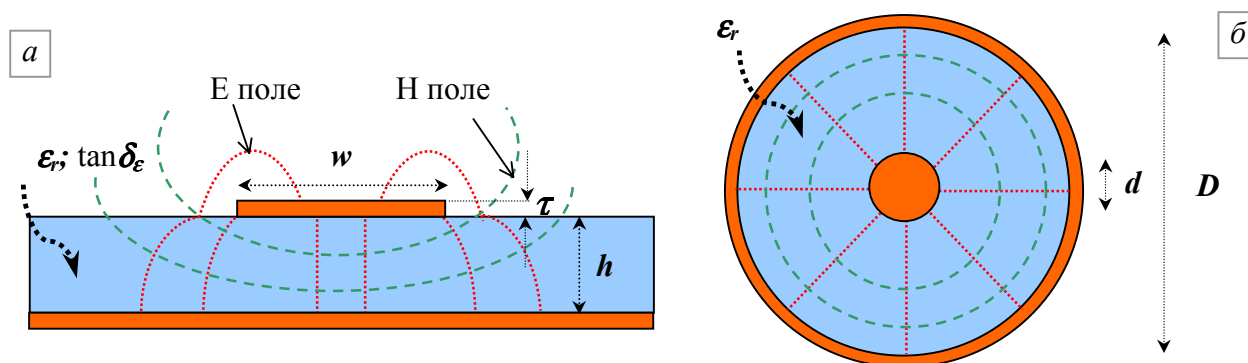


## Магистърски курс "Анени за безжични комуникации"

### **Микролентови линии върху диелектрични подложки.**

Микролентовите линии вече са класическа предавателна структура както за ниски, така и за високи честоти. Има изключително много литература, свободен помощен софтуер и измерителни средства за характеризиране на тези планарни структури. В този раздел ще систематизираме известното с цел разполагаме със съвременни средства за проектиране и анализиране на тези структури.

**TRL калкулатори за изчисляване на параметрите на планарни линии.** Като микро-вълнови предавателни структури микролентовите линии върху диелектрична подложка се характеризират с определен набор параметри, към които се предявяват изисквания при проектирането им като антенни захранващи линии. Тези параметри са систематизирани в *Табл. Д3.1*, където са дадени прости формули за пресмятането им и са сравнени с параметрите на най-известната линия (вълновод) с TEM вълна – коаксиалната линия (кабел). Външният вид и геометричните параметри на двете линии са сравнени на *Фиг. Д3.1*. По-надолу се дискутира начинът, по който днес се постъпва при първоначално оразмеряване на микролентови или други планарни линии за антенни фидери.

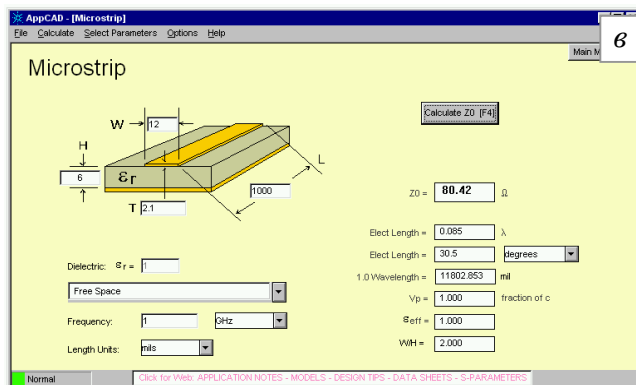
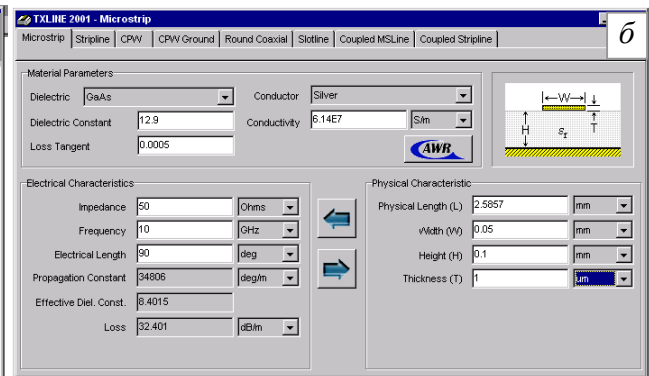
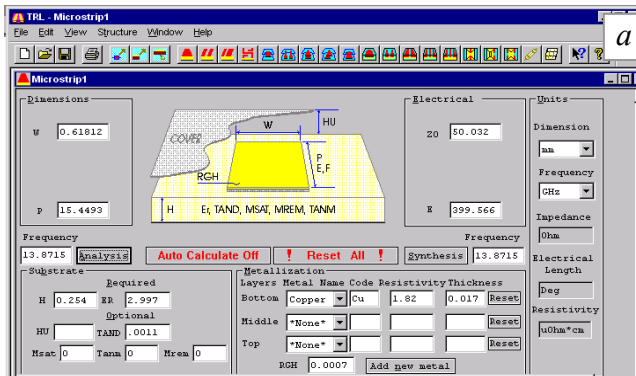


