

Egykapus mérési módszer szemcsés és folyékony anyagok komplex anyagparamétereinek meghatározására

KÁROLYI GERGELY, JAKAB LÁSZLÓ, LÉNÁRT FERENC

BME Szélessávú Hírközlés és Elméleti Villamosság-tan Tanszék
{karolyigergo, jaklac}@gmail.com, lenart@mht.bme.hu

Lektorált

Kulcsszavak: komplex permeabilitás, komplex permittivitás, CMPS, skaláris mérés, egykapus mérés, nanoferrit

A cikkben ismertetjük anyagok elektromos és mágneses anyagparamétereinek rádiófrekvenciás vizsgálatára kifejlesztett új mérési módszerünket (Complex Material Properties from Scalar data, CMPS). Részletesen bemutatjuk az egykapus eljárás alapelveit, majd mérési eredmények bemutatásával alátámasztjuk a módszer helyességét. A vizsgált anyagok komplex permittivitását és permeabilitását egyidejűleg lehet megkapni egy hálózatanalizátor és egy vezérlő, adatfeldolgozó szoftver segítségével. A méréshez tervezett koaxiális mintatartó kitűnően alkalmas folyékony és finom szemcsés anyagok vizsgálatára. A bemutatott eljárás egyik különleges előnye, hogy a komplex mennyiségeket skalár adatokból lehet származtatni, ami lehetővé teszi az algoritmus egyszerű, gazdaságos megvalósítását különböző célalkalmazások esetén. Emellett a vizsgált minta hosszának, vagyis mennyiségének az előzetes ismerete sem szükséges, ami tovább növeli a módszer alkalmazhatósági területeit.

1. Bevezetés

Az anyagok elektromágneses tulajdonságainak jellemzése mindig kulcsfontosságú területnek számított a mikrohullámú technikában. Állandó jelentőségét a technológia fejlődése adja; új anyagok fejlesztése folyamatosan zajlik és azok jellemzése elengedhetetlen az elektromágneses tulajdonságok tervezése szempontjából.

Az elmúlt évtizedekben számos kutatási eredmény látott napvilágot ezen a területen, különböző elméleti alapokra támaszkodva. Az elektromágneses paraméterek nagy pontosságú meghatározásához általában rezonáns mérési módszereket alkalmazhatunk, amelyekkel diszkrét frekvenciákon kaphatjuk meg a kívánt jellemzőket. Amennyiben a mérési pontossággal szemben alacsonyabbak az elvárásaink, úgy szélessávú mérési technikákat érdemes alkalmazni, hogy az anyagparamétereket egy folytonos spektrumon ismerhessük meg. Ezeket a szélessávú módszereket négy nagy csoportba sorolhatjuk aszerint, hogy a frekvencia, vagy az időtartományban vizsgálódunk, illetve hogy egy-, vagy kétkapus mérést valósítunk meg. Egykapus mérési módszerekre az [1] és [2] irodalmakban találunk példákat, míg kétkapus eljárásokat a [3-5] mutatnak be.

Általánosan elmondható, hogy az egykapus mérésekkel csak egy elektromágneses anyagparamétert – tipikusan a permittivitást vagy a permeabilitást – tudjuk egyidejűleg meghatározni. Ezzel szemben kétkapus elrendezéssel lehetőség nyílik a két paraméter szimultán kinyerésére. A hetvenes évek elején hozta nyilvánosságra Nicolson és Ross mérési módszerüket [6], amelyet Weiss kiegészítése nyomán NRW algoritmusnak nevezünk és mára ez vált a leggyakrabban használt eljárásá anyagok szélessávú elektromágneses paramétereinek a meghatározására.

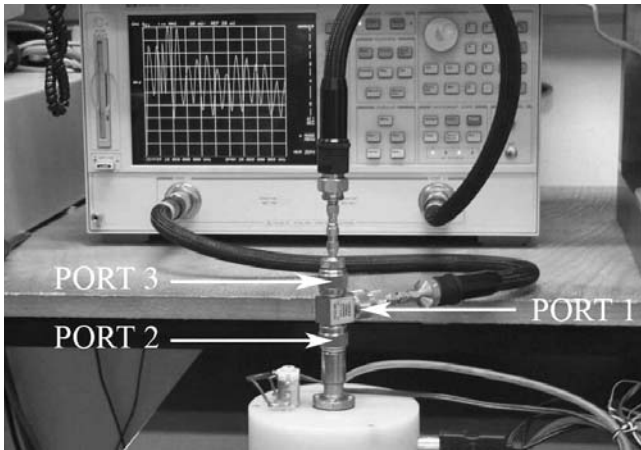
Az algoritmus az egy-, vagy kétkapú szórás mátrix elemeinek (S-paraméterek) a meghatározásán alapul,

