

A visszazökő feszültség vizsgálata tranziens modellel

MIHÁLKOVICS TIBOR – DR. SZABÓ BAKOS RÓBERT, Budapest*

DK 621.317.32.001.572

A Villamosenergiaipari Kutató Intézet (VEIKI) Villamos Berendezések Főosztálya (VBF) foglalkozik a közép- és nagyfeszültségű rendszerek megszakítási problémáival, így a zárlatok megszakításának alkalmával a megszakító sarkain fellépő tranziens kapcsolású túlfeszültség, a visszazökő feszültség témakörével.

A VBF feladata ezen a téren kettős. Egyrészt meg kell határozni a hálózatokon fellépő visszazökő feszültség (továbbiakban VSF) paramétereit, másrészt törekedünk arra, hogy a zárlati próbaállomáson a megszakítók megszakítóképeségét olyan zárlati áramkörökben lehessen vizsgálni, amelyek paramétereit a VSF szempontjából is megfelelnek a szabványokban előírt követelményeknek.

A hálózatainkon fellépő VSF paraméterek meghatározása nélkülözhetetlen feladat, amely nemcsak a szabványosítást és ezen keresztül a zárlati próbaállomás működését érinti, hanem üzemviteli és új állomások tervezési problémáinak tisztázása szempontjából is fontos. A hálózatainkon fellépő VSF paraméterek ismerete azonban rendszeres és nagy volumenű munkát igényel, amelynek elvégzésére egyik legalkalmasabb eszköz a modell. Az iparilag fejlettebb országok VSF modelljei irodalmi adatainak tanulmányozása alapján terveztük meg a VEIKI VSF modelljét, amely 1969 végére elkészült.

1. A modell felépítésének általános elvi szempontjai

Amikor felmerült annak szükségessége, hogy a VSF jellemzőit modell felhasználásával határozzák meg, természetes volt az a törekvés, hogy a stacionárius jelenségek vizsgálatára szolgáló váltakozó áramú hálózati modellel végezzenek VSF méréseket. Beható vizsgálatokkal [1, 2] állapították meg a váltakozó áramú modellek használhatóságának határait.

A modell elemeinek felépítésén múlik, hogy a tranziensek vizsgálatára milyen frekvenciatartományban használható. Általában a hálózati modellek csak 1–2 kHz frekvenciahatárig alkalmasak a VSF meghatározására, ezt a megállapítást a VEIKI hálózati modelljén végzett vizsgálatok is igazolták. Mivel a VSF-ben 10–100 kHz frekvenciájú komponensek is előfordulhatnak és gyakran elő is fordulnak, ezért a stacionárius üzemben használt hálózati modellek nem alkalmasak a tranziens kapcsolási túlfeszültség vizsgálatára. Ez

a körülmény tranziens modell építését tette szükségessé.

A tervezés folyamán mindenképp előtérbe kellett emelni, hogy a modell egy- vagy háromfázisú legyen, továbbá milyen legyen az idő- és ellenállás léptéke.

Az intézetünkben megépített VSF modell háromfázisú, idő- és ellenállás léptéke 1:1. Ebben a kérdésben elfoglalt álláspontunk az alábbiakban indokolható.

1.1 Háromfázisú leképezés

Ismeretes, hogy általában a szigetelt háromfázisú zárlat (3 F) először megszakító fázisa adja a legnagyobb VSF meredekséget és a legnagyobb üzemi periódusú visszatérő feszültséget, amely a fázisfeszültség csúcértékének másfélszerese. A vizsgálat alapján általában ezt a zárlatfélélt tekintik, a megszakítóképeség vizsgálatát általában 3 F zárlati áramkörben kell elvégezni.

A szimmetrikus összetevők módszerét alkalmazva, a Thevenin-elv értelmében a szigetelt háromfázisú rövidzárlatot először megszakító pólus VSF-ének Laplace-transzformáltját, $U(p)$ -t (1) adja:

$$U(p) = \frac{3}{2} I(p) \cdot Z_1(p). \quad (1)$$

Az (1) egyenletben alkalmazott jelölések a következők:

$I(p)$ – a zárlati áram Laplace-transzformáltja,
 $Z_1(p)$ – a megszakító először nyitó fázisának sarkairól nézett pozitív sorrendű impedancia Laplace-transzformáltja.

Az (1) értelmében elegendő csak a pozitív sorrendű hálózatot leképezni. A fenti megfontolásokból azonban világos, hogy az egyfázisú modellel a VSF paramétereit csak a szigetelt háromfázisú rövidzárlatot először megszakító pólusra vonatkozóan lehet meghatározni. Ezen súlyos korlátozás miatt a jelenségek általánosabb vizsgálata érdekében háromfázisú kismintát építettünk. A háromfázisú modell lehetővé teszi más zárlatfajták, például a földelt nagyfeszültségű hálózatokon nagy gyakoriságú egyfázisú földrövidzárlat megszakításakor fellépő VSF meghatározását, ugyanakkor alkalmas a háromfázisú szigetelt rövidzárlatot először megszakító pólus sarkain fellépő VSF egyfázisúan történő meghatározására is.

1.2 Ellenállás- és időlépték megválasztása

A VEIKI VSF modelljének ellenállás- és időléptéke 1:1. A természetes léptékektől való eltérésnek több hátránya van, mint előnye.

Az időlépték csökkentésének, azaz a frekvencia- lépték növelésének előnye, hogy az induktivitások

* MIHÁLKOVICS TIBOR okl. villamosmérnök, a Villamosenergiaipari Kutató Intézet tudományos munkatársa (Budapest V., Zrínyi u. 1.);

DR. SZABÓ BAKOS RÓBERT okl. villamosmérnök, a műszaki tudományok kandidátusa, a Villamosenergiaipari Kutató Intézet tudományos osztályvezetője (Budapest V., Zrínyi u. 1.).

léptéke csökken, azaz anyagtakarékossággal jár. Az időlépték csökkentésével azonban a beépített kapacitások értéke is csökken, a frekvencialépték szokásos 10-szeres növelése az elemek kapacitáit a szórt kapacitások nagyságrendjébe csökkentheti. Ez jelentős hátrány.

Az ellenállás-lépték növelésének hátránya, hogy növeli az induktivitások értékét, ez gazdaságtalan. Az ellenállás-lépték növelése csökkenti a kapacitások értékét, ez az előzőek szerint szintén kedvezőtlen.

A fent említett két eseten túlmenően további lehetőségek is vannak, hátrányaik miatt azonban nem épültek egyéb léptékekkel modellek.

A gazdasági és pontossági szempontokon túlmenően a természetes lépték mellett szól az is, hogy 1:1 lépték esetén nincs átszámításra szükség, gyorsabb a beállítandó hálózati elemek számítása és a tévedések valószínűsége kisebb.

$$U_h = \sqrt{2} U \left[\frac{\cos \omega t}{\cos \beta} - 2 \frac{\beta}{\sin \beta} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\cos \left[(2k-1) \frac{\pi}{2} \tau_t \right]}{\left[(2k-1) \frac{\pi}{2} \right]^2 - \beta^2} \right], \quad (2)$$

ahol

U – a hálózati feszültség effektív értéke,
 ω – az üzemi feszültség körfrekvenciája (314/sec),

$\beta = \omega \sqrt{LC}$,

L – a távvezeték teljes induktivitása [H],

C – a távvezeték teljes kapacitása [F],

$\tau_t = t/\sqrt{LC}$.

Ha a távvezeték leképező négy-póluslancra alkalmazzuk Thevenin elvét, a négy-póluslanc végén megjelenő VSF időfüggvényére a (3) adódik [3].

$$U_t = \sqrt{2} U \left[\frac{\cos \omega t}{\cos \beta} - 2 \frac{\beta}{\sin \beta} \sum_{k=1}^n \cos \frac{\beta}{2n} \cdot \frac{\cos (2n \sin \gamma_k) \tau_t}{4n^2 \sin^2 \gamma_k - \beta^2} \right], \quad (3)$$

ahol

n – a tagok száma,

$$\gamma_k = \frac{2k-1}{4n} \pi.$$

A (2) és (3) egyenletek figyelembevételével a homogén távvezeték (ω_h) és a négy-póluslanc (ω_l) k -adik felharmonikusának körfrekvenciái közötti relatív eltérést δ_ω -t a (4) adja.

$$\delta_\omega = \frac{\omega_l - \omega_h}{\omega_h} = - \frac{(2k-1)^2 \cdot \pi^2}{2 \cdot 48 n^2}. \quad (4)$$

A (2) és (3) egyenletek figyelembevételével a homogén távvezeték (A_h) és a négy-póluslanc (A_l) k -adik felharmonikusának amplitúdói közötti relatív eltérést δ_A -t az (5) adja.

$$\delta_A = \frac{A_l - A_h}{A_h} \approx \frac{(2k-1)^2 \pi^2}{48 \cdot n^2} = -2 \delta_\omega. \quad (5)$$

2. A VSF modell főbb elemei

2.1 Távvezetékek leképezése

A távvezeték, amelynek ellenállása, induktivitása és kapacitása egyenletes eloszlású a hossza mentén, közelítően négy-póluslancsal képezhető le. A négy-póluslanc elemei π vagy T tagok lehetnek.