*Фиг. Д3.1* Микролентова линия (а) и коаксиална линия (б) – основни означения

Основните геометрични размери на микролентовата линия са широчина на линията, височина на подложката и дебелина на метализацията, а диелектричните са: диелектричната проницаемост, тангенс на диелектричните загуби и повърхнинен импеданс на метализацията. От електродинамичните параметри най-важните са: дължина на вълната, ефективна диелектрична проницаемост, импеданс, електрическа дължина (или фазово закъснение), коефициент на затихване (загуби – диелектрични и в проводниците), гранична честота на използване на линията. Всички тези параметри могат да се пресмятат с TRL калкулатори (Transmission Line). Това са свободни за използване (но не всички от тях) програмни продукти, които съществено облекчават работата на RF-проектанта. На *Фиг. Д3.2* са дадени фраксимилета на три от най-разпространените калкулатори. TRL калкулаторът е най-добрият от тях, с най-точни пресмятания на параметрите, но е лицензиран към симулатора Ansoft®Designer. Много полезен е свободният калкулатор TxLine. Как се работи с него? Отваря се прозореца на програмата и се избира типа на предавателната линия – микролентова, лентова, копланарна, процепна и пр. Задават се: честота, параметри на подложката (височина, диелектрична константа и тангенс на диелектричните загуби) и на проводника (тип на метала и дебелина). Може да се работи в два режима: по зададени електрически параметри (импеданс и електрическа дължина на линията в градуси или радиани) се изчисляват геометричните параметри (ширина и дължина на линията) или обратно. Като допълнителна информация се дават и стойностите на ефективната диелектрична проницаемост, константата на разпространение и затихването в dB/m. В други калкулатори (напр., TRL) се въвежда и грапавост на подложката, което дава по-точни резултати за загубите.

Табл. Д3.1 Формули за пресмятане на параметри на микролентова и коаксиална линия (сравнение)

