkor a követés biztosított.

A szokásos VCO kapcsolások vezérlőjelének maximális frekvenciája elérheti az 50 kHz-et is, így a mi esetünkben a maximális 20 kHz-es érték megvalósítható.

AM jel esetén a VCO körre állandó frekvenciájú, de változó amplitudójú jel érkezik. A fázisdiszkriminátor átviszi az AM jeleket, így a feszültségvezérelt oscillator frekvenciája változik a moduláló jel ütemében. Ezért az AM elnyomására fázisdiszkriminátor helyett aránydetektor használható. Növelni lehet az AM elnyomást az aluláteresztő szűrő határfrekvenciájának csökkentésével. /Választhatjuk pl. 1 Hz-re is, mert a bejövő jel frekvenciája legfeljebb ilyen frekvenciával ingadozik./

Pulzusmodulált jelek követése a VCO körrel nem lehetséges, mert a bejövő jel bizonyos időpillanatokban megszűnik.

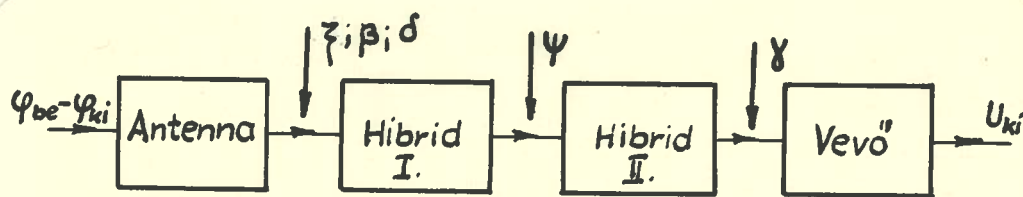
Lemondva a feszültségvezérelt oszcillátor körének jel-zaj viszony javító hatásáról, az összegjelet közvetlenül erősítve használhatjuk ilyen esetben referenciajelként. Így tetszőleges pulzusmodulált jel /PPM, PFM/ követése is lehetségessé válik.

A különbségi jel amplitudójának változásait a demodulátort követő aluláteresztő szűrő elnyomja, így a kimeneten közelítőleg egyenfeszültséget kapunk.

14. Pontossági vizsgálat.

A vevő három csatornájára ideális esetben az a követelmény, hogy az amplitudó és fázisátvitelük azonos legyen. A fellépő fázis és amplitudó hibák következtében az antenna hibásan követi a műholdat.

Az antenna - hibrid - vevő rendszer blokksémája a 43. ábrán látható.



43. ábra.

ψ a két hibridpár között fellépő, γ a vevőben fellépő fázishiba.

A számítások egyszerűsítése érdekében tételezzük fel, hogy csak függőleges irányban van szögeltérés.

A 7. és 8. ábra jelöléseit felhasználva a 4. hibrid kimenetén lévő jelek között tételezzük fel, hogy fellép a ψ fáziseltérés, és a vevő különbségi és összegcsatornája között a γ .

$$E_{be1} = j \frac{A + B}{\sqrt{2}}$$

/14.0.1./

$$E_{be2} = \frac{C + D}{\sqrt{2}} e^{j\Psi}$$

A két jel között fellép egy $2\pi a/\lambda \sin\varphi$ fáziseltérés a műhold és az antenna szögeltérése miatt.

$$A = B = E / \varphi /$$

$$D = C = E / \varphi / e^{j/\frac{2\pi a}{\lambda} \sin\varphi /} \quad /14.0.2./$$

A hibrid fázistolását most is zérusnak tekintjük $\phi = 0 /$
Ez a feltételezés nem rontja az általánosságot.

$$E_0 = j \left[E/\varphi/ + E/\varphi/ e^{j/\frac{2\pi a}{\lambda} \sin\varphi + \Psi /} \right] \quad /14.0.3./$$

$$E_- = E/\varphi/ e^{j/\frac{2\pi a}{\lambda} \sin\varphi + \Psi /} - E/\varphi/$$

Az E_0 és E_- jelek között lép fel a γ fázishiba.

$$E_0 = j2E / \varphi / \frac{\cos/\frac{\pi a}{\lambda} \sin\varphi + \frac{\Psi}{2} /}{e^{j/\frac{\pi a}{\lambda} \sin\varphi + \frac{\Psi}{2} /}} e^{j\gamma}$$

/14.0.4./

$$E_- = j2E / \varphi / \frac{\sin/\frac{\pi a}{\lambda} \sin\varphi + \frac{\Psi}{2} /}{e^{j/\frac{\pi a}{\lambda} \sin\varphi + \frac{\Psi}{2} /}}$$

A kimenő feszültség a két jel amplitudójának hányadosával és a két jel közötti fázisszög koszinuszával arányos.

$$U_{ki} \sim \operatorname{tg} \frac{\pi a}{\lambda} \sin \psi + \frac{\psi}{2} / \cos \gamma \quad /14.0.5./$$

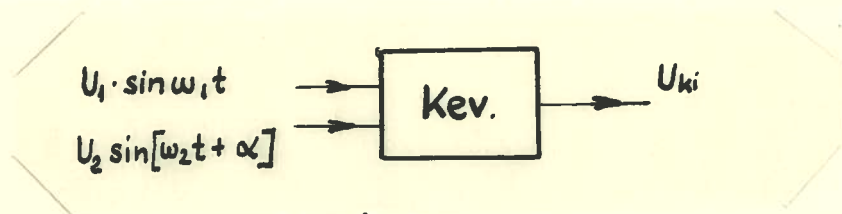
Ha $\gamma = 0$ és $\psi/2 \neq 0$, a zérus kimenő feszültség helye:

$$\psi_0 = - \operatorname{arsin} \frac{\psi}{2} \frac{\lambda}{\pi a} \approx - \frac{\psi \lambda}{2 \pi a} \quad /14.0.6./$$

A ψ legfeljebb $1 - 2^\circ$ lehet. Az ehhez tartozó helyzethiba $0,1^\circ$ alatt marad.

