

Vlc

Magyar HÍRADÁSTECHNIKA



5

Magyar

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

Felelős szerkesztő:

Balogh Pál
VI., Eötvös u. 11/a
Telefon: 420-536

Szerkesztő:

Boglár Gyula
XI., Fehérvári út 70.
Telefon: 268-940

A Híradástechnikai
Tudományos Egyesület

Titkársága:

V., Szabadság tér 17.
Telefon: 113-027

Előfizetési ár

egész évre 30 Ft
Egyes szám ára 5 Ft

Megjelenik kéthavonként

TARTALOM:

<i>Komárik József</i> : Számláló diszkriminátor méretezése	161
<i>Villányi Ottó</i> : Televízió képadók minőségi jellemzőinek mérése ..	166
<i>Kemény Ádám — Saufert János</i> : Tranzisztoros fcszültségstabilizátorok, III. rész	176
<i>Z. Nagy Lajos</i> : Ultravákuum	185
<i>Györy Tibor</i> : Generátor és fogyasztó illesztése veszteséges elemeket tartalmazó négyppólusokkal	188
<i>Nemes László</i> : 110°-os televízió vevőképcső eltérítési technikája, III. rész	194
Summaries in English	199
Zusammenfassungen in deutscher Sprache	199
Résumés des articles en langue française	200

Обобщение

Комарик Й.: Расчет счетного дискриминатора

Счетные дискриминаторы имеют первое место из детекторов ЧМ с точки зрения линейности характеристики и стабильности. Статья испытывает характеристику счетных детекторов и делает выводы из этого на искажение. По этим испытаниям возможно будет рассчитывать счетный дискриминатор данного искажения. Статья не трактует схемы, а определяет необходимые параметры схем для дискриминатора данных свойств. Испытания характеристики не можно провести вообще таким образом, чтобы это было действительно для каждой схемы. А именно в практике применяется почти исключительно одно решение схемы. Расчеты делаются с предположением такого решения схемы, и результаты тоже действительны в этом случае. Принципы примененные в этом расчете однако можно использовать в случае любого решения схемы.

Виллани О.: Измерение качественных показателей телевизионных передатчиков изображения

Статья обобщает те точки зрения, которые необходимы для измерения телевизионных передатчиков.

Сообщается один из самых важных аппаратов: измерительный демодулятор Нейквиста, имеющий точно определенные показатели, амплитудную и фазовую характеристику с строгими пределами допусков. Трактуются измерения отдельных качественных показателей передатчика изображения. У описания измерений сообщаются: необходимая форма сигнала, установка измерения, измерительные аппараты, которые не общеизвестны, а также международные нормы и рекомендации М. К. К. Р. и О. И. Р. Т.

Кемень А. и Сауферт Й.: Стабилизаторы напряжения с транзисторами

В статьях, состоящих из трех частей, изложен принцип действия и точки зрения расчета последовательно регулируемых стабилизаторов с транзисторами. В первой части авторами изложены употребляемые решения действия контуров и их анализ. Целью теоретического анализа является выражение двух основных параметра одинаково важных для качества, именно выходного сопротивления и добротность регулирования. В литературе в настоящее время известен только метод выражения выходного сопротивления. Авторы успели решить проблему выражения добротности регулирования и так, разработали полноценный анализ для стабилизаторов с транзисторами.

В второй части обсуждается два регулирующих параметра, которые можно преобразовать в идеальные с помощью искусственной схемы и из анализа авторы получают формулы для расчета. Третья часть содержит критическое сравнение разных референтных источников напряжения, исследование их схем и обсуждает проблемы расчета и проектирования.

З. Надь Л.: Ультравákuum

Статья резюмирует специальную литературу ультравákуума по ультравákуумным испытаниям в Техничко-Физическом Исследовательском Институте Академии Наук ВНР. Автор знакомит нас с методами, опубликованными в литературе изготовления и измерения, далее значительность исследования ультравákуума, ионизационными измерителями и ион-геттерными насосами.

Дери Т.: Согласования генератора и потребителя с помощью четырехполосников с потерями

Четырехполосники определяются характеристическими данными и изображаются эквивалентными схемами. Четырехполосники определяются тремя величинами: входным и выходным волновыми импедансами, далее трансферным импедансом. Согласование генератора данного внутреннего сопротивления и потребителя может быть исполнено без отражения для передачи или максимальной активной или максимальной реактивной мощности. Нагрузка расходящаяся от волнового импеданса может быть считана как источник напряжения отражения, внутреннее сопротивление которого является волновым импедансом четырехполосника. Условием отсутствия отражения и одновременно передачи максимальной активной мощности является активная величина волнового импеданса. Волновый импеданс Г-образных звеньев является активным только в случае, если они построены или из активных элементов или из реактивных элементов без потерь. Импедансы Т-образных и П-образных звеньев определяются величинами характеризующими четырехполосники. Специальным случаем согласования с симметричным мостовым звеном является схема Бушера. В случае резонансных контуров содержащих элементы с потерями, в схеме с индуктивным или емкостным связыванием и последовательным или параллельным питанием характер схемы определяет волновый сдвиг фаз. Волновое затухание определит допускаемые величины сопротивлений потерь.

Немеш: Л. Техника отклонения я телевизионной трубке 110 градусов.

I. Обзор конструкции и применения трубок 110 градусов, которые применяются в современной телевизионной технике. Проблема генерирования отклоняющей энергии, необходимой для отклонения электронного пучка в трубке 110 градусов. Введение нового горизонтального и вертикального масштаба при производстве приёмников. Отклоняющая катушка с высоким к. п. д.

II. Расчёт и конструирование современной оконечной системы с рекуперацией напряжения. Решение проблем линейности изображения.

III. Применение усилителей с обратной связью при вертикальных отклоняющих системах.

Számláló diszkriminátor méretezése

KOMÁRIK JÓZSEF

Budapesti Műszaki Egyetem

Vezetéknélküli Híradástechnikai Tanszék

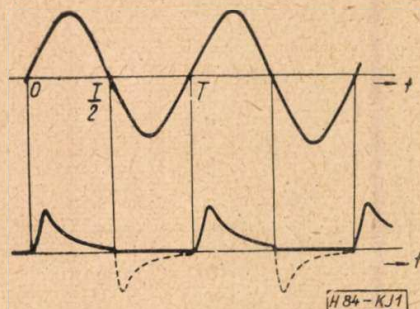
A számláló típusú diszkriminátorok karakterisztika-linearitás és stabilitás szempontjából első helyen állnak a frekvenciamodulációs detektorok között. A közlemény a számláló diszkriminátor karakterisztikáját vizsgálja meg és ebből következtet a torzításra. A vizsgálatok alapján lehetségessé válik számláló diszkriminátort adott torzításra méretezni. A közlemény nem foglalkozik áramkörökkel, csak azt állapítja meg, hogy adott tulajdonságokkal rendelkező diszkriminátorhoz milyen áramköri jellemzők szükségesek. A karakterisztika vizsgálata nem végezhető el teljes általánosságban oly módon, hogy az minden áramkörre érvényes legyen, de a gyakorlatban majdnem kizárólag egy áramköri megoldás használatos. A számításokat ezen áramköri megoldás feltételezésével végzi, és eredményei is erre érvényesek. Viszont a számításban alkalmazott elvek bármilyen áramköri megoldás esetén felhasználhatók.

Ha uniformis (azonos alakú impulzusokból álló) impulzussorozatnak az integrál középértékét képezzük, olyan értéket kapunk, amely arányos az impulzussorozat frekvenciájával. Ezen elv alkalmazásával frekvenciamérő készíthető. Olyan uniformis impulzussorozatot kell előállítani, amelynek az ismétlődési frekvenciája megegyezik a mérendő jel frekvenciájával. Ennek a jelsorozatnak képezzük a középértékét és azt mérjük. Az ilyen frekvenciamérők két lényeges jótulajdonsággal rendelkeznek. Az egyik az, hogy a frekvenciát közvetlenül mutatják, a másik pedig az, hogy a mutatott mennyiség (feszültség vagy áram) és a mérendő jel frekvenciája között szigorú arányosság áll fenn. Ez utóbbi tulajdonság teszi lehetővé, hogy az itt ismertetett műszert frekvencia, vagy fázismodulált jel demodulálására felhasználjuk (számláló típusú diszkriminátorok). Az a tény, hogy a kimenő mennyiség (feszültség vagy áram) és a bemenő jel frekvenciája között arányosság áll fenn azt jelenti, hogy a számláló típusú diszkriminátor demodulációs karakterisztikája lineáris és a diszkriminátor torzításmentes demodulációra alkalmas. Gyakorlatban — áramköri okok miatt — az elvileg lineáris karakterisztika nem valósítható meg. A tényleges karakterisztika görbült és így a demoduláció nem torzításmentes. A továbbiakban — a gyakorlatban legtöbbször alkalmazott áramkört feltételezve — megvizsgáljuk a karakterisztika görbültségének okát, kiszámítjuk a karakterisztika egyenletét, valamint a demodulációs torzítást. Az itt közölt számítások segítségével lehetségessé válik számláló típusú diszkriminátort adott torzításra méretezni.

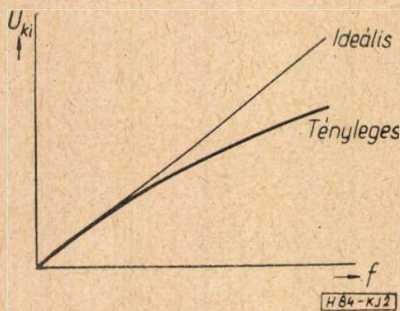
Színusz alakú jeltől azonos frekvenciájú uniformis impulzussorozat sokfajta módon előállítható. A leggyakrabban alkalmazott eljárás az, hogy a színusz alakú jelet négyszögesítik, a négyszögjelet differenciálják, ily módon periódusonként két azonos alakú impulzust kapnak. A két impulzus közül az egyik a négyszögjel felfelé való ugrásának megfelelően pozitív, a másik a négyszögjel lefelé való ugrásának megfelelően negatív. Az impulzusok valamelyikét — a pozitívát vagy a negatívát — kivágják (s ily módon kapnak egy azonos alakú impulzusokból álló sorozatot, melynek frekvenciája megegyezik a színusz alakú jel frekvenciájával (1. ábra).

Az impulzus felfutó élének alakja erősen függ az impulzust előállító áramkör tulajdonságaitól. A lefutó él azonban mindig leírható egy exponenciális görbével. Az impulzus az 1. ábrának megfelelően a $T/2$ időpontban ér véget. Mivel T a mérendő jel periódusideje, nyilvánvaló, hogy a frekvencia változásával T is változik. Ez azt jelenti, hogy az impulzus befejező pontja, tehát az impulzus alakja függ a frekvenciától, az impulzussorozat nem uniformis. Magasabb frekvencián az impulzus rövidebb, az impulzussorozat középértéke kisebb, mint amit változatlan alakú impulzusok esetében kapnánk. Növekvő frekvenciával az impulzus egyre rövidül és így a karakterisztikának az ideális egyenestől való eltérése egyre nagyobb lesz. A 2. ábrán megrajzoltuk az ideális és a tényleges karakterisztikát a frekvencia függvényében.

Az 1. ábrából nyilvánvalóan látszik, hogy minél kisebbre választjuk az impulzus lefutó élének az időállandóját a periódusidőhöz viszonyítva, annál kisebb lesz a középértéknek a frekvenciától való függése. Mivel a lefutó él



1. ábra



2. ábra

exponenciális, a hiba (a karakterisztikának a lineáristól való eltérése) az időállandó csökkenésével tetszőlegesen csökkenthető, de nullává sohasem tehető. Viszont az időállandó csökkenésével az impulzus területének a csökkenése folytán a kimenő jel csökken, a diszkriminátor érzékenysége romlik. Az időállandót tehát célszerű minél nagyobbra választani. A megengedhető legnagyobb értéket a demodulációs torzítás szabja meg. A továbbiakban meghatározzuk a tényleges karakterisztika egyenletét, valamint a demodulációs torzítást, illetve ezen mennyiségeknek az időállandótól való függését.

A diszkriminátor karakterisztika számítása

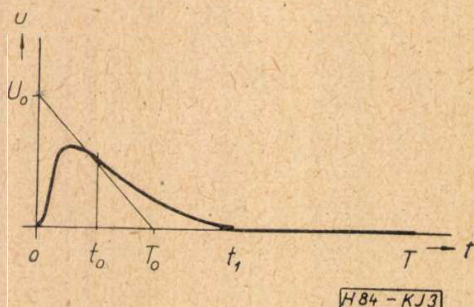
A diszkriminátor karakterisztika kiszámításához meg kell határoznunk a 3. ábra szerinti impulzusokból álló sorozat középértékét. Mivel ennek az impulzusnak a felfutó éle általánosan nem adható meg matematikailag, a középérték számításához szükséges impulzus alatti területet a következő módon számítjuk. Jelöljük t_0 -al azt az időpontot, amely felett az exponenciális görbe érvényesnek tekinthető. Ennek az exponenciális görbének az egyenlete:

$$U = U_0 e^{-\frac{t}{T_0}}$$

ahol T_0 az exponenciális görbe időállandója. A $0 < t < t_0$ intervallumban a tényleges impulzus alatti terület kisebb, mint az exponenciális görbe alatti terület. Jelöljük az exponenciális görbe alatti területet F_1 -el, a tényleges impulzus alatti területet pedig F_2 -vel a $0 < t < t_0$ tartományban. Legyen:

$$F_2 = aF_1$$

ahol $a < 1$.



3. ábra

Ha az exponenciális görbe alatti területet F_3 -al jelöljük a $t_0 < t < t_1$ intervallumban, a teljes impulzus alatti terület egy perióduson belül a következőképpen adható meg:

$$F = F_2 + F_3 = aF_1 + F_3$$

F_1 és F_3 egyszerű integrálással meghatározhatók. Így F lesz:

$$F = U_0 T_0 \left[a \left(1 - e^{-\frac{t_0}{T_0}} \right) + e^{-\frac{t_0}{T_0}} \right] \cdot \left(1 - \frac{1}{a \left(1 - e^{-\frac{t_0}{T_0}} \right) + e^{-\frac{t_0}{T_0}}} e^{-\frac{t_1}{T_0}} \right) \quad (1)$$

Vezessük be a következő jelölést:

$$\frac{1}{a \left(1 - e^{-\frac{t_0}{T_0}} \right) + e^{-\frac{t_0}{T_0}}} = \mu \quad (2)$$

Ennek segítségével (1) lesz:

$$F = \frac{U_0 T_0}{\mu} \left(1 - \mu e^{-\frac{t_1}{T_0}} \right)$$

Most írjuk fel az impulzussorozat középértékét, amely az egy periódusra számított impulzus alatti területnek és a T periódusidőnek a hányadosa. A kimenőfeszültség megegyezik az impulzussorozat középértékével, tehát lesz:

$$U_{ki} = \frac{U_0}{\mu} \frac{T_0}{T} \left(1 - \mu e^{-\frac{t_1}{T_0}} \right) \quad (3)$$

A 3. ábrából látható, hogy

$$t_1 = \frac{T}{2}$$

Vezessük be a periódusidő reciprokát, a frekvenciát:

$$\frac{1}{T} = f \quad (4)$$

Végül jelöljük a T_0 időállandó reciprokát f_0 -val:

$$\frac{1}{T_0} = f_0 \quad (5)$$

Ezeket a jelöléseket (3)-ba helyettesítve kapjuk:

$$U_{ki} = \frac{U_0}{\mu} \frac{f}{f_0} \left(1 - \mu e^{-\frac{f_0}{2f}} \right) \quad (6)$$

Most vizsgáljuk meg azt, hogy μ értéke a gyakorlatban előforduló esetekben milyen értékeket vesz fel. Ez a (2) egyenletből állapítható meg, ha az egyenletben szereplő a és t_0/T_0 szóba-jöhető értékhatárait megvizsgáljuk. Mivel a a

megvalósított áramköröknél mindig 0,5 és 1 között, t_0/T_0 pedig 0 és 1 között van, μ a következő határok között változhat :

$$1 < \mu < 1,5$$

A leggyakrabban előforduló μ érték : 1,1—1,2. Most vezessük be a normált kimenőfeszültséget

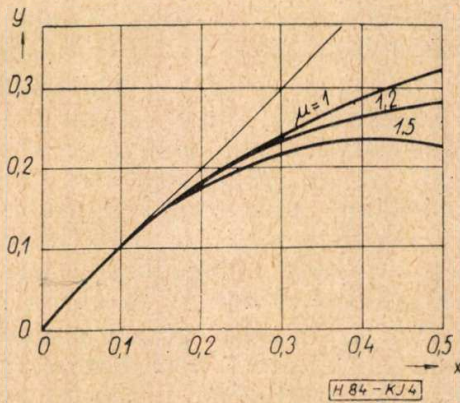
$$y = \frac{U_{ki}}{U_0/\mu} \quad (7)$$

és a normált frekvenciát

$$x = \frac{f}{f_0} \quad (8)$$

Ezeket (6)-ba helyettesítve :

$$y = x \left(1 - \mu e^{-\frac{1}{2x}} \right) \quad (9)$$



4. ábra

Ez a diszkriminátor karakterisztika normált egyenlete. A 4. ábrán ábrázoltuk. A karakterisztika 45°-os egyenessel indul. Ettől az egyenestől növekvő x érték mellett lehajlik. A lehajlást a (9) egyenlet zárójelének második tagja okozza. Ez a tag az oka a torzításnak is, hiszen amíg ennek a tagnak a hatása nem jelentkezik, a karakterisztika egyenes. Az egyenletet több μ érték mellett ábrázoltuk.

A demodulációs torzítás számítása

A diszkriminátor karakterisztika által okozott torzítást akarjuk meghatározni. Ebből a célból a karakterisztika (9) egyenletét Taylor-sorba fejtjük az $x = x_0$ helyen. Ekkor :

$$y = y(x_0) + y'(x_0)(x - x_0) + \frac{y''(x_0)}{2!}(x - x_0)^2 + \dots + \frac{y^{(n)}(x_0)}{n!}(x - x_0)^n + \dots \quad (10)$$

Vizsgáljuk a karakterisztikát frekvenciamoduláció esetén. Ekkor a frekvencia az idő függvénye :

$$f = f_v + f_1(t) \quad (11)$$

ahol :

f_v a vivőfrekvencia

$f_1(t)$ a frekvencia változó része, tehát a moduláció. f normált értéke :

$$\frac{f}{f_0} = \frac{f_v}{f_0} + \frac{f_1}{f_0} \quad (12)$$

Legyen

$$\frac{f_1}{f_0} = x_1 \quad (13)$$

és

$$\frac{f_v}{f_0} = x_0 \quad (14)$$

Ezen jelölésekkel :

$$x = x_0 + x_1 \quad (15)$$

és

$$x - x_0 = x_1 \quad (16)$$

Szükség lesz még a következő kifejezésre :

$$\frac{f_1}{f_v} = \frac{f_1}{f_0} \cdot \frac{f_0}{f_v} = \frac{x_1}{x_0} \quad (17)$$

A (11)—(17) egyenletek segítségével a Taylor-sor a következő alakban írható :

$$y = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{y^{(n)}(x_0)}{n!} x_1^n \quad (18)$$

Most (18)-at alakítsuk át a következő módon :

$$y = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{y^{(n)}(x_0)}{n!} x_0^n \left(\frac{x_1}{x_0} \right)^n$$

ahol (17) szerint :

$$\frac{x_1}{x_0} = \frac{f_1}{f_v}$$

Most vezessük be a következő jelölést :

$$\frac{y^{(n)}(x_0)}{n!} x_0^n = a_n \quad (19)$$

Ezeket felhasználva :

$$y = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \left(\frac{f_1}{f_v} \right)^n \quad (20)$$

A karakterisztika (20) szerinti alakja minden torzításprobléma vizsgálatára alkalmas. Most megadjuk az a_n számításához szükséges differenciálhányadosokat :

$$\left. \begin{aligned} y'(x_0) &= \left(1 - \mu e^{-\frac{1}{2x_0}} \right) - \frac{\mu}{2x_0} e^{-\frac{1}{2x_0}} \\ y''(x_0) &= -\mu e^{-\frac{1}{2x_0}} \frac{1}{4x_0^3} \\ y'''(x_0) &= \mu \left(\frac{3}{4x_0^4} - \frac{1}{8x_0^5} \right) e^{-\frac{1}{2x_0}} \\ y^{IV}(x_0) &= \mu \left(\frac{1}{x_0^5} - \frac{3}{x_0^5} - \frac{1}{16x_0^7} \right) e^{-\frac{1}{2x_0}} \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

Vizsgáljuk a torzítást harmonikus moduláció esetén. Ekkor

$$f_1(t) = \Delta f \cos \omega_a t \quad (22)$$

ahol

Δf a frekvencialöklet

ω_a a moduláló frekvencia

A karakterisztikát negyed fokig vesszük a számításoknál figyelembe.

$$y = a_0 + a_1 \left(\frac{f_1}{f_v}\right) + a_2 \left(\frac{f_1}{f_v}\right)^2 + a_3 \left(\frac{f_1}{f_v}\right)^3 + a_4 \left(\frac{f_1}{f_v}\right)^4 \quad (23)$$

Ha most f_1 -et (22) szerint helyettesítjük és a szükséges trigonometriai átalakításokat elvégezzük, a kimenő feszültség a következő lesz:

$$y = H_0 + H_1 \cos \omega_a t + H_2 \cos 2\omega_a t + H_3 \cos 3\omega_a t + H_4 \cos 4\omega_a t \quad (24)$$

ahol

$$\left. \begin{aligned} H_0 &= a_0 + \frac{a_2}{2} \left(\frac{\Delta f}{f_v}\right)^2 + \frac{3}{2} a_4 \left(\frac{\Delta f}{f_v}\right)^4 \\ H_1 &= \left[a_1 + \frac{3}{4} a_3 \left(\frac{\Delta f}{f_v}\right)^2 \right] \left(\frac{\Delta f}{f_v}\right) \\ H_2 &= \frac{1}{2} \left[a_2 + a_4 \left(\frac{\Delta f}{f_v}\right)^2 \right] \left(\frac{\Delta f}{f_v}\right)^2 \\ H_3 &= \frac{a_3}{4} \left(\frac{\Delta f}{f_v}\right)^3 \\ H_4 &= \frac{a_4}{8} \left(\frac{\Delta f}{f_v}\right)^4 \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

A torzítási tényező most már könnyen felírható:

$$\left. \begin{aligned} k_2 &= \left| \frac{H_2}{H_1} \right| \\ k_3 &= \left| \frac{H_3}{H_1} \right| \\ k_4 &= \left| \frac{H_4}{H_1} \right| \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

és

$$k = \frac{\sqrt{H_2^2 + H_3^2 + H_4^2}}{H_1} = \sqrt{k_2^2 + k_3^2 + k_4^2} \quad (27)$$

A (19)–(27) egyenletek segítségével a torzítás kiszámítható. A (27) szerinti negyedfokig terjedő torzítást kiszámítottuk és az 5. ábrán megrajzoltuk. Az ábrán $\Delta f/f_v$ függvényében ábrázoltuk a torzítást különböző x_0 értékek mellett. Itt emlékeztetünk arra, hogy x_0 a vivőfrekvenciától (f_v) és a differenciáló időállandótól (T_0) függ. Ha feltesszük, hogy $\frac{\Delta f}{f_v} < 0,5$,

ami a gyakorlatban mindig fennáll, akkor az ábrából láthatóan a görbék 45° -os egyenessel jól helyettesíthetők. Ez azt jelenti, hogy a torzítás arányos a kivezérléssel, $\Delta f/f_v$ -vel. Ebből a fontos következtetést lehet levonni, hogy a karakterisztika másodfokú tagja a döntő a torzítás szempontjából, a magasabb fokú tagoknak a hatása rendszerint elhanyagolható. Az ábrára visszatérve ez azt jelenti, hogy ahol a görbék egyenessel helyettesíthetők, ott tiszta másodfokú karakterisztikát tételezhetünk fel, a torzítás pedig második harmonikust tartalmaz. Nagyobb $\Delta f/f_v$ értékeknél a görbék az egyenestől kissé lehajlanak, itt már a harmadfokú tag hatása is jelentkezik, a torzításban a harmadik harmonikus is megjelenik. Mivel a görbék egyenessel való közelítése, mint láttuk a gyakorlatban megtehető, ez azt jelenti, hogy gyakorlati számításokhoz rendszerint elegendő a karakterisztika másodfokú közelítése. A negyedik harmonikus az 5. ábra kiszámításánál sohasem adott a többi harmonikkal összemérhető torzítást.

A (19), (20), (25) és (27) egyenletekből egyszerűen kimutatható, hogy a torzítás még μ -tól is függ oly módon, hogy a torzítás arányos μ -vel. Ez az arányosság csak akkor áll fenn, ha néhány százaléknál nagyobb torzítást nem engedünk meg. Mivel a gyakorlatban mindig ez a helyzet, elfogadjuk azt, hogy a torzítás arányos μ -vel. Az 5. ábrán minden x_0 paraméterértékhez két görbét adunk meg: A folytonosan kihúzott görbéhez $\mu = 1$ tartozik, míg a szaggatva kihúzott görbéhez $\mu = 1,2$.

Mivel a gyakorlatban fontos esetekben, mint azt már megállapítottuk, a karakterisztika másodfokú közelítése jól használható, írjuk fel a torzítást másodfokú karakterisztikára. A (25) egyenlet szerint ekkor:

$$\left. \begin{aligned} H_1 &= a_1 \left(\frac{\Delta f}{f_v}\right) \\ H_2 &= \frac{a_2}{2} \left(\frac{\Delta f}{f_v}\right)^2 \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

és a torzítás

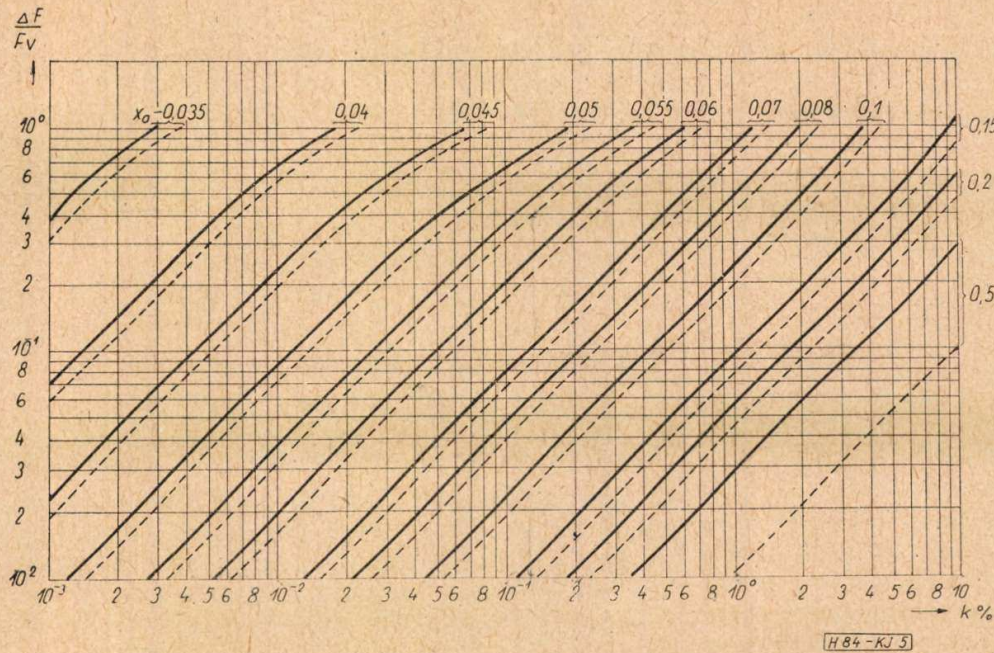
$$k = k_2 = \left| \frac{a_2}{2a_1} \right| \left(\frac{\Delta f}{f_v}\right) \quad (29)$$

Mivel csak kis torzításokról van szó, a (21) egyenletben a következő közelítést alkalmazzuk:

$$y'(x_0) \approx 1$$

Ez a közelítés akkor alkalmazható, ha $x_0 < 0,2$. Kis torzítású esetekben ez mindig így van. Ezt figyelembe véve és a (19), (21) és (29) egyenleteket felhasználva kapjuk:

$$k \approx \mu e^{-\frac{1}{2x_0}} \left(\frac{\Delta f}{f_v}\right)$$



$\frac{\Delta f}{f_v}$ tengelyen 10^1 helyett 10^{-1} és 10^2 helyett 10^{-2} olvasandó.

5. ábra

Ha $x_0 < 0,2$, és $\frac{\Delta f}{f_v} < 0,5$ a fenti közelítés igen jól használható.

Az 5. ábra segítségével egy diszkriminátor méretezése könnyen elvégezhető. A maximális löket (Δf) és a vivőfrekvencia ismeretében (f_v) előírt torzításhoz az x_0 érték leolvasható. x_0 -ból meghatározhatjuk a differenciáló időállandót. Itt két dologra kell a figyelmet felhívni. Az egyik az, hogy a diagram használatához ismernünk kellene μ értékét. Ez azonban előre általában nem ismert. Szerencsére μ a gyakorlatban olyan szűk határok között változik, hogy nem befolyásolja lényegesen a torzítás értékét. Célszerű kiinduláshoz μ értékét 1,2-re választani és ezzel számolni. Az impulzusok

alakjának a pontos vizsgálatából μ tényleges értéke meghatározható és ennek megfelelően korrekció végezhető, ez azonban általában olyan kis mértékű, hogy nem érdemes vele foglalkozni. A másik dolog pedig, amelyre fel kell hívni a figyelmet az, hogy az impulzus lefutására jellemző időállandó (T_0), amit a méretezésből megkapunk, nem egyezik meg legtöbbször a differenciálást végző RC tag időállandójával. A tényleges lefutási időállandó függ a szórt kapacitásoktól, valamint az RC tagot tápláló áramkör tulajdonságaitól is. A lefutási időállandó megállapításához az áramkör és a jelalak vizsgálata szükséges. Differenciálni másféleképp is lehet, de számláló típusú diszkriminátorokban ezt a megoldást alkalmazzák a leggyakrabban.

EGYESÜLETI HÍREK

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület közgyűlése

Egyesületünk elnöksége elhatározta, hogy november 26-án egyesületünk megtartja az évi küldött közgyűlését. A közgyűlésen a főtákarai beszámoló után Komporday Aurél, a Híradástechnikai Igazgatóság vezetője fog előadást tartani a híradástechnikai ipar fejlesztési terveiről. Ezután — most első ízben — az 1959. és az 1960. évi Puskás Tivadar emlékérmeket fogja egyesületünk elnöksége kiosztani, az egyesületi munkában és a híradástechnika fejlesztésében kiváló érdemeket szerzett tagjai között. Kiosztásra kerülnek egyesületi emlékérmek is, az egyesület 10 éves fennállása óta végzett kiemelkedő egyesületi tevékenységért. Az egyesület elnöksége ugyancsak most első ízben fog díjakat kiosztani a Magyar Híradástechnikában megjelent legszínvonalasabb közlemények szerzőinek. A közgyűlés az új vezetőség megválasztásával fogja befejezni munkáját.

