

Магистърски курс "Анени за безжични комуникации"

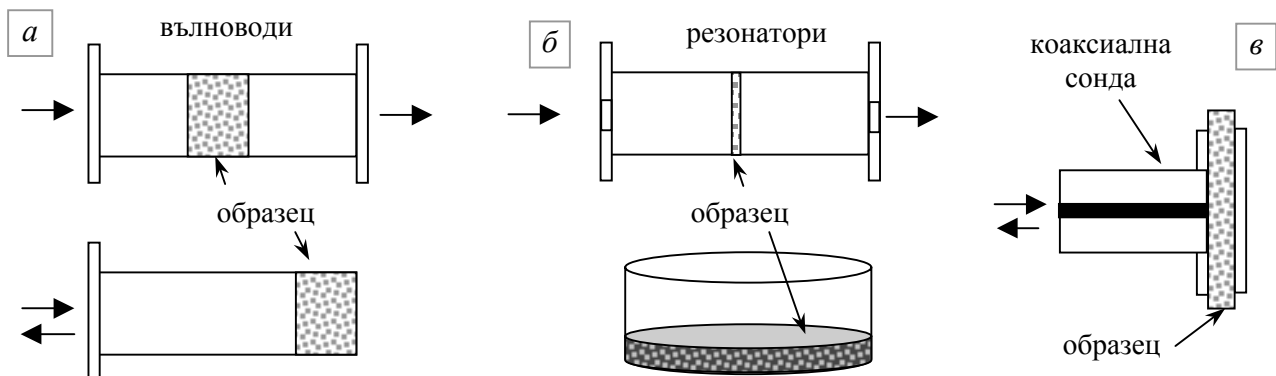
Методи за измерване на диелектричните параметри на подложки и антенни покрития

При създаване на ново микровълново устройство или антена проектантът в днешно време използва най-често 3D електромагнитен симулатор, който позволява оптимално проектиране на конфигурации и излъчватели дори със сложна форма и с много слоеве. Това е принципът на съвременния RF-дизайн и той се използва в почти всички изследователски отдели на отделните компании. При планарни устройства и антени качеството и точността на проектирането зависят от параметрите на диелектричните материали (подложки, антенни покрития, абсорбери, защитни слоеве и др.), които се използват в устройството. В този случай проектантът има две възможности:

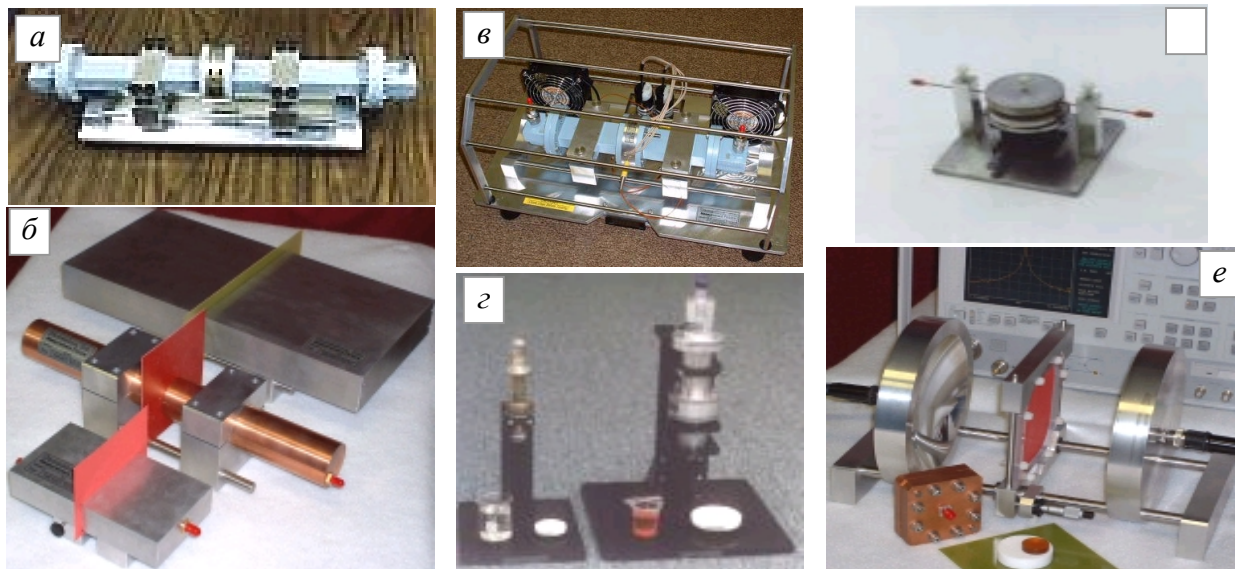
- да използва каталожни данни за материалите, които ще вгражда, или
- да развие собствена база от относително прости, но достатъчно надеждни методи за характеризирание на диелектричните параметри на различни образци на същите тези материали при използване на същата измервателна апаратура, с която работи.

Първата възможност е напълно достатъчна при инцидентна проектантска работа и когато се използват само такива материали, за които има достъпни (и достоверни) каталожни данни от производителя. Необходимост от втората възможност възниква, когато се работи с материали, за които няма каталожни данни (каквито най-често са материалите за антенни покрития и др.) или определени материали имат свойства, за които няма данни в каталозите – напр. материали с анизотропия на диелектричната константа и диелектричните загуби в зависимост от посоката и др. Освен това, необходимост от подобни измерителни методи за диелектричните параметри "на входа на проектантския отдел" (т. е. при всяка нова доставка) се появява, когато се пробват различни на високочестотни материали при проектирането на една структура и трябва много по-прецизно да се установи разликата в параметрите им. Точно такава е ситуацията по настоящия договор и затова в този раздел се разглеждат няколко метода, реализирани точно с цел измерване на параметрите на материалите на "входа" на проектирането, т. е. при потребителя на подложки и др. диелектрични материали.

Обзор на основните методи. Достъпност. Стандарт IPC TM-650 2.5.5.5. Каталожни данни. Измерването на диелектрични параметри на материали в микровълновия обхват е класически проблем от поне 5 десетилетия. Съществуват три основни типа измерителни методи: вълноводни методи (методи на предавателните линии), резонансни методи и методи на свободното пространство. Някои от тях са представени схематично на *Фиг. Д1.6*, а на *Фиг. Д1.7* са дадени фотографии на няколко измерителни постановки на една от водещите фирми за характеризирание на материалите Damaskos Inc. [12]. Освен това на web-адресите

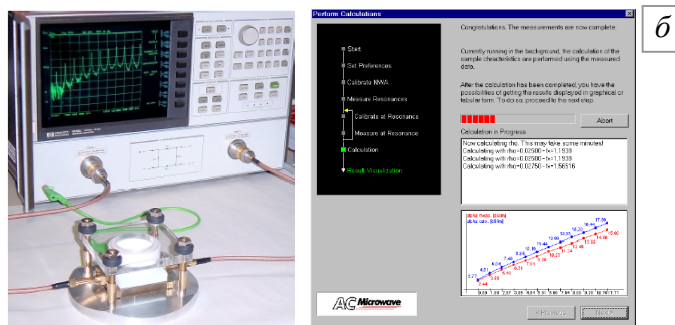
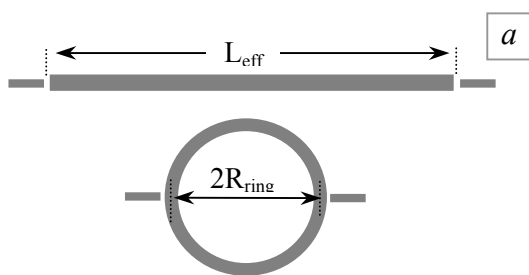