2.1.1. A négy-póluslancból álló művonal frekvencia-hűség szempontjából szükséges tagszámának meghatározása

Ha egy végtelen zárlati teljesítményű, azaz 0 impedanciájú rendszerről táplált távvezeték végeit rövidrezárjuk és a fellépő zárlatot a tápoldali megszakítóval megszakítjuk, akkor a megszakító sarkain fellépő VSF időbeli lefolyását a (2) adja.

Az (5) egyenlet alkalmas a szükséges tagszám meghatározására. Az (5)-ből adódik a (6) egyenlet

$$n = \frac{(2k-1) \pi}{\sqrt{48} \delta_A}. \quad (6)$$

A 6. harmonikus amplitúdója kb. 1%-a az alapharmonikus amplitúdójának. Ha azt írjuk elő, hogy a 6. harmonikus amplitúdójának relatív eltérése 10% legyen, akkor igen pontos leképzést valósítunk meg. Ekkor a tagszám a (6) egyenlet megoldásával:

$$n \approx 16.$$

További felharmonikusokat nem érdemes figyelembe venni, mert az amplitúdóik kisebbek, mint az oszcilloszkóp ernyőjén megjelenő VSF görbe vonalvastagsága. A fentiekből következik, hogy egy távvezeték legfeljebb 16 π -taggal célszerű leképezni.

Méréseink alapján és a nemzetközi gyakorlat szerint a távvezetékek megszakításakor fellépő *fürészfog alakú* rezgéseket megfelelő pontossággal kapjuk a távvezetékek 8–10 π -taggal történő helyettesítése esetében.

2.1.2 A távvezetékek csillapítás-frekvencia karakterisztikájának beállítása művonalon

Fontos feladat az amplitúdóhű leképezés, tehát a csillapítások helyes leképezése. A csillapítások vizsgálatát nem elég az alapharmonikára elvégezni, ki kell terjeszteni az egész figyelembe veendő frekvencia-tartományra, tehát a felharmonikusokra is, mert a VSF alakhűsége csak így biztosítható. A művonal csillapítás-frekvencia karakterisztikájának közelítőleg egyeznie kell a leképzett homogén távvezeték csillapítás-frekvencia karakterisztikájával.

Az előzőekből következik, hogy a művonalon egy távvezeték karakterisztikájának beállítását lényegében egyetlen tekercs karakterisztikájának helyes beállítására lehet korlátozni, feltéve, hogy a tekercsek mind azonos felépítésűek és azonos induktivitást képviselnek.

A tekercsek karakterisztikájának beállítása a tekercsel sorbakötött és a tekercsel párhuzamosan kötött ellenállások megfelelő megválasztásával érhető el. A soros ellenállások az egyenáramú ellenállás beállítására szolgálnak, míg a párhuzamos ellenállások az egyéb csillapításokat képezik le.

A művonalon mérhető időállandó eredő időállandó, melynek reciprokl értékét a (7) adja.

$$\frac{1}{\tau_e} = \frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_p} \quad (7)$$

A (7) egyenletben τ_s soros ellenállásnak megfelelő időállandó:

$$\tau_s = L_t/R_s \quad (8)$$

ahol

- L_t – a tekercs induktivitása,
- R_s – az összes soros egyenáramú ellenállás.

A (7) egyenletben τ_p a párhuzamos ellenállásnak megfelelő időállandó

$$\tau_p = R_p/\omega_0^2 \quad (9)$$

ahol

- R_p – a párhuzamos ellenállás,
- $\omega_0 = 1/\sqrt{L_t C_t}$.

A soros ellenállások frekvenciafüggetlen csillapítást eredményeznek, a soros ellenállással a karakterisztika kezdete állítható be.

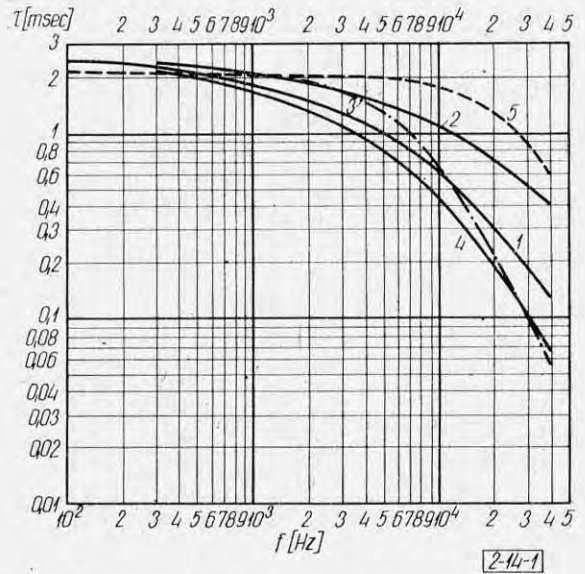
A párhuzamos ellenállások okozta csillapítás frekvenciafüggő. Ez a frekvenciafüggés teszi lehetővé, hogy a tekercs karakterisztikája a távvezeték karakterisztikáját megfelelő pontossággal megközelítse.

Az 1. ábrán 70 mm² keresztmetszetű AcAl távvezetékre vonatkozó karakterisztikák láthatók. Az 1 görbe a valóságos távvezetéken mért értéket ábrázolja. A 3 görbe a tekercs soros és párhuzamos ellenállásaival megvalósított leképzést mutatja. Az 5 görbe a tekercs jelleggörbéje, ha $R_p = \infty$. A 2 és 4 görbék azok a határgörbék, amelyekben belül a leképzés 2% pontosságú.

A távvezeték leképző π tagok induktivitásai légréses, kisveszteségű fazékvasmagokba helyezett tekercsekkel készültek. A tekercseket zománc-huzal-sodrattal (pászma), azaz \varnothing 0,1 mm-es, egymástól szigetelt szálakból sodort huzalból készítettük. Ennek előnye, hogy nagy frekvenciákon a skin-effektus okozta ellenállásnövekedés nem jelentős, így az R_p ellenállással beállított csillapítási frekvencia karakterisztika lényegesen nem módosul.

2.1.3. π -tagokból álló művonal villamos paraméterei

A művonal egy háromfázisú π -tagjának kapcsolását a 2. ábra mutatja. C_f a földhöz viszonyított részkapacitást, $3C_v$ a csillagkapcsolásra átszámolt fázisok közötti részkapacitást jelenti.



1. ábra. 70 mm²-es AcAl távvezeték frekvencia-időállandó karakterisztikájának leképzése; 1 valóságos távvezeték mért jelleggörbéje; 2 és 4 határgörbék, amelyekben belül a leképzés 2% pontosságú; 3 a leképzett jelleggörbe; 5 a tekercs jelleggörbéje párhuzamos csillapító ellenállás nélkül

A leképző π -tagok elemeit (induktivitásait, kapacitásait) több, különböző értékben készítettük el, mert a kismintában a modelltranszformátorok sem áram, sem feszültség transzformációt nem végeznek, tehát a hálózati elemeket, így a távvezeték elemeit is a kismintában egy feszültség-szintre redukált értékekkel kell figyelembe venni.

A különböző transzformátor áttételeknek és különböző távvezeték hosszaknak megfelelően egy optimális induktivitás és kapacitás értéksort alakítottunk ki.