Híradási pari szakértők jegyzékének összeállítása

Az egyesület elnöksége elhatározta, hogy kartoték-rendszert vezet be tagjairól, amely adatokat fog tartalmazni a híradástechnikusok speciális szaktudása tekintetében is. A kartotéket az egyesület elnöksége arra kívánja felhasználni, hogy adott esetben szakértői kérdésekben módja legyen a legilletékesebbek szakvéleményét meghallgatni, esetleg szakértői megbízásokra javaslatot tenni.

Új szakosztályaink

1960 június hónapban megalakult az Ipargazdasági szakosztály Pogány Károly, tervosztály vezető vezetésével. A szakosztály most dolgozza ki évi programját, mely a tématerület minden vonatkozására kiterjed. Az érdeklődők közöljék címüket titkárságunkkal (Budapest, V ker., Szabadság tér 17. II. 238.).

Most alakult meg Konstruktív szakosztályunk dr. Almássy György, tudományos osztályvezető, egyetemi adjunktus vezetésével. A szakosztály tervbe vette több előadás tartását, konstrukciós kiállítás rendezését és foglalkozni fog felsőfokú tanfolyam tematikájának kidolgozásával.

A Félvezető szakosztály vezetését Kiss Ernő, az Orion Gyár fejlesztési mérnöke vette át.

Azok a kartársak, akik új szakosztályainkban közreműködni kívánnak, közöljék címüket titkárságunkkal.

A televíziólánc bemérése

A Rádió szakosztály keretében szakértőbizottság alakult Géher Károly egyetemi adjunktus vezetésével, a televíziólánc részletes beméréseire. A bizottság a méréseket befejezte és hozzáfogott a mérési eredmények beható tanulmányozásához és kiértékeléséhez. A szakbizottság kidolgozandó javaslatait az elnökség illetékes köröknek továbbítani fogja.

Televízió képadók minőségi jellemzőinek mérése

VILLÁNYI OTTÓ
Magyar Posta

A cikk összefoglalja azokat a tudnivalókat, amelyek televízió képadóberendezések méréséhez alapvetően szükségesek. Ismerteti a mérések egyik legfontosabb berendezését, a pontosan meghatározott jellemzőkkel, szigorú tűréshatárok közé szorított amplitudó és fáziskarakterisztikával rendelkező Nyquist mérődemodulátort. Részletesen foglalkozik a képadók egyes minőségi jellemzőinek mérésével. A mérések leírásánál ismerteti a szükséges jelalakot, a mérési elrendezést, az általánosan nem ismert mérőberendezéseket és a nemzetközi normákat, valamint a CCIR és OIRT szervezetek által ajánlott értékeket is.

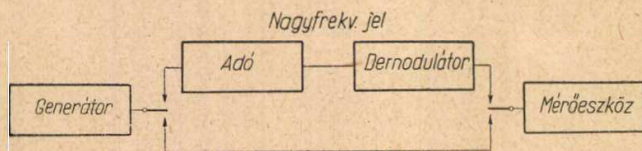
A Magyarországon egyre növekvő TV adóhálózat szükségessé teszi, hogy a televízió adóberendezések szokásos mérési eljárását összefoglaljuk, hiszen az egyes adók közötti összehasonlítás csak egységes mérési módszerek alapján lehetséges. A mérésekre vonatkozóan az OIRT és a CCIR ad bizonyos utalást. (Organisation Internationale de Radiodiffusion et Television, International Radio Consultative Committee.) Amelyik mérésre vonatkozóan van szabvány ajánlás, azt a mérést tárgyaló fejezetben fel is tüntettük.

A TV átvitel fő célja élethű, részletdús kép biztosítása. Az átvitel folyamán azonban nem csak az adóberendezés szerepel, hanem — a stúdió — az adót a stúdióval összekötő mikrohullámú berendezés — az adóberendezés és — a vevőkészülék együttes jó munkája határozza meg a kép minőségét.

Mi itt most ezek közül csak az adóberendezés méréseivel foglalkozunk. Az adóberendezés bemenetén nem ugyanaz a jel szerepel, mint a kimenetén, tehát a két jel közvetlen összehasonlítására nincsen lehetőség. Az adóberendezés bemenetére videójelet adunk, a kimenetén pedig ezzel a videójellel modulált nagyfrekvenciát kapjuk meg. Ahhoz, hogy közvetlen összehasonlítást tudjunk végezni, tehát az adó kimenetét is videó mérőeszközökkel tudjuk vizsgálni, a nagyfrekvenciás jelet demodulálni kell.

Amennyiben demodulátort alkalmazunk, akkor a mérési folyamatban már négy elem vesz részt: a generátor, az adó, a demodulátor és a mérőeszköz (1. ábra). A mérőeszköz és a generátor — általában — összekapcsolható, tehát ezen két egység minőségének megállapítása nem okoz különösebb problémát.

Az adó és a demodulátor egyenként már sajnos nem választható ilyen egyszerűen ki a láncból. Emiatt a mérések elvégzésénél csak az adónak és a demodulátornak az együttes minőségrontó hatását tudjuk vizsgálni.



H85-V07

1. ábra. Általános mérési elrendezés

A mérésnek minden esetben két részből kell állnia. Mérjük a

generátor — mérőegység és a
generátor — adó — demodulátor — mérőegység

rendszer minőségi jellemzőit. A két eredmény értelemszerű összehasonlítása adja az

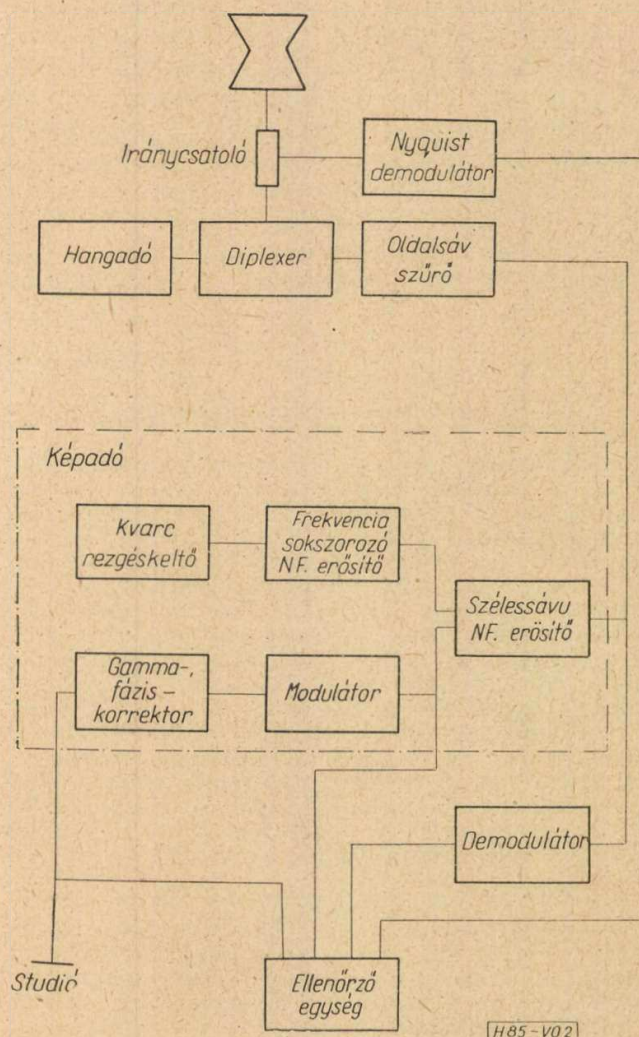
adó — demodulátor

rendszer együttes minőségét.

Ismernünk kell tehát szigorú pontossággal a demodulátoregységnek a jellemzőit ahhoz, hogy a fent említett szorzathoz az egyik tényezőről — az adóról véleményt tudjunk mondani.

Az adóberendezés

Az áttekintés biztosítása és a továbbiakban esetleg előforduló többértelműség elkerülése végett a 2. ábrán közöljük egy televízió adó tömbvázlatát [1].



H85-V02

2. ábra. Adó tömbvázlata

A stúdióból jövő jel az előkorrekciós tagok után a modulátorra kerül. A modulátor alacsonyabb szintű fokozatai rendszerint szint-rögzítő kapcsolással dolgoznak. Ezek biztosítják, hogy a munkapont a képtartalomtól függetlenül mindig azonos helyen legyen. A nagyobb teljesítményszintű fokozatok általában egyenáramú erősítőkből állanak.

Kristályoszillátorral állítjuk elő a nagyfrekvenciát, amelyet többszörözéssel hozunk végleges értékre. A modulált nagyfrekvenciás jelet szélessávú erősítőben erősítjük, majd az oldalsávszűrővel kialakítjuk a szabványnak megfelelő frekvenciakarakterisztikát. A duplexer a hangadó és a képadó spektrumát egyesíti és továbbítja az antenna felé. Közvetlenül az antennavezetékre csatlakozik iránycsatoló segítségével a Nyquist demodulátor.

Nyquist demodulátor

Tapasztalatok és elméleti megfontolások öszszeszevetése alapján alakították ki azt a demodulátor formát, amely etalon vevőkészüléknek tekinthető, egészen pontosan meghatározott minőségi jellemzőkkel rendelkezik és ezáltal az adó mérésére alkalmas. A berendezést Nyquist demodulátornak nevezik.

Bemenete az antennarendszernek olyan pontjára csatlakozik, ahol már a kisugárzásra szánt végleges spektrum van jelen. Ilyen pl. a duplexertől az antenna felé menő kábel.

Az energiakicsatolásnak reflexiómentesnek kell lennie. Ennek biztosítása legegyszerűbb akkor, ha a kicsatoló nem közvetlenül a Nyquist demodulátor bemenetére dolgozik, hanem olyan osztóra, melynek leosztási pontjához csatlakozik a demodulátor. Ily módon a visszahatások csökkentettek, továbbá fennáll az az előny, hogy a Nyquist demodulátor érzékenyégét nem a kicsatolásnál kapott kb. 1 volt feszültségre kell méretezni, hanem 50 mV-ra és ezáltal a méréseit mérőadóval el tudjuk végezni.

Annak érdekében, hogy a Nyquist demodulátorral csak az antenna felé haladó jelet észleljük, iránycsatolót alkalmazunk.

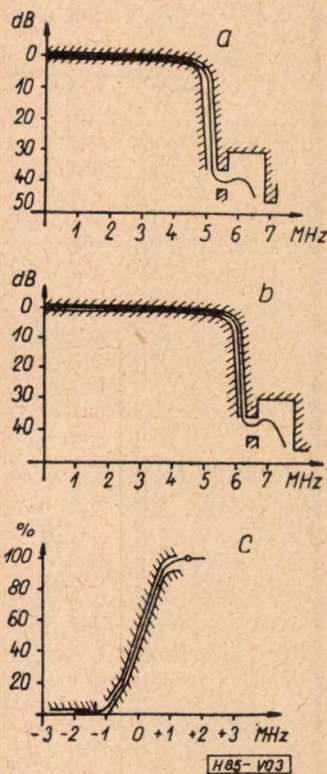
A Nyquist demodulátor csak minimál fázisú áramkörökből lehet felépítve. Ugyanis csak ilyen esetben lehet egyértelmű megállapítást tenni az amplitudó karakterisztikából a csoportfutási időre. Sem a nagy-, sem a közép-, sem a videófrekvenciás rész nem tartalmazhat hídkapcsolást, ellen-, vagy visszacsatolást, hiszen mint etalon vevőkészüléknek az ott követett általános elvek alapján kell felépülnie.

A Nyquist demodulátor amplitudó karakterisztikája és annak tűrése látható a 3. ábrán.

A 4. ábra CCIR rendszerben megépített demodulátornak a mért fáziskarakterisztikáját tünteti fel [1].

A Nyquist demodulátor felépítése elvileg négyféleképpen történhet.

1. A nagyfrekvenciás spektrumot többkörös szűrőrendszerbe vezetjük. Miután kialakítottuk



3a ábra. CCIR Nyquist demodulátor frekvencia karakterisztikája

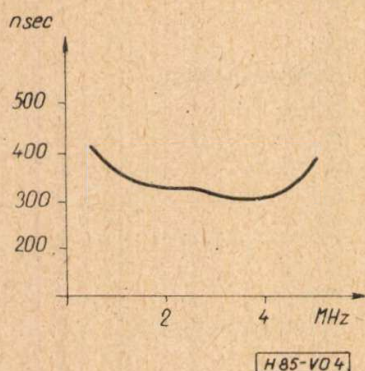
Frekvencia MHz	Névleges érték dB	Határérték dB
1,5	0	vonatkoztatási érték
0 ... 3	0	+0,5 ... -0,5
4,0	-0,5	0 ... -1
4,5	-1	-0,5 ... +1,5
5,0 ± 0,15	-6	-36 ... -42
5,5 ± 0,15		max. -30
5,65 ... 6,85		max. -46
7,0 ± 0,15		

3b ábra. OIRT Nyquist demodulátor frekvencia karakterisztikája

Frekvencia MHz	Névleges érték dB	Határérték dB
1,5	0	vonatkoztatási érték
0 ... 3	0	+0,5 ... -0,5
4,0	-0,5	0 ... -1
5,0	-1	-0,5 ... -1,5
5,5	-1,5	-1 ... -2
6,0 ± 0,15	-6	-36 ... -42
6,5 ± 0,15		max. -30
6,65 ... 7,85		max. -46
8,0 ± 0,15		

3c ábra. Nyquist demodulátornak a vívőfrekvencia környékén mérhető frekvencia karakterisztikája (Nyquist oldal)

Frekvencia MHz	Névleges érték %	Határérték %
-1,65		0 ... 2
-1,5 ± 0,15		0 ... 0,8
-1,0	3,5	0 ... 8,5
-0,5	20,0	15 ... 25
0	50,0	vonatkoztatási érték
+0,5	80,0	75 ... 85
+1	96,5	91,5 ... 101,5
+1,5	100	vonatkoztatási érték



4. ábra. CCIR rendszerben megépített Nyquist demodulátor mért futási idő diagramja

a szükséges frekvenciamenetet, demodulálunk és videofrekvencián erősítünk.

Hátránya a rendszernek, hogy bár az I. sávban még nincsen különösebb kikötés, de a III. sávban már csak nagy jóságú, csillapítászegény körök jöhetnek számításba. Csatornaváltáskor minden egyes kört át kell hangolni, továbbá nagy jel kicsatolását követeli meg, hiszen erősítés nélkül demodulál.

2. Az iránycsatolóról érkező energiát nagyteljesítményű keverőcsővel középfrekvenciára keverjük. A megfelelő spektrumot többkörös sávszűrővel alakítjuk ki, demoduláljuk, majd videofrekvencián erősítjük.

Ennek a rendszernek a hátránya, hogy nehéz nagyteljesítményű, lineárisan működő keverőcsövet találni.

3. Az 1. megoldás továbbfejlesztéséből adódott a következő: Miután a kellő frekvencia-karakterisztikát kialakítottuk, többkörös, szélessávú, frekvenciafüggetlen erősítővel állítjuk elő azt a szintet, amelynél a lineáris demoduláció már nem jelent problémát.

4. Előnyei miatt leginkább elterjedt a következő megoldás: Frekvenciafüggetlen csillapítóról a jelet széthangolt körös nagyfrekvenciás vagy keverés után középfrekvenciás erősítőre vezetjük. Az egyes körök jóságának és frekvenciájának változtatásával elérhetjük, hogy az amplitudó karakterisztika az előírtak megfelelően alakuljon ki.

A megoldás aránylag olcsó, beállítása egyszerű. A csőcsere karakterisztikamódosító hatásának csökkentése végett nagy, (50 ... 100 pF) körkapacitásokat használhatunk. Ügyelni kell, hogy a sokcsöves berendezés nagy teljesítményfelvételéből adódó hőmérsékletemelkedés elhangoló hatása — akár temperáló berendezéssel, akár NTK elemek alkalmazásával — ki legyen küszöbölve [1]. A módszer számos előnye miatt a legelterjedtebb.

Alkalmazható a Nyquist demodulátoron kívül a vételtechnikából ismert két oldalsávot demoduláló rendszerek valamelyike is. A kicsatolás lehet olyan mérvű, hogy 10 V-ot szolgáltatson, amely nehézség nélkül, közvetlenül demodulálható. Ez a videójel alkalmas pl. az üzemi szint ellenőrzésére. Mérésnél azonban

legtöbbször félrevezető eredményt nyújt, mivel a képadó által sugárzott két oldalsávot egymásra másolja. Így az alacsony frekvenciák, melyek mind az alsó, mind a felső oldalsávban kisugárzásra kerülnek, kétszeres amplitudóval vannak jelen a demoduláció után. Ez természetesen a frekvencia — amplitudó mérést meg hamisítja, a jelalakot megváltoztatja stb. Ezért ezen demodulátort adóberendezésnél kizárólag a modulációs mélység ellenőrzésére használják.

Mérések

Televízió képadóknál a következő minőségi jellemzőket kell mérni:

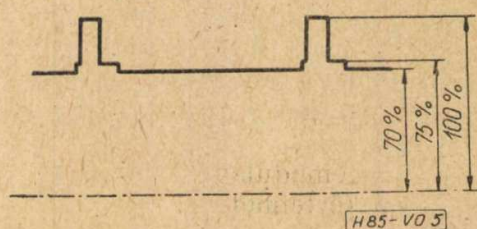
- Kisugárzott nagyfrekvenciás teljesítmény
- Vivőfrekvencia eltérése és stabilitása
- Kisugárzott fel-, és zavaróhullámtartalom
- Modulációs jelleggörbe. Linearitás
- Frekvencia-amplitudó karakterisztika
- Berezgési hajlam, magasfrekvenciás négyszögimpulzus-átvitelének alakhűsége
- Szinttartás
- Jel/zaj viszony
- Antennaimpedancia, reflexió mértéke
- Frekvencia-csoportfutási idő (fázis) karakterisztika

Kisugárzott nagyfrekvenciás teljesítmény mérése

Az adóberendezést antenna helyett műantennával terheljük. A műantennán — mely tulajdonképpen egy nagyteljesítményű, a mérendő frekvenciasávon állandó értékű, ohmos, vízűtéses ellenállás — a hűtővíz mennyiségéből, a hőfokemelkedéséből és a műantenna állandójából számíthatjuk a teljesítményt.

Az adóberendezéssel a szinkroncsúcsnak megfelelő teljesítményt sugárunk moduláció nélkül és így a műantennával közvetlenül a képadó névleges teljesítményét mérhetjük.

A teljesítménymérésnek ilyen módon való végrehajtására azonban nem minden adónál van meg a lehetőség. A képadó ugyanis — a negatív moduláció következtében — üzemi állapotban soha nem sugározza a csúcsteljesítményt állandó jelleggel. Maximális a teljesítmény akkor, ha a fekete képnek megfelelő, az 5. ábrán látható jelet tartalmazza a moduláció. A görbe alatti területek integrálásával — mivel itt egyszerű ábráról van szó, geometriai összeadásával — megállapítható, hogy ilyenkor a teljesítmény a csúcsteljesítménynek 54%-a.



5. ábra. Feketeszint oszcillogramja

Azon adóknál, ahol a végerősítőcső maximális kihasználására törekedtek, csak erre az 54%-os teljesítményre történt a méretezés, tehát a 100%-os csúcsteljesítményt az adó állandó jelleggel károsodás nélkül nem tudja sugározni. Ilyenkor külön biztonsági berendezés akadályozza meg a moduláció nélküli vivő bekapcsolását. A teljesítményt ilyen esetben feketeszint sugárzása mellett mérik és ebből számolnak vissza a modulálatlan esetre.

A teljesítményméréssel kapcsolatos feladatok két csoportra oszthatók. Meg kell határozni — esetleg a fenti közvetett módszerrel — a kisugárzott csúcsteljesítményt. Második feladatként meg kell állapítani a teljesítmény változását a hálózati feszültség ingadozásainak függvényében.

A nagyeredekségű modulátor csövek erősítése függ a katódhőmérsékleten keresztül az izzító feszültségtől. Az egyenáramú erősítők munkaponti beállítása szintén igen kényes. A hálózat ingadozásának tehát erős hatása van a kisugárzott teljesítményre és a moduláció mértékére.

Az ebből származó hibák elkerülése végett az adó hálózati feszültségének állandóságát stabilizátor berendezésekkel szokták biztosítani. Ezenkívül a különösen kényes helyek számára szállított feszültséget külön is stabilizálják.

Általában meg kell követelni az adóberendezéstől, hogy a hálózati feszültség $+10 \dots -20$ %-os változása esetén is képes legyen a névleges teljesítményt sugározni.

A vevőkészülékek szempontjából az adó kisugárzott névleges teljesítményének és az antennanyereségnek a szorzata a döntő adat. Az antennanyereség a szokásos antennáknál általában 6...12-szeres, a vízszintes síkban, az egyszerű dipólhoz viszonyítva [7, 13].

Frekvenciamérés

A frekvencia mérése a közép és rövidhullámú adástechnikában megszokott okoktól eltérő megfontolásból szükséges. Ott a kis relatív sáv szélesség (0,01...0,0005) miatt az állomások egymásra hatását megelőzendő szükséges a frekvenciapontosság. A televíziónál a relatív sáv szélességnek erős megnövekedése (0,13...0,04) ezen indokot kiküszöböli.

Mégis lényeges a frekvencia pontosságnak és a frekvencia stabilitásnak szigorú ellenőrzése. Az intercarrier vevőkészülékek ui. a 6,5 MHz hang-, képvivő távolságra építik fel működési elvüket.

Egyszerűen kiszámítható, hogy a kép és a hangadónak a frekvenciaingadozása sokszorosán jelentkezik az intercarrier távolság stabilitásának számításánál.

Tegyük fel, hogy a képadó,

$$A = \frac{\Delta f_k}{f_{ok}}$$

a hangadó pedig

$$B = \frac{\Delta f_h}{f_{oh}} = \frac{\Delta f_h}{f_{ok} + (f_{oh} - f_{ok})}$$

stabilitású. Pesszimális esetben a két adó frekvenciaingadozása ellentétes előjelű, tehát a 6,5 MHz-től való eltérés a kettő összegeként jelentkezik. Az intercarrier távolság relatív ingadozása

$$C = \frac{\Delta f_k + \Delta f_h}{f_{oh} - f_{ok}} = \frac{A + B}{2} \frac{2f_0}{f_{oh} - f_{ok}} + B$$

Ha B -t elhanyagoljuk — amivel eredményünket csak javítjuk — akkor is még C , az intercarrier távolság stabilitása, a képadó A és a hangadó B átlagstabilitásánál $2 \cdot f_0/6,5$ MHz-szeresen rosszabb. A tényező értéke egy 200 MHz környékén dolgozó adónál kb. 65. Ennyiszeresen rosszabb tehát az intercarrier-stabilitás az adókénál.

A frekvencia stabilitás minél nagyobb megszigorítása mellett szól az offset üzem követelménye is. Azonos vivőfrekvenciával működő adók esetében tapasztalat alapján minimális zavaróhatást érünk el akkor, ha az adók frekvenciakülönbsége a sorfrekvenciának $1/n$, $2/n$ -szerese, ahol n az azonos frekvencián működő adók száma.

Ez 5...10 kHz-es félrehangolást jelent. Ha itt relatíve kis eltéréseket akarunk, akkor a frekvencia ingadozásnak minimálisan egy nagyságrenddel jobbnak kell lennie, vagyis a megengedett ingadozás nem haladhatja meg az 500...1000 Hz-et.

Általában a nemzetközileg kialakult normák is ilyen stabilitást követelnek meg. A feltétel nem túl szigorú, a gyakorlatban — jó hő-kondicionáló berendezéssel — elérhető az I. TV sávban a 30 Hz körüli pontosság.

A frekvenciamérés kettős: A frekvencia abszolút pontosságának és ingadozásának meghatározása. Ez utóbbinál külön kell választani a „termosztát bemelegedések előálló „felfutást” és a tartós üzem alatt tapasztalható ingadozást. Az előbbinél kb. 300...500 Hz, az utóbbinál 10...30 Hz a szokásos frekvenciaingadozás.

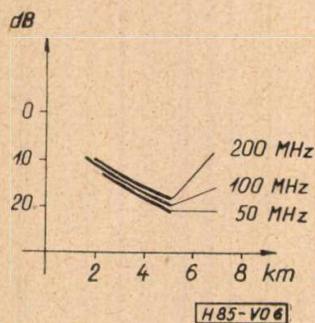
A frekvenciamérés módja az adástechnikában általában alkalmazott. Speciális televíziós jellege nincsen, ezért ehelyütt nem is foglalkozunk vele részletesen.

Fel-, és zavaróhullám mérés

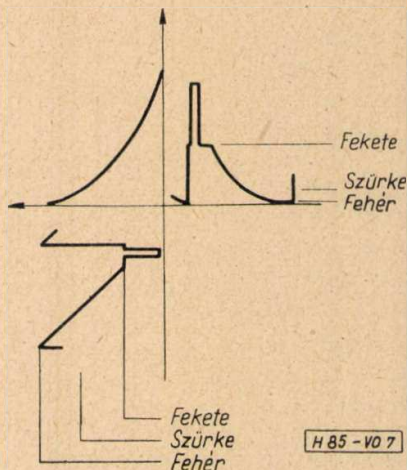
Felhullámnak a vivőfrekvencia egészszámú többszöröseit, zavaróhullámnak pedig az összes többi — közbülső fokozatok, KF stb. — frekvencián történő sugárzást tekintjük.

A fel- és zavaróhullámok kisugárzott teljesítményének a meghatározása a többi adóállomást zavaró hatás megítélése szempontjából lényeges.

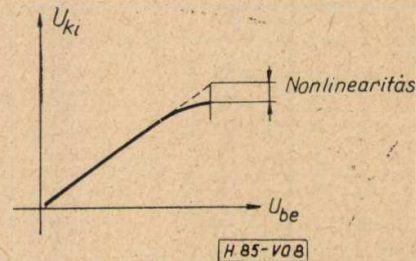
Végrehajtása az adótól nem túlzottan távol eső helyen, térerősségmérés segítségével lehetséges. Felhasználva a teljesítmény és a tér-



6. ábra. A különböző frekvenciák relatív csillapítása a távolság függvényében



7. ábra. Torzulás keletkezése a fűrészfeszültségénél



8. ábra. Pontonként felvett modulációs jelleggörbe

erő között ismert négyzetgyökös összefüggést, kapjuk hogy

$$P_z = P_o(E_z/E_o)^2$$

ahol P_z a zavaró vagy felhullám teljesítménye

E_z a zavaró vagy felhullám térerőssége

P_o a képadó vivőteljesítménye

E_o a képadó vivőfrekvenciáján mérhető térerő

Szükséges, hogy az adótól ne nagyon távoli helyen végezzük a mérést. A megengedett felhullám teljesítmény csak mW nagyságrendű szokott lenni. Indikálása tehát csak akkor lehetséges, ha a sugárzótól a vevőantennáig megtett út csillapítása nem túl nagy. Az atmoszféra által okozott csillapítás frekvenciafüggő (6. ábra). Hatása általában a mérőműszerek által megszabott pontosság tolerancián belül eső értéket eredményez. A felhullámra nézve az antenna-rendszer már nem biztosítja a körsugárzást. A mérést tehát célszerű az adó körül vont körkerületén több helyen is elvégezni.

A gyakorlatilag megengedett értékek:

- * felhullámteljesítmény max. 20 ... 50 mW
- zavaróhullámteljesítmény max. 2 ... 10 mW

A mérést erősen megnehezíti, hogy a vivőhullám és a zavaróhullám között a teljesítmény-differencia

$$\frac{10 \text{ kW}}{10 \text{ mW}} = 60 \text{ dB}$$

Legtöbb mérőműszer ilyen mértékű méréshatár-átfogásra és szelektivitásra nem képes.

Modulációs jelleggörbe. Linearitás

A modulációs jelleggörbe meghatározása az átvendő ábra tónushűségének biztosítása érdekében szükséges. Nonlinearis átviteli karakterisztika esetében az ábra egyes tónusszintjei összenyomódnak és az átvendő kép — az adó hibája miatt rendszerint a fehér szint környékén — részletszegényebb lesz. A 7. ábrán látható pl. egy nonlinearis torzítású, fűrészfeszültség alakú jelnél a szürke-fehér távolság összenyomódása.

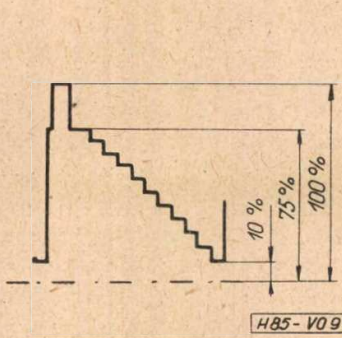
Szélső esetben a képtartalom vágott lesz, ami úgy nyilvánul meg a képen, hogy a vágási tartomány belső tónusbeli eltérései elmosódnak, tehát a kép ezen része teljesen fehér lesz.

A linearitás mérésére három módszer kínálkozik.

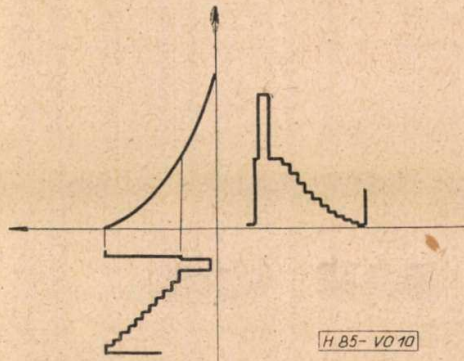
Az egyik lehetőség, hogy az adó bemenetére közepes, pl. 1 MHz frekvenciájú sinusjelet adunk és a bemenő jel nagyságát diszkrét értékenként növelve, mérjük a Nyquist demodulátoron a kimenő jelet. Az összetartozó pontokat diagramba rajzoljuk fel. Ilyen modulációs jelleggörbét láthatunk a 8. ábrán. A mérési módszer általában nem használatos lassúsága, relatív mérési bizonytalansága és egy speciális televíziós sajátosság miatt. A jel alakjának egy része ugyanis minden időben ugyanolyan négyszögimpulzusokból összetevődő feszültségugrásból áll. Ebben a szinkronjel tartományban nincs is szükség a modulációs jelleggörbe ismeretére. Általában ezen szakasz erősítése úgynevezett előtorzító hatása következtében más is szokott lenni, mint a videójel tartalomé. Azon adóknál, ahol szintrogzító fokozatok vannak, ez a módszer egyáltalán nem is alkalmazható.