Фиг. Д1.6 Методи за измерване на параметри на диелектрици: а) вълноводни; б) резонаторни; в) открити структури: коаксиална сонда за плоскопаралелни материали



Фиг. Д1.7 Измерителни структури, предлагани от една от водещите фирми за изследване на материали Damaskos, Inc. [12]: а, б, в) вълноводни; г) коаксиална сонда за течности, д) класически метод на Courtney за диелектрични резонатори; е) метод на открития резонатор; (Забележка: цената на системата от Фиг. Д1.7е е около \$10,000 заедно със софтуера)

на водещи световни организации [13, 14], специализирани по измерване на материали, могат да се намерят описания на много методи и измерителни постановки, които се използват днес. Основната особеност на вълноводните методи е тяхната широколентовост, т. е. възможност параметрите на материалите да се мерят в широк честотен интервал. Всъщност съществува известно ограничение поради крайната честотна лента на даден вълновод. За по-ниски честоти сеченията на измерителните вълноводи стават големи и тогава са необходими относително по-големи образци – Фиг. Д1.7б. Затова в този случай се предпочитат коаксиални измервателни вълноводни структури. Резонансните методи се отличават с много голяма точност на измерването. Всъщност това зависи от използвания теоретичен модел на резонатора, по който от измерените резонансни параметри – резонансна честота и качествен (Q-) фактор, се изчисляват диелектричната проницаемост и тангенса на диелектричните загуби на образеца вътре в резонатора. Един доста подробен обзор на тези методи е даден в [13]. Най-простият модел е пертурбационният, при който присъствието на малък образец смущава слабо резонансните характеристики на празния резонатор. В този случай се ползват прости формули, но точността им не е достатъчно висока за съвременния дизайн – вж. напр. [16]. Така пертурбационният метод, който преди години е бил един от основните методи, днес се използва доста по-рядко. Основното му предимство е, че използва много малки по размер образци. Сега съществува голямо разнообразие от относително точни резонансни измерителни методи, част от които са описани в цитираните оригинални работи [17-23]. Най-разпространени са методите с цилиндрични метални резонатори със симетрични TE_{011} или TM_{010} и несиметрични TE и TM модове, ge-entrant резонатори за относително ниски честоти, полуоткрити резонатори като разцепен резонатор, Kent резонатор; Courtney резонатор и др. Има и методи, базирани на висококачествени сапфирени резонатори за материали с много ниски загуби [24-26]. От резонансните методи много популярни са методът на микролентовия пръстеновиден или линеен резонатори и на покритите микролентови резонатори – Фиг. Д1.8 (вж. напр. [27]). Накрая, използват се и методи с открити (квази-оптични) резонатори (най-често за материали, използвани в mm обхват на дължина на вълната), както и методи на свободното пространство с подходящи антени. Тези методи използват резонатори и антенни апертури с относително големи размери, поради което и образците трябва да са големи.

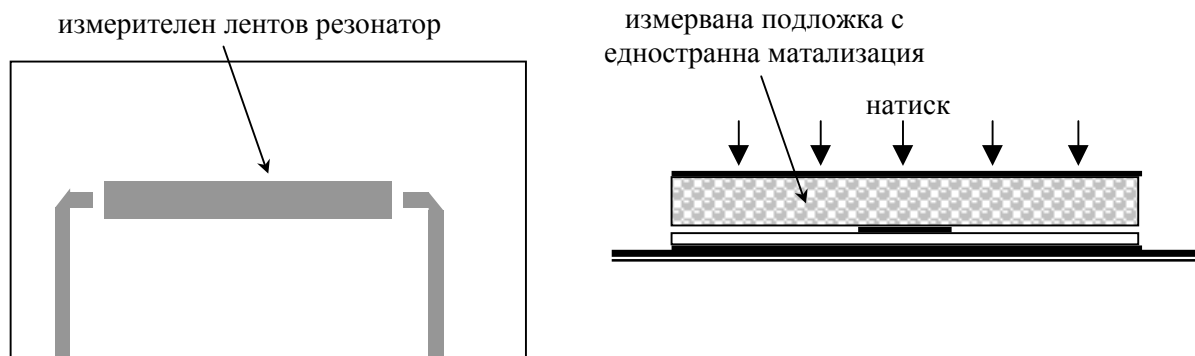


Фиг. Д1.8 Микролентовия линеен и пръстеновиден (ринг) резонатор върху диелектрична подложка (а); комерсиално предлагана измерителна постановка с ринг резонатор, комплектован със съответния помощен софтуер (източник: <http://www.linmic.com>) (б)

Каква е достъпността на изброените методи? Може без преувеличение да се да се твърди, че в повечето големи микровълнови лаборатории и в изследователските отдели в големите фирми има реализиран поне един подобен метод. Сред най-разпространени са вълноводните и коаксиални структури, цилиндричните резонатори, вече станалите класически резонатори на Courtney или Kent, както относително простите за реализация микролентови резонатори.

Реализацията на изброените методи често става със собствени средства (на отделните лаборатории), но тогава трябва да се създаде и съответния софтуер. Това също не е трудно, но възниква проблемът за калибровката на измерителната система. Поради тези причини лабораторно реализираните методи обикновено не са достатъчно точни. Ето защо, особено в последните десетина години, се предлагат комерсиално универсални или специализирани калибрирани измерителни постановки при това с необходимия модерен софтуер (примери: на Фиг. Д1.7, Д1.8). Цената на тези постановки не е малка – от порядъка на няколко хиляди долара за постановката и отделно за софтуер. Освен това се предлагат и отделни измервания за потребители. Например Agilent Co. предлага както измерителни постановки, така и отделни измервания на материали с цена от няколко стотин долара за даден материал в зависимост от изискванията. Така може да се направи заключението, че измерителни методи на достатъчно високо ниво могат да си позволят основно по-големите фирми и лаборатории, които имат постоянна необходимост за тестване на различни материали, които вграждат в устройствата.

Всъщност, основна грижа за съставяне на каталожни данни за диелектричните параметри на комерсиално предлагани материали (предимно подложки) имат самите производители. Измерванията на параметрите на подложки са отдавна стандартизирани. Измерителният метод за диелектричната проницаемост и дисипативния фактор е IPC TM-650 2.5.5.5 [28].



