

Az alacsony-frekvenciás indukciós karottázs módszertani kérdései*

BARÁTH ISTVÁN**

A cikk ismerteti az alacsony-frekvenciás indukciós karottázs néhány sajátosságát és helyét az indukciós karottázs elméletében.

Bemutatja a soktekercses fókuszált vezetőképesség-szelvényezőők tekercsrendszereinek rendszerbe sorolását és tervezését.

A kisszámítógépre kidolgozott programrendszer segítségével kapott tetszőleges tekercs elrendeződés megoldásainak eredményét görbesereg formában mutatják be és elemzik.

A számított adatok alapján lehetőség nyílik a legmegbízhatóbb tekercsrendszer kiválasztására és egyéb – itt nem ismertelt – kritériumok alapján biztosítható a jó fókuszált vezetőképesség-szelvényező berendezés létrehozása.

В работе излагаются некоторые особенности низкочастотного индукционного каротажа и его место в теории индукционного каротажа.

Представляются классификация и проектирование систем катушек многокатушечных фокусированных приборов для измерения проводимости.

В работе приводятся в виде семейства кривых и анализируются результаты решений любой конфигурации катушек, полученные с помощью разработанной для малогабаритной ЭВМ программной системы.

Расчетные данные позволяют выбрать самую надежную систему катушек, и на основе остальных здесь не излагаемых критериев обеспечивают создание хорошего фокусированного прибора для измерения проводимости.

Discussed are in the paper several peculiarities of low frequency induction logging and the place taken by it in the theory of induction logging.

Classification and designing of coil systems in multi-coiled focussed devices for conductivity logging are also presented.

Results of solutions for any coil configuration obtained by the aid of a program system compiled for a small computer are presented and analysed in the form of a set of curves.

The calculated data permit to choose the most reliable coil system and on the basis of other criteria not being discussed here the construction of a good focussed device of conductivity logging can be ensured.

Az elektromágneses teret az alábbi differenciálegyenlet-rendszer határozza meg:

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} H &= j + \frac{\partial D}{\partial t}, \\ \operatorname{rot} E &= -\frac{\partial B}{\partial t}, \\ \operatorname{div} B &= 0, \\ \operatorname{div} D &= c. \end{aligned} \quad (1)$$

Az egyenletrendszer első egyenlete azt mutatja, hogy a vezetőképességi áram (j sűrűséggel) és az elmozdulási áram $\left(\frac{\partial D}{\partial t}\right)$ a mágneses térben örvény-

* Elhangzott a Mélyfúrás Geofizikai Szakosztály 1975 dec. 18-i ülésén.

** M. Áll. E. L. Geofizikai Intézet

léshez vezet ($rotH$). Ugyanakkor az áramvonalak zárt voltára is utal az egyenlet.

A második egyenlet azt mutatja, hogy a mágneses indukció időbeli változása az elektromos tér örvénylését hozza létre ($rotE$).

A harmadik egyenlet megerősíti a mágneses tér erővonalának zártságát.

A negyedik egyenlet meghatározott kapcsolatra utal a D elektromos indukció és az elektromos töltések „ c ” térfogati sűrűsége között és az elektromos tér forrásának jelenlétére utal.

Hogy az első egyenlet valóban mutatja az áramvonalak zártságát, arról meggyőződhetünk, ha az egyenlet mindkét oldalának divergenciáját vesszük:

$$\operatorname{div} \left(\frac{\partial D}{\partial t} + j \right) = 0, \quad (2)$$

mivel $\operatorname{div} rot$ nullával egyenlő.

Az (1) egyenletrendszerben található elektromágneses térösszetevők egymással az alábbi kapcsolatban vannak:

$$j = \sigma E, \quad (3)$$

$$D = \varepsilon_a E = \varepsilon_0 \varepsilon E, \quad (4)$$

$$B = \mu_a H = \mu_0 \cdot \mu H, \quad (5)$$

ahol

ε_a, μ_a – annak a közegnek az elektromágneses tulajdonságát jellemzik, amelyben az elektromágneses hullám terjed,

σ – vezetőképesség,

ε_a – abszolút dielektromos áteresztőképesség,

μ_a – abszolút mágneses áteresztőképesség,

μ_0 és ε_0 – mágneses, illetve elektromos állandók,

μ és ε – relatív mágneses, illetve dielektromos áteresztőképesség.

Az (1) egyenletrendszer a (3), (4), (5) felhasználásával így írható:

$$\operatorname{rot} H = \sigma E + \varepsilon_a \cdot \frac{\partial E}{\partial t},$$

$$\operatorname{rot} E = -\mu_a \frac{\partial H}{\partial t}, \quad (6)$$

$$\operatorname{div} H = 0,$$

$$\operatorname{div} E = \frac{c}{\varepsilon_a}.$$

Ha figyelembe vesszük, hogy az alacsony-frekvenciás indukciós karottázsban ($f \leq 16 \text{ kHz}$) „ f ” frekvenciájú harmonikusan változó elektromágneses térrel van dolgunk, akkor, mivel annak összetevői időben az $x = X \cdot e^{-i\omega t}$ törvény szerint változnak, a (6) egyenletrendszer átírható a következőképpen:

$$\operatorname{rot} H = \sigma E - i\omega \varepsilon_a E,$$

$$\operatorname{rot} E = i\omega \mu_a H,$$

$$\operatorname{div} H = 0, \quad (7)$$

$$\operatorname{div} E = \frac{c}{\epsilon_a}.$$

Megjegyezzük, hogy az alacsony-frekvenciás indukciós karottázsban használt frekvencián, s a kőzeteknél a gyakorlatban tapasztalt ϵ_a és σ értékeknél a töltések „ c ” térfogati sűrűsége gyakorlatilag azonnal eltűnik. Ezért azokban a pontokban, ahol a vizsgált közegben az áramforrás hiányzik, a fenti feltételeknek megfelelően a (7) egyenletrendszer utolsó tagjára felírható:

$$\operatorname{div} E = 0. \quad (8)$$

A fentiekből kiindulva az elmozdulási áramok is elhanyagolhatók, s így egy kvázistacionárius harmonikusan változó elektromágneses teret kell vizsgálnunk.

Ezután a (7) egyenletrendszer átírható így:

$$\operatorname{rot} \bar{H} = \sigma \bar{E}, \quad (9)$$

$$\operatorname{rot} \bar{E} = -i \omega \mu \bar{H}.$$

Az elektromos tér tanulmányozásához célszerű olyan függvényt kiválasztani, amely az elektromágneses tér mindkét jellemzőjével (\bar{H} és \bar{E}) kapcsolatba hozható. Ez a Herz-féle mágneses vektor-potenciál (\bar{P}).

