

KONFIGURACIJA MERILNEGA SISTEMA ZA ANALIZO MIKROVALOVNIH DIELEKTRIČNIH LASTNOSTI IN NJEN VPLIV NA NATANČNOST MERITVE

M. Valant, D. Suvorov, S. Maček
Institut "Jožef Stefan", Univerza v Ljubljani, Ljubljana, Slovenija

Ključne besede: sistemi merilni, resonatorji dielektrični, metode resonatorjev votlinskih refleksijske, lastnosti dielektrične, lastnosti mikrovalovne, napake merilne, frekvence resonačne

Povzetek: Postavljen merilni sistem za določevanje mikrovalovnih dielektričnih lastnosti temelji na refleksijski metodi votlinskega resonatorja. Raziskali smo odvisnost izmerjenih resonančnih frekvenc in faktorjev kvalitete od dimenzij testnih votlinskih resonatorjev. V primerih, ko je bila TE_{018} najnižja resonanca sistema, smo izmerili znatno nižje faktorje kvalitete (do 10%). Pri tem smo opazili tudi premik resonančne frekvence dielektričnega resonatorja k nižjim vrednostim. Meritve so bile natančnejše v primerih, ko smo uporabili večje testne votlinske resonatorje. Razvili smo tudi numerično metodo za izračun lastnih frekvenc votlinskega resonatorja z vstavljenim dielektrikom.

Configuration of the Measurement System for the Analysis of Microwave Dielectric Properties and its Influence on Accuracy of Measurement

Keywords: measuring systems, dielectric resonators, reflection resonant cavity methods, dielectric properties, microwave properties, measurement errors, resonant frequencies

Abstract: The main problem in the determination of the Q-value at the resonant condition arises due to the existence of the external EM field, which could penetrate into the conducting walls of the resonant cavity (skin effect). This causes a reduction of the measured Q-value. Therefore, to obtain the unloaded Q-value the resonant cavity should be large enough to avoid the skin effect. However, by increasing the size of the resonant cavity the resonant modes of the cavity shift to lower frequencies. This could cause the TE_{018} dielectric resonator mode to overlap with or to be mistaken for the resonant cavity modes. Usually the measurements are performed with a resonant cavity up to three or four times larger than the dielectric resonator. At permittivities of the dielectric resonator higher than approximately 20 this assure that the position of the TE_{018} dielectric resonator mode is below the first resonant cavity mode (TM_{010}).

Measurement system for determination of microwave dielectric properties was constructed employing the reflection resonant cavity method. The dependence of the measured resonant frequency and Q-value on the resonant cavity dimensions was determined. We noticed a significant reduction in the Q-value (up to 10%) if it is measured below the TM_{010} resonant cavity mode. Also the resonant frequency was slightly shifted toward the higher values due to the tuning effect. Measured Q-values were higher and therefore closer to unloaded Q-value when we used larger cavities. Numerical procedure for the determination of the resonant modes of the resonant cavity containing inserted dielectrics was also developed.

Uvod

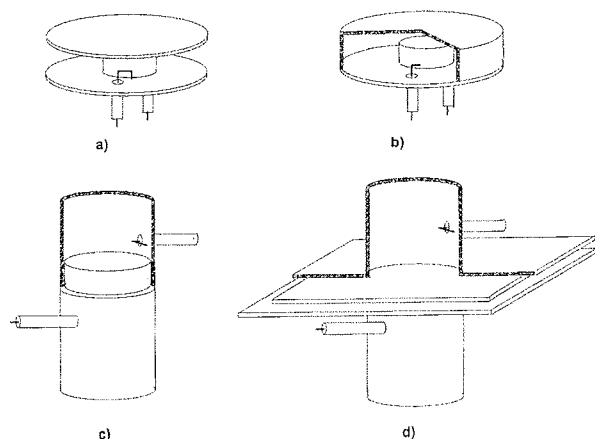
Pomembna prelomnica pri razvoju brezžične komunikacijske tehnologije je uvedba zmogljivih *mrežnih analizatorjev*, kar je, ob hkratnem razvoju računalniške tehnike, omogočilo simulacijo, analizo ter testiranje modelov. Eksperimentalno je bilo ugotovljeno in opisano [1], kako se elektromagnetno polje resonančnih rodov sklaplja in razširja v medijih različnih dimenzij in različnih električnih lastnosti. Na osnovi takšnih spoznanj je postalo oblikovanje, testiranje in optimizacija mikrovalovnih vezij hitro in zanesljivo. Ob tem je bilo razvitih tudi nekaj novih, hitro izvedljivih in dokaj natančnih metod za karakterizacijo mikrovalovnih dielektričnih lastnosti materialov.