Фиг. Д1.9 Схематично изображение (отгоре и отстрани) на стандартния метод IPC TM-650 2.5.5.5 за измерване на диелектрични параметри на подложки, включени в лентов резонатор

Той се базира на лентов линеен резонатор, който има резонансна честота в X-обхвата (средна честота 10 GHz) – *Фиг. Д1.9*. Подложката, която ще се измерва, е с едностранна метализация и се поставя над микролентов резонатор (microstrip-line resonator), като така се формира лентова структура (stripline resonator). Резонаторът е достатъчно широк (3-4 mm), поради което се счита, че се измерват диелектричните параметри на подложките, напречно на повърхността им (т. е. по оста Oz). При това тук не се мери ефективната диелектрична проницаемост (както при микролентовите резонатори), а истинската проницаемост. Този измерителен метод е световно наложен и около 95 % от каталожните данни за подложки се базират именно на него за честота 10 GHz (вж. данните в Приложение 1).

Метод на двата резонатора за измерване на анизотропията на ламинирани подложки. Измерителният метод IPC ТМ-650 2.5.5.5 [28], който се използва за получаване на сравними каталожни данни за диелектричните параметри на подложките на различни производители, има някои недостатъци.

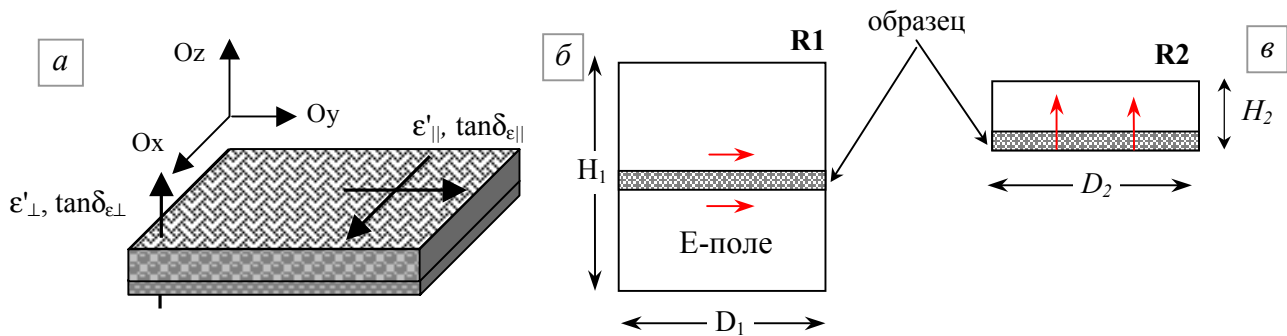
Преди всичко, той е относително лесен за репродуциране на измерителния резонатор, но труден за възпроизвеждане на измерването. Това е така, понеже за получаване на повторими данни се налага да се използва добре контролиран натиск върху образувания сандвич на измерителния резонатор с неизвестната подложка – *Фиг. Д1.9*.

Второ, разглежданият метод се базира на модел с приближени формули, подходящи за не много дебели подложки. Това ограничава приложението му. По тази причина този метод е приложим само за подложки, при това относително тънки. Друг вид материали с по-голяма дебелина не могат да се измерва с достатъчна точност

Друг много важен недостатък е, че този метод не дава информация за анизотропията на подложките. Какво представлява този проблем? Както бе подчертано в предната част, съвременните подложки са главно подсилени (ламинирани) и многослойни, поради което неизбежно имат диелектрична анизотропия. Това означава, че диелектричните параметри на такава подложка имат различни стойности при различни посоки, перпендикулярно и успоредно на подложката – *Фиг. Д1.10а*. Така надлъжните параметри на подложката са ϵ'_{\parallel} , $\tan\delta_{\epsilon\parallel}$, а напречните – ϵ'_{\perp} , $\tan\delta_{\epsilon\perp}$. Може да се въведат коефициенти на анизотропия на двата диелектрични параметъра: $\Delta A_{\epsilon} = 2|\epsilon'_{\parallel} - \epsilon'_{\perp}|/(\epsilon'_{\parallel} + \epsilon'_{\perp})$ и $\Delta A_{\tan\delta\epsilon} = 2|\tan\delta_{\epsilon\parallel} - \tan\delta_{\epsilon\perp}|/(\tan\delta_{\epsilon\parallel} + \tan\delta_{\epsilon\perp})$. Анизотропията на подложките е много важна за правилното проектиране на много видове планарни микровълнови устройства, в това число и на планарните антенни елементи и антенни решетки (вж. напр. [29]). Това е много важно, защото резонансните честоти на излъчване може силно да се различават от проектираните. Информация за тези параметри на подложките, обаче, не се съдържат в каталозите на фирмите, които ги произвеждат.

Не съществуват много методи за измерване или дори само за оценка на анизотропията. Примери за такива методи има в [30-32], но те не дават необходимата точност.

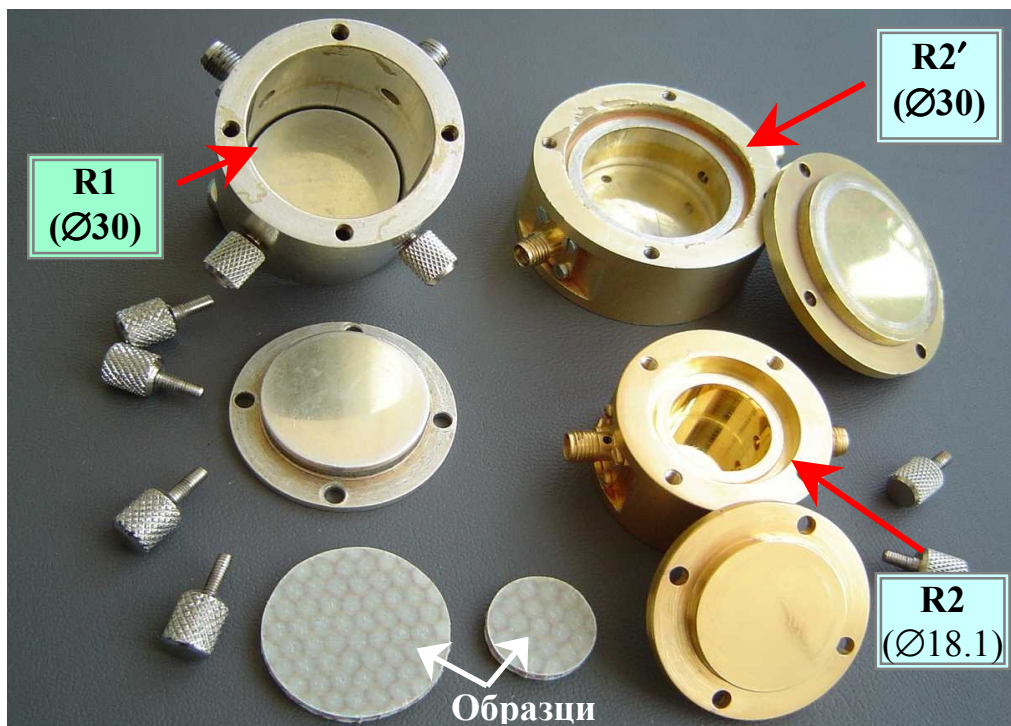
За нас като производители на антени, в това число планарни антени и решетки, е много важно да имаме на разположение методика за измерване на диелектричните параметри и анизотропия на различни микровълнови материали (подложки, радоми, абсорбери, защитни покрития и др.), които се вграждат в нашите антени. Особено актуално е това за изпълнението на настоящия договор с Националната агенция за иновации. От около една година ние сме установили взаимодействие с Научната лаборатория по “Микровълни и комуникационни технологии” в катедра Радиофизика и електроника на Физически факултет на Софийски университет “Св. Климент Охридски” с ръководител доц. д-р Пламен И. Данков. Те разполагат с необходимата технология за измерване на достатъчно високо ниво. Част от развитието на тази технология се финансира и по настоящия проект. По-надолу е дадено кратко описание на по-важните методи, които се развиват от този научен колектив за характеризирани на материалите и се използват и по настоящия договор.



