

БАДОНИ ГЕЗА – ФАБИАН АНДРАШ – КОВАЧ БЕЛА
ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СЕЙСМИЧЕСКОЙ АППАРАТУРЫ С МАГНИТНОЙ ЗАПИСЬЮ. I.

Опираясь на практический опыт авторы дают обзор об основных принципиальных вопросах, связанных с проектированием современной сейсмической аппаратуры. Первая часть серии статей рассматривает вопрос о нелинейных искажениях, вызываемых автоматическим регулятором усиления и схемой модуляции частот, необходимой для фиксирования магнитных сигналов. Целесообразно принятая характеристика регулирования ($U_{\text{вых}} f(U_{\text{вх}})$) и подобранная электронная схема определяют основные свойства регулятора. Анализируя процессы, протекающие в цепи, осуществляющей регулировку регулирующего устройства, можно выявить связь между коэффициентом искажения, диапазоном регулировки, свойствами элементов цепей и косвенно – между постоянными времени АРУ. В результате подобного анализа выясняется, какие условия должны выполняться в отношении определения элементов схемы частотного модулятора, чтобы иметь линейную связь между модулирующим напряжением и частотой модулятора.

THEORETICAL CONSIDERATIONS IN DESIGNING A SEISMIC EQUIPMENT OF TAPE-RECORDING SYSTEM

Part 1

G. BÁDONI – A. FÁBIÁN – B. KOVÁCS

The basic theoretical questions of the design of an up to date seismic equipment are discussed in a series of papers. The first paper presented deals with the non-linear distortions of the automatic gain control and of the FM circuits. A suitable control characteristics [$U_{\text{ki(out)}} = f(U_{\text{beien}})$] and the selected electronic elaboration preforms the essential properties of the control-element. A connection exists between the distortion factor, the control-range, the circuit constants and – indirectly – the time constants of the AGC. For the FM device the requirement is that the modulating voltage and the frequency of the modulator must be in a linear relation.

MAGNETOFONOS REGISZTRÁLÁSÚ SZEIZMIKUS BERENDEZÉS TERVEZÉSÉNEK ELVI ALAPJAI I

BÁDONI GÉZA – FÁBIÁN ANDRÁS – KOVÁCS BÉLA

Bevezetés

Mielőtt a szeizmikus csatorna két eleme, az AGC és frekvenciamodulátor által okozott torzítások részletes tárgyalására rátérnénk, vizsgáljuk meg röviden a nemlineáris torzítások hatását a szeizmikus felvételekre. Nem közömbös ebből a szempontból, hogy a beérkező jeleknek az erősítő bemenettől a jelrögzítő elemig megtett „útja” során a frekvenciaszűrőhöz viszonyítva hol keletkeznek a torzítások. Tekintsük azt a gyakran előforduló esetet, mikor az erősítő

bemenetére egyidejűleg nagy intenzitású zavarjel (Groundroll) és lényegesen kisebb intenzitású, eltérő frekvenciájú hasznos jel kerül. Ha a szeizmikus csatorna szűrője előtt nemlineáris torzítások keletkeznek, akkor a zavarjel magasabb frekvenciájú összetevőkben megnövekedve jut a szűrő bemenetére, a szűrő kimenetén tehát a jel/zaj viszony romlik. Ez függ a jelek eredeti spektrumától, a szűrőkarakterisztikától és a torzítás mértékétől. A szűrőkészlet után kapcsolt *AGC* torzításai gyakorlatilag már nem befolyásolják az áthaladó szeizmikus jelsorozat frekvenciaspektrumát, ezért a lehetséges torzítások szempontjából kézenfekvő ezt az elrendezést alkalmazni. Előfordul azonban az is, hogy nagy intenzitású zavarjelet gyorsan követ kisebb intenzitású hasznos jel. Ha ez a jelsorozat még az *AGC* előtt egy eléggé hosszú sajátfolyamatú szűrőt „talál”, akkor az *AGC* a szűrő saját folyamatait szükségképpen kiegyenlíti és ezáltal a jel/zaj viszony lényegesen romlik. Ilyen esetben a szűrő elé kapcsolt *AGC* kedvezőbb feltételeket teremt a szűréshez ill. a jelek szétválasztásához (Szluckovszkij 1960). Szükséges lehet a felbontóképesség növelése akkor is, amikor egymáshoz közelfekvő réteghatárokról érkező hasznos jeleket tanulmányozunk. Ilyenkor a hasznos beérkezések magasabb frekvenciájú összetevőinek kimutatásával érhetjük el célunkat és ezért a jel/zaj viszony szempontjából fontos szerepet játszhatnak a nemlineáris torzítások. Különösen magnetofonos berendezések alkalmasak ilyen vizsgálatokra.