A televíziós jellegnek jobban megfelel a lépcsőfeszültség segítségével történő linearitás mérés. Lényege, hogy a 9. ábrán látható, ún. gradiációs skálával az adót a szabványos — az ábrán látható — mértékig moduláljuk. Az adó végfoka után tetszőleges helyen, tehát akár az antennarendszer előtt, akár mögött a Nyquist demodulátoron történő demoduláció után, a kezdetben egyenlő feszültségugrásoknak relatív megváltozásából számítható a modulációs jelleggörbe nonlinearitása (10. ábra).

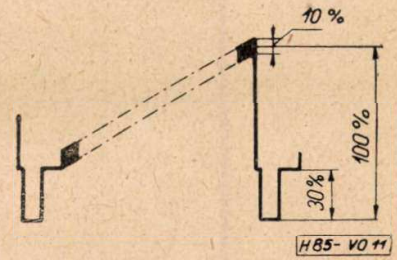
A módszer már megfelel a speciális televíziós gyakorlatnak, mégsem használatos. Hibája, hogy a feszültségugrások mérési bizonytalansága igen nagy. Ha meggondoljuk, hogy oszcilloszkópunk képsőve 50 mm átmérőjű, ebbe fér bele a teljes videójel és ennek csak a 70%-a a gradiációs lépcső, kiszámítható, hogy tíz lépcső



9. ábra. Gradációs skálával modulált adó kijövő jele



10. ábra. Gradációs skála torzulása



11. ábra. Linearitásméréshez használt jel az adó bemenetén

skála esetén egynek a magassága 3,5 mm. Az oszcilloszkóp fénysugarának véges vonalvastagsága miatt a leolvasási bizonytalanság kb. 1 mm. Tehát a mérés alig lehet pontosabb mint 30%. A módszer inkább ott tudott tét hódítani, ahol a vizsgáló jelet képcsövön képalkakban kell láthatóvá tenni.

A leginkább elterjedt mérismód mind videóerősítők, mind adóberendezések vizsgálatánál a következő. A 11. ábrán látható sorfrekvenciás szinkronjelek közé tett fűrészfeszültségre szuperponált 4 MHz frekvenciájú (CCIR ajánlás a 625 soros rendszerekre [16, 2]) jelet adunk a képadó bemenetére. A modulálás mértéke a 12. ábrán látható.

Az adó végfoka után tetszőleges helyről demodulátoron és szűrőn keresztül oszcilloszkópra vezetjük a kijövő jelet. A szűrő kb. 500 kHz határfrekvenciájú felüláteresztő, az alapul szolgáló sorfrekvenciás fűrészfeszültséget a jelből kiszűri. Az oszcilloszkópon tehát csak a szuperponált 4 MHz-es sinusfeszültség lesz látható. Amplitúdója — mivel a bemenő jelé állandó volt — csak a fűrészfeszültség egyes pontjai által meghatározott munkaponthoz tartozó erősítéstől függ. Ily módon közvetlenül megállapítható az erősítés relatív értéke, vagyis a modulációs jelleggörbe a feketeszinttől a fehérszintig.

A szabvány előírásai szerint az adót ilyen jellel a csúcsheszültség 10...70%-a között kell modulálni és a mérést a 15...65% között kell végrehajtani.

A szűrő előtt és után látható jelalakot mutatja a 13. ábra. Az ott alkalmazott jelölésekkel a nonlinearitás mértéke

$$\text{feketeszintnél} \left(1 - \frac{A}{B}\right) \cdot 100\%,$$

$$\text{fehérszintnél} \left(1 - \frac{C}{B}\right) \cdot 100\%.$$

A szélsőséges munkaponti beállítások vizsgálatára ad lehetőséget a 14. ábrán látható szabványjel. Négy soronkénti periodicitással három sorban fehér ill. fekete szintet, a negyedik sorban pedig a 11. ábrán látható fűrészfeszültségre szuperponált 4 MHz-es jelet tartalmazza.

A nonlinearitástól általában megkövetelik, hogy akár fehér, akár fekete, akár fűrészfeszültség átlagszinttel mérve ne legyen nagyobb 10%-nál [2, 4, 7, 12, 15].

Amplitúdó — frekvencia karakterisztika

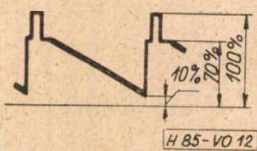
Az amplitúdó karakterisztika helyes meghatározása az egyik legfontosabb mérés. Vizsgáljuk meg, milyen eredményt kell várnunk a méréstől.

Ideálisnak tekintünk egy átviteli rendszert, ha a bemenetére adott jelet azonos alakban, csupán időkésséssel képes továbbítani. Ennek feltétele, hogy minden frekvenciára nézve a beadott $y = A \sin \omega t$ a kimeneten mint

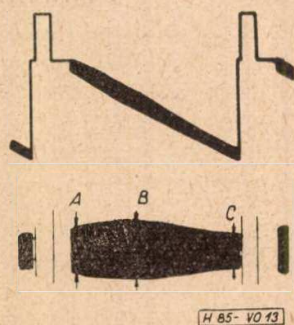
$$y_1 = A_1 \sin \omega(t + T) = A_1 \sin(\omega t + \omega T) = A_1 \sin(\omega t + \varphi)$$

jelentkezzék. Ennek feltétele kettéválasztható.

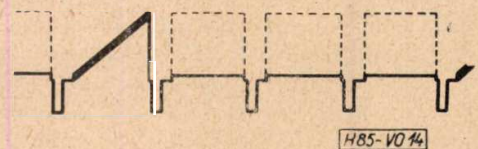
$$\frac{A_1}{A} = \text{állandó} \dots 1 \quad T = \frac{\varphi}{\omega} = \text{állandó} \dots 2$$



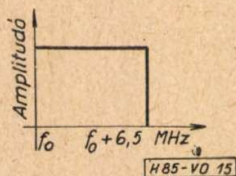
12. ábra. Linearitásméréshez használt jel az adó kimenetén



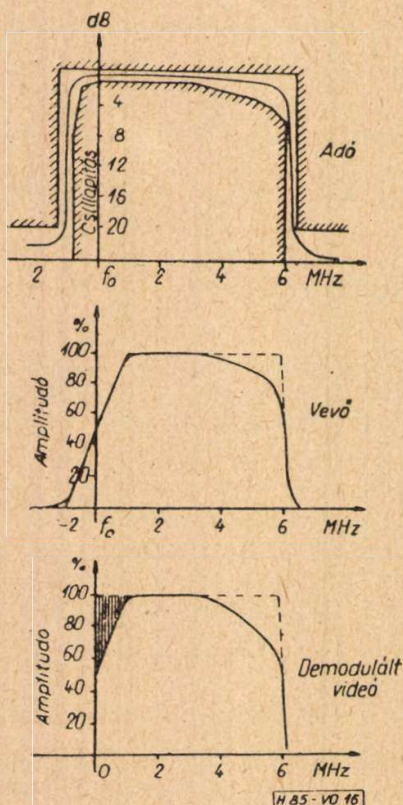
13. ábra. Linearitásméréshez használt jel a felüláteresztő szűrő előtt és után



14. ábra. Négy soronkénti periodicitású jel, mely három sorban fekete vagy fehér szintet, a negyedik sorban pedig linearitásméréshez alkalmazott jelet tartalmaz



15. ábra. Az ideális átviteli karakterisztika



16. ábra. Az adó, a vevő és a demodulált videó átvitel

kell legyen minden frekvenciára. Ideális átvitelnél minden frekvencián az erősítésnek állandónak, a fázisforgatásnak pedig a frekvenciával arányosnak kell lennie. Ezt megvalósítani nem lehet. Az adott viszonyok között optimális lenne az átvitel, ha nullától a hang és a képvivő által meghatározott 6,5 MHz-ig teljesülnének a fenti feltételek. Mivel ezt a 15. ábrán vázolt ideális átviteli karakterisztikát az adónál is és a vevőnél is megvalósítani nem lehet, ezért a képadó és az ideális vevőkészülék frekvenciamenetének a kialakítását a 16. ábrán látható módon szabványosították.

A demoduláció a két oldalsávot összezezi, tehát a videofrekvenciás karakterisztika, habár két részből tevődik össze — az alsó és a felső oldalsávból — egyetlenes lesz.

Az amplitudó karakterisztika kétszeresen fontos, mivel az egyben meghatározza a rendszer fáziskarakteristikáját is. Az adónál fennálló feltételek mellett a

$$b = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{dA}{du} \ln \coth \left| \frac{u}{2} \right| du$$

összefüggés, ahol $u = \log \frac{\omega}{\omega_0}$, $b =$ fázisforgatás, egyértelmű kapcsolatot teremt az amplitudó és a fázismenet között. Látható, hogy a fázismenet logaritmikus frekvenciaskálával rendelkező amplitudókarakterisztika szerint változik, továbbá, hogy a dA/du differenciáhányadoson keresztül közvetlen összefüggésben van az amplitudó karakterisztika ingadozásainak a meredekségével is. Az összefüggés további taglalásával — habár a TV képátvitel szempontjából igen jelentős — sajnos itt nem foglalkozhatunk, mivel az igen szerteágazó és egy újabb önálló témának tekinthető [9, 10].

Az amplitudó karakterisztika mérése elvileg kétféleképpen történhet, demodulációval és nagyfrekvenciásan.

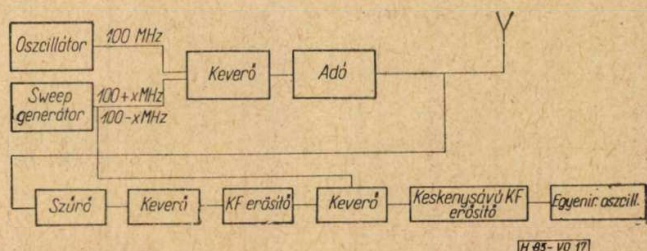
A nagyfrekvenciás mérés mód egyik lehetősége a következő. A képadót sinusos frekvenciával moduláljuk. Szelektív feszültségmérő, esetleg térerősségmérő segítségével frekvenciánként kimérjük az $f_0 + f_{mod}$ és az $f_0 - f_{mod}$ frekvenciákon a feszültséget, ill. a térerősséget. Ily módon a vivőfrekvenciától kellő távolságban a relatív karakterisztikát felrajzolhatjuk. A vivőfrekvencia közvetlen környékén, annak domináló erőssége miatt oldalsáv-tartalmat mérni nem tudunk.

A módszer televízió adóknál általában nem használható. Amint ezt már fentebb említettük a modulátor fokozatban szintrogzítók működnek, melyek feltétlenül igényelnek szinkronjel, ill. kioltójel tartalmat. Tiszta sinusos feszültséggel való moduláció tehát nem lehetséges.

Amennyiben a sinust szinkronjelek közé keverjük és ezzel moduláljuk az adót, akkor viszont a kisugárzott spektrumban nemcsak az f_0 , $f_0 + f_{mod}$ és az $f_0 - f_{mod}$ frekvenciák fognak előfordulni, hanem a szinkronjelek által meghatározott spektrum is. Az 50 kHz-ig terjedő tartományban a vivő közelsége, 15 kHz-től pedig a szinkronjelek fogják megakadályozni a mérés elvégzését. Ez a tény szinte lehetlenné teszi ennek a módszernek az alkalmazását.

Gyors és pontos mérés végezhető el speciálisan erre a célra készített mérőberendezéssel. Tömbvázlata a 17. ábrán látható [4, 6, 14].

A berendezés működési elve a következő. Wobbler generátorról 0...10 MHz jelet adunk 50 Hz ismétlődési frekvenciával az adó modu-



17. ábra. Kétoldalsáv demodulátor tömbvázlata

lációs bemenetére. Az antennarendszer talpontjáról a modulált nagyfrekvenciát, amely két — eltérően a középhullámú AM rendszerektől — nem egyforma oldalsávot tartalmaz, berendezésünkbe vezetjük.

A jelet szűrőn vezetjük át, mely a mérendő spektrumon kívüli zajokat, a K_F keverésnél lényeges tükörfrekvenciát kiszűri. A keverőberendezés oszcillátora az üzemi frekvencia felett $f_k + f_{\bar{u}} = f_{oszc}$ frekvencián rezeg. Kimenetén az oldalsáv spektrum a keverés jellegéből következően fordított lesz, tehát az adó felső oldalsávja a középfrekvencia alsó oldalsávjaként fog jelentkezni. A teljes 20 MHz-es sávot K_F erősítővel erősítjük. Következő lépésben újabb keverést hajtunk végre, melynek oszcillátor frekvenciája nem állandó, hanem a moduláló wobblerjel pillanatnyi értékének megfelelő. Mivel a moduláló frekvencia és a keverés egyik összetevője ugyanazon oszcillátorból származik, az egyik oldalsáv minden esetben állandó frekvenciát ad, melynek értéke $f_k - f_1 = f_2$. Mivel a sweep generátor a közepes frekvenciától mind a kisebb, mind a nagyobb frekvenciák felé eltér, ezért egy perióduson belül mind a felső, mind az alsó oldalsáv felrajzolódik.

Sokkal áttekinthetőbb képet nyerünk, ha a képcsőre egyenirányítás után vezetjük a jelet.

Működésének megértését van hivatva az alábbi példa elősegíteni.

Az adó frekvenciája 49,75 MHz

A moduláló frekvencia pillanatnyi értéke
 x MHz

Az adó oldalsáv tartalma

$$49,75 + x \text{ MHz és } 49,75 - x \text{ MHz}$$

Az oszcillátor frekvenciája

$$49,75 + 80 = 129,75 \text{ MHz}$$

A keverés után a frekvenciák

$$129,75 - (49,75 + x) = 80 - x \text{ MHz}$$

$$129,75 - (49,75 - x) = 80 + x \text{ MHz}$$

$$129,75 - 49,75 = 80 \text{ MHz}$$

A pillanatnyi x frekvencia vagy az ezt előállító oszcillátor közepes frekvenciája felett, vagy annak alatta van. A két lehetőség

$$f_1 = 100 + x \text{ MHz és } f_2 = 100 - x \text{ MHz.}$$

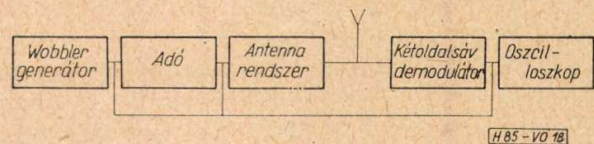
A második keverés alkalmával létrejövő frekvenciák a két esetben

$$1. \begin{aligned} f_1 - f_a &= 100 + x - (80 + x) = 20 \text{ MHz} \\ f_1 - f_f &= 100 + x - (80 - x) = \\ &= 20 + 2x \text{ MHz} \end{aligned}$$

$$2. \begin{aligned} f_2 - f_a &= 100 - x - (80 + x) = \\ &= 20 - 2x \text{ MHz} \end{aligned}$$

$$f_2 - f_f = 100 - x - (80 - x) = 20 \text{ MHz}$$

Az első esetben az adó alsó oldalsávja, a pillanatnyi frekvenciától függetlenül, állandó 20 MHz-et ad. A második esetben a felső oldalsáv szolgáltat konstans frekvenciát. A második, keskenysávú erősítő csak a 20 MHz-es jelet



18. ábra. Nagyfrekvenciás frekvencia karakterisztika mérési összeállítása

engedi át, az x -et tartalmazó tagot kiszűri. Mivel egy wobbulálási perióduson belül mindkét eset előfordul, gyakorlatilag állandóan rendelkezésre áll a teljes spektrum.

A készülékkel való mérés igen egyszerű. Az adó bemenetére wobbler-jelet adunk 0...10 MHz tartományban. Az antennarendszer végső pontjáról a nagyfrekvenciás spektrumot készülékünkbe vezetjük, amely az oszcilloszkóp képsővére az alsó és a felső oldalsávot felrajzolja. A mérésnél alkalmazott összeállítás látható a 18. ábrán.

A módszer használata rendkívül előnyös az adó beállítását, mérését rendkívül gyors eszközökkel teszi lehetővé. Hátránya, hogy az alacsony frekvenciákon — a 0...1 MHz tartományban — semmiféle felvilágosítást sem nyújt.

Amennyiben a mérést nem nagyfrekvenciásan, hanem demodulálással hajtjuk végre, nagyon kell vigyáznunk, hogy az adó — demodulátor kettős egységéből kapott mérési eredményt helyesen értékeljük ki. Ha a vételtechnikából jólismert demodulációs módszerek valamelyikét közvetlenül alkalmazzuk, akkor az alsó és felső oldalsáv egymásra másolódik. Ilyen méréssel tehát külön az alsó és külön a felső oldalsáv amplitudó karakterisztikájára vonatkozóan egyértelmű megállapítást nem tehetünk.

Gyors mérésre ad lehetőséget a wobbler generátor. Sorszinkronjelek közé kevert 0...7 MHz frekvenciájú állandó amplitudójú jelet adunk kb. 50 Hz ismétlődési frekvenciával az adóra.

Az antennarendszerre megfelelő mérődemodulátorral csatlakozunk. A Nyquist demodulátor kimenetén vagy oszcilloszkóppal vizsgáljuk a jelet, vagy egyenirányítás után már csak a wobblerjel burkológörbét vezetjük az oszcilloszkópra. A wobbler jelet adó generátor megakadályozza a markerjeleket ad és ezáltal megkönnyíti a leolvasást. Ezzel a módszerrel a nagyfrekvenciás átvitel minőségét aránylag pontosan megállapíthatjuk. A 0...1 MHz tartományban azonban ez a módszer sem nyújt felvilágosítást. A kiértékelésnél feltétlenül figyelembe kell venni a demodulátor rendszer frekvencia-karakterisztikáját.

Mind a kis, mind a nagy frekvenciákon biztos mérési eredményt szolgáltat a következő mérési módszer. Szinkronjelek közé keverünk különböző frekvenciájú szinusz alakú jeleket. A frekvenciát a legkisebbtől a legmagasabbig változtathatjuk. A mérődemodulátor kimenetén

kapott jelet oszcilloszkópra vezetjük és vizsgáljuk, hogy csak a képtartalom — tehát a különböző frekvenciájú szinusz jel — hogyan változik a frekvencia függvényében. A bemenetre tehát, a TV adó speciális jeligénye miatt szükséges fogással, állandó amplitudójú, különböző frekvenciájú szinusz alakú jelet adunk, a kimeneten pedig mérjük ennek a frekvenciától függő megváltozását.

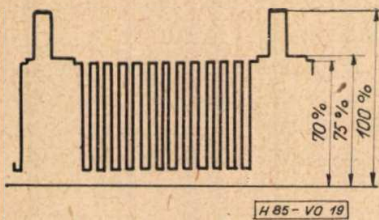
A módszer előnye, hogy mind a kis, mind a nagyfrekvenciákon jól alkalmazható. Hátránya, hogy mivel csak pontonként mér, lassú [2, 7, 12, 13].

Berezgési hajlam, nagyfrekvenciás négyszögimpulzus átvitelének alakhűsége

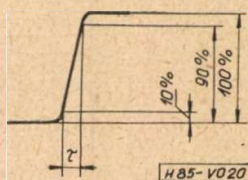
A fázis és frekvenciakarakterisztika meghatározza az ugrásfeszültség átvitelt. Ez idealizált esetben matematikailag is aránylag egyszerűen követhető. Vizsgálata a gyakorlatban azonban nehézkes. Jobban megfelel az oszcilloszkóp sajátosságainak a négyszögfeszültség, amely ugrásfeszültségek sorozatából származtatható. Hátránya, hogy a spektruma csak az ismétlődési frekvencia páratlan számú többszöröseiből tevődik össze, tehát csak ezekre nézve ad felvilágosítást.

Vizsgálatainkat a gyakorlatban 250 .. 500 kHz-es négyszögimpulzusokkal szoktuk elvégezni. Az adót moduláljuk a 19. ábrán látható szinkronjelek közé kevert, és azokkal szinkron négyszögimpulzusokkal. A modulálás vagy a 70 ... 10% tartományban, vagy pedig a 70 ... 50% tartományban történik. Az antenna-rendszerhez csatlakozó mérő-demodulátor kimenetén oszcilloszkóp segítségével vizsgáljuk a négyszögimpulzus felfutási idejét és túlzésgését. A felfutási időt a négyszögjel amplitudójának 10 ... 90%-a között mérjük (20. ábra).

A felfutási idő csak abban az esetben jellemző teljes egészében az adóberendezésre, ha mind a generátornak, mind a mérődemodulátornak, mind pedig az oszcilloszkópnak ideális felfutása van. Amennyiben ezek is véges felfutási idővel rendelkeznek, akkor a felfutási idő ezen berendezések felfutási idejéből tevődik össze.



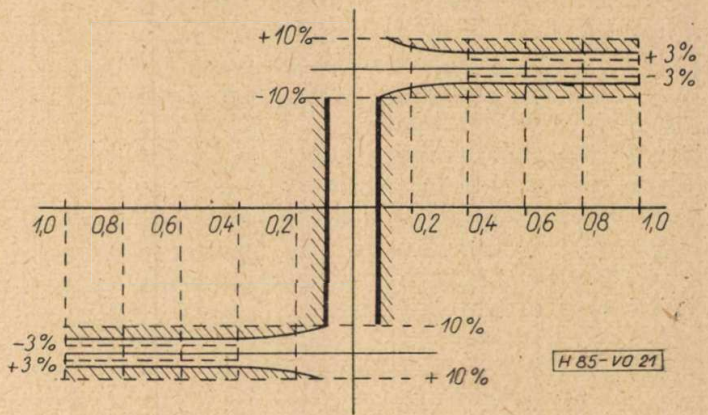
19. ábra. Négyszögfeszültséggel modulált adó kimenőjele



20. ábra. Felfutási idő meghatározása

Viszonylag egyszerű matematikai megfontolások alapján megállapíthatjuk, hogy a késleltetési idők lineárisan, a felfutási idők négyzetesen adódnak össze. Két mérést végzünk.

1. A generátor — oszcilloszkóp ad t_1 felfutási időt,



21. ábra. CCIR tűrésdiagram négyszögfeszültség átvitelhez

2. A generátor — adó — demodulátor — oszcilloszkóp t_2 felfutási időt ad, akkor az adó — demodulátor felfutási ideje [10] :

$$t_x = \sqrt{t_2^2 - t_1^2}$$

Gyakorlatban $t_1 = 70 \dots 100$ nsec
 $t_2 = 100 \dots 150$ nsec szokott lenni. Közepes értékeknél kiszámítva $t_1 = 80$ nsec, $t_2 = 120$ nsec, $t_x = 90$ nsec

A számítás elvégzése tehát — tekintve, hogy nincsen az értékek között nagyságrendi differencia — indokolt.

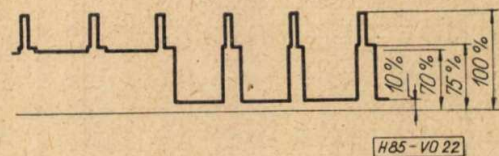
Gyakorlatban a berezgés megengedett mértéke 70 ... 80 nsec-os berezgésmentes jel esetén maximálisan 5 ... 10%.

A CCIR előírásai szerint a négyszögimpulzus átvitelnek olyannak kell lennie, hogy 100 nsec élmeredekségű bemenőjel esetén az adó kimenetén kapott jel a 21. ábrán látható tűrési határon belül legyen [2, 4, 7, 8, 12, 15].

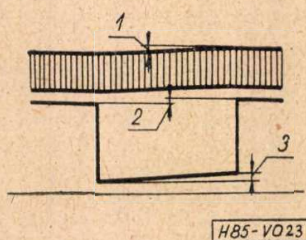
Szinttartás

A képátvitelnél szükség van az egyenáramú szint átvitelére is. Erre háromféle lehetőség kínálkozik. Egyenáramú erősítők, KF erősítők, vagy szint rögzítők alkalmazása. A szint helyreállítás elégtelensége a maximális, szinkroncsúciban sugárzott teljesítmény változásában, a kifehéredésben, a fehér és fekete húzásban nyilvánul meg.

A szinttartás mérése szinkronjelek közé kevert 0,5 Hz-es, vagy 50 Hz-es négyszögfeszültség segítségével lehetséges. A 0,5 Hz-es, aránylag lassú, az 50 Hz-es impulzus gyorsabb képtartalomváltozásnak felel meg. A négyszögfeszültség amplitudóját oly módon állítjuk be, hogy az adót 10 ... 70% között vezérelje ki (22. ábra).



22. ábra. 50 Hz négyszögfeszültséggel modulált adó kimenőjele



23. ábra. Szinttartás hiányosságából adódó jeltorzulás

Az idő egy részében tehát fehér szintet, majd fekete szintet sugároz az adó. Demodulálás után a jelet egyenáramú oszcilloszkópra vezetjük és megfigyeljük a szinkroncsúcs, a kioltószint és a fehérszint ingadozását. A három érték közül a legnagyobb a jellemző az egyenáramú szinttartásra, ill. annak hiányosságára (23. ábra).

A 0,5 H-zes impulzus igen erősen igénybe veszi az adó tápegységeit. A vizsgálatot célszerű lehetőleg óvatosan végezni. Az 50 Hz-es impulzusra vonatkozó gyakorlati előírások általában a teljes jelre vonatkoztatva $\pm 3\%$ szintingadozást engedélyeznek.

A CCIR ajánlás a legenyhébb határt szabja meg amikor kimondja, hogy a félképfrekvenciás (50 Hz) négyszögimpulzus tetőferdesége nem lehet nagyobb mint $\pm 10\%$ a fekete-fehér távolságra vonatkoztatva. Ez a teljes jelre vonatkoztatva 6,6%-nak felel meg. [2, 8].

Zajfeszültség

A kép zajossága általában fekete-fehér villanások alakjában jelentkezik. Meg kell tehát követelnünk bizonyos zajszinttávolságot. Az adó által meghatározott jel/zaj viszonynál jobb értéket a vevőkészülékek észlelni nem képesek. A fellépő erősáramú szikra, idegen adók, vagy egyéb zaj ezt az értéket csak rontani képes. Ezért feltétlenül szükséges az adó jel/zaj viszonyának a szigorú meghatározása.

A zajt a fekete-fehér ugrásra vonatkoztatjuk. A mérés a következő módon történik. Az adót a szokásos mértékben 10 ... 100% között moduláljuk tetszőlegesen, pl. fűrészfeszültséggel. A mérődemodulátor kimenetén a jel nagyságát csúcsmérő műszerrel indikáljuk. Ezután a modulációt levéve az adó bemenetét a hullámimpedanciával lezárjuk és ugyanazon a mérőkimeneten mérjük a zaj nagyságát csúcstól csúcsig. A zaj relatív értékének megállapításánál figyelembe kell venni, hogy az első mérésnél a csúcstól csúcsig mért érték egyharmadát a szinkronjelek adták, tehát annak csak kétharmad része a fekete-fehér különbség. A jel/zaj viszony tehát

$$20 \log \frac{U_{cs:cs: jel}}{U_{cs:cs: zaj}} - 3,5 \text{ dB}$$

A mérés feltételezi, hogy a mérődemodulátor zajnívója lényegesen a mért érték alatt van.

Amennyiben a jel/zaj nagyságát a zaj effektív értékével számoljuk, akkor 12 dB-lel jobb eredmény adódik, viszont ilyenkor a követelményeinket is természetesen 12 dB-lel kell emelni.

Általában a megkövetelt érték minimálisan 37 ... 40 dB.

Vannak adóberendezések, amelyeknél a végfok védelmi rendszere olyan, hogy ha a modulátorra nem adunk jelet, akkor az adót a biztonsági berendezések leállítják. Ilyen esetben természetesen a fenti módszer nem követhető. Ilyenkor az adóberendezést sorsfrekvenciás fűrészfeszültséggel moduláljuk és demodulálás után vizsgáljuk a jelet. Ennél a zajmérésnél lehetőség van a zajok eredetére utaló, frekvencia szerinti széjjelválasztására. A hálózathálóból eredő zajt (brumm) mérhetjük, ha a hálózati feszültséggel eltérített oszcilloszkópra vezetjük a jelet. A nagyobb frekvenciájú zajok mérése oly módon történhet, hogy sorszelektorral kiválasztjuk a kép egy sorát és azon mérjük a fűrészfeszültség vonalának megvastagodását okozó zajt. A zajok összegezése a közismert négyzetes összefüggés alapján lehetséges [2, 7, 12].

Reflexió

A reflexiók csak ott okoznak a képen látható hibát, ahol a reflektált hullám útja és a hullámhossz összemérhető. Ez nyilvánvalóan csak a nagyfrekvenciás erősítőegységben, különösen az antennarendszer nagykitérjedésű tápvonalain léphet fel. Az állóhullám arány mérés ezért különösen az oldalsávszűrőn, a diplexeren és az antennán kívánatos.

Mérése olyan híd segítségével lehetséges, amely az antennarendszerre csatlakoztatható és szét tudja választani a helyes irányba haladó főhullám és a visszafelé jövő reflektált hullám amplitudóját.

A mérést kivitelezhetjük még ún. hasított tápvonallal, melyet a rendszerbe beiktatva szonda segítségével a maximum és minimum helyet megkeressük és azoknál relatív feszültségmérést végzünk.

Az állóhullám arányra megkövetelt érték általában $m = 1,03 \dots 1,2$ között szokott mozogni.

A megfelelő mérőműszer (pl. Z-g diagráf) segítségével lehetséges az antenna impedanciájának valós és képzetes részét is mérni, és ebből számítani az állóhullám arányt [7].

Frekvencia — csoportfutási idő (fázis) karakterisztika

A fáziskarakterisztika meghatározása és megfelelővé tétele a TV képátvitel igen jelentős feladata. Jelenleg kellő mérőműszerek hiányában a mérése általában nehezen lehetséges.

A Siemens-gyár által gyártott wobbulátor 1 Hz-es periodicitással képcsőre rajzolja fel a futási idő karakterisztikát a frekvencia függvényében.

Az EMV által gyártott, magyar szabadalmat képező műszerrel pedig frekvenciánként lehetséges a fázisszög mérés és ebből számítható a csoportfutási idő [2].

Adóberendezés üzem idején történő folyamatos vizsgálata

Speciális berendezés segítségével lehetőség van arra, hogy a TV képadó minőségi jellemzőit vizsgáló jelek segítségével a műsorprogram sugárzása idején is mérjük.

Megállapították, hogy a vevőkészülékek a képfrekvenciás visszaugrásra nem veszik igénybe a rendelkezésre álló összes sort. Így nem lesz zavaró, ha a képkioltás utolsó előtti soraihoz vizsgáló jelet keverünk. A néző nem is fogja észlelni, mégis lehetőség nyílik arra, hogy az adót állandóan, a műsor idején is megfigyelhessük.