és az anyagjellemzőket ezekből származtatja. Később az eljárásnak számos változata jelent meg, mégis vannak olyan esetek, amikor ezt a módszert csak nehezen, vagy egyáltalán nem tudjuk alkalmazni. Ilyen eset például, amikor alacsony veszteségű és/vagy nem szilárd anyagokat szeretnénk vizsgálni.

Cikkünkben egy egykapus mérési eljárást mutatunk be, amellyel lehetséges a vizsgált anyagminták komplex permittitásának és permeabilitásának az egyidejű meghatározása. A mérési módszer neve „Complex Material Properties from Scalar data” (CMPS), amely kifejlesztéséhez a széleskörűen használt, úgynevezett „Distance-To-Fault” (DTF) eljárás – amely kábelhibák lokalizációjára szolgál – adta az alapötletet. Mérési módszerünk a minta végein létrejövő impedancia-diszkontinuitásokon ébredő reflexiók detektálásán alapszik. Az eljárást 7/3 mm-es koaxiális tápvezeték használatával, TEM típusú terjedésre fejlesztettük ki, de különösebb elvi nehézségek nélkül átültethető bármilyen más tápvezeték típusra. Mivel a mintatartó tápvezetékdarab rövidzárban végződik, így az kitűnően alkalmas folyékony, vagy porózus anyagok vizsgálatára.

Egy HP8722D típusú hálózatanalizátort használtunk a frekvenciában sweepelt jel előállítására, valamint a később bemutatásra kerülő mérési összeállítás átvitele abszolútértékének ($|S_{21}|$) mérésére a 2-17 GHz tartományban. A műszer vezérlése, a mérési eredmények rögzítése, valamint azok feldolgozása egy HP VEE környezetben fejlesztett programmal történt. Az algoritmus elkülöníti a levegő-minta és a minta-rövidzár határfelületekről érkező reflexiókat, majd a komplex anyagparamétereket ezekből származtatja.

Az új algoritmus helyes működését egy elektromágneses szempontból ismert referenciaanyag (parafinolaj), valamint egy kísérleti ferrit por mérési eredményeivel támasztjuk alá. A bemutatott mérési elrendezéssel, és a hozzátartozó vezérlő és jelfeldolgozó programmal



1. ábra

Mérési összeállítás:
HP8722D hálózatanalizátor, mérőkábelek,
teljesítményosztó és mintatartó

lehetővé válik anyagok elektromágneses paramétereinek gyors és szélessávú mérése.

A következő részben bemutatjuk az eljárás elméleti hátterét, ezt követi a mérési eredmények ismertetése, valamint azok értékelése.

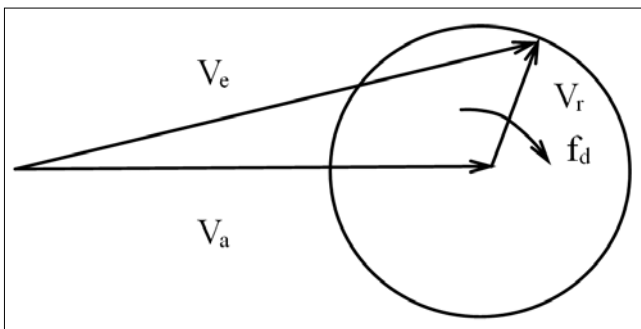
2. Elméleti összefoglaló

A mérési összeállítás az 1. ábrán látható. A mintatartó egy 3 dB-es osztón keresztül csatlakozik a hálózatanalizátorhoz. A generátor a teljesítményosztót egy lineárisan sweepelt jellel gerjeszti az első kapun keresztül. A beeső teljesítmény – melyet az f_a pillanatnyi frekvencia jellemez – egyik fele a 2. kapun át a mintára jut, másik fele pedig a 3. kapun keresztül a detektorra kerül. A mintáról reflektálódott jel – melyet az f_r pillanatnyi frekvencia jellemez – egyik fele ugyancsak a detektorra jut, a másik fele pedig disszipálódik a generátoron. A detektorra került jelek összeadódnak, ami jól szemléltethető az f_a és f_r pillanatnyi frekvenciájú jelekhez rendelt komplex V_a és V_r vektorok segítségével.

