

Megjegyzések a csoportsebességről

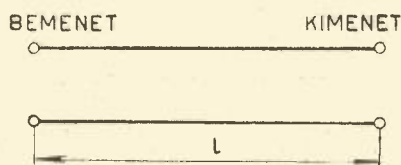
GÉHER KÁROLY

Budapesti Műszaki Egyetem, Elméleti Villamosságtan Tanszék

I. Bevezetés

A műszaki irodalom tanulmányozása közben gyakran találkozunk a fázissebesség és a csoportsebesség fogalmával. A kérdéssel kapcsolatban sok ellentmondó megjegyzést tapasztalhatunk. Mivel ezek igen megnehezítik egy-egy témakör megértését, az alábbiakban megpróbáljuk egységes szempontok szerint összefoglalni a csoportsebesség kapcsolatos fogalmakat.

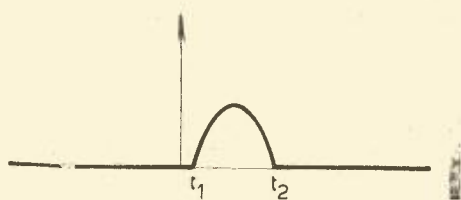
A megoldásra váró feladatot legegyszerűbben a távvezetéseken terjedő jelek esetén fogalmazhatjuk meg: az 1. ábrán látható távvezeték bemene-



1. ábra

tére a 2. ábrán látható jelet adjuk. A kérdés a következő: milyen sebességgel halad a jel a távvezeték mentén, illetve mekkora τ idő alatt futja be a jel a távvezeték l hosszúságát?

Ha a távvezeték ideálisnak tekintjük, akkor a válasz egyértelmű és igen egyszerű. A jelnek — mint

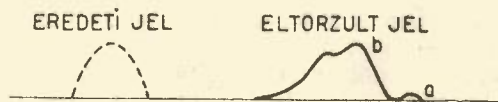


2. ábra

nem periodikus jelenségnek — Fourier-spektruma folytonos és $(-\infty)$ -től $(+\infty)$ -ig terjed. Azonban az ideális távvezetéken a terjedési sebesség a frekvenciától függetlenül c -vel egyenlő. Tehát az összetevő hullámok megegyező sebességgel haladnak, a jel torzítatlanul terjed tovább és $\tau = \frac{l}{c}$ idő múlva érkezik a kimenetre.

Ha a távvezeték nem ideális, akkor minden összetevő hullám más és más sebességgel halad, amiből következik, hogy a jel alakja a terjedés folyamán változik. Ezt a folyamatot igyekeztünk szemléltetni a 3. ábrán.

A jel terjedési sebességéről — mivel a pontok megjelölése ebben az esetben elveszti értelmét, — most már csak önkényes megállapodások segítségével beszélhetünk. A jel melyik pontjának sebességét tekintjük a jel sebességének? A jel homlokának sebességét (a pont), a maximum terjedési sebességét, (b pont) vagy esetleg valamelyik másik kitüntetett pontjának sebességét? Ebből már látszik, hogy a jelenség leírása bizonyos önkényes megállapodást kíván. A lejátszódó jelenség igen komplikált és így a kérdés általános és szigorú tárgyalása nagy matematikai nehézségbe ütközik. A feladat megoldása céljából egyszerűsítő feltevésekkel élünk. A fizikai probléma egyszerűsítése és a



3. ábra

viszonyok idealizálása viszont szükségszerűen azt jelenti, hogy a levezetett összefüggések közelítő jellegűek. A félreértések nagy része pedig éppen abból származik, hogy a csoportsebesség közelítő jellege általában nincs kidomborítva.

Mi a csoportsebesség fogalmának közelítő jellegét szeretnénk erősen hangsúlyozni, ezért a III. fejezetben megvizsgáljuk a csoportsebesség fogalmának keletkezését és rámutatunk azokra az okokra, amelyek a csoportsebesség használatát megnehezítik, illetve korlátozzák. Eredményeinket a IV. részben néhány példával illusztráljuk. Itt kicsit részletesebben foglalkozunk a négypólusok futási idejének számításánál a távvezeték-négypólus analógiával. Mielőtt kitűzött feladatunk megoldásához hozzákezdénénk, az egységes tárgyalás céljából összefoglaljuk a fázissebességgel kapcsolatos fogalmakat.

II. Fázissebesség

Ha egy mennyiség az x helykoordinátától és a t időtől

$$y(x, t) = A \cos(\omega t - \beta x) \quad (1)$$

alakban függ, ahol A a hullám amplitudója, ω a körfrekvencia, β pedig a fázistényező, akkor $y(x, t)$ egy x irányban haladó hullám. Ábrázoljuk ugyanis az (1) függvényt a $t = 0$ időpillanatban (4. ábra).

$$y(x, 0) = A \cos(-\beta x) = A \cos \beta x \quad (2)$$

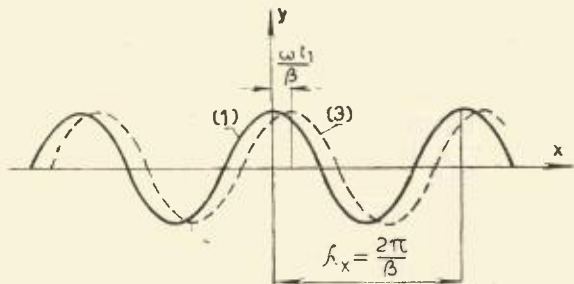
Az azonos fázisú helyek térbeli periodicitását megkapjuk, ha megnézzük azt, hogy mikor veszi fel függvényünk újra ugyanazt az értéket. Mivel a koszinusz függvény 2π periódusú, a következő egyenlőségnek kell fennállnia:

$$\beta \lambda_x = 2\pi$$

amiből

$$\lambda_x = \frac{2\pi}{\beta}$$

ahol λ_x a térbeli periodicitás, amit általában Δ -val jelölnek és hullámhossznak neveznek.



4. ábra

Az $x = 0$ helyen az idő függvényében ábrázolva az (1) függvényt, $y(0, t) = A \cos \omega t$ alakú görbét kapunk. Az időbeli periodicitást — a térbelihez hasonlóan — a következő egyenlet szolgáltatja:

$$\omega \lambda_t = 2\pi$$

amiből

$$\lambda_t = \frac{2\pi}{\omega}$$

ahol λ_t az időbeli periodicitás. A λ_t -t általában T -vel jelölik és a gyakorlatban ennek reciprokát, az $f = \frac{1}{T}$ frekvenciát használják.

Vizsgáljuk most az (1) függvényt egy meghatározott $t = t_1$ idő eltelte után az x függvényében:

$$y(x, t_1) = A \cos(\omega t_1 - \beta x) = A \cos \beta \left(x - \frac{\omega t_1}{\beta} \right) \quad (3)$$

A (3) képletet a (2)-vel összehasonlítva azt látjuk, hogy a (3) függvény a (2)-ből úgy kapható, ha x helyett $\left(x - \frac{\omega t_1}{\beta} \right)$ -t írunk. Ez pedig azt jelenti,

hogy a (2) görbe $\frac{\omega t_1}{\beta} = x_1$ értékkel jobbra eltolódott (l. 4. ábra (3) görbét). Mivel az $x_1 = \frac{\omega t_1}{\beta}$

távolságra való eltolódás t_1 idő alatt következett be, a jelenséget úgy értelmezzük, hogy görbénk azonos fázisú pontjai

$$v_f = \frac{x_1}{t_1} = \frac{\omega}{\beta} \quad (4)$$

sebességgel, az úgynevezett fázissebességgel terjednek.

Az így nyert fázissebességet most általánosabban is levezetjük. A hullámot komplex alakban állítjuk elő:

$$y = A_0 e^{-\alpha x} e^{j(\omega t - \beta x)} \quad (5)$$

ahol az $e^{-\alpha x}$ tényezővel a csillapítást is figyelembe vettük. Az $A_0 e^{-\alpha x}$ kifejezést — a komplex számokhoz hasonlóan — a hullám amplitudójának, az $(\omega t - \beta x)$ -et pedig a hullám fázisának nevezzük. Állandó fázisúak azok a helyek, ahol az $(\omega t - \beta x)$ kitevő állandó, tehát $\omega t - \beta x = \varphi_a$. Egy adott t_1 időpontban az állandó fázisú helyek — az $\omega t_1 - \beta x = \varphi_a$ összefüggés alapján — az $x = \text{const.}$ egyenlettel meghatározott pontok. Kérdezhetjük, hogy az állandó fázisú pontok hogyan változnak az időben. A $\frac{dx}{dt}$ haladási sebességet megkapjuk,

ha az állandó fázist definiáló

$$\omega t - \beta x = \varphi_a$$

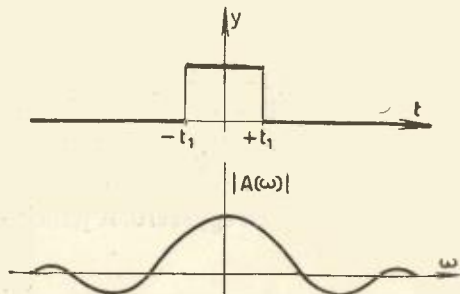
egyenletet t szerint differenciáljuk:

$$v_f = \frac{dx}{dt} = \frac{\omega}{\beta}$$

Ami azt jelenti, hogy az állandó fázisú helyek $v_f = \frac{\omega}{\beta}$ sebességgel haladnak.

III. Csoportsebesség

Most térjünk vissza a bevezetésben kitűzött feladatunkhoz. A jelek terjedésének vizsgálata leg-



5. ábra

célszerűbben a Fourier-integrál segítségével történhet. A mi szempontunkból a jel (impulzus) lényeges tulajdonsága az, hogy egy meghatározott $(-t_1)$ időpillanatban kezdődik és a $(+t_1)$ időpillanatig tart. Ennek megfelelően végtelenül sok, különböző frekvenciájú rezgésből tehető össze, vagyis frekvenciaspektruma $(-\infty)$ -tól $(+\infty)$ -ig terjed:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} A(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

Az impulzus időbeli lefolyása és a hozzátartozó frekvenciaspektrum az 5. ábrán látható. Ha egy ilyen jel terjed pl. távvezetéken, akkor a csillapítási tényező hatásának elhagyásával a következőt írhatjuk:

$$y(x, t) = \int_{-\infty}^{\infty} A(\omega) e^{j(\omega t - \beta x)} d\omega \quad (6)$$

Itt természetesen β függvénye ω -nak, vagyis $\beta = \beta(\omega)$. Mivel $y(x, t)$ kifejezése igen bonyolult — az exponensben tartalmazza a $\beta(\omega)$ fázistényezőt, — az integrál gyakorlatilag nem végezhető el. Egyszerűsítsük feladatunkat a következő módon: tételezzük fel, hogy

1. a frekvenciaspektrum nem terjed $(-\infty)$ -től $(+\infty)$ -ig, hanem csak $(\omega_0 - \Delta\omega)$ -től $(\omega_0 + \Delta\omega)$ -ig, vagyis csak a legnagyobb amplitúdósűrűségű frekvenciatartományt vesszük figyelembe;

$$\beta(\omega) = \beta(\omega_0) + \left(\frac{d\beta}{d\omega}\right)_{\omega_0} (\omega - \omega_0) + \left(\frac{d^2\beta}{d\omega^2}\right)_{\omega_0} (\omega - \omega_0)^2 + \dots$$

helyett írhatjuk, hogy

$$\beta(\omega) \approx \beta(\omega_0) + \left(\frac{d\beta}{d\omega}\right)_{\omega_0} (\omega - \omega_0)$$

Ezzel a helyettesítéssel a kitevő a következő alakú lesz:

$$\omega t - \beta x \approx \omega t - \beta(\omega_0) x - \left(\frac{d\beta}{d\omega}\right)_{\omega_0} (\omega - \omega_0) x$$

$$y(x, t) \approx \int_{\omega_0 - \Delta\omega}^{\omega_0 + \Delta\omega} A(\omega) e^{j[(\omega - \omega_0)t - \left(\frac{d\beta}{d\omega}\right)_{\omega_0} (\omega - \omega_0)x]} e^{j[\omega_0 t - \beta(\omega_0)x]} d\omega$$

ami

$$A_0 = \int_{\omega_0 - \Delta\omega}^{\omega_0 + \Delta\omega} A(\omega) e^{j[(\omega - \omega_0)t - \left(\frac{d\beta}{d\omega}\right)_{\omega_0} (\omega - \omega_0)x]} d\omega$$

helyettesítéssel a következőképpen írható:

$$y(x, t) \approx A_0 e^{j(\omega_0 t - \beta_0 x)} \quad (8)$$

A (8) egyenlet így értelmezhető: tekintsük először az A_0 -t állandónak, akkor az $y(x, t) \approx A_0 e^{j(\omega_0 t - \beta_0 x)}$ olyan hullámot jelentene, amely a II. rész alapján $v_f = \frac{\omega_0}{\beta_0}$ fázissebességgel terjed.

De ennek a hullámnak az amplitúdója, A_0 , szintén függvénye x -nek és t -nek. A_0 az $y(x, t)$ kifejezés burkoló görbéje; ennek sebességét nevezzük csoportsebességnek:

$$v_{cs} = \frac{\omega - \omega_0}{\left(\frac{d\beta}{d\omega}\right)_{\omega_0} (\omega - \omega_0)} = \frac{1}{\left(\frac{d\beta}{d\omega}\right)_{\omega_0}} = \left(\frac{d\omega}{d\beta}\right)_{\beta_0}$$

A csoportsebesség tehát a burkoló görbe haladási sebességét nyújtja.

A levezetésből következik, hogy az 1. feltétel a jel időbeli lefutását, a 2. feltétel az átvivő közeg tulajdonságát — a $\beta(\omega)$ fáziskarakterisztikát — egyszerűsíti. Az 1. feltétel következménye az a ritkán említett tény, hogy a (7) egyenlet által meghatározott hullámcsomag az időben $(-\infty)$ -től $(+\infty)$ -ig terjed. A $\beta = \beta(\omega)$ karakterisztika helyettesítése az ω_0 pontban húzott érintővel a csoportsebesség alkalmazhatóságának további korlátozását jelenti.

2. a $\beta = \beta(\omega)$ fázistényező az ω_0 -hoz tartozó Taylor-sorának első tagjával megközelíthető.

Ebben az esetben első feltételünk értelmében a (6) egyenlet a következő lesz:

$$y(x, t) \approx \int_{\omega_0 - \Delta\omega}^{\omega_0 + \Delta\omega} A(\omega) e^{j(\omega t - \beta x)} d\omega \quad (7)$$

Az így nyert kifejezést hullámcsomagnak nevezzük. Második feltételünk értelmében viszont

Az utóbbi összefüggéshez adjunk hozzá

$$(\omega_0 t - \omega_0 x) - t$$

Ekkor:

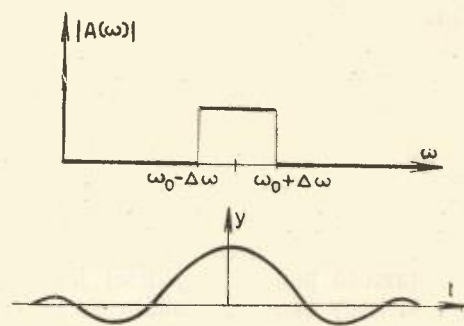
$$\omega t - \beta x \approx \omega_0 t - \beta(\omega_0) x +$$

$$[(\omega - \omega_0) t - \left(\frac{d\beta}{d\omega}\right)_{\omega_0} (\omega - \omega_0) x]$$

Ezt a hullámcsomag (7) kifejezésébe helyettesítve azt kapjuk, hogy

Most még részletesebben kifejtjük állításunk tartalmát.

Első feltételünk értelmében egy véges szélességű frekvenciaspektrumhoz tartozó időfüggvény terjedését vizsgáltuk. Azt találtuk, hogy az eredő hullám burkoló görbéjének sebessége a csoport-



6. ábra

sebességgel egyezik meg. Azonban eddig még nem hangsúlyoztuk azt a matematikából ismert tényt, hogy véges frekvenciaspektrumnak az időben $(-\infty)$ -től $(+\infty)$ -ig terjedő jel felel meg (6. ábra). Ez annak komplementere, hogy véges ideig tartó jelhez végtelen kiterjedésű frekvenciaspektrum tartozik.

Nézzük meg közelebbről, mit jelent ez esetünkben. Végezzük el a következő gondolatmenetet. Az $x = 0$ helyen vizsgálva függvényünket, akkor ott, pl. a $t = 0$ időpillanatban — azaz időszámításunk kezdetén — maximumot találunk. Ragadjunk ki a véges szélességű frekvenciaspektrumból két hullámot, melyek maximumai a $t = 0$ időpilla-

natban az $x = 0$ helyen vannak. Úgy képzelhetjük, hogy az észlelt maximumot ez a két hullám hozza létre. $t = t_1$ idő múlva az x_1 helyen fogunk maximumot találni, ahol $x_1 = v_{cs} t_1$. Ezt a maximumot azonban — és ez a lényeg — nem a két előbbi hullám kitüntetett pontjai alkotják, hanem időszámításunk előtt az $x = 0$ helyen igen kis eredővel áthaladó más hullámok. Ha nem vesszük figyelembe az időszámításunk előtt áthaladó hullámokat, arra az eredményre juthatunk, hogy a $v_{cs} = \frac{d\omega}{d\beta}$ csoportsebességgel haladó maximum a jelet képviseli. Ez természetesen helytelen, mivel a jelenség az időben $(-\infty)$ -tól $(+\infty)$ -ig tart, tehát jelről nem is beszélhetünk. Sohasem szabad elfelejteni, hogy diszkrét hullámok összeadása végtelen hosszú

sebessége egy látszólagos sebesség. Ez mindig kitűnik akkor, ha a fizikai értelmezésnél a kiinduló ponthoz visszanyúlunk és szigorúan megvizsgáljuk azt, hogy milyen feltételek mellett vezettük be a $v_{cs} = \frac{d\omega}{d\beta}$ csoportsebességet.

IV. Alkalmazások

Az előző rész alapján néhány érdekes esetet vizsgálunk meg.

a) Távfvezeték

Először kis csillapítású vezetékre számítsuk ki a fázissebesség és a csoportsebesség értékét. Ebben az esetben, mint ismeretes

$$\beta = \omega \sqrt{LC} \left[1 + \frac{1}{8\omega^2} \left(\frac{R}{L} - \frac{G}{C} \right)^2 \right]$$

és így a fázissebesség:

$$v_f = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC} \left[1 + \frac{1}{8\omega^2} \left(\frac{R}{L} - \frac{G}{C} \right)^2 \right]}$$

A v_{cs} csoportsebesség kiszámítása céljából először meghatározzuk $\frac{d\beta}{d\omega}$ -t:

$$\frac{d\beta}{d\omega} = \sqrt{LC} \left[1 - \frac{1}{8\omega^2} \left(\frac{R}{L} - \frac{G}{C} \right)^2 \right]$$

és így

$$v_{cs} = \frac{1}{\frac{d\beta}{d\omega}} = \frac{1}{\sqrt{LC} \left[1 - \frac{1}{8\omega^2} \left(\frac{R}{L} - \frac{G}{C} \right)^2 \right]}$$

Láthatjuk, hogy a fázissebesség értéke kisebb, mint $\frac{1}{\sqrt{LC}}$, ami éppen a fény terjedési sebességével egyenlő. A csoportsebesség viszont nagyobb, mint a fény terjedési sebessége. Ezenkívül $v_f v_{cs} \neq c^2$ és egyenlőségbe csak igen nagy frekvenciák esetén megy át.

Minden elhanyagolás nélkül, egészen általánosan is kiszámíthatjuk a viszonyokat. A fázistényező pontos kifejezése:

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{2}(\omega^2 LC - GR) + \frac{1}{2}} \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)}$$

Vezessük be a következő jelöléseket:

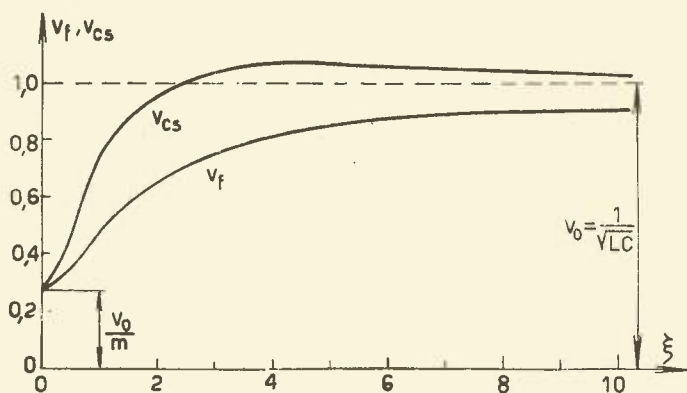
$$\frac{R}{L} = a; \quad \frac{G}{C} = b; \quad \xi = \frac{\omega}{\sqrt{ab}};$$

$$m = \frac{1}{2} \left(\sqrt{\frac{a}{b}} + \sqrt{\frac{b}{a}} \right)$$

Ezekkel a paraméterekkel ugyanis a fázistényező, a fázissebesség, illetve a csoportsebesség általános kifejezését valamivel egyszerűbb alakra hozhatjuk.

A 7. ábrán feltüntetettük a fázissebesség és a csoportsebesség változását abban az esetben, ha az m paraméter értékét 4-nek választjuk (l. Guillemin: Communication Networks).

Az ábrából világosan látszik, hogy a csoportsebesség a fény terjedési sebességénél nagyobb értéket is felvesz. Láthatjuk azt is, hogy a fázissebesség és a csoportsebesség szorzata csak igen nagy frekvenciák esetén egyenlő a fénysebesség négyzetével.



7. ábra

periodikus folyamatot jelent. Ilyen végtelen hosszú folyamatot írtunk le a II. Fázissebesség című részben. Ezt azonban nem szabad jelnek tekinteni. Hasonló módon nem jel az amplitudómodulációval kapcsolatban előszeretettel tárgyalt két hullám eredője sem. Az utóbbi két hullám ugyanis időben $(-\infty)$ -tól $(+\infty)$ -ig tartó periodikus folyamatot ír le.

Véges szélességű frekvenciaspektrumhoz végtelen hosszú, de nem periodikus folyamat tartozik. Az utóbbit csak fenntartással szabad a meghatározott időben kezdődő és adott ideig tartó impulzussal azonosítani. A megjelenő maximumok ugyanis nem összetartozó pontok terjedését jelentik, ami utal arra is, hogy az eredő hullám maximumának

b) Csőtápvonalak

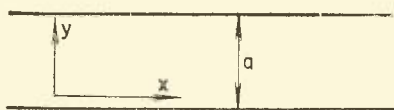
Most nézzük meg a viszonyokat a csőtápvonalaknál. Ebben az esetben egyetlen frekvencián történő állandósult állapotot vizsgálunk. Szorítunk két fémlap közötti terjedés vizsgálatára, mivel a csőtápvonalak ehhez képest már nem jelentenek lényeges különbséget.