Analiza resonančnih karakteristik, ki so odvisne predvsem od oblike in dielektričnih lastnosti vzorcev, pred-

stavlja osnovo večine merilnih metod za določevanje mikrovalovnih dielektričnih lastnosti materialov. Kompleksno vrednost dielektričnosti je teoretično mogoče izračunati le iz dimenzij vzorca, resonančne frekvence in širine resonančnega odziva, vendar je v praksi takšen izračun praviloma nenatančen. Temeljni razlog je v večini primerov enak. Elektromagnetno (EM) polje dielektričnega resonatorja je namreč moteno zaradi bližine prevodnih sten, nosilca, sklopitvenih zank itd. Motnje EM polja povzročajo premik resonančne frekvence k višjim vrednostim ter širitev resonančnega odziva.

Ker do sedaj še ni izvedena standardizacija merilnega sistema za določevanje mikrovalovnih dielektričnih lastnosti, obstajajo različne merilne metode, katerih rezultati med seboj niso vedno neposredno primerljivi. Konfiguracije merilnih sklopov se med seboj razlikujejo, zato je potrebno izbrati primerno metodo glede na

namembnost meritve, naravo vzorcev ter zahtevano natančnost. Na sliki 1 so prikazane nekatere najpogostejše uporabljane konfiguracije testnih sklopov.



Slika 1: Nekateri najpogostejši konfiguraciji testnih sklopov za določanje mikrovalovnih dielektričnih lastnosti: a) Courtney-ev dielektrometer [2,3,4], b) zaprti radialni dielektrometer [5], c) Cohn-ov dielektrometer [6] in d) merilni sklop za določanje lastnosti substratov [7]

Pri merilnih sklopih, prikazanih na sliki 1, prihaja do napak pri merjenju dielektričnosti zaradi neidealnega stika med vzorcem in prevodno steno sklopa. Na takšnem stiku se namreč pojavijo zračne reže z znatno nižjo dielektričnostjo od dielektričnosti merjenega vzorca. Zaradi tega izmerimo prenizke dielektričnosti vzorca, še posebej v primeru, ko je pri analiziranem rodu električna komponenta pravokotna na stično površino. Napako meritve lahko znatno zmanjšamo, če analiziramo resonančni odziv rodu, za katerega velja $E \cdot n = 0$ na meji med vzorcem in steno merilnega sklopa. V primeru Courtney-evega dielektrometra [2-4] to velja za $TE_{01\delta}$ rod, pri katerem ima električno polje le azimutalno komponento.

Uporabnost omenjenih metod omejuje dejstvo, da je določevanje faktorja kvalitete zelo zahtevno ter v večini primerov precej nenatančno. Zaradi bližine prevodnih sten se pojavijo precejšnje zunanje izgube, ki so posledica indukcije električnega toka v stenah ("skin effect"). Deloma lahko napako popravimo s preračunom na osnovi meritve dvakrat večjega vzorca iz istega materiala [4], kar pa je zelo nepraktično, saj potrebujemo dva vzorca, meritev se časovno podaljša, ob tem pa tudi takšen pristop ne zagotavlja zahtevane natančnosti.