A berendezés külföldön igen elterjedt. Magyarországi alkalmazása még nehézségekbe ütközik.

I R O D A L O M

1. H. J. Griese : Die Kontrolle der Fernsender mit dem Nyquist-Messdemodulator. Archiv der Elektrischen Übertragung. 1955. 5.
2. H. Bödeker : Die Normen der europäischen Fernsehsysteme. Der Fernmelde Ingenieur. 1958. 9.
3. W. Gerber : Normungsfragen des europäischen Farbfernsehens. Archiv der Elektrischen Übertragung. 1958. 7.
4. Legler : Messgeräte der Fernsehtechnik. Technische Hausmitteilungen des NWDR. 1955. 3. 4.
5. Fröling : Das Prüfzeilenverfahren beim Fernsehen. Technische Hausmitteilungen des NWDR 1955. 7. 8.
6. Wolf : Fernsehmessverfahren und Messgeräte. Rohde-Schwarz Mitteilungen. 1954. 5.
7. Leithauser—Winckel : Fernsehen. Springer kiadás. Berlin. 1953.
8. Dr. V. Felzer : Einschwingvorgänge in der Nachrichtentechnik. Porta kiadás. München. 1958.
9. Bode : Network analysis and feedback amplifier design. Toronto—New York—London. Van Nostrand. 1952.
10. A. T. Starr : Rádióhírközlés. Műszaki Könyvkiadó Budapest. 1957.
11. Susánszky László : Rádió adástechnika. A Közlekedési és Postaügyi Minisztérium kiadványa. 1953.
12. O. Macek : Fernsehsender-Messtechnik. Archiv für Technisches Messen.
13. F. Winckel : Das Energiespektrum des Fernsehbildes. Archiv der Elektrischer Übertragung. 1952. 8.
14. K. Kühnemann : Messgeräte für die Fernsehübertragungstechnik. Siemens Zeitschrift. 1955.
15. E. Demus : Die betrieblichen Messverfahren und Messeinrichtungen im Fernseh-Übertragungsdienst. Der Fernmelde Ingenieur. 1956. 12.
16. Organisation Internationale de Radiodiffusion et Television. Recueil des documents. XIV-eme session de la comission technique. Moscou. 1958.
17. International Radio Consultative Committee. Documents of the plenary assembly. International Telecommunication Union. Geneva.

Tranzisztoros feszültségstabilizátorok

KEMÉNY ÁDÁM ÉS SAUFERT JÁNOS

Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet

III. rész

A három részből álló cikksorozat a tranzisztoros soros szabályozó feszültségstabilizátorok működési elvéről és méretezési szempontjaival foglalkozik. Az első részben a szerzők a használatos áramköri megoldások működését és áramköri analízisét tárgyalják. Az elméleti analízisnél a minőségre jellemző két egyformán fontos paraméter, a kimenő ellenállás és a szabályozási jóság kifejezését tűzték ki célul. Az irodalomból eddig csak a kimenő ellenállás kifejezésének módja ismeretes. A szerzőknek sikerült a szabályozási jóság kifejezésének módját is megoldani és ezzel a tranzisztoros stabilizátorokra teljes értékű analízist fejlesztettek ki.

A második rész a két szabályozási paraméter műkapcsolásokkal való ideálissá tételét tárgyalja a hozzájuk tartozó analízissel együtt, amelyből a szerzők pontos méretezési formulákat vezetnek le.

A harmadik rész a különböző referencia feszültségforrások kritikai összehasonlítását és a tervezési és méretezési problémákat tárgyalja.

13. Referencia-feszültségforrások

A stabilizátor alkatelemei közt a referenciafeszültségforrással szemben kell a legnagyobb igényeket támasztanunk, ugyanis a kimenőfeszültség változása U_{ref} -el egyenesen arányos

$$(U_0 = nU_{ref})$$

A referenciafeszültségforrás kapocsfeszültségének mind rövid, mind hosszú idő alatt állandónak és minél függetlenebbnek kell lennie a

külső hőmérséklettől, az „elektromos előélettől”, valamint a rajta átfolyó áram nagyságától (másképpen differenciális ellenállásának kicsinek kell lennie).

A gyakorlatban számbavehető eszközöket az alábbiak szerint csoportosíthatjuk:

a) Primer telepek, ezek közül is a Leclanché típusú száraztelep és a higanyos „Mallory”-cella. Precíziós stabilizátoroknál a Weston normálem.

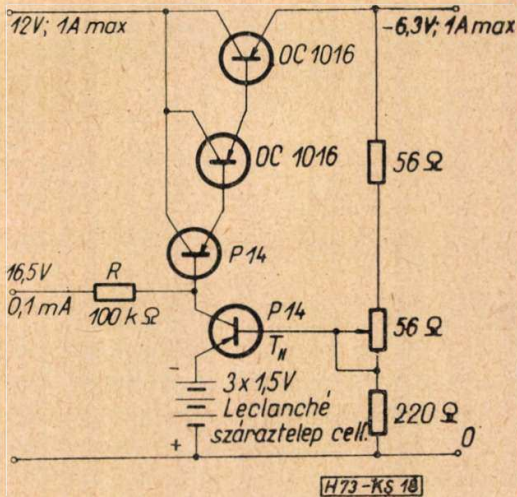
b) Akkumulátorok, ezek közül a hermetikusan zárt miniatűr nikkel-kadmium cella.

c) Zener-diódák

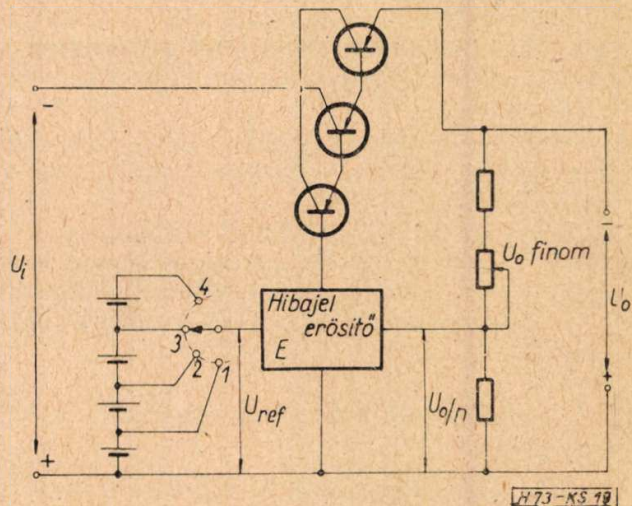
d) Parázsfnystabilizátor csövek.

14. Száraztelep, mint referenciaforrás

A száraztelepek 1,2 ... 1,4 V-os cellánkénti kapocsfeszültsége éppen a tranzisztoros stabilizátoroknál szükséges nagyságrendbe esik. Néhány cella sorbakapcsolásával kényelmesen megvalósíthatók fix feszültségű stabilizátorok (18. ábra). Változtatható kimenőfeszültségű típusoknál a teljes sávot kisebb tartományokra osztjuk a cellák számának átkapcsolásával. Egy tartományon belül a finom szabályozást



18. ábra. Fix feszültségű telep-referencia stabilizátor



19. ábra. Változó feszültségű telep-referencia stabilizátor

a kimeneti osztóban alkalmazott potencióméterrel valósíthatjuk meg (19. ábra).

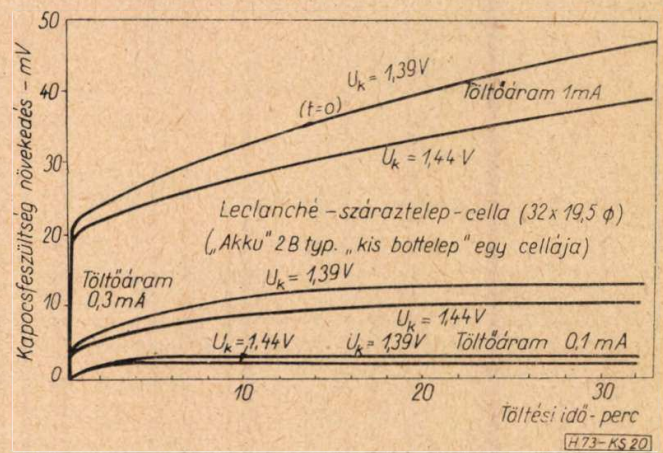
A fenti kapcsolásokban, ha a „klasszikus” hibajelerősítőt alkalmazzuk, a T_{II} tranzisztor emitterárama töltő irányban átfolyik a telepen. Ez a töltőáram a referenciafeszültség állandósága szempontjából kedvezőtlen. Ilyen eset tárgyalásával az irodalom nem foglalkozik, erre vonatkozóan magunk végeztünk el vizsgálatokat.

A töltőirányú áram hatására a telepcella kapacitása az időben először hirtelen, majd lassabban emelkedik. Ez a kapacitásemelkedés erősen függ a cella „elektromos előéletétől” — illetve kimerültségének fokától — és a töltőirányú áram nagyságától.

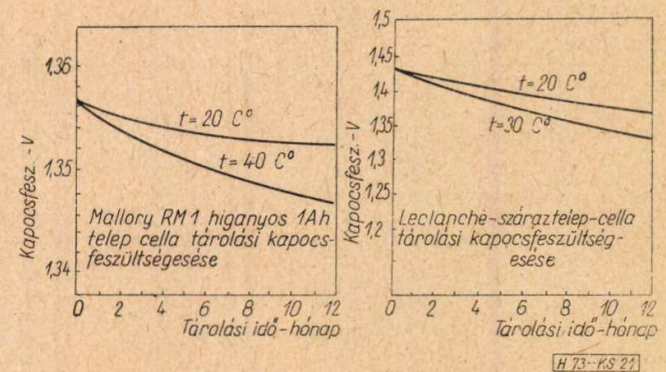
A 20. ábra mérési eredményeinket mutatja egy szabványos száraztelep-cellánál, különböző indulási feszültségek és töltőáramok esetén. Látható, hogy a hibajelerősítő tranzisztor emitteráramát (töltőáram) maximálisan 0,1 mA-re kell választani, ebben az esetben a kapacitásemelkedés cellánként 3 mV az első 5 percig és utána állandónak tekinthető. Ilyen kisáramú beállítás mellett a T_{II} hibajelerősítő-tranzisztor által elérhető feszültségerősítés kisebb, mint pl. 1 mA-es beállításnál és így a stabilizátor szabályozási paraméterei enyhén rosszabbak; mégis jobb az 0,1 mA körüli emitteráram beállítás, a kimenőfeszültség jó időbeli stabilitása miatt. Nagyobb kapacitású telep esetén nagyobb töltőáram engedhető meg. A vizsgált cella 1 Aórás.

Ilyen kis fajlagos töltőáramoknál átlagosan féléves használat mellett a kapacitásváltozás cellánként +30 mV alatt marad. A bekapcsolási periódus (5 perc) után a rövid időtartam stabilitás jobb, mint +1 mV/óra cellánként. Ha a fajlagos töltőáram lényegesen nagyobb, mint 100 $\mu\text{A}/\text{Aó}$ (pl.: 1 mA/Aó), úgy a cella feszültsége rohamosan nő, bekapcsolás után 24 óra alatt kb. +300 mV-ot. Ez együtt jár a cella-elektrolyt lebontásával.

Ha a hibajelerősítő „long tailed pair”, úgy a referenciatelepet csak kis, 1..10 μA nagyságú áram terheli fogyasztó irányban. Ez az áram a telep önkisülése mellett gyakorlatilag elhanyagolható. Az időbeli stabilitást tehát a telep önkisülése, a „raktározási élettartam” határozza meg (21. ábra). Egyenlő kapacitású telepeknél a Mallory-cella köbtartalma harmada a Leclanché-celláénak, míg belső ellenállása kb. a tizede!



20. ábra. Száraztelep kapacitásváltozás függése a töltőáramtól



21. ábra. Száraztelepek tárolási kapacitásváltozás

A Mallory-cellánál a kapocsfeszültséges szobahőmérsékleten 1 év alatt kb. 4,5 mV; míg a Leclanché-cellánál több, mint a tízszerese: 55 mV. Precíz stabilizátorokban a higanyos cella tehát jól megfelel.

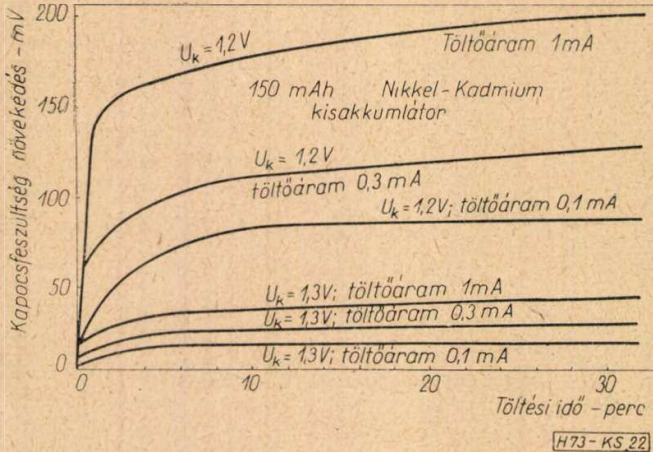
A hőfokfüggés mindkét száraztelep típusnál nagyon jó, a relatív változás jobb, mint $+0,35 \cdot 10^{-4}/C^{\circ}$.

Általános használatra készült stabilizátoroknál tehát a referenciatelep hőfüggését nem kell figyelembe venni. A Leclanché-elemet félévenként, a higanyos cellákat kétevenként kell cserélni.

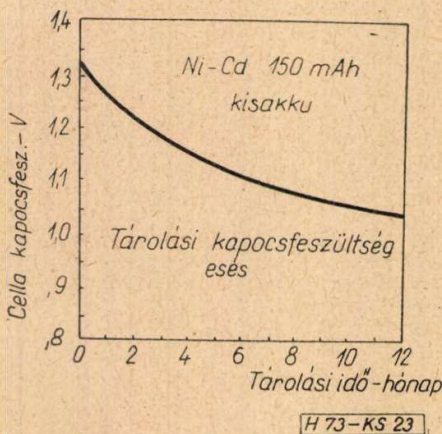
15. A nikkel-kadmium kisakkumulátor, mint referencia-forrás

Alkalmazása megegyezik a száraztelepekével, pl.: a 18., 19. ábra szerint a telepek helyett alkalmazhatjuk a hermetikusan zárt kisakkumulátor-cellákat.

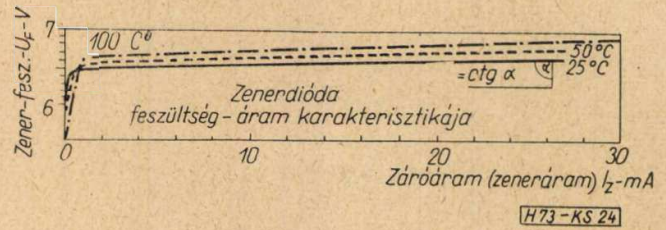
A Ni-Cd cellák kapocsfeszültségének függése a töltőirányú áramtól, az elektromos „előléttől” és a külső hőmérséklettől sokkal nagyobb, mint az előzőekben tárgyalt száraztelepeké, a tárolási kapocsfeszültségesésük is relatíve nagy. Egyetlen előnyük, hogy a készülékbe beforaszthatók — annak állandó alkatrészét képezhetik —, ha rajtuk állandó üzemben kis értékű töltőáram folyik keresztül. A viszonyokat egy



22. ábra. Ni-Cd kisakkumulátor kapocsfeszültség függése a töltőáramtól



23. ábra. Ni-Cd kisakkumulátor kapocsfeszültségesése



24. ábra. Zener-dióda U—I karakterisztikája

150 mAórás tárcsaalakú cellánál a 22. ábra mutatja be. A kb. azonos kapocsfeszültség és azonos körülmények mellett fellépő kapocsfeszültségváltozás mintegy ötszöröse a Leclanché-celláénak, nagy fajlagos töltőáramoknál ($> 1 \text{ mA/Aó}$). A kapocsfeszültség végértéke — az 1,2 V-os névleges értékhez képest — 1,55 V-ig megy fel, 50—70 üzemóra után. A cella ilyen esetben gyorsan tönkremegy, mert elektrolitja rohamosan elbomlik, a keletkező hidrogén a cellát „kipúposítja” és a cella elveszti amperóra-kapacitását. A készüléket sokáig használatlanul hagyva, a cellák kapocsfeszültsége rohamosan esik, egy hónap alatt 30—50 mV-ot. A hosszú idejű stabilitás igen rossz, 250—300 mV/év, szobahőmérsékleten (23. ábra). A hőmérsékleti tényező relatív értéke $4 \cdot 10^{-4}/C^{\circ}$, tehát a száraztelepekénél több, mint egy nagyságrenddel rosszabb. A differenciális (belső) ellenállás azonos Aó számra vonatkoztatva egy kevéssel jobb a Leclanché-celláénál.

A Ni-Cd kisakkumulátor így csak olcsó és nagy precizitást nem igénylő eszközökben kerülhet referencia-forrásként alkalmazásra. Egyéb akkumulátorok nem zárhatók le hermetikusan, vagy más hibái is vannak. A stabilitás szempontjából sokkal jobb ezüst-cink vagy ezüst-kadmium akkumulátor csak kevés feltöltési-kisülési ciklust visel el, míg az ólomakkumulátor töltésnélküli állásban tönkremegy.

16. A Zener-dióda, mint referencia feszültségforrás

A Zener-dióda a parázsfény-stabilizátorcső félvezető megfelelője. Tranzisztor-stabilizátoroknál e két eszköz használata a legcélszerűbb, mivel időszakos cseréjükre nincs szükség.

A szilícium-rétegdiódák záróirányban a letörési feszültségig gyakorlatilag zérus visszáramot mutatnak, majd az áram hirtelen több mA-es értékre növekszik, míg a feszültség nagymértékben állandó marad függetlenül az áramtól (24. ábra). Az 5—10 V letörési-(Zener) feszültségű Zener-diódák hőfokfüggése és differenciális ellenállása kicsi, így azok feszültség-referenciaként használhatók. A Zener-feszültség értéke is jól megfelel tranzisztor-stabilizátorokhoz. A parázsfénylámpáknál levő kellemetlen effektus: letörés a magasabb gyűjtőfeszültségről az égésfeszültségre, hiányzik. Az átmenet a Zener-tartományba meredek, de folyamatos.

A Zener-dióda differenciális ellenállása

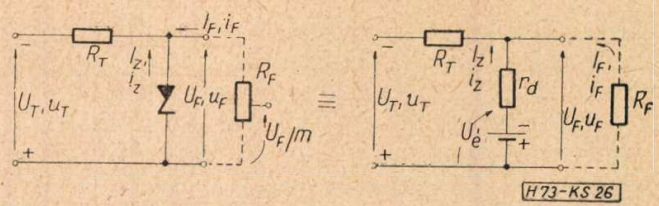
$$r = \frac{dU_F}{dI_Z}$$

kedvezően alacsony, 10 ohm körüli érték. A hőmérsékleti tényező rosszabb, mint a száraztelepeknél, de jobb, mint a Ni-Cd akkumulátoroknál. A hőmérsékleti együttható a Zener-feszültség függvénye, a 6,2 V körüli Zener-feszültségnél a zéruson megy át, efelett pozitív, alatta negatív, a 25. ábra szerint. Az ábrán az r_d differenciális ellenállás hőfoktényezője is fel van tüntetve. Céljainkra tehát a 6,2 V körüli Zener-feszültségű diódák a legalkalmasabbak, a zérus körüli hőmérsékleti tényező miatt. Nagyobb referencia-feszültség szüksége esetén a diódák sorba kapcsolhatók.

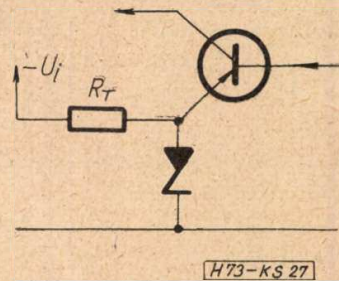
A Zener-dióda működéséhez szükséges feszültséget a stabilizált kimenőfeszültségből nyerhetjük (I. II. rész 12. ábra). Ez az eset fix kimenőfeszültségű stabilizátoroknál rendkívül előnyös. Változtatható feszültségű készülékeknél a táplálást egy külön U_T segéd-feszültség-forrásról egy R_T tápellenálláson keresztül nyerhetjük. Az U_T segéd-feszültséget általában ugyanannak a hálózati transzformátornak a szekunder-tekereséről egyenirányítjuk, mint az U_i stabilizátor tápfeszültséget. Így a bemenő (hálózati) feszültség megváltozásával, a Zener-dióda zérusnál nagyobb differenciális ellenállása miatt, megváltozik a referencia-feszültség, ha csekély mértékben is. Minél nagyobb az áramváltozás a diódán az U_T változásának hatására, annál nagyobb lesz U_T változása is és a készülék szabályozása romlik. Ezért a Zener-diódát „konstans áramú generátorról” kell táplálni, tehát R_T -nek minél nagyobboknak kell lennie r_d -hez



25. ábra. A Zener-feszültség és az r_d hőmérséklet-függése



26. ábra. Zener-dióda referenciaforrás és helyettesítő áramköre



27. ábra. Zener-diódás referencia kisigényű kapcsolásokhoz

képezt, ennek megfelelően az U_T tápfeszültségnek is nagyobboknak kell lennie. Ezt a kérdést a II. rész 8. fejezetében részletesen tárgyaltuk; az eset analóg a parázfénylámpás referencia-forrásával. A Zener-diódás referencia-forrás áramköre és helyettesítő kapcsolása (26. ábra) lényegében megegyezik a II. rész 9. ábrájával, ahol I_Z a Zener-áram és annak megváltozása i_Z , U_F a Zener-feszültség és megváltozása u_F , az U_e pedig a „belső”, az áramtól független Zener-feszültség. A II. rész 8. fejezet levezetései és végeredményei így a Zener-diódás esetre is érvényesek.

Precíz stabilizátorokhoz a hálózati táplálású Zener-diódás referencia-forrás feszültsége nem eléggé állandó, ezért a II. rész 10. ábrájával analóg módon, a Zener-diódás forrást két kaszkádban kapcsolt egységből hozhatjuk létre.

Olcsó, fix feszültségű stabilizátoroknál a Zener-dióda a „klasszikus” hibajelerosító emittere és a közös „hidegpont” közé van kapcsolva (27. ábra). A tranzisztor 100 μ A körüli emitterárama nem elég a dióda „letöréséhez”, ezért U_i -ről külön tápellenálláson keresztül működtetjük a diódát. A kapcsolás a csöves stabilizátoroknál szokásoshoz hasonló.

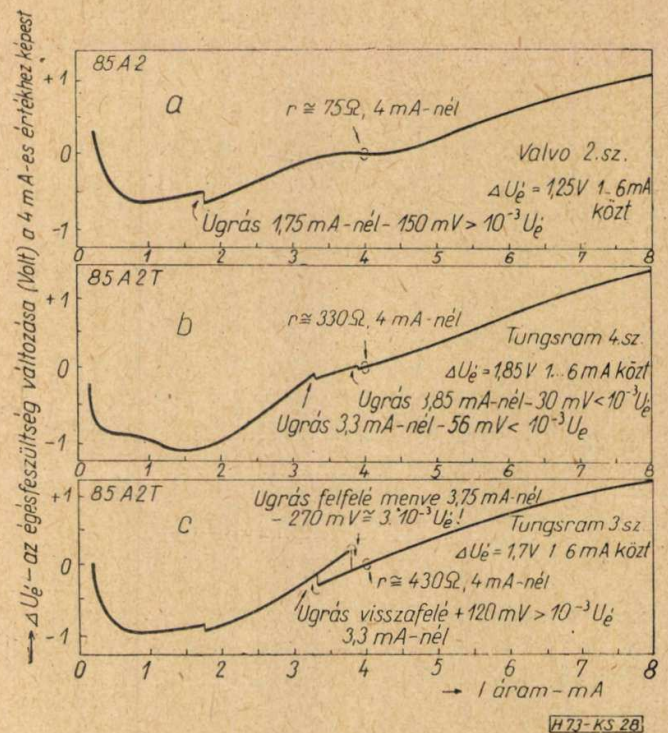
17 Parázfény-stabilizátorcső, mint referencia-feszültségforrás

Ez az eszköz precíz tranzisztoros stabilizátoroknál nem alárendeltebb, mint a csöves kapcsolásoknál. Használata fix feszültségű stabilizátorokban kényelmetlen, mivel a stabilizált égésfeszültség (U_F) az itt célszerű 5...10 V-os érték helyett 50...150 V. Ezért a csővel paralel referenciaosztót kell alkalmazni (I. II. rész 8. fejezet). Változtatható kimenőfeszültségű eszközöknél a parázfénycső alkalmazása célszerű.

Az áramgenerátor-táplálási elv értelmében a csőnek igen nagy, 300...400 V-os U_T tápfeszültség szükséges; ez tranzisztoros készülékben való alkalmazását nehezíti.

Vizsgálatainkat a kifejezetten feszültség-referencia célra készült Tungram 85A2T típusra szűkítjük le. A gyújtófeszültség 100–125 V, az égésfeszültség 85 V. A gyár által ajánlott szabályozási tartomány 1–8 mA. A rövid időtartamú stabilitás az adatlap szerint 10^{-3} relatív értékű, míg az 1 éves változásra 10^{-2} relatív értékű maximális változás van megengedve. Az utóbbinál a higanyos cella jobb, a Leclanché-cella rosszabb, a Zener-dióda kb. ugyanolyan. A valóságban a 85A2T változása évenként $3 \dots 4 \cdot 10^{-3}$, így a hosszúidejű stabilitás nagyon jó.

A parázfénycsövek feszültség-áramkarakterisztikájának „finom struktúrája” kis ugrásokat szokott tartalmazni (28. ábra). Ennek valószínű oka, hogy a parázfénykisülés (az áramot változtatva) bizonyos áramértékeknél átugrik a katód egy másik felületére (ahol a kisülés körülményei kedvezőbbek, a katód kisebb kilépési munkája és az emiatti kisebb katódosés miatt). Ezek az ugrások kellemetlenek akkor is, ha olyan kicsinyek, hogy a stabilizátor szabályozási jósága mindenütt a specifikált értéken belül marad, ugyanis inhomogénitásokat okoznak a működésben. Ha pl. a stabilizátor tápfeszültsége csökken, így csökken a referencia-cső árama is, és ha az éppen egy „ugráson” keresztül megy, a készülék kimenőfeszültsége is ugrásszerűen változik. Ha közepes hálózati



28. ábra. Parázfénystabilizátorcső „finomstruktúrája” U-I karakterisztikája

feszültségnél a referencia-cső árama épp egy „ugrás” közelében van, a hálózat kis ingadozása esetén is tetemes ugrást kapunk a kimenő-

Táblázatos összehasonlítás a fontosabb referencia-feszültségforrások között

	Szárzatelep		Ni-Cd kis akku 150 mAó	Zenerdióda	Parázfény stab. cső 85A2T ₂ tip.
	Leclanché 1 Aó	higanyos 1 Aó			
Rövid idejű stabilitás*	jó < $1,10^{-3}$ ***	jó < 10^{-3} ***	gyenge < $1,5 \cdot 10^{-3}$ ***	jó < 10^{-3}	jó < 10^{-3}
Hosszú idejű stabilitás (pro év)*	közepes $36 \cdot 10^{-3}$ (esés)	igen jó $3,3 \cdot 10^{-3}$ (esés)	nagyon rossz 0,2 és használá- laton kívül ***	—	jó < 10^{-2}
Hőfoktényező *	igen jó $3 \cdot 10^5 / C^\circ$	—	gyenge $-4,10^{-4} / C^\circ$	közepes $2 \cdot 10^{-4} / C^\circ$	igen jó $-3 \cdot 10^5 / C^\circ$
Egy elem kapocs- feszültsége	célszerű 1,445 V	célszerű 1,356 V	célszerű 1,18 ... 1,2 V	célszerű 6 ... 7 V	magas $85 \pm 2V$
Differenciális ellenállás elemenként	3–6 ohm	0,5–0,6 ohm	7–10 ohm	10 (<20) ohm	átlag 150 ohm
Diff. ell. áll. 1 V-ra vonatkoztatva	jó 2,1–4,2	kitűnő 0,37–0,44 ohm	közepes 6–8 ohm	jó 1,5 (<3) ohm	jó 1,77 ohm
Emlékezés elektromos előéletre	kevés	kevés	erős	nincs	nincs
Egy elem élettartama	½ év	1–2 év	3 év max.	∞	hosszú
U–I karakterisztika homogenitása	teljes	teljes	teljes	igen jó	nem homogén (ugrások 0,1%-ig)

* Kapocsfesz. változás relatív értéke, a kapocsfesz.-re vonatkoztatva.

** Ha a cellán átfolyó bármilyen irányú áram kisebb, mint 0,1 mA és a cella friss, vagy állandó üzemben töltéssel kondicionált és min 10 perces működés után.

*** Állandó üzemnél közepes, kb. 10^{-2} , ha a cellán 0,1 mA töltőirányú áram folyik át.

feszültségben. Ezek az „ugrások” általában kicsinyek (10^{-3} relatív értékűek), a „rövididejű” stabilitás értékét nem lépik túl. Szerencsére általában az „ugrások” 1,5... 2 mA áram körül lépnek fel, és csak kevés példánynál fordul elő, hogy az „ugrás” éppen az optimális 4–6 mA-es működési tartományban van. Ebből a szempontból a 85A2T-et válogatni kell. A 4–6 mA-es I_Z tartományban (l. 28. ábrát) a karakterisztikának egy „platóját” találjuk, ahol az r_d differenciális ellenállás a legkisebb.

A példányok egy részénél ez a plató hiányzik és az r_d értéke 300 ohmig is felmehet (4 mA-nál), míg a „platós” csöveknél $r_d = 75 \dots 100$ ohm. E célból előnyös a csöveket a finom struktúra felvételével válogatni.

Hőmérsékleti tényező szempontjából a 85A2T nagyon jó, eléri a száraztelepek minőségét. Az adatlap szerint a hőfüggés negatív és max. $-2,7 \text{ mV/C}^\circ$; ez megfelel $-3,2 \cdot 10^{-5}/\text{C}^\circ$ relatív T_k -nak. A valóságban, méréseink szerint ez kissé alacsonyabb, $-2,8 \dots 3,10^{-5}/\text{C}^\circ$. Ebből a szempontból a parázsfénycső jobb, mint a Zener dióda.

18. A soros áteresztő tranzisztor disszipációs problémái és a szükséges bemenőfeszültség megválasztása

Az emitterkövető lánc legfelső tranzisztorán folyik keresztül gyakorlatilag a teljes terhelő áram, tehát ez van maximális disszipációra igénybevéve.