A probléma szigorú tárgyalása a Maxwell-egyenletek megoldásán alapszik és az időtől $e^{j\omega t}$ szerint függő és a terjedés irányában $e^{-\gamma x}$ alakban változó megoldást nyújt. A terjedési együttható csillapításmentes esetben tiszta képzetes és értéke:

$$\gamma = j\beta = j\sqrt{\omega^2 \mu \varepsilon - a_1^2} = j\frac{\omega}{c} \sqrt{1 - \frac{a_1^2}{\omega^2 \mu \varepsilon}}$$

ahol $a_1 = \frac{m\pi}{a}$ és m pozitív egész szám (8. ábra,

1. Jordan: Electromagnetic Waves and Radiating Systems).



8. ábra

Mivel

$$\beta = \frac{\omega}{c} \sqrt{1 - \frac{a_1^2}{\omega^2 \mu \varepsilon}}$$

az állandó fázisú helyek az $y = A e^{j(\omega t - \beta x)}$ kifejezés alapján

$$v_f = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{1 - \frac{a_1^2}{\omega^2 \mu \varepsilon}}}$$

sebességgel haladnak. Ez a sebesség szemmel láthatóan nagyobb, mint a fény terjedési sebessége.

Most számítsuk ki $\frac{d\omega}{d\beta}$ -t, vagyis azt, amit az előzőekben csoportsebességnek neveztünk.

A $\beta = \sqrt{\omega^2 \mu \varepsilon - a_1^2}$ alapján

$$\frac{d\beta}{d\omega} = \frac{\sqrt{\mu \varepsilon}}{\sqrt{1 - \frac{a_1^2}{\omega^2 \mu \varepsilon}}} = \frac{1}{c \sqrt{1 - \frac{a_1^2}{\omega^2 \mu \varepsilon}}}$$

Végül

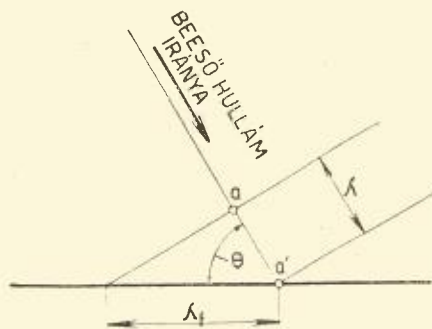
$$v_{cs} = \frac{d\omega}{d\beta} = \frac{1}{\frac{d\beta}{d\omega}} = c \sqrt{1 - \frac{a_1^2}{\omega^2 \mu \varepsilon}}$$

Ez a sebesség kisebbnek adódik, mint a fény terjedési sebessége és így magától kínálkozott, hogy az energia terjedési sebességének nevezzék. Sőt, a fémfelületről visszaverődő hullámok segítségével még szemléletes képet is lehetett fűzni a jelenséghez.

Vizsgáljunk ugyanis egy c sebességgel haladó hullámot, mely az ideálisnak feltételezett fém

felületére Θ szög alatt esik be (9. ábra). A beeső hullám térbeli periodicitása λ . Ha a maximumnak, tehát a hullám meghatározott fázisának a fém felszíne mentén mért λ_f periodicitást tekintjük, azt nagyobbak találjuk λ -nál. Számszerűen: $\lambda_f = \frac{\lambda}{\cos \Theta}$.

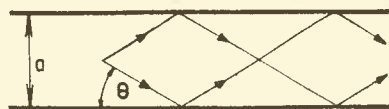
Ennek megfelelően a maximumok haladási sebessége a fémfal mentén $\frac{\lambda_f}{T} = \frac{1}{\cos \Theta} \frac{\lambda}{T} = \frac{c}{\cos \Theta}$ vagyis nagyobb, mint a beeső hullám sebessége. Termé-



9. ábra

szetesen a fázisnak így meghatározott sebessége látszólagos sebesség, mivel a maximumot nem összetartozó pontok hozzák létre. (Összetartozó pontok lennének pl. a és a' .) Az ilyen sebességet geometriai sebességnek nevezzük. A beeső hullám sebességének a fém felszínével párhuzamos összetevője viszont $c \cos \Theta$ -val egyenlő.

A hullámok terjedését két fémfelület között két visszaverődő hullám segítségével szokták leírni (10. ábra). Az összetevő hullám periodicitása λ , amit itt szabad térben mért hullámhossznak



10. ábra

neveznek. A fém felszíne mentén mért periodicitás — ez a csőben mért hullámhossznak felel meg — pedig $\Lambda = \frac{\lambda}{\cos \Theta}$ és a hullám fázisának tejedési

sebessége $v_f = \frac{\Lambda}{T} = \frac{1}{\cos \Theta} \frac{\lambda}{T} = \frac{c}{\cos \Theta}$. Az összetevő

hullámok sebességének a fém felszínével párhuzamos összetevője $v_{cs} = c \cos \Theta$ értékű. Az itt szereplő Θ szög adott lemeztávolság és frekvencia esetén a határfeltételek figyelembevételével egyszerűen kiszá-

mítható és azt kapjuk, hogy $\cos \Theta = \sqrt{1 - \frac{a_1^2}{\omega^2 \mu \varepsilon}}$.

Ezt v_f és v_{cs} kifejezéseibe helyettesítve végeredményünk az alábbi lesz:

$$v_f = \frac{c}{\sqrt{1 - \frac{a_1^2}{\omega^2 \mu \varepsilon}}}$$

$$v_{cs} = c \sqrt{1 - \frac{a_1^2}{\omega^2 \mu \varepsilon}}$$

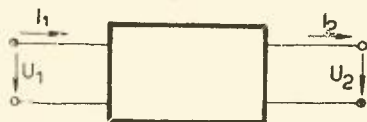
vagyis a (9) és (10) képleteket kaptuk meg. A két különböző módon számított v_f fázissebesség megegyezése várható volt. Annál meglepőbb azonban,

hogy az utasításszerűen képzett $v_{cs} = \frac{d\omega}{d\beta}$ csoport-

sebesség az összetevő hullám sebességének x irányú komponensét adja. A csoportsebesség — a burkoló görbe maximumának sebessége — itt egészen más értelmezést nyert. A megegyezésnek nem tulajdoníthatunk mélyebb fizikai tartalmat, hanem ismételten utalunk arra, hogy a csoportsebességet a jelek terjedésével kapcsolatban vezettük le, itt pedig állandósult állapotot vizsgáltunk.

c) Négypólusok.

A csoportsebesség fogalma a koncentrált paraméterekkel dolgozó átviteltechnikában is ismeretes,



11. ábra

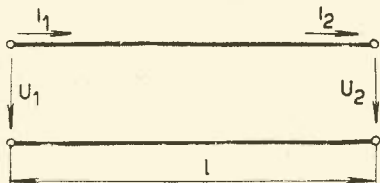
mivel a futási időt, amely a fáziskorrektorok és késleltető művonalak tervezésénél játszik döntő szerepet, gyakran a csoportsebességből számítják. Vázoljuk fel a futási idő számításához vezető utat.

A feszültség és áramok pozitív irányait a 11. ábrán látható módon választva a négypólus lánckarakterisztikája a következő alakban írható fel:

$$U_1 = P_n U_2 + R_n I_2 \quad (10)$$

$$I_1 = G_n U_2 + S_n I_2$$

Ebben a kifejezésben P_n a primer áttétel, S_n a szekunder áttétel, R_n a transzfer ellenállás és G_n



12. ábra

a transzfer vezetés (l. Hennyey: Átviteltechnika). Az n index arra utal, hogy a lánckparaméterek irányfüggetlenek, tehát passzív négypólust vizsgálunk.

Tekintsünk most egy l hosszúságú távvezeték (12. ábra). A bemeneten lévő feszültség és áram értéke kifejezhető a távvezeték végén mért feszültséggel és árammal:

$$U_1 = U_2 \operatorname{ch} \gamma l + I_2 K \operatorname{sh} \gamma l \quad (11)$$

$$I_1 = U_2 \frac{\operatorname{sh} \gamma l}{K} + I_2 \operatorname{ch} \gamma l$$

ahol K a távvezeték hullámellenállása. A négy-pólusra, illetve a távvezetékre vonatkozó (10) és (11) egyenletek szembeszökő hasonlatosságot mutatnak. Ezen alapszik a távvezeték-négypólus analógia, mely megengedi azt, hogy a távvezetékek egyes problémáit a négypóluselmélet segítségével tárgyalják, illetve a négypólusok tárgyalásakor a távvezetékeknek megismert fogalmakra hivatkozzanak. Az analógia tisztázása céljából állítsunk össze egy szótárt a távvezetékek és a négypólus-elmélet paraméterei között. A (10) és (11) egyenletrendszer együtthatóit összevetve írhatjuk, hogy

$$P_n = \operatorname{ch} \gamma l \quad R_n = K \operatorname{sh} \gamma l$$

$$G_n = \frac{\operatorname{sh} \gamma l}{K} \quad S_n = \operatorname{ch} \gamma l$$

A négy elemből alkotott determinánst kiszámítva azt kapjuk, hogy

$$\begin{vmatrix} \operatorname{ch} \gamma l & K \operatorname{sh} \gamma l \\ \frac{\operatorname{sh} \gamma l}{K} & \operatorname{ch} \gamma l \end{vmatrix} = 1$$

tehát a négypólus passzív. Mivel $P_n = S_n$, a négy-pólus szimmetrikus. A négypóluselméletben ismeretes a hullámparaméterek csoportja, melyhez úgy jutnak el, hogy lezárásokat keresnek, melyek mind a primer, mind a szekunder oldalon illesztést biztosítanak. A hullámellenállás értéke esetünkben:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{P_n R_n}{S_n G_n}} = \sqrt{\frac{\operatorname{ch} \gamma l K \operatorname{sh} \gamma l}{\frac{\operatorname{sh} \gamma l}{K} \operatorname{ch} \gamma l}} = K$$

vagyis megegyezik a távvezeték hullámellenállásával. A hullámellenállással lezárt négypólus átviteli tényezőjét hullámátviteli tényezőnek nevezzük. Értéke:

$$\Gamma_0 = \sqrt{P_n S_n} + \sqrt{R_n G_n} = \operatorname{ch} \gamma l + \operatorname{sh} \gamma l = e^{\gamma l}$$

A γ terjedési együtthatót valós és képzetes részre felbontva, a hullámátvitelre az alábbiakat kapjuk:

$$g_0 = \log \Gamma_0 = a + j b = \alpha l + j \beta l$$

ahol a a csillapítás, b a forgatás, α a csillapítási tényező, β a fázistényező.

Összefoglalva azt mondhatjuk, hogy a távvezeték passzív, szimmetrikus négypólus. A négy-pólus hullámellenállása a távvezeték hullámellenállásával egyenlő:

$$Z_0 = K \quad (13)$$

A négypólus csillapítása és forgatása pedig a következő kapcsolatban van a távvezeték csillapítási tényezőjével és fázistényezőjével:

$$\begin{aligned} a &= \alpha l \\ b &= \beta l \end{aligned} \quad (14)$$

A távvezetékek vizsgálatánál abból a helytelen feltevésből kiindulva, hogy a jel a csoportsebességgel terjed, a futási időre

$$\tau = \frac{l}{v_g} = \frac{l}{\frac{d\omega}{d\beta}} = l \frac{d\beta}{d\omega} = \frac{d(l\beta)}{d\omega}$$

összefüggés adódik. Ez a (14) egyenletnek megfelelő analógia alapján

$$\tau = \frac{db}{d\omega}$$

alakban írható. Szavakban elmondva: a futási idő a forgatás körfrekvencia szerinti differenciálhányadosa. Ez a megállapítás kiegészítő megjegyzések nélkül félrevezető, sőt helytelen. Láttuk ugyanis, hogy a csoportsebesség csupán látszólagos sebesség, amely a III. Csoportsebesség című rész alapján csupán egy jelenség közelítő tárgyalását engedi meg és nem azonos a jel terjedési sebességével. Ha a fázis- vagy csoportsebességet minden meggondolás nélkül a jel terjedési sebességének tekintenők, akkor ez, mint ahogy a távvezeték esetén bemutattuk, könnyen ellentmondásra vezetne.

A kérdéssel kapcsolatban elterjedt vélemény a következő: négy-pólusoknál a hullámok terjedéséről nem beszélhetünk, de a

$$\tau = \frac{db}{d\omega}$$

futási idő itt is bír fizikai értelemmel. Foglalkozunk egy kicsit részletesebben ezzel a kérdéssel. Képzeliük el, hogy elkészítjük egy valódi távvezeték-helyettesítő képét koncentrált paraméterekből, majd a következőt kérdezzük: milyen lesz a végpontokon megjelenő feszültség időbeli lefutása abban az esetben, ha a kezdőpontokra a $t = 0$ időpillanatban előírt időbeli változású feszültséget kapcsolunk? Aki a távvezetékot tekinti,

az előtt világos, hogy a $t = \frac{l}{c}$ ideig a végpontokon

mindenesetre nyugalom lesz, mert a jel a fény terjedési sebességénél nagyobb sebességgel nem haladhat. Aki viszont a koncentrált paraméterű hálózatok elmélete felől közelíti meg a kérdést, azt válaszolhatja, hogy közönséges tranziens jelenségről van szó, így tehát semmi különös sincs abban, hogy a jel — esetleg kis amplitúdóval — azonnal megjelenik a végpontokon. Az utóbbi vélemény megfelel annak az álláspontnak, hogy koncentrált paraméterek esetén hullámok terjedéséről nem beszélünk. A Fourier-integrált felhasználva, a következőt mondhatjuk. Ha a kezdőpontokra kapcsolt feszültség Fourier-integrálja

$$U(t, 0) = \int_{-\infty}^{\infty} A(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

akkor a szekunder kapcsolokon megjelenő feszültség értéke

$$U(t, l) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\alpha(\omega)l} A(\omega) e^{j[\omega t - \beta(\omega)l]} d\omega$$

vagy a (14) egyenlet felhasználásával:

$$U(t, l) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\alpha(\omega)l} A(\omega) e^{j[\omega t - \beta(\omega)l]} d\omega$$

Ebből azt olvashatjuk le, hogy ha a távvezeték és a koncentrált paraméterekből álló helyettesítő kép csillapítása és forgatása minden frekvencián megegyezik, akkor a szekunder kapcsolokon megjelenő feszültség időbeli lefolyása is azonos. Azonosság nem érhető el végesszámu koncentrált paraméterekből felépített helyettesítő kép esetén, amiből következik, hogy koncentrált paraméterek esetén a jel beadása pillanatában már lehet véges jel a kimeneten.

Már rámutattunk arra, hogy a futási idő számítása a $\tau = \frac{db}{d\omega}$ kifejezés alapján a távvezeték-

nél is helytelen. Fokozódnak a nehézségek a négy-pólusoknál. Szimmetrikus reaktáns négy-pólusnál

például a $\frac{db}{d\omega}$ differenciálhányados, vagyis a futási

idő zérus is lehet, ami még menthető azzal, hogy koncentrált paraméterek esetén a bekapcsolási jelenségnél a jel azonnal megjelenik a szekunder kapcsolokon. Könnyen lehet viszont olyan négy-

pólust konstruálni, amelynél a $\frac{db}{d\omega}$ differenciál-

hányados negatív értékű lesz, tehát a futási idő a csoportsebességből számítva negatívnak adódik.

V. Összefoglalás

Eddigi eredményeinket összegezve a következőt mondhatjuk. Ha egy jelenség lefolyását

$$y(x, t) = A e^{-\alpha x} e^{j(\omega t - \beta x)}$$

alakban írhatjuk fel, akkor csillapított haladó hullámról beszélünk. Az $y(x, t)$ kifejezés mind az x , mind a t független változóban $(-\infty)$ -től $(+\infty)$ -ig terjedő folyamatot ír le. A hullám állandó fázisú helyeit az

$$\omega t - \beta x = \text{const}$$

egyenlet nyújtja. Ezen állandó fázisú helyek

$$v_f = \frac{\omega}{\beta}$$

fázissebességgel haladnak. A fázissebesség értéke tetszősszerinti értéket felvehet.

A $v_{cs} = \frac{d\omega}{d\beta}$ csoportsebesség fogalmához a jelek

terjedésének vizsgálata közben jutottunk el. A III. részben kimutattuk a csoportsebesség közelítő jellegét. Alkalmazásától csak akkor várhatunk használható eredményt, ha a jel frekvenciaspektruma igen keskeny és a $\beta = \beta(\omega)$ fázistényező is Taylor-sorának első tagjával jól megközelíthető. Az egyszerűsítések céljából bevezetett véges szélességű frekvenciaspektrum következménye a jel helyett az időben $(-\infty)$ -től $(+\infty)$ -ig terjedő folyamat. Mint minden közelítő formula, így a csoportsebesség is, csak komoly megfontolás után

alkalmazható. A IV. részben erre mutattunk be példákat: távvezeték esetében a csoportsebesség általában nagyobb a fény terjedési sebességénél és nem érvényes a $v_f v_{cs} = c^2$ összefüggés, négy-pólusoknál a futási idő számítása a $\tau = \frac{db}{d\omega}$ össze-

függésből zérus, sőt negatív értékekre is vezethet. Rámotattunk arra, hogy csőtápvonalaknál a csoportsebesség fogalmát már állandósult viszonyok mellett bevezetik. Így itt ez a kifejezés más — vitatható — tartalmat is nyer. Itt a fázissebesség értékére adódik c -nél nagyobb sebesség.

Ezek alapján levonhatjuk azt a következtetést, hogy abban az esetben, ha az átvivő szerv fázistényezője a frekvencia függvénye, vagyis $\beta = \beta(\omega)$, akkor a »jelek terjedési sebessége« önkényes megállapodásokat tartalmaz és közelítő formulákhoz vezet. Ilyen közelítő sebességfogalom a csoportsebesség is, melynek alkalmazásánál igen óvatosan kell eljárunk. A $v_f = \frac{\omega}{\beta}$ fázissebesség és a

$v_{cs} = \frac{d\omega}{d\beta}$ csoportsebesség az átvivő szerv jellem-

zésére felhasználható. A négy-póluselméletben pedig félreértések elkerülése céljából szerencsésebb lenne a $\tau_f = \frac{\omega}{\beta}$ fázis-futási idő és a $\tau_{cs} = \frac{d\omega}{d\beta}$ csoport-futási idő kifejezéseket használni.

Befejezésül hálás köszönetet mondok Lajtha György, Schmidt György és Szentirmay György kollégáimnak, akik az eredeti kéziratot elolvasták és munkámban sok hasznos megjegyzéssel segítettek.

IRODALOM*

1. Bolsaja szovjetszkaja enciklopedija. 13. kötet.
2. Géher—Lajtha: Hullámtan Példatár (Felsőoktatási Jegyzetellátó Vállalat, Budapest, 1954.)
3. Guillemin: Communication Networks (New York, 1935.)
4. Hennyey: Átviteltechnika (Közoktatásügyi Jegyzetellátó Vállalat, Budapest, 1952.)
5. Jordan: Electromagnetic Waves and Radiating Systems. (Prentice Hall, New York, 1951.)
6. Kesszenih: Raszprosztraniénie radiovoln (Moszkva, 1952.)
7. Simonyi: Elméleti Villamosságtan (Tankönyvkiadó, Budapest, 1952.)

* Az ábrák nagy részét ezekből a könyvekből vettük át.

Fázisdiszkriminátor

KOMARIK JÓZSEF

Műszaki Egyetem Vezetéknélküli Híradástechnika Tanszék

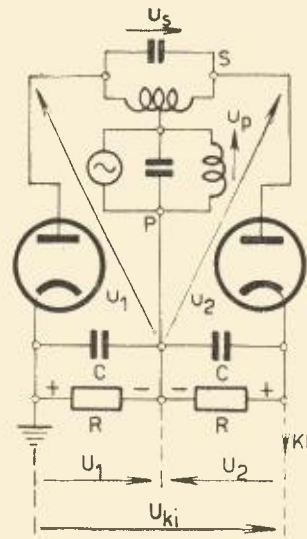
A fázisdiszkriminátor egy jel frekvenciaváltozásait amplitúdóváltozásokba viszi át. Az ilyen célt szolgáló áramkörök közül a legjelentősebb. Alkalmazási területe igen kiterjedt (frekvenciamodulációs demodulátorok, automatikus frekvenciaszabályzó áramkörök, mérés-technika stb.). A továbbiakban a fázisdiszkriminátort elsősorban mint frekvenciamodulációs demodulátort vizsgáljuk; az eredmények azonban értelemszerűen minden alkalmazás esetén érvényesek.

A fázisdiszkriminátor működése

Sokféle kapcsolása lehetséges, ezek azonban működés szempontjából nem jelentenek lényeges különbséget. Később végigvesszük a fontosabb kapcsolási lehetőségeket és az egyes megoldások előnyeit, illetve hátrányait. Az alapkapsolást az 1. ábra mutatja. P és S egy sávszűrő azonos frekvenciára (f_0) hangolt primer, illetve szekunder körét jelenti, tehát P és S csatolásban vannak egymással. P -t egy áramgenerátorról (pentóda) tápláljuk. P az S -nek a középleágzásához van kötve. A sávszűrőre két egyenirányító dióda csatlakozik. A diódákra jutó váltófeszültségek: u_1 , illetve u_2 . Az ábrából könnyen belátható, hogy:

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= u_p - \frac{u_s}{2} \\ u_2 &= u_p + \frac{u_s}{2} \end{aligned} \right\} \text{I.}$$

A diódák munkaellenállásukon a váltófeszültség csúcserkének megfelelő egyenfeszültséget hoznak



1. ábra

létre. (A diódákat ideális csúcs egyenirányítónak tekintjük.)

$$U_1 = |u_1|;$$

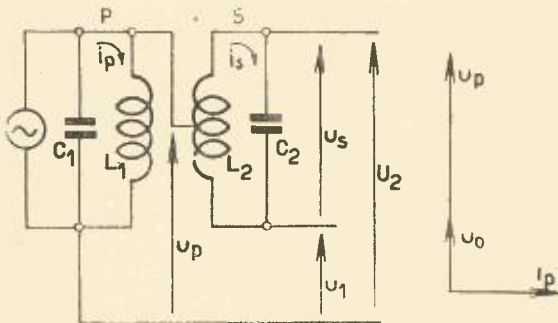
$$U_2 = |u_2|;$$

Végül a kimenő egyenfeszültség:

$$U_{ki} = U_1 - U_2 = |u_1| - |u_2|$$

II.