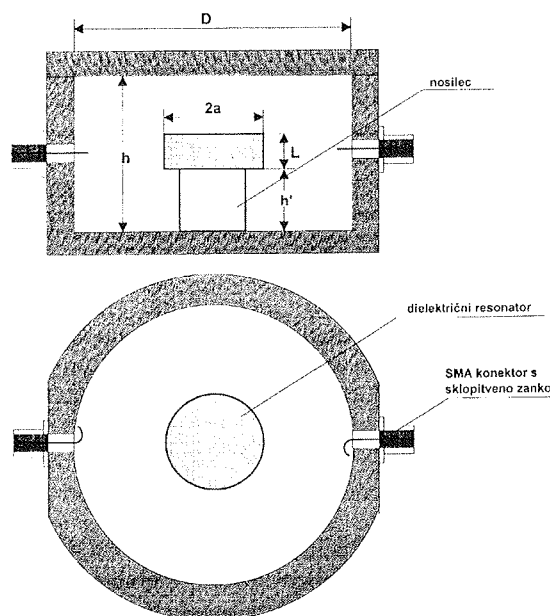
Tehnične karakteristike postavljenega merilnega sistema

Merilni sistem za merjenje mikrovalovnih dielektričnih lastnosti mora biti prilagojen raziskovalnemu ter razvojnemu delu, pri katerem so vzorci velikokrat, zaradi še

neoptimiziranih pogojev termične obdelave, neidealnih oblik ter zelo različnih dielektričnosti. Merilni sistem mora omogočati tudi hitre rutinske kontrole mikrovalovnih lastnosti. Ker še ni izdelana potrebna standardizacija merilnih sistemov za določevanje mikrovalovnih lastnosti, je pomembno, da so rezultati čim manj obremenjeni z merilnim sklopom oziroma, da so čim bližje absolutnim vrednostim.

Metoda votlinskega resonatorja ("resonant cavity method") postaja vse bolj popularna za določevanje mikrovalovnih dielektričnih lastnosti keramičnih materialov, tako v industrijskih kot tudi v razvojnih in raziskovalnih laboratorijih. Napake meritev, ki se pojavljajo pri drugih metodah, so v tem primeru minimizirane oziroma jih je mogoče odpraviti z naknadno matematično obdelavo rezultatov.

V testni votlini resonator cilindrične oblike je na nosilec nameščen dielektričen resonator iz preiskovanega materiala (Slika 2). Preko transmisijских linij in sklopitvene zanke dielektričnemu resonatorju vzbujamo $TE_{01\delta}$ rod. Z analizo resonančnega odziva mu določimo resonančno frekvenco ter faktor kvalitete. Matematično takšno konfiguracijo opisuje Itoh-Rudokasov model [8], na osnovi katerega lahko iz resonančne frekvence izračunamo dielektričnost preiskovanega materiala.



Slika 2: Merilni sklop pri metodi votlinskega resonatorja

Izbrana metoda votlinskega resonatorja je prilagojena meritvam vzorcev cilindrične oblike, vendar omogoča tudi dokaj natančne meritve vzorcev z nekoliko popačeno geometrijo, saj niso potrebni tesni stiki med merilnim sklopom in vzorcem. Z refleksijskim načinom merjenja lahko zelo natančno določimo faktor kvalitete ter resonančno frekvenco iz Smithove karte, za hitre rutinske meritve pa je primernejši transmisijski način, pri

katerem se faktor kvalitete določuje le iz širine resonančnega odziva.