Фиг. Д1.10 Подложка с диелектрична анизотропия (а); Схематично представяне на метода на двата резонатора за измерване на анизотропия – б) Резонатор R1 за измерване на надлъжните параметри; в) Резонатор R2 за измерване на напречните параметри

Метод на двата резонатора.

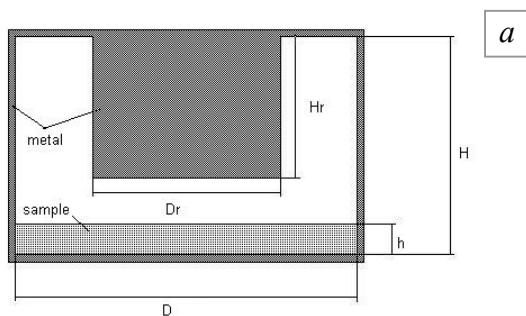
Схематично методът е представен на Фиг. Д1.10б, в. Той използва два цилиндрични резонатора, проектирани за различни модове, с които се измерват параметрите на образца. Първият резонатор R1 работи със симетричния мод TE_{011} и се използва за измерване на надлъжните диелектрични параметри на подложката. Вторият резонатор R2 работи със симетричния мод TM_{010} и се използва за измерване на напречните диелектрични параметри. Така от двата комплекта измервания може да се определи анизотропията на материала, от който е изработен образец. Теоретичният модел на тези резонатори, особено за многослойни образци, е сложен. Пълният теоретичен аналитичен модел е описан в работата [34]. За реализацията му е необходим специален софтуер, разработен от нашите партньори във Физически факултет. Този модел има достатъчна точност: около 0.5 % при измерване на диелектричната проницаемост и около 5 % при измерване на тангенса на диелектричните загуби.



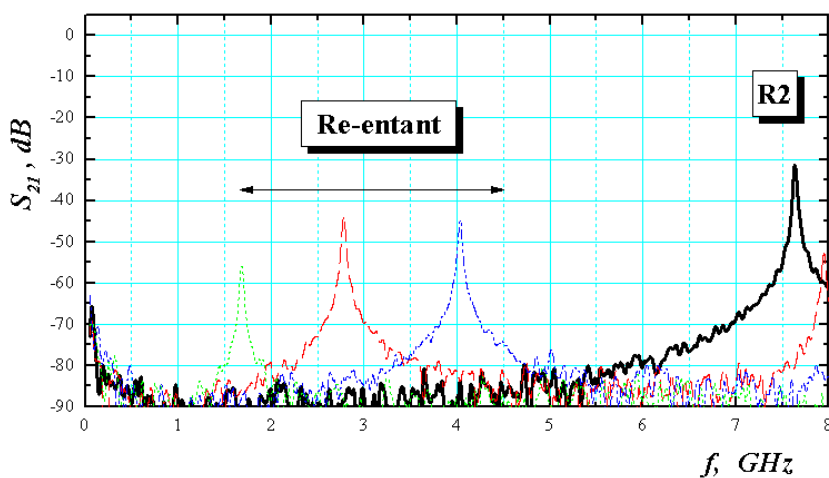
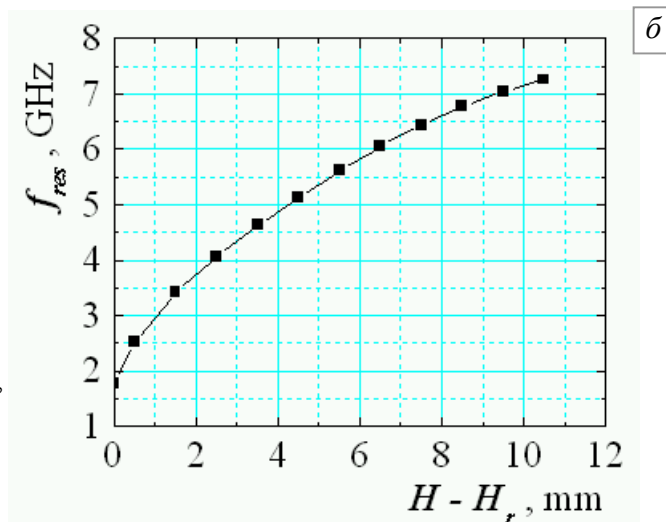
Фиг. Д1.11 Фотографии на резонатори от тип R1 и R2 за измерване на диелектрични параметри на материали в X-обхвата

Така измерените параметри се отнасят за X-обхвата. За материали с малки изменения на параметрите с честотата това е достатъчно. Още повече, че и каталожните данни за подложките се дават по правило за 10 GHz. Има, обаче, материали, за които параметрите трябва да се определят за конкретната честота, за която са предназначени, особено когато силно се различава от 10 GHz. Този въпрос се решава чрез измерителни резонатори с други размери или чрез re-entrant резонатори (вж. следващия раздел).

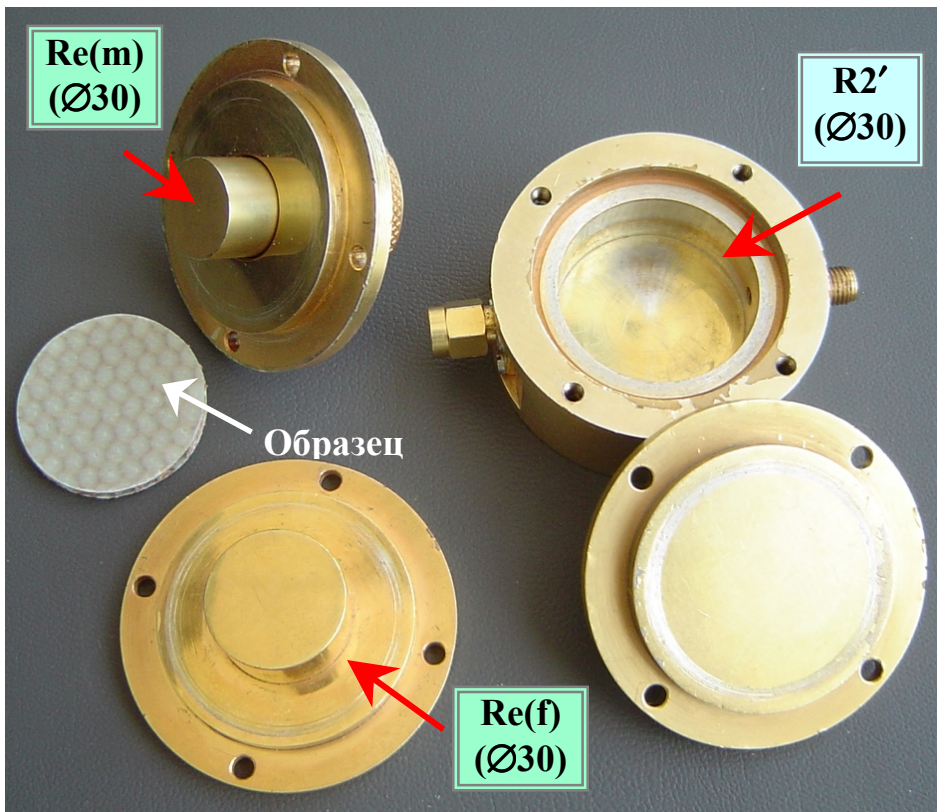
Метод на re-entrant резонатора – измерване на материали на ниски честоти. Този вид цилиндрични резонатори са по-нискофреkwентни от обикновените. Това се дължи на вътрешният метален цилиндър, коаксиален с външния – Фиг. Д1.13а. Чрез промяна на височината на този цилиндър (в по-редки случаи – на диаметъра му) може да се регулира честотата, на която се извършват измерванията – Фиг. Д1.13б. Така работната честота на измерване се понижава значително (от около 7.4 GHz до около 1.7 GHz; Фиг. Д1.14), макар че размерът на външния резонатор (а оттам и на образеца) се запазва. Следователно, този резонатор позволява измерване на ниски честоти без да се увеличава значително размера на образеца. Друг е въпросът каква е точността на измерването и какви параметри се измерват – напречни или надлъжни?