A γ hatása a kimenő feszültség amplitudóját, tehát a rendszer hurokerősítését változtatja. Megengedhető értéke 5° . Az ehhez tartozó erősítéscsökkenés $3,8\%$.

A keverés hatása a vevő fázisátvitelére.



44. ábra.

A keveréskor a két bemenő jel szorzatát állítjuk elő, és a kimeneten az $|\omega_1 - \omega_2|$ frekvenciájú jeleket szűrjük ki.

$$U_{ki} \sim \frac{U_1 U_2}{2} \cos / \omega_1 t - \omega_2 t - \alpha / \quad /14.0.7./$$

A keverés során létrejött produktum a bejövő és a helyi oszcillátor jelének fázisát is tartalmazza.

Ha az összeg és a különbségi csatorna jelei között fáziskülönbség van /pl. a KF hibás fázistolása/, akkor ez kiegyenlíthető a helyi oszcillátorok után elhelyezett fázistoló kapcsolásokkal. Megvalósításuk egyszerű LR vagy CR taggal lehetséges.

A fázistolás értéke legyen minden oszcillátorkimenetet követően 60° , így tetszőleges fázishiba is kiegyenlíthető. A rendszert működés előtt hitelesíteni kell.

Például úgy, hogy az antennabemenetekre azonos fázisu jelet adunk és kiegyenlítjük a fázistolásokat a különbségi csatornák minimum-indikációjával.

Az antenna illesztő kábeleinek fázistolása az első hibridek bemenetein lép fel. Legyen az A antennáról érkező jel fázisa zérus, és az antenna és a műhold szögeltérésének különbsége a függőleges síkban .

ξ , β és δ a B, C és D antennáról érkező jelek fázishibái az első hibridek előtt.

$$E_{\delta} = j \frac{E/\varphi}{2} \left[1 + e^{j\xi} + e^{j\beta} + e^{j\delta} / e^{j/2\pi a/\lambda} \sin \varphi / \right] \quad /14.0.8./$$

$$E_{-} = - \frac{E/\varphi}{2} \left[1 + e^{j\xi} - e^{j\beta} + e^{j\delta} / e^{j/2\pi a/\lambda} \sin \varphi / \right] \quad /14.0.9./$$

A teljes analízis bonyolult, de ha $\beta = 0$, $\delta = 0$, $\xi \neq 0$

$$U_{ki} \sim \left| \frac{E_{-}}{E_{\delta}} \right| \cos / \arccos E_{\delta} - \arccos E_{-} / \quad /14.1.0./$$

Átalakítások után igazolható, hogy ilyen feltételek mellett U_{ki} nem lehet zérus. Az első hibridek előtti fázistolás megszünteti a különbségi jel zérushelyét és a minimum pontot eltolja.

Az eltolás mértéke a /14.1.0./ minimumhelyének vizsgálatából meghatározható.

$$\varphi_{\min} \approx \arcsin \frac{\xi}{2} \frac{\lambda}{2a\pi} \approx \frac{\xi}{2} \frac{\lambda}{2a\pi} \quad /14.1.1./$$

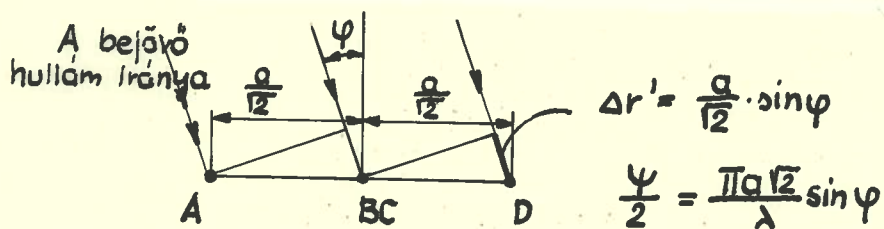
ξ megengedhető értéke szintén $1-2^\circ$.

A három vevő erősítésének is azonosnak kell lenni. Sem azt nem tudjuk biztosítani, hogy a maximális erősítés azonos legyen, sem azt, hogy az erősítésszabályzás együttfutása tökéletes legyen. A vevő után következő egyenfeszültségű erősítők erősítését változtathatóvá téve a különbségi és összegcsatornák erősítéskülönbsége kiegyenlíthető /a hurokerősítés állandó marad/.

A lehetséges megengedett erősítésváltozás értékei.

A függőleges mozgató végző rendszer megfelelő relatív stabilitással működik, ha $K' = 44,5 - 200$, a vízszintes pedig, ha $K' = 56 - 141$. Ha a különbségi csatorna erősítése kisebb vagy nagyobb az összegcsatornáénál, ez a rendszer hurokerősítésének változását, növekedését vagy csökkenését vonja magutáni. A kiegyenlíthetőséget is figyelembevéve a fentemlitett értékhatárok betartathatók.