A teljesítmény tranzisztorra eső U_{ce1} feszültség:

$$U_{ce1} = U_i - U_0 \quad (88)$$

és a rajta fellépő disszipáció akkor lesz a legnagyobb, ha a tápfeszültség és a terhelőáram is maximális. Ha a tápfeszültség legnagyobb értéke az U_i normális értéknél 15%-kal magasabb, úgy a maximális disszipáció

$$N_{dI_{max}} = (1,15 U_i - U_0) \cdot I_{0max} \quad (89)$$

Ez az érték nem lépheti túl a katalógusban megadott maximális disszipációt a készüléknél megengedett legnagyobb külső hőmérsékleten (pl. 45 C°) és a megfelelő hűtés alkalmazásánál.

Fix feszültségű stabilizátoroknál így a (89) alapján méretezhető a szükséges bemenőfeszültség.

Ezután a tranzisztor ellenőrizendő a maximális kollektorfeszültségre. Ennek értéke:

$$U_{ce1max} = 1,15 U_i - U_0 | I_0 = 0 \quad (88a)$$

amely nem haladhatja meg a katalógusban megadott maximális értéket.

Ha a tápforrás kapacitív bemenetű szűrőt tartalmaz, úgy különösen veszélyes a helyzet, ha U_i maximális értékű és a terhelőáram zérus. Ilyenkor a tápforrás a transzformátor szekunderfeszültségének közel csúcsértékét adja. Jobb megoldás az induktív bemenetű szűrőlánc, a szükséges maximális előterheléssel, melyet a

stabilizátor kimenetén különben is szükséges előterhelés ad, pl. megfelelően méretezett kimenő osztó. A tápfeszültségforrás belső ellenállásának minél kisebbnek kell lennie. Célszerű,

ha ez $r_B \approx \frac{1}{g_{be1}}$ körüli érték.

Ez pl. egy 1 A-es stabilizátornál, ahol $g_{be1} = 4$ Siemens (0,25 ohm érték). Ilyen kis belsőellenállást csak félvezető rétegdióda egyenirányítókkal és nagyméretű szűrőfójtóval lehet elérni.

Az r_B ellenállás figyelembevételével a (89) kifejezés módosul:

$$N_{dI_{max}} = (1,15 U_{eff} - U_0) I_{0max} - r_B I_{0max}^2 \quad (90)$$

U_{eff} a transzformátor szekunder feszültsége.

A fenti kifejezésnél feltételeztük, hogy akár kapacitív, akár induktív a tápforrás szűrőjének bemenete, az I_{0max} -nál $U_i \approx U_{eff}$.

Kapacitív bemenetű szűrőnél a maximális U_{ce1} feszültség

$$U_{ce1max} = 1,6 U_{eff} - U_0 \quad (91)$$

míg induktív bemenetű szűrőnél a (88a) kifejezés érvényes.

A másik probléma, hogy az U_i milyen mértékű eséséig működik a stabilizátor. Könnyen belátható, hogy addig amíg az U_{ce1} feszültség az U_{cek} könyökfeszültségig nem csökken, U_{cek} egy tranzisztor esetében kb. 0,3 V.

A 29. ábrán látható, hogy az U_{ce1} minimális értéke az U_{cek1} könyökfeszültségnél nagyobb, mivel a T_2 és T_3 tranzisztoroknak is kell az U_{be2} és U_{be3} „nyitó” bázisfeszültség. Ennek értéke tranzisztoronként legfeljebb 0,2–0,3 V, az emitterhez képest.

Az U_{ce1} minimális értéke:

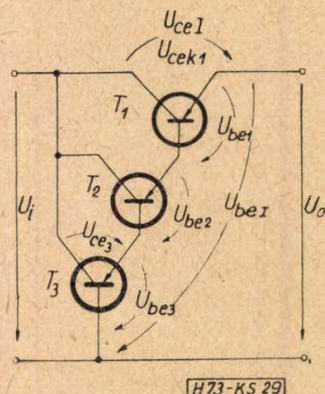
$$U_{ce1min} = U_{cek3} + U_{be2} + U_{be1} = U_{cek3} + U_{be1} - U_{be3} \quad (92)$$

Számszerűen: $U_{cek3} \approx 0,3 \text{ V}$ és $U_{be1} = U_{be2} \approx 0,2 \text{ V}$, melyből

$$U_{ce1min} = 0,7 \dots 0,8 \text{ V.}$$

A tápforrás minimális feszültsége

$$U_{imin} = U_0 + U_{cek3} + U_{be1} + U_{be2} \quad (93)$$



29. ábra. Az emitterkövetőlánc „könyökfeszültsége”

Ha a tápfeszültségforrás belső ellenállása számottevő, úgy nagy terhelőáramoknál a tápfeszültségforrás belsőellenállásán eső feszültsémiatt a szabályozási tartomány leszűkül. Szokásos követelmény, hogy a hálózati feszültség 20%-os esésénél a stabilizátor még „ne essen ki” a szabályozásból. Az U_{eff} normális értékének 0,8-szorosával (-20%) számolva, az egyenirányító belsőellenállásának figyelembevételével:

$$0,8 U_{eff} = U_0 + U_{cek3} + U_{be1} + U_{be2} + r_B I_{0max} \quad (94)$$

A méretezésnél először kiválasztjuk a tranzisztortípust a szükséges I_{0max} értékhez és az U_0 feszültség ismeretében méretezzük az U_r -t, ill. az U_{eff} transzformátor feszültségét a (90) alapján, ahol a tápforrás belsőellenállását az

$\frac{1}{g_{be1}}$ körüli értékre felvesszük. Ezután megállapítjuk az emitterkomplexumon fellépő $U_{ceI_{max}}$ -ot a (88a), ill. (91) szerint. Ha ez nagyobb-nak adódik, mint az emitterkövető lánc bármelyikénél megengedett U_{cemax} feszültség, úgy más tranzisztortípust kell alkalmazni nagyobb kollektor csúcsfeszültségbirással. Ezek után a (94) képlet szerint ellenőrizzük, hogy a minimális hálózati feszültségnél és max. terhelőáramnál nem esik-e ki a stabilizátor a szabályozásból. Ha ez bekövetkezik, úgy vagy I_{0max} megengedhető értékét kell lejjebb meghatároz-nunk, vagy a tápegyenirányító r_B értékét kell kisebbre venni. Esetleg az U_{eff} értékét magasabbra vesszük egy nagyobb disszipációs képes-ségű T_1 tranzisztor választásával. Végso eset-ben azt is megtehetjük, hogy a T_1 tran-zisztor helyett kettőt (vagy többet) kötünk parallel. Ilyen esetben ajánlatos a kollektor-ágakba és a báziságakba is elválasztó ellenállást tenni, nehogy a teljes terhelést egyetlen tranzisztor vegye át. A parallel kapcsolt tran-zisztorok egyformák legyenek, ami csak gondos válogatással érhető el.

Ha a fentiek szerint minden rendben van, r_B ismeretében méretezzük a tápegyenirányítót.

19. A szükséges bemenőfeszültség megválasztása változtatható kimenőfeszültségű stabilizátoroknál

Itt nem alkalmazhatjuk azt a módszert, mint az elektronsöves stabilizátoroknál. Ott egyszerűen fix feszültséget adunk a tápegyenirányítóról oly módon, hogy annak feszültségét a legkisebb hálózati feszültségnél vizsgálva, úgy választjuk meg, hogy az elég legyen a legnagyobb kimenő feszültségnél is. A soros áteresztőcsövön létrejövő minimálisan megengedett anódfeszültségesés és a legnagyobb kimenőfeszültség összege legyen egyenlő a tápegyenirányító legkisebb hálózati feszültségnél és legnagyobb terhelőáramnál kiadott feszültségével. Ugyanakkor disszipációra meg kell vizsgálni a soros csöveket a minimális kimenőfeszültség, maximális hálózati feszültség és ter-

helőáram esetében. Ilyen módon az áteresztőcső disszipációja csak a legkisebb kimenőfeszültségnél van kihasználva.

Tranzisztornál ezt az egyszerű módszert nem követhetjük, mivel a szokásos teljesítménytranzisztorok megengedett disszipációja 10—25 W közelében van és a tranzisztorok parallel kapcsolását lehetőleg el kell kerülni, tekintettel a kiegyenlítő kollektorellenállásokra, melyek a tápforrás r_B -jét növelik, és így a stabilizátor minőségét rontják. A jelenleg gyártott tranzisztorok nem bírják el nagy csúcsfeszültséget (germánium teljesítmény tranzisztorok max. 20—60 V-ot).

A kínálkozó módszer tehát az, hogy a kimenőfeszültség szabályozásával együtt az U_{eff} feszültséget is változtassuk a (90) kifejezés értelmében.

Az U_{eff} változtatására két utat követhetünk. Mindkét módszer szerint az első lépés a legkritikusabb helyen: az U_{0max} -nál megállapítani a (90) kifejezés szerint a megengedhető $N_{dI_{max}}$ -hoz tartozó U_{eff} értékét.

Pl. a kívánalom 0 és 30 V között szabályozható stabilizátor, $I_{0max} = 1$ A; az áteresztő tranzisztor OC1016. Az $r_B = 1$ ohm érték mellett $U_{eff} = 40,4$ V-ot kapunk a (90) kritériumot kielégítve.

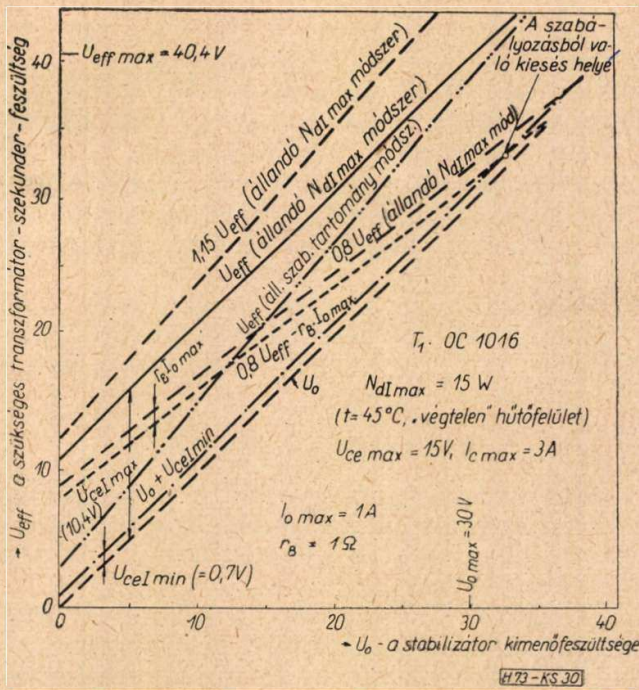
Az egyik lehetőség abban áll, hogy a kisebb kimenőfeszültségek felé a soros T_1 tranzisztorra eső disszipált teljesítményt állandónak vesszük oly módon, hogy a mindenkori U_0 értékhez hozzáadjuk az $U_{ceI_{max}}$ értékét, amelyet a legszigorúbb feltételek mellett U_{0max} -nál számoltunk ki. Ebben az esetben a kisebb kimenőfeszültségeknél a szabályozási tartomány kiszélesedik, a stabilizátor határfoka (U_0/U_{eff}) legkedvezőbb a legnagyobb kimenőfeszültségnél és kisebb U_0 -ak felé menve romlik.

A másik lehetőség szerint az U_{eff} értékét úgy változtatjuk meg, hogy a stabilizátor 20% bemenőfeszültségesésnél essen ki az összes U_0 értéknél a szabályozásból. Így U_0 -val lefelé menve, a T_1 tranzisztor disszipációja állandóan csökken, és a határfok nem romlik olyan mértékben, mint az első esetben, sőt a -20% -os hálózati feszültség esetében a határfok mindig közel 100%, U_0 -tól függetlenül.

Az eljárást világosabbá teszi a 30. ábrán bemutatott grafikus módszer.

Az ordinátán az U_{eff} transzformátorfeszültség (U bemenőfeszültség), az abszcisszán az U_0 van felmérve. Egyenlő léptékek esetén az origóból húzott 45° -os egyenes U_0 -át reprezentálja, míg arra $U_{ceI_{min}}$ (kb 0,7—0,8 V) értéket párhuzamosan rámérve, megkapjuk a szabályozásból való kiesés határát.

Az első módszernél az U_{0max} -nál (90) kifejezéssel kiszámított U_{eff} értéket berajzoljuk. Esetünkben $N_{dmax} = 15$ W ($+45^\circ$ -ig „végtelen” hűtőfelületen). Az OC1016 típusnál, $U_{cemax} = 15$ V és $I_{cmax} = 3$ A a megengedett. Megvizs-



30. ábra. A szükséges transzformátorfeszültség grafikus meghatározásának módszerei

gáljuk, hogy a stabilizátor nem esik-e ki a szabályozásból a használati tartományban. Az első módszert követve, $U_0 = 0$ értéknél $U_{eff} = 10,4$ V és $U_0 = 30$ V-nál $U_{eff} = 40,4$ V, a két pont közötti 45°-os egyenest berajzolva fogja reprezentálni (az első módszer szerint) az U_0 -hoz tartozó U_{eff} értékek sorát. Ha mármost az így kapott U_{eff} értékeknek képezzük az 1,15-szörösét, ill. 0,8-szörösét (+15 és -20%), úgy azokat berajzolva, a szükséges szabályozás tartományát kapjuk (a két vonal közé zárt terület). A tápegyenirányító feszültségese a $0,8 U_{eff}$ vonal alatt fut párhuzamosan az $r_B I_{0max}$ feszültség értékkel.

A stabilizátor szabályozási tartománya addig tart, amíg a $0,8 U_{eff} - r_B I_{0max}$ vonal nem metszi az $U_0 + U_{ceImin}$ vonalát. A metszési pontnak a szükséges U_{0max} felett kell lennie.

A másik módszer szerint, grafikus szerkesztéssel, két pontban felmérjük az U_{eff} eddigi egyenese és a $0,8 U_{eff} - r_B I_{0max}$ egyenes közötti különbséget. A különbségeket (felfelé) felmérjük az $U_0 + U_{ceImin}$ egyenesre, és az így kapott két pontot összekötve kapjuk az ábrán két pont-vonallal kihúzott új U_{eff} egyenest. Ezt a módszert az állandó szabályozási tartomány módszerének, az előbbit az állandó disszipáció módszerének nevezhetjük el.

Az U_{eff} szimultán szabályozása U_0 -val könnyen megvalósítható egy fix transzformátortekercs és egy toroid transzformátorkombinációjával. Legyen pl. állandó disszipáció módszerénél az összefüggés:

$$U_{eff\ tr.} = U_{ceI}^* + U_0 \quad (95)$$

a (90)-ből U_{eff} -et kifejezve és (95)-tel összevetve kifejezhető az U_{ceI}^*

$$U_{ceI}^* = (N_{dI_{max}} + U_{0max} I_{0max} + r_B I_{0max}^2) \cdot \frac{0,87}{I_{0max}} - U_{0max} \quad (96)$$

A drága toroid transzformátor alkalmazása helyett úgy is eljárhatunk, hogy az U_{eff} feszültséget egy (a (95) alapján) sok megcsapolással rendelkező szekunderről vesszük, és azt egy sok állású fokozatkapcsolóval a referencia-osztó átkapcsolásával együtt változtatjuk. A referencia-osztó is több kis fix ellenállásból áll, és a fokozatos kapcsoláson kívül még folyamatos szabályozóval is rendelkezhet.

20. A maradékáram hatása az emitterkövető láncnál: hűlési kérdések és az előterhelés szükségessége

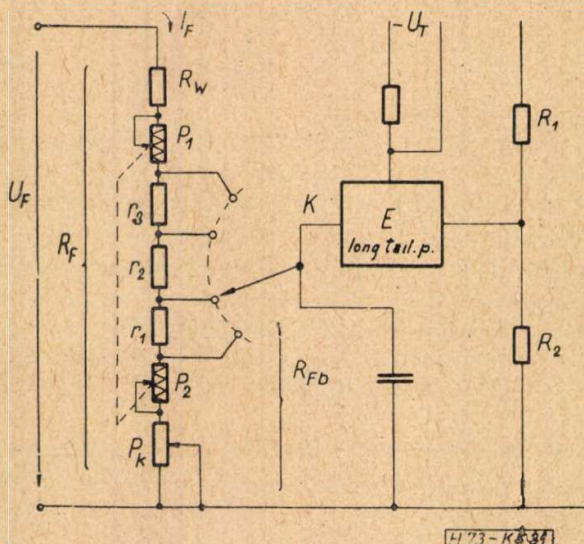
Hőfokstabilitás szempontjából legkényesebb a hibajelerősítő, ugyanis a visszacsatoló erősítő hurokban ezután következik a teljes erősítés. Ezért precíziós stabilizátorokban a „klasszikus” hibajelerősítőt (I. rész 6. ábra) nem alkalmazhatjuk I'_{c0} maradékáramának hőfokfüggése miatt. A „long tailed pair” (I. rész 7. fejezet) hibajelerősítő a kérdést tökéletesen megoldja, így figyelmünket az emitterkövető lánc alsó tranzisztorára kell koncentrálni. Az I. rész (17)-es kifejezése szerint az emitterkövető lánc teljes maradékárama

$$I'_{c0I} = \frac{I'_{c01}}{\beta_2 \beta_3} + \frac{I'_{c02}}{\beta_3} + I'_{c03}$$

Látható, hogy a felső „áteresztő” tranzisztor I'_{c01} értéke $\beta_2 \beta_3 \approx 1000$ -el van osztva, így az a gyakorlatban elhanyagolható. A középső tranzisztor maradékárama csak β_3 -mal van osztva, ezért ez már számításba veendő. A legalsó tranzisztor maradékárama teljes egészében számít és a rendszer erre a tranzisztorra a legkényesebb.

A maradékáram a hőfokkal exponenciálisan nő, ezért a lánc alsó (T_3) tranzisztoránál kis maradékáramra válogatott példányt kell alkalmazni.

A felső (T_1) és a középső (T_2) tranzisztor általában teljesítménytranzisztor. Ezeket a nagyobb terhelhetőség végett hűtőfelülettel látják el és mivel kollektorpontjuk azonos, azok (elektromos szempontból) egy hűtőlemeze szerelhetők. Az emitterkövető lánc maradékáramára vonatkozó kifejezésből, mivel a maradékáram a hőfok exponenciális függvénye, világos, hogy a lánc tranzisztorai között hővezetésnek nem szabad lennie. Nagy terhelőáramnál a T_1 tranzisztor a vele közös hűtőfelületen levő T_2 tranzisztor felmelegíti és így annak I'_{c0} árama erősen megnő. A kimenőfeszültség csak kis mértékben változik meg, de ha a terhelést megszüntetjük, a kimenőfeszültség voltokat nőhet és a finom szabályozóval egy ideig nem szabályozható. Ez a jelenség a tranzisztorok hűtésével fokozatosan megszűnik. Lehűlés után visszaáll az



31. ábra. A referencia osztólánc kialakítása

eredeti U_0 érték. Ezen a hibán a tranzisztorok közötti hővezetés megszüntetésével és megfelelő nagyságú előterheléssel segíthetünk. Az előterhelés nagyságára jó gyakorlati érték az I_{0max} 7–10%-a.

21 A referencia osztólánc

Referencia osztóláncre akkor van szükség, ha referencia feszültségforrásként nagyobb feszültségű telepet, vagy stabilizátorcsövet alkalmazunk és a stabilizátornak a kimenőfeszültség átfogás tartománya nagy. Az előzőekben elmondottak miatt a nagy kimenőfeszültség tartományt csak több sávval tudjuk elérni. Mivel a kimenőfeszültséggel a referenciafeszültség ($U_0 = n U_{ref}$) kapcsolatban van, úgy referencia

osztóláncot kell kiképezni a 31. ábra szerint. Az osztóláncnál lényeges szempont, hogy az R_{Fb} kicsi legyen (ez ugyanis csökkenti a hibajelerősítő erősítését). Ennek viszont határt szab az osztó megengedhető keresztárama.

A referencia feszültség durva szabályozása a K kapcsoló állításával, a finom szabályozás pedig a P_1 és P_2 potencióméterek segítségével történik.

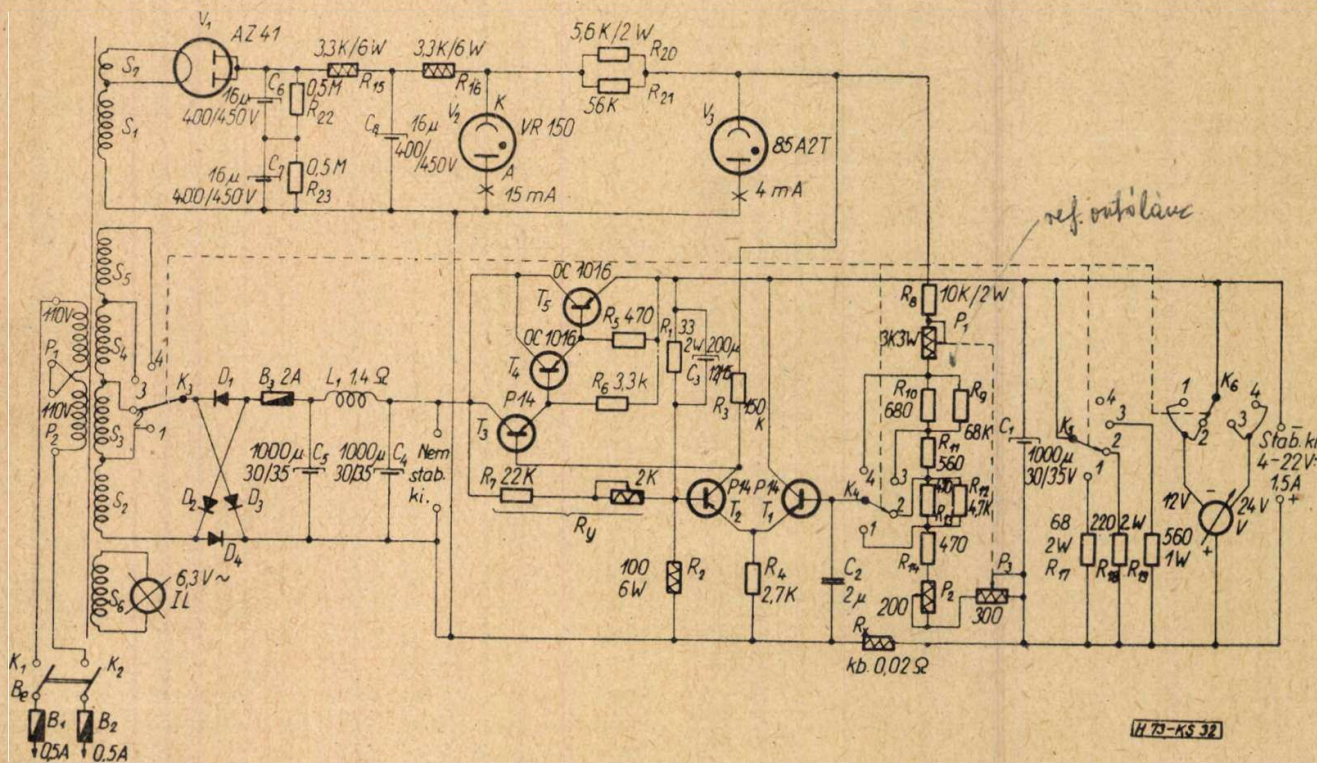
A P_k potencióméter arra szolgál, hogy vele a legkisebb U_0 kimenőfeszültséget beállítsuk, amelynél még a hibajelerősítő tranzisztorai nem „ülnek le”.

22. Egy készülék teljes kapcsolása

Eddig részleteiben tárgyaltuk a tranzisztoros stabilizátorok alapelveit, méretezési kérdéseit, most foglalkozunk egy komplett kapcsolással (32. ábra).

A készülék hibajelerősítőjét két db P14-es tranzisztor képezi „long-tailed pair” kapcsolásban. Tekintve, hogy a tervezett minimális kimenőfeszültség 4 V, így a „long-tailed pair” R_4 -gyel jelzett emitter ellenállását zérus potenciálra köthettük, mert a min. 4 V kimenőfeszültségnél még nem fenyeget az a veszély, hogy a „long-tailed pair” tranzisztorai „leülnek”. A T_1 -gyel jelzett — referencia forrás felőli — tranzisztor kollektor feszültségét a stabilizált kimenetről kapja, míg a T_2 -es egy nagy ($R_3 = 150$ kohm-os) munkaellenálláson keresztül, a V_3 referenciacső katódjáról.

Az emitterkövető lánc szintén a szokásos; a soros teljesítmény-tranzisztor és a meghajtott tranzisztor OC1016, és a lánc alsó tranzisztor Tunggram P14 típusú. A két OC1016 tranzisz-



32. ábra. Tranzisztoros stabilizált feszültségforrás. A k_3 - k_6 kapcsoló állásai: 1 = 4–7 V; 2 = 7–12 V; 3 = 12–16 V; 4 = 16–22 V. Az R_x , R_y kísérletileg állítandó be, a specifikáció szerint. A P_2 -vel az 1. sáv alsó határát állítjuk be.

4-22V

tor — a kisebb helyszükséglet miatt — közös hűtőlapon nyert elhelyezést. Hogy a nagyobb disszipációjú tranzisztor felől a kisebb felé hővezetés ne legyen, a hűtőlapot elvágtuk úgy, hogy az még szilárdsági szempontból éppen megfelel, de a két tranzisztor között a hővezetés már nem számottevő.

A referencia feszültséget kaszkád parázzsfénylímpás „előstabilizált” referenciaforrásból nyerjük. Ilyen módon a referenciafeszültség gyakorlatilag független a hálózati feszültségtől, és közel az elvi, igen magas szabályozási jóság valósítható meg a készülékkel. A V_3 stabilizátorcső feszültsége 85 V, így osztólánc alkalmazása vált szükségessé.

A kimenőosztó osztásviszonya $n = 1,33$ és keresztárama a 4. (legmagasabb) feszültség-sávban megfelelő előterhelést biztosít. Az alacsonyabb feszültségű sávokban a sávátkapcsoló segítségével pót-előterheléseket iktatunk be, amelyek nagyjából a kívánt konstans áram előterhelést biztosítják az egyes sávokban.

A kapcsolásban alkalmaztuk az áramvisszatartó elvét — a kimenőellenállás zérussá tevésére —, valamint a szabályozási jóságot végtelenné tevő eljárást.

A készülék specifikációja.

Sávhatárok: I. 4 — 7,45 V

II. 7,3—11,8 V

III. 11,6—11,7 V

IV. 16,1—22 V

Kimenőellenállás:

A hálózati feszültség névértékénél, sávközépen (13 V), közepes terhelés (0,8 A) mellett zérus. A hálózati feszültség +15%—20%-os ingadozásnál 1,5 A terhelésig a teljes kimenőfeszültség tartományban nem haladja meg a 10 mohm-ot.

Szabályozási jóság:

A hálózati feszültség névértékénél, sávközépen közepes terhelés mellett végtelen. A hálózati feszültség +15%—20%-os ingadozásnál 1,5 A terhelésig seholsem csökken ± 1000 alá.

Maximális terhelőáram:

Szobahőmérsékleten 2 A.

Zúgófeszültség: 150 μ V alatt.

Hőmérsékleti határok: -25 C° és 45 C° között.

A leírt készülék sorozatgyártását megkezdte a Távközlési Mérőkészülékeket Készítő és Javító KTSZ (XVIII., Marx u. 12.).

(A tranzisztoros feszültségstabilizátorok kérdéseivel a szerzők részletesebben foglalkoznak a Tungstram Technische Mitteilungen-ben megjelent cikksorozatukban.)

Az irodalomjegyzéket lásd a cikknek a f. évi 3. számában megjelent 1. részénél.

ULTRAVÁKUUM*

Z. NAGY LAJOS

MTA Műszaki Fizikai Kutató Intézet

A cikk összefoglalja az ultravákuum szakirodalmát a Magyar Tudományos Akadémia Műszaki Fizikai Kutató Intézetében folytatott ultravákuum-kutatással kapcsolatban. Vázlatosan ismerteti az ultravákuum előállításának és mérésének az irodalomban eddig közölt módszereit, az ultravákuum-kutatás jelentőségét és előrehaladását, az ionizációs mérőket és az iongetter szivattyúkat.

Az ultravákuummal kapcsolatos kutatások a második világháború után és főleg az utóbbi években indultak nagyobb fejlődésnek. Ezt mutatta az 1958-ban, Namurban megtartott első Nemzetközi Vákuumtechnikai Kongresszus is.

Az ultravákuum — amelyen általában 10^{-7} Hgmm-nél kisebb nyomást értenek — alkalmazása szükségessé vált a szilárd testek felületének fizikai vizsgálatánál, ezen belül a tranzisztoroknál alkalmazott félvezetők (Ge, Si) felületi tulajdonságainak megismerésénél és a speciális vákuumcsövek szerkesztésénél. Az atomfizika területén elemi részecskegyorsítóban alkalmazzák.

Az ultravákuumban lehetőség nyílik atomisztikusan tiszta felületek vizsgálatára (kilépési munka, szekunderemisszió, szorpciós jelenségek stb.), mivel a vákuumtérben levő gázmolekulák szabad úthossza lényegesen megnövekedik. Bekker és Hartman mérései szerint 10^{-10} Hgmm-es

vákuumban néhány óra kell ahhoz, hogy wolfram-felületen monoréteg képződjék, míg 10^{-6} Hgmm-es vákuumban ehhez egy sec elegendő. Tiszta gázok, „szennyezések”, megadott mértékű adagolása is lehetővé válik ultravákuumban.

A nagyvákuumot (10^{-4} — 10^{-7} Hgmm) konvencionálisan, olaj- vagy higanydiffúziós szivattyúkkal és közönséges kifagyasztó csapdák alkalmazásával állítják elő [1, 2]. Az utóbbiakat a használt gőzöknek a szivattyúktól az evakuálandó térbe jutásának a megakadályozására alkalmazzák. Az így elérhető végvákuum (10^{-6} — 10^{-7} Hgmm) még jól mérhető a használatos Dushman-féle ionizációs manométerrel, míg a 10^{-8} Hgmm-es tartományban, a mérőfej fedőhatású fotoárama miatt, nem lehet további nyomáscsökkenést indikálni. Az ionizációs manométereket abszolút manométerhez, pl. McLeodmanométerhez hitelesítik a 10^{-4} — 10^{-5} Hgmm-es nyomástartományban. A nagyvákuum előállításánál a lezárt rendszerben gettereket is alkalmaznak (Ba, Zr, Ta stb.) a maradék gázok lekötésére. A gettereket a vákuumcső belső falára vákuumban párologtatják el.