Фиг. Д1.13 Re-entrant резонатор с подложка (а) (прилича на резонатор от тип R2 на Фиг. Д1.10в, но с допълнителен цилиндър); б) Изменение на резонансната честота на re-entrant резонатор с образец от RO4003 подложка при изменение на височината на вътрешния цилиндър

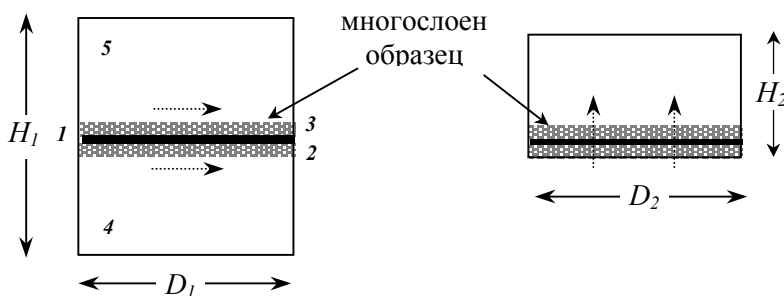


Фиг. Д1.14 Резонансни честоти на re-entrant резонатор с подложка, сравнени с резонансната честота на обикновен резонатор от тип R2 с TM_{010} мод

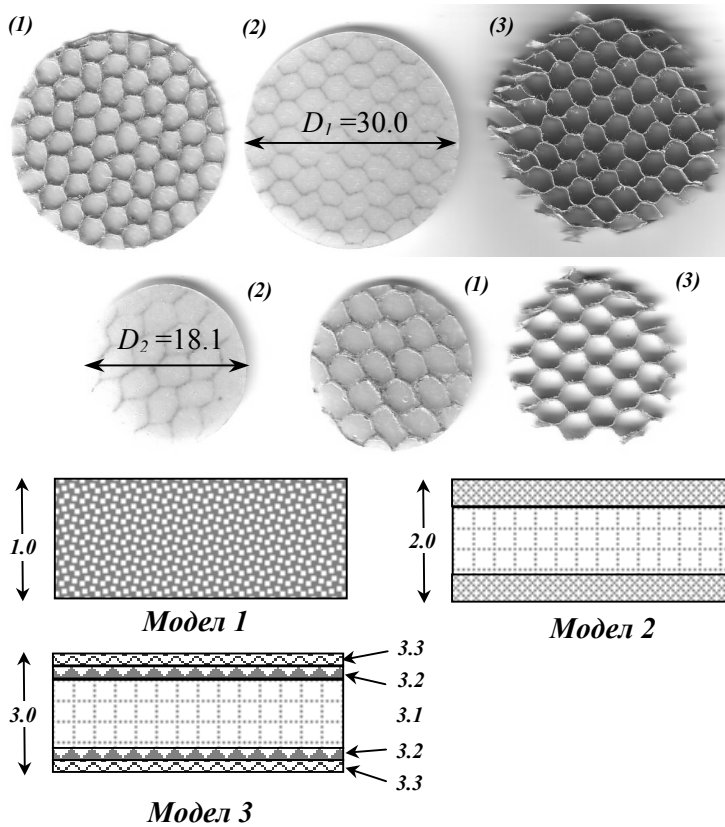


Методи за измерване на диелектрични параметри на многослойни материали за радоми. Многослойните образци се измерват най-трудно. Причината е, че трябва да се отдели приноса на всеки слой и да се оценят параметрите само на един, неизвестен слой. Най-често подобни материали са антенните радоми, но към многослойните се причисляват и подложки със защитни, абсорбиращи, хидрофобни и др. покрития, както и многослойните подложки.

На *Фиг. Д1.18а* са дадени фотографиите на образци от комерсиален honeycomb радом – цял и отделен на слоеве, а на *Фиг. Д1.18б* – техните модели с описание на отделните слоеве. В *Табл. Д1.8* са представени измерените данни за различните слоеве на радома по различните модели. Тези данни и сравнението помежду им е една много добра илюстрация за възможностите на метода за измерване на многослойни образци. Това е особено важно при пресмятане на загубите от затихване в многослойни радоми, за които е важно да се знаят параметрите на всеки слой – вж. примерния софтуер, представен на *Фиг. Д1.19*.



Фиг. Д1.18 Метод на двата резонатор за многослойни образци

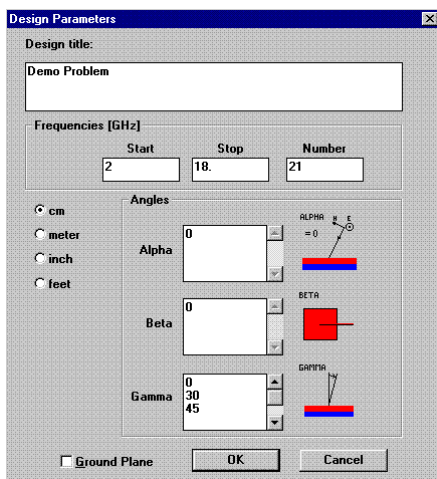


Фиг. Д1.18а Пример за многослойни образци от "honeycomb" радом; източник: http://www.teklam.com/teklam_commercial_panels.html.

Фиг. Д1.18б Модели на трислойния радом от Фиг. 1.18а):
модел 1: – еднослой "осреднен" образец (най-груб модел);
модел 2: - трислойен образец
 2.1 – сърцевина; 2.2 и 2.3 – външни покрития с остатъци от лепило по тях (груб модел);
модел 3: - петслойен образец; 3.1 – сърцевина; 3.3 – чисти външни покрития; 3.2 – междинни не-самостоятелни слоеве, формирани от остатъци от лепило (много по-точен модел);

Табл. Д1.8 Данни за параметрите на многослойен радом "Teklam" по моделите от Фиг. Д1.18б (вж. и сайта: http://www.teklam.com/teklam_commercial_panels.html).