Erősítés ill. meredekségváltozást okoz az a tény, hogy a vízszintes és függőleges különbségi jelek létrehozása nem független. A korábban ismertetett monopulse diagram csak a függőleges és vízszintes síkban érvényes. Ha a műhold nem ilyen irányban tér le az antenna mechanikai tengelyéről, akkor a különbségi és összegjelek karakterisztikái megváltoznak. Vizsgáljuk meg ezt a hatást a következő feltételek mellett./45. ábra./



45. ábra.

$$E_A = E / \varphi / e^{-j \frac{\Psi}{2}} \quad E_D = E / \varphi / e^{j \frac{\Psi}{2}}$$

$$E_{B,C} = E / \varphi /$$

/14.1.2./

$$E_0 = j E / \varphi / / 1 + \cos \frac{\Psi}{2} / \quad E_- = j E / \varphi / \sin \frac{\Psi}{2}$$

/14.1.3./

Kis φ esetén a meredekség $\sqrt{2}$ -ed részére csökkent a korábbiakhoz képest.

Nagyobb φ esetén az átvitel a tg függvény miatt nem lineáris, de a motorok védelmére kialakított határolók miatt itt erre nincs is szükség.

Fontos vizsgálati kérdés, hogy az antenna geometriai elrendezésének hibái milyen követési hibát okoznak.

A 8. ábra alapján tekintsük azt az esetet, ha a B és a A antennák nyalábjai φ_0 szöggel elfordulnak az antenna mechanikai tengelyétől. A függőleges különbségi jel:

$$E_- = E / \varphi / e^{j \frac{\Psi}{2}} - E / \varphi + \varphi_0 / e^{-j \frac{\Psi}{2}}$$

/14.1.4./

Mindaddig, amíg $E / \varphi / = E / \varphi + \varphi_0 /$, addig a különbségi jel alig változik φ_0 függvényében. A szögelfordulásra megengedett érték kb. 5° . A monopulse rendszer ebből a szempontból előnyösebb, mivel a kupos letapogatás esetén az antennakarakterisztikák párhuzamossági hibái az eredő nyaláb körszimmetriáját erősen befolyásolják. Ha a diagramm nem szimmetrikus, akkor mindig fellép AM moduláció a bejövő jelen, és ez a pontosságot erősen lerontja.

Az antenna után következő illesztő tápvonalak, csatlakozók és a hibridek csillapítása az egyes csatornákon különbözők. A /14.1.4./-hez hasonlóan felírható a különbségi jel. Bizonyítható, hogy a jel zárus helyen megszűnik. 0,2 dB-es csillapításkülönbség 0,13° szögeltérésnek megfelelő jelszinten már minimumindikációt okoz.

A hibridek átvitele sem írható le az ideális reflexiómátrixszal. Valóságban a mátrix alakja

$$\bar{S} = \begin{bmatrix} \alpha & \beta & \gamma & \delta \\ \beta & \alpha & \delta & \gamma \\ \gamma & \delta & \alpha & \beta \\ \delta & \gamma & \beta & \alpha \end{bmatrix} \quad /14.1.5./$$

α a bemenő ellenállás hibájára, γ az áthallásra, β és δ a teljesítmény osztásra jellemző értékek. Egy valóságos hibrid átviteli adatai /Adams - Russel cég/. Frekvenciasáv: 20 - 200 MHz; Belső veszteség: 0,5 dB; Állóhullám-arány: 1,3 ; Irányhatás: 30 dB; Amplitudókiegyenlítetlenség: 0,2 dB.

Az átviteli mátrix elemeinek értékeit kiszámolva ideális lezárások esetén az áthallás okozta állóhullám arány az antennák felé 1,06.

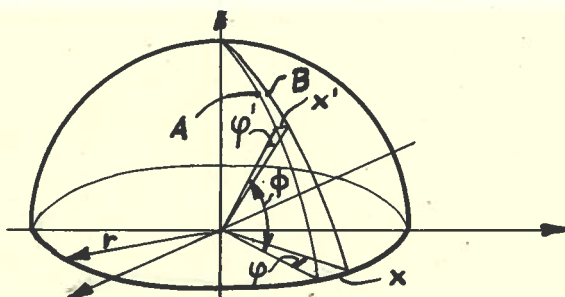
Az antenna illesztését célszerű úgy megvalósítani, hogy az állóhullám arány lehető kicsi legyen. Az illesztetlenség teljesítményvesztességet okoz, melyet az antenna kisugároz a térbe. Ha az illesztés nem ohmos, akkor fázishibát is okoz. Hasonló rendszereknél a vevő, a hibridek és az illesztő vezetékek hatásait is beleértve minimálisan $r = 2 - 3$ érhető el.

A vevő helyi oszcillátorai három független kimenettel rendelkeznek. A keverés fázispontossági követelményeinek figyelembevételével nem alakítható ki automatikus frekvenciaszabályzó kör. Emiatt az oszcillátorok frekvenciapontosságára szigorú követelményeket adunk. Legyen a megengedhető ingadozás mindkét oszcillátornál 100 Hz.