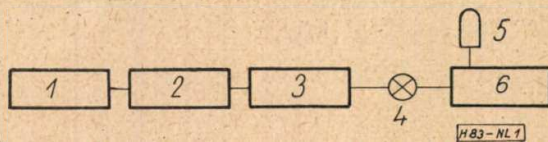
Az ultravákuum előállítása és mérése

Az ultravákuum előállításának egyik módját Alpert közölte 1953-ban [3]. Kétfokozatú olajdiffúziós szivattyúval 10^{-8} Hgmm-es nyomást állítottak elő, kifagyasztó alkalmazásával. A

*A Híradástechnikai Tudományos Egyesület 1959. november 24-i klubestjén tartott előadás.

szivattyúzás alatt az üvegburát 400 C° feletti hőmérsékleten kályhálták, a fémalkatrészeket pedig hevítették. Ezután az evakuálandó rendszert ultravákuum szeleppel elzárták a kifagyasztóktól, és Bayard—Alpert-féle ionizációs mérővel szivattyúzták tovább. Ez a mérő ugyanis úgy működik, hogy a szálból kilépő elektronok a maradék gáztomokat ionizálják. Mint később ki fogjuk mutatni, a keletkezett ionok nagy része a cső falán adszorbeálódik és ezáltal a gázteréből eltűnik. Így tehát a mérő működése közben a vákuum jelentősen javul.

A használt vákuumrendszer térfogata néhány liter volt. Így néhány óra alatt elérték a 10⁻¹⁰ Hgmm-es ultravákuumot. Kedvező esetben a 10⁻¹⁰ Hgmm-es nyomás alá is eljutottak. Omegatron tömegspektrométerrel kimutatták, hogy a hélium beáramlik az üvegburán keresztül az atmoszférából a vákuumrendszerbe és a végvákuum ott áll be, ahol a szívás és a beáramlás egyensúlyba jut egymással, ha ezek mellett a belső gázfejlődés elhanyagolható [4].



1. ábra. Az ultravákuum előállításának tömbvázlata. 1—elővákuum szivattyú; 2—olajdiffúziós szivattyú; 3—speciális kifagyasztó; 4—ultravákuumszelep; 5—Bayard—Alpert-féle ionizációs mérő; 6—vákuumrendszer

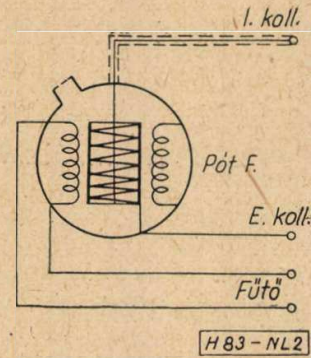
Az Alpert-féle ultravákuumszelep [5] tiszta rézből készül. Főbb részei: csésze, orr, membrán, differenciál-csavar. A zárás lényegében a két fémrésznek szoros összenyomásával jön létre. Az ilyen felépítésű ultravákuumszelep vezetése zárt állapotban 10⁻¹¹ l/sec; ezzel 10⁻¹⁰ Hgmm-es nyomás is tartósan fenntartható. A szelep kifűthető az üvegbura kályházása során.

A Bayard—Alpert-féle ionizációs manométer nagyvákuum és ultravákuum mérésére alkalmas. Általában a 10⁻⁴-től 10⁻¹⁰ Hgmm-es nyomástartományban használják mérésre. A fotoárama kb. három nagyságrenddel kisebb, mint a Dushman-féle ionizációs manométeré, mivel ionkollektornak henger helyett szálát alkalmaznak, invertált elrendezésben. Érzékenysége (E) 10—20 Hgmm⁻¹ az

$$E = \frac{I_p}{I_e \cdot p}$$

definíció alapján, nitrogéngázban. Ez megadja az egységnyi elektronáramhoz és nyomáshoz tartozó ionáram értékét. Az elektronáram értékét 0,1—10 mA között választják meg. Az előbbi speciális méréseknél, az utóbbi a szokásosan használt érték.

Az ionizációs manométer működtetéséhez egyenáramú erősítő szükséges, melynek áramerősítése 10⁴—10⁶ nagyságrendű; így az ion-



2. ábra. Bayard—Alpert-féle ionizációs manométer

áramot jelző műszeren 10⁻¹² A ionáramot is indikálni lehet. Ezt a manométert is abszolút manométerhez hitelesítik.

Az ionizációs manométerek érzékenységének a gázösszetételtől való függését Dushman és Wagener vizsgálta [2], és nitrogénre (levegőre) vonatkoztatva a relatív érzékenységeket nitrogén ekvivalensekben adta meg.

A Bayard—Alpert-féle ionizációs manométerben az elektronáram a gyorsító feszültségtől nyert energia segítségével ionizálja a gázmolekulákat, főleg a rácshenger belsejében, a rácsmenetek között és csekély mértékben a rácsmenetekhez közeli, rácsonkívüli térségben. Nottingham szerint [6] az elektronok jelentős része, mielőtt a rácshengerbe ütközik, oszcillál a menetek környezetében. A keletkezett pozitív gázionok egy része a negatív ionkollektor szálra, nagyobbik része az üvegbura falára repül, és ott a felületen adszorbeálódik, feltehetően a fűtőszálakról elpárolgott néhány monoréteges filmbevonat formájában.

A Bayard—Alpert-féle ionizációs mérőnek mint ionizációs szivattyúnak az elektronos szívósebessége normál beállítás mellett

$$S \approx 0,02 \text{ l/sec } z \text{ konst.}$$

Az elektromos szívásfolyamatot Alpert a következő differenciál egyenlettel írta le [3, 7].

$$\frac{dp}{dt} = -\frac{S}{V}(p - p_v) \quad (1)$$

integrálva:

$$p = p_v + (p_0 - p_v) \cdot \exp\left(-\frac{S}{V} \cdot t\right) \quad (2)$$

ahol S szívósebesség (l/sec)

V térfogat (l)

p₀ kezdeti nyomás (Hgmm)

p_v végvákuum (Hgmm)

$\frac{V}{S} = \tau$ a karakterisztikus időállandó.

A (2) egyenlet megadja a nyomás alakulását a vákuumrendszerben, az idő függvényében. Az (1)-ből

$$\frac{dp}{dt} = -\frac{S \cdot p}{V} + C \quad (3)$$

ahol

$$C = \frac{S \cdot p_v}{V} \text{ (Hgmm/sec)}$$

a gázbeáramlás okozta, időegységre eső nyomásnövekedés a rendszerben, a szívás okozta nyomáscsökkenéstől eltekintve.

A (3) egyenletből

$$V \cdot \frac{dp}{dt} = -S \cdot p + C \cdot V \quad (4)$$

vagyis a vákuumrendszerben az időegység-alatti gázmennyiség változás a kiszívott és a beáramlott gázmennyiség egymáshoz viszonyított nagyságától függ. Az utóbbit $C \cdot V = Q$ (Hgmm·l/sec) gázinfluxusnak nevezik. A (3)-ból és a (4)-ből következik, hogy a végvákuum

$$p_v = \frac{Q}{S}$$

vagyis a gázinfluxus és a szívósebesség hányadosával egyenlő, egyensúlyba jutott rendszernél. Literes nagyságrendű vákuumrendszerben a $Q \approx 10^{-12}$ Hgmm·l/sec nagyságrendű, a gáz-talanítástól és a lezárástól függően.

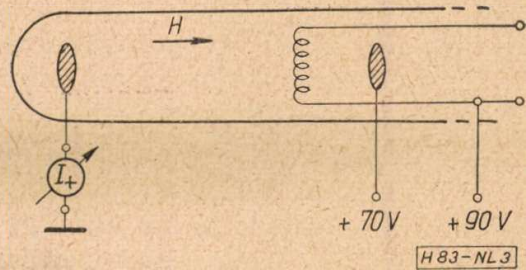
A Bayard—Alpert-féle mérőn Nottingham [6] módosítást végzett. Az összes elektródát külső ráccsal vette körül, melyet negatív potenciálra emelt, így az érzékenységek kb. háromszoros növekedést ért el.

Az ultravákuum előállításának másik módja a getterekkel való előállítás, szintén jelentős fejlődésben van. A getterek közül elsősorban a titánt alkalmazzák, használják ezenkívül még a tantálat és a zirkont. A szovjet OGRA termionukleáris berendezésben és a francia ionmikroszkópban is titán-gettert alkalmaznak ultravákuum előállítására.

Az ultravákuumkutatás előrehaladása

Alpert szerint az ultravákuumkutatás egyik fő előrehaladási iránya a 10^{-10} Hgmm alatti nyomások elérése és mérése. A másik irány a nagy ultravákuumrendszerek kifejlesztése a 10^{-8} — 10^{-10} Hgmm-es nyomástartományban. Ezekben belül fejlesztés alatt állnak a 10^{-12} Hgmm alatt is mérő ionizációs mérők és a nagy szívósebességű iongetterszivattyúk ultravákuum előállítására. Ez utóbbiakkal helyettesíteni lehet a bonyolult szerkezetű és biztonsági berendezéseket igénylő diffúziós szivattyúkat. A fentiek mellett a konvencionális diffúziós szivattyúk tökéletesítésén is dolgoznak, úgyszintén a használt folyadékok minőségének javításán.

A kifagyasztós csapdák egyik tökéletesített formája a kettős-gömbfalú kifagyasztó [8], melyet a vákuumrendszer és a diffúziós szivattyú



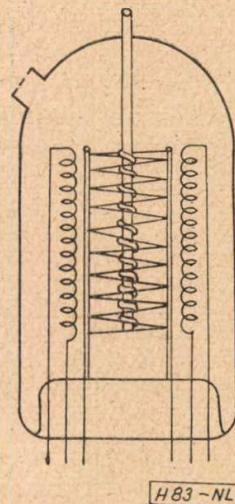
3. ábra. Houston-féle ionizációs mérő

közé kapcsolva, 10^{-9} Hgmm-es végvákuum érhető el. Több kifagyasztó sorbakapcsolásával 10^{-10} — 10^{-12} Hgmm-es végvákuumot is elértek diffúziós szivattyúval. Kifagyasztás nélküli rézfólia csapdákat előnyösen alkalmaztak kifagyasztós csapdák kiegészítéseként. Hátránya, hogy a CO-t és a H₂-t átengedi.

Új ionizációs mérők

Az új ionizációs mérők néhány típusa a Penning-mérő továbbfejlesztésének tekinthető.

A Houston által közölt ionizációs mérő érzékenysége 100 Hgmm^{-1} , szívósebessége 1 l/sec . Az elektronáram tényleges ionizáló úthosszának megnövelését mágneses tér alkalmazásával érték el. Ilyen módon $p \approx 2 \cdot 10^{-12}$ Hgmm-es végvákuumot is mértek [9]. Hobson és Redhead [10] szintén az elektromos és a mágneses tér kombinációját alkalmazták. Az elektronok a hideg-katódból téremisszió hatására lépnek ki. Az ionkollektort az elektronoktól segédkatóddal árnyékolják le. Az emissziós áram nagyságát a tértöltés mértékéből számították ki. Az ionáramot közelítőleg arányosnak találták a nyomással. Végvákuumot a 10^{-13} Hgmm-es tartományban is mértek, mialatt a rendszer egy részét cseppfolyós héliumba mártották ($4,2 \text{ K}^\circ$). Ezen az abszolút-nullafokhoz közeli hőmérsékleten a kifagyasztott felület adszorpciójával kapcsolatosan új sajátosságokat figyeltek meg.



4. ábra. Alpert—Blankfield-féle titán iongetterszivattyú

Iongetter-szivattyúk

Huber és Warnecke, a már említett namuri vákuumtechnikai kongresszuson (1958), egy új típusú iongetter-szivattyúról számoltak be, melynél az anódként használt wolfram trióda-rácsot titán- és wolfram-szállal tekeresltek körül. Az elpárolgott titán a bura falára rakódott le. A gázmolekulák a rácsenger terében ionizálódtak. Így elérték az $S = 6 - 12$ l/sec szívósebességet 10^{-6} Hgmm nyomásnál, levegő-gázban.

Alpert és Blankfield előzetes közlést adtak [7] egy új iongetter-szivattyúról, melyet az Alpert-féle ionizációs manométer átalakításával állítottak elő. Az ionkollektor-szálat wolfram rúddal helyettesítették, amelyre titán szálat csavartak fel. A titánt elektronbombázással, 1000 eV energiával párologtatták, 20–30 mA bombázó-áram mellett. Szívósebességre $S = 30$ l/sec-ot kaptak nitrogén gázban, ami két nagyságrenddel nagyobb volt a várt értéknél. A 10 mA-es ionizáló áram megszüntetése esetén a szívósebesség $1/40$ -ed részére csökkent. A kapott nagy szívósebesség a nitrogénnek a titánon való tapadási valószínűségével nem volt magyarázható.

Az iongetterek működése elméletileg még nem egészen tisztázott folyamat. Azt több kutató megállapította, hogy a kezdeti szívósebesség független a nyomástól, és hogy a szívósebesség csökken az adszorbeált gáz mennyiségével, vagyis a fedettség növekedésével. Ez utóbbit a titán folyamatos párologtatásával ellensúlyozzák, mivel így a getterfilm a bura falán mindig megújul.

Trapnell szerint (utalás [11]-ben) az ionizáció nélküli getter-működés alapja a kemisorpció. Az inaktív gázok a getter felületén ionizáció nélkül nem adszorbeálódnak.

Az iongetter szivattyúban a pozitív gáz-ionok (aktívek és inaktívek) a getter-filmmel bevont bura-falra kerülnek és ott kémiai kö-

tésbe kerülve kemisorbeálódnak, vagy fizikailag adszorbeálódnak, beágyazódnak a kristály felületi mélyedéseibe, vagy rátapadnak a felületre.

Ezek a folyamatok : az adszorpció, deszorpció, a tapadási valószínűségnek és a fedettség mértékének megállapítása „flashfilament” módszerrel [2, 12, 13], bekapcsolódnak a nagymértékben folyó szilárd testek felületi fizikájának kutatásába.

Az MTA Műszaki Fizikai Kutató Intézet Elektronfizikai Laboratóriumában folyó kutatás során első lépésként sikerült 10^{-10} Hgmm-es ultravákuumot előállítani és a laboratóriumban erre a célra készített ultravákuummérővel megmérni, a fentebb említett publikációkban foglaltak felhasználásával; erről iókelmény jelenik meg. Ernst Lajosnak a balatonfüredi Szilárd Test Fizikai Kollokviumon és Roboz Péternek az Eötvös Loránd Fizikai Társulatnál tartott, ultravákuumban folytatott térelektronmikroszkópiai vizsgálatokkal kapcsolatos előadása szintén sajtó alatt van.

IRODALOM

1. Winter—Vámbéri—Fischer—Tomaschek—Koncz—Rédli: Vacuumtechnika II. (1954)
2. S. Dushman: Scientific Foundations of Vacuum Techniques (New York 1949)
3. D. Alpert: Journ. Appl. Phys. V. 24, p 860. (1953)
4. D. Alpert and Buritz: Journ. Appl. Phys. V. 25, p 202. (1954)
5. D. Alpert: Rev. Sci. Instr. V. 22, p 536. (1951)
6. W. B. Nottingham: Vacuum Symposium Transactions (Boston 1954)
7. D. Alpert: Vacuum, V. 9. No 2. (1959)
8. Venema und Bandringa: Philips Techn. Rundschau, No 2. (1959)
9. Houston: Bull. Amer. Phys. Soc. II. p 301. (1956)
10. Hobson and Redhead: Canad. Journ. Phys. p 271. (1958)
11. L. Holland: Journ. Sci. Instr. V. 36, No 3, p 105 (1959)
12. J. A. Becker and C. D. Hartman: Journ. Phys. Chem. No 2, p 153. (1953)
13. H. D. Hagstrum: Rev. Sci. Instr. No 12, p 1122. (1953)

Generátor és fogyasztó illesztése veszteséges elemeket tartalmazó négy-pólusokkal

GYÓRY TIBOR

Posta Kísérleti Intézet

A négy-pólusokat karakterisztikáik jellemzik, és helyettesítő kapcsolásokkal ábrázolhatók. A négy-pólusokat három mennyiség határozza meg : a be- és kimenő hullámimpedancia, továbbá a hullámátviteli mérték. Adott belső impedanciájú generátor és fogyasztó illesztése négy-pólusokkal reflexiómentesen, legnagyobb valódi és legnagyobb látszólagos teljesítmény átvitelére történhet. A hullámimpedanciától eltérő lezárás reflexiófeszültség-forrásnak fogható fel, melynek belső impedanciája a négy-pólus hullámimpedanciájával egyenlő. A reflexiómentesség és egyidejűleg a legnagyobb valódi teljesítmény átvitelének az a feltétele, hogy a hullámimpedancia ohmos legyen. L-tagok hullámimpedanciája csak akkor ohmos, ha vagy tiszta ohmos ellenállásokból, vagy veszteségmentes reaktanciákból van felépítve. T- és Π -tagok ágaiban levő impedanciákat a négy-pólust jellemző mennyiségek meghatározzák. A szimmetrikus felépítésű kereszt-taggal történő illesztés

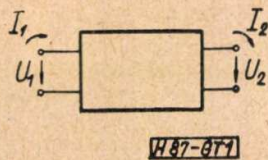
különleges esete a Boucherot-kapcsolás. Induktíve, illetve kapacitíve csatolt soros és párhuzamos táplálású veszteséges elemeket tartalmazó rezgőkörök esetén a kapcsolás jellege meghatározza a hullámforogást. A hullámcsillapítás megszabja a körök veszteségi ellenállásainak megengedett értékét.

I. rész

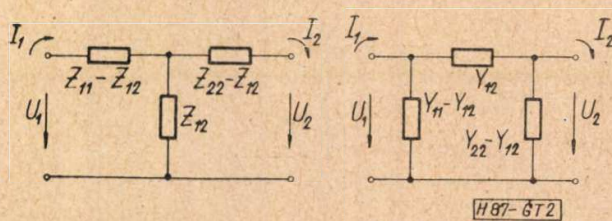
1. Alapfogalmak

Adott Z_g belső impedanciájú generátort és Z_l impedanciájú fogyasztót közbeiktatott passzív négy-pólusokkal illesztünk. Az illesztésnek három fajtája van : reflexiómentes, maximális valódi teljesítmény és maximális látszólagos teljesítmény átvitelére történő illesztés.

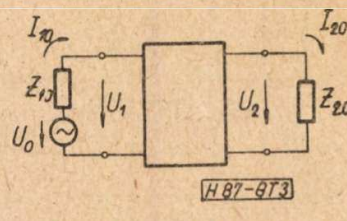
A négy-pólust ellenállás-, vezetés- és lánc-karakterisztikái jellemzik. A karakterisztikák



1. ábra. Négypólus karakterisztikáinál alapul vett pozitív feszültség- és áram-irányok



2. ábra. Négypólus helyettesítő kapcsolásai az ellenállás- és vezetéskarakterisztikák szemléltetésére



3. ábra. Hullámimpedanciájával lezárt négypólus

felírásához rögzítenünk kell a be- és kimenő feszültségek és áramok pozitív irányait. Passzív négypólusnál a pozitív irányoknak az 1. ábrán feltüntetett nyilak értelmének megfelelő felvételét az alábbi megfontolások támasztják alá:

- a) a négypólus bemenetére generátor csatlakozik, melynek komplex teljesítménye negatív,
- b) a négypólus kimenetére kapcsolt fogyasztó komplex teljesítménye pozitív,
- c) az U_2 kimenőfeszültséget a később ismeretendő kapcsolásoknál U_1 függvényében olyan komplex mennyiség formájában kívánjuk előállítani, melynek a komplex számsíkon az I., illetve IV. síknegyedbe eső pont felel meg. Ez ekvivalens azzal, hogy a komplex hullámátviteli tényező is $\Gamma_0 = \text{Re } \Gamma_0 \pm \text{Im } \Gamma_0$ alakú, ahol $\text{Re } \Gamma_0$ a valós, $\text{Im } \Gamma_0$ a képzetes rész szokásos jelölése.

A karakterisztikák a be- és kimenő feszültségek közötti kapcsolatot oly módon fejezik ki, hogy az 1. ábrán feltüntetett négy mennyiség közül kettőt a másik kettővel kifejeznek. Ennek megfelelően a karakterisztikák száma $\binom{4}{2} = 6$.

Illesztés szempontjából a karakterisztikák közül csak az ellenállás és vezetéskarakterisztikákat írjuk fel, melyeknél U_1 -t és U_2 -t, illetve I_1 -t és I_2 -t fejezzük ki a másik két mennyiség függvényében:

$$U_1 = Z_{11} I_1 - Z_{12} I_2 \quad (1)$$

$$U_2 = Z_{12} I_1 - Z_{22} I_2 \quad (2)$$

$$I_1 = Y_{11} U_1 - Y_{12} U_2 \quad (3)$$

$$I_2 = Y_{12} U_1 - Y_{22} U_2 \quad (4)$$

Az (1) és (2) karakterisztikákban szereplő paraméterek ellenállás, a (3) és (4) karakterisztikák paraméterei vezetés dimenziójúak. A paraméterek egymással kölcsönösen kifejezhetők. A 2. ábrán az ellenállás- és vezetéskarakterisztikákat helyettesítő T és Π reciprokkal szemléltettük.

A négypólus bemenő (primer) impedanciája:

$$Z_1 = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{22} + Z_2} \quad (5)$$

A bemenő (primer) admittancia:

$$Y_1 = Y_{11} - \frac{Y_{12}^2}{Y_{22} + Y_2} \quad (6)$$

Z_2 , illetőleg Y_2 a négypólust lezáró értékek. Ha a kimenő impedancia, illetve admittancia képlete az (5) és (6) képletektől csak az indexek kölcsönös felcserélésében különbözik (figyelembe véve, hogy $Z_{12} = Z_{21}$ és $Y_{12} = Y_{21}$), Z_1 -t a négypólus bemenő hullám- vagy karakterisztikus impedanciájának nevezzük és Z_{10} -val jelöljük. Hasonlóképpen $Y_1 = Y_{10}$ a bemenő hullám- vagy karakterisztikus admittancia. Megfelelőképpen Z_{20} , illetve Y_{20} a kimenő hullám- vagy karakterisztikus impedancia, illetve admittancia.

A 3. ábrán feltüntetettünk egy saját bemenő hullám-impedanciájával egyenlő belső impedanciájú generátorról táplált és kimenő hullám-impedanciájával egyenlő impedanciával lezárt passzív aszimmetrikus négypólust. A generátor üresjárású feszültségét U_0 -val jelöltük.

A négypólus hullámátviteli tényezője:

$$\Gamma_0 = \frac{U_1}{U_2} \sqrt{\frac{Z_{20}}{Z_{10}}} = \frac{I_{10}}{I_{20}} \sqrt{\frac{Z_{10}}{Z_{20}}} \quad (7)$$

A négypólus hullámátviteli mértéke:

$$g_0 = a_0 + j b_0 = \ln \Gamma_0 = \ln |\Gamma_0| + j \text{arc } \Gamma_0 \quad (8)$$

ahol a_0 a hullámcsillapítás és b_0 a hullámforrotás. Feltételezve, hogy $U_1 = |U_1|$, továbbá $U_2 = |U_2| e^{j \text{arc } U_2}$, $Z_{10} = |Z_{10}| e^{j \text{arc } Z_{10}}$ és $Z_{20} = |Z_{20}| e^{j \text{arc } Z_{20}}$, akkor a (7) és (8) képletek figyelembevételével:

$$a_0 = \ln \frac{U_1}{|U_2|} \sqrt{\frac{|Z_{20}|}{|Z_{10}|}} \quad (9)$$

és

$$b_0 = -\text{arc } U_2 + \frac{1}{2} (\text{arc } Z_{20} - \text{arc } Z_{10}) \quad (10)$$

Az U_2 feszültség abszolút értéke:

$$|U_2| = \frac{U_1}{e^{a_0}} \sqrt{\frac{|Z_{20}|}{|Z_{10}|}} \quad (11)$$

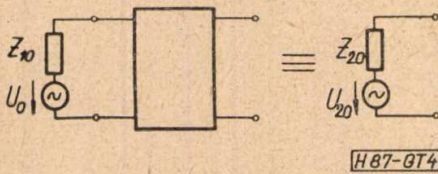
ahol $e^{a_0} > 1$. Az U_2 fázisszöge:

$$\text{arc } U_2 = -b_0 + \frac{1}{2} (\text{arc } Z_{20} - \text{arc } Z_{10}) \quad (12)$$

Abban az esetben, ha $\text{arc } Z_{20} = \text{arc } Z_{10}$ (pl. Z_{10} és Z_{20} ohmos), $\text{arc } U_2 = -b_0$. Ha b_0 pozitív (negatív) ez azt jelenti, hogy az U_2 az U_1 -hez képest fázisban késik (siet).

A 3. ábrából kiolvashatóan: $U_1 = U_0/2$. Ezzel:

$$U_2 = \frac{U_0}{2\Gamma_0} \sqrt{\frac{Z_{20}}{Z_{10}}} \quad (13)$$



4. ábra. Négypólus szekunder oldalának feszültség-helyettesítő kapcsolása

A generátor és a négypólus együttesen olyan generátorral helyettesíthető (4. ábra), melynek üresjárási feszültsége:

$$U_{20} = 2U_2 = \frac{U_0}{\Gamma_0} \sqrt{\frac{Z_{20}}{Z_{10}}} \quad (14)$$

A Z_{20} terhelésen folyó áram:

$$I_{20} = \frac{U_{20}}{2Z_{20}} = \frac{U_0}{2\Gamma_0 \sqrt{Z_{10} Z_{20}}} \quad (15)$$

A helyettesítő feszültségforrás természetesen független a lezáró impedanciától, és meghatározza a tetszés szerinti Z_2 lezáró impedancián folyó áramot. A szekunder oldal helyettesítő kapcsolása alapján a létrejövő I_2 áram számítható. Ez az áram úgyis előállítható, ha a Z_2 lezáró impedanciát olyan második reflexiófeszültség-forrással helyettesítjük, melynek belső impedanciája: Z_{20} , üresjárási feszültsége: U'_{20} (5. ábra).

Az I_2 áram kétféle-képpen fejezhető ki:

$$I_2 = \frac{U_{20}}{Z_{20} + Z_2} = \frac{U_{20} - U'_{20}}{2Z_{20}} \quad (16)$$

Ha a reflexiófeszültség-forrás (U'_{20}) által előidézett I'_2 reflektált áram pozitív irányát az 5. ábrának megfelelően választjuk meg, a (7)–(16) alatti összefüggések figyelembevételével:

$$I_2 = \frac{U_0}{\Gamma_0(Z_2 + Z_{20})} \sqrt{\frac{Z_{20}}{Z_{10}}} \quad (17)$$

$$I'_2 = \frac{U_0}{2\Gamma_0 \sqrt{Z_{10} Z_{20}}} \cdot \frac{Z_2 - Z_{20}}{Z_2 + Z_{20}} \quad (18)$$

Az U'_{20} által a primer körben előidézett I'_1 reflektált áram:

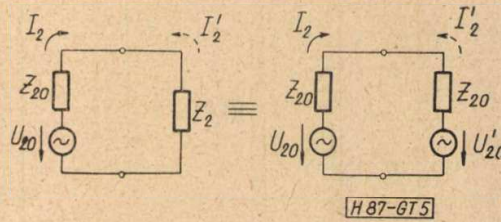
$$I'_1 = \frac{U_0}{2\Gamma_0^2 Z_{10}} \cdot \frac{Z_2 - Z_{20}}{Z_2 + Z_{20}} \quad (19)$$

A teljes bemenő primer áram:

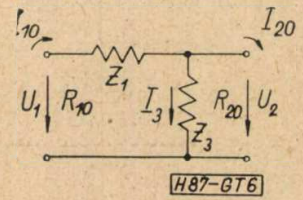
$$I_1 = \frac{U_0}{2Z_{10}} \left(1 - \frac{1}{\Gamma_0^2} \cdot \frac{Z_2 - Z_{20}}{Z_2 + Z_{20}} \right) \quad (20)$$

Az illesztés szempontjából fontos fogalmak a reflexió-tényező (r), az illesztetlenségi együttható (α) és az állóhullámarány (ρ). Ezek között a következő összefüggések állnak fenn:

$$r = \frac{\text{reflektált áram}}{\text{hullámimpedanciával történő lezárás esetén folyó áram}} \quad (21a)$$



5. ábra. Négypólus szekunder oldalának lezárása helyettesítő reflexiófeszültség-forrással



6. ábra. Illesztő L-kapcsolás

$$\alpha = 1 - r \quad \text{és} \quad \rho = \frac{1 + r}{1 - r} \quad (21b)$$

A reflexió-tényező értéke a négypólus be- és kimenetére:

$$r_1 = \frac{1}{\Gamma_0^2} \cdot \frac{Z_2 - Z_{20}}{Z_2 + Z_{20}} \quad (22a)$$

$$r_2 = \frac{Z_2 - Z_{20}}{Z_2 + Z_{20}} \quad (22b)$$

2. Reflexiómentes, legnagyobb valódi és legnagyobb látszólagos teljesítmény átvitelére történő illesztés

a) A reflexiómentes illesztés feltétele, hogy a (18) és (19) képletek szerinti reflektált áramok zérussal legyenek egyenlők, ami akkor teljesül, ha $Z_2 = Z_{20}$.

b) A legnagyobb valódi teljesítmény átvitelére történő illesztés visszavezethető egy Z_g belső impedanciájú generátor és Z_t impedanciájú terhelés legnagyobb valódi teljesítmény leadására ($|I|^2 R_t$ maximális) képes illesztésére. Ez a feltétel akkor teljesül, ha a fogyasztó impedanciája a generátor belső impedanciájának konjugáltja.

Ha a Z_g és Z_t adottak, a generátor és a fogyasztó közé olyan passzív aszimmetrikus négypólust kell iktatni, melynek kimenetét Z_t -vel lezárva bemenő impedanciája \bar{Z}_g , míg bemenetének Z_g -vel lezárt állapotában kimenő impedanciája \bar{Z}_t .

Legnagyobb valódi teljesítmény átvitelére szolgáló négypólus reflexió-tényezője általában sohasem zérus. A reflexiómentes illesztést és a legnagyobb valódi teljesítmény átvitelét egyidejűleg biztosító négypólus hullámimpedanciájának tisztán ohmosnak kell lennie. A következőkben ohmos hullámellenállású aszimmetrikus négypólusokkal foglalkozunk.

c) A legnagyobb látszólagos teljesítmény átvitelére való illesztés ($|I|^2 |Z_t|$) feltétele két-pólusoknál: $Z_g = -Z_t$. Ez négypólusokra is értelemszerűen alkalmazható, negatív impedanciákat azonban e helyen nem tárgyalunk.

3. Illesztés L-tagokkal

Az előzőekben láttuk, hogy a négypólusok karakterisztikái **T**- és **II**-tagokkal realizálhatók. Egy szimmetrikus **T**-, illetve **II**-tag helyettesíthető egy olyan féltaggal (**L**-tag), melynek bemenő hullámellenállása egyenlő a **T**-, illetve **II**-tag bemenő hullámellenállásával.