Ennek felhasználásával:

$$\bar{H} = \operatorname{rot} \operatorname{rot} \bar{P} = \nabla^2 \bar{P} = \Delta \bar{P}, \quad (10)$$

$$\bar{E} = -i \mu \omega \operatorname{rot} \bar{P} = -i \mu \omega \nabla \bar{P}.$$

A Herz-féle vektor-potenciál komponenseit a hullámegyenletből (Helmholz) felírhatjuk:

$$\begin{aligned} \Delta \bar{E} + k^2 \bar{E} &= 0, \\ \Delta \bar{H} + k^2 \bar{H} &= 0, \end{aligned} \quad (11)$$

illetve

$$\Delta \bar{P} + k^2 \bar{P} = 0,$$

a hullámegyenlet, ahol k – a közeg hullámszáma, $k^2 = i \mu \omega \sigma$,

$$k = \sqrt{\frac{\mu \omega \sigma}{2}} (1+i) = \frac{1+i}{\delta}, \quad (12)$$

ahol δ – a skin-réteg vastagsága és egyenlő: $\sqrt{\frac{2}{\mu \omega \sigma}}$ -val.

A „ σ ” skin-mélység az a „ m ”-ben kifejezett távolság, amely alatt a rétegbe került elektromágneses hullámok csillapodása az elnyelődés következtében nem túl nagy, ($1/e$ -ed részére csökken).

Az előzőekben vázolt határfeltételeknek megfelelően keressük a hullámegyenlet megoldását, ha az indukciós kététkerces szonda (ez adó- és vevőből áll!) adóját egy M_A momentumú mágneses dipol-lal helyettesítjük:

$$M_A = n_A \cdot s_A \cdot I_0 e^{i\omega t}.$$

Ha a szférikus koordináta rendszerben (R, Θ, φ) a Z poláris tengelyt a szonda tengelyével azonosítjuk, akkor a dipól mágneses momentuma a Z tengely irányában hat. Így a vektor-potenciál csak P_Z összetevővel fog rendelkezni.

$$P_Z = \frac{M_A}{4\pi} \cdot \frac{e^{ikR}}{R} = \frac{n_A \cdot s_A \cdot I}{4\pi} \cdot \frac{e^{ikR}}{R}. \quad (13)$$

A dipól elektromos tere csak azimutális komponenssel (E_φ) rendelkezik. Mivel $\text{rot}P = -\frac{\partial P_Z}{\partial r}$, azért a (10) és (13)-nak megfelelően:

$$E_\varphi = i \mu \omega \frac{n_A \cdot s_A \cdot I}{4\pi} \cdot \frac{e^{ikR} (1 - ikR)}{R^2} \cdot \sin \Theta. \quad (14)$$

A vevőben indukált feszültséget: E_{ind} megkapjuk, ha az E_φ -t integráljuk a tekercs kontúrja szerint:

$$E_{\text{ind}} = \oint E_\varphi dl = i \frac{\mu \omega s_A \cdot n_A \cdot s_V \cdot n_V \cdot I}{2\pi L^3} \cdot e^{ikL} (1 - ikL), \quad (15)$$

ahol L – a szondahossz ($L \approx R$),

s_A, s_V – az adó, ill. vevő területe,

n_A, n_V – az adó, ill. vevő menetszáma.

A (12) felhasználásával írhatjuk, hogy:

$$\begin{aligned} E_{\text{ind}} &= i \frac{\mu \omega s_A \cdot s_V \cdot n_A \cdot n_V \cdot I}{2\pi L^3} e^{iL(1+i)/\delta} \cdot \left[1 - i \left(\frac{i+1}{\delta} \right) \cdot L \right] = \\ &= i \frac{\mu \omega s_A \cdot s_V \cdot n_A \cdot n_V \cdot I}{2\pi L^3} \cdot F \left(\frac{L}{\delta} \right), \end{aligned} \quad (16)$$

ahol:

$$F \left(\frac{L}{\delta} \right) = e^{(i-1) \frac{L}{\delta}} \cdot \left[1 - (i-1) \frac{L}{\delta} \right].$$

Használjuk az Euler-féle formulát, akkor a reális és imaginárius összetevőre felírhatjuk:

$$\text{Re } F \left(\frac{L}{\delta} \right) = e^{-\frac{L}{\delta}} \cdot \left[\left(1 + \frac{L}{\delta} \right) \cos \frac{L}{\delta} + \frac{L}{\delta} \sin \frac{L}{\delta} \right], \quad (17)$$

$$\text{Im } F \left(\frac{L}{\delta} \right) = e^{-\frac{L}{\delta}} \cdot \left[\left(1 + \frac{L}{\delta} \right) \sin \frac{L}{\delta} - \frac{L}{\delta} \cos \frac{L}{\delta} \right]. \quad (18)$$

Ha a (15)-be $\sigma = 0$ -t írunk, akkor

$$E_{\sigma=0} = E_d = i \frac{\mu \omega s_A \cdot s_V \cdot n_A \cdot n_V \cdot I}{2\pi L^3} \quad (19)$$

ahol E_d – a direkt tér elektromotoros ereje.

A mérőtekercsben indukált feszültséget két összetevőre bontva a fentiek felhasználásával kapjuk:

$$E_s^{\text{akt}} = E_d \cdot \text{Im} F \left(\frac{L}{\delta} \right), \quad (20)$$

$$E_s^{\text{reakt}} = E_d \cdot \text{Re} F \left(\frac{L}{\delta} \right). \quad (21)$$

E_s^{akt} : a generátor-tekercs áramával fázisban megegyezik.

E_s^{reakt} a generátor áramához képest 90° -os fázis-eltolásban van.