Слоеве в радомата	h_i , mm	ϵ'_{\parallel}	ϵ'_{\perp}	$\tan\delta_{\epsilon_{\parallel}}$	$\tan\delta_{\epsilon_{\perp}}$
Цял трислойен образец: (измерени параметри) $f_e = 12.1759$ GHz; $Q_{0e} = 289$ (TE ₀₁₁ mode; R1); $f_e = 12.1595$ GHz; $Q_{0e} = 475$ (TM ₀₁₀ mode; R2)					
Осреднен образец	3.16	1.687	1.333	0.0087	0.0071
Отделни слоеве:					
Горен и долен защитен слой	0.27	4.00	3.17	0.0177	0.0167
Сърцевина (Nomex®) (измерена)	2.62	1.042	1.049	0.0015	0.0038
Сърцевина (след екстракция)	2.62	1.213	1.191	0.0075	0.0061
Защитен слой с остатъци от лепило	0.60	2.78	1.83	0.0152	0.0083
Междинен слой на остатъците от лепило	0.33	1.75	1.53	0.0118	0.0052



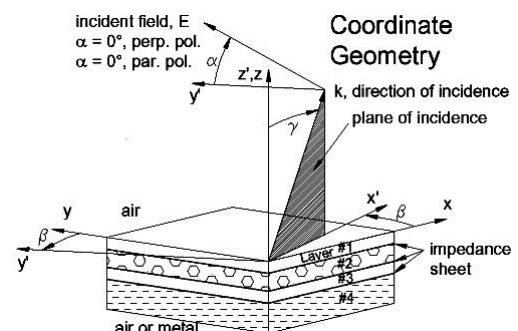
а

Tensor ϵ & μ - Each Bulk Layer

$$\epsilon_n = \epsilon_0 \begin{bmatrix} \epsilon_{xx} & \epsilon_{xy} & 0 \\ \epsilon_{yx} & \epsilon_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_{zz} \end{bmatrix}$$

$$\mu_n = \mu_0 \begin{bmatrix} \mu_{xx} & \mu_{xy} & 0 \\ \mu_{yx} & \mu_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \mu_{zz} \end{bmatrix}$$

б



Фиг. Д1.19 Софтуерни продукти (а) за пресмятане на параметри на многослойни радоми (б); източник: <http://www.damaskosinc.com>

Класически метод – микролентов резонатор върху диелектрична. Отрязък от микролентова линия с дължина L_r представлява линейен резонатор – Фиг. Д1.20. Резонаторът се възбужда с помощта на две къси микролентови линии, разположени на малко разстояние ($\sim 150\text{-}200\ \mu\text{m}$) от неговите открити краища. Ако се измери S_{21} на резонатора в широка честотна лента, в зависимостта на преминалия сигнал се наблюдават серия от резонансни криви (вж. Фиг. Д1.21). Всеки от тези резонанси е свързан с определен брой стоящи вълни n ($n = 1, 2, 3, \dots$), които се нанасят по дължината на резонатора съгласно израза:

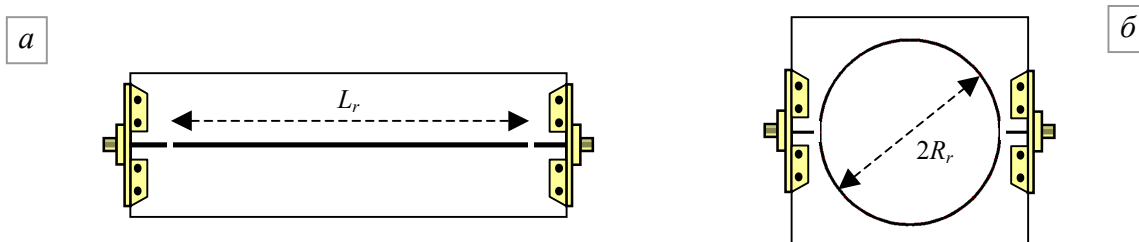
$$L_{eff}, \text{cm} = L_r + 2\Delta L_e = n \frac{\lambda_g}{2} = n \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{30n}{2f_n[\text{GHz}] \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}}, \text{ където } f_n \text{ е резонансната честота на даден}$$

резонанс с номер n . Така, ако се измерят величините f_n , L_{eff} и n , може да се определи ефективната диелектрична проницаемост на микролентовата линия, от чиито отрязък е

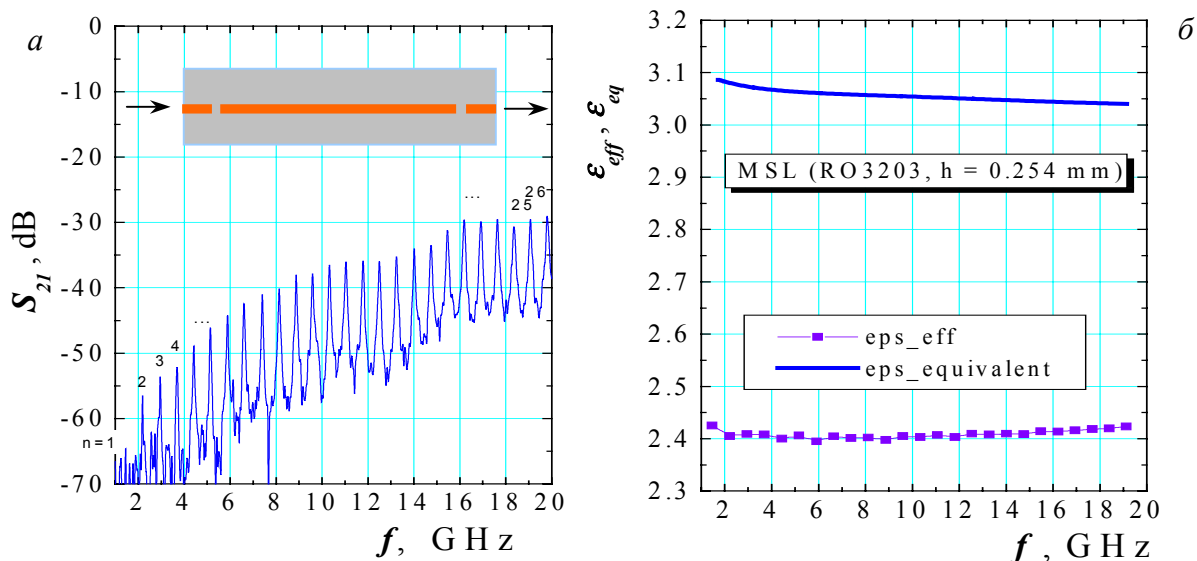
образуван линейния резонатор:
$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{30n}{2f_n[\text{GHz}] \cdot L_{eff}[\text{cm}]} \right)^2.$$
 В дадените формули вместо

геометричната дължина L_r на резонатора, е използвана неговата ефективна дължина $L_{eff} = L_r + 2\Delta L_e$, където ΔL_e е удължаването на всеки край на микролентовия резонатор, свързано с ръбния ефект, което приближено може да се определи от
$$\Delta L_e \cong 0.412 \frac{\epsilon_{eff} + 0.3}{\epsilon_{eff} - 0.258} \cdot \frac{w/h + 0.261}{w/h + 0.8}.$$

Използването на тази формула изисква да се знае приближено стойността на ϵ_{eff} . След като се определи ефективната проницаемост, по известните формули или чрез използване на известните TRL калкулатори (вж. описанието им в раздел Д3.1.1) може да се определи и самата диелектрична проницаемост на подложката, върху която е изработен резонатора. Точността на метода не е висока (до няколко %), но това понякога може да се окаже напълно достатъчно.