Hogy u_1 és u_2 feszültségeket megállapíthassuk (2. ábra), első közelítésben tételezzük fel, hogy a primerkör Q -ja elég alacsony, így a primerfeszültség: u_p a működési tartományon belül, vagyis rezonancia közelében állandónak tekinthető, a



2. ábra

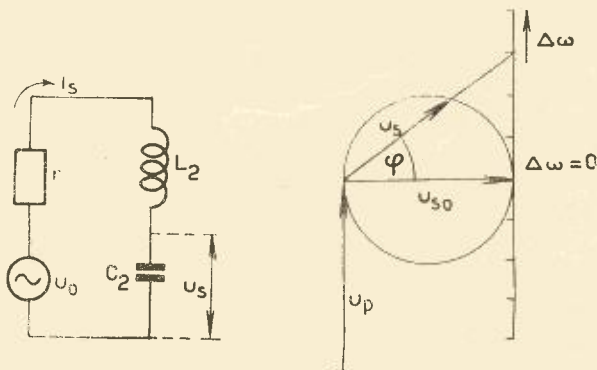
frekvenciától független. Ekkor a primertekercs árama i_p a következő egyenletből számítható:

$$u_p = j \omega L_1 i_p;$$

Vektoriálisan ábrázolva u_p merőleges i_p -re (2. ábra). i_p a szekunderkörben u_0 elektromotoros erő hoz létre, mely merőleges i_p -re.

$$u_0 = j \omega M i_p = \frac{M}{L_1} u_p;$$

A fenti egyenletből látható, hogy ha u_p -t konstansnak tekintjük, u_0 is konstans és iránya u_p -vel esik egybe. A szekunderfeszültséget a 3. ábra segítségével számítjuk ki, mely a szekunder-



3. ábra

4. ábra

kör helyettesítő kapcsolása. r a szekunderkör soros veszteségi ellenállása. Rezonancia esetén:

$$i_s = \frac{u_0}{r};$$

$$u_s = \frac{i_s}{j \omega C_2} = \frac{u_0}{r j \omega C_2};$$

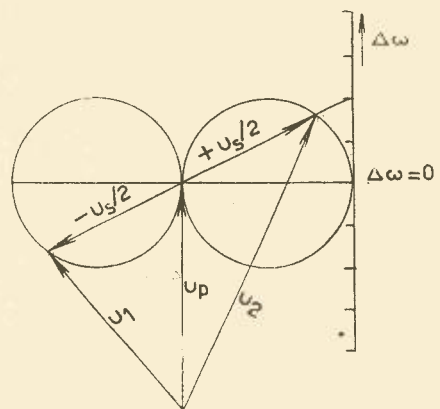
Jelöljük ezt a feszültséget u_{s0} -al:

$$u_{s0} = \frac{u_0}{r j \omega C_2}$$

Tehát u_{s0} merőleges u_0 -ra, így u_p -re is. Bizonyítható (1. Függelék), hogy a 3. ábra áramkörében u_{s0} ismeretében, rezonancia környezetében u_s -t a 4. ábra szerkesztésével határozhatjuk meg a frekvencia függvényében. $\Delta \omega$ a rezonancia frekvenciától való eltérés. A frekvencia-skála lineáris és a

$$\operatorname{tg} \varphi = 2 \frac{L_2}{r} \frac{\Delta \omega}{\omega_0} \approx \eta Q$$

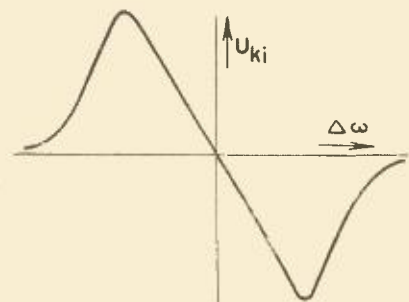
egyenlet segítségével határozható meg. Az egyes $\Delta \omega$ -khoz tartozó u_s vektorok a körrel való metsződésből adódnak. Ezt a szerkesztést felhasználva, u_1 és u_2 -t megkaphatjuk az I. egyenlet szerint (5. ábra). A kimenő feszültség a II. egyenlet szerint u_1 és u_2 abszolút értékének különbsége. Látjuk, hogy rezonancia esetén ($\Delta \omega = 0$) u_1 és u_2 abszolút értéke azonos, tehát a kimenő feszültség



5. ábra

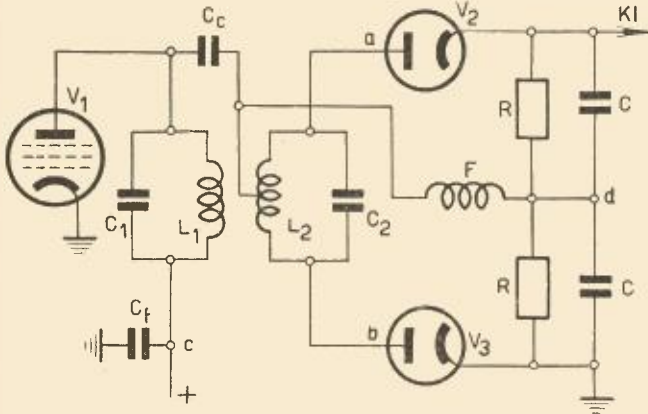
nulla. Ha az 5. ábra segítségével $\Delta \omega$ függvényében megszerkesztjük a kimenő feszültséget, a diszkriminátor karakterisztikát kapjuk (6. ábra). A működés tehát azon alapul, hogy u_s fázisa a frekvenciával erősen változik, ezzel u_1 és u_2 nagysága is. A frekvencia és a kimenő feszültség közötti összefüggés a rezonanciától bizonyos távolságig lineárisnak tekinthető. Ez a szakasz torzításmentes demodulációra használható fel.

Egy tényleges diszkriminátor-kapcsolást mutat a 7. ábra. A primerkör a V_1 nagyfrekvenciás erősítőcső anódkörében van. C_f rövidzár a nagyfrekvenciára, tehát c pont földpotenciálán van. A diódák katódja nagyfrekvenciás szempontból szintén földpotenciálán van, mert a C kondenzátorok is rövidzárt jelentenek. A diódákra jutó váltó-



6. ábra

feszültség tehát az $a - c$, ill. $b - c$ pontok között megjelenő feszültség. Ez éppen a primer plusz szekunderfeszültség, illetve a primer mínusz szekunderfeszültség. C_c szintén nagyfrekvenciás rövidzár, az anódegyenfeszültség leválasztása miatt szükséges. R a dióda terhelő ellenállás. F nagyfrekvenciás fojtó azért szükséges, hogy a diódák



7. ábra

egyenkőre zárt legyen, de a nagyfrekvencia ne jusson át d pontra, mert az földpotenciálón lévén, a primertekercs rövidzárba kerülne. F a modulációs (hang) frekvenciák számára rövidzárt jelent.

A fázisdiszkriminátor elmélete

A jó diszkriminátorral szemben támasztott legfőbb követelmények a torzításmentesség és érzékenység. Mindkét tulajdonság a kapcsolásban szereplő elemek értékével széles határok között változtatható. Az irodalomban szereplő diszkriminátor-elméletek, illetve méretezési utasítások meglehetősen eltérő eredményeket közölnek.

A legrégibb cikk erről a témáról H. Roder cikke (1). A csatolt körök közismert egyenleteiből indul ki. Ezek segítségével felírja a diszkriminátor-karakterisztika egyenletét. Az így kapott egyenlet azonban olyan bonyolult, hogy abból a kapcsolási elemek értékére közvetlen eredmény nem kapható. A kiértékelésre azt a módszert alkalmazza, hogy egy vektordiagram segítségével ábrázolja a diszkriminátor karakterisztikát. Ezt különböző kapcsolási értékek (áttétel, körjóság, csatolás stb.) mellett elvégzi, és az így kapott karakterisztika-seregéből kiválasztja a célnak legjobban megfelelőt. Lényegében ugyanezt a módszert alkalmazzák a későbbi elméletek is.

Például (4) ugyanazon egyenletekből indul ki, mint (1). A kiértékelést azonban másképp végzi. A diszkriminátor-karakterisztikát sorbafejti és a kapcsolási értékeket úgy választja meg, hogy a magasabbfokú tagok együtthatója nulla legyen. Az egyenlet azonban olyan komplikált és olyan sok a változó, hogy ezt csak próbálgatással tudja végrehajtani.

(5) felrajzolja a primer, szekunder-feszültségek abszolút értékét, és fázisszögüket a frekvencia függvényében. Ezek segítségével felrajzolja a disz-

kriminátor-karakterisztikát. Ezt ugyanúgy értékeli ki, mint (1), vagyis görbe sereget rajzol különböző kapcsolási értékekkel.

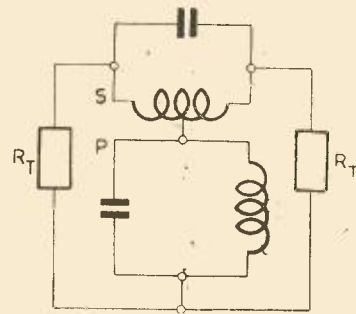
Ezenkívül tapasztalati képletek is szerepelnek az irodalomban. (6) és (7) közül ilyen méretezési utasítást.

A fenti cikkek, illetve könyvek eléggé eltérő eredményeket közölnek. A különböző kapcsolási értékekkel készített diszkriminátorok tulajdonságai azonban már sokkal kevésbé különböznek. Ennek az oka az, mint később látni fogjuk, hogy a diszkriminátor tulajdonságai igen sok változóval befolyásolhatók, így egészen eltérő adatokkal körülbelül azonos jóságú diszkriminátorok készíthetők.

Példaképpen összehasonlítottuk (2) eredményeit ezen cikk eredményeivel. Ha az ott közölt

$$n = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = 1,33 \text{ áttételből indulunk ki, pontosan}$$

ugyanazon kapcsolási értékekre jutunk, ha a karakterisztika torzítását 0,5%-ra vesszük. (A cikkek torzítási adatokat nem közölnek, csak annyit, hogy a karakterisztika lineárisnak tekinthető.) Viszont azt is láthatjuk az összehasonlításból, hogy más áttétel mellett, és így más kapcsolási értékekkel azonos torzítású, de valamivel érzékenyebb diszkriminátor készíthető. Ugyanilyen eredményre jutunk, ha a többi cikk adatait hasonlítjuk össze ezen cikk eredményeivel. Tehát az irodalomban szereplő elméletek torzításmentes karakterisztikára vezetnek, azonban a sok változó és a hosszadalmas és bonyolult kiértékelés miatt csak egy eredményhez jutnak és nem adnak áttekintést arról, hogy a különböző kapcsolási értékekkel azonos linearitású karakterisztikák készíthetők és hogy ezek közül melyik érzékenysége a legnagyobb. Ezenkívül eredményeiket a szokásos értékekre vezetik le ($f_0 = 5 - 10 \text{ MHz}$, $\Delta f_{\max} = 75 \text{ kHz}$). Ha ettől eltérő adatokkal kell diszkriminátort készíteni, akkor a hosszadalmas kiértékelési eljárást végig kell csinálni.



8. ábra

A következőkben úgy írjuk fel a diszkriminátorkarakterisztika egyenletét, hogy abból minden esetben következtetni tudunk a kapcsolási értékekre, adott feltételek mellett.

A szekunder-oldalon lévő diódák terhelik a sávszűrőt. Ez a terhelés a következő módon vehető figyelembe (8. ábra).: Ha a diódák munkaellellátása R , a terhelő ellenállás: $R_T = \frac{R}{2}$ (A diszkri-

minátorok később ismertetendő okokból több voltos feszültség szinten dolgoznak, és általában soros dióda kapcsolásban.) A 8. ábrából látható, hogy a primerkörre $R_T \times R_T = \frac{R_T}{2} = \frac{R}{4}$ terhelés kapcsolódik,

a szekunderre pedig $R_T + R_T = 2R_T = R$ terhelés. Ezeket a terhelőellenállásokat összevonjuk a körök parallel veszteségi ellenállásával és a továbbiakban az eredővel számolunk. Vizsgálatainkat a következő feltételekkel végezzük:

1. Az áramkört konstans-árammal tápláljuk.

2. A diódaterhelést $R_T = \frac{R}{2}$ értékkel vesszük

figyelembe.

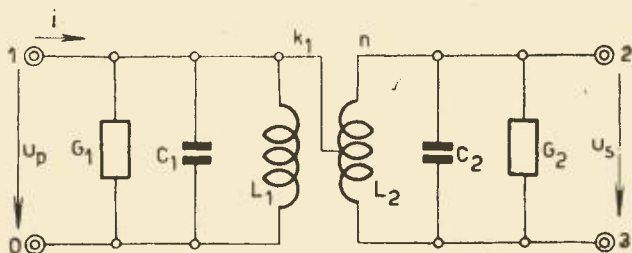
3. A dióda ideális csúcsegyenirányító, azaz

$$U_- = \sqrt{2} u_{e1};$$

az egyenfeszültség egyenlő a váltófeszültség csúcserkével.

4. A C_e (7. ábra) csatoló kondenzátor impedanciája elhanyagolható.

5. A primer- és szekunder-kör azonos frekvenciára van hangolva.



9. ábra

A 9. ábra kapcsolásából indulunk ki. G_1 és G_2 az eredő vezetések, a dióda-terhelés figyelembevételével. A diódaterhelést már megállapítottuk.

$$\left. \begin{aligned} G_1 &= G_{01} + 4G \\ G_2 &= G_{02} + G \end{aligned} \right\} \quad 1.$$

ahol $G = \frac{1}{R}$ a dióda munkaellenállás reciproka.

G_{01} ill. G_{02} az üres primer-, illetve szekunder-kör parallel veszteségi ellenállásának a reciproka. k_1 a két tekercs közötti csatolási tényező. Az áttétel:

$$n = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad 2.$$

Az 5. feltételből következik:

$$C_1 = n^2 C_2 \quad 3.$$

Kiszámítandó u_p és u_s . Végezzük el a következő átalakításokat (10. ábra, l. Hennyei: Átviteltechnika). Az eredeti kapcsolás (a) 1:n áttételű transzformátorát átalakítjuk egy 1:1 áttételű transzformátorra és egy ideális transzformátorra (b). Most az ideális transzformátor mellett lévő négyfólyust tegyük szimmetrikussá. A kapacitás és induktivitás egyenlő a transzformátor két oldalán, csak a két vezetési nem. Ezt a következő-

képpen tehetjük egyenlővé (l. dr. Barta: Rádió-vételtechnika). A körök vesztesége:

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{Q_1} &= d_1 = \frac{G_1}{\omega_0 C_1} \\ \frac{1}{Q_2} &= d_2 = \frac{n^2 G_2}{\omega_0 C_1} \end{aligned} \right\} \quad 4.$$

$$\text{Legyen:} \quad \frac{1}{Q_k} = d_k = \frac{d_1 + d_2}{2} \quad 5.$$

$$\text{akkor:} \quad \left. \begin{aligned} d_k &= d_1 + \varepsilon \\ d_k &= d_2 - \varepsilon \end{aligned} \right\} \quad 6.$$

$$\text{ahol:} \quad \varepsilon = \frac{d_2 - d_1}{2} \quad 7.$$

A közös vezetés lesz:

$$G_0 = d_k \omega_0 C_1 \quad 8.$$

Ebben az esetben a csatolás megváltozik:

$$k^2 = k_1^2 - \varepsilon^2 \quad 9.$$

G_0 -t behelyettesítve, az ideális transzformátor mellett álló négyfólyus már szimmetrikus (c). Most vegyük a transzformátor π helyettesítő képét (d). A következő lépésben a szimmetrikus négyfólyust X-tagga alakítjuk (e), végül vesszük az X-tag egy ekvivalensét (f). Az ideális transzformátorokat összevonjuk és a kapcsolást átrajzoljuk (g). Ha a rezgőköröket Z_1 , illetve Z_2 -vel jelöljük, kapjuk a végső kapcsolást (h). Keressük u_p és u_s feszültségeket. A 10/h ábrából felírható:

$$\left. \begin{aligned} u_p &= \frac{i}{4} (Z_1 + Z_2) \\ u_s &= \frac{n i}{4} (Z_1 - Z_2) \end{aligned} \right\} \quad 10.$$

A diódákra jutó feszültségek:

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= u_p + \frac{u_s}{2} \\ u_2 &= u_p - \frac{u_s}{2} \end{aligned} \right\} \quad 11.$$

10-et betéve és rendezve:

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= \frac{i}{4} \left[Z_1 \left(1 + \frac{n}{2} \right) + Z_2 \left(1 - \frac{n}{2} \right) \right] \\ u_2 &= \frac{i}{4} \left[Z_1 \left(1 - \frac{n}{2} \right) + Z_2 \left(1 + \frac{n}{2} \right) \right] \end{aligned} \right\} \quad 12.$$

Most Z_1 és Z_2 -t határozzuk meg a frekvencia függvényében. A 10/g ábrából látható, hogy Z_1 és Z_2 oly rezgőkörök, melyekben a kapacitás és ellenállás azonos, csak az induktivitás különböző. Vizsgáljunk két ilyen rezgőkört általánosan (11. ábra).

A két kör admittanciája:

$$\left. \begin{aligned} Y_1 &= G + j \left(\omega C - \frac{1}{\omega L_a} \right) \\ Y_2 &= G + j \left(\omega C - \frac{1}{\omega L_b} \right) \end{aligned} \right\} \quad 13.$$

Legyen :

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{\sqrt{L_a C}} &= \omega_{01} \\ \frac{1}{\sqrt{L_b C}} &= \omega_{02} \end{aligned} \right\}$$

és

$$\omega_0 = \frac{\omega_{01} + \omega_{02}}{2}$$

akkor :

$$\left. \begin{aligned} Y_1 &= G + j \sqrt{\frac{C}{L_a}} \left(\frac{\omega}{\omega_{01}} - \frac{\omega_{01}}{\omega} \right) \\ Y_2 &= G + j \sqrt{\frac{C}{L_b}} \left(\frac{\omega}{\omega_{02}} - \frac{\omega_{02}}{\omega} \right) \end{aligned} \right\}$$

rezonancia környezetében :

$$\left. \begin{aligned} \frac{\omega}{\omega_{01}} - \frac{\omega_{01}}{\omega} &\cong \frac{2(\omega - \omega_{01})}{\omega_{01}} \\ \frac{\omega}{\omega_{02}} - \frac{\omega_{02}}{\omega} &\cong \frac{2(\omega - \omega_{02})}{\omega_{02}} \end{aligned} \right\}$$

Ezt a 16.-ba téve :

$$\left. \begin{aligned} Y_1 &= G + 2jC(\omega - \omega_{01}) \\ Y_2 &= G + 2jC(\omega - \omega_{02}) \end{aligned} \right\}$$

15. felhasználásával:

$$\left. \begin{aligned} Y_1 &= G + jC[2(\omega - \omega_0) + (\omega_{02} - \omega_{01})] \\ Y_2 &= G + jC[2(\omega - \omega_0) - (\omega_{02} - \omega_{01})] \end{aligned} \right\} \quad 19$$

Legyen:

$$C(\omega_{02} - \omega_{01}) = Y_0 \quad 20.$$

14. és a relatív elhangolás :

$$\nu = \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega_{02} - \omega_{01}} = \frac{2\Delta\omega}{\omega_{02} - \omega_{01}} \quad 21.$$

15. 20-at és 21-et 19-be téve :

$$\left. \begin{aligned} Y_1 &= G + jY_0(1 + \nu) \\ Y_2 &= G - jY_0(1 - \nu) \end{aligned} \right\} \quad 22.$$

16. A 10/g ábra rezgőköröire :

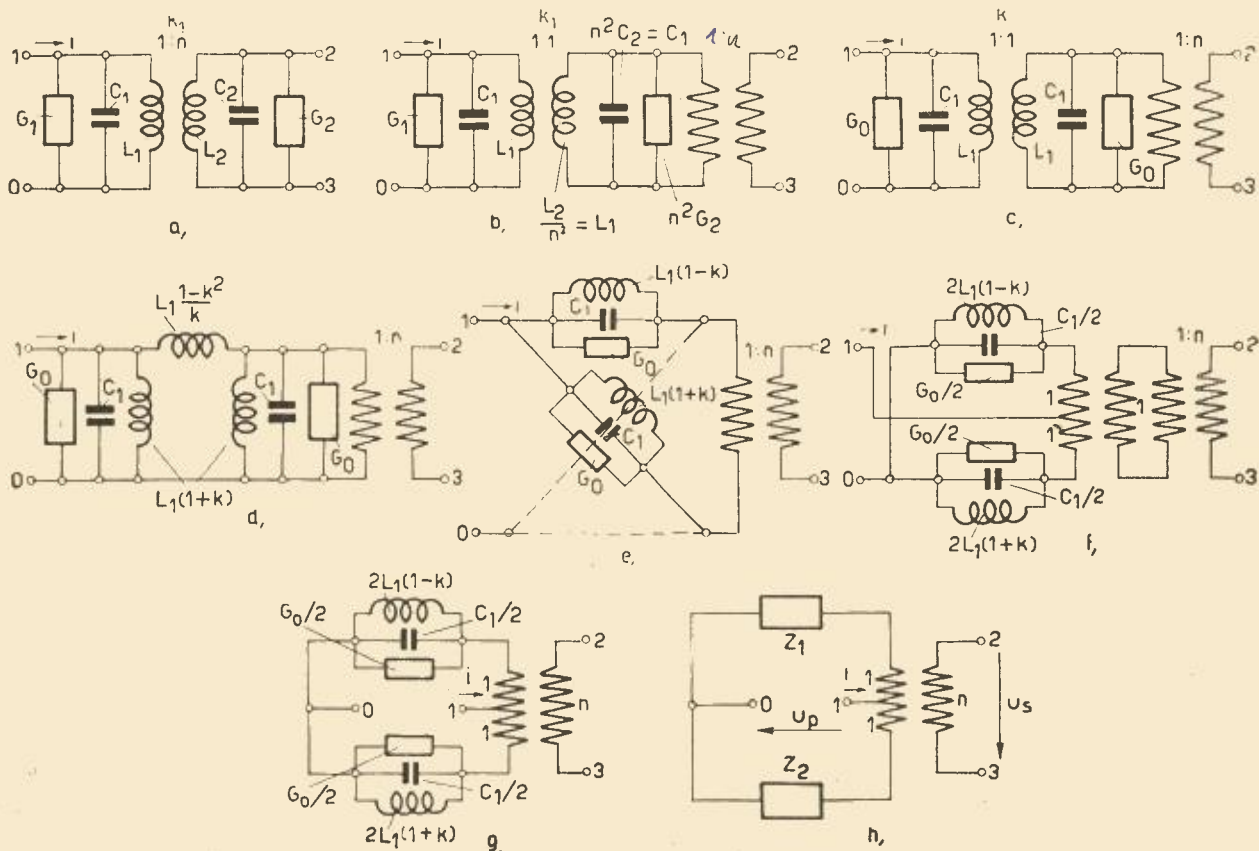
$$\left. \begin{aligned} \omega_{01}^2 &= \frac{2}{C_1} \cdot \frac{1}{2L_1(1+k)} = \frac{1}{C_1 L_1(1+k)} \\ \omega_{02}^2 &= \frac{2}{C_1} \cdot \frac{1}{2L_1(1-k)} = \frac{1}{C_1 L_1(1-k)} \end{aligned} \right\} \quad 23.$$

17.

$$\omega_0 = \frac{\omega_{01} + \omega_{02}}{2} = \frac{1}{2\sqrt{C_1 L_1}} \left(\frac{1}{\sqrt{1+k}} + \frac{1}{\sqrt{1-k}} \right) \cong \frac{1}{\sqrt{C_1 L_1}} \quad 24.$$

Felhasználva, hogy ha $k \ll 1$

$$\frac{1}{\sqrt{1 \pm k}} \cong 1 \mp \frac{k}{2}$$



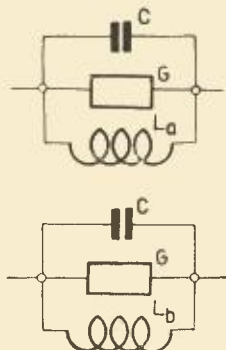
10. ábra

24-et 23-ba téve :

$$\left. \begin{aligned} \omega_{01}^2 &= \frac{\omega_0^2}{1+k} \\ \omega_{02}^2 &= \frac{\omega_0^2}{1-k} \end{aligned} \right\}$$

$$\omega_{02} - \omega_{01} = \omega_0 \left(\frac{1}{\sqrt{1-k}} - \frac{1}{\sqrt{1+k}} \right) \approx \omega_0 k$$

$$k = \frac{\omega_{02} - \omega_{01}}{\omega_0} \quad 26.$$



11. ábra

A 22. egyenlet betűinek jelentése a 10/g ábra rezgőkörainél (A 10/g és 11. ábra összevetéséből):

$$G = \frac{G_0}{2} \quad 27.$$

$$Y_0 = \frac{C_1}{2} (\omega_{02} - \omega_{01}) = \frac{C_1}{2} \omega_0 k \quad 28. \\ (20. \text{ és } 26\text{-ból})$$

$$v = \frac{2 \Delta \omega}{\omega_{02} - \omega_{01}} = \frac{2 \Delta \omega}{\omega_0 k} \quad 29. \\ (21. \text{ és } 26\text{-ból})$$