Ez 166 MHz esetén $0,6 \cdot 10^{-6}$ frekvenciapontosságot követel. Ezt csak kristályvezérelt oszcillátorokkal lehet elérni. Természetesen felmerül az igény, hogy a berendezés a teljes telemetria sávban 136 - 137 MHz hangolható legyen. Nagy stabilitású LC oszcillátorok pontossága legfeljebb 10^{-5} , a kristályvezérelt oszcillátorokat pedig csak 10^{-8} -os tartományban lehet hangolni. Így a kisebb stabilitás ellenére is az előző megoldást kell választanunk, vagy több átkapcsolható, kis tartományban hangolható kristályoszcillátort kell alkalmazni. A 40 MHz-es HO hangolása nem szükséges, ezért kristályvezérlésre készíthető.

15. A szekáns korrekció.

Az egyenfeszültségű erősítők vizsgálata előtt a szekáns korrekció lényegét kell ismertetni. A vízszintes hibajel értéke függ az antenna szöghelyzetétől a függőleges síkban. /1. 46. ábra./



46. ábra.

ϕ a függőleges szöghelyzet, ψ a vízszintes szögeltérés hibája. Az antenna a félgömb középpontjában helyezkedik el. Ha az antenna a A, a műhold pedig a B köríven található, akkor az antenna helyzetét a vízszintes síkban ψ szöggel kell korrigálni. A kapott jel viszont nem ψ -vel hanem ψ' -vel arányos, és ennek értéke a függőleges szöghelyzettől függ.

$$\psi = \frac{x}{r} \quad \psi' = \frac{x'}{r}$$

/15.o.1./

$$x' = x \cos \phi \quad \psi' = \psi \cos \phi$$

Mi olyan hibajeleket szeretnénk kapni, mely ψ vel arányos. A vevő utáni egyenfeszültségű erősítők erősítését kell tehát úgy változtatni, hogy a kimenőjel ismét ψ -vel legyen arányos.

$$A \sim \frac{1}{\cos \phi} = \sec \phi \quad /15.o.2./$$

Az erősítés tehát a függőleges szög szekánsával arányos. Ha a zenitig követnénk a műholdat, akkor az erősítést végtelenre kellene növelni. A 6. fejezetben viszont megállapítottunk, hogy a zenittől 10,8 km-re elhaladó szatellitek követése 200 km magasságban már nem lehetséges. Így az erősítést csak 1 -től $\sec \phi_0$ -ig kell változtatni.

$$\sec \phi_0 = \frac{200 \text{ km}}{10,8 \text{ km}} = 18,5$$

A magasabban haladó holdakhoz kisebb "halott" zóna tartozik, ezért a maximális erősítést válasszuk 25-szörösre. A szekáns korrekció megvalósítása történhet úgy, hogy az első egyenáramú erősítőfokozatot egy újabb fokozattal egészítjük ki, melynek például a negatív visszacsatoló ellenállását változtatjuk a függőleges szöghelyzet függvényében.

16. Az egyenáramu erősítők kialakítása.

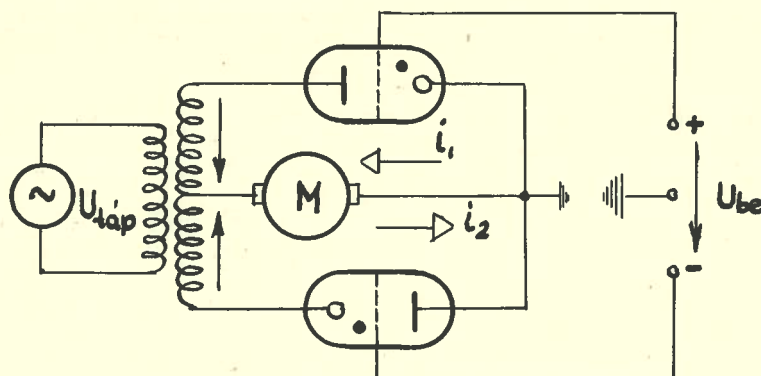
A E_1 , E_2 és a T blokkok erősítői pozitív és negatív egyenfeszültséget is erősítsenek. Kivánatos, hogy a nullpontingadozások minimálisak legyenek, hiszen ezek a követési pontosságot közvetlenül befolyásolják.

Az első és a harmadik erősítő tranzisztoros vagy csöves kivitelű differenciál erősítő legyen, nagy negatív visszacsatolással. A nullpontingadozások és a karakterisztika változásainak hatása így minimálisra csökkenthető.

Az átvitel legalább 2 - 5 kHz-ig egyenletes legyen.

A driftre adott felső határértéket a $0,15^0$ -hoz tartozó jel $1/10$ -ére választhatjuk. Ez az erősítő bemenetére redukálva: $U_{drift} = 3,5$ mV. A negatív visszacsatolás változtatásával az erősítés értéke változtatható legyen, így a különbségi csatornák erősítéshibái kiegyenlíthetők.

A motort meghajtó teljesítményerősítő nagyobb szükséges teljesítményeknél amplidin vagy egyenáramu generátor szokott lenni. A mi esetünkben a szükséges teljesítmény néhány száz Watt, így a végerősítés gyújtásvezérelt egyenirányító kapcsolással történhet. A megoldás elvi vázlatát a 47. ábrán láthatjuk.



47. ábra.

A bemenő transzformátor ellenütemben gerjeszti a tirátrókat. Ha a vezérlő egyenfeszültség zérus, akkor az első félperiódusban az egyik cső i_1 irányu, a második félperiód-

dusban a másik cső i_2 áramot hoz létre a motor armatura körében. Ezek értéke azonos, iránya pedig ellentétes. A motor tehetetlenségénél fogva ilyen esetben állni fog. Ha egy földszimmetrikus vezérlőjel érkezik a csövek rácsaira, akkor az áramegyenlőség megbomlik és a vezérlőjel előjelének függvényében a motor jobbra vagy balra mozdul el. A kimenő teljesítmény szükséges értéke mindkét mozgás esetén 250 W, a megengedett nullpontiingadozás 120 mV a bemeneten.