A légréses fazékvasmagokra négyféle tekercs készült, mindegyik kettő, vagy négy fokozatban átkapcsolható:

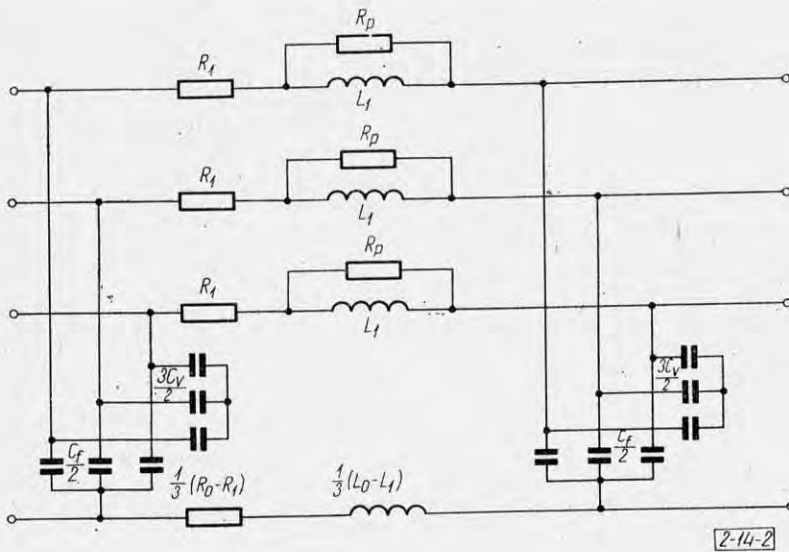
- A típus: 6,4 mH; 11,1 mH
- B típus: 3,1 mH; 5,1 mH; 7,1 mH; 9 mH
- C típus: 1,7 mH; 3,7 mH
- D típus: 0,4 mH; 0,6 mH; 1 mH; 1,5 mH

Egy megvalósított π -tag a 2. ábra elvi rajzától abban különbözik, hogy egy π -tag L_1 , ill. $\frac{1}{3}(L_0 - L_1)$

induktivitása két induktivitás sorbakötésével alakítható ki. A négyféle tekercs különböző megcsapolású fokozataival – figyelembevéve, hogy egy π -tag induktivitása két induktivitás sorbakötésével alakítható ki és lehetőség van a távvezeték leképző π -tagok számának bizonyos határok (kb. 8–16) közötti szabad megválasztására – kb. 2% pontossággal beállítható a távvezeték induktivitása.

A π -tagok kapacitásait leképző 0,15 nF-től 470 nF-ig terjedő, finoman lépcsőzött értékű kondenzátorokat $\pm 2\%$ értékre válogattuk össze.

A C_f , ill. $3C_v$ kapacitások négy kondenzátor összegeként alakíthatók ki a kondenzátorok du-



2. ábra. A művonal háromfázisú π -tagjának kapcsolási vázlata

gaszolásal történő paralell kapcsolásával. Ez a π -tagok kapacitásainak nagy pontosságú beállítását teszi lehetővé.

A π -tagok soros ellenállásának beállítása fokozatkapcsolóval történik. A fokozatkapcsoló 4 fokozatban 0,07 ohmot, 9 fokozatban 0,1 ohmot, 5 fokozatban 0,2 ohmot és 3 fokozatban 0,3 ohmot kapcsol. Így egy fokozatkapcsolóval 0,07 ohmtól 3,08 ohmig lehet ellenállást bekapcsolni a π -tagok soros körébe.

2.2 Transzformátorok leképezése

A VSF szempontjából a transzformátorok rövidzárási reaktanciája a mértékadó, a főfluxus létesítő mágnesező ág inductivitása párhuzamosan kapcsolódik a több nagyságrenddel kisebb szórás inductivitással, ezért elhanyagolható. A transzformátort tehát szórás inductivitásával képezzük le.

A transzformátorok kapacitásainak leképezésével ezen cikk keretében nem foglalkozunk, az irodalomban [6, 7, 8] a különböző kapcsolású transzformátorokra megtalálhatók azok az egyenértékű koncentrált kapacitások, amelyekkel az elosztott kapacitásokat VSF szempontból le lehet képezni.

2.2.1. A transzformátor rövidzárási inductivitásának frekvenciafüggése

A rövidzárási inductivitás frekvenciafüggő. A pozitív sorrendű rövidzárási inductivitás frekvenciafüggése a következő módon mérhető. A transzformátor kivezetésére (az injektált pontok közé) a transzformátor saját kapacitásaihoz viszonyítva elég nagy külső kapacitást helyezve és mérve a VSF frekvenciáját, a Thomson-formulából a transzformátor ún. „nagyfrekvenciás” inductivitása számítható. A külső kapacitás változtatásával meghatározható a „nagyfrekvenciás” inductivitás frekvenciafüggése.

Néhány hazai transzformátor „nagyfrekvenciás” inductivitásának (L^*) a transzformátor rövidzárási inductivitásához (L_s) való viszonyát mutatja a frekvencia függvényében a 3. ábra.

A hazai transzformátorokon mért „nagyfrekvenciás” inductivitás – frekvencia karakterisztikák jól egyeznek az irodalomban ismertetett mérési eredményekkel, például HAMMARLUND [8] ASEA transzformátorokon mért karakterisztikáival.

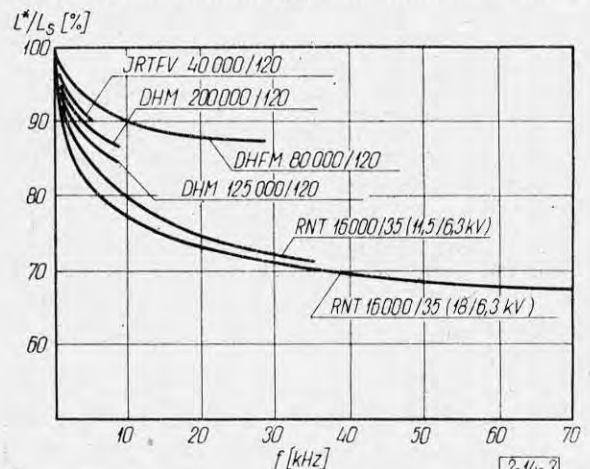
GOSLAND mutatott rá először a frekvenciafüggés feltételezhető okára és megkísérelte a függést matematikailag igazolni. A frekvenciafüggést a nem-mágneses anyagokban, elsősorban a tekercsrészben fellépő örvényáramok okozzák [9].

Ha a vizsgált transzformátorra mérési eredmények nem állnak rendelkezésre, akkor – a méréseink és az irodalmi adatok alapján – középértékben a rövidzárási inductivitás 85%-ával számolhatunk.

Leképző tekercseink inductivitásának frekvenciafüggése jól megközelíti a transzformátorok rövidzárási inductivitásának frekvenciafüggését.

2.2.2. A transzformátorok csillapítás-frekvencia karakterisztikája

A transzformátorok VSF-ének időállandója ($\tau = L/R$) frekvenciafüggő, az időállandó a frek-



3. ábra. Transzformátorok „nagyfrekvenciás” inductivitásból és rövidzárási inductivitásából képzett hányados frekvencia függése

vencia növekedésével csökken. Ez részben az induktivitás csökkenésével, főként pedig a skinhatás okozta veszteségi ellenállás növekedésével magyarázható.

Számos hazai transzformátoron végeztünk méréseket a transzformátorok időállandó-frekvencia karakterisztikájának meghatározására és úgy találtuk, hogy a transzformátorok időállandóját a frekvencia függvényében a (10) egyenlet írja le.

$$\tau = \tau_0 \left(\frac{f}{f_0} \right)^{-1,15} \quad (10)$$

ahol

- τ – az idealizált időállandó, mint függvény (msec),
- f – a frekvencia (kHz), mint független változó,
- f_0 és τ_0 – az idealizált karakterisztika egy pontjának koordinátái:
 $f_0 = 10$ kHz,
 $\tau_0 = 0,12$ msec.

A (10) egyenlet közelítően a következőképpen írható:

$$\tau[\text{msec}] \approx \frac{1}{f[\text{kHz}]} \quad (11)$$

KRIECHBAUM [3] nagyszámú mérést végzett a transzformátorok időállandójának meghatározására, a mérési eredményeink jól egyeznek Kriechbaum mérési eredményeivel.

2.2.3. A modelltranszformátorral szemben támasztott főbb követelmények és ezek figyelembevétele a szerkezeti felépítésben

A transzformátorok modellezésénél kézenfekvőnek tűnik, hogy a valóságos hálózati transzformátorok áttételével megegyező áttételű (vagy, megfelelően változtatható áttételű), gyakorlatilag veszteségmentes, ideális transzformátorokat készítünk, az ideális transzformátor primer és szekunder kapcsolóhelyezkedés ki a primer és szekunder szórásos induktivitást leképező modellinduktivitásokat, amelyek τ időállandója a (10), ill. (11) egyenlet szerint változik. Ilyen módon igen egyszerű lenne a vizsgálandó hálózat beállítása, szükségtelen lenne a hálózati elemek egy feszültségszintre való redukálása.

Az ideális transzformátor elkészítése azonban nehezen valósítható meg, pontatlan és rendkívül költséges a következő okok miatt.