Фиг. Д1.20 Микролентови резонатори върху диелектрична подложка: а) линейен; б) пръстеновиден



Фиг. Д1.21 Измерени резонанси в микролентов линейен резонатор за $n = 1 \div 26$ (а) и измерена дисперсия на ефективната диелектрична проницаемост (б)

За да се избегне ефектът на удължаването на линейния резонатор с открити краища и грешката, свързана с това, може да се използва пръстеновиден (ринг) резонатор – *Фиг. Д1.20б*. При него началото и края на резонатора са свързани и няма ефективно удължаване. В този случай формулата за пресмятане на ефективната диелектрична проницаемост се

преобразува в $\epsilon_{eff} = \left(\frac{30m}{4f_m[GHz]\pi R_r[cm]} \right)^2$, където f_m е резонансната честота на даден резонанс с номер m ($m = 1, 2, 3, \dots$ – броя полуълни в $\frac{1}{2}$ -част на ринга), а R_r е средният радиус на ринга, т.е. $R_r = (R_1 + R_2)/2$; R_1, R_2 – външен и вътрешен радиус на ринга.

Така, с помощта на линеен и пръстеновиден резонатор може да се измери дисперсията на ефективната диелектрична проницаемост на микролентовата линия за различни честоти в широк интервал (за илюстрация, вж. *Д1.21б*). Другите параметри, които могат да се определят с описания резонансен метод са

- коефициент на затихване на сигнала (общите загуби) в линията на единица дължина чрез израза $\alpha_{tot} \text{ dB/cm} = \frac{27.3}{Q_0 \lambda_g[cm]}$, където Q_0 е собственият качествен фактор на резонанса;

- фазовата константа (фазовото закъснение на единица дължина) $\beta \text{ deg/cm} = \frac{360}{\lambda_g[cm]}$.

Ако определянето на първия параметър, ефективната диелектрична проницаемост на подложката, е важен за правилното проектиране на антенния излъчвател (на работната честота на антената), то последните два параметъра, затихването и фазовото изоставане, са изключително важни при проектиране на фидерните линии, както и за сфазирането на антенните решетки. Важен е и начинът на изработване на микролентовите изображения: чрез фотолитография или чрез изрязване с механична или лазерна микро-фреза. За всеки от двата случая се наблюдава разлика в измерените параметри на микролентовите линии в зависимост от подецването или от дълбочината на изрязване с микро-свредлата [40].

Така методът на микролентовият резонатор, изработен по определен начин върху самата подложка, която ще се изследва, се оказва доста точен и лесен за реализация в лабораторни условия. Разбира се, в този вид методът е разрушаващ за подложката, т.е. тя не може да се използва повече за друго. Измерителният метод с микролентови резонатори може да се използва и в друг вариант: резонаторът (най-често пръстеновиден) се изработва върху дадена известна подложка с отлични диелектрични характеристики (керамична, сапфитена, тефлонова или друга), а измерваната подложка се поставя върху резонатора. Този метод е по-неточен поради използване на по-приблизени изрази за параметрите, влияние на дебелината на подложката и поради по-трудната реализация на относително еднакво и равномерно притискане на неизвестната подложка към резонатора, когато се прилага в лабораторни условия. Комерсиална разновидност на този метод с достатъчно добра повтаряемост и точност (вж. *Д1.8б*) се предлага като измерителна структура и специализиран софтуер: Substrate Measurement System (SMS) на фирмата AC Microwave GmbH (източник: <http://www.linmic.com>). Има смисъл тази постановка да бъде закупена по настоящия договор, защото може с достатъчна точност да реши проблема с предварително определяне на параметрите на диелектричните подложки, които ще се използват в нашата фирма за различни честотни обхвати. Височините на подложките, които могат да се измерват са от 0.5 до 1.6 mm.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

По-важни параметри на някои комерсиални диелектрични подложки за микровълновия обхват
(източник: <http://www.optiprint.ch>)