A reaktív összetevők vizsgálata:

A (17) és (21) képletek szerint felírható az alábbi képletsor a hattekerces szondák lehetséges tekercspárjaira:

$$\text{I.} \quad E_{s,AV}^{\text{reakt}} = E_d \cdot \text{Re} \left(\frac{L}{\delta} \right) = E_d \cdot e^{-p} \cdot [(1+p) \cos p + p \sin p] \quad (22)$$

$$\text{ha} \quad \frac{L}{\delta} = p$$

$$\begin{aligned} \text{II.} \quad E_{s,AVF_1}^{\text{reakt}} &= E_d \cdot \text{Re} (q_1 p) = \\ &= E_d \cdot e^{-q_1 p} \cdot [(1+q_1 p) \cos q_1 p + q_1 p \sin q_1 p] \cdot \frac{C_1}{q_1^3}, \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \text{III.} \quad E_{s,AVF_2}^{\text{reakt}} &= E_d \cdot \text{Re} (q_2 p) = \\ &= E_d \cdot e^{-q_2 p} \cdot [(1+q_2 p) \cos q_2 p + q_2 p \sin q_2 p] \cdot \frac{C_2}{q_2^3}, \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} \text{IV.} \quad E_{s,AF_1V}^{\text{reakt}} &= E_d \cdot \text{Re} (q_1 p) = \\ &= E_d \cdot e^{-q_1 p} \cdot [(1+q_1 p) \cos q_1 p + q_1 p \sin q_1 p] \cdot \frac{C_3}{q_1^3}, \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \text{V.} \quad E_{s,AF_1VF_1}^{\text{reakt}} &= E_d \cdot \text{Re} [(2q_1 - 1) p] = \\ &= E_d \cdot e^{-(2q_1-1)p} \{ [1 + (2q_1 - 1) p] \cos (2q_1 - 1) p + (2q_1 - 1) p \sin (2q_1 - 1) p \} \cdot \\ &\quad \cdot \frac{C_1 \cdot C_3}{(2q_1 - 1)^3}, \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} \text{VI.} \quad E_{s,AF_1VF_2}^{\text{reakt}} &= E_d \cdot \text{Re} [(1 - q_1 + q_2) p] = E_d \cdot e^{-(1-q_1+q_2)p} \cdot \\ &\cdot \{ [1 + (1 - q_1 + q_2) p] \cos (1 - q_1 + q_2) p + (1 - q_1 + q_2) p \sin (1 - q_1 + q_2) p \} \cdot \\ &\quad \cdot \frac{C_2 \cdot C_3}{(1 - q_1 + q_2)^3}, \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} \text{VII.} \quad E_{s,AF_2V}^{\text{reakt}} &= E_d \cdot \text{Re} (q_2 p) = \\ &= E_d \cdot e^{-q_2 p} \cdot [(1+q_2 p) \cos q_2 p + q_2 p \sin q_2 p] \cdot \frac{C_4}{q_2^3}, \end{aligned} \quad (28)$$

VIII.
$$E_{s, AF_2 VF_1}^{\text{reakt}} = E_d \cdot \text{Re} [(1 - q_1 + q_2) p] = E_d \cdot e^{-(1 - q_1 + q_2) p} \cdot \{ [1 + (1 - q_1 + q_2) p \cos (1 - q_1 + q_2) p + (1 - q_1 + q_2) p \sin (1 - q_1 + q_2) p] \cdot \frac{C_1 \cdot C_4}{(1 - q_1 + 2q_2)^3} \}, \quad (29)$$

IX.
$$E_{s, AF_2 VF_2}^{\text{reakt}} = E_d \cdot \text{Re} [(1 + 2q_2) p] = E_d \cdot e^{-(1 + 2q_2) p} \cdot \{ [1 + (1 + 2q_2) p \cos (1 + 2q_2) p + (1 + 2q_2) p \sin (1 + 2q_2) p] \cdot \frac{C_2 \cdot C_4}{(1 + 2q_2)^3} \}. \quad (30)$$

Könnyű belátni, hogy $p < 0,7$ (esetünkben $p < 0,3$; $f = 4 \text{ kHz}$) pl. a későbbiekben definiált III. variánsra:

$$E_s^{\text{reakt}} = E_d \left(1 - \frac{C_1}{q_1^3} - \frac{C_2}{q_2^3} - \frac{C_3}{q_3^3} + \frac{C_1 \cdot C_3}{(2q_1 - 1)^3} + \frac{C_2 \cdot C_4}{(1 - q_1 + q_2)^3} - \frac{C_4}{q_2^3} + \frac{C_1 \cdot C_4}{(1 - q_1 + q_2)^3} + \frac{C_2 \cdot C_4}{(1 + 2q_2)^3} \right) = 0. \quad (31)$$

Az E_d -t tehát kompenzálni lehet, ha

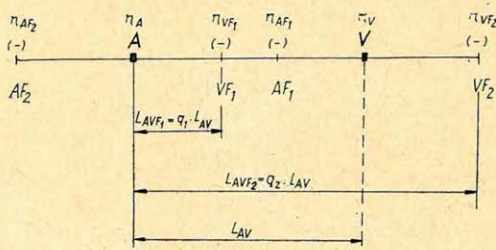
$$\sum \left(1 \pm \frac{C_i}{q_k^3} \right) = 0. \quad (32)$$

A $\sum_{i,k} E_{s, A_i V_k}^{\text{reakt}} = 0$ szolgál az indukciós rendszerek tervezésénél alapkritériumul.

6FV100 típusú soktekerces indukciós rendszerek

I. variáns

Az I. variánst az alábbi rajz szerinti tekercselrendezés jellemzi:



I. Variáns

Néhány jelölés:

- A — adó (generátortekercs),
- V — vevő (mérőtekercs),
- F — a fókuszáló tekercs,
- indexek — 1 belső fókuszálót,
- 2 külső fókuszálót jelez,

- $L_{A, V}$ – a főtekerespár hossza, amit a továbbiakban szondahossznak nevezünk,
jel – az indukált feszültség előjelét úgy választjuk meg, hogy a főtekerespár jele „+”,
 q – a normalizált hossz adat,
 C – a normalizált menetszám adat,
 n – az index szerinti tekercs menetszáma,
 $6FV\ 100$ – hattekerceses fókuszált vezetőképesség-szelvényező rendszer 100 cm -es főtekeres távolsággal ($L_{A, V} = 100\text{ cm}$)
 $6FV\ 40$ – hattekerceses fókuszált vezetőképesség-szelvényező rendszer 40 cm -es főtekeres távolsággal ($L_{A, V} = 40\text{ cm}$).

Ha az *I.* variáns lehetséges megoldásait keressük, akkor teljesülni kell az *I.* kritériumnak, azaz $E_s^{\text{reakt}} = 0$.