A rezgőkörök impedanciája :

$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= \frac{1}{G + j Y_0 (1 + v)} \\ Z_2 &= \frac{1}{G - j Y_0 (1 - v)} \end{aligned} \right\} \quad 30.$$

$$U_{ki} = \frac{|i| n a}{2 G c c_0^2} \left[v + \left(\frac{a-1}{c_0^4} - \frac{1}{2 c^4} \right) v^3 + a^2 \left(\frac{3-a n^2}{8 c^8} + \frac{1-a}{2 c^4 c_0^4} + \frac{a^2-4a+1}{c_0^8} \right) v^5 \right] \quad 35.$$

ahol :

$$c_0^2 = 1 + a$$

$$c^2 = 1 + a \frac{n^2}{4}$$

Most vizsgáljuk meg, hogy a 35. egyenletből, mely a diszkriminátor-karakterisztika egyenlete, milyen következtetést tudunk levonni a kapcsolási elemek értékének megválasztására. Lehetséges kis

Ezt 12-be téve :

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= \frac{i}{4} \left[\frac{\left(1 + \frac{n}{2}\right)}{G + j Y_0 (1 + v)} + \frac{\left(1 - \frac{n}{2}\right)}{G - j Y_0 (1 - v)} \right] \\ u_2 &= \frac{i}{4} \left[\frac{\left(1 - \frac{n}{2}\right)}{G + j Y_0 (1 + v)} + \frac{\left(1 + \frac{n}{2}\right)}{G - j Y_0 (1 - v)} \right] \end{aligned} \right\} \quad 31.$$

Rendezve :

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= \frac{i}{2G} \left\{ \frac{1 + j \frac{Y_0}{G} \left(v - \frac{n}{2}\right)}{\left[1 + j \frac{Y_0}{G} (1 + v)\right] \left[1 - j \frac{Y_0}{G} (1 - v)\right]} \right\} \\ u_2 &= \frac{i}{2G} \left\{ \frac{1 + j \frac{Y_0}{G} \left(v + \frac{n}{2}\right)}{\left[1 + j \frac{Y_0}{G} (1 + v)\right] \left[1 - j \frac{Y_0}{G} (1 - v)\right]} \right\} \end{aligned} \right\} \quad 32.$$

A kimenő feszültség számításához u_1 és u_2 abszolút értékére van szükség.

$$\left. \begin{aligned} |u_1| &= \frac{|i|}{2G} \frac{\sqrt{1 + a \left(v - \frac{n}{2}\right)^2}}{\sqrt{1 + a(1+v)^2} \sqrt{1 + a(1-v)^2}} \\ |u_2| &= \frac{|i|}{2G} \frac{\sqrt{1 + a \left(v + \frac{n}{2}\right)^2}}{\sqrt{1 + a(1+v)^2} \sqrt{1 + a(1-v)^2}} \end{aligned} \right\} \quad 33.$$

ahol :

$$a = \frac{Y_0^2}{G^2} \quad 34.$$

Mint később látni fogjuk, a éppen egyenlő $\left(\frac{k}{d_k}\right)^2$ -el. Most $|u_1|$ és $|u_2|$ egyenleteit Taylor-sorba fejtjük a $v = 0$ helyen, majd $|u_1|$ sorát kivonjuk $|u_2|$ sorából, mivel a kimenő egyenfeszültség, mint láttuk :

$$U_{ki} = |u_1| - |u_2|$$

A sorbafejtés után kapjuk :

torzítás elérésére legyen a harmadfokú tag együtt-hatója nulla.

$$\frac{a-1}{(a+1)^2} = \frac{1}{2 \left(1 + a \frac{n^2}{4}\right)^2} \quad 36.$$

Ebből az egyenletből a kiszámítható különböző n -ek esetére.

Jelöljük a ezen értékét a_n -el. a_n -t n függvényében a 12. ábrán találjuk meg. a_n -t 35-be betéve, kapjuk:

$$U_{ki} = \frac{|i| n a_n}{2 G (1 + a_n) \sqrt{1 + a_n \frac{n^2}{4}}} (v + b v^5) \quad 37.$$

b -vel jelöltük az ötödfokú tag együtthatóját. Ez a -tól függ; mivel ez ismert: a_n , b is kiszámítható. b -t n függvényében szintén a 12. ábrán ábrázoltuk.

A karakterisztika görbültségére b jellemző. A fellépő torzítás függ tehát b -től, ezenkívül a kivezérítés nagyságától, vagyis v -től. Számítsuk ki, hogy egy bizonyos torzításhoz mekkora v tartozik. Legyen:

$$v = v_0 \sin \alpha \quad 38.$$

$$v^5 = v_0^5 \sin^5 \alpha =$$

$$= v_0^5 \left(\frac{5}{8} \sin \alpha - \frac{5}{16} \sin 3\alpha + \frac{1}{16} \sin 5\alpha \right) \quad 39.$$

Torzítás szempontjából 37-nek csak a zárójelben lévő része érdekes. Ha a zárójel szorzóját A -val jelöljük és 38- és 39-et 37-be tesszük:

$$U_{ki} = A \left[\left(v_0 + \frac{5}{8} b v_0^5 \right) \sin \alpha - \frac{5}{16} b v_0^5 \sin 3\alpha + \frac{6}{16} v_0^5 \sin 5\alpha \right] \quad 40.$$

Az alapharmonikus:

$$E_1 = v_0 + \frac{5}{8} b v_0^5 \approx v_0;$$

$$\text{mivel } b < 1$$

$$\text{és } v_0 < 1$$

(Hogy $v_0 < 1$, az 29-ből látható be. ω_{01} és ω_{02} kb. a diszkriminátor-karakterisztika csúcsait jelenti. A csúcsokig a nagy torzítás miatt nem vezérelhetünk ki.)

A felharmonikusok:

$$E_3 = -\frac{5}{16} b v_0^5;$$

$$E_5 = \frac{b}{16} v_0^5;$$

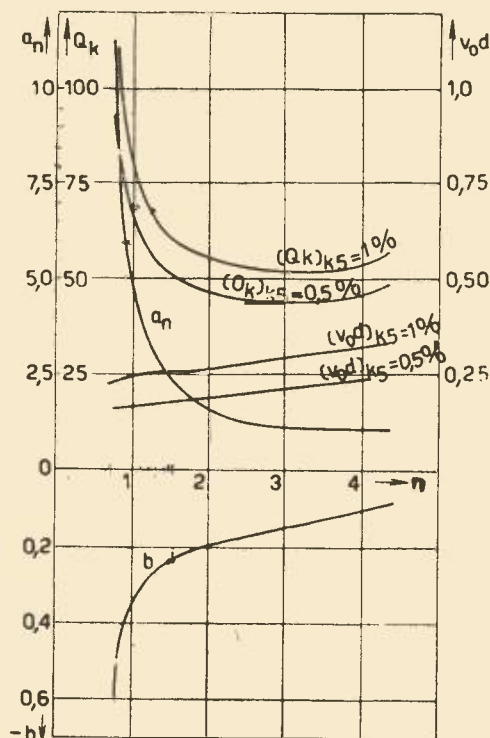
Az ötödfokú karakterisztika okozta torzítás:

$$K_5 = \frac{\sqrt{E_3^2 + E_5^2}}{E_1} = \frac{|b| v_0^4}{3,14};$$

Ebből:

$$v_0 = \sqrt[4]{\frac{3,14 K_5}{|b|}} \quad 41.$$

Az eddigiekben kiszámítottuk, hogy ha n adott, a értékét mekkorára választuk (a_n), ebből számí-



12. ábra

tottuk b -t, végül a megengedhető torzításból v_0 -t. Nézzük most meg ezen betűk jelentését. 34. és 28. felhasználásával:

$$a_n = \frac{Y_0^2}{G^2} = \frac{C_1^2 \omega_0^2 k^2}{4 G^2} \quad 42.$$

és 29-ből, mivel v_0 a maximális kivezérlelést jelenti:

$$v_0 = \frac{2 \Delta \omega_{\max}}{\omega_0 k} \quad 43.$$

43-at 42-be téve:

$$a_n = \frac{C_1^2 (\Delta \omega_{\max})^2}{G^2 v_0^2} \quad 44.$$

Ebből:

$$G = \frac{C_1 \Delta \omega_{\max}}{\sqrt{a_n} v_0} \quad 45.$$

Ezt helyettesítsük 37-be:

$$U_{ki} = \frac{|i| n a_n \sqrt{a_n} v_0}{C_1 \Delta \omega_{\max} 2 (1 + a_n) \sqrt{1 + a_n \frac{n^2}{4}}} (v + b v^5) \quad 46.$$

Mivel $|i| = \sqrt{2} i_{\text{eff}}$

$$U_{ki} = \frac{i_{\text{eff}}}{C_1 \Delta \omega_{\max}} d (v + b v^5) \quad 47.$$

ahol

$$d = \frac{n a_n \sqrt{a_n} v_0}{\sqrt{2} (1 + a_n) \sqrt{1 + a_n \frac{n^2}{4}}} \quad 48.$$

A működési tartományon belül, ahol a diszkriminátor-karakterisztika lineárisnak tekinthető:

$$U_{ki} = \frac{i_{e \cdot f}}{C_1 \Delta \omega_{\max}} d v \quad 49.$$

29. és 43. egybevetéséből kapjuk:

$$\frac{\Delta \omega}{\Delta \omega_{\max}} = \frac{v}{v_0} = \frac{\Delta f}{\Delta f_{\max}} \quad 50.$$

Ezt 49-be téve:

$$U_{ki} = \frac{i_{e \cdot f}}{C_1 \Delta \omega_{\max}} d v_0 \frac{\Delta f}{\Delta f_{\max}} \quad 51$$

($d v_0$) jellemző a diszkriminátor érzékenysége. Ezt n függvényében kiszámítottuk a 41. és 48. egyenletek felhasználásával. (Az itt szükséges a_n és b értékek már ismeretesek n függvényében.) Két esetre végeztük el a számítást, $K_5 = 1\%$ és $K_5 = 0,5\%$ -ra (12. ábra). Most még számítsuk ki a rezgőkörök Q -ját. A 8. egyenletből 27. felhasználásával:

$$Q_k = \frac{1}{d_k} = \frac{\omega_0 C_1}{G_0} = \frac{\omega_0 C_1}{2 G} \quad 52.$$

42. és 43. felhasználásával:

$$Q_k = \frac{\sqrt{a_n}}{k} = \frac{\sqrt{a_n} v_0 \omega_0}{2 \Delta \omega_{\max}} \quad 53.$$

Q_k -t n függvényében szintén a 12. ábrán ábrázoltuk $f_0 = 10,7$ MHz, $\Delta f_{\max} = 75$ kHz esetére. ($K_5 = 1\%$ és $0,5\%$ mellett.)

Végül a csatolás 43-ból:

$$k = \frac{2 \Delta \omega_{\max}}{\omega_0 v_0} \quad 54.$$

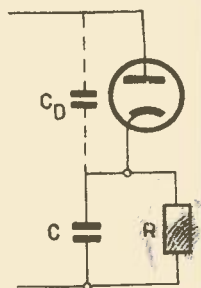
A 12. ábrából azt látjuk, hogy az érzékenységre jellemző ($v_0 d$) az áttétellel (n) nő, azonos torzítási viszonyok mellett. Ez a nagyobb áttételű diszkriminátorok nagyobb érzékenységét jelenti. Ez azonban nem mindig használható ki, annyira, hogy a valóságban az alacsonyabb áttételű diszkriminátorok érzékenysége általában jóval nagyobb. Ennek az oka a következő: Az 51. egyenletből látható, hogy ($v_0 d$) akkor jellemző a különböző áttételű diszkriminátorok érzékenységére, ha C_1 minden esetben ugyanaz. Ez azonban nincs így, C_1 nagyobb áttételek esetében általában nagyobb. Ugyanis a szekunderkapacitás egy bizonyos értékénél kisebbre nem vehető. Ennek oka a diódák dinamikus anód-katód kapacitása, mely a terhelés folyamán változik, ezáltal a körököt elhangolja. Így a dinamikus karakterisztika eltorzul. Ha a szekunderkapacitás sokszorosa a dióda kapacitásnak, ez a jelenség már nem zavar. A szekunderkapacitás alsó határa kb. 30—50 pF.

Az 51. egyenletből láthatjuk, hogy az érzékenység növelése érdekében C_1 -t minél kisebbre kell

választanunk. $n = 1$ esetben a primer- és szekunderkapacitások egyenlőek. A szekunderkapacitás minimális értéke adott, ez megadja C_1 lehetséges legkisebb értékét. Nagyobb áttételeknél a szekunderkapacitás nem csökkenthető, tehát kénytelenek vagyunk a primerkapacitást növelni. Ez azonban az érzékenység csökkenését jelenti, annak ellenére, hogy ($v_0 d$) az áttétellel nő. (C_1 növekedése ugyanis sokkal gyorsabb. Mivel C_2 rögzített: $C_1 = n^2 C_2$). Olyankor, amikor a primerkapacitás, C_1 más okok miatt nem vehető a minimális értékre, a nagyobb áttételű diszkriminátorok alkalmazása indokolt. Az áttételt lefelé sem érdemes túlságosan csökkenteni. A kisebb áttételek előnye abból származott, hogy kisebb C_1 -t lehetett alkalmazni. C_1 azonban nem csökkenthető kb. 15—20 pF alá a cső, huzalozási és szórt kapacitások miatt. Ha az áttételt tovább csökkentjük C_1 csökkentése nélkül, az érzékenység csökkeni fog, hiszen ($v_0 d$) csökken. A minimális szekunder- és primerkapacitásokat figyelembe véve kb. $n = 0,7$ — $0,8$ az az érték, ameddig le lehet menni. Most nézzük meg, hogy mikor alkalmazunk magasabb áttételeket. A körjóság 52. szerint:

$$Q_k = \frac{\omega_0 C_1}{G_0} = \omega_0 C_1 R_0, \quad \text{ahol } R_0 = \frac{1}{G_0} \quad 55.$$

$Q_k \omega_0$ -tól, n -től és $\Delta f_{\max}$ -tól, K_5 -től függően igen nagy értékű is lehet. R_0 azonban nem lehet tetszőlegesen nagy. R_0 erősen függ a diódatérheléstől. A dióda terhelő ellenállása R ugyanis nem növelhető egy határérték fölé. Az RC időállandó (7. ábra) felső határát a maximális átvitendő modulációs frekvencia szabja meg. C viszont nem csökkenthető oly kicsire, hogy összemérhető legyen a dióda katód-anód kapacitásával (C_D), mert ebben az esetben a diódára jutó váltófeszültség leosztódik (13. ábra). Ezenkívül alacsonyabb frekvencián C impedanciája jelentősen megnő. Általában C minimális értéke 50—100 pF körül van, ebből hangfrekvenciás átvitelnél R maximálisan néhány száz kΩ. Az optimális érzékenység miatt C_1 értékét igyekezzünk a lehető legalacsonyabb értéken tartani. Azonban előfordulhat, hogy oly nagy Q_k adódik, amely — R_0 kötött lévén — a minimális C_1 -el nem valósítható meg. Ekkor C_1 -et növelnünk kell. Ez azonban nagyobb áttétel alkalmazását teszi lehetővé, amivel nagyobb ($v_0 d$) érték jár együtt; ez a C_1 növelése miatt előállott érzékenységcsökkenést bizonyos mértékig kompenzálja. Tájékoztató számítás végeztünk arról, hogy mikor használjunk nagyobb áttételt. R értéke kb. 150—200 kΩ-ig növelhető, ha 15 kHz-ig akarunk hangfrekvenciát átvinni. Ilyen R mellett R_0 kb. 20—30 kΩ lehet. Ugyanis, ha $R = 150$ kΩ, a primert



13. ábra

$\frac{R}{4} = 37,5$ kΩ terheli, ehhez jön a kör saját veszteségi ellenállása, tehát a teljes primeroldali ellen-

állás ennél jóval kisebb (15—25 kΩ). A szekunder kevésbé van terhelve (R terheli), tehát a közepes Q -ból számított parallel ellenállás a primeroldalinál valamivel nagyobb. Így kapjuk az $R_0 = 20\text{--}30$ kΩ értéket.

Most 52-t helyettesítsük 53-ba :

$$\frac{\sqrt{a_n} v_0}{2 \Delta \omega_{\max}} = C_1 R_0 \quad 56.$$

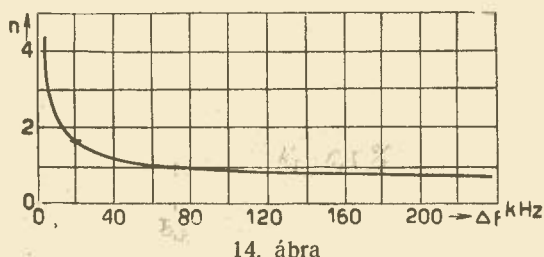
Ha C_2 minimális értékét rögzítettük :

$$C_1 = n^2 C_2$$

Ezt 56-ba téve, és $\Delta \omega_{\max}$ -ra megoldva :

$$\Delta \omega_{\max} = \frac{\sqrt{a_n} v_0}{2 n^2 C_2 R_0} \quad 57$$

$C_2 = 50$ pF és $R_0 = 20$ kΩ értékekkel $\Delta \omega_{\max}$ -ot kiszámítottuk n függvényében ($K_5 = 0,5\%$ esetre), és a 14. ábrán ábrázoltuk. Látjuk, hogy ha C_2 és R_0 értéke rögzített (ami a valóságban elég jó közelítéssel fennáll), $\Delta \omega_{\max}$ szabja meg, hogy milyen áttétel mellett (és C_1 mellett) tudjuk a szükséges Q_k -t megvalósítani. Mégegyszer hangsúlyozzuk, hogy ez



14. ábra

a számítás csak tájékoztatást nyújt arranézve, hogy kb. milyen legkisebb áttétel mellett valósítható meg a szükséges Q_k . Ez a további számítás pontosságát nem befolyásolja, hiszen ha egy n értéket kiválasztottunk, a számításból kiderül pontosan, hogy milyen Q_k szükséges, és hogy az a diódatérhelést figyelembevéve, megvalósítható-e. Amennyiben Q_k nem valósítható meg, C_1 -et növeljük, ennek megfelelően n értéke növelhető. A fenti gondolatmenet 15 kHz-es hangfrekvenciás átvitelre érvényes.

A fázisdiskriminátor méretezése

A következő adatokból indulunk ki :

Rezonancia frekvencia : f_0

Maximális frekvencialökét : $\Delta f_{\max}$

Maximális megengedhető torzítás : K_5

A méretezés menete a következő :

1. n megválasztása. A 14. ábrából a minimális n kapható. Mint már mondtuk, a 14. ábra csak hangfrekvenciás átvitel esetén ad helyes értékeket. Ha másfajta diskriminátorról van szó (pl. automatikus frekvenciaszabályozó áramkör, vagy a követelmények erősen eltérnek az átlagostól, pl. jóval kisebb torzítás), akkor a minimális n -ig a következőképp juthatunk el a leggyorsabban. Az RC időállandót az átvendő jel megszabja. Ebből R legmagasabb értékére következtethetünk. Kiin-

dulunk az $n = 1$ értékből. A méretezést elvégezzük Q_k számításáig. Most megnézzük, hogy a szóbanforgó frekvencián (ω_0) a diódatérhelést figyelembevéve Q_k megvalósítható-e (C_2 -t szintén a minimális értéken tartjuk). Ha nagyobb Q értékeket tudunk elérni, mint a szükséges Q_k , az áttételt $n = 0,7\text{--}0,8$ -ig csökkenthetjük, és Q_k -t a diódatérhelés (R) csökkentésével állítjuk be. Ha a szükséges Q_k nem valósítható meg, C_1 -t növeljük, ezzel nagyobb áttétel alkalmazható. Ha egy új n értéket választunk, a számítást mindig előlről kell kezdenünk. A számítás a diagrammok segítségével igen gyorsan végezhető.

2. n ismeretében a_n és b a 12. ábrából leolvasható.

3. v_0 számítása 41-ből :

$$v_0 = \sqrt[4]{\frac{3,14 K_5}{b}}$$

4. Q_k az 52-es egyenletből számítható :

$$Q_k = \frac{\sqrt{a_n} v_0 \omega_0}{2 \Delta \omega_{\max}}$$

$f_0 = 10,7$ MHz és $\Delta f_{\max} = 75$ kHz esetre a 12. ábrán ábrázoltuk. ($K_5 = 1\%$ és $K_5 = 0,5\%$ esetekre.)

5. C_2 -t 30—50 pF-ra vesszük. Ebből :

$$C_1 = n^2 C_2$$

Ezután ω_0 ismeretében L_1 és L_2 számítható.

6. A primer és szekunder terheletlen Q és a dióda terhelő ellenállás (R) meghatározása. Ha a dióda terhelő ellenállás R , a szekunder R , a primert $R/4$ terheli; ezt összevonjuk a körök saját veszteségi ellenállásával (1. egyenlet). Ezen értékeket úgy kell beállítani, hogy az 1., 4., 5., 6. egyenletekkel kiszámított Q_k a szükséges jósági tényezőt adja. Ezt a 4. pontban határoztuk meg. R hangfrekvenciás áttételnél kb. 200 kΩ-ig növelhető.