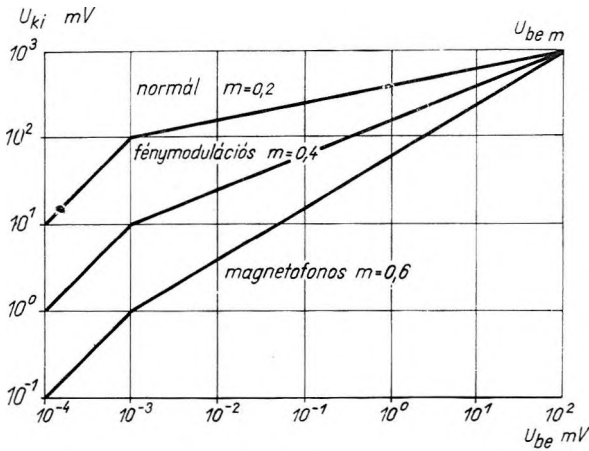
Az *FM* rendszerű magnetofonos berendezések frekvenciamodulátorának helyét általában a szűrőkészlet előtt jelölhetjük ki, mivel a felvételt a szalagra célszerű a beérkező jelek spektrumának számottevő módosítása nélkül készíteni. Egyértelműen következik ebből, hogy a modulátor torzításai döntően befolyásolhatják a szeizmikus regisztrátumot.

I. Az *AGC* rendszer nemlineáris torzításai

Az *AGC* minden szeizmikus berendezésben megtalálható, mivel a beérkező 100–120 dB dinamikájú szeizmikus jelsorozat dinamikakompresszió nélkül nem regisztrálható. Az 1. ábra szeizmikus berendezések szabályozási karakterisztikáit mutatja be. Az ábrából látható, hogy a normál regisztrálású berendezések dinamikakompressziója a legnagyobb, mert az amplitudó viszonyokat a szokásos szeizmikus regisztrátumokon legfeljebb 20 dB-ig lehet kiolvasni. Lényegesen kedvezőbb a helyzet a filmre rögzített fénymodulációs regisztrátumnál, minthogy a fényérzékeny réteg 40 dB dinamikát is átfog. A legkisebb dinamikakompresszió a magnetofonos regisztrálású szeizmikus berendezésekhez szükséges, mivel a magnetofonszalag 60 dB dinamika feldolgozására is képes. Magnetofonos jelfrögzítésnél *AGC* helyett általában a programszabályozás alkalmazása terjedt el. Lejátszásnál azonban itt is szükség van az *AGC* alkalmazására.

Vizsgáljuk meg, hogy milyen áramkör alkalmas az 1. ábra szabályozási karakterisztikáinak előállítására és milyen feltételek mellett? Az áramkör vonatkozásában több lehetőség van, ezek azonban két csoportba oszthatók. Az első csoportba tartozó áramköröknél a dinamikakompresszió egy vagy két erősítő elem erősítésének változtatásával hozható létre. Ide tartoznak pl. az elektroncsöves szuppresszorok, vagy vezérlőrácsú szabályozók. A második ma

már elterjedten alkalmazott csoportban passzív nemlineáris elem hurok-viszszacsatolás segítségével hoz létre dinamikakompressziót. Itt csak az utóbbival foglalkozunk.

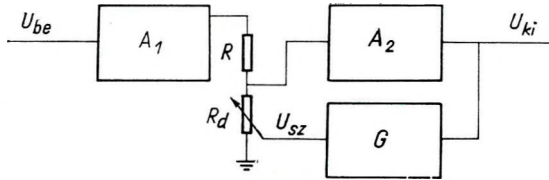


1. ábra.

Az alkalmazott jelölések a következők:

A	erősítés
m	a szabályozási karakterisztika meredeksége
R	a szabályozó kör soros ellenállása
R_d	a szabályozó elem ellenállása
U_{be}	bemenőfeszültség
U_{be_0}	küszöbfeszültség, melytől a szabályozó működik
U_{be_m}	küszöbfeszültség, ameddig a szabályozó működik
U_{ki}	kimenőfeszültség
U_{ki_0}	U_{be_0} -hoz tartozó kimenőfeszültség
U_{sz}	a szabályozó elemet működtető szabályozófeszültség
U_e	a szabályozófeszültség egyenáramú komponense
U_v	a szabályozófeszültség váltóáramú komponense
u_{be}	a bemenőfeszültség amplitudója
u_v	a szabályozófeszültség váltóáramú komponensének amplitudója
β	arányossági tényező
γ	hurok-erősítés
χ	torzítási tényező
Φ	U_{be} és U_v közötti fáziseltolás
ω	U_{be} körfrekvenciája

Egyetlen passzív áramköri elemet tartalmazó szabályozó általános felépítése a 2. ábrán látható. A_1 a szabályozó előtti, A_2 pedig a szabályozó utáni összes erősítés. A szabályozás az $R - R_d$ ellenálláslánc mint leosztó segítségével történik. R értéke állandó, R_d a nemlineáris elem ellenállása pedig az U_{ki} feszültség segítségével a G egységen át változtatható. Feladatunk annak meghatározása, hogy az 1. ábra szerinti szabályozási karakterisztika a 2. ábra szerinti kapcsolással megvalósítható-e, ill. mi a megvalósítás feltétele? E célból írjuk fel az 1. ábra szerinti görbék $[U_{be_0} U_{be_m}]$ intervallumba eső szabályozott szakaszának és a 2. ábrán látható kapcsolásnak az egyenleteit.