Az erősítés határfrekvenciáját a tápfeszültség frekvenciája határozza meg. Itt elegendő az 50 Hz- is. A lüktető egyenáram szűréséről nem kell gondoskodni, hiszen a rendszer az 50 Hz-t vagy annak egészszámu többszöröseit igen erősen csillapítja.

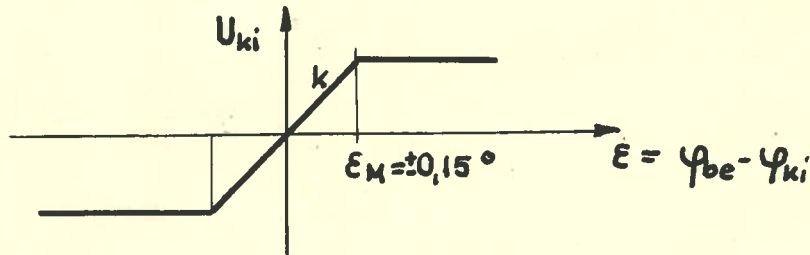
A rendszer teljes követési pontosságára a 14. fejezetben és az itt megadott feltételek teljesítése esetén jó közelítést adhatunk. A fellépő követési hibák különböző irányúak, ezért négyzetesen kell összegezni őket. A követés pontossága ezek alapján kb. $\pm 0,5^\circ$. Pontos érték nem adható, mert a szélterhelések és a jel-zaj viszony időben erősen változnak.

17. Feszültség korlátozások.

Az egyenáramu külsőgerjesztésű motor fordulatszám első sorban az armaturafeszültségtől függ. Biztosítani kell, hogy ne jussanak a motorra a névlegesnél nagyobb feszültségek, sőt a maximális szögsebességen túl sem célszerű lépni.

A E_1 erősítő után elhelyezett feszültségkorlátozó kapcsolás a vízszintes mozgatsnál $\pm 0,55$, a függőleges mozgatsnál $\pm 1,15$ V fölött ne engedje növekedni a vezérlő egyenfeszültséget.

A különbségképző szerv és az első erősítő átvitele tehát ideális esetben:



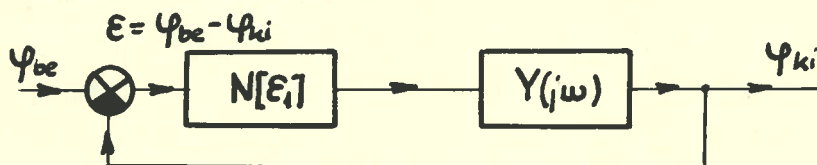
48. ábra.

Mivel $K' = 100$, $0,15^\circ$ szöghibához tartozik a maximális szögsebesség.

Valóságban a különbségi csatorna zaja miatt az átvitel zérus feszültség közelében már nem tekinthető lineárisnak.

A nem lineáris rendszer hatása a stabilitásra:

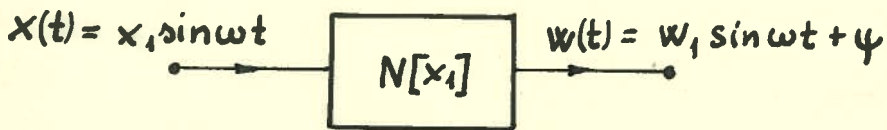
A teljes zárt kör blokksémáját két részre oszthatjuk, egy lineáris és egy nem lineáris tagra.



49. ábra.

A nem lineáris négy-pólus átviteli függvényét nem adhatjuk meg egyértelműen, de helyettesíthetjük az alapharmónikusra vonatkozó átviteli függvénnyel.

$$N/x_1, \omega / = \left| \frac{W_1}{x_1} \right| e^{j\psi} = B /x_1 / e^{j\psi} \quad /17.0.1./$$



50. ábra.

A nyitott hurok átviteli függvénye:

$$\frac{\varphi_{ki}}{\varepsilon} = N/\varepsilon_1 / Y / j\omega / \quad /17.0.2./$$

$N/\varepsilon_1 /$ a frekvenciától független, csak a jelszinttől függő átviteli függvény. A zárthurok átvitelét a /17.0.3./ adja.

$$\varphi_{be} = \frac{Y/j\omega /}{\frac{1}{N/\varepsilon_1 /} + Y/j\omega /} \quad /17.0.3./$$

A stabilitás feltétele tehát: $Y / j\omega / \neq - \frac{1}{N/\varepsilon_1 /}$

Ha az $N/\varepsilon_1 /$ görbe a $Y / j\omega /$ baloldalán helyezkedik el, akkor a rendszer stabil. Ez a tétel a Nyquist diagramon érvényes, a haladási irány a görbe mentén a frekvencia-növekedés irányával egyezik.