Za generiranje in analizo elektromagnetnega valovanja uporabljamo mrežni analizator (HP8719C). Deluje v frekvenčnem območju med 50 MHz in 13.5 GHz. Standardno resolucijo mrežnega analizatorja (100 kHz) smo z vgradnjo opcijske enote 001 (HP86381A) izboljšali na 1 Hz. Takšna resolucija omogoča natančno analizo zelo ozkih resonančnih odzivov vzorcev z visokimi faktorji kvalitete (nad približno 5000 pri merjeni frekvenci). Mrežni analizator ima dva neodvisna kanala, preko katerih lahko opravljamo analize refleksijskih (S_{11}) ter transmisijskih (S_{12}) parametrov v logaritemski ali Smith-ovi karti. Za kalibracijo se uporablja 7 mm kalibracijski set (HP 850500). Mrežni analizator je preko 7 mm mikrovalovnih koaksialnih kablov (HP 85132, $Z_0 = 50 \Omega$) ter 7 mm/3.5 mm adapterjev (HP 85130A/B) povezan s testnim votlinskim resonatorjem, v katerem je na teflonski nosilec nameščen vzorec. Testni votlinjski resonatorji so narejeni iz medenine, površina pa je pozlačena. 3 mm SMA konektor, ki je pritrjen na vsakega od testnih resonatorjev, je povezan s pozlačeno sklopitveno zanko. Meritve resonančne frekvence in faktorja kvalitete izvajamo v testnih votlinskih resonatorjih šestih različnih velikosti. Uporabljamo testne resonatorje s premerom 20 mm (A), 27 mm (B), 37 mm (C), 50 mm (D), 68 mm (E) in 95 mm (F). Razmerje med višino in premerom (h/D) je pri vseh 0.6. Za meritve τ_f je mrežni analizator preko mikrovalovnega koaksialnega preklopnika (RLC Microelectronics, RF 1P6T, Model SR-6C-H) in valovodov povezan s testnimi votlinskimi resonatorji, nameščenimi v temperaturni komori (LABO, model Ultra 2000). Komora omogoča meritve v temperaturnem območju od -20°C do 100°C . Merilni sistem krmilimo z računalnikom preko vmesnika (HP 82335 HP-IB Interface).

Za ponovljive ter primerljive meritve je pomembno, da so delovni parametri meritve v vseh primerih enaki. Meritve izvajamo s 1601 merilnimi točkami na delovno frekvenčno območje. Moč vzbujevalnega signala je -50 dBm. Tako dosežemo zelo nizke izgube na prevodnih stenah sklopa, hkrati pa tudi dovolj visoko razmerje med signalom in šumom. Dodatno nivo šuma znižamo z zvišanjem selektivnosti sprejemnega kanala. Pred vsako meritvijo je bil sistem kalibriran s členom z odprtimi sponkami, s členom s kratko staknjenimi sponkami in s členom s karakteristično impedanco.

Izboljšava merilne tehnike na osnovi analize napake

Pri določevanju faktorja kvalitete dielektričnih resonatorjev pri resonančnih pogojih se pojavi problem zaradi obstoja EM polja nezanemarljive jakosti zunaj dielektričnega resonatorja. Zunanje EM polje lahko prodira v stene testnega votlinskega resonatorja, hkrati pa dodatne motnje polja povzročajo tudi sklopitvene zanke ter teflonski nosilec. Matematični model tako motenega polja ne opiše natančno, posledica tega pa je napačna določitev faktorja kvalitete ter dielektričnosti. Izmerjeni obremenjeni faktor kvalitete je praviloma nižji od neo-

bremenjenega. Prav tako izmerimo tudi višjo resonančno frekvenco oziroma nižjo dielektričnost od dejanske.