2. ábra.

$$\text{Log } U_{ki} = m \text{Log } U_{be} + (\text{Log } U_{ki_0} - m \text{Log } U_{be_0}) \quad (1)$$

$$U_{ki} = A U_{be} \frac{R_d}{R + R_d} \quad (2)$$

$$\text{ahol } A = A_1 \cdot A_2 \text{ és } R_d = f(U_{ki})$$

Az (1) egyenlet hatványalakban felírva

$$U_{ki} = \frac{U_{be}^m \cdot U_{ki_0}}{U_{be_0}^m} \quad (3)$$

U_{be} értékét a (2)-ből kifejezve és a (3)-ba helyettesítve, majd az egyenletből

$\frac{R_d}{R + R_d}$ értékét kifejezve

$$\text{az } \frac{R_d}{R + R_d} = \sqrt[m]{U_{ki}^{m-1}} \cdot \frac{\sqrt{U_{ki_0}}}{A U_{be_0}} \quad (4)$$

egyenletet kapjuk.

A (4) logaritmikus alakban:

$$\text{Log } \frac{R_d}{R + R_d} = \frac{m-1}{m} \cdot \text{Log } U_{ki} + \text{Log } K, \quad (5)$$

ahol

$$\text{Log } K = \frac{\text{Log } U_{ki_0}}{m} - (\text{Log } A + \text{Log } U_{be_0}) \quad (6)$$

A 2. ábra szerinti kapcsolással tehát megvalósítható az 1. ábra szerint előírt szabályozás, ha a

$$\text{Log} \frac{R_d}{R + R_d} \quad (7)$$

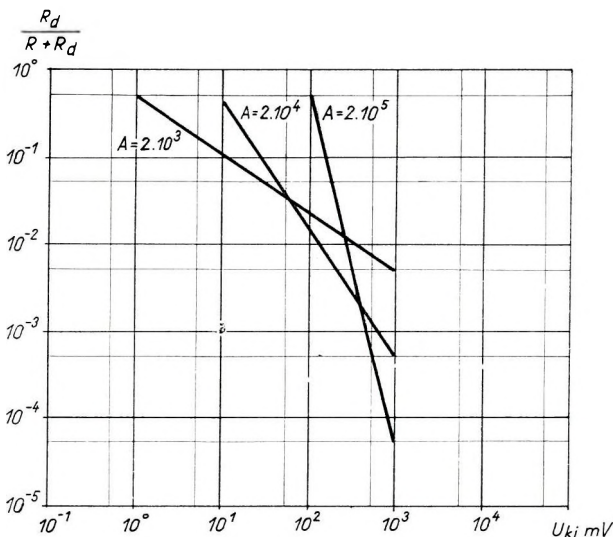
függvény az (5)-nek megfelel. A

$\text{Log} \frac{R_d}{R + R_d}$ függvény a K konstansban szereplő A erősítés

$$A_{norm.} = 2 \cdot 10^5$$

$$A_{fénymod.} = 2 \cdot 10^4$$

$$A_{magn.} = 2 \cdot 10^3 \text{ értékei mellett a 3. ábrán látható.}$$



3. ábra.

Ilyen váltóáramú ellenállás-feszültség összefüggést mutatnak a szilícium rétegdiodák, a termionikus diódák, a germánium rétegdiodák és a fotóellenállások karakterisztikájuk egy szakaszán (4. ábra). Ezek a szabályozó elemek tehát AGC-ben alkalmazhatók.

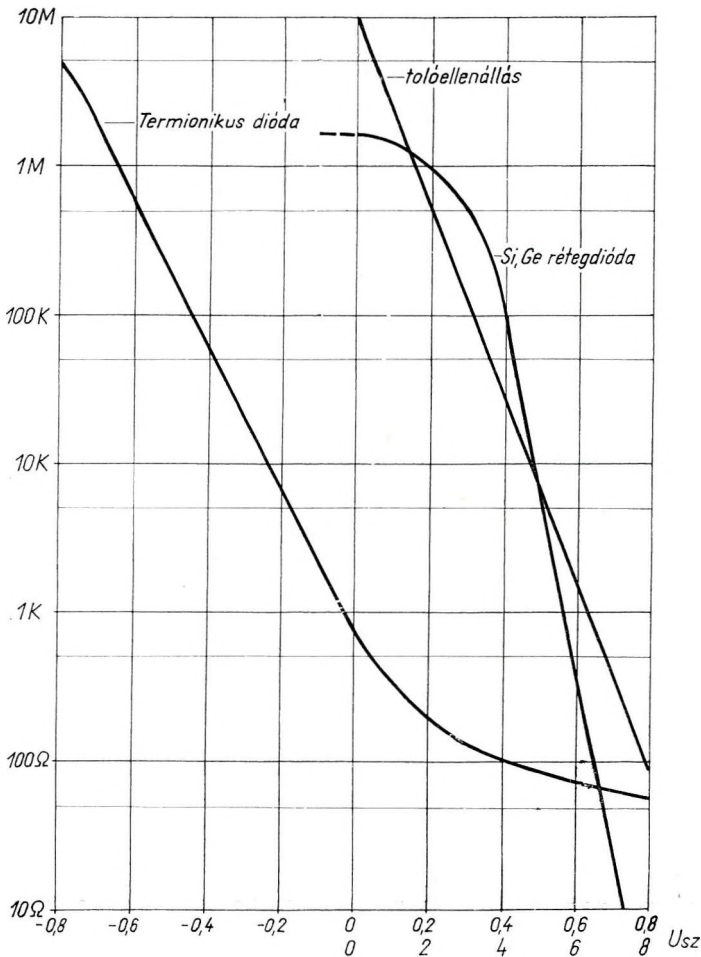
A 2. ábrán látható G egység feladata az, hogy a felhasznált szabályozó elemet U_{ki} erősítésével ill. előfeszítéssel a karakterisztika logaritmikus szakaszára állítsa be. A G egység ezenkívül kétoldalasan egyenirányítja és szűri az U_{ki} feszültséget, mivel csak megfelelően kis időállandónál érhető el, hogy a teljes $-0,1 \mu V$ -tól 100 mV -ig terjedő — szeizmikus jelsorozat dinamikakompressziója mellett a lokális dinamika viszonyok — amelyek a reflexiók kiemelése