7. A csatolást, k -t 53-ból határozhatjuk meg:

$$k = \frac{2 \Delta \omega_{\max}}{\omega_0 v_0}$$

Ez a szimmetrizált körök csatolása. Az eredeti körök csatolása 9-ből :

$$k_1 = \sqrt{k^2 + \varepsilon^2}$$

ahol ε 7-ből kapható :

$$\varepsilon = \frac{d_1 - d_2}{2} = \frac{1}{Q_1} - \frac{1}{Q_2}$$

8. ($v_0 d$) értékét a 12. ábrából leolvassuk, vagy a 48. egyenletből számoljuk.

$$v_0 d = \frac{n a_n \sqrt{a_n} v_0^2}{\sqrt{2} (1 + a_n) \sqrt{1 + \frac{a_n n^2}{4}}}$$

(A 12. ábrán csak 1% és 0,5 % torzítás esetére adtuk meg $v_0 d \cdot t$). Ennek alapján felírhatjuk a kimenő feszültséget 51-ből:

$$U_{ki} = \frac{i_{eff}}{C_1 \Delta \omega_{max}} (dv_0) \frac{\Delta f}{\Delta f_{max}}$$

A meghajtócső általában pentóda:

$$i_{eff} = S \cdot u_{gef}$$

ahol S = a meghajtó cső meredeksége,

u_{gef} = a meghajtócső rácsvezérlő feszültsége.

$$U_{ki} = \frac{S u_{gef}}{C_1 \Delta \omega_{max}} (dv_0) \frac{\Delta f}{\Delta f_{max}} \quad 58$$

9. Kiszámítjuk a diszkriminátor csúcsainak a helyét. Ez a csatolás beállítása szempontjából lényeges. 26-ból láthatjuk, hogy k határozza meg a csúcstávot (ω_{01} és ω_{02} a két átranzformált kör rezonanciahelye kb. a csúcsoknál van). k mérése nehéz lenne, azonban a csúcsok helye könnyen mérhető, ezzel a szükséges k könnyen beállítható. A csúcsok pontos helyét 35-ből kaphatjuk meg szélsőértékszámítással:

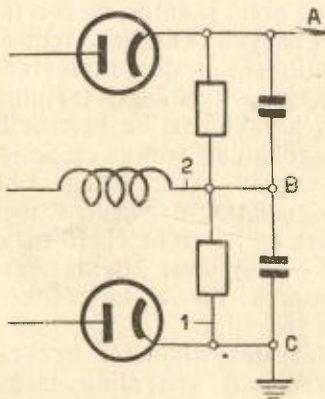
$$\Delta F = \pm \frac{\Delta f_{max}}{v_0} \sqrt{\frac{1}{5|b|}} \quad 59.$$

ahol ΔF a csúcsoknak a rezonanciahelytől való távolsága. Az 53. egyenlet segítségével:

$$2 \Delta F = k f_0 \sqrt{\frac{1}{5|b|}} \quad 60.$$

A fázisdiszkriminátor hangolása és mérése

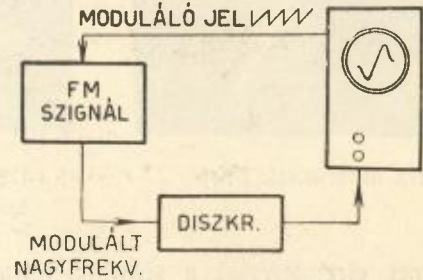
Ha AM-szignálgenerátor áll rendelkezésre, a következő módon hajtható végre a fázisdiszkriminátor behangolása: Egy nagy bemenő ellen-



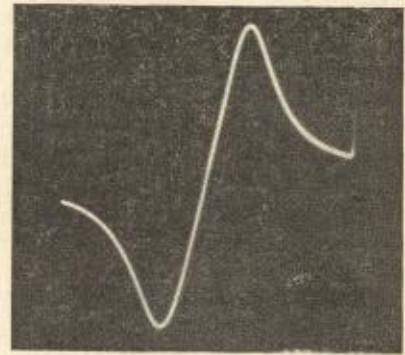
15. ábra

állású egyenfeszültségű csővoltmérővel csatlakozunk a B és C pontokra (15. ábra). A meghajtó cső rácsára modulálatlan f_0 frekvenciájú jelet adunk. A primer kört hangoljuk először, míg a műszeren maximális kitérést kapunk. Ezután a műszert az A-C pontokra kötjük, és a szekunderrel nullára

hangolunk. Ezt az eljárást többször megismételve, a behangolás elvégezhető. Amennyiben csővoltmérő nem áll rendelkezésre, egy mikroampermérő műszerrel is elvégezhető a hangolás. A hangolási eljárás ugyanaz, csak a primer hangolásakor a műszert az 7-gyel jelölt helyre, a szekunder hangolásakor pedig a 2-vel jelölt helyre iktatjuk be sorosan.



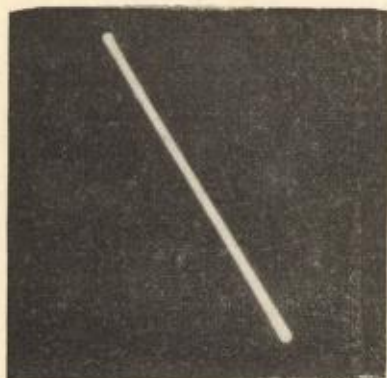
16a ábra



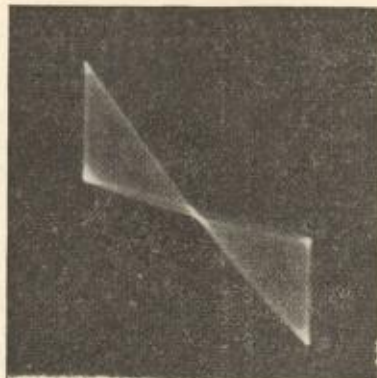
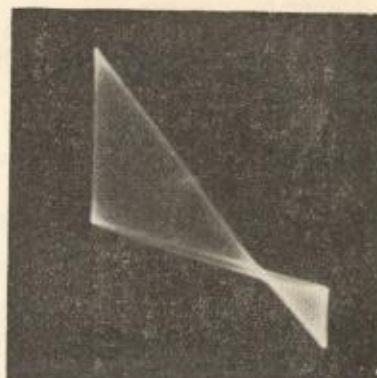
16b ábra

A hangolás után a szimmetriát ellenőrizzük. A csővoltmérőt az A-C pontokra kapcsoljuk és a szignálgenerátort elhangoljuk, míg a műszeren maximumot kapunk. Ezt mindkét irányban elvégezve, megkapjuk a csúcsok helyét. Szimmetria esetén a két csúcs a rezonanciahelytől egyenlő messze van, és a csúcsokban mért feszültségek egyenlő nagyok. A csúcsok helyzetéből a csatolás helyes értéke is ellenőrizhető. Ha a csúcsok helyzetére nem az 59. vagy 60. egyenlet szerint számított értéket kapjuk, akkor a csatolást a tekercsek geometriai helyzetének változtatásával korrigáljuk. A fenti hangolási eljárásnál figyelemmel kell lenni arra, hogy a két dióda rendszerint nem teljesen egyforma. Ekkor az A-C pontok között akkor is mérhető egyenfeszültség, ha a meghajtócső rácsfeszültsége nulla. Jelöljük ezt a feszültséget u' -vel. A hangolás most annyiban különbözik az előbb elmondotttól, hogy a szekunder hangolásakor nem nullára, hanem u' -re kell beállítani.

Itt említjük meg, hogy a fázisdiszkriminátor aszimmetriára igen kényes. Emiatt ügyelni kell a felépítés, különösen a tekercsek szimmetriájára, és az elemek értékének a pontos betartására. Ez az oka annak, hogy a szekunder tekercs alsó és felső részét egymás menetei közé tekercselik és így akadályozzák meg, hogy a vasmag-hangolás aszimmetriát okozzon (bifiláris tekercs). A hangolásnál



17a ábra. (Csak FM)

17b ábra. AM és FM ;
szimmetrikus beállítás17c ábra. AM és FM ;
aszimmetrikus beállítás

alkalmazott elrendezéssel a statikus karakterisztika is felvehető, vagyis a kimenő egyenfeszültség a frekvencia függvényében.

Ha FM-szignálgenerátor, vagy vobulátor áll rendelkezésre, a karakterisztika oszcilloszkópra felrajzolható. Egy lehetséges elrendezést és egy így felvett karakterisztikát mutat a 16. ábra. Ha ilyen műszerekkel hangolunk, ugyanúgy kell eljárunk, mint az előző esetben. Vagyis a primerkörrel maximális ábrát állítunk be, a szekunderrel pedig szimmetriát. Természetesen behangolt állapotban a primerkör hangolása is befolyásolja a szimmetriát, illetve a szekunderkör hangolása az ábra nagyságát. Az előbb elmondottak azt jelentik, hogy a hangolás folyamán a primerkör változtatása elsősorban az ábra nagyságát befolyásolja, a szekunder változtatása pedig elsősorban az ábra szimmetriáját.

Ha a szignálgenerátor szimultán amplitudó és frekvencia modulációra alkalmas, a szimmetria beállítása könnyen és szemléletesen végezhető. Ebben az esetben a 17. ábra szerinti képeket kapjuk az oszcilloszkóp ernyőjén. Ezen ábrák keletkezéséről még beszélünk.

A torzítási viszonyokra a statikus karakterisztikából, vagy az oszcilloszkópra felrajzolt karakterisztikából következtethetünk. A működési tartományon belül azonban a görbültség igen kicsi, így az ábrák kiértékelése nehéz és pontatlan. Sokkal jellemzőbb képet kapunk a torzítási viszonyokról, ha a karakterisztika meredekségét határozzuk meg a frekvencia függvényében. Számítással ezt a 47. egyenlet differenciálásával kapjuk meg. A 47. egyenlet ν szerinti differenciálhányadosa legyen $S(\nu)$, és ennek értéke a $\nu = 0$ helyen S_0 . Ebben az esetben :

$$\frac{S}{S_0} = 1 + 5 |b| \nu^4 = 1 - 5 |b| \left(\nu_0 \frac{\Delta f}{\Delta f_{\max}} \right)^4 \quad 61.$$

Méréssel ezt a következőképp kapjuk meg. Az FM szignálgenerátor vivőjét kis, kb. 5 kHz-es lökettel hangfrekvenciás szinusz-jellel moduláljuk. A kimenő feszültséget hangfrekvenciás csővoltmérővel mérjük. Ekkor a kimenő feszültség a meredekséggel arányos. A vivőfrekvenciát változtatva felvehetjük az $\frac{S}{S_0}$ diagrammot a frekvencia függvényében.

Ez a diagram az aszimmetriáról is sokkal jellemzőbb képet ad, mint a karakterisztika. Mért és számított $\frac{S}{S_0}$ diagrammot láthatunk a 20. ábrán

Ebből az ábrából igen jó közelítéssel megállapíthatjuk a torzítást is. Vesszük az $\frac{S}{S_0}$ függvény értékét a $\Delta f = \Delta f_{\max}$ helyen. Ebben az esetben a 61. egyenlet :

$$\left(\frac{S}{S_0} \right)_{\Delta f_{\max}} = 1 - 5 |b| \nu_0^4 \quad 62.$$

Most a 41-ből kifejezzük a torzítást :

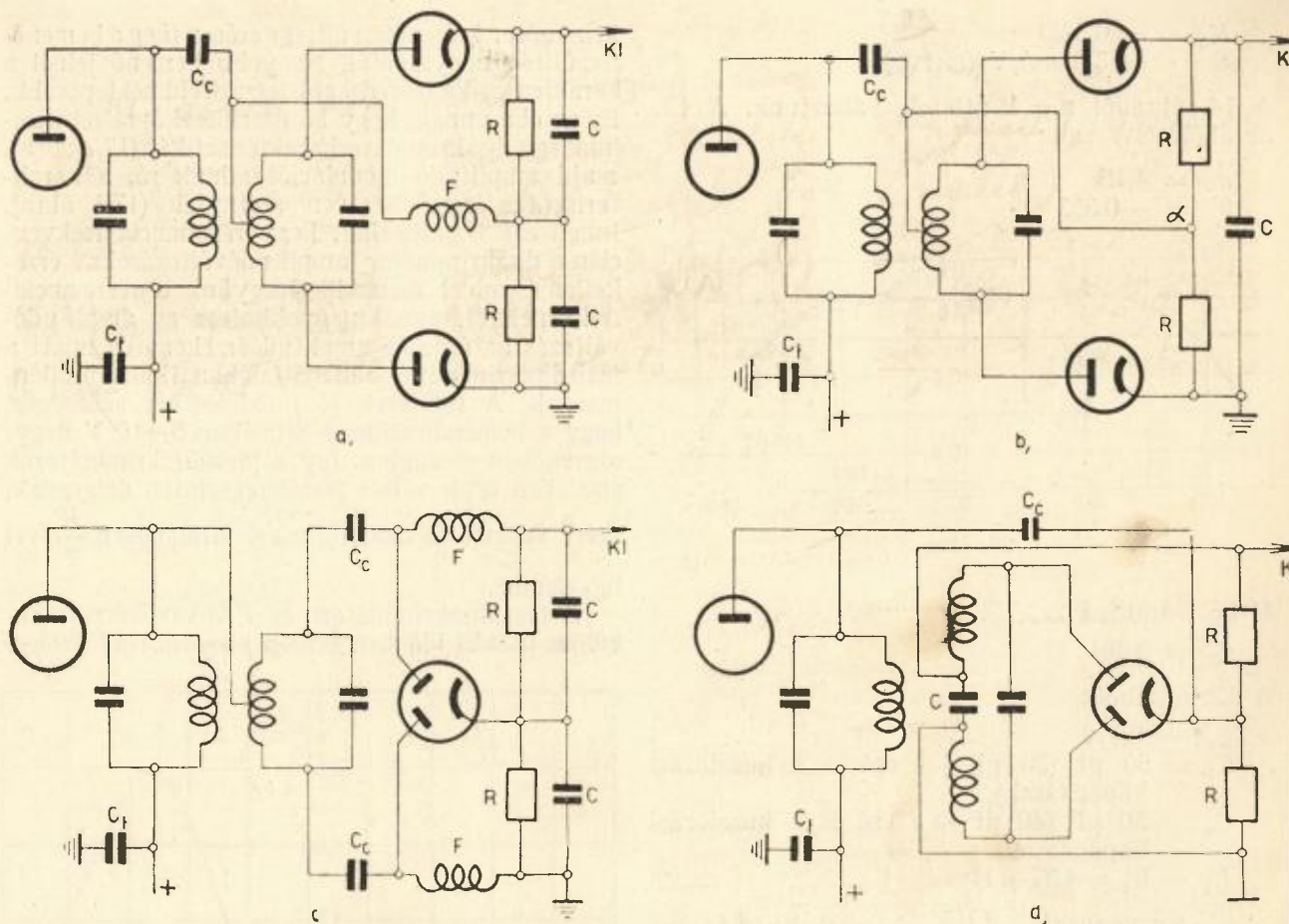
$$K_5 = \frac{\nu_0^4 |b|}{3,14} \quad 63.$$

62. segítségével :

$$K_5 = \frac{1}{15,7} \left[1 - \left(\frac{S}{S_0} \right)_{\Delta f_{\max}} \right] \quad 64.$$

Ez az egyenlet azért jelentős, mert a torzításra más módszereknél nagyon pontatlan eredményt kapunk. Mint már említettük, a diszkriminátor karakterisztika görbültsége a működési tartományban igen kicsi, ezért a karakterisztika harmonikus analízise nem ad elfogadhatóan pontos eredményt. A torzítást mérni szintén nehéz lenne. Ehhez ugyanis olyan FM szignálgenerátor kellene, melynek modulációs torzítása az itt szóba jöhető maximális torzításoknál (0,5—1%) jóval kisebb. Az átlagos FM szignálgenerátorok ezt a követelményt messze nem teljesítik.

Most a fázisdiszkriminátor gyakrabban alkalmazott kapcsolásait vizsgáljuk meg (18. ábra). Az *a* ábra kapcsolása megegyezik a 7. ábrán bemutatott diszkriminátorral. Ennek működését ott már ismertettük. A kapcsolásban szereplő fojtótekercs (*F*) általában veszteségeket jelent. Kiküszöbölhető a kapcsolat módosításával (*b* ábra). A diódák katódja nagyfrekvenciás szempontból itt is földpotenciálra van. A diódákra jutó váltófeszültségek tehát ugyanazok, mint az *a* ábra esetében. A fojtó elhagyása miatt azonban az



18. ábra

α ponton nagyfrekvenciás feszültség van, tehát nagyfrekvenciás szempontból nem földelhető. Az R ellenállásokon az egyenfeszültség mellett váltófeszültség is van. Ezért az ellenállásokat szereléskor szimmetrikusan kell elhelyezni, hogy a szórt kapacitások ne okozzanak aszimmetriát. Az α pont és a föld között, mivel a nagyfrekvenciára C rövidzár, a két R párhuzamosan kapcsolódik, vagyis $\frac{R}{2}$

ellenállást képvisel. Ez, mint az ábrából látható, a primerkörrel kapcsolódik parallel. Ebben a kapcsolásban a primerkört a diódatérhelésen kívül még $\frac{R}{2}$ ellenállás is terheli. Ezt a számításnál

figyelembe kell venni. A diódatérhelés a primeren $\frac{R}{4}$.

Ezzel parallel $\frac{R}{2}$ lesz még. Összesen: $\frac{R}{6}$.

Ha közös katódájú dióda áll rendelkezésre, a c ábra szerinti kapcsolást alkalmazhatjuk. A C_c csatoló kondenzátorokat azért kellett a diódák anódkörébe helyezni, hogy a két R ellenállás egyenáramú szempontból való parallel kapcsolódását megakadályozzuk.

Ez a kapcsolás is megvalósítható fojtók nélkül (d ábra). Ha a C_c , C_f és C kondenzátorokat a nagyfrekvenciára rövidzárnak tekintjük, az ábrából belátható, hogy a diódákra jutó feszültség itt

is a primer $\pm$ szekunder félfeszültség. A C kondenzátor megakadályozza a két R ellenállás egyenáramú szempontból való parallel kapcsolódását. Az R ellenállásokon itt is van nagyfrekvenciás feszültség. Tehát az ellenállások elhelyezésére itt is áll, amit a b ábránál mondtunk. A primerkört itt is a diódatérhelésen kívül még $R/2$ terheli.

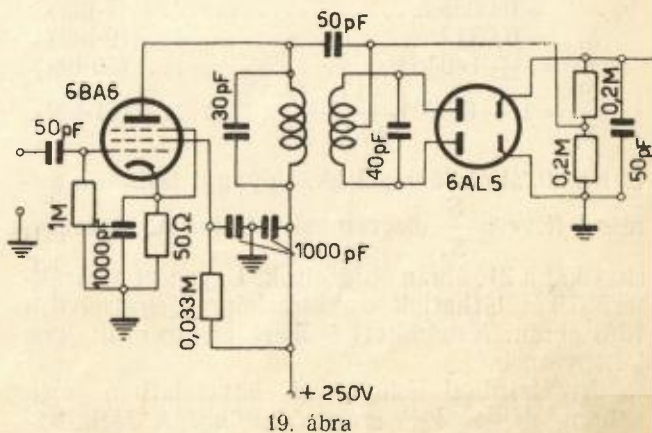
Mérési eredmények

A méréseket a következő kapcsolású diszkriminátorral hajtottuk végre (19. ábra).

A diszkriminátor adatai a következők:

$$f_0 = 10,7 \text{ MHz}$$

$$\Delta f_{\max} = 75 \text{ kHz}$$



19. ábra

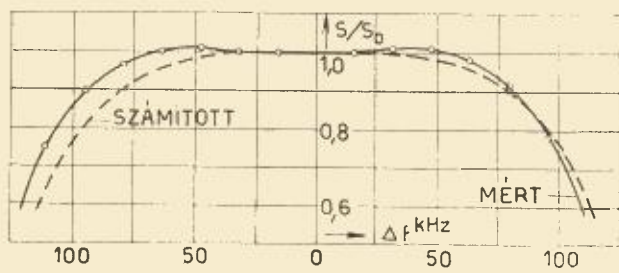
$$K_s = 0,5\%$$

$$S = 3,8 \text{ mA/V (mérve)}$$

A 14. ábrából $n = 1$ áttételt választunk. A 12. ábrából leolvassuk:

$$a_n = 4,15$$

$$b = -0,353$$



20. ábra

41-ből számítjuk:

$$\nu_0 = 0,461$$

A 12. ábrából:

$$\nu_0 d = 0,172$$

$C_1 = 50 \text{ pF}$ (30 pF + a cső és a huzalozási kapacitások).

$C_2 = 50 \text{ pF}$ (40 pF + a cső és a huzalozási kapacitások).

$$L_1 = L_2 = 4,37 \text{ } \mu\text{Hy.}$$

$$U_{ki} = \frac{S u_{g \text{ eff}} (\nu_0 d)}{\Delta \omega_{\max} C_1} \frac{\Delta f}{\Delta f_{\max}} = 27,5 U_{g \text{ eff}} \frac{\Delta f}{\Delta f_{\max}} \text{ V.}$$

A 12. ábrából:

$$Q_k = 67$$

Ezt a következőképp valósítjuk meg:

$$Q_{10} = 100 \quad Q_1 = 53,3$$

$$Q_{20} = 100 \quad Q_2 = 82,6$$

$$R_0 = 20 \text{ k}\Omega \quad R = 210 \text{ k}\Omega$$

A primert $\frac{R}{6} = 35 \text{ k}\Omega$ terheli.

A szekundert $R = 210 \text{ k}\Omega$ terheli.

$$k = 0,031 \dots \dots \dots (53\text{-ből})$$

$$\varepsilon = 0,0035 \dots \dots \dots (7\text{-ből}).$$

$$k_1 = 0,0312 \dots \dots \dots (9\text{-ből})$$

$$F = \pm 140 \text{ kHz} \dots \dots \dots (59\text{-ből})$$

$$\frac{S}{S_0} = 1 - 0,079 \left(\frac{\Delta f}{\Delta f_{\max}} \right)^4 \dots \dots \dots (61\text{-ből}).$$

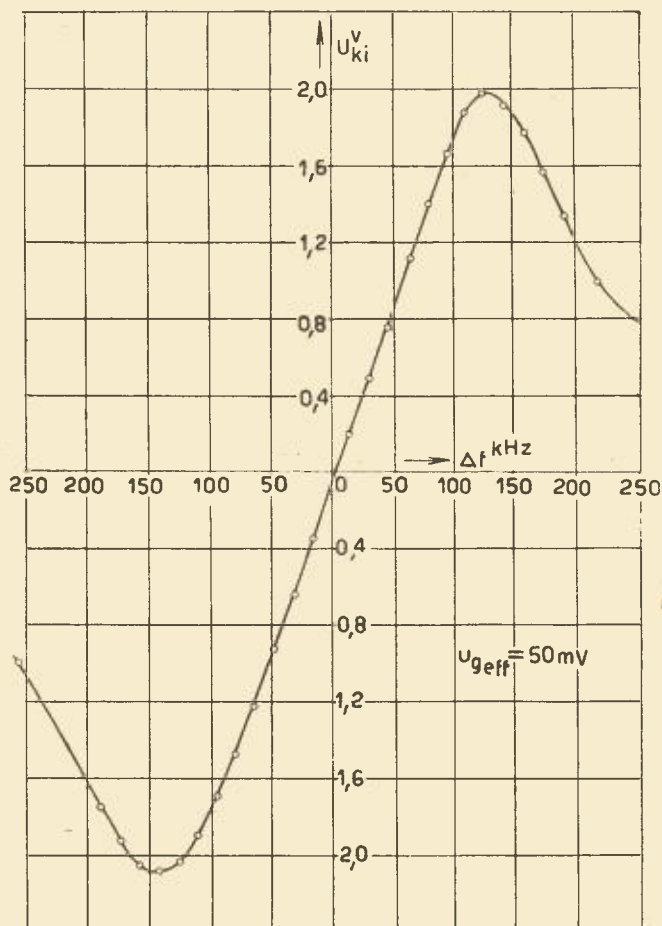
Ezt a 20. ábrán ábrázoltuk. Ugyanitt látható a méréssel felvett $\frac{S}{S_0}$ diagramm is. A statikus karakterisztikát a 21. ábrán ábrázoltuk. Ugyanezt a karakterisztikát láthatjuk oszcilloszkópra felrajzolva a 16/b ábrán. A számított és mért eredmények igen jól egyeznek.

A fázisdiszkriminátorral kapcsolatban még néhány dolgot kell megemlítenünk. A fázisdisz-

kriminátor kimenőfeszültsége erősen függ a bemenőfeszültség nagyságától. Nagyobb bemenő jelnél a karakterisztika meredekebb lesz, kisebbnél laposabb. Ez az oka annak, hogy ha oszcilloszkópra felrajzolunk egy diszkriminátorkarakterisztikát (17/a ábra), majd amplitudó modulációt adunk rá, a karakterisztika legyezőszerűen szétnyílik (17/b ábra). Innen azt is láthatjuk, hogy rezonancia frekvencián a diszkriminátor amplitudóváltozásokra érzékenyen és minél messzebb megyünk a rezonanciafrekvenciától, annál nagyobb lesz az amplitudóváltozás hatása. Az amplitudóérzékenység miatt a fázisdiszkriminátor előtt általában limitert alkalmaznak. A limiternek jó működéséhez szükséges, hogy a bemenőfeszültség általában 5–10 V nagyságrendben mozogjon. Így a fázisdiszkriminátorok általában több voltos feszültség szinten dolgoznak, azért vehettük a diódaterhelést általánosan $\frac{R}{2}$ -vel

figyelembe.