A 2. ábra mutatja a két vektort, illetve vektoriális eredőjüket, V_e -t, mely f_d különbségi frekvenciával forog V_a körül, akárcsak V_r .

2. ábra

Vektorábra az adott (V_a), a reflektált (V_r) és az összeg (V_e) vektorokkal.
 V_e és V_r a különbségi frekvenciával (f_d) forognak V_a körül.



[7] alapján a különbségi frekvencia a következőképp adható meg:

$$f_d = f_a - f_r = \frac{B}{T} \cdot \tau \quad (1)$$

ahol B a sweeplésnél alkalmazott sáv szélesség, T a sweeplés időtartama, τ a reflektált hullám időbeli késése az adott jelhez képest. A hálózatanalizátor V_e abszolútértékét méri időtartományban. A komplex elektromágneses anyagjellemzők ebből az adatsorból származtathatók.

A jelfeldolgozás folyamata a következő: először meghatározzuk egy hitelesített rövidzárral lezárt tápvonal esetére a $V_{r1}(t)$ függvényt. Az *FMCW* (*Frequency Modulated Continuous Wave*) gerjesztőjel használatában a frekvencia és az időtartomány között kölcsönösen egyértelmű megfeleltetés áll fenn, így megkapjuk $V_{r1}(f)$ -et. A következő lépésben a vizsgált mintát mérve kapjuk $V_{r2}(f)$ -et, majd a két függvény segítségével már számolhatóvá válik a reflexiók együtthatója, $\Gamma(f)$.

Mivel reflexiót jellemzően a minta elejéről és végéről várunk, ezért két reflexiók együttható-görbét kapunk, melyek segítségével a komplex anyagjellemzők már egyszerűen számíthatóak. Így tehát a feladat a $V_r(t)$ függvények kinyerése a mért adatokból. Fontos itt megjegyezni, hogy bár t az időváltozót jelöli, a $V_r(t)$ egy komplex értékű függvény, hiszen egy vektor mozgását képezi le, a komplex burkoló elnevezéssel fogunk rá hivatkozni. V_r -rel a vektor egy adott időpillanatban felvett értékét jelöljük.

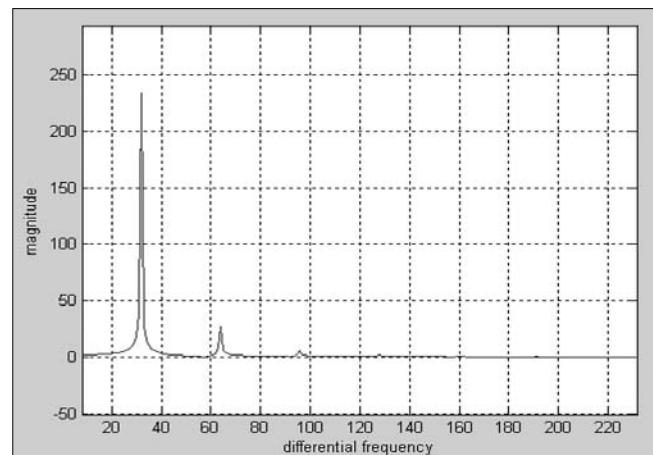
Tekintsük most a háromszöget, melyet a vektorok alkotnak a 2. ábrán! A következő kifejezés adható $|V_e(t)|$ értékére a koszinusztétel segítségével:

$$|V_e(t)| = \sqrt{|V_a(t)|^2 + |V_r(t)|^2 - 2 \cdot \cos(2\pi f_d t) |V_a(t)| |V_r(t)|} \quad (2)$$

Az egyszerűbb analízis kedvéért tételezzük fel, hogy $|V_a(t)|$ és $|V_r(t)|$ is állandó. Ekkor (2) amplitúdó-spektruma a 3. ábrán látható módon alakul, elhanyagolva az egyenkomponenst.

3. ábra

A (2) kifejezés amplitúdóspektruma a DC komponens nélkül. Az ábra MatLab segítségével készült, $V_a=1$, $V_r=0.5$ feltételezéssel.