Ekkor a (32) egyenlet az *I.* variánusra:

$$1 - \frac{C_1 + C_3}{q_1^3} - \frac{C_2 + C_4}{q_2^3} + \frac{C_1 \cdot C_3}{(1 - 2q_1)^3} + \frac{C_1 \cdot C_4 + C_2 \cdot C_3}{(q_1 + q_2 - 1)^3} + \frac{C_2 \cdot C_4}{(2q_2 - 1)^3} = 0. \quad (33)$$

A 2. kritérium a szimmetria-feltétel:

Legyen

$$\frac{n_A \cdot n_{VF1}}{n_A \cdot n_V} = \frac{n_{AF1} \cdot n_V}{n_A \cdot n_V}, \quad \text{azaz } C_1 = C_3$$

és

$$\frac{n_A \cdot n_{VF2}}{n_A \cdot n_V} = \frac{n_{AF1} \cdot n_V}{n_A \cdot n_V}, \quad \text{azaz } C_2 = C_4,$$

valamint

$$\frac{n_{AF2} \cdot n_{VF1}}{n_A \cdot n_V} = \frac{n_{AF1} \cdot n_{VF2}}{n_A \cdot n_V}, \quad \text{azaz } C_1 \cdot C_4 = C_2 \cdot C_3,$$

A szimmetria-feltétel, valamint a normalizált hossz adatok figyelembevételével az általános megoldások:

$$\text{I.A.0} \quad 0,2963 C_2^2 + (7,2827 C_1 - 1,0240) C_2 + 125 C_1^2 - 31,2500 C_1 + 1 = 0 \quad (34)$$

$$\text{I.B.1} \quad 0,2441 C_2^2 + (5,8309 C_1 - 0,9103) C_2 + 125 C_1^2 - 31,2500 C_1 + 1 = 0 \quad (35)$$

$$\text{I.B.2} \quad 0,2035 C_2^2 + (4,7407 C_1 - 0,8129) C_2 + 125 C_1^2 - 31,2500 C_1 + 1 = 0 \quad (36)$$

$$\text{I.B.3} \quad 0,1715 C_2^2 + (3,9063 C_1 - 0,7289) C_2 + 125 C_1^2 - 31,2500 C_1 + 1 = 0 \quad (37)$$

$$\text{I.B.4} \quad 0,1458 C_2^2 + (3,2567 C_1 - 0,6560) C_2 + 125 C_1^2 - 31,2500 C_1 + 1 = 0 \quad (38)$$

$$\text{I.B.5} \quad 0,1250 C_2^2 + (2,7435 C_1 - 0,5926) C_2 + 125 C_1^2 - 31,2500 C_1 + 1 = 0 \quad (39)$$

$$\text{I.C.0} \quad 0,2963 C_2^2 + (21,9479 C_1 - 1,0240) C_2 + 15,6250 C_1^2 - 250 C_1 + 1 = 0 \quad (40)$$

$$\text{I.C.5} \quad 0,1250 C_2^2 + (5,8309 C_1 - 0,5926) C_2 + 15,6250 C_1^2 - 250 C_1 + 1 = 0 \quad (41)$$

A (34–41) egyenletek $L_{A, V} = 1\text{ m}$ főtekeres távolságú szondákra vonatkoznak.

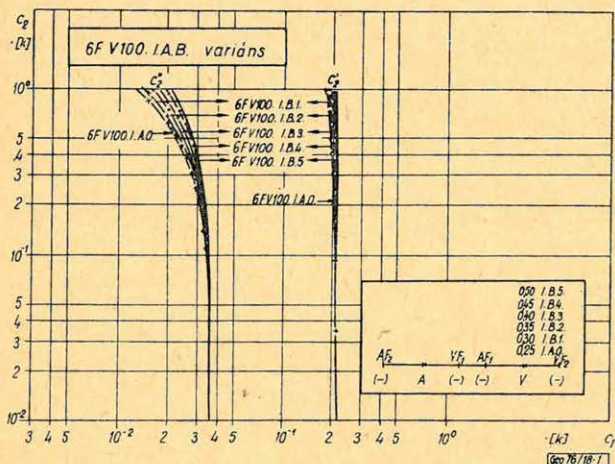
Az *A* típusú egyenletnél az ELGI korábbi fejlesztésű indukciós szondájának normalizált hossz adatait helyettesítettük be.

A *B* típusú egyenleteknél a külső fókuszálókat meghatározott léptékben távolítjuk a főtokercektől.

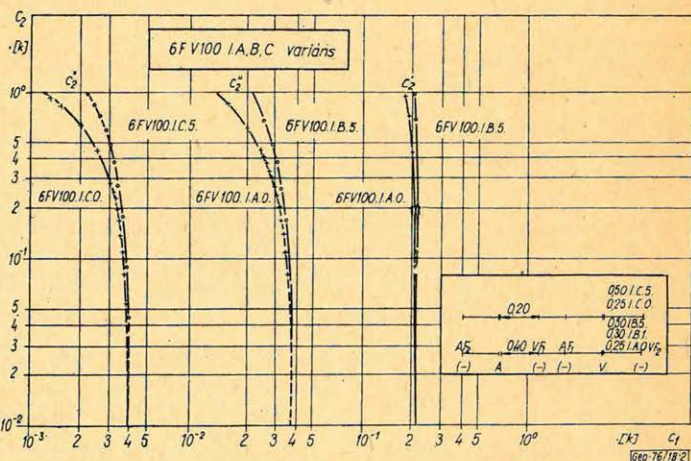
A *C* típusú egyenletnél a belső fókuszálókat közelítjük a főtokercekhez, miközben a külső fókuszálók az *I.A.0* és *I.B.5* helyzetnek megfelelő helyet foglalják el.

A (34)–(41) típusú egyenletek megoldását a *BIKA-IV* azonosítású *HP-65-re* írt program adja. A program közlésétől eltekintünk.

A nagyszámú megoldást táblázatba foglaltuk, illetve a szemléletesség céljából grafikusán ábrázoltuk. Ez utóbbit közli e tanulmány és ezeket elemezzük a továbbiakban. A *6FV100 I.A.0* és *6FV100 I.B.* típusú indukciós szondák lehetséges normalizált menetszám-kapcsolatait az 1. ábra, a *6FV100 I.C.* kódú szondáknál a 2. ábra mutatja.



1. ábra – Puc – Fig.



2. ábra – Puc. – Fig.

Következtetések:

1. A lehetséges és reálisan számításba jöhető megoldások, azaz az összetartozó $C_1(C_3) = f(C_2, C_4)$ normalizált menetszám-koefficiensek két egymástól elkülönülő sávot alkotnak.

2. A C_1, C_3 és C_2, C_4 közötti kapcsolat (1. ábra) minden esetben olyan, hogy a C_1, C_3 igen kicsiny megváltozása a C_2, C_4 igen nagy változását (nagyságrendit) vonja maga után.

Ez a tekercsrendszer gyakorlati kivitelezésénél, ahol tized- (sőt negyed- vagy fél-) menetet természetesen nem csévélhetünk, igen komoly problémát jelent.

Stabil tekercsrendszert nehéz, vagy egyáltalán nem lehet készíteni, mivel a (32) egyenletnek eleget tenni problémát jelent.