A fázisdiszkriminátort az FM-vevőkészülékekből az utóbbi időkben erősen kiszorították azok a



21. ábra

speciális demodulátorok, amelyek külön limiter nélkül is limitáló hatást fejtenek ki (enneóda, aránydetektor stb.).

A számításoknál a meghajtócső belső ellenállását nem vettük figyelembe. Ez ugyanis általában meglehetősen nagy nagyságrendű, míg a primer körön, amely-

lyel parallel kapcsolódik, általában 10—30 k Ω nagyságrendű ellenállások vannak.

Függelék

A 3. ábra rezgőkörére felírhatjuk:

$$i_s = \frac{u_0}{Z} = \frac{u_0}{r(1 + jQ_0\eta)} \quad 66.$$

Z a soros kör impedanciája

r a kör soros veszteségi ellenállása

Q_0 a kör jóssága. $Q_0 = \frac{\omega_0 L_2}{r}$

η a relatív elhangolás:

$$\eta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$$

Rezonancia környezetében:

$$\eta \cong \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}$$

ahol $\Delta\omega$ a rezonancia frekvenciától való eltérés.

$$u_s = \frac{i_s}{j\omega C_2} = \frac{u_0}{r j\omega C_2(1 + jQ_0\eta)}$$

67-et betéve:

$$u_s = \frac{u_0}{r j\omega C_2(1 + jQ_0 \frac{2\Delta\omega}{\omega_0})} \quad 69.$$

Rezonancián: $\Delta\omega = 0$

$$u_s = u_{s0} = \frac{u_0}{r j\omega_0 C_2} \quad 70.$$

Ezt 69-betéve (rezonancia környezetében $\frac{\omega}{\omega_0} \cong 1$)

$$\frac{u_s}{u_{s0}} = \frac{1}{1 + jQ_0 \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}} = \frac{1}{1 + j\frac{\Delta\omega}{\omega'}} \quad 71.$$

ahol

$$\omega' = \frac{\omega_0}{2Q_0};$$

A 71. egyenlet nevezője olyan vektor, melynek valós része állandó (1), a képzetes része $\Delta\omega$ -val lineárisan változik. Ábrázoljuk ezt a vektort $\Delta\omega$ függvényében (22. ábra, $\overline{OA}$). $\frac{u_s}{u_{s0}}$ ennek a vektornak

a reciproka. A reciprokok vektort a következőkép kapjuk meg. Ha egy vektor abszolút értéke R , és fázisszöge φ , a vektor: $Re^{j\varphi}$, ennek reciproka: $\frac{1}{R}e^{-j\varphi}$, tehát a fázisszög ellentétes előjelű lesz, az abszolút érték pedig az eredetinek reciproka. Tehát $\overline{OA}$ vektor reciproka OB irányú lesz. A nagyságát a következőkép kaphatjuk meg. Az OD egyenesre, mint átmérőre kört rajzolunk. A 22. ábrán az

(OC) Δ és az (OB) Δ hasonló. Tehát felírhatjuk:

$$\frac{|OC|}{|OD|} = \frac{|OD|}{|OB|} \quad 72.$$

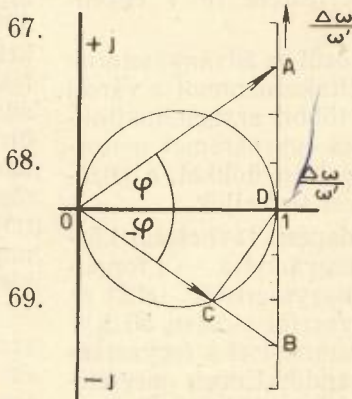
Mivel $|OD| = 1$

$$|OB| = |OA|$$

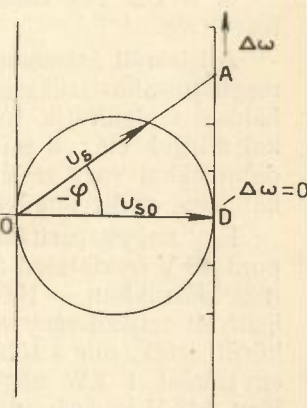
$$72\text{-ből } |OC| = \frac{|OD|^2}{|OB|} = \frac{1}{|OA|}$$

Tehát $\overline{OA}$ vektor reciproka $\overline{OC}$ vektor. Ez a keresett $\frac{u_s}{u_{s0}}$ vektor. A fázisszög a 22. ábrából:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\Delta\omega}{\omega'} = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} 2Q_0 = \frac{\Delta\omega 2L_2}{r} \quad 73.$$



22. ábra



23. ábra

A 22. ábrán az $\overline{OC}$ vektor szerkesztéséhez az A pontot tükrözni kellett a valós tengelyre (B pont). Ezt elkerülhetjük, ha a frekvenciaskála ($\Delta\omega$) előjelét megfordítjuk. Ez a szerkesztés $\frac{u_s}{u_{s0}}$ -t adja.

Ha u_{s0} -t valósnak tekintjük, akkor u_s vektor-ábrája egyezik a fentivel, csak az $OD = 1$ távolság helyett u_{s0} -t kell felmérni. Tehát u_s szerkesztése a következő (23. ábra). Felrajzoljuk u_{s0} -t. Erre, mint átmérőre, kört rajzolunk. A D pontban rajzolt érintőn lesz a frekvenciaskála, melyet a 73. egyenletből határozhatunk meg (a különbség, hogy φ itt negatív, mert a frekvenciaskála előjelét megfordítottuk). Az adott $\Delta\omega$ hoz tartozó pontot (A) a középponttal (D) összekötve u_s megkapható.

IRODALOM

- (1) H. Roder: The Theory of Discriminator Circuits in AFC. P. I. R. E. 1938. May.
- (2) K. R. Sturley: The Phase Discriminator. Wireless Engineer. 1943. Febr.
- (3) K. R. Sturley: Frequency Modulation. New York. 1950.
- (4) P. Güttlinger: Frequenzmodulation. Zürich, 1947.
- (5) Tibbs: FM Engineering. London. 1951.
- (6) Raschkowitsch: Phasenwinkelmodulation. Leipzig. 1952.
- (7) Braun—Kolbe: Die Ultrakurzwellenteknik. Leipzig. 1952.

Gépi kapcsolású távbeszélő központok korszerű áramellátása

VAJDA ZOLTÁN

A gépi kapcsolású távbeszélő központok üzemeltetéséhez a következő áramnemekre van szükség:

1. A központban felszerelt jelfogók működtetésére és a készülékek mikrofonjainak táplálására 48 V feszültségű egyenáram.

2. Jelző hangok a következő váltakozóáramok: 400 periódusú tárcsázási bűgőhang, $16\frac{2}{3}$ periódusú csengetőáram, 133 periódusú csengetési visszhang, 400 periódusú foglaltsági hang.

3. A pénzbedobó áramkörök részére ± 110 V feszültségű egyenáram.

4. Az állványmotorok meghajtásához 50 periódusú háromfázisú váltakozóáram.

5. A CB I-es kapcsolók részére 18 V egyenfeszültség.

A felsorolt áramnemek közül az állványmotorok meghajtásához szükséges váltakozóáramot a városi hálózat szolgáltatja, míg a többi áramátalakítókkal állítjuk elő; a szükséges egyenáramot motordinamókkal vagy szelénegyenirányítókkal, a jelzőhangokat pedig forgógépekkel termeljük.

Egy nagykapacitású budapesti távbeszélő központ 48 V feszültségű áramfogyasztása — a forgalmas időszakban — 1000 A nagyságrendű, tehát az igényelt teljesítmény a fogyasztói oldalon 50 kW körüli érték, míg a többi áramnemnél a fogyasztás egyenként 1 kW nagyságrendű. Ennek megfelelően a 48 V egyenáramú feszültség előállítása jelentkezik a legnagyobb súllyal, ezért főleg ennek gazdaságos előállításával kapcsolatos feladatokkal foglalkozunk.

A 48 V-os fogyasztói áram feszültségének változása csak korlátozott mértékű lehet, hullámságának is előírt értéken alul kell maradnia. A figyelembeveendő főbb szempontok tehát: gazdaságos egyenirányítás, megfelelő feszültségszabályozás és szűrés.

Az áramellátó berendezést kiegészítjük akkumulátorteplel, mely rövidebb ideig tartó áramkimaradás esetén átveszi a központ táplálását és hőerőgépes házi áramfejlesztő gépcsoporttal, mellyel pótoljuk a hálózati áramot hosszabb áramkimaradaskor.

Áramkimaradaskor a váltakozóáramú állványmotorok tápfeszültségét önműködően meginduló motordinamó szolgáltatja, melynek egyenáramú motorját az akkumulátor táplálja és generátora a hálózati váltakozóáram feszültségének megfelelő áramot termel.

A 48 V-os egyenfeszültség előállítására a legmegfelelőbb egyenirányító berendezéseket kell választanunk a következő fontosabb szempontok figyelembevételével: üzembiztonság, hatások, beszerzési költség, élettartam, feszültségállandóság, zavarófeszültség, helyszükséglet, kezelés, zajmentesség, beszerzési és gyártási lehetőségek.

1000 A nagyságrendű áramerősségekre izzókatódos csöveket nem gyártanak. Higanygőz- és

izzókatódos csöveknél a belső feszültségesés — az üzemi feszültségtől és a terheléstől függetlenül — 18 V körüli érték, ezért 60 V feszültségen alul alkalmazásuk nem gazdaságos. Az ezidőszerint előállított szelénlapokból ilyen áramerősségek szolgáltatására sok lapot kellene párhuzamosan kapcsolni, ami üzembiztonsági szempontból nem kívánatos és költséges megoldás lenne. Ezért általában az a gyakorlat alakult ki, hogy szelénegyenirányítókat kb. 100 A leadott áramerősségre alkalmazunk, ezen felül pedig motordinamókat szerelünk fel. A két géptípus alkalmazását döntően befolyásolja a hatások. A szelénegyenirányító hatások néhány százalékkal jobb mint a motordinamóé, továbbá utóbbi hatások kis terheléseknél rossz és csak 50%-on felüli terheléseknél ér el kielégítő értékeket. Ezzel szemben a szelénegyenirányító hatások széles terhelési határok között gyakorlatilag állandó. Ez az előnyös tulajdonsága teszi — bizonyos terhelési határok között — a motordinamó versenytársává, mert változó terhelés gazdaságos kiszolgálására rendszerint három különböző teljesítményű forgó gépegyeséget kell alkalmazni, míg ugyanez a fogyasztás egy egyenirányítóval kielégíthető.

A központ fogyasztása a délelőtti forgalmas időszakban nagy, az esti és az éjjeli órákban kisebb, és széles határok között változik. Ilyen jellegű fogyasztás kiszolgálására a szelénegyenirányító gazdaságosan alkalmazható. Figyelembevéve azonban az ezidőszerinti gyártási lehetőségeket, kisebb kapacitású vidéki automata központokban — ahol a fogyasztás általában 100 A alatt marad — szelénegyenirányítót alkalmazunk, nagy budapesti központjainkban pedig rendszerint három motordinamót szerelünk fel, melyek leadott áramerősségei kb. úgy aránylanak egymáshoz, mint 1 : 2 : 3. Tehát például egy-egy 300, 600 és 1000 amperes gépegyeséget alkalmazunk. Ezáltal elérjük azt, hogy minden időben a szükséges fogyasztásnak megfelelő motordinamó kb. teljes terheléssel járatható, tehát mindig jó hatásokkal dolgozunk.

A beszerzési költségek szempontjából a két géptípus között a helyes összehasonlítás a következő: mennyibe kerül például egy 50 A-tól 150 A-ig fokozatmentesen szabályozható szelénegyenirányító, összes szerelvényeivel, a központ helyiségeiben felállítva, tartalék szelénlelemcsoporttal és ugyanakkor mennyi a létesítési költsége három motordinamónak (50, 100 és 150 A-es), mindegyik összes szerelvényeivel, feszültségszabályozókkal, kapcsolótáblával és a gépház beruházási költségeivel.

Az ilyen alapon elvégzett gazdaságossági számítások azt mutatták, hogy a két típus létesítési költsége 100 A körüli áramerősségeknél azonos nagyságrendű, 200 A felett a motordinamó, 100 A alatt pedig a szelénegyenirányító beszerzése a gazdaságosabb a jelenlegi beszerzési viszonyok mellett.

A két típus kombinációját is alkalmazzuk. Üzembiztonsági szempontból ugyanis az üzemi egyenirányítót tartalékkal kell ellátni. Ennél már nem lényeges szempont az, hogy széles terhelési határok között jó hatásfoka legyen, itt a főszempont az üzembiztonság és az alacsony beszerzési költség. Vidéki automata központoknál az üzemi egyenirányító önműködő feszültség szabályozóval ellátott szelénegyenirányító, a tartalék pedig kézi szabályozású motordinamó.

A szelénegyenirányító további előnyei: mozgó alkatrésze nincsen, nem kell hozzá állandó felügyelet, működése zajtalan, súlya kisebb a motordinamóénál, a gépalapozás, rezgésmentesítés költségei elmaradnak, és a gyakori fődémmege erősítés is elmarad. A motordinamó viszont élettartam szempontjából előnyösebb, mert rendszeres karbantartás mellett évtizedekig üzemben tartható, míg a szelén elemcsoportok élettartama 6—8 év. Feszültség-állandóság és zavarófeszültség szempontjából a két típus egyenrangú, mert megfelelő feszültség szabályozóval, illetőleg szűrővel azonos értékeket érhetünk el, közel azonos költséggel.

Fentieket összefoglalva: 200 A-nél nagyobb fogyasztású gépkapcsolású központoknál három motordinamót alkalmazunk, külön erősáramú gépházal és kapcsolótáblával, 100 A körüli fogyasztásoknál szelénegyenirányítót szerelünk fel, motordinamó tartalékkal. Kisebb fogyasztói áramerősségeknél pedig szelénegyenirányítót szerzünk be, beépített tartalék elemcsoporttal, illetőleg központosan tartalék egyenirányítókat tartalékolunk.

A leggazdaságosabb üzemviteli mód megválasztása

A fogyasztó egyenáramú igényét a rendelkezésre álló váltakozóáramú hálózat, egyenirányító és akkumulátortelep felhasználásával többféleképpen elégíthetjük ki. Az előállított egyenárammal a telepet feltölthetjük és a fogyasztót az akkumulátorból tápláljuk; ez a *tiszta telepes üzem*. A *pufferüzemnél* a fogyasztót, az egyenirányítót és a telepet párhuzamosan kapcsoljuk és az egyenirányítóval nagyjából követjük a fogyasztás ingadozásait. A telep csak kis mértékben van igénybevéve; néha segít a fogyasztás fedezésében, néha töltődik. A *csepp-töltés* a pufferüzem tökéletesítése. Itt az egyenirányító automatikus szabályozóval van ellátva és mindenkor pontosan követi a fogyasztás változásait, azonkívül szolgáltatja a kisütősinre párhuzamosan bekapcsolt és teljesen feltöltött telep kondicionáló áramát is. A telep pufferezési feszültsége befolyással van annak élettartamára is. Ha a telepet $2,2 \pm 2\%$ cellafeszültséggel pufferezzük, akkor áramot nem vesz fel és nem is ad le. A tapasztalat szerint élettartama ezen feszültségen való pufferezés esetén a legnagyobb. Az önkisülés következtében azonban a töltési fok csökkenne. Hogy ez meg ne történjék, a telepet kis áramerősséggel kondicionáljuk (cseppenként töltjük). Ennek a kondicionáló vagy fenntartó áramnak az erőssége a telep kapacitásához igazodik és amperóránként kb. 1 mA-t tesz ki. Vagyis egy 10 órás kisütésnél 1000 Aó kapacitású telepet kb. 1 A erősségű árammal kell állandóan

(éjjel-nappal) kondicionálni. A pontos értéket kísérletekkel kell megállapítani.

A *tartaléktelepes üzemviteli módnál* az akkumulátort rendes üzemvitelkor a kisütő sínről lekapcsoljuk és feltöltött állapotban 2,2 V cellafeszültségen kondicionáljuk, vagyis az önkisülést kis fenntartó töltőárammal ellensúlyozzuk. A hálózati áram kimaradásakor gyorsan működő kapcsolószerkezet a telepet a kisütősinre kapcsolja. Az áram visszatérésekor a telepet kikapcsoljuk, feltöltjük és az előbbi kondicionálásra visszatérünk. A tartaléktelepes üzemviteli mód tulajdonképpen a csepp-töltés egy válfaja.

Az egyes üzemviteli módokat a beruházási költség, az üzemvitel gazdaságossága, üzembiztonság és az akkumulátor élettartama szempontjából hasonlítjuk össze.

Tiszta telepes üzemvitelnél két telepet használunk, melyek közül az egyik üzemben volt, ezalatt a másikat töltötték. A telepek mindegyikének kapacitását 24 órás fogyasztásra méretezték, mert ezen üzemvitelnél általában a két telep pillanatnyi kapacitásainak összege egyenlő egy telep teljes kapacitásával. (Például: az egyik telep teljesen fel van töltve, a másik teljesen ki van sütvé, vagy az egyik félig van feltöltve és a másik ugyanakkor 50%-ig kisütött állapotban van stb.) Az üzemben lévő telep kimerülésekor a telepeket felcserélték. Pufferüzemnél a telep a teljes feltöltöttségi fok közelében dolgozik, csepp-töltésnél és tartaléktelepes üzemnél pedig minden időben 100%-ig feltöltött állapotban van. Ennek megfelelően utóbbi üzemviteli módoknál elegendő egy 24 órás kapacitású, vagy két ennek felével egyenlő kapacitású telep beszerzése. A tiszta telepes üzemnél tehát az akkumulátor beruházási költsége kétszeres. Tekintettel arra, hogy egy nagykapacitású központ akkumulátorának beszerzési költsége 300 000,— Ft körül mozog, ez a különbség jelentékeny összegre rúg.

A tiszta telepes üzemviteli módnál az egyenirányított energiát a telepbe betöltötték, majd onnan felhasználták. Ekkor teljes mértékben érvényesült a telep átlagosan 70%-ra tehető rossz hatásfoka. Pufferüzemnél a telep lényegesen kevesebbet dolgozik, ezért ott ez a veszteség sokkal kisebb mértékben érvényesül, csepp-töltésnél pedig a telepet csak a hálózati áram kimaradásakor, vagy az egyenirányító javításakor vesszük igénybe, ott tehát ez a hatásfokból eredő veszteség még kisebb. Ebből következik, hogy a csepp-töltés a leggazdaságosabb üzemviteli mód.

Üzembiztonsági szempontból vizsgálva a kérdést, szintén a csepp-töltés a legmegfelelőbb, mert ennél minden időkeresztmetszetben teljesen feltöltött telep áll rendelkezésre.

Az akkumulátor lemezeit a kisütések-töltések teszik tönkre. Egy nagyfelületű pozitív és szekrényes negatív lemezekből álló telep pozitív lemezei 1000—1200 teljes kisütés-töltést bírnak ki, a negatív lemezek kb. kétszer ennyit. Minél nagyobb a kisütés-töltések száma, annál rövidebb a telep élettartama. A csepp-töltésnél a telepet csak ritkán vesszük igénybe, ezért a lemezek élettartama hosszú. Tiszta telepes üzemnél a pozitív lemezek élettartama 4—5 év, pufferüzemnél 10—15 év, csepp-töltésnél évti-

zedekre tehető, gondos kezelés és az előírások betartása esetén. Emellett a telep szulfátosodásának a lehetősége is csekély, mert ólom-szulfát mindig csak kisütéskor keletkezik, tehát ha a telepet csak ritkán sütjük ki és az önkisülést is megakadályozzuk kondicionálással, akkor a szulfátosodás gyakorlatilag nem állhat be.

Összefoglalva: a cseptöltés minden szempontból a legmegfelelőbb üzemviteli mód. A tiszta telepes üzem ma már nem használatos, rossz hatásfoka és a költséges fenntartása következtében még akkor sem, ha a telep feltöltéséhez szükséges energia ára éjjel olcsóbb mint nappal, mert az ennek felhasználásával elérhető megtakarítás nem ellensúlyozza a cseptöltés felsorolt előnyeit.

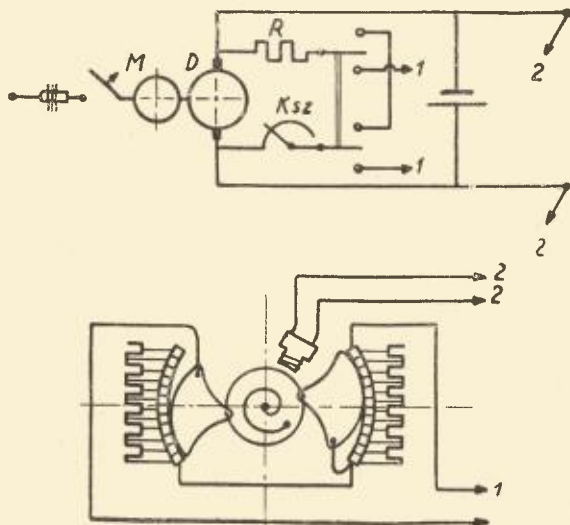
Korszerű szabályozás

A távbeszélő központ fogyasztói feszültségének változása a $\pm 5\%$ -ot nem haladhatja meg, mert a feszültségnek ennél nagyobb mértékű változása a jelfogók működésében zavarokat okozhat. Ezért arra törekszünk, hogy a fogyasztói feszültséget stabilizáljuk. A fogyasztás növekedésekor a párhuzamosan kapcsolt akkumulátor kapocsfeszültsége csökken, ilyenkor a pufféráram nagyságát mielőbb megfelelően emelni kell. A fogyasztás csökkenésekor ez a folyamat ellentétes értelemben játszódik le. Ezért valamennyi szabályozási módnak az a célja, hogy a töltőáramot minél pontosabban és minél gyorsabban a fogyasztás függvényében változtassa. Ehhez olyan szabályozóra van szükség, mely önműködően, fokozatmentesen, gyorsan, pontosan, üzembiztosan és jó hatásfokkal működik. Azonkívül ne legyen drága, lehetőleg hazai alkatrészekből álljon, súlya és helyszükséglete minél kisebb legyen, üzemvitel egyszerű legyen, a hálózati feszültség és a periódus-szám ingadozásait a fogyasztótól tartsa távol. Ezeknek a követelményeknek csak kevés szabályozó tesz eleget.

Motordinamók szabályozása

A nagykapacitású budapesti központoknál — mint említettük — főleg motordinamókkal állítjuk elő a 48 V-os egyenfeszültséget. Ezeknél a legjobban bevált szabályozási mód a Brown-Boveri gyors-szabályozóval vezérelt gerjesztésszabályozás (1. ábra).