szempontjából fontosak — ne mosódjanak el. Ezért a G egység kimenetén az U_{ki} feszültség helyett az amplitudójával arányos U_{sz} szabályozófeszültség jelenik meg.

$$U_{sz} = \frac{1}{\beta} \cdot U_{ki} \quad (8)$$

A kis időállandó azonban az egyenirányítást követő szűrés elégtelenségét is okozza, ezért U_{sz} az egyenfeszültség mellett váltóáramú összetevőt is tartalmaz, amelyek egyaránt a szabályozó elemre jutnak.

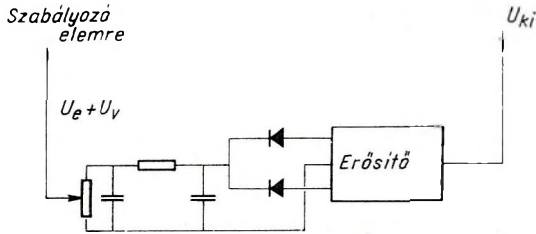
$$U_{sz} = (U_e + U_v) \quad (9)$$



4. ábra.

Azonban az U_v váltóáramú komponensből származó szabályozás U_{ki} -t eltorzítja. A torzítás miatt fellépő felharmonikusok frekvenciája azonban a kétoldalas egyenirányítás miatt U_v frekvenciájánál nagyobb (háromszorosa) így a G egység kimenetén az egyenirányítást követő szűrés miatt amplitúdójuk U_v -hez képest elhanyagolható.

Vizsgáljuk meg, hogy milyen torzítást okoz ez a váltóáramú összetevő, ha a G egységben az 5. ábra szerinti kétutas egyenirányítót alkalmazunk.



5. ábra.

A (8) és (9)-ből U_{ki} -t kifejezve és az (5)-be helyettesítve a

$$\text{Log} \frac{R_d}{R + R_d} = \frac{m-1}{m} [\text{Log} \beta + \text{Log} (U_e + U_v)] + \text{Log} K \quad (10)$$

kifejezést kapjuk.

A (2)-et logaritmikus alakban felírva és (10)-et behelyettesítve kapjuk, hogy

$$\text{Log} U_{ki} = \text{Log} AU_{be} + \frac{m-1}{m} [\text{Log} \beta + \text{Log} (U_e + U_v)] + \text{Log} K.$$

Ebből

$$U_{ki} = AU_{be} K \beta^n (U_e + U_v)^n, \quad (11)$$

ahol

$$n = \frac{m-1}{m}$$

$(U_e + U_v)^n$ kifejezés azonban binomiális sorba fejthető, tehát

$$(U_e + U_v)^n = U_e^n + nU_v U_e^{n-1} + \frac{n(n-1)}{2!} U_v^2 U_e^{n-2} + \dots \quad (12)$$

írható. A (12) sor helyett az

$$(U_e + U_v)^n \approx U_e^n + U_v U_e^{n-1} \quad (13)$$

közelítés is felírható, mivel esetünkben a (12) monoton csökkenő sorának harmadik és második tagjából képzett hányados

$$\left| -\frac{1}{m} \frac{U_v}{2U_e} \right| \ll 1, \quad (14)$$

vagyis a sor harmadik tagja elhanyagolható a második taghoz képest. A (14) egyenlőtlenség szeizmikus műszereknél fennáll, mert már $m = 0,15$ -is 20 dB/132 dB-es szabályozást jelent, U_v/U_e pedig a szükséges legkisebb időállandó mellett sem nagyobb 0,05-nél. Ha ugyanis kétoldalas egyenirányítást alkalmazunk és az egyenirányítót követő „C” kondenzátort egyszerű aluláteresztő szűrőnek tekintjük, az

$$U_v = \frac{2}{3 R_s C 2\omega} \text{ összefüggés írható föl, melyből}$$

$$R_s S = \tau = \frac{2}{3 U_v 2\omega}. \text{ Ahol } R_s \text{ az egyenirányító soros ellenállása, a } 2/3 \text{ pedig a}$$