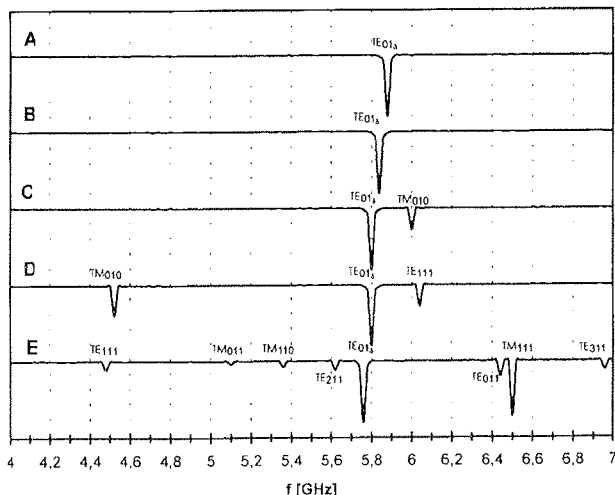
Napaka meritve je manjša, če uporabimo večji testni votlinjski resonator, vendar so v tem primeru lastne frekvence takšnega votlinskega resonatorja že tako nizke, da lahko pride do njihove sklopitve s TE_{018} rodod dielektričnega resonatorja ali celo do zamenjave rodov in zaradi tega do analize napačnega rodu. Navadno se meritve opravljajo s testnimi votlinskimi resonatorji, ki so tri do štirikrat večji od dielektričnega resonatorja. Pri dielektričnosti, višji od približno 20, takšno razmerje med velikostjo votlinskega in dielektričnega resonatorja zagotavlja, da je TE_{018} rod frekvenčno nižje od najnižjega resonančnega rodu testnega votlinskega resonatorja. Takšen položaj rodov omogoča hitro in zanesljivo identifikacijo TE_{018} rodu, vendar je napaka merjenja mikrovalovnih lastnosti pri takšni konfiguraciji znatna. Pri analizi napake smo uporabljali dielektrične resonatorje različnih dielektričnosti ter dimenzij. Manjše dielektrične resonatorje smo označili z oznako α , večje z oznako β , nizkodielektričnim resonatorjem smo pripisali indeks "low", visokodielektričnim pa indeks "high".

Pri določitvi ustreznega razmerja med višino in premerom (h/D) smo upoštevali položaje prvih dveh rodov votlinskega resonatorja (TM_{010} in TE_{111}). Prenizki testni votlinjski resonatorji imajo lastne frekvence tako zgoščene, da je analiza TE_{018} rodu dielektričnega resonatorja pri frekvencah, višjih od resonančne frekvence TM_{010} rodu, onemogočena. Z višanjem razmerja h/D se frekvenčni interval med rodovoma zmanjšuje, hkrati pa, ob konstantni višini, postaja testni votlinjski resonator primernejših dimenzij za praktično izvedbo meritev. Motnje v radialni smeri (p) so zanemarljive, saj se EM polje v tej smeri obnaša kot eksponentno upadajoča funkcija, ki jo najbližje ponazarja modificirana Besselova funkcija $K_1(kp)$ ($k \approx$ konstanta 2.404). Izračun na osnovi takšnega približka je pokazal, da je za vsa razmerja h/D od 0.4 do 0.8 EM polje na radialnih stenah vsaj za 106-krat nižje od tistega na površini dielektričnega resonatorja. Za meritve smo izbrali testne votlinske resonatorje z razmerjem $h/D = 0.6$. Pri takšnem razmerju je tudi pri velikih votlinskih resonatorjih frekvenčni interval med TM_{010} in TE_{111} rodovoma okoli 1 GHz širok, kar je dovolj za natančno analizo TE_{018} rodu dielektričnega resonatorja.

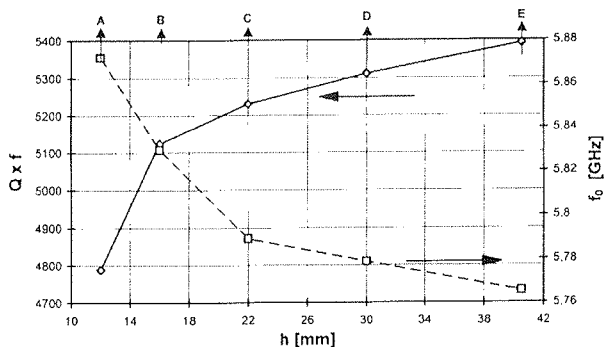
Faktor kvalitete in resonančno frekvenco vzorca α_{high} smo izmerili z uporabo testnih votlinskih resonatorjev A, B, C, D in E. Pri testnih votlinskih resonatorjih A, B, in C je bil TE_{018} rod dielektričnega resonatorja najnižja resonanca, pri nadaljnjem zvišanju velikosti votlinskega resonatorja (D in E) pa so bile nekatere lastne frekvence votlinskih resonatorjev nižje (Slika 3). V vseh primerih je bil TE_{018} dobro izoliran oziroma nesklapljen z ostalimi rodovi, kar je omogočilo njegovo natančno analizo. Pri votlinskem resonatorju F se je sklopitev pojavila, zato v tem primeru meritve ni bilo mogoče izvesti.