A vizsgált hálózatok VSF-ének hű leképezéséhez a modellnek közelítően a zártos közép- és nagyfeszültségű hálózatok $\cos \varphi$ -jével kell rendelkeznie, ugyanis a VSF rezgések amplitúdója $\sin \varphi$ -vel arányos. A modell $\cos \varphi$ -jének beállításában elkövetett hiba torz, hamis VSF görbét eredményez.

Ha $\cos \varphi = 0,2$ megvalósítását tűzzük ki célul, akkor az ideális transzformátort nagy rézkereszt-

mettel és kis menetszámmal kell elkészítenünk. Másrészt viszont szükséges, hogy a transzformátor mágnesező árama kicsiny legyen a zárlati áramhoz képest, ez a feltétel nagy menetszámmal és kiváló vasanyagok (pl. Permalloy) alkalmazásával valósítható meg.

A számításokból kiderült, hogy körgyűrű alakú, tehát légrés nélküli, nagy permeabilitású vasanyagok alkalmazása esetén is nagy vaskeresztmetszetek szükségesek. A nagy súlyú, így igen drága légrés nélküli transzformátorok alkalmazása sem jelent kielégítő megoldást, ugyanis a kihelyezett primer, ill. szekunder szórásos induktivitásokkal beállított időállandó-frekvencia karakterisztikát az „ideális transzformátor” elrontja.

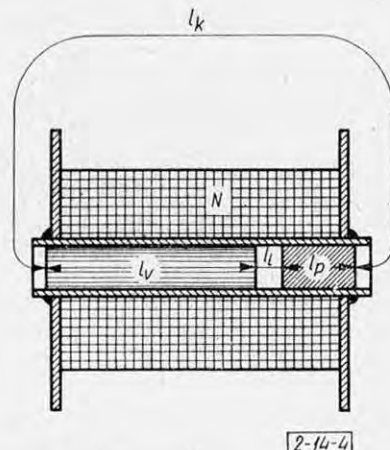
Ezen rövid ismertetés is érzékelteti, hogy miért választottuk azt a megoldást, hogy a transzformátort a szórásos induktitásnak megfelelő modellinduktivitással képeztük le. Ilyen leképezésnél minden impedanciát egy feszültségszintre redukálunk és a redukált impedanciaértékekből állítjuk össze a vizsgálandó hálózatot.

A feladat tehát olyan modelltekercsek készítése, amelyek a (10), ill. (11) egyenletek szerinti idealizált időállandó-frekvencia karakterisztikával rendelkeznek, a tekercsekre $\cos \varphi \approx 0,2$ és végül a modell-transzformátortekercsek induktivitása és veszteségi ellenállása állandó frekvencián független a mágneses térerősségtől, tehát a tekercsen átfolyó áramtól.

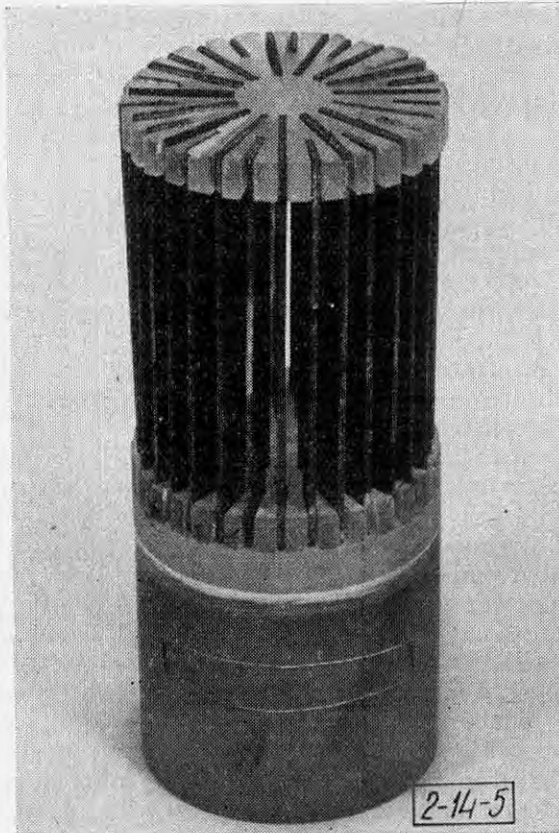
A fenti követelményeknek a 4. ábra szerint kialakított légréses, lemezelt vasmagú tekercs tesz eleget. A modelltranszformátor lemezelt kalickából, plexi távolságtartóból (légrés) és porvasmagból álló belső részének fényképét az 5. ábra mutatja.

A lemezelt kalicka örvényáram vesztesége a kívánt csillapítási karakterisztikát adja, a belső légrés pedig biztosítja, hogy az induktivitás és a veszteségi ellenállás állandó frekvencián nem függ a mágneses térerősségtől.

A $\cos \varphi \approx 0,2$ feltétel megvalósításához nagyobb keresztmetszetű ($\varnothing 1,2$) rézhuzal és zománchuzalsodrat (pászma) paralelfogásával történt a teker-



4. ábra. Transzformátormodell metszetben



5. ábra. A C típusú transzformátormodell lemezelte kalickából, plexi távolságtartóból (légrés) és porvasmagból álló belső részének fényképe

cselés. A nagy rézkeresztmetszet biztosítja az üzemi periódusszámú (50 Hz-es) kicsiny $\cos \varphi$ -t. Az egymástól szigetelt, sodort száalokból álló – a tömör rézhuzallal párhuzamosan kapcsolt – pászma biztosítja, hogy nagyobb frekvenciákon a tekercs skin-effektus miatti ellenállásnövekedése kismérvű marad, tehát a kalicka alakú lemezelte vasmaggal beállított időállandó-frekvencia karakterisztika nem torzul el. A tekercsen belül alkalmazott porvasmag a légrés hosszának, így az induktivitás pontos értékének beállítását teszi lehetővé.

Vizsgáljuk meg a 4. ábra szerint kialakított modelltranszformátor időállandó-frekvencia karakterisztikáját.

A modelltranszformátor helyettesítő kapcsolását a 6a ábra mutatja. A 6a ábrában L_v és R_v a kalicka alakú lemezelte résznek tulajdonítható induktivitást, ill. veszteségi ellenállást jelenti, L_l -vel a belső légrésnek tulajdonítható induktivitást jelöltük:

$$L_l = \mu_0 \cdot N^2 \cdot \frac{Q_l}{l_l} \quad (12)$$

- μ_0 – levegő permeabilitása,
- N – a modelltranszformátor tekercsének menetszáma,
- Q_l – a belső légrés keresztmetszete,
- l_l – a belső légrés hossza.

A porvasmag (l_p erővonal hosszúságú) mágneses ellenállása a nagy permeabilitás miatt, a tekercs

külső részének (l_k erővonal hosszúságú) mágneses ellenállása a nagy keresztmetszet miatt elhanyagolható a lemezelte vasmag és a belső légrés mágneses ellenállásai mellett. Ezért nem szerepel a 6a ábrában a porvasmagnak és a tekercs külső részének tulajdonítható induktivitás, ezek az induktivitások tulajdonképpen az L_l induktivitással kapcsolódnak párhuzamosan.

A csillapítás szempontjából a 6a ábrában csak a kalicka alakú lemezelte rész veszteségeit vettük figyelembe, a VSF nagyfrekvenciás rezgéseinél ugyanis a lemezelte rész örvényáram veszteségei mellett az egyéb veszteségek elhanyagolhatók.

Vizsgáljuk meg a kalicka alakú lemezelte résznek tulajdonítható induktivitást és az örvényáramveszteségeknek megfelelő veszteségi ellenállást.

Ha helyettesítő kapcsolásul a sorbakötött induktivitást és ellenállást választjuk, akkor kis mágneses térerősségeknél [10]:

$$L_v = \mu_{L_v} \cdot N^2 \frac{Q_v}{l_v} \quad (13)$$

$$R_v = \mu_{R_v} \cdot \omega \cdot N^2 \frac{Q_v}{l_v} \quad (14)$$

A (13) és (14) képletekben μ_{L_v} és μ_{R_v} a komplex permeabilitás komponensei, azaz

$$\bar{\mu} = \mu_{L_v} - j\mu_{R_v} \quad (15)$$

Q_v – vaskeresztmetszet,

l_v – vaslemezek hossza.