A szabályozó érzőtekerce a kapocsfeszültségre van kötve. Ezen feszültség megváltozásakor a szabályozó egyensúlya megbomlik és a dinamó gerjesztőkörébe kapcsolt ellenállás értékét megváltoztatja, mégpedig olyan értelemben, hogy ha a gép kapocsfeszültsége csökkent, akkor az ellenállás értéke is csökken, a gerjesztés nő, a töltőáram értéke is nő és a kapocsfeszültség eredeti értéke beáll. A kapocsfeszültség növekedésekor a szabályozás ellenkező értelmű. Hálózatkimaradás után — amikor a telepet fel kell tölteni — K_{sz} kézi szabályozóval állítjuk elő a szükséges nagyobb gerjesztést, illetőleg kapocsfeszültséget. A fogyasztói feszültség megfelelő tartásáról ilyenkor a telep cellaszámának csökkentésével, illetőleg ellencellák becsolásával gondoskodunk.



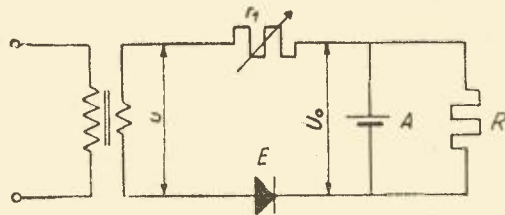
1. ábra

A készülék működése gyors, önműködő, csaknem fokozatmentes, szabályozási pontatlansága $\pm 1\%$, kezelést nem igényel, élettartama hosszú és mivel a kis áramerősségű gerjesztést szabályozzuk vele, azért a fellépő veszteségek sem számottevők, tehát hatásfoka jó. Egyedüli hátránya, hogy külföldről kell beszerezni és hogy drága. Távbeszélő központok motordinamóinak szabályozásánál kiválóan bevált és általánosan alkalmazott megoldás.

Szelénegyenirányítók szabályozása

A 2. ábra egyfázisú egyutas egyenirányítót ábrázol, mellyel a fogyasztót tápláljuk és a vele párhuzamosan kapcsolt akkumulátort pufferezzük. Az alkalmazott jelölések:

- u a transzformátor szekunder feszültségének pillanatnyi értéke,
- U_0 a telep ellenfeszültsége,
- E szelénegyenirányító,
- R ohmos terhelés,
- A akkumulátor,
- r_1 változtatható töltőellenállás,
- r a töltőkör eredő ohmos ellenállása.

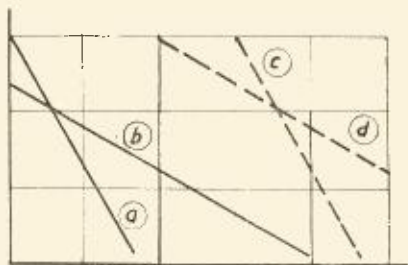


2. ábra

Ha ohmos terhelést tételezünk fel és az áramkör induktív ellenállását elhanyagoljuk, akkor áteresztőirányban csak akkor folyik áram, ha a transzformátor szekunder feszültségének pillanatnyi értéke nagyobb, mint a telep ellenfeszültsége. Az ekkor folyó áramerősség:

$$i = \frac{u - U_0}{r + R}$$

Ha a telep ellenfeszültsége nagyobb a szekunder feszültség pillanatnyi értékénél, akkor visszáram folyik. A töltőáramot az akkumulátor ellenfeszültségének függvényében ábrázolva nyerjük az egyenirányító *jelleggörbéit* (3. ábra). Az *a* jelű görbe olyan egyenirányítóra vonatkozik, melynek töltőkörébe nincsen ohmos ellenállás iktatva, a *b* jelű pedig olyan készülékre, mely ilyen ellenállással el van látva. Az ábrából látható, hogy növekvő telepellenfeszül-



3. ábra

séghez csökkenő töltőáramerősség tartozik és viszont. Ez azt jelenti, hogy amikor az egyenirányítóval a telepet töltjük és annak kapocsfeszültsége növekszik, akkor az egyenirányító által szolgáltatott töltőáramerősség *önműködően* csökken. Ha pedig a telepet kisütjük, minek következtében kapocsfeszültsége csökken, ekkor a pufferbe kapcsolt egyenirányító töltőárama — minden külső beavatkozás nélkül — automatikusan emelkedik. Ezen jelenség felhasználásával magával az egyenirányítóval végezhetjük a szabályozást, amikor is csak a pufferáram közepes értékének helyes beállítására kell gondot fordítani. Ha a töltőkörbe változtatható értékű ohmos ellenállást iktatunk, ezzel a jelleggörbét befolyásolhatjuk. Minél nagyobb az ohmos ellenállás értéke, annál laposabbá válik a jelleggörbe és a töltőáram értéke is annál magasabb. Az ellenállás értékének változtatásával különböző erősségű töltést érhetünk el. Ez a módszer a szelvényirányító szabályozásának legegyszerűbb formája. Csak kis fogyasztásoknál használatos, mert az ohmos ellenálláson fellépő állandó feszültségesés következtében használata nem gazdaságos. Azonkívül a hálózati feszültség ingadozása a jelleggörbe párhuzamos eltolódását (*c*, *d*) eredményezi, ami a gyakorlatban annyit jelent, hogy a hálózati feszültség változásakor a pufferáram nagysága is állandóan változik és az igényelttől eltérő értékeket vesz fel. Ennek elkerülésére az egyenirányító elé váltakozóáramú feszültség szabályozót kell kapcsolni, ami megdrágítja a berendezést.

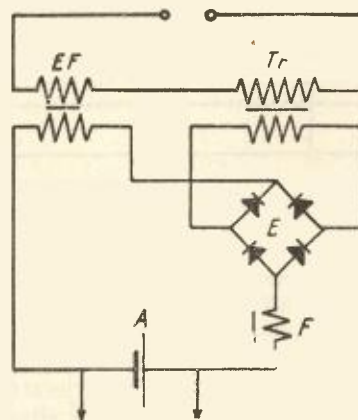
Fenti egyszerű szabályozási módon kívül szórványosan többféle szabályozó van használatban, melyek a támasztott követelményeket csak részben elégítik ki. Ilyenek például a *szénoszlopos szabályozó*, melynél a töltőkörbe egy rúgó által összeszorított vékony szénlemezekből álló ellenállás van bekapcsolva, egy — fogyasztói feszültségre bekötött — jelfogó húzóhatása a rúgó ellen dolgozik. Eredő hatásuk a szénlapokat többé-kevésbé összenyomja, az oszlop ellenállása ennek megfelelően változik és ezzel változik a rajta keresztül folyó áram erőssége is.

Előnye, hogy fokozatmentesen és önműködően szabályoz, hátránya, hogy rossz a hatásfoka, mert a szénoszlopon az egész töltőáram átfolyik, azon nagy a feszültségesés és ezért a szabályozó hatásfoka rossz.

A *jelfogós szabályozónál* feszültségre érzékeny jelfogó a fogyasztói feszültség emelkedésekor ellenállást kapcsol be a töltőkörbe, annak csökkenésekor pedig az ellenállást rövidrezárja. Ennek megfelelően a töltőáram nagyobb vagy kisebb lesz a fogyasztás függvényében. Előnye olcsósága, hátrányai, hogy nem fokozatmentes, hatásfoka rossz és nem eléggé üzembiztos.

A *vasrezgőkörös szabályozóval* pontos szabályozást lehet elérni, de nagyobb teljesítményeknél méretei, súlya és ára nagy, továbbá periódusfüggő is. Használatos még a *forgótranszformátor*, melynek jó a hatásfoka és fokozatmentesen szabályoz, de drága és helyszükséglete nagy.

Billenőfojtótekerces szabályozóval ellátott egyenirányítót mutat a 4. ábra. Az egyenirányító hálózati transzformátorának (*Tr*) primer tekercsével előmágnesezett fojtótekercs (*EF*) váltakozóáramú tekercse van sorba kapcsolva. Ennek másik tekercsén a töltőáram folyik keresztül és a vasmagot előmágnesezi. Ha a fogyasztás nő, az akkumulátor (*A*)



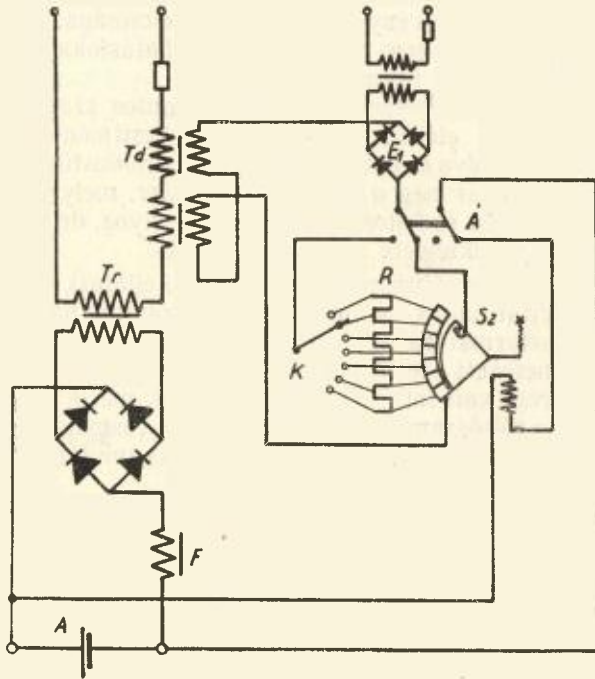
4. ábra

kapocsfeszültsége csökken és a töltőáram önműködően nő. Ennek következtében növekszik az előmágnesezés és csökken a váltakozóáramú tekercs látszólagos ellenállása. A transzformátor primer tekercse nagyobb feszültséget kap, a töltőáram tovább növekszik. Ez a folyamat addig tart, amíg *EF* vasmagja mágnesezen nem telítődik. Ekkor a váltakozóáramú tekercs látszólagos ellenállása hirtelen — billenésszerűen — csökken. A megnövekedett fogyasztás arányában tehát megnő a töltőáram is, a telep feltöltődik és kapocsfeszültsége az eredeti értékre beáll.

A szabályozó önműködő, fokozatmentes, szabályozási pontatlansága $\pm 5\%$, mozgó alkatrészt nem tartalmaz. Hátránya, hogy az egyenáramú tekercsen az egész töltőáram keresztül haladva, azon állandóan nagy feszültségesés lép fel és ezért a szabályozó hatásfoka kedvezőtlen. További hátránya, hogy a hálózati feszültség ingadozását nem tartja távol a fogyasztótól, mert ilyenkor szabályo-

zási határai megváltoznak. Ezért csak eléje kapcsolt váltakozóáramú feszültség szabályozóval együttesen használható.

A transzduktoros feszültség szabályozó (5. ábra) lényeges alkotórészei a transzduktor (T_d), a segéd-egyenirányító (E_1), a gerjesztést szabályozó ellenállás (R), a vezérlő szabályozó (S_z), a kéziszabályozó (K) és az átváltó (A).



5. ábra

A transzduktor előmágnesezett fojtótekercs, melynek váltakozóáramú tekercse az egyenirányító transzformátorának primer tekercsével sorba van kötve, az egyenáramú tekercsén pedig a segéd-egyenirányító által előállított gerjesztőáram folyik keresztül, melynek erősségét az R ellenállással változtatjuk. A vezérlő szabályozó figyelőtekercse a fogyasztói feszültségre van kötve. Ha ez megváltozik, akkor a vezérlő szabályozó a transzduktor gerjesztőkörének ellenállását változtatja. Ennek következtében változik a gerjesztés áramerőssége, a transzduktor vasmagjának előmágnesezése és a vál-

takozóáramú tekercsének látszólagos ellenállása. Ha például a fogyasztás nő, akkor az akkumulátor kapocsfeszültsége csökken. T_d gerjesztése nő, váltakozóáramú tekercsének látszólagos ellenállása csökken, a főegyenirányító transzformátora magasabb feszültséget kap, az egyenirányító töltőárama nő, az akkumulátor feltöltődik, minek következtében a fogyasztói alapfeszültség eredeti értéke önműködően beáll. A fogyasztás csökkenésekor a folyamat ellenkező értelemben játszódik le. A telep feltöltésekor a kéziszabályozót használjuk, ilyenkor a gerjesztőáram megfelelő értékét — A átváltó megfelelő beállítása mellett — a K kapcsolóval állítjuk be, a fogyasztói feszültséget pedig a telep pótcelláinak, illetőleg ellencelláinak ki- és bekapcsolásával szabályozzuk. A transzduktor egyenáramú tekercsein csak kis gerjesztőáram folyik keresztül, ezért a szabályozó hatáskora jó. A hálózati feszültség ingadozásait a fogyasztótól távol tartja, mert ha a fogyasztói feszültség bármilyen okból megváltozik, a szabályozó azt gyorsan és önműködően eredeti értékére állítja be.

A szabályozó önműködő, fokozatmentes, jó hatásfokú, gyors működésű, kis szabályozási pontatlanságú. Ezidőszereint szelvényegyenirányítókkal táplált távbeszélő üzemből a legkorszerűbb szabályozó berendezés, melyet üzemünkben sok helyen alkalmaznak.

Összefoglalás

A távbeszélő központ 48 V feszültségű áramellátását 100 A fogyasztásig önműködő feszültség szabályozóval ellátott üzemi szelvényegyenirányítóval fedezzük, melyhez motordinamó tartalék tartozik. Ezen fogyasztáson felül három — automatikus gerjesztés-szabályozású — motordinamót alkalmazunk, melyek leadott áramerősségei úgy arányolnak egymáshoz, mint 1 : 2 : 3. A kisütősnre párhuzamosan kötött akkumulátort állandóan feltöltött állapotban 2,2 V cellafeszültségen tartjuk és önkisülését kondicionálással akadályozzuk meg. A telepet csak hálózatkimaradáskor vagy az egyenirányító javításakor használjuk, a fogyasztást egyébként közvetlenül az egyenirányítóval fedezzük és azzal a fogyasztás változásait minél pontosabban követjük. Ezen üzemviteli mód a leggazdaságosabb és egyben az akkumulátor élettartama szempontjából is a legmegfelelőbb.

Könyvszemle

Richard Braun—Hans Kolbe: Die Ultrakurzwellentchnik. Fachbuchverlag GmbH. Leipzig, 1952.

A könyv első fejezete az ultrarövidhullámú technika alapjaival foglalkozik. A kondenzátorok, tekercsek, rezgőkörök, sávszűrők elméletének rövid áttekintése mellett rövid vezetékelméletet ad. Ismerteti az ultrarövidhullámok terjedési viszonyait, az itt használatos modulációs rendszereket (amplitúdó-, frekvencia-moduláció) és modulációs áramköröket.

Az ultrarövidhullámok vételénél foglalkozik a speciális rezgőkörök és csövek kérdésével, majd az egyenes és szupervevő felépítését tárgyalja.

A második fejezet konstrukciós rész. Először vevőkészüléktervezési kérdésekkel foglalkozik nagyszámú példa kapcsán, majd ugyanezen módszerrel ultrarövidhullámú adóberendezéseket tárgyal.

Külön fejezetet szentel az antennáknak és az ultrarövidhullámú méréseknek.

A könyv igen nagy anyagot ölel fel, így nincs módja az egyes kérdések részletes tárgyalására, viszont jó áttekintést ad az ultrarövidhullámú problémákról. A könyv egyik értéke a nagyszámú (kb. 100), magyarázatokkal ellátott kapcsolási példa.

Igen bő irodalomjegyzéke van, azonban csak a német nyelvű irodalomra szorítkozik.

Komarik József

Tropikalizációs és üzembiztonsági vizsgálatok

MÁRKUS ENDRE
Műszeripari Kutató Intézet

A) BEVEZETÉS

Az elektronikus berendezések tartóssági és üzembiztonsági problémáinak vizsgálata mind hazai viszonylatban, mind az exportlehetőségek fokozása szempontjából mindjobban előtérbe nyomuló feladatnak tekinthető. Az exportvonalon a tropikalizálás szükségessége is felmerül, mert számos elektronikus berendezés exportálása kívánatos olyan helyekre, ahol vagy a szállítás, vagy az üzemeltetés alatt klimatikus igénybevételekre számíthatunk. A Műszeripari Kutató Intézet a felmerült problémák alapján kutatási témái közé sorolta fenti kérdések megoldását, amelyhez első lépésként a szükséges vizsgáló állomás felállítását határozta el, illetve valószínűsítette meg. A továbbiakban ezen állomás berendezésével foglalkozunk.

Elektronikus készülékeinknél tartóssági és megbízhatósági szempontból számos kérdés vár megoldásra, amihez olyan vizsgáló berendezés szükséges, amely a felmerülő klimatikus vagy egyéb körülményeket előállítani képes és megadja a lehetőséget annak megvizsgálására, hogy az elektronikus készülékek mérsékelt égövi vagy egyéb klimatikus viszonyok között kielégítően és a felmerült kívánságoknak megfelelően működnek-e. Itt mindjárt meg kell említeni, hogy egyrészt a tartóssági és üzembiztonsági vizsgálatok, másrészt a tropikalizációs vizsgálatok messzemenően rokon természetűek, úgyhogy mindkettő elvégzéséhez szükséges berendezés nagymértékben azonos, vagy azonosra tehető. A vizsgáló berendezések rokon természete onnan adódik, hogy mind az üzembiztonsági, mind a tropikalizációs vizsgálatoknál lényegében ugyanazokat a tulajdonságokat vizsgálják, de különböző külső behatások mellett. Példaképpen megemlítjük, hogy berendezések megbízhatóságának vizsgálatánál mérsékelt égövi, vagy tropikus körülmények között közel ugyanazon működőképességi jelenségeket vizsgáljuk, csak más hőmérsékleten vagy páratartalomnál.

Közleményünkben egyrészt azt kívánjuk ismertetni, hogy miképpen állapítottuk meg a vizsgálatokhoz szükséges berendezésekkel szemben támasztott műszaki feltételeket, másrészt azt, hogy ezek alapján milyen berendezéseket állítottunk üzembe. Megállapítandó az, hogy az elektronikus berendezések milyen körülmények közé kerülhetnek és ezeknek megfelelően milyen vizsgálatoknak vetendők alá. További lépésként a készülékeket az adott körülmények között vizsgálatnak kell alávetni és meg kell állapítani, hogy az előforduló feltételek mellett azok működése kielégítő-e. E cikk keretében ezt a kérdést nem tárgyaljuk, hanem csak a vizsgáló berendezésekkel foglalkozunk.

Az előbbiekből nyilvánvaló, hogy a berendezés elkészítésének feladata 3 részre oszlik:

1. megállapítandó, hogy milyen vizsgálatokra van szükség. Ez a gyakorlati tapasztalatok tekin-

tetbe vétele mellett a bel- és külföldi irodalomnak, szabványoknak és egyéb előírásoknak összegyűjtését és feldolgozását kívánja meg.

2. megállapítandó, hogy az előző pont szerinti vizsgálatokhoz milyen berendezések szükségesek.

3. a berendezéseket fel kell építeni és üzembehelyezni, aminél messzemenően tekintetbe kell venni azt, hogy milyen lehetőségek állnak rendelkezésre beszerzési és elkészítési vonalon. A berendezés nagyrészt házilag kellett előállítani, mert annak más módon való megszerzése a szükséges vizsgálatokat igen távoli időpontra helyezte volna.

Vezérszempontnak fel kellett állítani azt, hogy a berendezés és a vizsgálatok tegyék lehetővé a tartóssági és üzembiztonság szempontjainak tanulmányozását mérsékelt égövi vagy tropikus körülmények között, elsősorban az üzemközben vagy szállítás alatt előforduló

a) különböző klimatikus behatások esetén (pl. hideg, száraz meleg, nedves meleg, különböző páratartalom),

b) mechanikai igénybevételnél, mint rázás, vagy ejtés stb. (pl. terepműszereknél vagy speciális esetekben, valamint minden szállításnál),

c) kifárasztási jelenségeknél az előző pontok szerinti megterhelésekkel kapcsolatban is (pl. fárasztási próbák, egyes alkatrészek, mint kapcsolók, potenciométerek stb. párávizsgálattal kombinált járatása),

d) különleges körülmények mellett, mint pl. hidegvizsgálatok vagy átütésvizsgálatok alacsony nyomásnál stb.

A tartóssági és üzembiztonsági követelményeknek eleget tevő készülékekhez és berendezésekhez megfelelő alkatrészek szükségesek. Az igénybevételi vizsgálatokat és az ezzel kapcsolatos kutatási munkát tehát elsősorban azokra az alkatrészekre, ill. készülékegységekre kell kiterjeszteni, amelyekből az elektronikus berendezések összetevődnek. Ha az alkatrészek a klimatikus és egyéb igénybevételeknek eleget tesznek, úgy a készülékben felmerülő problémák nagymértékben csökkennek. A vizsgálóberendezés mindenesetre úgy készítenendő el, hogy mind az alkatrészek, ill. egységek, mind a teljes készülékek vizsgálatához megfelelő legyen.

A tapasztalatok és irodalom alapján megállapítható volt, hogy a következő vizsgálatokra lesz szükség:

- a) hidegvizsgálat,
- b) melegvizsgálat,
- c) párávizsgálat,
- d) ciklikus vizsgálat, a meleg- és párávizsgálat kombinációjaként,
- e) átütési vizsgálat,
- f) átütési vizsgálat vácuumban,
- g) vákuum alatti vizsgálatok hidegben,
- h) fárasztási igénybevételek,

i) mechanikai igénybevételek (rázási és ejtési vizsgálatok).

Nem elegendő annak megállapítása, hogy a felsorolt vizsgálatok szükségesek-e, azt is rögzíteni kell, hogy a vizsgálatokat milyen körülmények között kell elvégezni és ehhez milyen berendezés kell. Ennek megállapítására következő lépésként az idevonatkozó irodalmat és előírásokat tanulmányoztuk, amelynek lényegesebb részeit közöljük. Meg kívánjuk jegyezni, hogy az összeállítás távolról sem tekinthető teljesnek, de magában foglalja a híradástechnikai és elektronikus berendezések szempontjából lényeges előírások jó részét és így kielégítő módon teszi lehetővé a szükséges adatok összegyűjtését. E cikk keretében nem foglalkozunk az egyes tulajdonságok mérésének módszereivel; egyelőre csak a kondicionálási kérdéseket tanulmányozzuk.

B) VONATKOZÓ ELŐÍRÁSOK

A dolog természetéből kifolyólag a vonatkozó előírások igen szerteágazóak. Nem egységesek az egyes államok hasonló vizsgálati előírásai sem, de nem lehetnek egységesek egyes országokon belül a különböző berendezések vizsgálatának előírásai sem, mert a műszaki követelményeknek megfelelően a berendezésektől függően eltérő kívánások lépnek fel.

A tropikus vizsgálatoknál különféle kondicionálási körülmények, vagy szigorúsági fokok találhatók az egyes államok előírásaiban is.

Rá szeretnénk itt mutatni arra, hogy az alábbiakban idézett előírásokból csak azokat a részeket érintjük, amelyek az előbb említett vizsgálatok szempontjából lényegeseek. Meg kell még azt is jegyezni, hogy vannak általános előírások, amelyek azonban nem teszik kötelezővé valamely berendezés átvizsgálását az összes lehetséges kombináció szerint, de megadják a vizsgálat kivitelezésének utasítását arra az esetre, ha a speciális előírások valamely vizsgálatot megkívánnak.