A 6. ábra szerinti **L**-tag ágaiban levő impedanciák a hullámellenállásokkal kifejezve:

$$Z_1 = \sqrt{R_{10}(R_{10} - R_{20})} \quad Z_3 = R_{20} \sqrt{\frac{R_{10}}{R_{10} - R_{20}}} \quad (23)$$

A hullámmellenállások meghatározzák az L-tag hullámátviteli mértékét:

$$\text{th } g_0 = \sqrt{\frac{R_{10} - R_{20}}{R_{10}}} \quad (24)$$

Tekintve, hogy R_{10} és R_{20} tisztán ohmos, a (23) alatti képletek értelmében Z_1 és Z_3 csak tisztán ohmos, vagy tisztán reaktans lehet.

Az 1. és 2. táblázatokban feltüntettük az L-tagok különböző típusait és jellemző adataikat.

1. táblázat

Illesztés ohmos ellenállásokból álló L-tagokkal

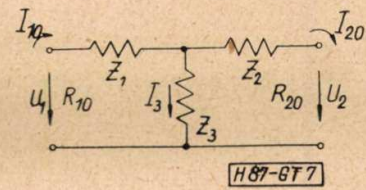
Hullámmellenállások	$R_{10} > R_{20}$	$R_{10} < R_{20}$
Kapcsolás		
R_1 , ill. R_2	$\sqrt{R_{10}(R_{10} - R_{20})}$	$R_{20} \sqrt{1 - R_{10}/R_{20}}$
R_3	$R_{20} \sqrt{\frac{R_{10}}{R_{10} - R_{20}}}$	$\sqrt{1 - \frac{R_{10}}{R_{20}}}$
I_{10}	U_1/R_{10}	U_1/R_{10}
I_{20}	$\frac{U_1}{R_{20}} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{R_{20}}{R_{10}}}\right)$	$\frac{U_1}{R_{10}} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{R_{10}}{R_{20}}}\right)$
I_3	$\frac{U_1}{R_{20}} \left \sqrt{1 - \frac{R_{20}}{R_{10}} + \frac{R_{20}}{R_{10}}} - 1 \right $	$\frac{U_1}{R_{10}} \sqrt{1 - \frac{R_{10}}{R_{20}}}$
a_0	$\ln \left[\sqrt{\frac{R_{10}}{R_{20}}} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{R_{20}}{R_{10}}}\right) \right]$	$\ln \left[\sqrt{\frac{R_{20}}{R_{10}}} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{R_{10}}{R_{20}}}\right) \right]$
b_0	0	0

4. Illesztés T-taggal

A 7. ábra szerinti T-tag ágaiban levő impedanciák a hullámmellenállásokkal és a hullámátviteli mértékekkel kifejezve:

$$Z_1 = \frac{R_{10}}{\text{th } g_0} - Z_3 \quad Z_2 = \frac{R_{20}}{\text{th } g_0} - Z_3 \quad (25a)$$

$$Z_3 = \sqrt{R_{10} R_{20} \left(\frac{1}{\text{th}^2 g_0} - 1 \right)} \quad (25b)$$



7. ábra. Illesztő T-kapcsolás

$\text{th } g_0 = \text{th}(a_0 + j b_0)$, továbbá $Z_1 = R_1 + j X_1$, $Z_2 = R_2 + j X_2$, $Z_3 = R_3 + j X_3$ helyettesítésekkel:

$$R_1 = R_{10} \frac{\text{sh } a_0 \left(\text{ch } a_0 - \sqrt{\frac{R_{20}}{R_{10}}} \cos b_0 \right)}{\text{ch}^2 a_0 - \cos^2 b_0} \quad (26a)$$

$$X_1 = -R_{10} \frac{\sin b_0 \left(\cos b_0 - \sqrt{\frac{R_{20}}{R_{10}}} \text{ch } a_0 \right)}{\text{ch}^2 a_0 - \cos^2 b_0} \quad (26b)$$

$$R_2 = R_{20} \frac{\text{sh } a_0 \left(\text{ch } a_0 - \sqrt{\frac{R_{10}}{R_{20}}} \cos b_0 \right)}{\text{ch}^2 a_0 - \cos^2 b_0} \quad (27a)$$

$$X_2 = -R_{20} \frac{\sin b_0 \left(\cos b_0 - \sqrt{\frac{R_{10}}{R_{20}}} \text{ch } a_0 \right)}{\text{ch}^2 a_0 - \cos^2 b_0} \quad (27b)$$

$$R_3 + j X_3 = \frac{\sqrt{R_{10} R_{20}} \text{sh } a_0 \cos b_0 - j \text{ch } a_0 \sin b_0}{\text{ch}^2 a_0 - \cos^2 b_0} \quad (28)$$

Adott R_{10} , R_{20} , a_0 és b_0 mellett a T-tag ágaiban levő impedanciák a (26) – (28)képletekből meghatározhatók.

A gyakorlat szempontjából különösen fontos a tisztán ohmos ellenállásokból álló T-tag ($b_0 = 0$) és a tisztán reaktanciákból álló T-tag ($a_0 = 0$).

a) $b_0 = 0$ esetén:

$$R_1 = R_{10} \frac{e^{2a_0} + 1 - 2e^{a_0} \sqrt{\frac{R_{20}}{R_{10}}}}{e^{2a_0} - 1} \quad (29a)$$

$$R_2 = R_{20} \frac{e^{2a_0} + 1 - 2e^{a_0} \sqrt{\frac{R_{10}}{R_{20}}}}{e^{2a_0} - 1} \quad (29b)$$

$$R_3 = \sqrt{R_{10} R_{20}} \frac{2e^{a_0}}{e^{2a_0} - 1} \quad (29c)$$

Feltételek:

$$e^{a_0} > 1 \text{ és } 2e^{a_0} \sqrt{\frac{R_{10}}{R_{20}}} < e^{2a_0} + 1 < 2e^{a_0} \sqrt{\frac{R_{20}}{R_{10}}} \quad (30)$$

minthogy R_1 , R_2 , R_3 csak pozitív értékeket vehet fel.

b) $a_0 = 0$ esetén:

Illesztés tisztán reaktans elemeket tartalmazó L-tagokkal

Hullám-ellenállások	$R_{10} > R_{20}$	$R_{10} < R_{20}$		
Kapcsolás				
X_1 ill. X_2	$\sqrt{R_{20}(R_{10} - R_{20})}$	$-\sqrt{R_{20}(R_{10} - R_{20})}$	$\sqrt{R_{10}(R_{20} - R_{10})}$	$-\sqrt{R_{10}(R_{20} - R_{10})}$
X_3	$-R_{10} \sqrt{\frac{R_{20}}{R_{10} - R_{20}}}$	$R_{10} \sqrt{\frac{R_{20}}{R_{10} - R_{20}}}$	$-R_{20} \sqrt{\frac{R_{10}}{R_{20} - R_{10}}}$	$R_{20} \sqrt{\frac{R_{10}}{R_{20} - R_{10}}}$
I_{10}	U_1/R_{10}	U_1/R_{10}	U_1/R_{10}	U_1/R_{10}
I_{20}	$\frac{U_1}{R_{10}} \left(1 - j \sqrt{\frac{R_{10}}{R_{20}} - 1}\right)$	$\frac{U_1}{R_{10}} \left(1 + j \sqrt{\frac{R_{10}}{R_{20}} - 1}\right)$	$\frac{U_1}{R_{20}} \left(1 - j \sqrt{\frac{R_{20}}{R_{10}} - 1}\right)$	$\frac{U_1}{R_{20}} \left(1 + j \sqrt{\frac{R_{20}}{R_{10}} - 1}\right)$
I_3	$j \frac{U_1}{R_{10}} \sqrt{\frac{R_{10}}{R_{20}} - 1}$	$-j \frac{U_1}{R_{10}} \sqrt{\frac{R_{10}}{R_{20}} - 1}$	$\frac{U_1}{R_{20}} \left(\frac{R_{20}}{R_{10}} - 1 + j \sqrt{\frac{R_{20}}{R_{10}} - 1}\right)$	$\frac{U_1}{R_{20}} \left(\frac{R_{20}}{R_{10}} - 1 - j \sqrt{\frac{R_{20}}{R_{10}} - 1}\right)$
a_0	0	0	0	0
b_0	$\arctan \sqrt{\frac{R_{10}}{R_{20}} - 1}$	$-\arctan \sqrt{\frac{R_{10}}{R_{20}} - 1}$	$\arctan \sqrt{\frac{R_{20}}{R_{10}} - 1}$	$-\arctan \sqrt{\frac{R_{20}}{R_{10}} - 1}$

$$X_1 = \frac{\sqrt{R_{10} R_{20}} - R_{10} \cos b_0}{\sin b_0} \quad (31a)$$

$$X_2 = \frac{\sqrt{R_{10} R_{20}} - R_{20} \cos b_0}{\sin b_0} \quad (31b)$$

$$X_3 = \frac{-\sqrt{R_{10} R_{20}}}{\sin b_0} \quad (31c)$$

$$Z_A = \frac{1}{\frac{1}{R_{10} \operatorname{th} g_0} - \frac{1}{Z_C}} \quad Z_B = \frac{1}{\frac{1}{R_{20} \operatorname{th} g_0} - \frac{1}{Z_C}} \quad (33a)$$

$$Z_C = \operatorname{sh} g_0 \sqrt{R_{10} R_{20}} = \frac{\sqrt{R_{10} R_{20}}}{\sqrt{\operatorname{th}^2 g_0 - 1}} \quad (33c)$$

Ismételten rámutatunk, hogy b_0 a szekunder kapocsfeszültség fáziskésése a primer kapocsfeszültséghez képest.

Az U_1 primer kapocsfeszültséget adottnak tételezve fel, a 7. ábrában bejelölt feszültségek és áramok:

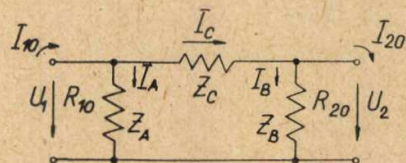
$$I_{10} = \frac{U_1}{R_{10}} \quad I_{20} = \frac{U_1}{\sqrt{R_{10} R_{20}}} e^{-(a_0 + j b_0)} \quad (32a)$$

$$I_3 = U_1 \left[\frac{1}{R_{10}} - \frac{1}{\sqrt{R_{10} R_{20}}} e^{-(a_0 + j b_0)} \right] \quad (32b)$$

$$U_2 = U_1 \sqrt{\frac{R_{20}}{R_{10}}} e^{-(a_0 + j b_0)} \quad (32c)$$

Bevezetve a $\operatorname{th} g_0 = \operatorname{th}(a_0 + j b_0)$ továbbá a $1/Z_A = Y_A = G_A + j S_A$, $1/Z_B = Y_B = G_B + j S_B$ és $Z_C = R_C + j X_C$ helyettesítéseket, a Π -tag ágaiban levő admittanciák, illetve reaktancia:

$$G_A = \frac{1}{R_{10}} \frac{\operatorname{sh} a_0 \left(\operatorname{ch} a_0 - \sqrt{\frac{R_{10}}{R_{20}}} \cos b_0 \right)}{\operatorname{ch}^2 a_0 - \cos^2 b_0} \quad (34a)$$



H87-6T8

5. Illesztés Π -taggal

A 8. ábra szerinti Π -tag ágaiban levő impe-danciák a hullámellenállásokkal és a hullám-átviteli mértékkel kifejezve:

8. ábra. Illesztő Π -kapcsolás

$$S_A = -\frac{1}{R_{10}} \cdot \frac{\sin b_0 \left(\cos b_0 - \sqrt{\frac{R_{10}}{R_{20}}} \operatorname{ch} a_0 \right)}{\operatorname{ch}^2 a_0 - \cos^2 b_0} \quad (34b)$$

$$G_B = \frac{1}{R_{20}} \cdot \frac{\operatorname{sh} a_0 \left(\operatorname{ch} a_0 - \sqrt{\frac{R_{20}}{R_{10}}} \cos b_0 \right)}{\operatorname{ch}^2 a_0 - \cos^2 b_0} \quad (35a)$$

$$S_B = -\frac{1}{R_{20}} \cdot \frac{\sin b_0 \left(\cos b_0 - \sqrt{\frac{R_{20}}{R_{10}}} \operatorname{ch} a_0 \right)}{\operatorname{ch}^2 a_0 - \cos^2 b_0} \quad (35b)$$

$$R_C + j X_C = \sqrt{R_{10} R_{20}} (\operatorname{sh} a_0 \cos b_0 + j \operatorname{ch} a_0 \sin b_0) \quad (36)$$

A gyakorlat szempontjából fontos tisztán ohmos ellenállásokból álló II-tag és tisztán reaktanciákból álló II-tag ágaiban levő elemek értékei a (34)–(36) alatti képletekből $b_0 = 0$, illetve $a_0 = 0$ helyettesítésekkel az impedanciák és admittanciák közötti reciprok kapcsolat figyelembevételével határozhatók meg.

a) $b_0 = 0$ esetén :

$$R_A = R_{10} \frac{e^{2a_0} - 1}{e^{2a_0} + 1 - 2e^{a_0} \sqrt{\frac{R_{10}}{R_{20}}}} \quad (37a)$$

$$R_B = R_{20} \frac{e^{2a_0} - 1}{e^{2a_0} + 1 - 2e^{a_0} \sqrt{\frac{R_{20}}{R_{10}}}} \quad (37b)$$

$$R_C = \sqrt{R_{10} R_{20}} \frac{e^{2a_0} - 1}{2e^{a_0}} \quad (37c)$$

azonos feltételek mellett, mint a (30) alatti.
b) $a_0 = 0$ esetén :

$$X_A = \frac{R_{10} R_{20} \sin b_0}{R_{20} \cos b_0 - \sqrt{R_{10} R_{20}}} \quad (38a)$$

$$X_B = \frac{R_{10} R_{20} \sin b_0}{R_{10} \cos b_0 - \sqrt{R_{10} R_{20}}} \quad (38b)$$

$$X_C = \sqrt{R_{10} R_{20}} \sin b_0 \quad (38c)$$

A 8. ábrában bejelölt feszültségek és áramok az U_1 primer kapcsolófeszültséggel és a II-tagot jellemző mennyiségekkel kifejezve :

$$I_{10} = \frac{U_1}{R_{10}} \quad I_A = U_1 Y_A \quad (39a)$$

$$I_C = I_{10} - I_A \quad I_B = I_C - I_{20} \quad (39b)$$

$$I_{20} = \frac{U_1}{\sqrt{R_{10} R_{20}}} e^{-(a_0 + j b_0)} \quad (39c)$$

$$U_2 = I_{20} R_{20} \quad (39d)$$

(Folytatjuk)

A HÍRADÁSTECHNIKAI ANYAGOK GYÁRA

Vác, Zrínyi utca 17.

- a híradástechnikai és műszeripari vállalatok részére készíti a különböző típusú és formájú M 800-as és M 1100-as permeabilitású ferritanyagokat (eltérítő gyűrű, U-mag, fazékmag hangolómag stb.),
- gyártmányai közé tartoznak továbbá a nyomtatott áramkörű lemezek, amelyeket üvegszövet alapú és bakelit alapú foliozott lemezekből a megadott típusok, illetve rajzsémák szerint állít elő,
- szalagrendszerben gyárt rádió, televízió és más híradástechnikai átviteli berendezésekhez különböző típusú transzformátorokat,
- horganylemez hengerdejében minden méretben és minőségben gyártja a horganylemezeket. Gyárt továbbá különböző összetételű tömör és töltetes forrasztóon huzalokat. Gyártmányai közé tartozik a fémszórás továbbá a galvanizálás.

Felvilágosításokat szívesen ad a gyár Műszaki és Kereskedelmi Osztálya.

Híradástechnikai alkatrész katalógusok

A közelmúltban jelent meg a híradástechnikai alapanyag-, alkatrész- és szerelvénykatalógus első kötete, mely a REMIX vállalat termékeit ismerteti. A több kötetből álló katalógus sorozat régóta fennálló hiányt pótol és szakembereink rendkívül hasznos segédeszköze lesz a második 5 éves tervben a híradástechnika elé kitűzött igen nagy feladatok megoldásánál. 1960 végéig további kötetek jelennek meg, amelyek az Egyesült Izzó és a Magyar Adócsőgyár elektroncsöveinek adatait és karakterisztikáit fogják tartalmazni. Kiadás alatt állnak a váci Híradástechnikai Anyagok Gyárának, a Mechanikai Műveknek, az Orionnak, a BHG-nak, a Kőbányai Porcelángyárnak és más vállalatoknak katalógusai is. Jövő év végéig — mintegy 8 kötetben — megjelennek mindazon vállalatok katalógusai, beleértve a műszeripari vállalatokat is, amelyeket a KGM profilgazdaként kijelölt.

A sorozat műanyag fedelű kötetekben jelenik meg, amelyek lapjait könnyen lehet cserélni. A kiadó gondoskodik arról, hogy a kiegészítések és változások lapjai rendszeresen eljussanak az előfizetőkhez. A számozott katalógusokat kizárólag előfizetők kaphatják. A sorozat a Közgazdasági és Jogi Könyvkiadó Vállalat kiadásában és kezelésében jelenik meg.

110°-os televízió vevőképeső eltérítési technikája

NEMES LÁSZLÓ

Orion Rádió és Villamossági Vállalat

III. rész

I. A korszerű televízió vevőtechnikában alkalmazott 110°-os képeső konstrukciós és felhasználási szempontjainak áttekintése. A 110°-os képeső esetén az elektronsugár eltérítéséhez szükséges eltérítési energia előállításának problémája. Új vízszintes és függőleges méretarány bevezetése a vevőkészülékek gyártásánál. Nagyhatásfokú eltérítő tekercs.

II. Korszerű feszültségviszanyerő végfokozat számítása, tervezése

III. Képlinearitási problémák megoldása. Viszacsatolt erősítők alkalmazása a függőleges eltérítő rendszerekben.

Az előzőekben számítással kimutattuk, hogy 110°-os eltérítésű képesőveknél a vízszintes eltérítéshez 30—40%-kal nagyobb eltérítő energiára van szükség. Ez az eltérítő energia-többlet a függőleges eltérítéshez is szükséges. A vízszintes eltérítésnél különböző technikai fogásokkal sikerült a kívánt eltérítő energiát a meglévő végfokcsövekkel, vasmaggyűrűvel biztosítani. A függőleges eltérítésnél, toroid formájú eltérítő tekercs kidolgozásával, a régebbi szektor, vagy nyeregformájú eltérítő tekercshez viszonyítva 30—40%-hatásfok növekedés érhető el. Ezt a jobb hatásfokú eltérítő tekercset használjuk fel a 110°-os képeső függőleges eltérítéséhez. Az eltérítő tekercset illesztőtranszformátorral illesztjük a végcsőhöz.

Ezután nézzük meg, hogy milyen módon illeszthetjük a toroidformájú függőleges eltérítőtekercset a végcső anódköréhez. Végezzük el az illesztést PCL 82-es csőhöz.

A toroid eltérítőtekercs adatai:

$$I_{elt} = 0,45 A_{cs cs}$$

$$R_{elt} = 40 \Omega \quad (25 \text{ C}^\circ)$$

$$L_{elt} = 90 \text{ mH}$$

A PCL 82 (pentóda) adatai:

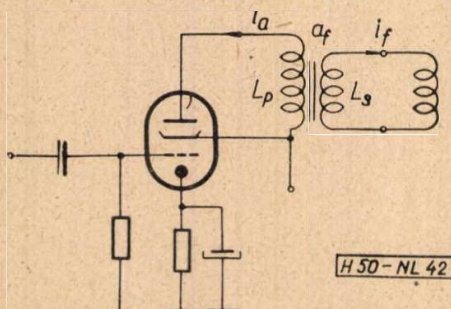
$$U_a = 230 \text{ V} \quad U_{g1} = -15 \text{ V}$$

$$U_{a \min} = 60 \text{ V} \quad N_a = 5 \text{ W}$$

$$U_{g2} = 230 \text{ V} \quad N_{g2} = 1,5 \text{ W}$$

$$I_a = 30 \text{ mA} \quad S = 5,5 \text{ mA/V}$$

$$I_{a_{cs}} = 105 \text{ mA} \quad U_{a_{cs cs}} = 1500 \text{ V}$$



42. ábra

A fűtő feszültségváltozás érzéketlenség, a csőszórás és csőöregedés figyelembevételével azonban csak 58 mA csúcsárammal ajánlatos számolni.

Az áramértékek ismeretében meghatározható a kimenő transzformátor áttétele (42. ábra):

$$a_f = \frac{0,45}{0,058} = 7,7 \quad (119)$$

Ha előírjuk, hogy a végfokcsövön az egyen-áram és a csúcsáram optimális értékét kívánjuk kihasználni, akkor a transzformátor idő-állandó és az eltérítési idő hányadosát: $\frac{\tau}{T} = 0,5$ -re kell megválasztani.

A kép kimenő transzformátor primer önindukciója:

$$L = a_f^2 R_{elt} \tau = (7,7)^2 40 \cdot 10^{-2} \approx 27 \text{ H} \quad (120)$$

$$\frac{\tau}{T} = 0,5\text{-ből} \quad (121)$$

$$\tau = 0,5T = 0,5 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 10^{-2} \text{ ms} \quad (122)$$

Ismeretes azonban, hogy a transzformátor secunder oldalán lineárisan növekvő fűrészáramot csak abban az esetben kaphatnánk, ha a primer oldalon végtelen önindukció lenne. Azonban a transzformátor primer oldalának nem végtelen az önindukciója, ezért a primer-áram parabolikus növekedésű lesz. Határozzuk meg az áram formáját és annak értékét.

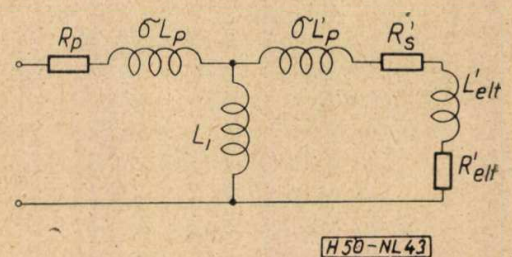
A kép kimenő transzformátor helyettesítő kapcsolása alapján (43. ábra) a primer és a secunder tekercs szórt inductívitásai a sönt inductivitáshoz viszonyítva elhanyagolhatók, vagyis:

$$L_1 = L_p \quad (123)$$

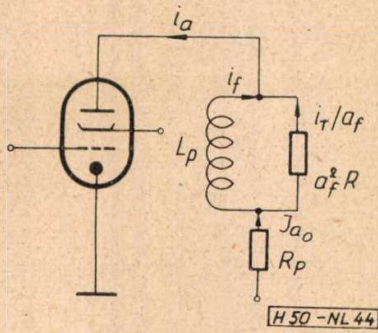
Ezzel egyszerűbb formában rajzolhatjuk a függőleges végfokozat áramkörét (44. ábra).

Az ohmos terhelésen lineárisan növekvő fűrészfeszültség:

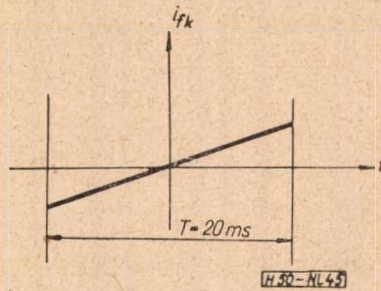
$$U = a_f \cdot I_{cs} \cdot R \frac{t}{T} \quad (124)$$



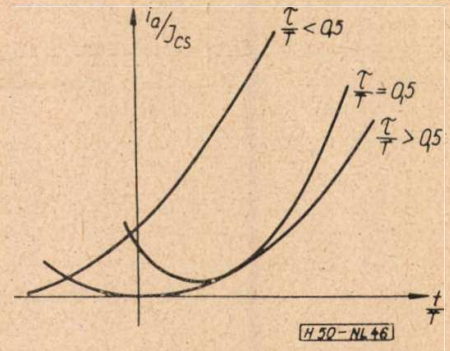
43. ábra



44. ábra



45. ábra



46. ábra

ahol I_{cs} az áram csúcsértéke
 T függőleges eltérítés ideje.

Az L_1 tekercs önindukcióján folyó áram:

$$i_f = \int \frac{U}{L} dt = \int \frac{a_f I_{cs} R}{L_1} \frac{t}{T} dt = \quad (125)$$

$$= \frac{a_f I_{cs} R}{L_1 T} \int t dt = \frac{a_f I_{cs} R}{L_1 T} \cdot \frac{t^2}{2} + C \quad (126)$$

Használjuk fel a transzformátor időállandó definícióját:

$$\tau = \frac{L_1}{a_f^2 R}; \quad L_1 = \tau a_f^2 R \quad (127)$$

A (127)-et helyettesítsük a (126)-ba:

$$i_f = \frac{I_{cs}}{a_f \tau} \cdot \frac{t^2}{2} + C \quad (128)$$

Alakítsuk át $\frac{t}{T}$ változóra a (128) kifejezést

$\frac{T}{T}$ beszorzással.

$$i_f = \frac{1}{2} \frac{I_{cs} T}{a_f \tau} \cdot \left(\frac{t}{T}\right)^2 + C \quad (129)$$

Ha az i_f áramot $\frac{t}{T}$ függvényében ábrázoljuk parabola görbét kapunk.

Számítsuk ki az áram közepes értékét:

$$i_k = \frac{1}{T} \int_0^T i dt \quad (130)$$

$$i_k = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{I_{cs} T}{2 a_f \tau} \left(\frac{t}{T}\right)^2 dt \quad (131)$$

$$i_k = \frac{I_{cs}}{\tau a_f T^2} \int_0^T t^2 dt = \left| \frac{I_{cs}}{\tau a_f T^2} \cdot \frac{t^3}{3} \right|_0^T \quad (132)$$

$$i_k = \frac{1}{3} \cdot \frac{I_{cs}}{\tau a_f T^2} \cdot \frac{T^3}{8} + C = \frac{1}{24} \cdot \frac{I_{cs} T}{\tau a_f} + C \quad (133)$$

A lineárisan növekvő áram $\frac{t}{2}$ időben 0 értékű

A (133) zérussal lesz egyenlő (45. ábra).

$$\frac{1}{24} \cdot \frac{I_{cs}}{a_f} \cdot \frac{T}{\tau} + C = 0 \quad (134)$$

Ebből C meghatározható:

$$C = -\frac{1}{24} \frac{I_{cs} T}{a_f \tau} \quad (135)$$

Helyettesítsük C értékét a (129)-be:

$$i_f = \frac{I_{cs} T}{2 a_f \tau} \left(\frac{t}{T}\right)^2 - \frac{I_{cs} T}{a_f \tau} = \frac{I_{cs}}{24 \tau} \left(\frac{t^2}{T} - \frac{T}{12}\right) \quad (136)$$

Az L_1 tekercsben folyó fűrészáram szuperponálódik a munkaponti egyenáramra. Ezzel az eredő áram:

$$i_{L1} = i_f + I_{a0} \quad (137)$$

ahol I_{a0} a munkaponti egyenáram.

A végcső anódáramát megkaphatjuk, ha az ohmos terhelésen folyó áramot hozzáadjuk az induktivitáson folyó áramhoz:

$$i_a = \frac{i_T}{a_f} + i_{L1} = \frac{i_T}{a_f} + i_f + I_{a0} \quad (138)$$

Az ohmos terhelésen folyó áram pillanatnyi értékét kifejezhetjük a csúcsértékkel:

$$\frac{i_T}{a_f} = \frac{I_{cs}}{a_f} \frac{t}{T} \quad (139)$$

A (139) behelyettesítve a (138)-ba:

$$i_a = \frac{I_{cs}}{a_f} \cdot \frac{t}{T} + \frac{I_{cs}}{2 a_f \tau} \frac{T}{\left(\frac{t}{T}\right)^2} - \frac{I_{cs} T}{24 a_f \tau} + I_{a0} \quad (140)$$

A (140)-et rendezve:

$$i_a = \frac{I_{cs}}{a_f} \frac{t}{T} + \frac{I_{cs}}{2 a_f \tau} \left(\frac{t^2}{T} - \frac{T}{12}\right) + I_{a0} \quad (141)$$

Ábrázoljuk $i\left(\frac{t}{T}\right)$ függvényt, τ paraméter különböző értékeivel (46. ábra).

A (136)-ból fejezzük ki a csúcsáram és a fűrészáram hányadosát. Az eredményt későbbiekben használjuk fel.

$$\frac{I_{cs}}{i_f} = \frac{\frac{t}{T}}{\frac{t}{T} \left(\frac{t}{T}\right)^2} = \frac{2T}{\tau} \quad (142)$$

A fentiekből láthatjuk, hogy a végcső anódkörében levő transzformátor primertekercsén parabolikus áramforma lép fel. Ezért olyan vezérlőjel forma szükséges, amely a kívánt anódáram formát biztosítja. Ennek a követelménynek megfelelően a fűrészáram fokozat vezérléséhez szükséges jelet külön parabolikus torzító fokozaton keresztül vezetjük a végcső rácsára. Parabolikus torzító fokozat RC tagok kombinációjából állítható össze. Egyszerű esetben a fűrészfeszültséget előállító töltőkondenzátoron létrejövő, megközelítően lineáris fűrészfeszültséget integráljuk. A lineáris függvény integrálásából adódó négyzetes tag megjelenése jelenti a parabolikus áramformát. A valószínűleg nem elegendő egyszerű integrálást választani. Részben az integrálandó jel nem megfelelő formája miatt, másrészt az alkatrészek szórásából adódó eltérések miatt szükséges bonyolultabb áramkörrel, negatív visszacsatolással a parabolikus torzítást elvégezni.

A képtelítő végfokozat rácskörében levő formáló négy-pólus hatását a fűrészáramra a 47. ábra szemlélteti.

A rácskörben levő formáló négy-pólusra felírhatjuk a következő összefüggést:

$$\frac{U_{C_1}}{U_g} = \frac{Z_C}{\frac{Z_C R}{Z_{C_1} + R} + Z_C} \quad (143)$$

U_g -t fejezzük ki

$$U_g = \frac{1 + j\omega C_1 R}{1 + j\omega(C_1 - C)} U_I \quad (144)$$

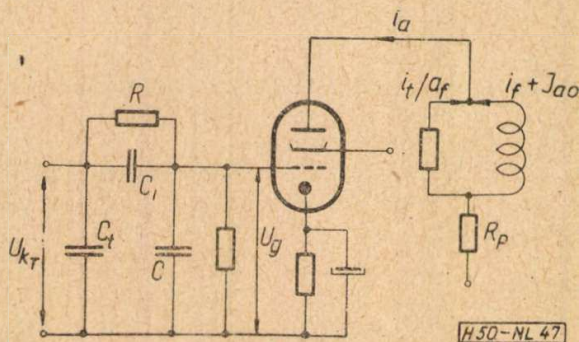
U_g rácsfeszültség hatására lesz az ohmos terhelésen folyó áram $\frac{i_T}{a_f}$ nagyságú.