2ω frekvenciájú váltóáramú összetevő amplitúdója, ha $U_e = 1$ (Fourier-sor második tagja). $U_v = 0,05$ $\omega = 125,6$ (20 Hz) értékeket behelyettesítve $\tau = 53$ msec adódik. C azonban nemcsak szűrő, hanem puffer kondenzátor is, azonkívül legalább két szűrőfokozat alkalmazása szokásos. Ezért az $U_v/U_e = 0,05$ érték $\tau = 15 - 20$ msec mellett mindenképpen elérhető. E szélso esetben

$$\left| -\frac{1}{m} \cdot \frac{U_v}{2U_e} \right| = 0,166$$

A gyakorlatban azonban rendszerint nem több $3 - 4 \cdot 10^{-2}$ -nél, tehát az elhanyagolás jogos. A (13) most már behelyettesíthető (11)-be. Így

$$U_{ki} = AU_{be} K \beta^n (U_e^n + n U_v U_e^{n-1}).$$

Legyen $U_{be} = u_{be} \sin \omega t$ és — a kétoldalas egyenirányítás miatt —

$$U_v = u_v \cos (2\omega t + \varphi) \text{ ezért}$$

$$U_{ki} = [F + H \cos (2\omega t + \varphi)] \sin \omega t, \quad (15)$$

ahol

$$F = AK \beta^n U_e^n u_{be} \quad \text{és}$$

$$H = AK \beta^n n U_e^{n-1} u_{be} u_v$$

(15) egy amplitúdómodulált sinusrezgés egyenlete, amely a vivóhullám és az oldalsávok összegére bontható.

$$U_{ki} = F \sin \omega t - \frac{Fp}{2} \sin (\omega t + \varphi) + \frac{Fp}{2} \sin (3\omega t + \varphi),$$

$$\text{ahol } p = \frac{H}{F} = \frac{m-1}{m} \cdot \frac{u_v}{U_e}. \quad (16)$$

Az első két tag trigonometrikus átalakítással

$$F \sin \omega t - \frac{Fp}{2} \sin(\omega t + \varphi) = F \sqrt{1 + \frac{p^2 - 4p \cos \varphi}{4}} \sin(\omega t - \varphi^*)$$

alakra hozható. Így

$$U_{ki} = F \sqrt{1 + \frac{p^2 - 4p \cos \varphi}{4}} \sin(\omega t - \varphi^*) + \frac{Fp}{2} \sin(3\omega t - \varphi^*), \quad (17)$$

$$\text{ahol } \varphi^* = \arctg \frac{p \sin \varphi}{2 - p \cos \varphi}$$

A torzítás %-os értéke megadható közelítően, mert a (17)-ből a gyökjel alatt szereplő

$\frac{p^2 - 4p \cos \varphi}{4}$ kifejezés a (14) bizonyításánál alkalmazott megfontolás szerint elhanyagolható. Az alaphullám amplitudója ezért megközelítően F , a felharmonikusé pedig $Fp/2$. A torzítás tehát

$$\chi = \sqrt{\frac{a_1^2 + a_2^2 + \dots}{a_0^2 + a_1^2 + a_2^2 + \dots}} \approx \sqrt{\frac{p^2}{4 + p^2}}$$

ahol a_0 az alaphullám, a_1, a_2, \dots pedig a keletkezett felharmonikusok amplitudója. Behelyettesítéssel az is bizonyítható, hogy $p^2 \ll 4$, tehát

$$\chi \approx \pm \frac{p}{2} = -\frac{m-1}{2m} \cdot \frac{u_v}{U_e} \quad (18)$$

(fizikailag csak a negatív előjel értelmezhető)

Végül vizsgáljuk meg a (17)-ben szereplő harmadik harmonikus $Fp/2$ amplitudóját.

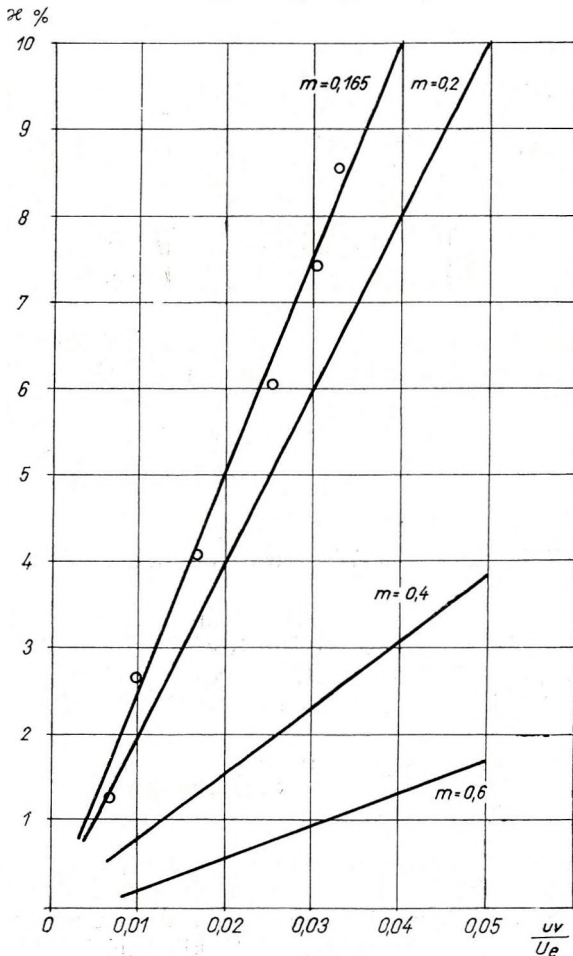
F és p értékét behelyettesítve és figyelembe véve a (8), (13), (12), (6), (4), (2)-öt valamint az $U_v \ll mU_e$ közelítést, továbbá bevezetve a $\beta = \gamma \sin \omega t$ jelölést (ahol γ a G egységet meghajtó U_{ki} váltófeszültség csúcsértékének és U_{sz} szabályozófeszültségnek a hányadosa, vagyis az AGC hurokerősítése) az