3. A belső fókuszálók közelítése a főtekersekhez (2. ábra) a két görbesereg (mező) balra tolódásához, azaz a fókuszálás mértékének csökkentéséhez, majd jobboldali mező (C'_2, C'_4) eltűnéséhez vezet.

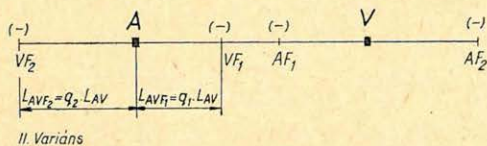
Az A, VF_1 közötti távolság felére csökkentésével $\left(L'_{A, VF_1} = \frac{L_{A, VF_1}}{2} \right)$ a

C''_2 görbesereghez tartozó C_1, C_3 értékek nagyságrenddel csökkennek, s így ezek az értékpárok kiesnek a szondatervezésnél gyakorlatilag számításba jöhető menetszám-értékek tartományából.

4. A jelenleg rendelkezésünkre álló technológiai és technikai lehetőségek mellett az *I.* variánsba tartozó megoldások realizálásával nem célszerű foglalkozni.

II. variáns

A II. variánshoz tartozó szondák tekercsrendszere a következő:



Az ilyen elrendezésű szondákra a számítást a korábbiakban ismertetett módon (*I. variáns*) végeztük el. Az eredményt a 3. és 4. ábrák mutatják be.

A 6FV100II.A, 6FV100II.B és 6FV100II.C kódú szonda-sorozatok jelene azonos az *I.* variánsnál ismertetettekkel.

Következtetések:

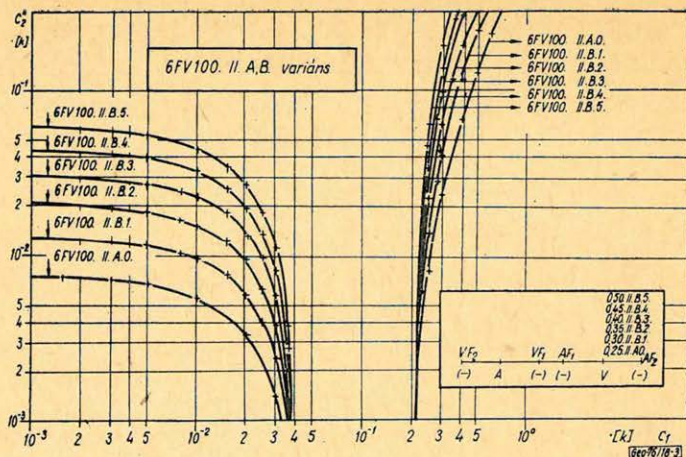
1. A lehetséges gyakorlati megoldások a 3. ábrán láthatóan két mezőre oszlanak.

2. A jobboldali mezőbe eső összetartozó C_1, C_3 és C_2, C_4 normalizált menetszámértékek közötti kapcsolat olyan, hogy rendkívül nehéz – az *I.* variánsnál említettek miatt – stabil tekercsrendszert készíteni.

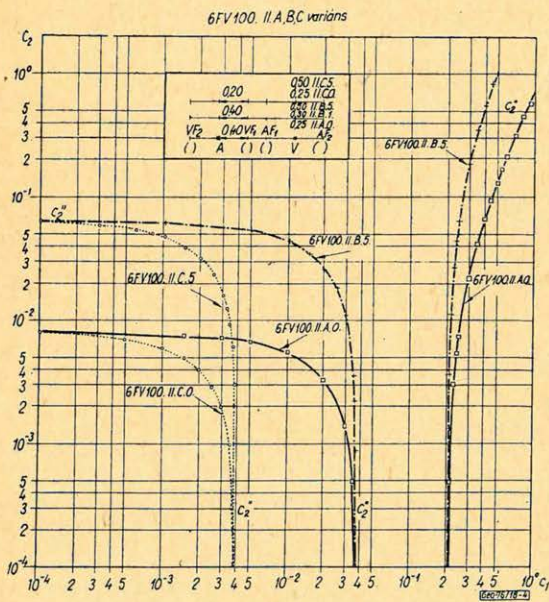
Kedvezőtlen továbbá, hogy erős belső fókuszálás mellett – ami szakmailag nem indokolt – sem biztosítható a szükséges külső fókuszálás, tehát az ágyazó közet hatásának megfelelő mérséklése.

3. A külső fókuszálók főtekersektől való eltávolodása a jobboldali görbesereg meredekebbé válásához vezet, s így tovább romlanak a stabilitás feltételei.

4. A $C_1, C_3 \geq 0,3$ értékre az alacsony frekvenciás indukciós karotázásban nincs gyakorlatban használható megoldás.



3. ábra - Puc. - Fig.



4. ábra - Puc. - Fig.

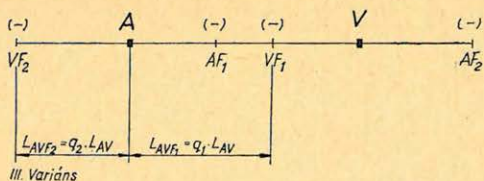
5. A baloldali görbecsoport teljes mezeje gyengén fókuszált szonda-rendszerekhez vezet, s az összetartozó C_1 , C_3 és C_2 , C_4 értékek nem elegendők a fűróiszap, elárasztott zóna és az ágyazó kőzetek hatásának figyelembevételére.

6. A külső fókuszálók eltávolodása a főtékercektől a baloldali görbék megemelkedését hozza, de a $6FV100II.B4$ feletti értékeknél is, ahol az ágyazó kőzetek hatását megfelelően vehetjük figyelembe, gyakorlatilag négy tékerceses szondát kapunk, mivel $C_1, C_3 < 0,005$.

7. A belső fókuszálók közelítése a főtékercekhez azt eredményezi, hogy a jobboldali görbesereg eltűnik, a baloldali nagyságrenddel balra tolódik, s így olyan összetartozó normalizált menetszámértékeket kapunk, amelyek gyakorlati megoldásként nem jöhetnek számításba (4. ábra, $6FV100II.C$ kódú megoldások).