микролентова линия		коаксиална линия	
1) дължина на вълната $\lambda_g$ , cm	$\lambda_g = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{eff}}$ , $\lambda_0 = c / f$ или $\lambda_0[\text{cm}] = 30 / f[\text{GHz}]$	дължина на вълната, $\lambda$	$\lambda = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}$
2) ефективна диелектрична проницаемост, $\epsilon_{eff}$ ( $w/h \geq 1$ )	$\epsilon_{eff}(0) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{w/h}\right)^{-1/2}$	диелектрична проницаемост	$\epsilon_r$
3) характеристичен импеданс, $Z_c$ , $\Omega$	$Z_C(0) = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left[ \frac{f(w/h)}{w/h} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{w/h}\right)^2} \right]$ , $f(w/h) = 6 + (2\pi - 6) \exp \left[ -\left(\frac{30.666}{w/h}\right)^{0.7528} \right]$	Характеристичен импеданс, $Z_c$ [ $\Omega$ ]	$Z_C = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left[ \frac{D}{d} \right]$
4) фазово закъснение $\beta$ , rad/cm	$\beta = 2\pi / \lambda_g = 2\pi \sqrt{\epsilon_{eff}} / \lambda$	фазово закъснение $\beta$ , rad/cm	$\beta = 2\pi / \lambda$
5) диелектрични загуби $\alpha_d$ , dB/cm	$\alpha_d = \frac{27.3}{\lambda_g} \text{tg} \delta_\epsilon \left( \frac{\epsilon_{eff} \epsilon_r - \epsilon_r}{\epsilon_{eff} \epsilon_r - \epsilon_{eff}} \right)$	диелектрични загуби $\alpha_d$ , dB/cm	$\alpha_d = \frac{27.3}{\lambda} \tan \delta_\epsilon$
6) загуби в проводниците $\alpha_C$ , dB/cm; за $0.16 < w/h < 2$	$\alpha_C = 1.38 \frac{R_S}{Z_C h} \left[ 1 - \left(\frac{w'}{4h}\right) \right] \times \left[ 1 + \frac{h}{w'} + \frac{h}{\pi w'} \left( \ln \frac{2h}{\tau} - \frac{\tau}{h} \right) \right]$ , $w' = \frac{\tau}{\pi} \left( \ln \frac{2h}{\tau} + 1 \right)$ , $R_S$ повърхнинен импеданс, $\Omega \cdot \text{cm}^2$	загуби в проводниците $\alpha_C$ , dB/cm	$\alpha_C = \frac{0.014272 \sqrt{f}}{Z_C} \times \left( \frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right)$
7) общи загуби $\alpha$	$\alpha = \alpha_d + \alpha_C$	общи загуби $\alpha$	$\alpha = \alpha_d + \alpha_C$
8) гранична честота на използване $f_C$	$f_C, \text{GHz} = \frac{300}{\sqrt{\epsilon_r} (2w + 0.8h)}$ , mm	гранична честота $f_C$	$f_C, \text{GHz} = \frac{191}{\sqrt{\epsilon_r} (D + d)}$ , mm