$$\frac{Fp}{2} = \frac{\gamma u_v (m-1)}{2m} \text{ kifejezést kapjuk.} \quad (19)$$

Összefoglalva az eredményeket, megállapítható, hogy az 1. ábra szerinti logaritmikusan szabályozási karakterisztika csak a szabályozási tartományon belül logaritmikusan karakterisztikájú szabályozó elemmel valósítható meg. Ha az 1. ábrát az AGC tervezésénél adott kiindulási feltételnek tekintjük, szükségszerűen a megfelelő szabályozó elem kiválasztása lesz a tervezés alapja.

A (17) szerint állandó amplitudójú sinusos U_{bc} feszültség mellett a kimeneten az alaphullámon kívül a (19)-ben megadott amplitudóval a harmadik harmonikus is fellép. A felharmonikus amplitudója és a torzítás u_v -vel egyenesen arányos, mely alacsony frekvenciákon a legnagyobb. De az alacsony frekvenciás felületi hullámok harmadik harmonikusa még a reflexiók frekvenciájával is megegyezhet, ezért a szeizmikus jel/zaj viszonyt jelentősen csökkentheti.

A torzítás azonban m növelésével csökken. Célszerű ezért az alkalmazott regisztrálási módhoz illeszkedő legnagyobb m érték megválasztása. Az U_v -t a frekvencián kívül az *AGC* időállandója határozza meg (lényegében a „simitó” *RC* szűrő határfrekvenciája) (Barta I. 1956). Az időállandó növelése U_v csökkenését eredményezi, de ugyanakkor az *AGC* felbontóképessége csökken (Bádonyi-Kovács 1964).



6. ábra.

Célszerű ezért többféle időállandójú $AGC-t$ alkalmazni, mert így a szükséges felbontóképesség optimálisan figyelembe vehető. Lényegesen csökkenthető u_v az AGC elé kapcsolható alulvágó (Ground-roll) szűrővel. Magnetoszeizmogramok analizésénél ezek a megoldások nem jelentenek nehézséget, mert a robbantások megismétlésére nincs szükség.

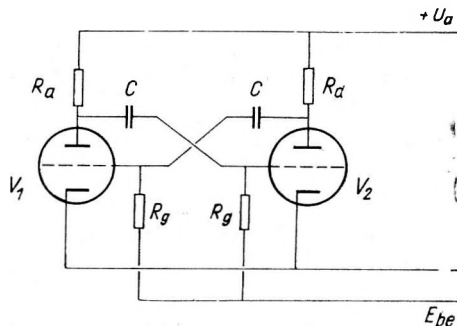
A (18) alapján az 1. ábrán feltüntetett m értékekhez az AGC torzítását a 6. ábra tünteti föl. Az $m = 0,165$ értékhez tartozó egyenes a Geofizikai Intézetben kifejlesztett magnetofonos regisztrálású műszer lejátszó egységébe épített AGC -re jellemző. Itt az u_v/U_e viszony és a torzítás értéke 20 Hz frekvenciára vonatkozik. A berajzolt pontok mérési eredmények. $u_v/U_e = 0,03$ -hoz kb. 15 msec, 0,016-hoz 25 msec, 0,011-hez 40 msec időállandó tartozik.

II. A frekvenciamodulátor nemlineáris torzításai

Normál vagy fénymodulációs regisztrálású szeizmikus berendezésekben a torzítást – kistorzítású erősítőt feltételezve – alapvetően az AGC határozza meg. Frekvenciamodulációs magnetofonos felvevő berendezések AGC torzítása – ha a felvevő egységben AGC egyáltalában van – a legkisebb. Ezért, ebben az esetben indokolt a szeizmikus felvevőcsatorna egyéb egységei által okozott torzítások vizsgálata is. A frekvenciamodulátor speciális műszeregység, amely szeizmikus viszonylatban csak frekvenciamodulációs magnetofonos berendezésekben kerül alkalmazásra. Többféle modulációs eljárás ismeretes. Jelenleg azonban csak a M. Áll. Eötvös Loránd Geofizikai Intézetben kidolgozott magnetofonos szeizmikus berendezésben alkalmazott frekvenciamodulátort ismertetjük.