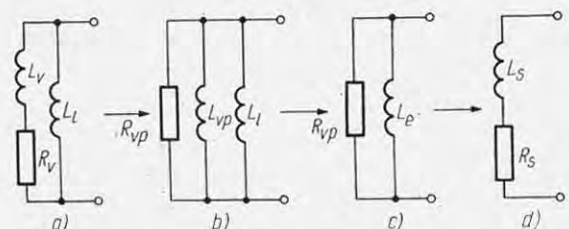
A továbbiak érdekében vezessük be a *határfrekvencia* fogalmát [11].

A vaslemezekben fellépő örvényáramok nemcsak veszteségeket okoznak, hanem az ún. mágneses skin-hatás következtében az erővonalak kiszorúlnak a vasból és ezzel megnő a vas mágneses ellenállása.

Ez a jelenség kívülről úgy tűnik, mintha lecsökkent volna a vas permeabilitása. Az elmélet szerint a μ hatásos permeabilitás egy kritikus frekvenciáig, az ún. *határfrekvenciáig* közelítőleg állandónak tekinthető, ettől kezdve $1/\sqrt{f}$ -vel arányosan csökken.

Ez a határfrekvencia (f_h) a felhasznált vaslemez adataiból a következőképpen számítható:

$$f_h = \frac{4\varrho}{\pi \cdot d^2 \mu_k} = \frac{\omega_h}{2\pi} \quad (16)$$



6. ábra. A modelltranszformátor helyettesítő kapcsolása

ahol

- ρ – a vas fajlagos ellenállása,
- d – a lemezvastagság,
- μ_k – a vaslemez kezdeti permeabilitása.

Kis térerősségeknél, a határfrekvenciáig ($f < f_h$) terjedő frekvencia tartományban:

$$\mu_{L_v} = \mu_k \quad \text{és} \quad \mu_{R_v} = \frac{2}{3} \frac{\omega}{\omega_h} \mu_k. \quad (17)$$

A (17) egyenletek figyelembevételével a (13) és (14) egyenletek a következőképpen alakulnak:

$$L_v = L_k = \mu_k \cdot N^2 \cdot \frac{Q_v}{L_v}, \quad (18)$$

$$R_v = \frac{2}{3} \left(\frac{\omega}{\omega_h} \right)^2 \omega_h L_k. \quad (19)$$

Az időállandó kifejezését a (20) adja.

$$\tau = \frac{L_v}{R_v} = \frac{3}{2} \left(\frac{\omega_h}{\omega} \right)^2 \frac{1}{\omega_h} = k_1 \frac{1}{f^2}. \quad (20)$$

Kis térerősségeknél a határfrekvencia feletti ($f > f_h$) frekvencia tartományban:

$$\mu_{L_v} = \mu_{R_v} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_h}{\omega}} \mu_k. \quad (21)$$

A (21) figyelembevételével a (13) és (14) egyenletek a következőképpen alakulnak:

$$L_v = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_h}{\omega}} L_k, \quad (22)$$

$$R_v = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_h}{\omega}} \omega \cdot L_k. \quad (23)$$

Az időállandó kifejezését a (24) adja:

$$\tau = \frac{L_v}{R_v} = \frac{1}{\omega} = k_2 \frac{1}{f}. \quad (24)$$

A (24) egyenlet értelmében a határfrekvencia feletti frekvencia tartományban a csillapítás a frekvenciával fordítottan arányos, ami jellegre nézve a keresett függés.

A fentiek alapján világos, hogy a kalicka alakú mag vaslemezeinek határfrekvenciáját kis értékre kell lecsökkentenünk, hogy a modelltranszformátorok VSF szempontból az $f > f_h$ frekvencia tartományban üzemeljenek.

A gyakorlati megvalósításnál $d = 1$ mm vastag, közönséges (tehát a kis fajlagos ellenállás érdekében kevés Si tartalmú) vaslemezekkel dolgoztunk. Számítások és mérések alapján úgy találtuk, hogy az alkalmazott vaslemez határfrekvenciája $f_h \approx 400$ Hz, tehát VSF szempontból kellően alacsony érték.

A kalicka alakú lemezel mag L_v és R_v értékeinek ismeretében határozzuk meg a 6a ábra szerinti hálózat eredő τ_e időállandóját.

A 6a ábra szerinti soros L_v és R_v értékeket alakítsuk át egyenértékű paralell L_{vp} és R_{vp} értékekké, az L_{vp} és L_l induktivitások eredőjét jelöljük L_e -vel. A fenti átalakításokat a 6b és 6c ábrák mutatják. Végül a 6c ábra szerinti R_{vp} és L_e értékeket alakítsuk vissza a 6d ábra szerinti R_s és L_s értékekké.

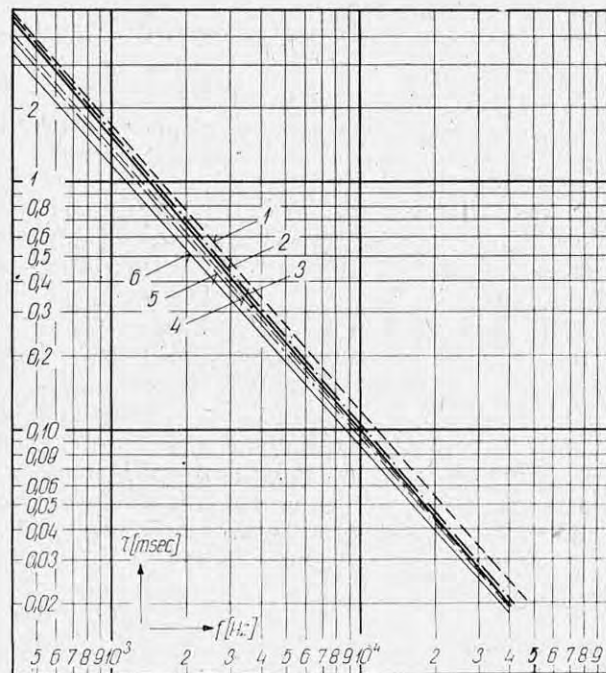
A (22), (23) és (24) egyenletekből – a fenti átalakításokat elvégezve – az eredő időállandó kifejezésére a (25) adódik

$$\tau_e = \frac{1}{2\pi f} \left(1 + \sqrt{\frac{\omega_h}{\omega}} \frac{L_k}{L_l} \right). \quad (25)$$

A (25) egyenlet alapján történt a megfelelő időállandó-frekvencia karakterisztikájú modell-transzformátorok méretezése. A kívánt karakterisztika beállítása a kalickaszerűen elhelyezett vaslemezek keresztmetszetének és hosszának változtatásával történt.

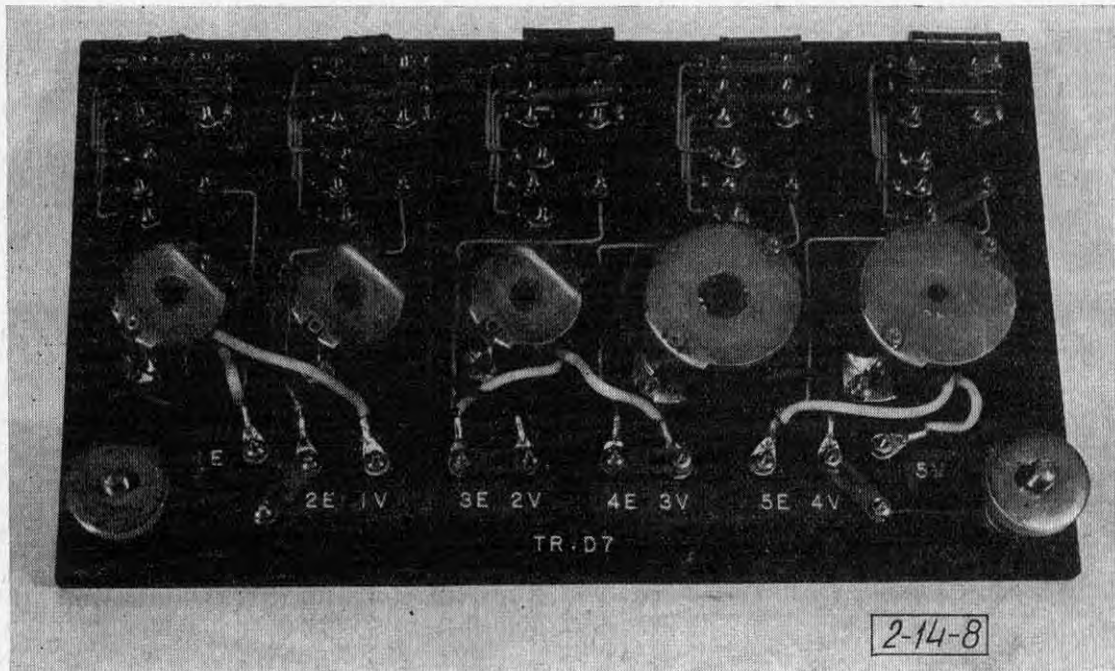
A 7. ábrán példaként bemutatjuk a B típusú modell-transzformátor különböző megcsapolásai-ban mért időállandó-frekvencia karakterisztikáit, a (10) egyenlet szerinti ideális görbét és az 5%-os hibagörbét.