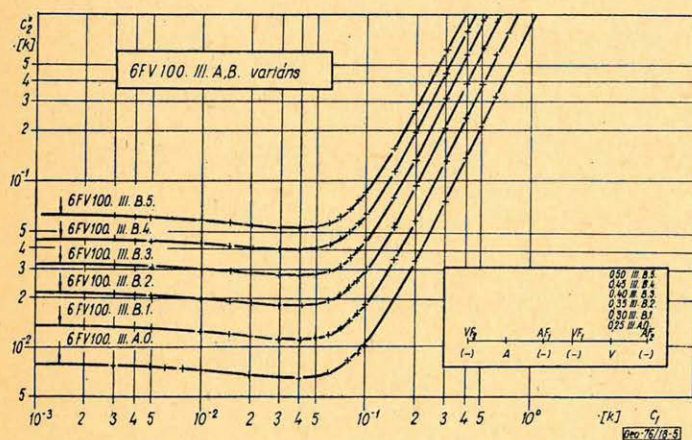
III. variáns

A III. variánsához az alábbi tekercselrendeződés tartozik:



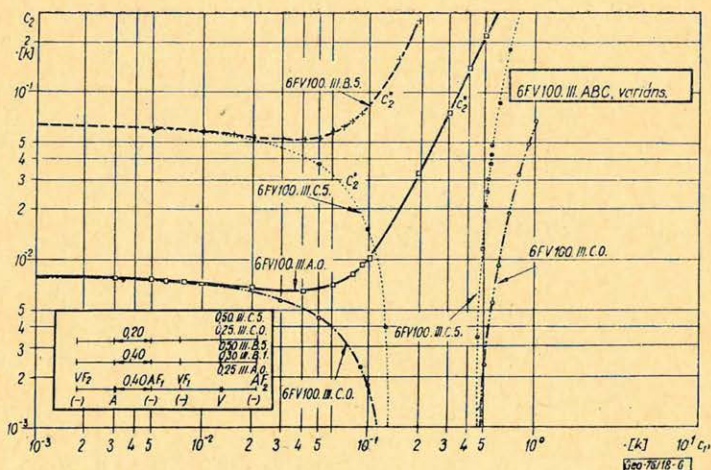
A lehetséges megoldások számítását az I. variánsnál ismertetett módon végeztük el. Az eredményt az 5. és 6. ábrák mutatják be.

Az A, B, C kódú szonda-sorozatokat az I. variánsnál leírt módon értendők.



5. ábra - Puc. - Fig.

6. ábra - Puc. - Fig.



Következtetések:

1. A lehetséges megoldások egy görbecsoportot alkotnak.
2. A görbecsoport jellege olyan, hogy kedvező feltételeket kínál stabil tekercs-rendszer létrehozásához. A $0,05 \leq C_1, C_3 \leq 0,25$ és $C_2 > 0,05$ értékek halmaza áll rendelkezésre stabil szondakonstrukciók kialakítására.
3. $C_1, C_3 < 0,05$ alatt gyengén fókuszált rendszerek vannak, ugyanakkor a *6FV100III.B.3* alatti mező gyakorlatilag egyáltalán nem jöhet számításba hattekereses megoldásként.

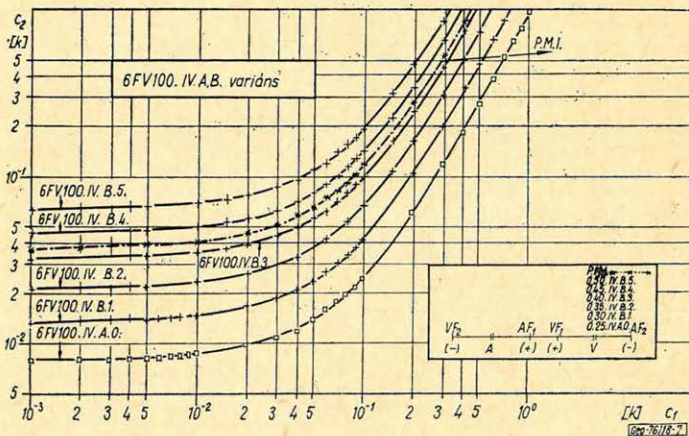
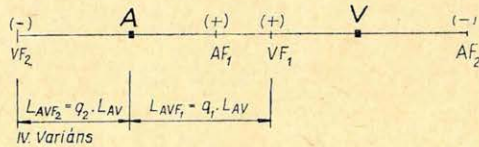
4. Az erősen fókuszált tartomány a $C_1 > 0,25$ és *6FV100III.B.1.* feletti mező az alacsony frekvenciás indukciós karotázásban nem ad gyakorlati megoldást.

5. A belső fókuszálók közelítése a főtekercesekhez (pl. $\overline{AF_1}, \overline{A} = \frac{AF_1, A}{2}$ esetén) a görbesereg két csoportossá válásához vezet, s a *6FV100II.* variáns görbecsoportok jellege kerül vissza.

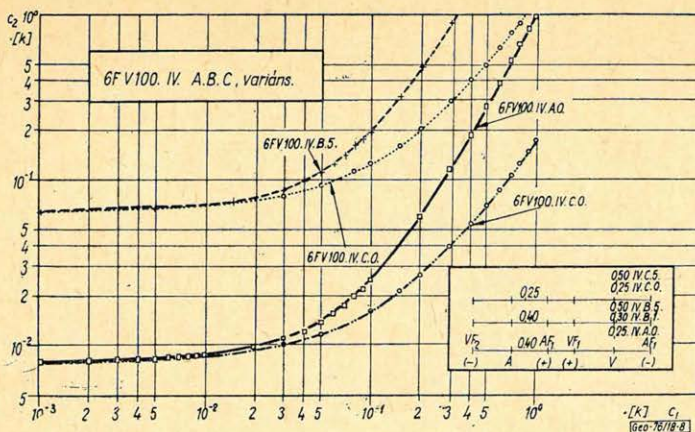
A belső fókuszálók főtekercesekhez való közelítésével újabb, kedvezőbb feltételű megoldásokat nem kapunk, sőt megvalósításuk esetén a *II.* variánsnál említett stabilitási problémákkal kellene megküzdeni (6. ábra, *6FV100III.C* kódú variációk).

IV. variáns

A *IV.* variánshoz tartozó szondák tekercsrendszere a következő:



7. ábra - Puc. - Fig.



8. ábra — Puc. — Füg.

Az adott tekercsrendszer szerinti lehetséges megoldások számítását az I. variánsnál ismertetett módon a *BIKA IVM* azonosítójú, mágneskártyán tárolt *HP-65*-re írt programmal végeztük el. Az eredményt a 7. és 8. ábrák mutatják be. A 7. ábrán bejelöltük a *6F1* szovjet szonda (Plusznyin M. I.) helyét körrel és ahhoz a geometriához tartozó valamennyi megoldás görbéjét.

Az A, B, C kódú szondasorozatok jelentése azonos az I. variánsnál közzeltekkel.

Következtetések:

1. A görbesereg egy csoportot alkot, lefutásuk azonos jellegű, s kedvező a C_1, C_3 és C_2, C_4 koeficiensenk közötti kapcsolat (7. ábra).