A szükséges vizsgálóberendezések és vizsgálómetódusok megállapításához a következő forrásokat vettük alapul:

1. Szovjet előírások

A bőven rendelkezésre álló és kiválóan kidolgozott műszaki előírásokból kitévünk, hogy a különféle vizsgálatokhoz, ill. berendezésekhez a következő kondicionálásokat használják a szükségletnek megfelelően:

hidegvizsgálatok -40 , ill. -60 °C-ig
melegvizsgálatok $+70$ °C-ig
párazvizsgálatok 80% relatív nedvesség mellett $+20$ °C és $+60$ °C közötti hőmérsékleten, ciklikus vizsgálatok váltakozó hideg-meleg próbával, ill. meleg- és párazvizsgálat kombinációjaként,
átütési vizsgálat normális atmoszféránál és 90 mm Hg nyomáson,
rázási igénybevétel szinuszalakú rázási görbével a következő frekvenciákon:

10 Hz ± 7 mm amplitudóval,
15—20 Hz 5 mm amplitudóval,
25—50 Hz 0,5—2 mm amplitudóval, 5 g gyorsulással.

A rázási vizsgálatok időtartama öt óráig terjedhet;

ejtési igénybevétel percenként 100-szor 15 mm magasról, ill. percenként 250-szer 8 mm magasról; időtartam öt óráig terjedhet.

Példaképpen megemlítünk néhány alkatrészszabványt, amely az elektronikus berendezések fontosabb alkatrészszabványait szabályozza:

1.1 Réteges műanyag (pertinax) GOSZT 2718—50 szerint:

melegítés 150 °C-ig
nedvességpróba $95 \pm 3\%$ rel. nedvességnél szobahőmérsékleten 24 órán át,
átütésvizsgálat 90 °C-os olajban.

1.2 Réteggellenállások vizsgálati módszerei GOSZT 3223—46 szerint:

melegvizsgálat $+60$ °C-ig,
hidegvizsgálat -60 °C-ig,
párazvizsgálat 95% rel. nedvességnél $+40 \pm 2$ °C hőmérsékleten.

1.3 Huzalnélküli potenciométer GOSZT 5574—50 szerint:

rezgésállás-vizsgálat két órán keresztül $45—50$ periódussal $0,4$ mm amplitudóval,
melegvizsgálat $+70$ °C-nál,
hidegvizsgálat -60 °C-nál,
átütési vizsgálat normális atmoszférán és 90 mm Hg nyomásnál,
párazvizsgálat $95—98\%$ rel. nedvességnél 40 ± 5 °C hőmérsékleten 100 órán át, utána két órán át szobalevegőn, majd szigetelés mérés és ellenállásmérés.

2. Angol előírások

A Rádióipari Tanács RIC/II. sz. 1949. jan. kelt specifikációja a rádió és egyéb elektronikus berendezések alkatrészszabványait éghajlati és tartóssági vizsgálatainál betartandó körülményekről három szigorúsági fokon a következő kondicionálási kívánalmakat állítja fel:

száraz hő: 16 órás próba 60 °C, ill. 70 °C-nál,
nyirkos hő: 55 °C-nál 3×24 órás ciklusokban, ebből 16 órát nyirkos kamrában, utána nyolc óra száradással. A hőmérséklet a kamrában ± 2 °C-t ingadozik, óránként négy periódussal,
hidegpróba: -25 °C hat óra időtartam,
trópusi próba: ciklikus változással 100% rel. nedvességgel, hőmérséklet $20—35$ °C között változik. A próba 28, ill. 84 napig tarthat. A legenyhébb szigorúsági foknál a hőmérséklet nem változik ciklikusan, hanem csak 30 °C állandó hőmérsékletnél vizsgálandó 100% párással 28 napig,

rázási (ejtési) előírások szerint 4,5 kg súlyhatárig 5 mm magasról, percenkénti 480 ejtéssel vizsgálandók az alkatrészek nyolc percen keresztül. Az itt keletkező legnagyobb gyorsulás 10—12 g-t tegyen ki,

rezgési előírások a műszaki feltételektől függően 10 és 100 Hz között változhat 0,1—0,25 mm amplitudóval, szükség szerint sóslevegő- és penészvizsgálatok is végezandők.

Fenti előírás a vizsgálatokhoz szükséges ejtőgép, meleg-nedves kamra és sóspermet kamra rajzait is közli a főbb méretek megadásával.

3. Francia előírások

3.1 A Revue Générale de l'Électricité 1949. nov. számában hosszabb cikk jelent meg egy klimatikus laboratórium felállításáról, amelynek végén függeléként néhány adat utal arra, hogy milyen körülmények között vizsgálandók egyes tárgyak. Eszerint általában a következő kondicionálások jönnek számításba:

3.11 Tropikalizációs előírás:

16 órán át 70 °C-on és 95% páratartalomnál. Utána három órán át környezeti hőmérsékletre lehűtve, de ugyanazon párakamrába bezárva hagyva tartandó.

3.12 Gyors ciklikus hőmérsékletvizsgálat a CCTI 303 szerint:

egy órán át 20 °C-on, relatív nedvesség kisebb, mint 80%,
félórán át felmelegítve 70 °C-ra,
egy óra alatt csökkentve —40 °C-ig,
három órán át —40 °C-on marad,
félóra alatt felmelegítve +20 °C-ra,
egy órán át 20 °C-on marad,
a hőmérsékletváltozás sebessége hőmérséklet-növekedésnél, ill. csökkentésnél percenként 2 °C legyen.

3.13 Ciklikus klimatikus vizsgálatok sorrendje a következő:

szárazmeleg ciklus (először) 24 órán át,
nedvesmeleg ciklus (először) 24 órán át,
hideg ciklus 24 órán át,
nedvesmeleg ciklus (másodszor) 24 órán át,
szárazmeleg ciklus (másodszor) 24 órán át,
nedvesmeleg ciklus (harmadszor) 24 órán át.

A fenti vizsgálati ciklusok a következőkből állnak:

3.131 Szárazmeleg ciklus min. egy órán 20 °C-on, utána felmelegítve 55 °C-ra és min. nyolc órán át maradjon ezen a hőmérsékleten; majd felmelegítve 70 °C-ra és min. 10 órán át maradjon 70 °C-on. Egy ciklus összesen 24 órából áll.

3.132 Nedvesmeleg ciklus (szintén 24 óra) a következőkből áll: két óra alatt 20 °C-ról 40 °C-ra emelkedjen a hőmérséklet és 16 órán keresztül maradjon 40 °C-on 95% rel. nedvesség mellett. Ezután lehűtés zárt kamrában 20 °C-ra.

3.133 Hidegciklus (24 órás) max. négy óra alatt +20 °C-ról lehűtendő —25 °C-ra, min. 16 órán át —25 °C-on marad, max. négy óra alatt felmelegítendő +20 °C-ra.

3.14 Tartóssági tropikus vizsgálatok.

Időtartama 12 hét, amely 3×28 napos szakaszokra oszlik. Első 28 napon penészedéssel szembeni ellenállás vizsgálata 32 °C-nál és 95% rel. nedvesség mellett, penészgomba kultúrákkal. Második és harmadik 28—28 napon a penészedés elszaporodásának vizsgálata történik 95% rel. nedvesség mellett. A hőmérséklet ciklusosan változik 35° és 25° között. Naponta min. 12 órán át 35°-on, a többi idő alatt, de legalább öt órán át 25°-os hőmérsékleten legyenek a vizsgálandó tárgyak.

3.2 A Revue Générale de l'Électricité 1952. dec. számában közölte Delrieu kísérleteit a villamos szerelési anyagoknak forróövi éghajlattal szemben való ellenállására vonatkozóan. Ebből nyertük a következő adatokat:

3.21 Ciklusos párásmeg vizsgálat (A variáció) nyolc órán 40 °C-nál 90% rel. nedvesség mellett, egy órán át 40 °C-nál 80% rel. nedvességre való folyamatos csökkenéssel,

hét órán át 40 °C-nál állandóan 80% rel. nedvesség mellett

négy órán át a hőmérséklet folyamatos csökkenése 40°-ról 25 °C-ra; emellett a rel. nedvesség 100%-ra emelkedik,

három órán keresztül 25 °C hőmérséklet és 100% konstans rel. nedvesség,

egy órán át a hőmérséklet fokozatos emelése 40 °C-ra; emellett a rel. nedvesség 90%-ra csökken.

3.22 Ciklusos szárazmeleg vizsgálat (B variáció) négy órán át 20 °C-nál 80% rel. nedvesség mellett,

egy és félórán át a hőmérséklet emelkedik 55 °C-ra, a rel. nedvesség 10% alá csökken,

16 órán át 55 °C-nál és 10% alatti rel. nedvességben marad,

két és félóra alatt a hőmérséklet csökken 20 °C-ra, pára emelkedik 80%-ra.

3.3 Az Annales des Télécommunications 1953. jan. számában közlemény jelent meg »Szabványosítás és távközlés« címen. Ebben a cikkben megtaláljuk a kondicionálási előírásokat különböző viszonyokra, amelyeket az alábbi táblázatokban közlünk.

(A cikk végén hosszabb utalás található a különfajta vonatkozó francia szabványokra.)

4. Német előírások

Az egyes szabványokban bőven találunk utalást a különböző kondicionálási előírásokra. Néhány fontosabb szabványban olvashatjuk a következőket:

4.1 VDE 0303 Szigetelőanyagok elektromos vizsgálata.

6. §. Előzetes kezelés hideggel és meleggel —60 °C-tól +215 °C-ig.

3.31 Anyagok osztályozása

	1. Mérésélt	2. Meleg + nedves	2a. Meleg + száraz	3. Arktikus	4. Katonai repülő
1. Használati állapot					
Üzemi hőmérséklet ...	—20° ... +60° C	+25° ... +65° C	0° ... +70° C	—50° ... +55° C	—60° ... +90° C
Napi változása	20°	15°	40°	20°	3 percenként
Max. relatív nedvesség	80%/+40° C	95%/+45° C	70%/0° C— 5%/+50° C	80%/+35° C	95%/+70° C— 5%/+40° C
Min. légnyomás	—	—	—	—	160 mb
2. Szállítási és raktározási állapot.			Lehetőleg ne használjuk; helyette 2. oszt.		
Hőmérséklet	—20° ... +40° C	—20° ... +50° C	—20° ... +50° C	—60° ... +40° C	—60° ... +70° C
Hőmérséklet napi változás	20°	40°	40°	—	—
Max. relatív nedvesség	80%/+40° C	95%/+45° C	80%/+40° C— 5%/+50° C	80%/+35° C	95%/+70° C— 5%/+40° C
Min. légnyomás	530 mb	530 mb	530 mb	400 mb	160 mb
Külön faktorok	—	gombásodás	homokos szél	—	bemerülés, homokos szél, gombásodás

3.32 Alkatrészek kategóriái

Használati feltételek	I. kategória (minimum)	II. kategória (átmeneti)	III. kategória (legfelső)
Környezeti hőmérséklet	—20° ... +60° C	—40° ... +75° C	—60° ... +90° C
Max. relatív nedvesség	80%/+40° C	100%/+45° C	100%/+55° C
Min. légnyomás	800 mb	160 mb	160 mb

7. §. Előzetes kezelés nedvesség behatással 65%, 80% és 90% relatív nedvesség szobahőmérsékleten, vagy e felett.

4.2 VDE 0308 Légnedvesség előállítás címen tárgyalja a különböző százaléku rel. nedvességű levegő előállításának lehetőségét szobahőmérsékleten. 65%, ill. 80% rel. nedvességet állít elő kalciumklorid, ill. hígított kénsav különböző oldataival.

4.3 VDE 0315 Prespán vizsgálathoz előkezelésnek 65%, ill. 80% rel. légteret ír elő szobahőmérsékleten. Azonkívül 90 C° száraz meleget és 105 C° meleg olajfürdőt:

4.4 VDE 0318 Réteges papírbakelit és textilbakelit. Vizsgálathoz előkezelésnek a következő kondicionálásokat adja meg:

- 70 C° négy órán keresztül,
- 20 C° és 80% rel. nedvesség négy napig,
- meleg olajfürdő 130° és 150°-on és meleg levegő 130°-on.

4.5 VDE 0365 Lakkozott fonat és lakkozott papír. Átütési vizsgálatokat ír elő először szobahőmérsékleten, másodszor melegen 105°, ill. 125 C°-nál, harmadszor 80% rel. nedvességű levegőben való négy napos tárolás után öt perccel. Előző három vizsgálatot egyes esetekben 24 órás 100 C°-on való melegítés után kell elvégezni.

Az eddigi néhány példát a mérsékelt égöv alatt is használatos anyagok szabványszerű kondicionálási körülményeinek ismertetésére hoztuk fel.

4.6 A DIN 50010 sz. szabványtervezet a tropikus klímabehatások vizsgálatát tárgyalja. A szabvány szerint tartós és ciklikus klímavizsgálati lehetőségeket kell megteremteni a következő határok között:

4.61 Tartamvizsgálatok.

Mélyhűtés —70 C°-ig (mérés 2 1/2 óra hűtés után). Hideg —30 C°-ig (mérés 2 óra hűtés után). Nedves hideg vegyianyagok vizsgálatánál —20 C° 70% rel. nedvesség mellett, 72 órás próba. Mérsékelt égövi normál klíma +20 C°-nál és 65%, ill. 80% rel. nedvesség mellett.

Nedves meleg klíma +40 C°-nál 90% rel. nedvesség mellett; vizsgálati idő legalább 12 hét. Száraz meleg klíma + 55 C° hőmérsékleten, rel. nedvesség 10% alatt. Vizsgálati idő legalább 9 hét. Száraz hőség +90 C°-nál rel. nedvesség 10% alatt. Vizsgálati idő legalább két hét.

4.62 Ciklikus klímavizsgálatok.

4.621 Nedves meleg (őserdei klíma)

Klíma I.	+25 ±2 C°	90% RN	3 óra
Felmelegítés .	+25°-ról	RN nő	
	+40 C°-ra.	100%-ra,	
		majd csök-	
		ken 90%-ra	1/2 óra
Klíma II. ...	+40 ±2 C°	90% RN	16 1/2 óra
Lehűtés	+40°-ról	RN	
	+25 C°-ra	csökken,	
		azután	
		90%-ra nő	4 óra

Vizsgálati idők :

a) gyorsított vizsgálat esetén legalább nyolc hét, a vizsgálandó darabok legalább 50-szer párasodjanak (harmatozódjanak) be a *felmelegítésnél*.

b) tartós vizsgálat legalább 28 hét, a darabok a felmelegítésnél legalább 200-szor párasodjanak be.

A ciklikus vizsgálatokkal kapcsolatban a szabványtervezet külön felhívja a figyelmet arra, hogy a tárgyak természetes bepárásodása csökkenő hőmérsékletnél következik be. Ez a vizsgálóberendezéseknél rendszerint nem így kerül kivitelezésre, mert ehhez az kellene, hogy a tárgyak hamarabb hűljenek le, mint a környező levegő.

Emelkedő hőmérsékletnél a bepárásodás akkor érhető el, ha melegebb páratelt levegő jut a pára-kamrába és a nedvesség a hidegebb tárgyakon lecsapódik.

4.622 Száraz meleg (sivatagi klíma)

Klíma I.	+20 ±2 C°	80 ±5%	4 óra
Felmelegítés .	+20-ról +55°-ra	kisebb	1½ óra
Klíma II.	+55 ±2 C°	mint	16 óra
Lehűtés	+55-ről +20°-ra	10%	2½ óra

Minden felmelegítésnél jusson át a harmatpon-
ton. Vizsgálati idő legalább hat hét.

4.623 Magassági klíma

	C°	RN %	Nyomás mb.	Idő
Lehűtés	+20-ról —70-re			1½ ó.
Klíma I.	—70 ±3		193	2½ «
Felmelegítés ..	—70-ről +20-ra			1½ «
Klíma II.	+20 ±2	65 ±5	1013	2½ «

Vizsgálati idő legalább nyolc hét.

4.624 Tengeri klíma

- I. állandó normál klíma + sópárlat
 - II. ciklikus nedves meleg klíma vizsgálat.
- Vizsgálati idő négy hét.

4.63 Egyéb lehetséges vizsgálatok

Tengeri levegő és só
Fénybehatás. (Napfény és mesterséges fény)
Sugárzó meleg
Homok
Penészgombák
Élősdiek

5. USA előírások

Az Egyesült Államok szabványainak legnagyobb részét az ASTM (American Society for Testing Materials) előírásai képviselik, amelyek nem minden esetben adnak meg számszerű adatokat, hanem gyakran csak általános irányelvet állítanak fel. A fontosabb előírások közül néhánynak kondicionálási feltételei a következők :

5.1 ASTM—D 295—49T Varnish vászon, kondicionálás +105 C°-on, két óra hosszát normál atmoszféránál, vagy vácuumban 1 mm Hg nyomás mellett. Olajfürdőben 100 C°-nál.

5.2 ASTM—D 350—48 Varnish cső.

Melegbírasi vizsgálat 15 percre 218—232 C° között (425—450° F).

5.3 ASTM—D 618—49T Szigetelők kondicionálása.

a) Normál atmoszférán 50% rel. nedvesség-nél és 23 C° hőmérsékletnél.

b) Normál szobahőmérséklet 20—30 C°-ig.

c) Normál vizsgálati hőmérsékletek —70 C° és +180 C° között több ponton.

d) Nedvességvizsgálat 90% rel. nedvességnél 35 C°-on 96 óráig.

5.4 ASTM—D 1041—49T Párás levegő előállítása oldatokkal különböző hőmérsékleten. Adatokat közül 1%—100%-ig terjedő rel. nedvességű légtér előállítására.

5.5 ASTM—D 761—49 Szigetelőanyagok szélsőséges hőmérsékleti vizsgálata. Vizsgálati hőmérsékletek —57 C°-tól +77 C°-ig.

5.6 ASTM—D 832—46T Szigetelőanyagok és gumi alacsony hőmérsékleti vizsgálata. Vizsgálatok —68 C°-ig ill. —73 C°-tól +105 C°-ig.

5.7 Az amerikai háborús szabványok közül kondicionálási körülményeket ad meg többek között a kapcsolók szabványa (Toggle switches) C75.15—1944 ASA.

Nedvességvizsgálat +40 C°-nál 95% rel. nedvesség mellett 96 órán át. Utána mért szigetelési ellenállás min. 1 MOhm legyen. Átmeneti ellenállás max. 10 mOhm, rázáspróba 1½ mm amplitudóval (csúcstól csúcsig). Rázási frekvencia 10—55 Hz-ig váltakozik max. 5 perc alatt. Rázási idő 1 óra 2 pozícióban. Utána átmeneti ellenállás max. 10 mOhm.

Ejtési vizsgálat 5—5 ejtés 2 egymásra merőleges irányban 7,5 g-vel.

Átütési vizsgálat normál nyomásnál és alacsony nyomásnál (87 mmHg).

Meleg vagy hideg vizsgálat. Szükség szerint egyik vagy másik. Melegvizsgálat 85 C°-nál, hidegvizsgálat —55 C°-nál. Tartóssági vizsgálat 10 000 kapcsolás után.

5.8 Szabályozó ellenállás (potenciométer) szabvány házi vevőkészülékek részére. ASA C16.10—1944.

Élettartam vizsgálat 10 000 teljes körfordulás után,

nedvesség behatás 90—95% rel. nedvességnél +40 C°-on 100 óráig,

ellenállásmérés 30 perccel a kamrából való kivétel után 25-C°-nál, ezután 24 órás szárítás 50 C°-on és kezdő ellenállás mérése,

szigetelési ellenállás nedvességpróba után min. 10 MOhm.

6. Magyar előírások

Az MNOSZ ide vonatkozó előírásai könnyen áttekinthetők és általánosan ismertek. Ezért eze-

ket nem is részletezzük, csak néhány példát emlíünk fel.

6.1 MNOSZ 91. Rádió biztonsági követelmények.

Nedvességállóság vizsgálata 93—95% rel. nedvesség mellett, szobahőmérsékleten.

6.2 MNOSZ 451. Szerelési anyagok vizsgálata.

Nedvességállóság vizsgálat ugyancsak 93—95% rel. nedvesség mellett, szobahőmérsékleten.

6.3 MNOSZ 1552. Potenciométer melegítés vizsgálata 60 C°-nál és 70 C°-nál. Nedvességvizsgálat 80—85% rel. nedvesség mellett 20 C°-on.

6.4 MNOSZ 1556. Papírkondenzátor.

Hűtés —40 C°-ig, melegítés +80 C°-ig, nedvesség 92—98% rel. nedvesség mellett 25 C° és 40 C°-nál. Rázás 15 Hz, 5 mm.

6.5 MNOSZ 1562. Rétegellenállás.

Hűtés —60 C°-ig, melegítés +70 C°-ig. Nedvesség 80—85% rel. nedvesség mellett 20 C°-nál.

6.6 MNOSZ 9229. Kis transzformátorok nedvességvizsgálata 80% és 95% rel. nedvességnél 25 C°-on.

7. Internacionális előírások

Mint már a fentiekben is említettük, a különböző államok előírásai nem egységesek, ha lényeges eltérések nem is találhatók. Ezen szerteágazó követelményeket igyekezett a Commission Electro-

technique International (C. E. I.) 1952. jan. tervezete összefoglalni. Ez a tervezet a rádió és egyéb elektronikus berendezések alkatrészeinek alapvető klimatikai és mechanikai vizsgálatát tárgyalja. Az előírások kiterjednek a felmerülő vizsgálatokra anélkül, hogy ugyanazon alanyon az összes vizsgálatokat le kellene folytatni. Az egyes berendezések különleges előírásai kötelesek arról intézkedni, hogy a szóbanforgó vizsgálatok körül melyik kerül kivitelezésre.

A különböző klimatikus viszonyoknak és egyéb követelményeknek megfelelően a tervezet 4 szigorúsági fokot állít fel a legszigorúbbtól a legenyhébb fokozatokig. A vizsgálatok kiterjednek a következő igénybevételekre:

- A Száraz hideg.
- B Száraz meleg.
- C Meleg pára tartamvizsgálat.
- D Meleg pára gyorsított vizsgálat.
- E Ejtési próba.
- F Rázási próba (rezonancia keresés).
- G Rázási próba (fárasztási igénybevétel).
- H Raktározás.
- I Penészedés.
- K Sós atmoszféra.
- L Porosodás.
- M Alacsony nyomás.
- N Hirtelen hőmérsékletváltozás.
- O Bemerítés.

Az alábbi táblázat felvilágosítást ad arról, hogy az egyes vizsgálatokat a különböző szigorúsági fokoknál milyen viszonyok között kell elvégezni.

Szigorúsági fokok	I.	II.	III.	IV.
A Száraz hideg	— 55° C	—40° C	—25° C	—10° C
B Száraz meleg	+100° C	+85° C	+70° C	+55° C
C Meleg pára (tartamvizsgálat)	35°—25° C RN 95—100% 84 napig	35°—25° C RN 95—100% 28 napig	35°—25° C RN 95—100% 7 napig	30° C RN 85—90% 28 napig
D Meleg pára (gyorsított vizsgálat) .	55° C RN 95—100% 6 ciklus á 24 óra	55° C RN 95—100% 2 ciklus á 24 óra	55° C RN 95—100% 1 ciklus á 24 óra	—
E Ejtés gyorsulás	50 g	35 g	25 g	15 g
E Ejtés esések száma	10 000	10 000	10 000	10 000
F Rázás (rezonanciapont keresése) ..	k i d o l g o z á s a l a t t			
G Rázás (fárasztás)				
H Raktározás				
I Penészedés				
K Sós atmoszféra				
L Porosodás	28 napig	3 napig	—	—
M Alacsony nyomás	85 mbar (64 mm Hg)	300 mbar (225 mm Hg)	—	—
N Hirtelen hőmérsékletváltozás				
O Bemerítés				

Folytatása következik