Kitűnik, hogy az alapharmónikus – mely természetesen megegyezik a különbségi frekvenciával – hordozza a jel energiájának döntő többségét (továbbra is elhanyagolva a DC-t). Így tehát az alapharmónikus, mint forgó vektor jó közelítéssel megegyezik V_r -rel. Másképp megfogalmazva eltekinthetünk a felharmónikusoktól. A 3. ábra megerősíti azt az állítást, mely szerint egy periódikus, m -szer deriválható függvény amplitúdóspektruma legalább $1/f^m$ mértékben tűnik el, $f \gg 1$ esetén [8]. Jelen esetben $m \gg 1$, miután $|V_e(t)|$ kvázi-szinuszos függvény. Az ábrán látható spektrumot különbségi-frekvenciás spektrumnak nevezzük.

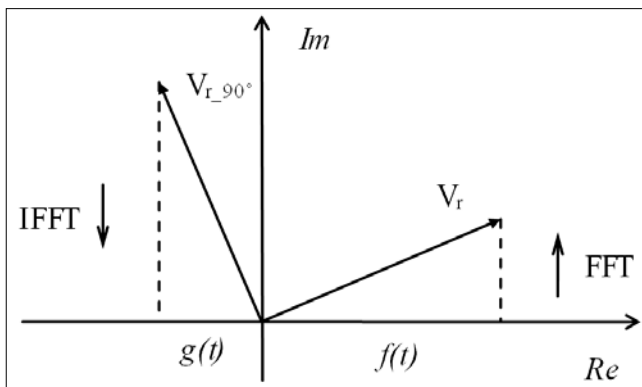
Miután a $V_a |V_e(t)|$ kialakításában mint egyenkomponens vesz részt, kiszűrhető belőle. Ekkor egy olyan kvázi-szinuszos periódikus függvényt kapunk, melynek amplitúdója $|V_r|$, jelöljük a függvényt $f(t)$ -vel (ennek spektruma látható a 3. ábrán). Ez azt jelenti, hogy a V_r hozzárendelhető $f(t)$ -hez úgy, hogy a komplex síkon forgó vektor valós síkra eső vetülete előállítsa a függvényt. Fontos itt megjegyezni, hogy ekkor V_r forgása már nem egy állandó körfrekvenciájú forgás (bár csak kis mértékben tér el attól), illetve az egyenkomponens kifejezés szigorúan csak a különbségi frekvenciatartományra vonatkozik és nem a sweepelt (abszolút) frekvenciatartományra. Az előző bekezdésben elmondottakból következik viszont, hogy a kvázi-szinuszos jel alapharmónikusával jól közelíthetjük a V_r vektort. Így arra jutunk, hogy $V_r(t)$ közvetlenül megkapható $f(t)$ Fourier-transzformáltjából, csak az alapharmónikus figyelembe véve. Mindehhez a $|V_r(t)| = \text{állandó}$ feltételezéssel jutottunk. Továbbiakban azt az esetet tekintjük, amikor $|V_r(t)|$ nem állandó.

A fentiekből kiindulva a következőképpen lehet továbblépni: ha $|V_r(t)|$ időben változik, akkor az a spektrumban is változást okoz. Tekintsünk például egy exponenciális csillapodást, amelynek spektruma $1/f^2$ szerint csökkenő. Az exponenciális függvény (vagy tetszőleges egyéb) függvény és a periódikus függvény szorzata a különbségi frekvenciatartományban konvolúciót jelent, mely hatására az $1/f^2$ -es spektrum (vagy a tetszőleges egyéb időfüggvény spektruma) megjelenik a felharmónikusok körül.

Figyelembe véve a kvázi-szinuszos függvény spektrumáról elmondottakat, állíthatjuk, hogy csak az alaphar-

4. ábra

A komplex vektorok és az időfüggvények kapcsolata. A nyilak mutatják a transzformációs irányokat.



mónikus és annak spektrális környezete fogja döntően meghatározni $V_r(t)$ -t. Így $f(t)$ FFT-vel előállított spektrumából kiemelve ezt a részt, a spektrumkomponensek vektori összege a $|V_r(t)| = \text{állandó}$ esethez hasonlóan jó közelítéssel a forgó V_r vektort fogja közelíteni. Látszik viszont, hogy most nem elég pusztán FFT-t alkalmazni, mert a spektrumból nem tudjuk közvetlen meghatározni a komplex burkolót.