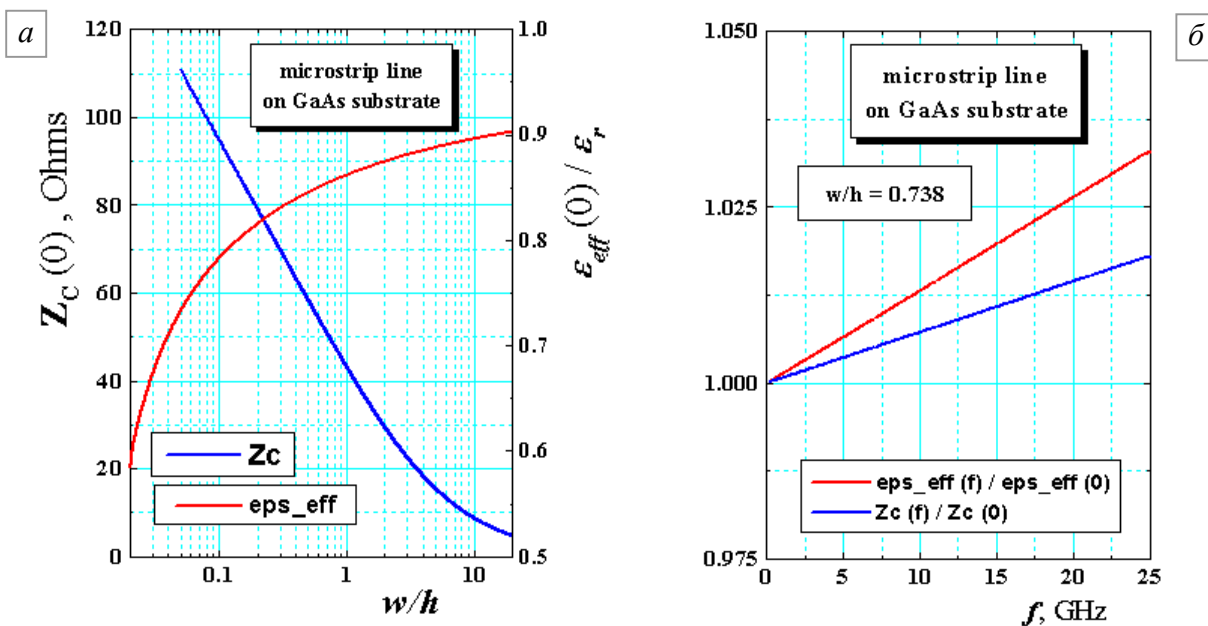


Фиг. Д3.2 Фраксимилета на софтуерни прозорци на три от най-използваните TRL (Transmission-Line) калкулатори за най-разпространените планарни линии: а) TRL калкулатор към Ansoft®Serenade или Ansoft® Designer; б) Калкулатор TxLine на фирмата AWR Inc. в симулатора MwOffice ([www.mwoffice.com](http://www.mwoffice.com)); в) Свободен калкулатор на Agilent®AppCAD ([www.agilent.com](http://www.agilent.com))

Основните геометрични размери на микролентовата линия са широчина на линията, височина на подложката и дебелина на метализацията, а диелектричните са: диелектричната проницаемост, тангенс на диелектричните загуби и повърхнинен импеданс на метализацията. От електродинамичните параметри най-важните са: дължина на вълната, ефективна диелектрична проницаемост, импеданс, електрическа дължина (или фазово закъснение), коефициент на затихване (загуби – диелектрични и в проводниците), гранична честота на използване на линията. Всички тези параметри могат да се пресмятат с т. нар. TRL (TRAnsmiSSion Line) калкулатори. Това са свободни за използване (но не всички от тях) програмни продукти, които съществено облекчават работата на RF-проектанта. На *Фиг. Д3.2* са дадени фраксимилета на три от най-разпространените калкулатори. TRL калкулаторът е най-добрият от тях, с най-точни пресмятания на параметрите, но е лицензиран към симулатора Ansoft®Designer. Много полезен е свободният калкулатор TxLine към схемния симулатор MwOffice. Как се работи с TxLine калкулатора? Отваря се прозореца на програмата и се избира типа на предавателната линия – микролентова, лентова, копланарна, процепна и пр. Задават се: честота, параметри на подложката (височина, диелектрична константа и тангенс на диелектричните загуби) и на проводника (тип на метала и дебелина). След това може да се работи в два режима: по зададени електрически параметри (импеданс и електрическа дължина на линията в градуси или радиани) се изчисляват геометричните параметри (ширина и дължина на линията) или обратно. Като допълнителна информация се дават и стойностите на ефективната диелектрична проницаемост, константата на разпространение и затихването в dB/m. В други калкулатори (напр., TRL) се въвежда и грапавост на подложката, което дава много по-точни резултати за загубите.

С помощта на този калкулатор за илюстрация са получени два типа зависимости на характеристикния импеданс  $Z_c$  и нормираната ефективна диелектрична проницаемост  $\epsilon_{eff}/\epsilon_r$  на микролентова линия върху GaAs-подложка ( $\epsilon_r = 12.9$ ;  $\tan\delta_e = 0.0005$ ,  $h = 100 \mu\text{m}$ ;  $\tau = 1 \mu\text{m}$ ) (*Фиг. Д3.3 а,б*):

- зависимост от геометричното отношение  $w/h$  при честота  $f = 0$  (статично приближение);
- честотна зависимост в интервал  $0 - 25 \text{ GHz}$  при  $h = 0.1 \text{ mm}$ ;  $w = 0.0738 \text{ mm}$  (дисперсия).