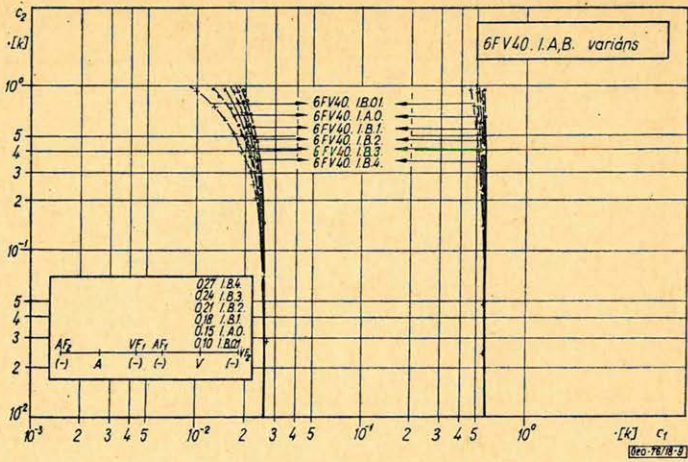
2. A $C_1, C_3 > 0,05$ értékek csak a *6FV100.IV.B.3*-hoz tartozó, vagy a feletti szondahossz-variációkon adnak gyakorlati szempontból is elfogadható, jó összetartozó C_2, C_4 értékeket (7. ábra).

3. A belső fókuszálók közelítése a főtekercsekhez a görbék „ellaposodását” eredményezi (8. ábra, *6FV100.IV.C.0* és *6FV100.IV.C.5* közötti terület), ami kedvezőbb feltételeket hoz létre megfelelő szonda-konstrukció kialakítására, mint a 7. ábrán láthatók.

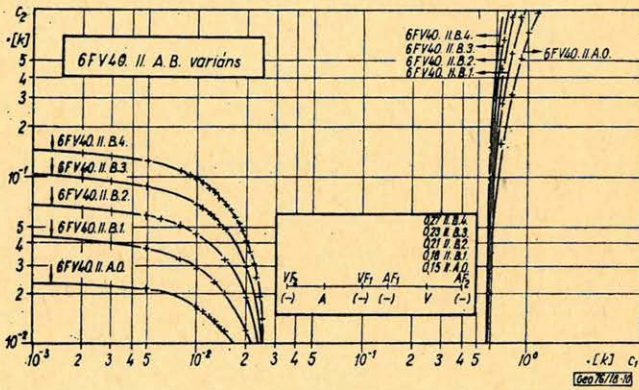
4. A IV. variáns tekercselrendeződése sajátos módon veszi figyelembe a fúróiszap és elárasztott zóna hatását, ami elgondolkoztató és nem biztos, hogy szerencsés megoldás.

6FV40 típusú soktekercses indukciós rendszerek

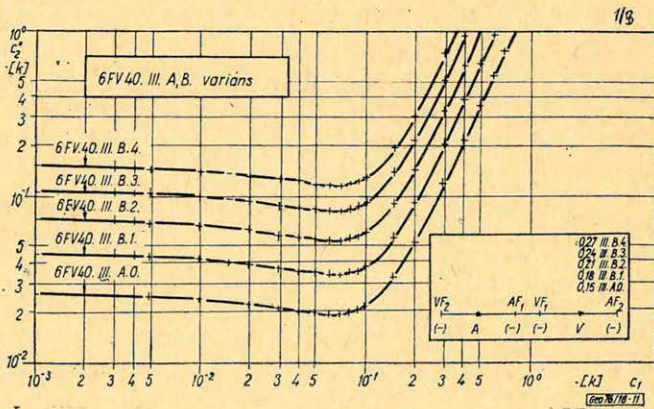
A *6FV100* típusú indukciós szondáknál bemutatott négy variánsra elvégzett tekercsrendszer tervezést és számítást a *40 cm* főtekercstávolságú indukciós szondákra is végig számoltuk. Ezt mutatják be a 9–14. sz. ábrák.



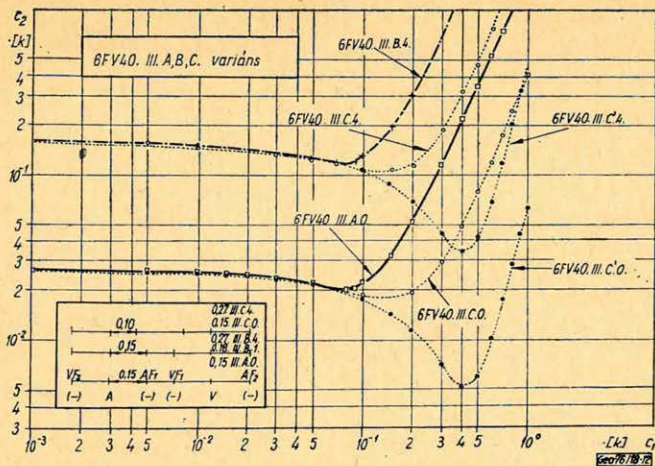
9. ábra - Puc. - Fig.



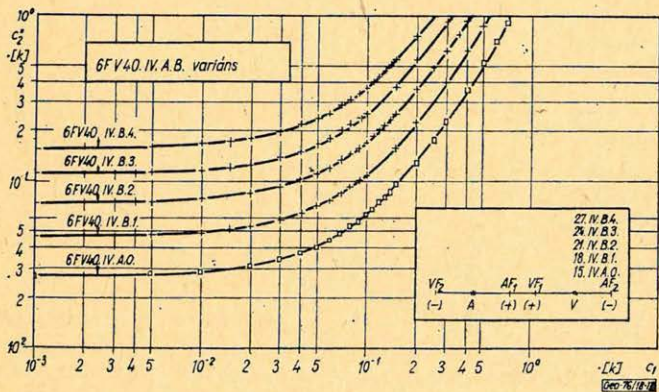
10. ábra - Puc. - Fig.



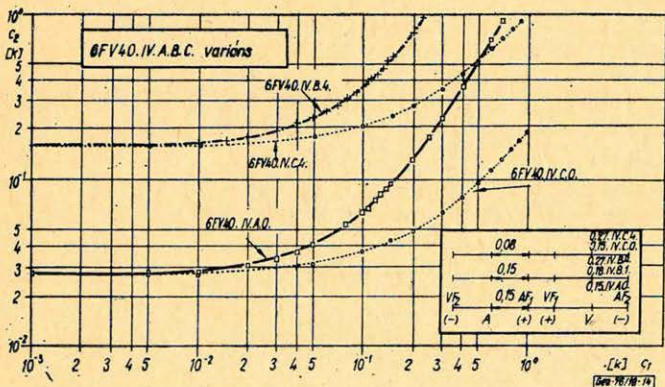
11. ábra - Puc. - Fig.