Ha csak telítés van, akkor a nem lineáris tag átviteli függvénye az alapharmónikusra könnyen megadható.

$$x = x_1 \sin \omega t \quad w(t) = k x_1 \sin \omega t \quad 0 \leq t \leq t_1$$

$$w = w_1 \sin / \omega t + \psi / \quad w(t) = k x_1 \sin \omega t_1$$

$$t_1 \leq t \leq \frac{\pi}{\omega} - t_1$$

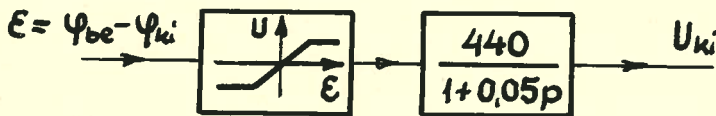
/17.0.4./

$$w_1 = \frac{4\omega}{\pi} \int_0^{\pi/2\omega} w(t) \sin \omega t dt \quad /17.0.5./$$

$$N / \epsilon_1 / = \frac{2k}{\pi} \left[\arcsin \frac{\epsilon_M}{\epsilon_1} + \frac{\epsilon_M}{\epsilon_1} \sqrt{1 - \left[\frac{\epsilon_M}{\epsilon_1} \right]^2} \right]; \epsilon_1 \geq \epsilon_M$$

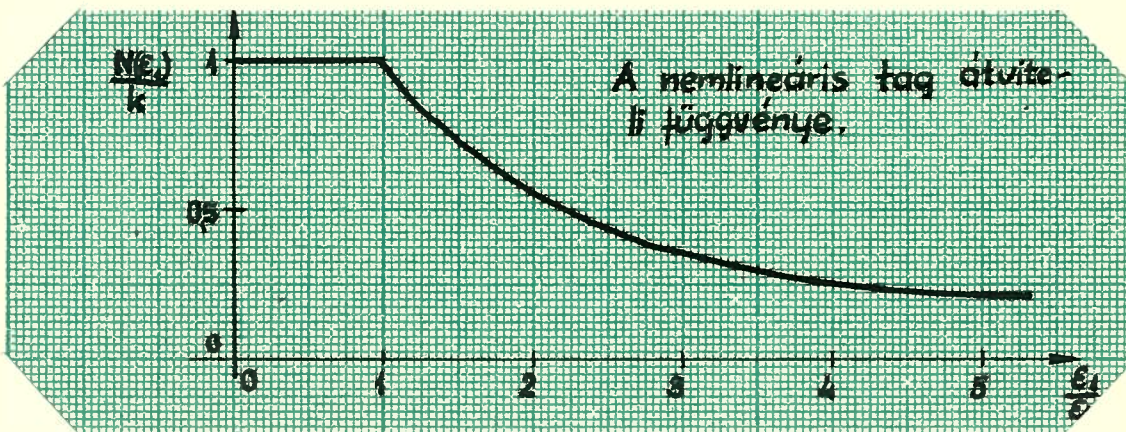
$$N / \epsilon_1 / = k; \epsilon_1 \leq \epsilon_M \quad /17.0.6./$$

Az első fokozatot /különbségképző, erősítő/ két részre bontjuk az 51. ábrának megfelelően. $k = 1$; $\epsilon_M = 0,15^\circ$



51. ábra.

A kritikus görbe a valóstengely - 1 pontjától $-\infty$ terjedő szakasza. Ez azt jelenti, hogy a határolás növeli a stabilitást. Instabilitás csak akkor lép fel, ha az eredeti rendszer is instabil volt. Az 52. ábrán a $N / \epsilon_1 /$ görbe látható.



52. ábra.

18. Kiegészítő berendezések.

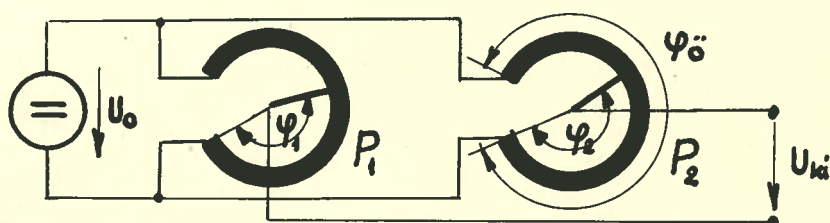
a./ A kézi követő megvalósítása.

A kézi követésre két módszert javasolhatunk. Az egyik pontatlanabb, de lényegesen olcsóbb, a másik pontosabb, de a költségei nagyobbak.

A már megtervezett mozgató berendezés továbbra is alkalmazható, csak a hibaképző szervek változnak. Mivel az antenna - hibrid - vevő - aluláteresztő szűrő helyett egy lényegesen magasabb felső frekvenciahatárral rendelkező különbségképzőt alkalmazunk, a stabilitásvizsgálatok feleslegesek. Hasonló hurokerősítések mellett a rendszer bintosan stabilan működik.

Az egyszerű berendezés különbségképző szerveként két egymással szembekecsolt potenciómétert használunk.

/1. 53. ábra./



53. ábra.

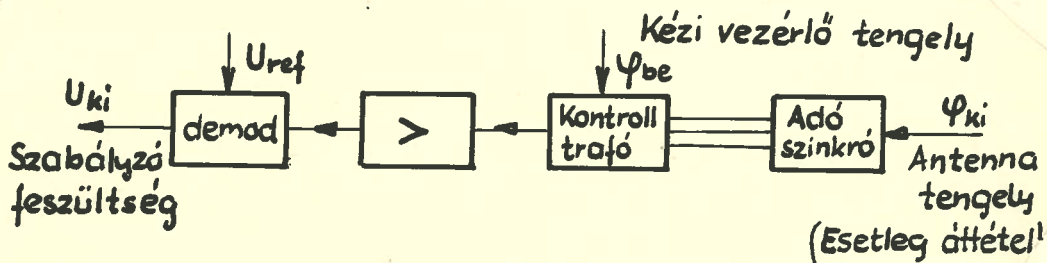
A kimenő feszültség a két potencióméter szöghelyzetének különbségével arányos.

$$U_{ki} = \frac{U_0}{\psi_0} / \psi_2 - \psi_1 / \quad /18.0.1./$$

ψ_0 a potencióméterek teljes szögelfordulása, U_0 az alkalmazott tápfeszültség.