Mivel a modell-transzformátorok a hálózati transzformátoroknak megfelelő időállandó-frekvencia karakterisztikával rendelkeznek, így a különböző értékű, de azonos karakterisztikájú tekercsek sorbakapcsolásával beállított induktivitások is a kívánt időállandó-frekvencia karakterisztikát adják.



7. ábra. A B típusú modelltranszformátor időállandó-frekvencia karakterisztikái

1 a (10) egyenlettel leírt ideális görbe; 2, 3, 4 és 5 a különböző megcsapolásokban mért görbék; 6 az 5%-os pontosságú leképezés határgörbéje



8. ábra. Az A típusú modelltranszformátor fényképe

2.2.4. A modell-transzformátorok villamos paramétere

A különböző névleges teljesítményű és feszültség-szintű transzformátorok rövidzárási inductivitása tág határok között változik. Ennek megfelelően négyféle tekercs készült, a *D* típus kivételével mindegyik több fokozatban átkapcsolható.

A típus: 0,16 mH; 0,32 mH; 0,64 mH; 1,28 mH; 2,56 mH

B típus: 1,75 mH; 3,8 mH; 7,5 mH; 13,2 mH

C típus: 20,5 mH; 27,5 mH; 36,7 mH

D típus: 75 mH

A négyféle tekercs különböző megcsapolású fokozatainak sorbakötésével a transzformátorok rövidzárási inductivitása kb. 2% pontossággal állítható be.

A B típusú tekercsek megcsapolásaira $\cos \varphi \approx 0,2-0,3$, a C típusú tekercsek megcsapolásaira $\cos \varphi \approx 0,15$, a D típusú tekercsekre $\cos \varphi \approx 0,12$.

Az A típusú, egészen kicsiny inductivitású (10–20 kV-os, 40, 63 MVA-es transzformátorok leképzésére alkalmas) modelltranszformátor tekercsek a B, C és D típusú modelltranszformátor tekercsektől eltérő konstrukcióval készültek.

A 0,1 mH nagyságrendű inductivásoknál a fentiekben vázolt konstrukcióval nem tudtuk betartani a $\cos \varphi \approx 0,2-0,3$ feltételt, ezért a távvezeték modellnél használt légréses fazékvasmagokra készítettük az A típusú modelltranszformátor tekercseket. Az A típusú tekercsek időállandó-frekvencia karakterisztikájának beállítása a tekercsel párhuzamos kapcsolt ellenállások segítségével történik. A frekvencia tartomány 3 szakaszra van felosztva, ezek a következők:

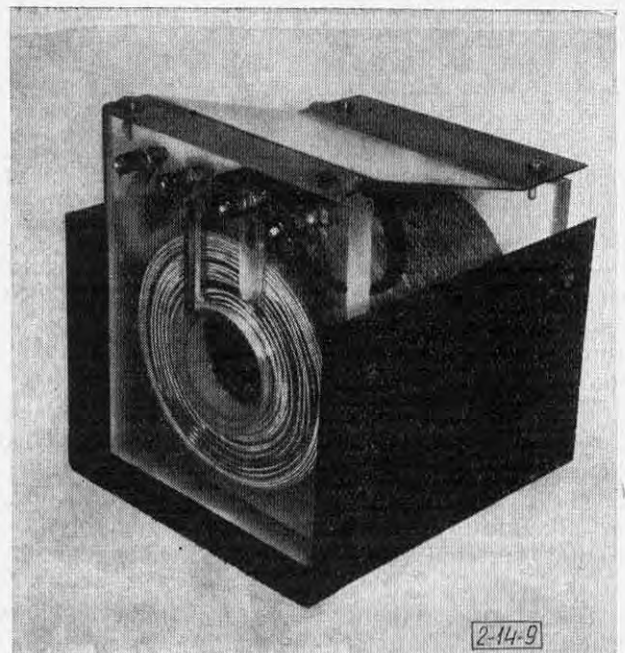
$< 6 \text{ kHz}$; $6 \text{ kHz} < f < 15 \text{ kHz}$; $f > 15 \text{ kHz}$.

Attól függően, hogy a transzformátor a fenti három frekvencia tartomány közül melyikben üzemel, a modell-transzformátor tekercsével párhuzamosan kapcsolható 3 ellenállás közül a megfelelőt választjuk ki összekötő lemezek segítségével.

A 8. ábrán az A típusú, a 9. ábrán a C típusú modell-transzformátor fényképeit mutatjuk be.

2.3. Generátor-transzformátorok blokkok leképezése

A VSF-ek frekvenciatartományában a transzformátoroknál bevezetett fogalomhoz hasonlóan (lásd 2.2.1. pont) be kell vezetnünk a „nagyfrekvenciás” inductivitás fogalmát. A 2.2.1. pontban ismerte-



9. ábra. A C típusú modelltranszformátor fényképe

tett módon a generátorok „nagyfrekvenciás” induktivitása is felvehető a frekvencia függvényében. A generátor „nagyfrekvenciás” induktivitás – frekvencia karakterisztikája a transzformátorok 3. ábrán feltüntetett karakterisztikájához hasonló jellegű. Ha a vizsgált gépre vonatkozóan pontos mérési eredmények nem állnak rendelkezésre, akkor – méréseink és az irodalom alapján – célszerű a generátor VSF frekvenciatartományában mérendő „nagyfrekvenciás” induktivitásaként a hosszirányú szubtranzienis induktivitásának 65–70%-ával számolni középértékben:

$$L_g \approx 0,65 - 0,7 L_d'' \quad (26)$$

ahol

L_g – a generátor „nagyfrekvenciás” induktivitása,

L_d'' – a generátor hosszirányú szubtranzienis induktivitása.

Mivel az esetek nagy többségében a generátorok transzformátorokon keresztül csatlakoznak a hálózatra, a generátor és transzformátor között megszakító nincs beépítve, ezért a generátor-transzformátor blokkot a generátor és a transzformátor eredő „nagyfrekvenciás” induktivitásával kezeljük le. A blokk kapacitásainak leképezésével ezen cikk keretében nem foglalkozunk [7, 8].

Méréseink alapján a generátor-transzformátor blokkok időálló-frekvencia karakterisztikája gyakorlatilag megegyezik a transzformátorok időálló-frekvencia karakterisztikájával, így a generátor-transzformátor blokkok leképezésére a modell-transzformátor tekercseket használjuk.

2.4 Fojtótekercsek leképezése

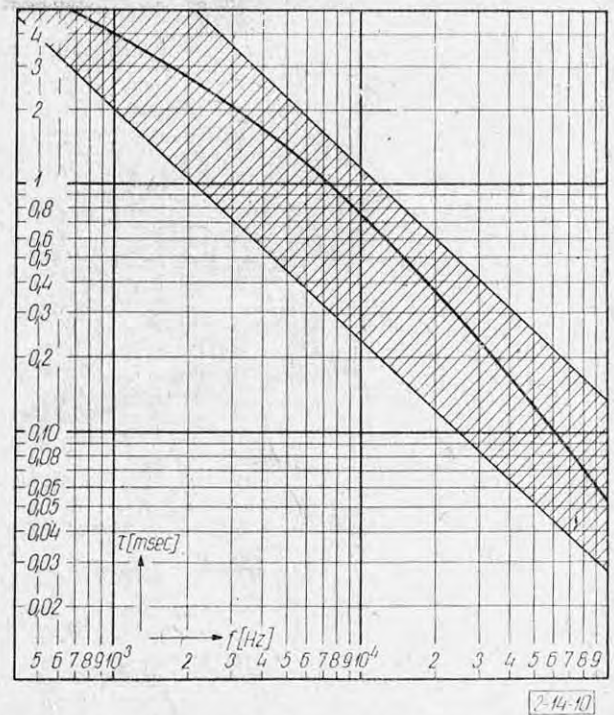
A zárlatkorlátozó fojtótekercsek gyakran fontos szerepet játszanak a szigorú VSF paraméterek kialakításában, különösen akkor, ha a zárlat közvetlenül a fojtótekercs után lép fel. A fojtótekercsek néhányszor 100 pF sajátkapacitása következtében igen nagy frekvenciájú (50–150 kHz) VSF rezgések lépnek fel, s ez a frekvencia az említett zárlat esetén nagy amplitúdóval jelentkezik.