Sistematične meritve vzorca α_{high} so dokazale, da so izmerjene mikrovalovne dielektrične lastnosti odvisne od dimenzij testnega votlinskega resonatorja (Slika 4).

Pri večjih votlinskih resonatorjih so izmerjene resonančne frekvence znatno nižje kot pri manjših. Istočasno lahko opazimo tudi nižanje izmerjenega faktorja kvalitete. V primerjavi s faktorjem kvalitete izmerjenim v votlinskem resonatorju E, je faktor kvalitete, izmerjen v votlinskem resonatorju C (največjem, kjer je



Slika 3: Shematski prikaz resonančnih rodov pri merjenju mikrovalovnih lastnosti vzorca α_{high} z različno velikimi testnimi votlinskimi resonatorji



Slika 4: Izmerjene mikrovalovne dielektrične lastnosti vzorca α_{high} v odvisnosti od velikosti votlinkega resonatorja

resonančna frekvenca TE_{018} rodu še nižja od resonančne frekvence TM_{111} rodu), za približno 5% manjši. Dielektričnost je v tem primeru nižja za eno enoto.

Izmerjene mikrovalovne lastnosti vzorcev α_{low} , β_{high} in β_{low} , kažejo podobno odvisnost od velikosti testnega votlinkega resonatorja kot lastnosti vzorca α_{high} . Pri ovrednotenju TE_{018} rodu v primerih, ko je le-ta predstavljal najnižjo resonanco sistema, smo praviloma določili eno do dve enoti nižjo dielektričnost v primerjavi z meritvami, pri katerih je bila resonančna frekvenca TE_{018} rodu višja od najnižjih resonanc testnega votlinkega resonatorja. Hkrati smo izmerili tudi do 10% nižje vrednosti faktorja kvalitete.

Iz izmerjenih podatkov je razvidno, da je napaka pri meritvi mikrovalovnih dielektričnih lastnosti manjša, če uporabljamo večje testne votlinske resonatorje. Pri običajnem razmerju med velikostjo dielektričnega resonatorja in velikostjo testnega votlinkega resonatorja, takrat ko je resonančna frekvenca TE_{018} rodu nižja od resonančne frekvence TM_{010} rodu, je napaka meritve še vedno velika (cca. 10%). Potrebno je uporabiti še večje votlinske resonatorje, vendar pa je v tem primeru za zanesljivo identifikacijo TE_{018} rodu potreben natančen izračun lastnih frekvenc testnega votlinkega resonatorja z vstavljenim dielektričnim resonatorjem.

Izračun lastnih frekvenc testnega votlinkega resonatorja z vstavljenim dielektričnim resonatorjem

Lastne frekvence votlinkega resonatorja, homogeno zapolnjenega z medijem dielektričnosti ϵ in permeabilnosti μ , lahko izračunamo iz enačb:

$$\text{za } TM_{mnp} \text{ rodove } \omega_{mnp} = \frac{c}{\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\frac{x_{mn}^2}{R^2} + \frac{p^2\pi^2}{d^2}} \quad (1)$$

$$\text{za } TE_{mnp} \text{ rodove } \omega_{mnp} = \frac{c}{\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\frac{x_{mn}^2}{R^2} + \frac{p^2\pi^2}{d^2}} \quad (2)$$

kjer je R polmer in h višina votlinkega resonatorja, c hitrost svetlobe, x_{mn} n -ti koren, x'_{mn} pa odvod n -tega korena Besselove funkcije m -tega reda $/9/$.