Ezért vizsgáljuk meg a 4. ábrát, mely a következőt mutatja: az FFT-vel előállított spektrum számunkra érdekes részét toljuk el 90 fokkal (vagyis V_r -t forgassuk el) és ezen a fázisban eltoltspektrumon alkalmazzunk egy IFFT-t. Ekkor megkapjuk $g(t)$ -t (amely tehát V_r képzetes tengelyre eső vetülete), majd $f(t)$ és $g(t)$ segítségével, vagyis két skalár (idő)függvénnyel meg tudjuk adni a komplex burkolót, $V_r(t)$ -t.

Mint azt már említettük, két reflexiót használunk fel az anyagparaméterek meghatározásához: egyet a minta elejéről, egyet pedig a végéről. Itt felmerülhet a többszörös reflexiók kérdése: a minta – a generátorhoz viszonyított – távolabbi végén ideálisnak tekintett rövidzár található. Az erről visszaverődött jelnek egy része a minta-levegő impedancia diszkontinuitáson ismét reflektálódik, vagyis a minta két vége között a vizsgáló jel egy része úgy mond „pattog”. Amennyiben ezeket a többszörös reflexiókat nem tudnánk különválasztani, az nagyban meghamisítaná a mérési eredményeinket. A legtöbb ismert mérési módszernél – amelyek frekvenciatartománybeli méréseken (S-paraméterek) alapulnak – ez hibát is okoz. Ennek a hibának a mértéke a minta hosszától, valamint annak csillapítási tényezőjétől függ.

A bemutatott mérési módszernél két alapvető szempontot kell figyelembe venni: a minta maximális hossza olyan legyen, hogy a rövidzárról reflektálódó jelet tisztán detektálni lehessen (nagyobb csillapítású anyagoknál rövidebb minta), valamint a minimális mintahossz úgy állítsuk be, hogy a minta elejéről és végéről érkező reflektált jelek szétválaszthatók legyenek.

Itt mutatkozik meg a CMPS eljárás egyik nagy előnye: az FMCW mérőjel használatával lehetőség nyílik a reflektált jelek idő-, vagy távolságtartományban történő szétválasztására. Ezt meg is teszi a kifejlesztett jelfeldolgozó program, amellyel ezután a minta elején és végén ébredő reflexiók abszolútértékéből meghatározzuk a komplex anyagjellemzőket.

A minta elején fellépő reflexióból a minta karakterisztikus impedanciája határozható meg ($Z_0=50 \Omega$, a tápvonal karakterisztikus impedanciája) [9]:

$$Z = Z_0 \frac{1 + \Gamma_m(f)}{1 - \Gamma_m(f)} \tag{3}$$

A minta végén ébredő reflexió segítségével pedig a komplex terjedési együttható határozható meg: $\tag{4}$

$$\gamma = j\omega \sqrt{(\epsilon' - j\epsilon'')(\mu' - j\mu'')} = j\omega/c \sqrt{\epsilon_{rk} \mu_{rk}}$$

Végül a keresett komplex anyagjellemzők:

$$\mu_{rk} = \frac{Z(-jc \gamma/\omega)}{50} \quad \epsilon_{rk} = \frac{50(-jc \gamma/\omega)}{Z} \tag{5}$$

3. Mérési eredmények

A bemutatott mérési módszer alkalmazhatóságát az alábbiakban mérési eredményekkel igazoljuk. Ismertetjük a bevezetőben említett anyagok (parafinolaj és ferrit por) komplex anyagjellemzőit, név szerint a komplex permittivitást és permeabilitást. Az anyagokat a 2-17 GHz-es frekvenciatartományban jellemezzük. A felső frekvenciahatárt a mérési összeállítás alkotóelemei; a tápvonal-darabok, valamint a teljesítményosztó határozza meg.

A második részben ismertetett algoritmust, a mérésvezérlést, valamint az adatok gyűjtését egy HP VEE környezetben fejlesztett programmal valósítottuk meg. Az algoritmusban felhasznált referenciamérést a mintabefogó helyére illesztett rövidzárral végeztük, a műszert is erre a síkra hitelesítettük.