Kriechbaum [3] 10 kV-os fojtótekercseken végzett méréseket az időálló-frekvencia karakterisztika meghatározására és úgy találta, hogy a karakterisztikák a 10. ábra vonalkázott területére esnek.

A modellfojtótekercsek megvalósítása a távvezeték-modell induktivitásaihoz hasonlóan történt: légréses fazékvasmagokban helyeztünk el megfelelő menetszámú tekercseket.

A kívánt időálló-frekvencia karakterisztikát az induktivitással párhuzamosan kötött megfelelő értékű ellenállással állítottuk be (lásd 2.1.2. pont). Egy modell fojtótekercs időálló-frekvencia karakterisztikáját a 10. ábrán rajzoltuk be.

A 0,16; 0,32; 0,64...70 mH induktitású, azonos karakterisztikájú modelltekercsek soros kapcsolásával szinte tetszőleges pontossággal állítható be a leképezendő fojtótekercs induktivitása.



10. ábra. Fojtótekercsek időálló-frekvencia karakterisztikája

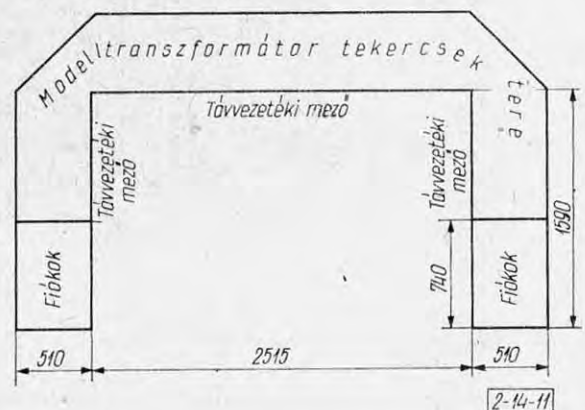
2.5. A VSF modell táptranzformátora

A végtelen zárlati teljesítményű gyűjtőszint egy kisdropu ($\epsilon \cong 1\%$), a kisminta maximálisan $1 A_{eff}$ áramához képest erősen túlméretezett táptranzformátor modellezi le. A két darab, egyfázisú egységekből álló, sokmegcsapolásos háromfázisú táptranzformátor vonali feszültségét 2 V-tól 100 V-ig lehet az alsó határ közelében csaknem folyamatosan, feljebb 5 V-os lépcsőkben szabályozni.

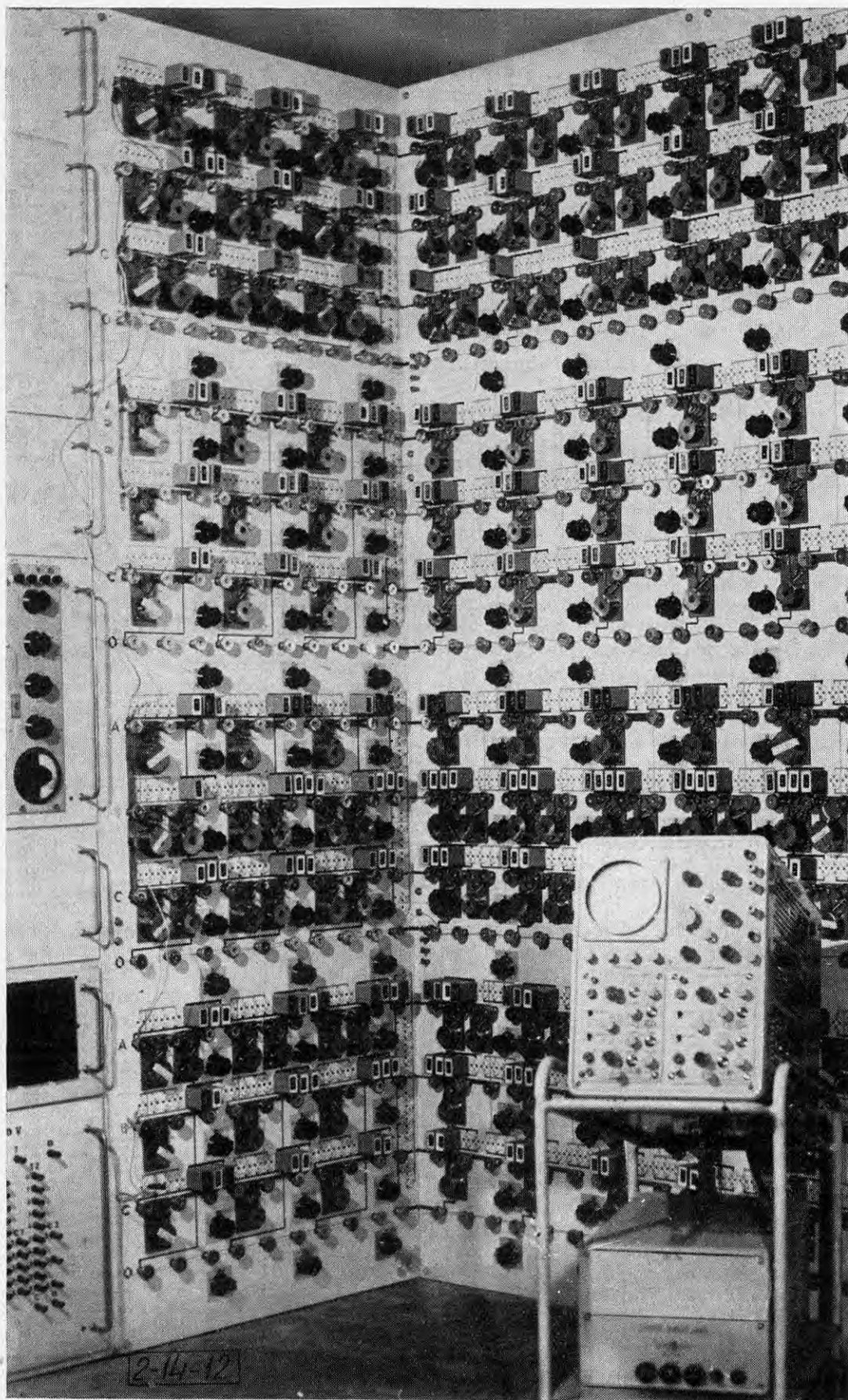
2.6. A modellmegszakító

Az elektronikus vezérlésű, hordozható kivitelű modellmegszakító (hálózati injektálás mérésekhez is alkalmazható) segítségével kiterjeszthetjük a zárlati áramot, ill. az árammentes időt több félperiódusra, egymástól függetlenül.

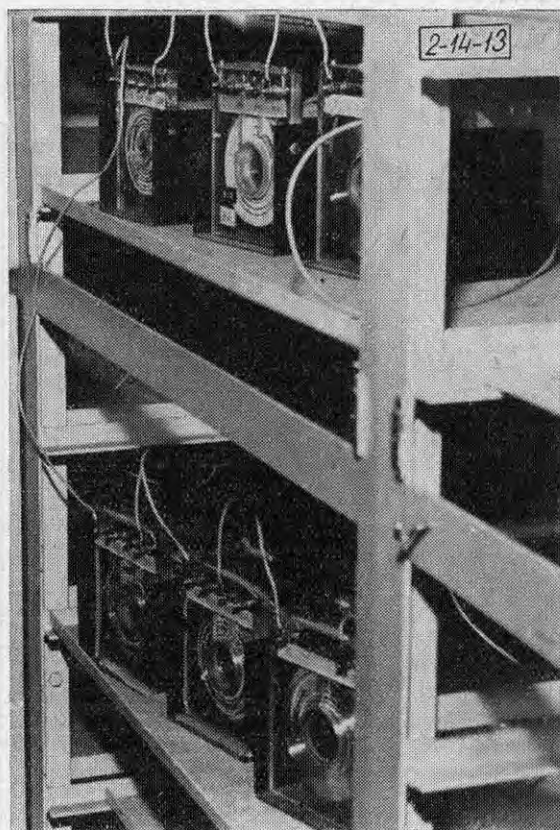
A megszakító modell leglényegesebb eleme az árammegszakítást végző dióda.



11. ábra. A VSF modell alaprajza



12. ábra A távvezetési mező sarokrészéről készült fénykép



13. ábra. A tálcák tere a modelltranszformátor tekercsekkel

A nyitóirányú félperiódus után a rétegdióda véges idő alatt nyeri vissza záróképességét. Ezt az időt visszatérési időnek (reverse recovery time) nevezzük.