Material	Supplier	Dk @10GHz	Df @10GHz	CTE			Moisture Absorption	Tg	Copper peel strength	Thermal Cond.	Dieel. Break down	UL-94	Remark
				X	Y	Z							
				ppm/°C			%	°C	lbs/in	W/m/K	kV/mil		
TLY5A	Taconic	2.17	0.0004	20	20	280	<0.02	-	12	-	-	V0	PTFE/Glass
NY9217	Neltec	2.17	0.0013	25	35	260	0.02	-	12-16	0.272	50	V0	woven PTFE
DiClad 880	Arlon	2.17, 2.20	0.0009	25	34	252	-	-	-	-	-	-	PTFE Unidirectional
CuClad 217LX	Arlon	2.17, 2.20	0.0009	29	28	246	-	-	-	-	-	-	PTFE Crossplied
RT/duroid 5880	Rogers	2.20	0.0009	31	48	237	0.015	-	-	0.20	-	-	PTFE
TLX5	Taconic	2.20	0.0004	20	20	280	<0.02	-	>12	0.40	-	V0	PTFE/glass
TLY5	Taconic	2.20	0.0004	20	20	280	<0.02	-	12	-	-	V0	PTFE/Glass
NY9220	Neltec	2.20	0.0013	25	35	260	0.02	-	12-16	0.272	50	V0	woven PTFE
Ro 3001	Rogers	2.28	0.003	-	-	-	-	-	-	0.22	-	-	Bondingfilm 38ym
RT/duroid 5870	Rogers	2.33	0.0012	22	28	173	0.015	>260	-	0.22	-	-	PTFE
DiClad 870	Arlon	2.33	0.0013	17	29	217	-	-	-	-	-	-	PTFE Unidirectional
CuClad 233LX	Arlon	2.33	0.0013	23	24	194	-	-	-	-	-	-	PTFE Crossplied
TLY3	Taconic	2.33	0.0013	20	20	250	<0.02	-	12	-	-	V0	PTFE/Glass
NY9233	Neltec	2.33	0.0013	35	35	260	0.02	-	12-16	0.272	50	V0	woven PTFE
CuClad 6700	Arlon	2.35	0.0025	-	-	-	0.005	-	-	-	-	-	Bondingfilm 30ym
TLX2	Taconic	2.35	0.0006	12	12	140	<0.02	-	12	-	-	V0	PTFE/Glass
TacBond HT 1.5	Taconic	2.35	0.0025	-	-	-	-	-	-	-	-	-	Bondingfilm
FV 6700	Neltec	2.35	0.0025	-	-	-	-	-	-	-	3.75	-	Bondingfilm 38ym
TLY2	Taconic	2.35	0.0004	20	20	280	<0.02	-	12	-	-	V0	PTFE/Glass
PTFE	-	2.4	0.001	-	-	-	<0.02	100	5.0	-	-	-	-
DiClad 522	Arlon	2.40-2.60	0.001	14	21	173	-	-	-	0.254	0.750	V0	PTFE Unidirectional
DiClad 527	Arlon	2.40-2.60	0.0022	14	21	182	-	-	-	0.254	0.750	V0	PTFE Unidirectional
CuClad 250 GT	Arlon	2.40-2.60	0.001	18	19	177	-	-	-	-	-	-	PTFE Crossplied
CuClad 250 GX	Arlon	2.40-2.60	0.0022	18	19	177	-	-	-	-	-	-	PTFE Crossplied
NX9243	Neltec	2.43	0.0020	18	18	150	0.05	-	12-16	0.251	50	V0	woven PTFE
NX9245	Neltec	2.45	0.0020	18	18	150	0.05	-	12-16	0.251	50	V0	woven PTFE
NX9248	Neltec	2.48	0.0020	18	18	150	0.05	-	12-16	0.251	50	V0	woven PTFE
TLX9	Taconic	2.50	0.0006	12	12	140	<0.02	-	12	-	-	V0	PTFE/Glass
NX9250	Neltec	2.50	0.0020	18	18	150	0.05	-	12-16	0.251	50	V0	woven PTFE
TLX8	Taconic	2.55	0.0006	12	12	140	<0.02	-	12	-	-	V0	PTFE/Glass
NX9255	Neltec	2.55	0.0020	18	18	150	0.05	-	12-16	0.251	50	V0	woven PTFE
NX9260	Neltec	2.60	0.0020	18	18	150	0.05	-	12-16	0.251	50	V0	woven PTFE
TLC27	Taconic	2.70	0.001	9	9	70	<0.02	-	12	-	-	V0	PTFE/Glass
NX9270	Neltec	2.70	0.0020	18	18	150	0.05	-	12-16	0.251	50	V0	woven PTFE
RT/duroid 6002	Rogers	2.94	0.0012	16	16	24	0.1	-	13	0.60	-	V0	ceramic/PTFE/woven
CLTE	Arlon	2.94	0.0025	-	-	38	-	-	-	-	-	-	thermal stable
NX9294	Neltec	2.94	0.0025	12	12	71	0.08	-	12-16	0.230	45	V0	woven PTFE
TLE95	Taconic	2.95	0.0028	9	9	70	<0.02	-	12	-	-	V0	PTFE/Glass
Ro3003	Rogers	3.0	0.0013	17	17	24	<0.1	-	17	0.50	-	V0	ceramic filled PTFE
NX9300	Neltec	3.00	0.0025	12	12	71	0.08	-	12-16	0.230	45	V0	woven PTFE
RF-30	Taconic	3.00	0.00100	11	21	125	0.02	-	>12	0.20	-	V0	PTFE/glass/ceramic
TLC30	Taconic	3.00	0.001	9	9	70	<0.02	-	12	-	-	V0	PTFE/Glass
Ro3203	Rogers	3.02	0.0016	13	13	58	<0.1	-	10	0.47	-	-	PTFE/glass/ceramic
GML 1000	GIL	3.02-3.20	0.002-0.005	40	34	80	0.02	135	5.0	0.200	-	V0	plastic (polyester)
Cyanate Ester	-	3.0-3.5	0.010	16	12	80	0.30	250	7.0	-	1	-	-
AR 320	Arlon	3.20	0.0029	10	12	71	-	-	-	-	-	-	Commercial Grade
NX9320	Neltec	3.20	0.0025	12	12	71	0.08	-	12-16	0.230	45	V0	woven PTFE
TLC32	Taconic	3.20	0.001	9	9	70	<0.02	-	12	-	-	V0	PTFE/Glass
AR 25N	Arlon	3.25	0.0024	17	17	70	0.08	95-100	5	0.446	-	-	ceramic filled plastic
TMM 3	Rogers	3.27	0.0016	16	16	20	0.04	-	3	0.70	-	-	ceramic/polymer
LNB	Arlon	3.3	0.003	17	17	70	0.08	90-95	4	0.45	-	-	ceramic filled plastic
Ro4003	Rogers	3.38	0.002	11	14	46	0.06	>280	6.0	0.64	-	-	ceramic filled plastic
NH9338	Neltec	3.38	0.0025	9	12	71	0.08	-	-	0.230	45	V0	PTFE/glass/ceramic
Ro4350	Rogers	3.48	0.004	14	16	50	0.06	>280	5.0	0.62	-	V0	ceramic filled plastic
NH9348	Neltec	3.48	0.003	9	12	71	0.08	-	-	0.230	45	V0	PTFE/glass/ceramic
RF 35	Taconic	3.5@1.9GHz	0.0018@1.9GHz	19	24	64	<0.02	>315	8-10	-	41	V0	PTFE/glass/ceramic
AR 350	Arlon	3.5	0.0026	33	34	107	-	-	-	-	-	-	ceramic filled PTFE
GETEK	GE	3.9@1MHz	0.012@1MHz	-	-	-	0.12	180	9	-	1	V0	-
BT-Epoxy	Polyclad	4.1@1MHz	0.013@1MHz	16	12	80	0.2	180	8	-	1.5	V0	-
Gigaver	Isola	4.1@10MHz	0.005@10MHz	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
Polyimide	Nelco	4.3@1MHz	0.015@1MHz	15	15	55	0.35	260	7.5	-	-	-	-
AR 450	Arlon	4.5	0.0026	30	32	102	-	-	-	-	-	-	ceramic filled PTFE
TMM 4	Rogers	4.50	0.0017	14	14	20	0.010	-	3	0.70	-	-	ceramic/polymer
FR4	Isola	4.7	0.02	-	-	-	0.2	125	10	0.3	0.750	V0	@1MHz
AR 600	Arlon	6.0	0.0035	10	13	62	-	-	-	-	-	-	ceramic filled PTFE
TMM 6	Rogers	6.00	0.0018	16	16	20	0.06	-	3	0.72	-	-	ceramic/polymer
Ro3006	Rogers	6.15	0.0025	17	17	24	<0.1	-	12	0.61	-	V0	ceramic filled PTFE
RT/duroid 6006	Rogers	6.15	0.0019	47	34	117	0.05	-	13	0.49	-	-	ceramic/PTFE/woven
TMM 10	Rogers	9.20	0.0017	16	16	20	0.09	-	3	0.76	-	-	ceramic/polymer
TMM 10i	Rogers	9.80	0.0015	16	16	20	0.16	-	3	0.76	-	-	ceramic/polymer
AR 1000	Arlon	10.0	0.0035	-	-	37	-	-	-	-	-	-	ceramic filled PTFE
Cer-10	Taconic	10	0.00140	13	13	46	0.02	-	>6	0.29	-	V0	PTFE/glass/ceramic
Ro3010	Rogers	10.2	0.0035	17	17	24	<0.1	-	13	0.66	-	V0	ceramic filled PTFE
RT/duroid 6010LM	Rogers	10.2	0.0023	24	24	24	0.6	-	-	0.41	-	-	ceramic/PTFE/woven
Ro3210	Rogers	10.2	0.003	13	13	34	-	-	10	0.81	-	-	ceramic/PTFE/woven