A 5. ábrán bemutatott komplex permittivitást és permeabilitást a következő formában ábrázoljuk:

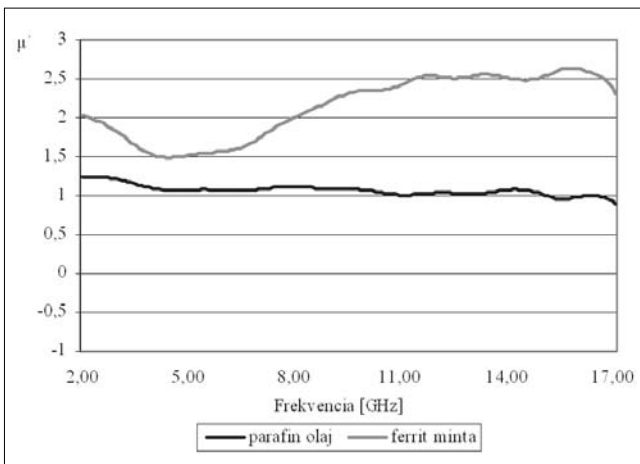
$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon'(\omega) - j\varepsilon''(\omega) \quad (6)$$

$$\mu(\omega) = \mu'(\omega) - j\mu''(\omega) \quad (7)$$

ahol ε' és μ' a permittivitás és a permeabilitás valós, míg ε'' és μ'' a képzetes részei.

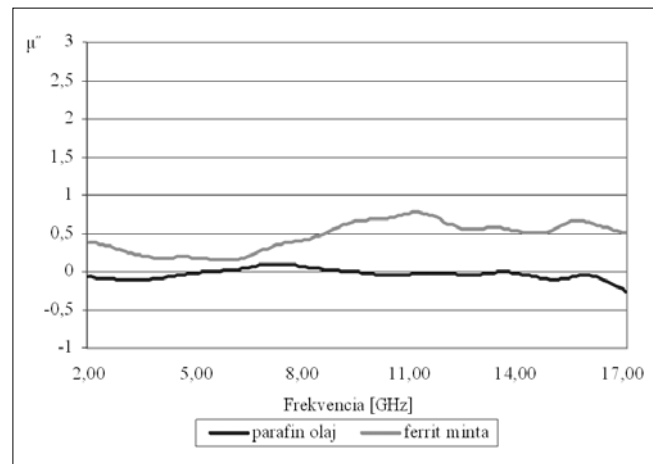
5. ábra

A két minta relatív permeabilitásának valós része



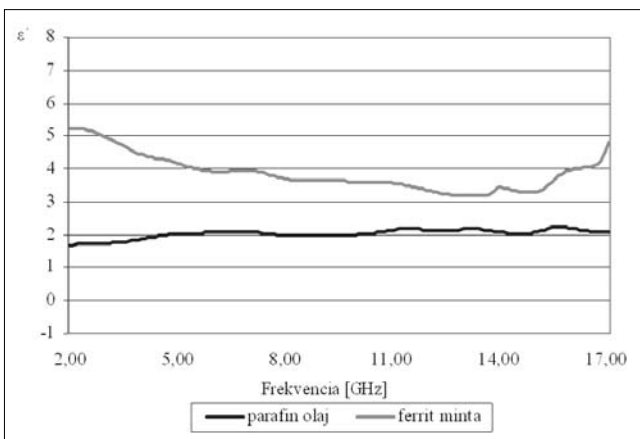
6. ábra

A két minta relatív permeabilitásának képzetes része



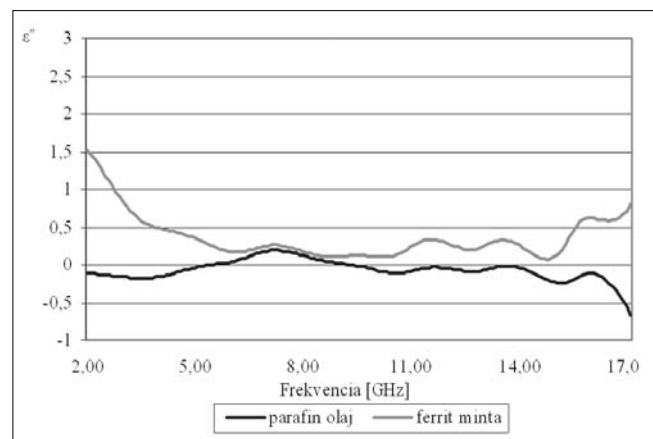
7. ábra

A két minta relatív permittivitásának valós része



8. ábra

A két minta relatív permittivitásának képzetes része



A referenciaként használt parafinolajról tudjuk, hogy dielektromos állandójának valós része 10 GHz-en 2 és 2,2 között van, mágneses szempontból pedig gyakorlatilag átlátszó, tehát, $\mu_r=1$.