A tápfeszültség tetszőleges változtatásával, vagy egy utólagos leosztással a hurokerősítés a legkedvezőbb értékre állítható. A kézi követésnél nincs szükség szé-
kás korrekcióra. Ez a hibaképző módszer egyszerű, de a potencióméterek ellenállásának együttfutási hibái miatt legalább néhány fokra pontatlan.

A másik megoldás, a két sebességes szervórendszer alkalmazása növeli a pontosságot. Blokksémája az 54. ábrán látható.



54. ábra.

A kontroltranszformátor a saját tengelyének és a szelszin adó elfordulásának különbségével arányos jelet szolgáltat.

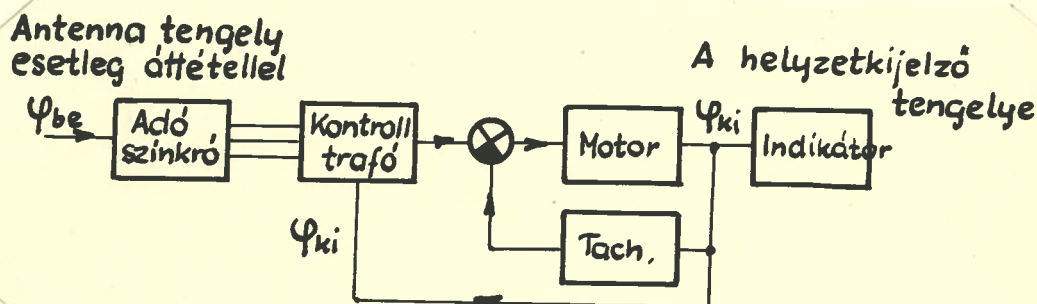
$$U_{ki} = \text{const.} / \varphi_{be} - \varphi_{ki} / \quad /18.0.2./$$

A jel amplitudóját előjelhelyesen érzékelve és erősítve visszacsatolhatjuk a teljesítményerősítő bemenetére. A kontroltranszformátor pontossága általában 12' - től 1° - ig terjed. A kézikövetés pontossága növelhető, ha a bemenő és kimenő szögeltéréseket gyorsító áttételeken keresztül vezetjük az adóra és a kontroltranszformátorra. A Gamma Optikai Művek katalógusából kiválasztható az SA - 431 típusu adószinkro és a hozzá tartozó SC - 331 típusu kontroltranszformátor.

b./ Helyzetkijelzés.

Automatikus követés esetén az 54. ábrán látható rendszer átkapcsolás segítségével felhasználható az antenna pillanatnyi szöghelyzetének kijelzésére. A kontroltranszformátor kimenő jelét egy szervomotor vezérlésére használjuk, mely közös tengelyen van a kontroltranszformátor forgórészével és a mechanikus kijelző berendezéssel.

/l. 55. ábra./



55. ábra.

A Gamma OM. katalógusából az MRT - 121 - 0,4 típusu kalickás szervomotor alkalmazható erre a célra. A motor beépített tachogenerátorral stabilizál. A rendszer a kontroltranszformátor állandó helyzethibájától eltekintve pontosan viszi át az antenna szöghelyzet információit az indikátorra.

c./ A fék és a határkapcsolók.

Az antenna vízszintes síkban 3, függőleges síkban pedig 1/4 teljes fordulatot tudjon megtenni. Vízszintesen egy fordulat is elegendő lenne, de akkor gyakran kellene a kézi vezérlést igénybevenni. Függetlenül a mechanikai felépítés miatt korlátozott a mozgás.

Ha automatikus követést végzünk, akkor a berendezés esetleg maximális sebességgel érkezik a mechanikai ütközési ponthoz. Ez előtt tehát gondoskodni kell a motor kikapcsolásáról, és a tehetetlen rendszer mozgási energiáját fel kell emésztetni.