A 7. ábrán látható modulátor-kapcsolás tulajdonképpen astabil multivibrátor, amelynek frekvenciája az E_{be} külső jellel (a moduláló jellel) vezérelhető. Mivel a modulálást a szeizmikus jel végzi, ennek torzítatlan átvitele, – azaz a lineáris kapcsolat a moduláló feszültség és a modulátor frekvenciája között – alapvető követelmény.

Vizsgáljuk meg tehát, milyen paraméterek határozzák meg a multivibrátor frekvenciáját és ezek a paraméterek hogyan befolyásolják a frekvencia-karakterisztika linearitását.



7. ábra.

A 7. ábrán látható multivibrátor frekvenciáját a

$$\nu = \frac{1}{2 T_0} = \frac{1}{2C (R_a R_a + R_g) \ln \frac{R_g}{R_a + R_g} \cdot \frac{E_{be} - E_0}{E_{be} - E_z}} \quad (20)$$

egyenlet határozza meg, ahol (Szabó 1958)

- E_{be} a moduláló feszültség
- $-E_0$ a leugrási feszültség
- E_z a vezérlőrács zárófeszültsége
- C az időzítő kondenzátor kapacitása
- R_a anód-munkaellenállás
- R_g rácslévezető ellenállás
- T_0 periódus idő
- ν frekvencia

Kérdés, milyen feltételek mellett arányos a frekvencia E_{be} -vel. Arányosság-nál

$$\frac{d^2 \nu}{dE_{be}^2} = 0$$

A (20)-at kétszer differenciálva és 0-val egyenlővé téve a

$$\ln B \frac{E_{be} - E_0}{E_{be} - E_z} [(E_{be} - E_0) + (E_{be} - E_z)] = -2 [(E_{be} - E_z) - (E_{be} - E_0)] \quad (21)$$

összefüggést kapjuk, ahol

$$B = \frac{R_g}{R_a + R_g}$$

De $\ln B \frac{E_{be} - E_0}{E_{be} - E_z}$ hatványsorba fejthető. Bevezetve az

$$x = \frac{E_{be} - E_0}{E_{be} - E_z} \text{ jelölést}$$

$$\begin{aligned} \ln B + \ln x &= \frac{2(x-1)}{x+1} + \frac{2(x-1)^3}{3(x+1)^3} + \dots + \frac{2(x-1)^{2n+1}}{(2n+1)(x+1)^{2n+1}} + \\ &+ \frac{2(B-1)}{B+1} + \frac{2(B-1)^3}{3(B+1)^3} + \dots + \frac{2(B-1)^{2n+1}}{(2n+1)(B+1)^{2n+1}}. \end{aligned}$$

És minthogy a gyakorlatban $|E_0| > |E_z|$ ezért $x > 1$ és $0 < B < 1$ mind az x -es, mind pedig a B -s tagok monoton csökkenő sort alkotnak. Tehát az

$$\left| \frac{2(x-1)}{x+1} \right| \gg \left| \frac{2(x-1)^3}{3(x+1)^3} \right| \quad \text{és} \quad \left| \frac{2(x-1)}{x+1} \right| \gg \left| \frac{2(B-1)}{B+1} \right| \quad (22)$$

egyenlőtlenségek esetében

$$\ln B \frac{E_{be} - E_o}{E_{bc} - E_z} \approx \frac{2(x-1)}{x+1} = \frac{2(E_z - E_o)}{2E_{be} - E_o - E_z} \quad (23)$$

írható le.

A (23)-at a (21)-be helyettesítve az utóbbi igazolható. Vagyis a lineáris $\nu = f(E_{be})$ frekvenciafüggvény feltétele a (22) egyenlőtlenségek fennállása. A (23)-at (20)-ba helyettesítve a

$$\nu \approx \frac{E_{be}}{2C(R_a + R_g)(E_z - E_o)} - \frac{E_z + E_o}{4C(R_a + R_g)(E_z - E_o)} \quad (24)$$

valóban lineáris egyenletet kapjuk.

Vizsgáljuk meg, hogy milyen feltételek mellett teljesülnek a (22) egyenlőtlenségek? A (22)-t hányados alakban felírva és egyszerűsítve, a

$$\frac{1(x-1)^2}{3(x+1)^2} \ll 1 \quad (25)$$

$$\text{és a } \left| \frac{(B-1)(x+1)}{(x-1)(B+1)} \right| \ll 1 \quad (26)$$

egyenlőtlenségeket kapjuk. De a (25) csak $x \sim 1$ (nagyságrendűleg közel) mellett lehetséges.