V primeru elektromagnetno nehomogenega testnega votlinkega resonatorja, ko so v resonančnem prostoru prisotni še sklopitvena zanka, teflonski nosilec in dielektrični resonator, enačbi (1) in (2) lastnih frekvenc ne opisujeta dovolj natančno. V primerjavi z izračuni so lastne frekvence takšnega testnega resonatorja premaknjene k nižjim vrednostim. Analitičen pristop k izračunu lastnih frekvenc testnega votlinkega resonatorja z vstavljenim dielektričnim resonatorjem bi lahko bil, ob upoštevanju vseh motenj EM polja, prezahteven in neprimeren za rutinsko uporabo med merjenjem. Da bi lahko vseeno izračunali lastne frekvence, smo razvili empirično metodo, ki je dovolj enostavna in natančna za uporabo.

Osnova za izračun sta enačbi (1) in (2), ki smo ju z dvema korekcijskima dodatkom priredili obstoječemu problemu. Zaradi prisotnosti dielektričnega resonatorja, sklopitvene zanke ter teflonskega nosilca v resonančnem prostoru, le-ta ni več elektromagnetno homogen in zato konstanta ($\mu\epsilon$) ne opisuje natančno njegovih elektromagnetnih lastnosti. Pri prvi korekciji smo konstanto ($\mu\epsilon$) zamenjali s konstanto ($\mu'\epsilon'$), ki opisuje elektromagnetne lastnosti nehomogenega medija. V enačbo smo uvedli še korekcijski faktor v . Odvisen je od razmerja med volumnom testnega votlinkega resonatorja (V_{votl}) in volumnom vstavljenega dielektričnega resonatorja (V_{diel}).

Tabela I: Izmerjene in izračunane lastne frekvence testnih votlinskih resonatorjev z vstavljenim dielektričnim resonatorjem

	TM ₀₁₀ (GHz)			TE ₁₁₁ (GHz)			TM ₁₁₀ (GHz)		
	izmerjen	izračunan	rel.nap. (%)	izmerjen	izračunan	rel.nap. (%)	izmerjen	izračunan	rel.nap. (%)
B α_{low}	8,035	8,094	0,73	10,487	10,411	-0,72	12,654	12,803	1,18
C α_{low}	6,096	6,122	0,43	8,067	8,033	-0,42	9,539	9,713	1,82
D α_{low}	4,541	4,568	0,59	6,034	5,998	-0,57	7,184	7,235	0,71
E α_{low}	3,362	3,334	-0,83	4,481	4,518	0,83	5,374	5,357	-0,32
C α_{high}	5,987	5,976	-0,18	7,875	7,889	0,18			
D β_{low}	4,171	4,164	-0,17	5,285	5,294	0,17			
D β_{high}	3,938	3,941	0,08	5,002	4,998	-0,08			

Enačbi za izračun lastnih frekvenc testnega votlinskega resonatorja z vstavljenim dielektričnim resonatorjem je z upoštevanjem obeh korekcij mogoče zapisati:

za TM_{mnp} rodove

$$\omega_{mnp} = \frac{c}{\sqrt{\mu' \epsilon'}} \sqrt{\frac{x_{mn}^2}{R^2} + \frac{p^2 \pi^2}{d^2}} \times (1 + v) \quad (3)$$

za TE_{mnp} rodove

$$\omega_{mnp} = \frac{c}{\sqrt{\mu' \epsilon'}} \sqrt{\frac{x_{mn}^2}{R^2} + \frac{p^2 \pi^2}{d^2}} \times (1 - v) \quad (4)$$

Konstanta $(\mu' \epsilon')^{1/2}$ ima navadno vrednosti med 1 in 1,4. Njene vrednosti nismo poskušali izračunati neposredno, temveč posredno s pomočjo znane ω_{mnp} iz enačb (3) oziroma (4). Med merjenjem lahko namreč zanesljivo identificiramo vsaj enega od prvih dveh rodov testnega votlinskega resonatorja. Če je TE_{01δ} v bližini TM₀₁₀ rodu, uporabimo za izračun konstante $(\mu' \epsilon')^{1/2}$ resonančno frekvenco TE₁₁₁ rodu, če je TE_{01δ} rod v bližini TE₁₁₁ rodu, pa resonančno frekvenco TM₀₁₀ rodu.