*Фиг. Д3.3* Графични зависимости на характеристикния импеданс и ефективната диелектрична проницаемост на микролентова линия: от отношението  $w/h$  (а) и честотни зависимости (б)

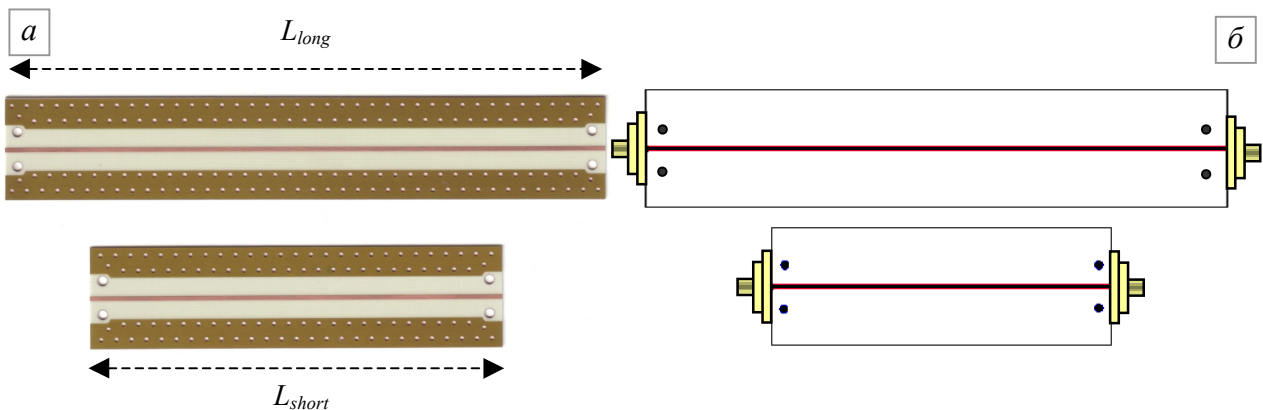
Данните показват, че импедансът  $Z_c$  намалява, а ефективна диелектрична проницаемост  $\epsilon_{eff}$  расте с увеличаване на отношението  $w/h$  на микроленговата линия. При нарастване на честотата стойностите и на двата параметъра растат, но по различен начин. Общо взето, дисперсията на  $Z_c$  е по-слаба.

**Затихване в микроленгови линии.** Това е един от най-важните параметри, особено при проектиране на захранващи линии за антени и антенни решетки. Пресмятането на общото затихване  $\alpha = \alpha_d + \alpha_c$ , dB/cm с TRL калкулатор е доста лесно, но не винаги надеждно (напр., отчитането или неотчитането на грапавостта на повърхността на подложката може да даде грешка от 50 до 150 %). Тук  $\alpha_d$  и  $\alpha_c$  са загубите в диелектрика и проводника, съответно.