A VSF alakhűsége csak úgy biztosítható, ha a dióda visszatérési ideje jóval kisebb a VSF legnagyobb frekvenciájú komponensének periódus-idejénél.

A VSF méréseknél 100 kHz körüli frekvenciák is előfordulhatnak, ezért a megszakító modell diódájaként 200 nsec-nál kisebb visszatérési idejű diódát alkalmaztunk, amelynek típusa 1 N 3882 Texas.

3. A VSF modell elemeinek térbeli elrendezése

A VSF modell alaprajzát a 11. ábrán mutatjuk be.

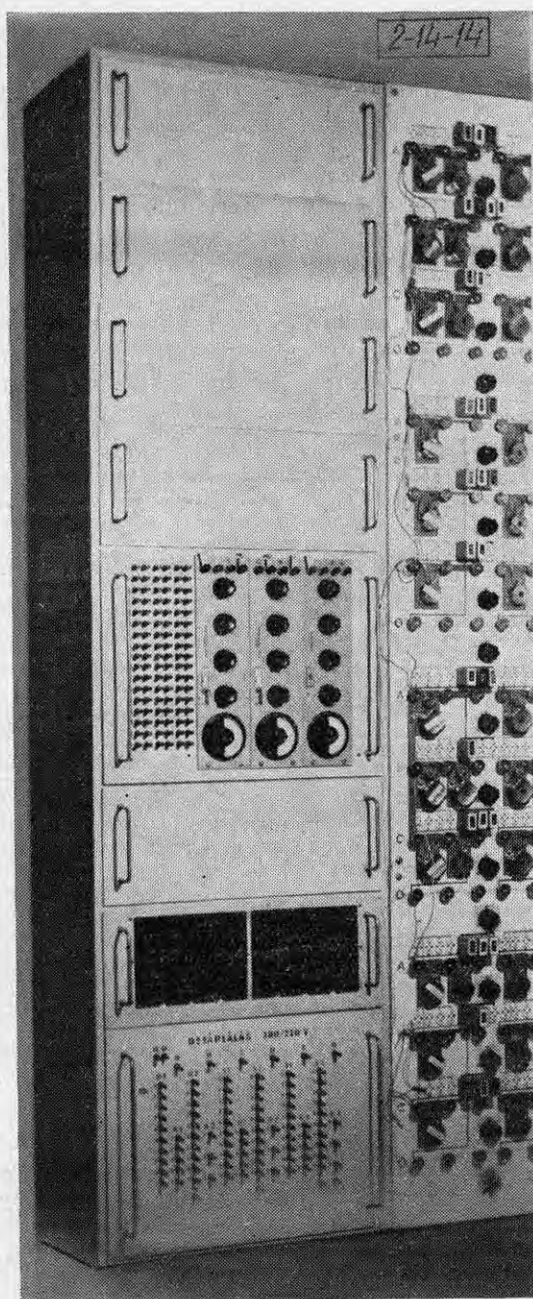
Az elemek térbeli elrendezése és összekapcsolásuk módja szoros összefüggésben áll, az elemek összekapcsolásának módja pedig jelentősen befolyásolja a költségeket. Mivel célunk az volt, hogy a rendelkezésre álló pénzüsszezből a VSF modellel szemben támasztható műszaki követelményeket maximálisan kielégítsük, ezért az elemek összekötésénél nem mindig a tetszetős és drága, hanem inkább a megbízható és lehetőleg olcsó megoldást választottuk.

A kismintát térbelileg három fő részre lehet osztani:

- az előlapon levő távvezetési mezőre,
- a homlokléfelület mögött, a tábla belsejében kialakított, a modell-transzformátor-tekercseket hordozó tálcák terére,

c) a végeken kialakított fiókoszlopokra, amelyekben a kisminta kevesebb darabszámból álló elemeit (fojtótekercek, kondenzátor dekádok stb.) és a táptranszformátort helyeztük el.

A távvezetési mezőben az induktivitások csavaros kötéssel, a kapacitások dugaszolhatóan iktathatók be a π tagokba. A konduktív ellenállást fixen beépített fokozatkapcsolóval szabályozzuk. A távvezetési mező egyik sarokrészéről készült fényképet mutatjuk be a 12. ábrán. A 13. ábra fényképfelvétele a tálcák terét mutatja a modell-transzformátor-tekercsekkel. A 14. ábra fényképfelvétele a bal oldali fiókoszlopot mutatja. Az üres fiókok lehetővé teszik a később esetleg szükségeszerű bővítést.



14. ábra. A baloldali fiókoszlop fényképe

4. A VSF kismintával leképezhető hálózat kiterjedése

A kismintán egyidőben háromfázisúlag 8 olyan távvezetékkel tudunk modellezni, amelyek 8–8 π -tagból állanak. Még további 4 távvezetékkel tudunk háromfázisúlag leképezni az úgynevezett hordozható művonalak segítségével.

A transzformátor-tekercekből leképezhető transzformátorok száma 15–25, attól függően, hogy egy-egy transzformátor modellezéséhez szükség van-e minden (A, B, C és D) típusú tekercsre, vagy nincs. A transzformátor-tekercekkel generátor-transzformátor blokkok is modellezhetők, kb. olyan számban mint a transzformátorok.

Egyfázisú leképezés (szigetelt háromfázisú zárlat először megszakító fázisának esete) esetén háromszoros számú távvezeték és transzformátor képezhető le a VSF kismintán, azaz bonyolult, tetszőlegesen hurkolt hálózatok mérése is megvalósítható.

5. A VEIKI VSF modelljén végzett mérések

A VSF modell 1969. év végén készült el és a rendszeres mérések 1970. évben indultak meg. A Nehézipari Minisztérium megbízása és anyagi támogatása alapján megkezdtük a hazai 120 kV-os és 220 kV-os feszültségű állomásaink VSF paramétereinek meghatározását. Eddig 6 nagy állomás különböző kapcsolási helyzeteiben határoztuk meg a VSF jellemzőket modellünk segítségével és 1974 végére az országos hálózat minden jelentős megszakító helyére elvégezzük a modellmérést és kiértékelést.

Köszönetnyilvánítás

Köszönetet mondunk VAJTA MIKLÓS-nak, a műszaki tudományok doktorának, a VEIKI tudományos tanácsadójának, továbbá a NIM Műszaki

Feljesztési Főosztályának és ennek keretében dolgozó CSIKOR IMRE főmérnöknek, hogy munkánk megindítását és befejezését értékes támogatással lehetővé tették.

Köszönetet mondunk RÁCZ JÁNOS technikusnak, a VSF modell kivitelezésénél végzett áldozatkész munkájáért.

IRODALOM

- [1] EVANS, R. D. – MONTEITH, A. C.: System recovery voltage determination by analytical and a. c. calculating board methods. AIEE. Trans. June, 1937.
- [2] BRETSCHNEIDER, G.: Die Messung der wiederkehrenden Spannung mit Hilfe des Netzmodelles. Westdeutscher Verlag, Köln, 1956.
- [3] KRIECHBAUM, K.: Netzanalysator zur Messung der Einschwingspannung. Dissertation, Darmstadt, 1956.
- [4] COLOMBO, A. – COUVREUX, J. P. – GIELESSEN, W. KENDALL, P. G. – VONTOBEL, J.: Determination of transient recovery voltages by means of transient network analyzers. IEEE Trans. Power App. and Syst., 1968. június.
- [5] BARRET, J. P.: Développements récents des méthodes d'étude des tensions transitoires de manoeuvre sur les réseaux a haute tension. Revue Générale de l'électricité, 1965/5.
- [6] WANGER, W. – BROWN, J. K.: Die Berechnung des Schwingungsverlaufs der Wiederkehrenden Spannung nach Kurzschluss-Abschaltungen. Brown Boveri Mitt. 1937. november.
- [7] MIHÁLKOVICS T.: A hálózati független visszaszökő feszültség számítási módszerei. VEIKI HV. 12. Budapest, 1968.
- [8] HAMMARLUND, P.: Transient recovery voltage. Stockholm, 1946.
- [9] GOSLAND, L. – DUNNE, W. F. M.: Calculations and experiments on transformer reactance in relation to transients of restriking voltage. JIEE 87 (1940/2) 163–177.
- [10] FELDKELLER, R.: Spulen und Übertrager mit Eisenblechkernen. Hirzel Verlags, Stuttgart, 1949.
- [11] DOMSCH, G. M.: Híradástechnikai transzformátorok. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1960.
- [12] SZABÓ-BAKOS R.: Visszaszökő feszültség modell. VEIKI, HV 1. Budapest, 1965.