Velikost korekcijskega faktorja v smo določili empirično:

$$v = \left(\frac{V_{diel}}{V_{votl}} \right)^{0,83} \quad (5)$$

Napaka takšnega empiričnega izračuna lastnih frekvenc testnega votlinskega resonatorja z vstavljenim

dielektričnim resonatorjem je pri vseh preverjenih resonančnih konfiguracijah za TM₀₁₀ in TE₁₁₁ rodove manjša od $\pm 101\%$ (Tabela I). Pri višjih rodovih je napaka nekoliko večja, vendar takšen matematični postopek vseeno omogoča nedvoumno identifikacijo vseh rodov. Ta postopek smo uporabili med drugim tudi za identifikacijo rodov pri meritvi vzorca α_{high} , kar je prikazano na sliki 3.

Zaključek

Celoten postopek merjenja mikrovalovnih dielektričnih lastnosti z metodo votlinskega resonatorja lahko razdelimo na posamezne stopnje. Če ne poznamo približne vrednosti resonančne frekvence merjenega vzorca, začnemo meritev z majhnim testnim votlinskim resonatorjem, pri katerem so lastne frekvence dovolj visoko, da je TE_{01δ} rod nedvoumno najnižja resonanca. Ko je približna resonančna frekvenca znana, lahko uporabimo testni votlinski resonator, pri katerem je TM₀₁₀ < TE_{01δ}. Za zanesljivo identifikacijo TE_{01δ} rodu z opisanim postopkom izračunamo lastne frekvence takšne resonančne konfiguracije ter nato iz TE_{01δ} rodu dielektričnega resonatorja določimo faktor kvalitete in dielektričnost vzorca. Opisan pristop k analizi mikrovalovnih dielektričnih lastnosti omogoča meritev faktorja kvalitete z natančnostjo $\pm 2\%$ in dielektričnostjo $\pm 0.5\%$.

Literatura

- /1/ D. KAJFEZ, P. GUILLON, "Dielectric Resonator", Artech House, Inc., Dedham, 1986
- /2/ W.E. COURTNEY, "Analysis and Evaluation of a Method of Measuring Complex Permittivity and Permeability of Microwave Insulators", IEEE Trans. MTT, MTT-18, 1970, 476-485

- /3/ D. KAJFEZ, W.P. WHELEES, Jr, R.T. WARD, "Influence of an Air Gap on the Measurement of Dielectric Constant by a Parallel Plate Dielectric Resonator", IRE Proc., 133, (4), 1986, 211-218
- /4/ B. W. HAKKI, P.D. COLEMAN, "A Dielectric Resonator Method of Measuring Inductive Capacities in the Millimeter Range", IEEE Trans. MTT, MTT-8, 1960, 402-410
- /5/ Y. KOBAYASHI, M. KATOH, "Microwave Measurement of Dielectric Properties of Low-Loss Materials by the Dielectric Rod Resonator Method", IEEE Trans. MTT, MTT-33, 1985, 586-592
- /6/ S.B. COHN, K.C. KELLY, "Microwave Measurement of High Dielectric Constant Materials", IEEE Trans. MTT, MTT-14, 1966, 406-410
- /7/ G. KENT, "A New Method for Measuring the Properties of Dielectric Substrates", Int. Microwave Symposium Digest, 1987, 751-755
- /8/ T. ITOH, R.S. RUDOKAS, "New Method for Computing the Resonant Frequencies of Dielectric Resonator", IEEE Trans. MTT, MTT-8, (1), 1977, 52-54

- /9/ J.D. JACKSON, "Classical Electrodynamics", John Wiley & Sons, New York, ZDA, 1975, 334-389

Dr. M. Valant, dipl. ing.
Dr. D. Suvorov, dipl. ing.
S. Maček
Institut "Jožef Stefan"
Jamova 39, 1000 Ljubljana, Slovenija
tel.: +386 (0)61 177 39 00
fax: +386 (0)61 219 385

Prispelo (Arrived): 10.03.1996 Sprejeto (Accepted): 24.03.1996