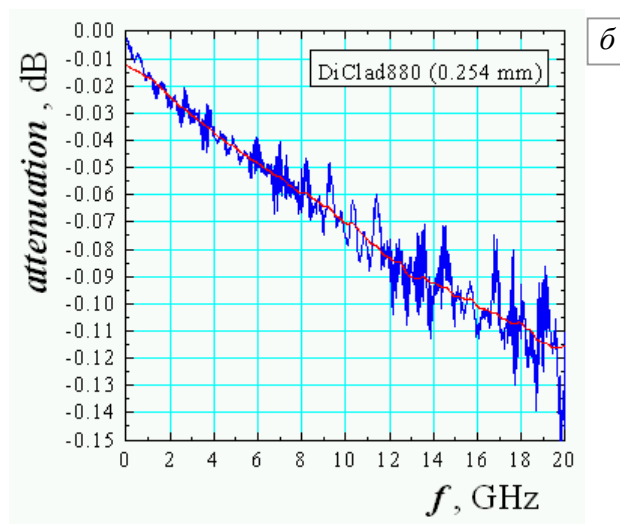
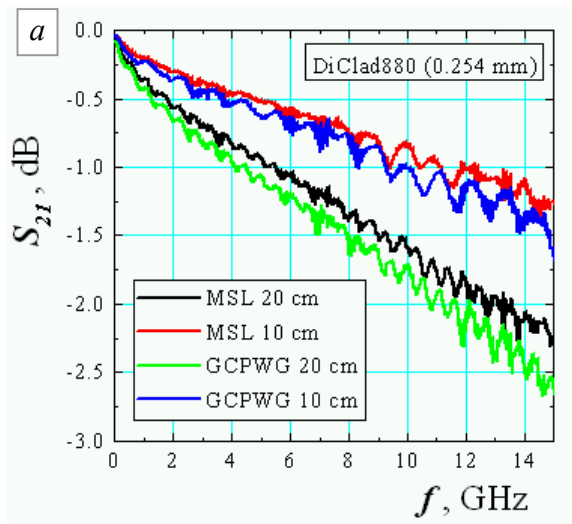
Неточността при теоретичното определяне на загубите създава необходимост от тяхното измерване. Изглежда просто да се измери общото затихване в дълга микроленгова линия и да се раздели на дължината. В такъв случай, обаче, влиянието на съединителя води до грешки. Ето защо, един от най-разпространените методи за определяне на затихване в микроленгови линии е методът на двете линии – *Фиг. Д3.4*. Той се използва не само за измерване на загуби но и за фазово закъснение. Измервателната процедура е следната:

1. Измерват са комплексните S-параметри на двете линии с разлика в дължините  $\Delta L = L_{long} - L_{short}$ .
2. Изчисляване на комплексната константа на разпространение  $\gamma = \alpha + j\beta$  на микро-ленговата линия чрез формулата:  $\gamma = \frac{1}{\Delta L} \operatorname{arcosh} \left[ \frac{1}{2} Tr(\hat{\Gamma}_1 \hat{\Gamma}_2^{-1}) \right]$ , където  $\mathbf{T}_1$  и  $\mathbf{T}_2$  са измерените ABCD-матрици на всяка от двете линии, а  $Tr(\hat{\mathbf{Z}})$  е матричната операция следа или "trace" = "сумата от диагоналните елементи на матрицата  $\hat{\mathbf{Z}}$ ". Ако обратните загуби на измерената структура са по-добри от  $-20$  dB, може да се използва по-простата формула за измереното затихване  $\alpha$ , dB/cm в линията  $\alpha = \frac{IL_1 - IL_2}{\Delta L}$ , dB / cm ( $IL_{1,2}$  са внесените загуби на дългата и късата линия заедно със съединителите). Ако трябва да се определи измереното фазово закъснение на единица дължина  $\Delta\varphi$  в deg/cm, може да се използва формулата  $\Delta\varphi = \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{\Delta L}$ , deg / cm, където  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  е абсолютната фаза на преминалия сигнал във всяка от двете линии.
3. Определяне на внесените загуби на самия преход "съединителите-микроленгова линия" от израза  $IL_{SMA-to-microstrip} = 0.5(IL_i - \alpha L_i)$ , dB ( $i = 1, 2$ ), както и фазовото отместване на прехода;