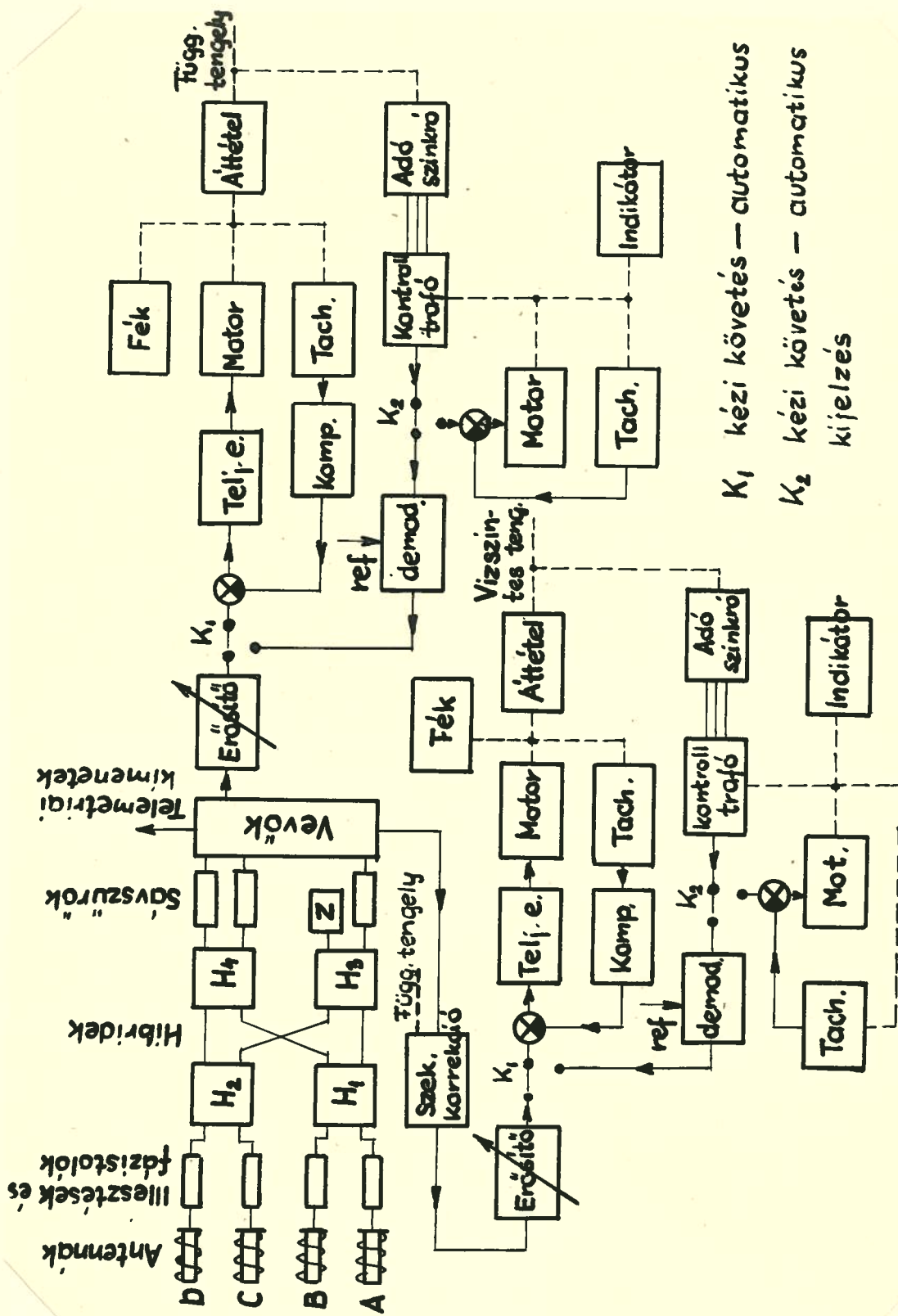
Az elektromos határkapcsolókat a motort meghajtó teljesítményerősítő tápfeszültségének körében helyezhetjük el. Áttételek segítségével biztosítható, hogy a kikapcsolás a függőleges síkban 3° és 87° nál következik be, vízszintesen pedig -54° és $+54^\circ$ -nál. A fék megoldása legyen mechanikus. Az antenna a függőleges síkban 3° szögelfordulás alatt álljon meg. Ehhez a féknek a motor tengelyénél $3,1$ mkp nyomatékot kell kifejteni.

d./ Javaslatok az antenna mechanikus felépítésének átalakítására.

A függőleges szerelvény torziós elfordulásait, melyek lengésekre teszik hajlamossá az antennát, csökkenteni kell.

Az antenna súlyát kompenzáló rugók helyett a függőleges mozgató tengelyre nézve az antennát ellensúlyokkal kell kiegyensúlyozni. Lehetőleg csökkenteni kell a vízszintes mozgáskor fellépő tehetetlenségi nyomatékok változását a függőleges szöghelyzettől függően. Csökkenteni kell a mozgató tengelyek holtjátékát is.

A berendezés teljes blokkvázlata az 56. ábrán látható.



K_1 kézi követés — automatikus
 K_2 kézi követés — automatikus
 kijelzés

56. ábra.

IRODALOMJEGYZÉK

1. Huber F.R.: Antennen und Antennenanlagen für den Empfang der signale künstliche Erdsatelliten. Rohde & Schwarz - Mitteilungen /1964/ Nr. 18. 131 - 143. old.
2. Huber F.R.: Satelliten - Empfangsanlage mit automatiche Antennennachführung. Rohde & Schwarz - - Mitteilungen /1966/ Nr. 20.262-273.old.
3. Shingler D.F.: Automatik Tracking Antenna for T_elstar Communications Satellite. Electronics /1961/ December 22. 23-27 old.
4. Truxal, J.G.: Automatik Feedback Control systems.
5. O'Kelley, H.E.: Tracking Radar for Tiros Weather Satellite. Electronics /1960/ Április 15, 57-60. old.
6. Miller, L.S.: Loaded - Lens Antenna Tracks Missiles. Electronics /1958/ Március 28, 44-46. old.
7. Dunn J.H.: Pontos követés monopulse radarral. Electronics /1960/ Április 22. 51-56. old.
8. Dr. Benedikt Otto : Villamos hajtások I.
9. Dr. Csáki Frigyes: Szabályzástechnika II.
10. Automatizálási Kutató Intézet közlemények 1966 22.
11. Родионов, В.Н. : Линии передачи и антенны СВЧ, сборник монографий.