Figyelembe véve az előbbi feltételt, a (26) egyenlőtlenség csak $B \approx 1$ esetén teljesül. Behelyettesítve x ill. B értékét, az

$$\frac{E_{be} - E_o}{E_{be} - E_z} \approx 1 \quad \text{és} \quad \frac{R_g}{R_a + R_g} \approx 1$$

egyenletet kapjuk, amelyből

$$E_z \sim E_o \text{ nagyságrendben és } R_g \gg R_a \text{ feltételek nyerhetők.} \quad (27)$$

A moduláló szeizmikus jel torzítatlan átvitelének feltétele tehát az, hogy az E_z zárófeszültség az E_o leugrási feszültséget megközelítse és az R_g rácslévezető ellenállás az R_a anódmunkaellenállásnál jóval nagyobb legyen. Ezek a feltételek előnyösek, mert modulátor érzékenysége a (24) differenciálhányadosa

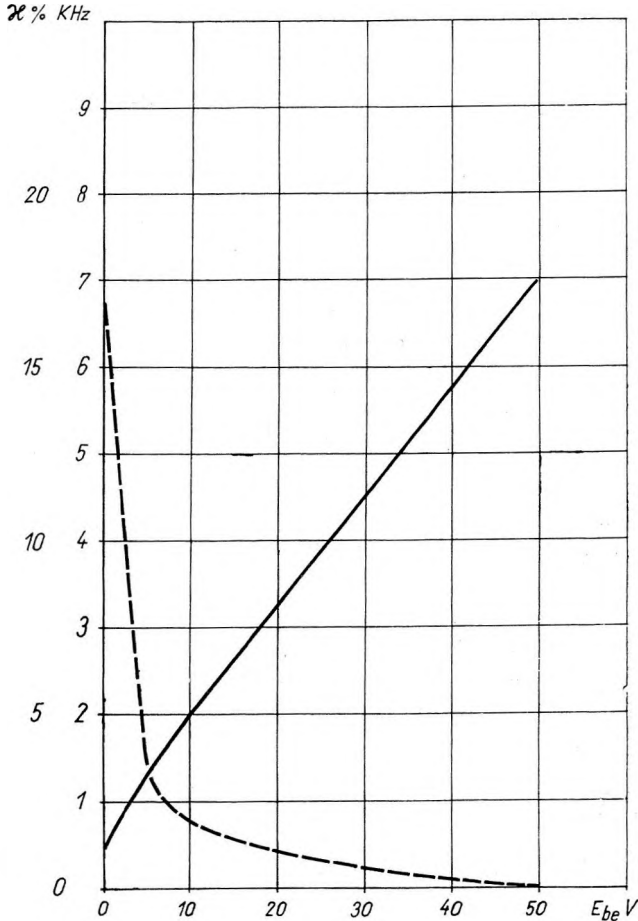
$$\frac{d\nu}{dE_{be}} = \frac{1}{2C(R_a + R_g)(E_z - E_o)}, \quad (28)$$

melynek értéke $E_z \approx E_o$ és $R_g \gg R_a$ ($R_g = \text{konst.}$) feltételek mellett növekszik.

A nonlinearitás (az egyenestől való eltérés) vagyis a (20) és (24) egyenletek hányadosa

$$\frac{\nu_{\text{nonlin}}}{\nu_{\text{lin}}} = \frac{2(E_z - E_o)}{2,3(2E_{be} - E_z - E_o) \text{Log} \frac{R_g}{R_a + R_g} \frac{E_{be} - E_o}{E_{be} + E_z}} \quad (29)$$

Vizsgáljuk meg végül, hogy a (27) feltételek a gyakorlatban hogyan teljesíthetők? $E_z - E_0$ tetszőlegesen nem csökkenthető, de (25) már $E_0 = 5E_z$ és $E_{be} = 0$ esetében is csak 0.148. A (26) feltétel sem okoz nehézséget, mert nagy meredekségű csöveknél $R_g = 200 R_a$ -nak is választható.



8. ábra.

A 8. ábrán az:

- E_{be} = 0 – 50 Volt
- E_z = – 2 Volt
- E_0 = – 10 Volt
- R_g = 1 MOhm
- R_a = 5 KOhm
- C = 500 pf

feltételek mellett egy multivibrátor frekvenciája és %-os nonlinearitása (szaggatott görbe) látható. A feltételek (25)-t és (26)-t is kielégítik, mert (25)-re 0,148, (26)-ra 0,035 adódik. Az ábrából kitűnik, hogy a nonlinearitás E_{be} -vel csökken. Célszerű ezért az E_{be} váltófeszültséget akkora egyenfeszültségre szuperponálni, hogy a két feszültség összege (jelen esetben 10 V.) ne okozzon jelentős nonlinearitást.

IRODALOM

1. *Barta István*: Rádiókészülékek és erősítők 437–450 o. Tankönyvkiadó Budapest, 1956.
2. *Bádonyi Géza – Kovács Béla*: Mágneses jelelőgztés alkalmazása a szeizmikus kutatásban. Magyar Geofizika 1–2. sz. Budapest, 1964.
3. *Dr. Szabó Nándor*: Impulzustechnika 217–233. o. Akadémiai Kiadó Budapest, 1958.
4. *A. I. Szluckovszkij*: O nyekotorüch voproszach efektyivnosztyi csaszotnoj szelekci i razvesajusej szposzobnosztyi szeiszmiceszkich uszilityelej. Prikladnaja geofizika. vüp. 24. 3–25 o. Leningrad, 1960.