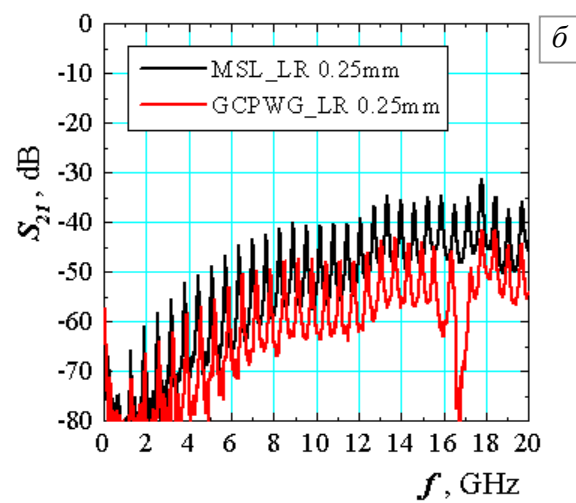
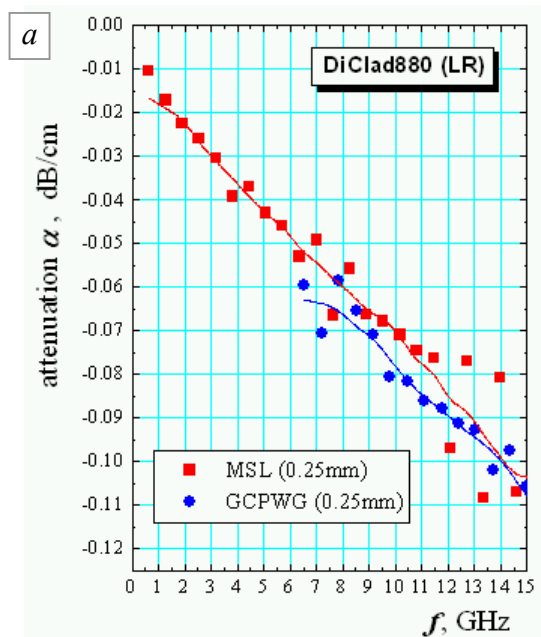
Описаният метод е илюстриран с данни за две планарни линии – микроленгова и заземен планарен копланарен вълновод върху подложка Arlon® DiClad880 (*Фиг. Д4.5, Д4.6, Д4.7*). Представен е само измереният коефициент на затихване в широка честотна лента, но могат да се получат още данни за ефективната диелектрична проницаемост, фазово закъснение и др. (не са представени тук). Сравнението показва много добро съвпадение за различните методи, което е основание за доверие към представените данни.



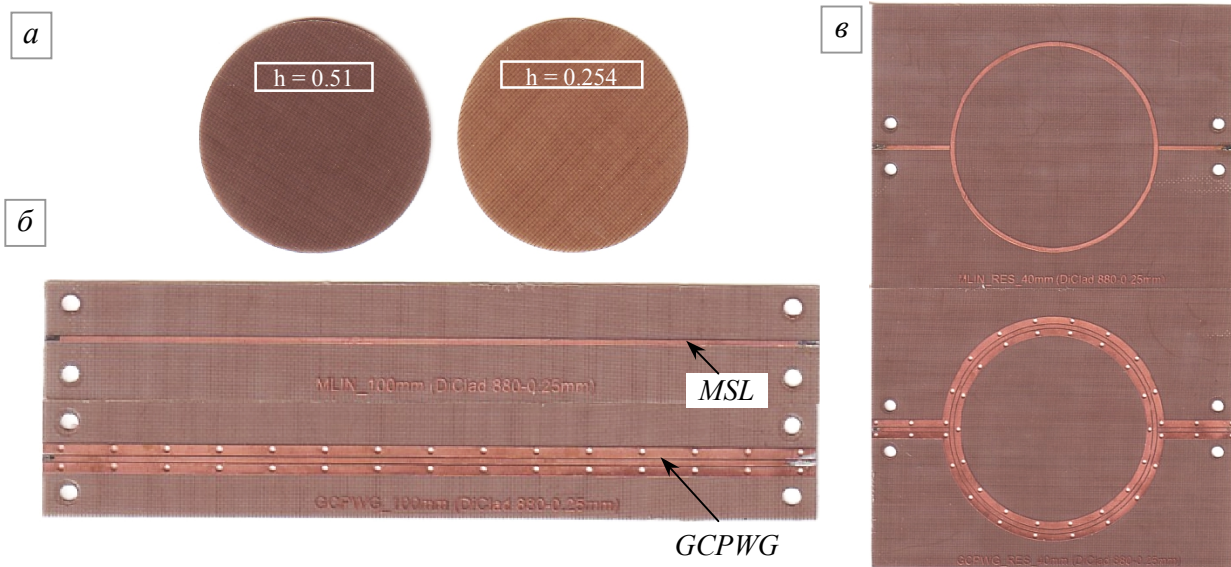
*Фиг. Д3.4* Метод на двете линии (дълга и къса): а) линии без съединители; б) линии със съединители