A 7. ábra a permittivitás valós részét mutatja be. Látható, hogy a mérési eredmény jól megfelel a fent említett értéknek; a dielektromos állandó az egész frekvenciatartományon 2 közelében marad. A mágneses átlátszóságot mutatja az 5. ábra, ahol a permeabilitás valós része végig 1 körüli értéket vesz föl. Mivel a parafinolaj elektromágneses vesztesége igen csekély, a 6. és 8. ábrákon látható permeabilitás és permittivitás képzetes részei valóságyszerűnek tekinthetők.

A mérési eljárás egyik fő előnye, hogy kitűnően alkalmazható porszerű, illetve folyékony anyagok vizsgálatára, így második tesztanyagnak az olaj mellé egy porszerű ferritmintát választottunk. Ez egy kísérleti anyag, így előzetes adatok – azon kívül, hogy az átlagos szemcseátmérő a mikronos tartományban található – nem álltak rendelkezésünkre.

A mért elektromágneses anyagparaméterek valós részei az 5. és 7. ábrákon láthatók. A ferritminta mágneses permeabilitásának valós része a tekintett frekvenciatartományon 1,5 és 2,7 közötti értékeket vesz föl, a per-

mittivitás valós része pedig 3 és 6 körül változik. Az anyag dielektromos és mágneses veszteségeit a 6. és a 8. ábrák szemléltetik. Látható, hogy ezek 0 és 1 között változnak a 2-17 GHz-es frekvenciatartományon.

4. Összefoglalás

A közölt cikk fő célja, hogy bemutasson egy általunk újonnan kifejlesztett mérési eljárást, melynek segítségével anyagminták elektromágneses paramétereit lehet meghatározni. Az eljárás fő előnye, hogy lehetővé teszi szilárd, folyékony vagy porszerű minták komplex permittivitásának és permeabilitásának egyidejű meghatározását. A komplex értékek meghatározása skalár mennyiségek méréséből történik, ami különleges érdemeket kölcsönöz a módszernek.

Sok más eljárással szemben itt nem kell a mérés bizonytalanná válásával számolni azokon a frekvenciákon, amelyeknél a félhullámhossz a minta hosszának egész számú többszöröse. További előny, hogy a mérés elvégzéséhez nem szükséges a minta hosszának előzetes ismerete.

Irodalom

- [1] C. C. Courtney, William Motil,
„One-Port Time-Domain Measurement of the Approximate Permittivity and Permeability of Materials,”
IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques,
Vol. 47, No.5, May 1999.
- [2] James Baker-Jarvis,
„Transmission/Reflection and Short-circuit Line Permittivity Measurements,”
National Institute of Standards and Technology,
Issued July 1990.
- [3] C. C. Courtney,
„Time-domain measurement of the electromagnetic properties of materials,”
IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques,
Vol. 46, No.5, May 1998, pp.517–522.
- [4] Ding Sun,
„Measurement of complex permittivity and permeability of microwave absorber ECCOSORB MF-190,”
Pbar note 576, Fermi lab, August 1997.
- [5] Madhan Sundaram et al,
„Measurement of Complex Material Properties using Transmission/Reflection Method”,
SNS-CONF-ENGR-133.
- [6] M. Nicolson, G. F. Ross,
„Measurement of the intrinsic properties of materials by time-domain techniques,”
IEEE Trans. Instrum. Meas., Vol. IM-19, Nov. 1970,
pp.377–382.
- [7] Jakab László, Károlyi Gergely:
„Nanoferritek anyagparamétereinek vizsgálata mikrohullámú tartományban”
TDK, 2006.
- [8] Fodor György,
„Hálózatok és Rendszerek”,
ISBN 963-420-810 X, Műegyetemi Kiadó, Budapest,
2004, Ch.1.4, pp.204–221.
- [9] Csernoch János,
„Komplex dielektromos állandó és komplex permeabilitás mérése mikrohullámú módszerekkel”,
Orion MFO 11., Budapest, 1969.