A végcső anódáram rácsfeszültség összefüggése:

$$i_a = S U_g \quad (145)$$

A tényleges végcső áram viszonyítva az ohmos terhelésen folyó áramhoz:

$$\frac{i_T}{a_f} = \frac{R' j\omega L_I}{R' + j\omega L_I} = \frac{j\omega L_I}{R' + j\omega L_I} \quad (146)$$



47. ábra

A (146)-ot rendezve és behelyettesítve a (145)-öt:

$$\frac{i_T}{a_f} = \frac{j\omega L_I}{R' + j\omega L_I} S U_g \quad (147)$$

Behelyettesítve U_g értékét a (147)-be:

$$\frac{i_T}{a_f} = \frac{j\omega L_I}{R' + j\omega L_I} \cdot S \cdot \frac{1 + j\omega R C_1}{1 + j\omega(C_1 - C)} \quad (148)$$

Rendezve a (148)-at:

$$\frac{i_T}{a_f} = S U_I \frac{L_I}{R R' (C_1 + C)} \quad (149)$$

A (149) kifejezésből láthatjuk, hogy az ohmos terhelésen folyó áram függ a rácsköri elemektől, valamint az ohmos terheléssel párhuzamosan kapcsolódó induktivitástól. Ebből látható, hogy a rácsköri elemekkel változtatni tudjuk az anódáram formáját. E változtatási lehetőség azonban továbbra sem elegendő, negatív visszacsatolás alkalmazása szükséges (48. ábra).

A visszacsatolás mértékének megállapítására induljunk ki a következőből: A feszültség a végcsővön a 48. ábra alapján

$$U_a = U_{f_{v.t.}} + U_{R_p} \quad (150)$$

Az U_f a kimenőtranszformátor ohmos ellenállásán levő feszültség, amely az anódfeszültségből levonódik.

$$U_f = U_a = U_{a1} \frac{t}{T} \quad (151)$$

az anód váltófeszültség megjelenik a visszacsatoló RC láncon.

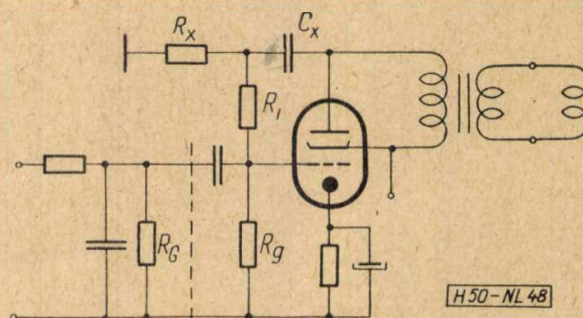
$$U_a = U_{R_x} + U_{C_x} \quad (152)$$

$$U_{C_x} = \frac{1}{C} \int i dt \quad (153)$$

Behelyettesítve a (152)-be

$$U_a = i R_x + \frac{1}{C} \int i dt \quad (154)$$

$$- U_{a1} \frac{t}{T} = i R_x + \frac{1}{C} \int i dt \quad (155)$$



48. ábra

Rendezve a (155) egyenletet

$$R_x \frac{di}{dt} + \frac{L}{C_x} + \frac{U_{af}}{T} = 0 \quad (156)$$

Ennek a lineáris homogén differenciál egyenletnek a karakterisztikus megoldása:

$$i = \frac{U_{af}}{T} C_x \left(e^{-\frac{t}{R_x R_x}} - 1 \right) \quad (157)$$

Az $i(t)$ függvényt ábrázolva láthatjuk, hogy a parabolikus áramformát exponenciális formával közelítjük meg.

Fejtsük Taylor-sorba a (157) függvény exponenciális tagját.

$$e^{-\frac{t}{R_x C_x}} = 1 + \frac{T}{\tau} \cdot \frac{t}{T} + \left(\frac{T}{\tau} \right)^2 \left(\frac{t}{T} \right)^2 \quad (158)$$

Írjuk fel a lineáris és a négyzetes tagok hányadosát, mint azt a (142) kifejezésben tettük:

$$\frac{\frac{T}{\tau_g} \frac{t}{T}}{\left(\frac{T}{\tau_g} \right)^2 \left(\frac{t}{T} \right)^2} = -\frac{2T}{\tau_g} \quad (159)$$

$$\frac{2T}{\tau} = -\frac{2T}{\tau_g} \quad (160)$$

Ha τ -t egyenlőnek válsztjuk a visszacsatoló RC tag időállandójával, akkor a visszacsatolás egyik paramétere kezünkben van.

$$\tau = \tau_g = 10 \text{ ms} \quad (161)$$

Láthatjuk, hogy a torzulás, amely az anód-áram formában a visszacsatolással létrejön, megegyezik az anódáram függvényével.

A visszacsatolási tényező a 48. ábra alapján:

$$-K = \frac{R_o}{R_o + R_f} \quad (162)$$

$$R_o = R_g \parallel R_g \quad (163)$$

A visszacsatolásnál a visszavezetett feszültség az R_1 , és R_o feszültségosztón nagyobb kell, hogy legyen, mint a vezérlőfeszültség, ezért így kell megválasztani a feszültségelosztót, hogy a következő feltétel teljesüljön.

$$R_1 > R_o \text{ és } R_1 + R_o > R_x \quad (164)$$

A végcső erősítése visszacsatolás nélkül

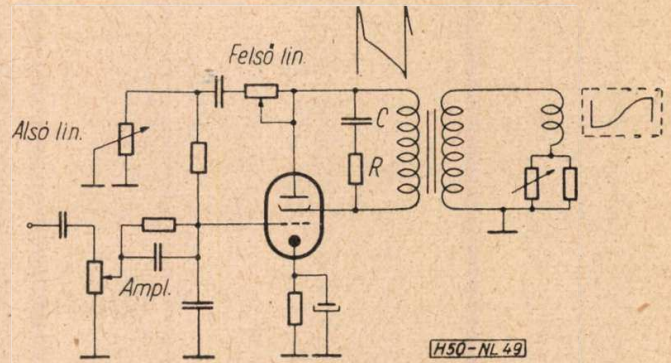
$$A = \frac{U_{af}}{U_g} \quad (165)$$

Visszacsatolással az eredő rácsfeszültség:

$$U_g = U'_g + (-K U_{af}) \quad (166)$$

Az erősítés:

$$A = \frac{U_{af}}{U'_g + (-K U_{af})} \quad (167)$$



49. ábra

A fenti számításokkal, adott követelményeknek megfelelően meghatároztuk a függőleges kimenő fokozat valamennyi paraméterét. Az így megtervezett függőleges eltérítő fokozatot a 49. ábra szemlélteti.

Az RC tag a függőleges eltérítést létrehozó fűrészel visszafutásakor fellépő 1500–2000 V impulzus csúcsheszültség csökkentésére szolgál. Ugyanis a fűrészel végén az áramváltozás a transzformátoron az eltérítés 2–5% ideje alatt megy végbe.

$$t_{\delta f 2\%} = 0,4 \text{ ms} \quad (168)$$

A létrejövő csúcsheszültség:

$$U_L = L_e \frac{I_{cs.cs.}}{t_{vf}}$$

A fűrészfeszültség:

$$U_f = \frac{U_{af}}{a_f} - U_L$$

Az anódoldalra transzformált két feszültség:

$$U_{af} = (U_L + U_f) \cdot a_f$$

Figyelembe véve az anódpótló feszültségét:

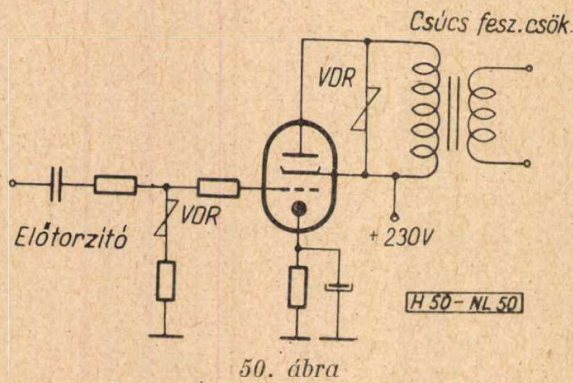
$$U_{a_{\delta p f e s z}} = 230 \text{ V}$$

Az anódoldalon fellépő csúcsheszültség

$$U_{acs.cs} = U_{a_{\delta p f e s z}} + U_f + U_L \approx 1500 \text{ V}$$

Ez a csúcsheszültség a cső szempontjából káros hatású.

A fenti áramkör tervezésénél feltételeztük, hogy lineáris eltérítő áramra van szükség. A valóságban azonban az eltérítés nem lineáris fűrészáram formával történik, mert a képcső ernyőgörbületéből eredő torzítást figyelembe kell venni. Ezért tangens görbe formájú áramalakokra van szükség. A visszacsatoló áramkörben változtatható elemek vannak beépítve, amelyek segítségével a fenti torzítás, valamint az áramköri elemek szórásából eredő torzítás kiküszöbölhető. A fenti függőleges eltérítő végfokozat gazdaságosan használható fel a végcső áramának kihasználása szempontjából, azonban igen sok áramköri elemet kíván. Ennek a



50. ábra

nagyszámú alkatrésznek felhasználását kűszöbök ki különböző RC tagok helyére beépített VDR ellenálláskombinációk, (előtörzítő csúcs feszültségcsökkentő stb., 50. ábra).

A további követelmény korszerű televízió vevőkészüléknel, hogy a függőleges képméret a melegedés hatására ne változzék. Ez a probléma különösen a zártabb kivitelű toroidtekercsnél áll fenn fokozottabb mértékben, ahol a tekercsben cirkuláló energia a vasmaggyűrűt melegíti, az átadja hőjét a tekercshuzalnak, és a huzal ellenállása a hőmérséklet hatására megváltozva illesztetlenség áll elő. E hiányosság megszüntetésére az eltérítő tekercsszelvényben kompenzáló NTK ellenálláskombinációt kell alkalmazni. Természetesen a követelmény kielégítéséhez ismerni kell az eltérítő tekercsrendszer hőmérséklet időfüggvényét, úgyszintén a kompenzálótag időfüggvényét (51. ábra). Az időfüggvény karakterisztikák kezdeti szakaszainak illesztésére az NTK kombinációban egy ellenállás szerepel, paralell az NTK-val.

A fenti képméretstabilizáló NTK kombinációt mint ohmos terhelőellenállás növekedést a rendszer tervezésénél figyelembe kell venni.

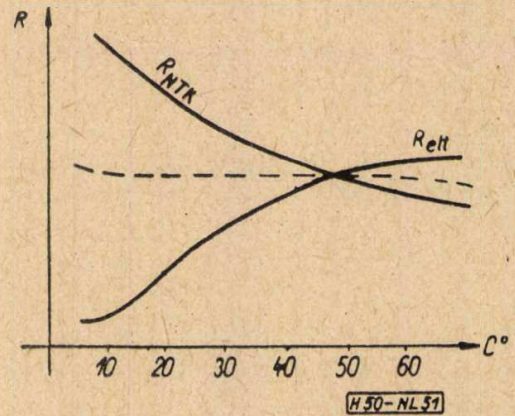
Összefoglalás

Az előzőekből láthatjuk, hogy a televízió vevőkészülék képeltérítő áramköreinek tervezése igen gondos munkát igényel. Figyelembe kell venni a gazdaságosság, a stabil működés, és a zavar sugárzás minimálisra csökkentésének szempontjait. A képcső ernyőméreteinek növelése, a cső hosszúságának csökkentése, csakis az eltérítő szög növelésével valósítható meg. Az eltérítő szög növelésével azonban az eltérítő energiát is növelni kell. A nagyobb eltérítő áramot különböző technikai fogásokkal lehet biztosítani. Így a 110°-os eltérítési szögű képcsőhöz is felhasználhatjuk a 90°-os eltérítő rendszerrel használt végfok csöveket (PL 36, PY 88 stb.).

HELYREIGAZÍTÁS.

Az 1960. augusztusi (4.) számban közölt „Mozgó pontok jelátviteli problémájáról” című cikk alábbi képletei helyesen:

152. oldal (8)-as képlet: $\vec{E} = \varepsilon \mu \frac{\partial}{\partial t} \text{rot } \vec{\pi}'$



51. ábra

A kidolgozott eltérítő tekercsrendszer, különleges geometriai formával speciális porvasmaggyűrűvel készült (MAFERRIT 800). A kidolgozott tekercsrendszer csakis ezzel a formával és ferrit maggal ad helyes eredményt. Meg kell jegyezni, hogy hasonló a helyzet a sorkimenő transzformátor magjánál is. A sorkimenő transzformátor magja MAFERRIT 1100 anyagból készült. Az eltérítő tekercsrendszer hatásfoka növelhető nagyobb permeabilitású maganyag felhasználásával is, azonban ilyen anyag eddig nem állott hazai viszonylatban rendelkezésre. A szakirodalom utal arra, hogy $\mu_r = 2000$ relatív permeabilitású anyaggal számottevő javulás érhető el ezen a téren.

A feszültségvisszanyerő vízszintes eltérítő végfokozat fizikai folyamatainak matematikai leírása hosszadalmas. Speciális koordináta rendszerben felírt kördiagram segítségével kapjuk meg az áram-idő pillanatnyi értékeit. A függőleges eltérítő kimenő fokozata teljesítményerősítő, amely 50 Hz-es ismétlődésű fűrészelet

erősít. A fűrészelet üzemaránya $\frac{\tau}{T} = 0,02$. Emellett

kell a fokozatnak a fűrészelet lineárisan erősítenie, a cikk III. részében megadott feltételek mellett. A követelmények kielégítésére transzformátor terhelésű, visszacsatolt erősítő felel meg. Ilyen kimenő fokozatot a televízió vevőtechnikában kétféle módon szokás felhasználni: bloking oszcillátor vezérléssel szimpla végfokozat, vagy katód csatolású multivibrátor kapcsolásban, ahol a linearizáló visszacsatolás független a katód csatolástól. A két felhasználási formánál egyaránt fellelnek hátrányok. Ezek kiküszöbölésére napjainkban sokféle technikai megoldást alkalmaznak.

153. oldal (37-es képlet: $E = [f(\varphi', \vartheta', v)]_{r' = \text{konstans}}$

(38)-as képlet: $\omega = [\psi(\varphi', \vartheta', v)]_{r' = \text{konstans}}$

Zusammenfassungen

J. Komarik : Die Bemessung des Zählerdiskriminators

Die Diskriminatore der Zähler Type stehen von Gesichtspunkt der linearischen Charakteristik und der Stabilität an erste Stelle unter den frequenzmodulierten Detektoren. Der Artikel prüft die Charakteristik des Zählerdiskriminators und zieht davon eine Folgerung auf die Verzerrung. Auf Grund dieser Untersuchungen wird es möglich einen Zählerdiskriminator für die gegebene Verzerrung zu bemessen. Der Artikel befasst sich nicht mit den Stromkreisen, er stellt nur fest, dass zu dem Diskriminator welcher über die gegebene Eigenschaften verfügt, welche Stromkreischarakteristiken nötig sind. Die Untersuchung der Charakteristik kann im allgemeinen so nicht ausgeführt werden, dass diese für jeden Stromkreis gültig sei. In der Praxis wird aber ausschliesslich fast nur eine Stromkreislösung angewandt. Wir machen die Berechnungen mit der Voraussetzung der Stromkreislösung und unsere Ergebnisse sind auch diesbezüglich gültig. Dagegen können die in den Berechnungen angewandten Prinzipien für jegliche Stromkreislösungen verwendet werden.

O. Villányi : Die Messung der Qualitätscharakteristiken der Fernseh-Bildsender

Der Artikel fasst alles wissenswerte zusammen, was zur Messung der Fernsehsenderanlagen grundlegend notwendig ist. Es wird eine der wichtigsten Messeinrichtungen, der Nyquist-Messmodulator, der streng determinierte Kennwerte, Amplitudo- und Phasencharakteristiken mit strengen Toleranzgrenzen hat, beschrieben. Der Artikel beschäftigt sich eingehend mit den Messungen der einzelnen Qualitätscharakteristiken der Bildsender. Bei der Bekanntmachung der Messungen beschreibt der Verfasser die notwendige Wellenform, die Messanordnung, die in allgemeinem unbekanntem Messeinrichtungen und die internationalen Normen, ferner die von den CCIR und OIRT Organisationen empfohlene Werte.

Á. Kemény und J. Saufert : Transistor-Spannungsstabilisatoren

Die aus drei Teilen bestehende Artikelserie beschäftigt sich mit dem Arbeitsprinzip und den Gesichtspunkten der Bemessung von Spannungsstabilisatoren mit in Serie geschaltetem Regeltransistor. Im ersten Teil befassen sich die Autoren mit der Funktion der angewandten Schaltungen und ihrer Analysen. Bei der theoretischen Analyse haben sich die Autoren den Ausdruck der zwei auf gleiche Weise wichtigen Regelparameter — den Ausgangswiderstand und die Regelungsgüte — zum Ziele gesetzt. Aus der Literatur ist bisher nur die Ausdrucksmethode des Ausgangswiderstandes bekannt. Den Autoren ist es gelungen die Ausdrucksart der Regelungsgüte zu lösen und damit haben sie eine vollgültige Analyse der Transistorstabilisatoren entwickelt.

Im II Teil wird beschrieben, wie die zwei Regelungsparameter mit schaltungstechnischen Methoden und den zugehörigen Analysen ideal gemacht werden können, wonach die Autoren exakte Bemessungsformeln ableiten.

Der III. Teil beschäftigt sich mit dem kritischen Vergleich der verschiedenen Referenzspannungsquellen, mit den Prüfungen der damit realisierten Schaltungen und mit den Planungs- und Bemessungsproblemen.

L. Z. Nagy : Ultrahochvakuum

Der Artikel fasst zusammen die Ultrahochvakuum-Fachliteratur zusammenhängend mit den Ultrahochvakuumexperimenten welche in dem Forschungsinstitut für Technische Physik der Ungarischen Akademie der Wissenschaften ausgeführt wurden. Skizzenmässig gibt er bekannt die in der Literatur bisher mittgeteilten Methoden zur Herstellung und Bemessung des Ultrahochvakuums, die Bedeutung und den Vortschritt der Ultrahochvakuumforschungen, die Ionisationsmessgeräte und die Iongetterpumpen.

T. Györy : Die Anpassung des Generators und des Verbrauchers mit Verlustelemente enthaltenden Vierpolen

Die Vierpole werden durch die Vierpolgleichungen charakterisiert und können mit Ersatzschaltungen dargestellt werden. Die Vierpole werden von drei Grössen bestimmt: Eingangs- und Ausgangsimpedanz und das Wellenübertragungsmass. Generator und Verbraucher gegebener Impedanz können mit Vierpolen angepasst werden: reflexionsfrei, für Übertragung grösster Wirkleistung und für Übertragung grösster Scheinleistung. Der von der Wellenimpedanz abweichende Abschluss kann als Ersatzspannungsquelle aufgefasst werden, dessen innere Impedanz mit der Wellenimpedanz des Vierpols gleich ist. Die Bedingung der Reflexionsfreiheit und gleichzeitig der Übertragung der maximalen Wirkleistung ist, dass die Wellenimpedanz rein ohmisch sei. Die Wellenimpedanz der Schaltung

ist nur dann ohmisch wenn es entweder aus rein ohmischen Widerständen, oder aus verlustfreien Reaktanzen aufgebaut ist. Die Impedanzen der T- und π -Schaltungen werden durch die, die Vierpole charakterisierende Grössen bestimmt. Die Boucherot-Schaltung ist ein spezieller Fall des symmetrischen Kreuzgliedes. Im Falle von induktiv, bzw. kapazitiv gekoppelten in Reihen, oder parallel gespeisten Schwingungskreisen mit Verlustelementen, wird die Phasenverschiebung durch die Charakteristik der Schaltung bestimmt. Die Verlustwiderstände der Kreise werden durch das Dämpfungsmass begrenzt.

L. Nemes: Ablenkungstechnik der 110°-Empfangsfernsehröhre.

I. Ein Überblick über die Konstruktion und Anwendung der in der modernen Fernseh-Empfangstechnik angewandten 110°-Fernsehröhren. Das Problem der Erzeugung der im Falle einer 110°-Fernsehröhre zur Elektronenstrahlableitung notwendigen Ablenkungsenergie. Einführung neuer horizontaler vertikaler Massverhältnisse bei der Herstellung von Empfängern. Ablenkungsspule mit grossem Wirkungsgrad.

II. Berechnung und Projektierung moderner Boosterspannungs-Endstufen.

III. Das Lösen von Bildlinearitätsproblemen. Anwendung rückgekoppelter Verstärker bei Ablenkungs-Systemen.

Summaries

J. Komarik : Design of Counter Type Discriminator

The counter type discriminator stands on the first place amongst the frequency modulated detectors regarding the linearity of the characteristics and stability. The paper examines the characteristics of the counter type discriminators and formulae are derived to the numerical calculation of the distortion. On the basis of these examinations it becomes possible to design counter type discriminators for a prescribed distortion. The paper does not deal with circuit details it only states circuit data needed to realise a discriminator with prescribed properties. It is not possible to derive a general characteristic equation valid for every type of circuit. In practice, on the other hand only one circuit is used. Our design considerations are due to this type of circuit and our results are also valid concerning this circuit. But the principles used in design can be applied to any other circuit.

O. Villányi : Measuring of Qualitative Characteristics of Television Video Transmitters

The article gives a summary of informations which are absolutely necessary for the measuring of TV-transmitter installations. It describes one of the most important measuring equipments, the Nyquist measuring demodulator which has determined amplitude- and phasis characteristics of severe tolerances. It deals in details with the measuring of qualitative characteristics of the video transmitters. In the description of the measurings it gives an account of the waveform, the arrangement of measuring, and of the measuring equipments in generally unknown, further it introduces the international norms and gives an account of the values recommended by the CCIR and OIRT organizations.

A. Kemény and I. Saufert : Transistor Voltage Stabilizers

The series of papers which consists of three parts, deals with the principle of operation and aspect of dimensioning of the transistor series regulating voltage stabilizer. In the first part the authors discuss the operation of the applied circuit arrangements and their network analysis. In the theoretical analysis they aim to express the two parameters, that is output resistance and regulation ratio, both being of the same importance characterising quality. In literature only the manner of the expression of the output resistance has been known up to now. The authors succeeded in solving the way of expressing regulation ratio too, and in this way they developed an analysis of total value regarding transistor stabilizers.

The second part describes how to realize conditions close to ideal in respect of the two parameters with advanced circuitry and with their analysis from which the authors derive practical dimensioning formulae.

The third part discusses the critical comparison of the different reference voltages, the test of circuits realized with those mentioned above the, problems of the design and dimensioning of practical circuits.

L. Z. Nagy: Ultra-High Vacuum

The article gives a summary of the technical literature regarding ultra-high vacuum in connection with the researches carried out by the Research Institute for Technical Physics of the Hungarian Academy of Sciences. It gives a brief account of the methods published in literature so far, regarding producing and measuring of ultra-high vacuum. It describes the importance and advancing of ultra-high vacuum research, the ionisation gauges and the iongetterpumps.

T. Győry: Matching of Generators and Loading with Four-Terminal Networks Having Loss-Elements

The quadripoles are characterized by their equations and can be expressed with equivalent circuits. The quadripoles are determined by three quantities: input and output impedance and the image-transfer constant. Generator and loading with given impedance can be matched by a quadripole as follows: without reflection, for the transmission of maximum effective power and for the maximum apparent power. The terminating which deviates from the characteristic impedance may be taken as a reflexion voltage source, the internal impedance of which is equal to the characteristic impedance of the quadripole. The condition of the matching without reflection and of that of the transmission of the maximum effective power is, that the characteristic impedance shall be pure ohmic. The characteristic impedance of L-network is only then ohmic, if it is constructed either of pure ohmic resistances, or of loss-free reactances. The impedances composing the T and π -networks are determined by the quantities characterizing quadripoles. The Boucherot arrangement is the special case of the lattice section, which is a symmetrically balanced quadripole. In case of in series and parallel feeded inductively, resp. capacitively coupled circuits with loss elements, the characteristic of coupling determines the phase shift. The attenuation determines the permissible value of the losses of circuits.

L. Nemes: Deviation Technic of 110°-Receiving Picture Tube.

I. Survey of the construction and application of the 110°-picture tube used in the modern television receiving technic. Problem of the production of deviation energy necessary to deflect cathode-ray in the case of 110°-picture tube. Introduction of new horizontal and vertical aspect ration in the manufacturing of TV-receiver. Deflection coil of high efficiency.

II. Calculation and planning of the modern booster voltage final stage.

III. Solution of problems concerning image linearity. Application of feed-back amplifiers in the vertical deflection systems.

Résumés**J. Komarik: Le mesurage de discriminateur compteur**

Les discriminateurs de type compteur sont les meilleurs parmi les détecteurs de modulation de fréquence au point de vue de la linéarité de la caractéristique et de la stabilité. L'article examine la caractéristique du discriminateur compteur et fait des conclusions concernant la distorsion. Sur la base de ces essais il est possible de faire le mesurage des discriminateurs compteur d'une distorsion prescrite. L'article ne s'occupe pas en détail avec les circuits, il détermine seulement, les dates des circuits nécessaires pour un discriminateur à propriétés données. En général il n'est pas possible de faire l'essai des caractéristiques de façon qu'il soit valable pour tous les circuits. Mais dans la pratique on se sert d'un seul circuit. Les calculs sont faits en supposant cette seule solution du circuit et les résultats aussi ne sont valables que pour celle-ci. Par contre les principes y utilisés peuvent être appliqués dans n'importe quel circuit.

O. Villányi: La mesure des caractéristiques d'émetteurs d'images de télévision

L'article résume les connaissances qui sont indispensables pour la mesure des émetteurs de télévision. Il fait connaître le démodulateur Nyquist, un des plus importants appareils de mesure aux caractéristiques d'amplitude et de phase comprises entre des limites de tolérance très sévères. Il s'occupe

en détail de la mesure de certains caractéristiques des émetteurs d'image. En décrivant la mesure il fait connaître la forme d'onde, l'arrangement des mesures, les appareils de mesure en générale peu connus, ainsi que les valeurs recommandées par les organisations CCIR et OIRT.

A. Kemény et J. Saufert: Le stabilisateur de tension à transistor

La série de l'article qui se compose de 3 parties s'occupe de principe de fonctionnement et de l'aspect de construction des stabilisateurs de tension à transistor connectés en série. Dans la première partie les auteurs donnent un aperçu sur le fonctionnement et l'analyse de l'arrangement des circuits appliqués. Dans l'analyse théorique leurs but est d'exprimer les deux paramètres également importants, qui sont la résistance de sortie et le degré d'efficacité. C'est seulement la façon de l'expression de la résistance de sortie qui est connue jusqu'à présent dans la littérature. Les auteurs ont réussi de résoudre aussi la mode de l'expression du degré d'efficacité et ainsi ils ont développé une analyse totale sur les stabilisateurs à transistor.

Dans la deuxième partie ils décrivent comment on peut réaliser des conditions presque idéales à l'aide des circuits artificiels avec leur analyse y appartenant, dont les auteurs peuvent déduire des formules de calculation.

Dans la troisième partie les auteurs présentent la comparaison critique des différentes sources de tension de référence, les essais des circuits réalisés avec eux et donne un aperçu sur les problèmes de construction et du mesurage.

L.Z. Nagy: Ultra-Vide

L'article résume la littérature de l'ultra-vidé en relation avec les recherches exécutées dans l'Institut de Recherche de la Physique Technique de l'Académie des Sciences de Hongrie. Il donne un bref aperçu des méthodes de la préparation et de la mesure de l'ultra-vidé, puis fait connaître l'importance et le progrès dans les recherches relatives à l'ultra-vidé. Enfin il décrit l'appareillage de mesure d'ionisation et les pompes ioniques.

T. Győry: Ajustement de la génératrice et de la charge avec quadripôles ayant éléments avec perte

Les quadripôles sont déterminées par leurs caractéristiques et peuvent être symbolisées par des circuits équivalents. Les quadripôles sont déterminés par trois quantités: l'impédance d'entrée et de sortie et la constante de transmission. Génératrice et charge à impédance intérieure donnée peuvent être ajustés avec des quadripôles sans réflexion, pour la transmission des puissances maximum effectives et des puissances maximum apparentes. Un élément terminal qui n'est pas accordé à l'impédance caractéristique peut être considéré comme une source de tension ou l'impédance intérieure est égale à l'impédance caractéristique du quadripôle. La condition de la réflexion sans perte, ainsi que celle de la transmission de la puissance effective maximum est, que l'impédance caractéristique soit purement ohmic. L'impédance caractéristique des circuits en connection L est purement ohmic s'il se compose de résistances ou des réactances sans perte. Les impédances de T et de π sont déterminées par les quantités caractéristiques des quadripôles. L'arrangement de Boucherot est un cas spécial de l'ajustement avec des éléments en connection transversale, symétriquement. Le caractère de connection détermine l'angle de déphasage si les éléments sont connectés inductivement, resp. capacitivement en série et parallèlement dans des oscillateurs alimentés par des éléments à perte. L'atténuation détermine les valeurs limites des résistances de perte des circuits.

L. Nemes: La technique de déviation du tube de télévision récepteur de 110°.

I. L'article présente un aperçu des aspects de la construction et de l'utilisation des tubes de télévision de 110° C appliqués dans la technique de réception de la télévision moderne. Le problème de la production de l'énergie de déviation nécessaire pour la déviation du rayon électronique en cas d'une tube de télévision de 110°C. Introduction d'une nouvelle mesure horizontale et verticale dans la fabrication des récepteurs. Une bobine de déviation à grande puissance II. Le calcul et le projet de l'étage final du booster-voltage. La solution des problèmes de la linéarité de l'image. III. L'application des amplificateurs à contre réaction les systèmes verticaux déviants.

MAGYAR HÍRADÁSTECHNIKA

Felölős szerkesztő: Balogh Pál — Kiadja a Műszaki Könyvkiadó, Budapest, V., Bajcsy-Zsilinszky út 22. — Telefon: 113-450
Felölős kiadó: Solt Sándor — Megjelenik 1280 példányban

60.11827 Egyetemi Nyomda, Budapest, Dohány utca 12.

Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hirlapirodánál (Budapest, V., József nádor tér 1. Telefon: 180-850) vagy bármely postahivatalnál
Előfizetési díj: félévre 15 Ft, egész évre 30 Ft. Egyes szám ára: 5 Ft. Megjelenik kéthavonta — Csekkzámlaszám: egyéni 61.254, közületi 61.066
vagy átutalás az MNB 47. sz. folyószámlájára)