12. ábra - Puc. - Fig.



13. ábra - Puc. - Fig.



14. ábra - Puc. - Fig.

I. variáns

A 6FV100 I. variánsnál tett megállapítások a 6FV40.I.A,B típusoknál (9. ábra) is érvényesek.

Ugyanakkor a jobboldali görbecsoport (9. ábra) olyan C_1 , C_3 és hozzárendelt C_2 , C_4 értékekkel rendelkezik, amelyek az alacsony frekvenciás indukciós karotázásban nem adnak megoldható szonda-konstrukciókat.

II. variáns

A 6FV100 II. variánsnál mondottak a 6FV40 II.B.B típusoknál (10. ábra) is érvényesek.

A jobboldali görbecsoport normalizált menetszám-kapcsolatai az alacsony-frekvenciás indukciós karotázásban nem realizálható megoldások.

III. variáns

A 6FV40 II.A,B típusokra (11. ábra) a korábban a 6FV100 II.A,B-nél tett megállapítások érvényesek, de itt még kedvezőbb a C_1 , C_3 és C_2 , C_4 közötti kapcsolat.

A 6FV40 III.A,B,C típusú indukciós rendszerek (12. ábra) más jelleget mutatnak, mint a hasonló konfigurációjú, egy méteres főtekeres távolságú szondák.

A „C” csoport belépése kiszélesíti a gyakorlati szempontból kedvező menetszám-kombinációkat. Ugyanakkor az A, AF_1 ne legyen kisebb $0,66 \cdot A, AF_1$ -nél, mert a 6FV40 III.C.0 – 6FV40 III. C.4 mező már kedvezőtlenül fordítja a C_1 , C_3 és C_2 , C_4 normalizált menetszám kapcsolatokat. Ez azt jelenti, hogy igen nagy elárasztott zóna hatását küszöböljük ki, amikor az ágyazó kőzetek hatását szinte mérsékelni sem tudtuk.

IV. variáns

Igen kedvező feltételek vannak, stabil, jó szonda-konstrukciók kialakítására (13. ábra, 6FV40 IV.A,B típusok).

A „C” csoport belépése (14. ábra, 6FV40 IV.A,B,C típusok) rendkívül kedvező feltételeket teremt igen stabil, jól fókuszált szonda-típusok kialakítására.

A 6FV100 IV.A,B, ill. 6FV100 IV.A,B,C típusú megoldásoknál tett megállapítások itt is érvényesek, de hangsúlyozottan jobb feltételekkel.

Összefoglalva:

1. A hattekerceses fókuszált vezetőképesség-szelvényezőket a tekeres-konfigurációtól és a tekercesek által elérni kívánt hatásoktól függően négy csoportba osztottuk.

2. A gyakorlati igényt kielégítő, stabilitás szempontjából legkedvezőbb menetszám-kombinációk általános megoldása került kidolgozásra tetszőleges, szimmetrikus szonda-geometriai feltételekre.

3. A normalizált menetszám- adatok és normalizált hosszkoeficiensek levezetett, kiszámított és grafikusán ábrázolt törvényszerű kapcsolata általános érvényű következtetések levonását teszik lehetővé:

– A 6FV100 és 6FV40 típusú I – IV. variánsokhoz tartozó indukciós szonda-rendszerek „C” értékei variánsenként azonos jellegű görbesereget adnak, tehát a $C_1 = f(C_2)$ függvénykapcsolat jellege nem változik.

Így az 1–14. ábrából levont megállapítások bármilyen – az adott intervallumba tartozó – főtekerestávolság esetén is igazak. Következésképpen lehetőség van az elárastott és érintetlen zónák vezetőképességét meghatározó stabil indukciós tekercsrendszerek létrehozására.

- Az *I.* variánsba tartozó megoldások gyakorlati felhasználásának jelenleg határt szabnak (vagy éppen kizárják) a technikai és technológiai adottságok korlátai.
- A *II.* variánsba tartozó megoldások vagy egészen gyengén fókuszált tekercsrendszert biztosítanak, vagy stabilitási problémák miatt gyakorlati realizálásukkal nem célszerű foglalkozni.
- A belső és külső fókuszálók főtekerésektől való távolságának függvényében lehetőség van a *III.* és *IV.* variánsokban a legcélszerűbb fókuszálási viszonyok kiválasztására úgy, hogy a „*C*” értékek a legstabilabb tekercsrendszert adják.

4. A vizsgálatok szerint legcélszerűbb variánsnak a *III.*-t tartjuk.

V. Végkövetkeztetés

Az alacsony-frekvenciás indukciós karotázis módszertana területén végzett elemző, rendszerező munkából a stabil tekercsrendszerek tervezésének általános és konkrét megoldását hivatott vázlatosan bemutatni ez a tanulmány. Alapkövetelményként tartottuk szem előtt a stabilitást, ami nélkül nincs és nem lehet jó indukciós szondát csinálni. Az alacsony frekvenciás indukciós karotázisban azonban különösen fontos a gyakorlati szempontból legstabilabb tartományba eső igen nagyszámú megoldások további vizsgálata a vertikális és radiális karakterisztikák elemzése útján. A mind kevesebb lehetséges jó megoldásokból a legcélszerűbbet a homogén közegben való viselkedésük szerint választjuk ki. Az említett vizsgálati ciklus ad feleletet a módszertanilag legalkalmasabb – vagy éppen kompromisszumos – megoldásra. Legközelebb ezekről számolunk be.

IRODALOM

- [1] *M. I. Plusznyin: Az indukciós karotázis*, Nyedra, Moszkva, 1968.
[2] *Simonyi Károly: Villamosságtan*. Akadémiai kiadó, Budapest, 1962.

Könyvszemle

Annual Report, Geophysical Observatory, Tihany, az 1973. és 1974. évre. Az Eötvös Loránd Geofizikai Intézet litografált kiadványa. Főszerkesztő: Müller Pál, szerkesztő: Szabó Zoltán, technikai szerkesztő: Nagy Magdolna. Budapest, 1975., 109 (1973), illetve 95 (1974) oldal. Angol nyelven.

A kötetek a Tihany-i obszervatóriumban végzett mágneses- és whistler-mérések adatait tartalmazzák. Az 1974-es évfolyam ezenfelül – a Tihanyban végzett mágneses észlelés huszadik évfordulója alkalmából – évi közepes értékeket is megad az 1955–1974-ig terjedő húsz éves időközre.

T. G.