Фиг. Д3.5 Пример с микролентована линия и заземен копланарен вълновод върху подложка DiClad880: а) внесени загуби в дълга и къса линии; б) измерено затихване



Фиг. Д3.6 Паралелни измервания с линеен резонатор: а) измерено затихване; б) резонанси



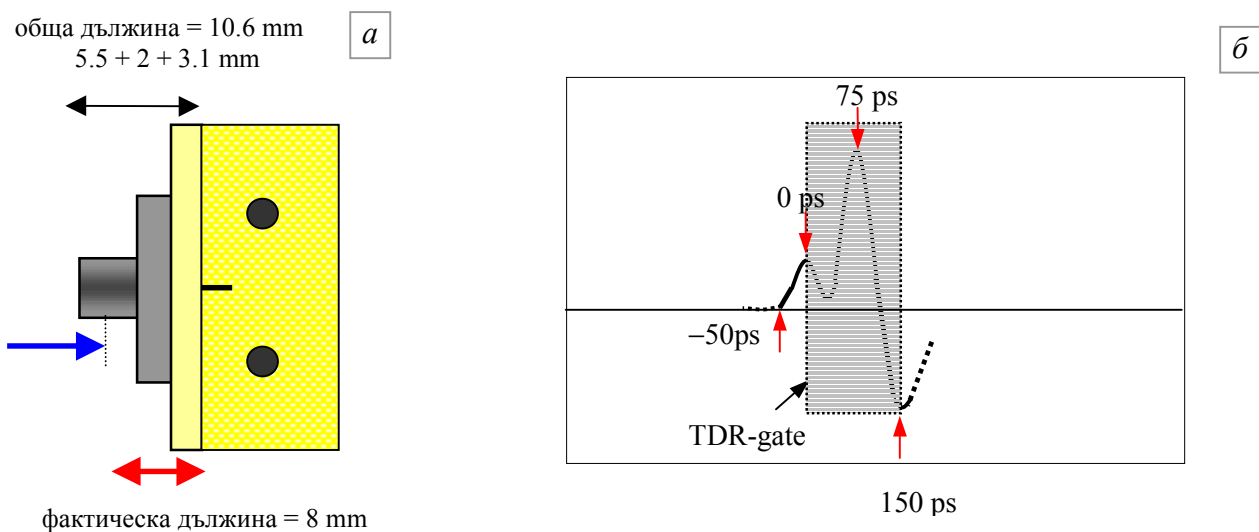
Фиг. Д3.7 Образци за пълното измерване: а) дискове без метал, б) късите линии; в) ринг резонатори

**Влияние на съединителите.** Всяко готово устройство – антена, предавателна линия, активно устройство и пр. завършва със съединител. Влиянието му често се пренебрегва, но когато той не е добре съгласуван, това не бива да се подценява. Описаната в предишния раздел процедура на измерване по метода на двете линии позволява да се оценят и собствените параметри (главно собствено съгласуване, затихване и закъснение на сигнала). Познаването на тези параметри е особено важно при антените за да се оцени собственото съгласуване. На *Фиг. Д3.8а* е показано изображение на SMA съединител върху метален носач, пригоден за запояване към микролентова линия. По-надолу е описана измерителната процедура за определяне на собственото съгласуване на съединителя чрез т. нар TDR (Time-Domain Reflectometry) рефлектометрия чрез векторен анализатор на вериги, който има тази опция. Процедурата включва следните стъпки:

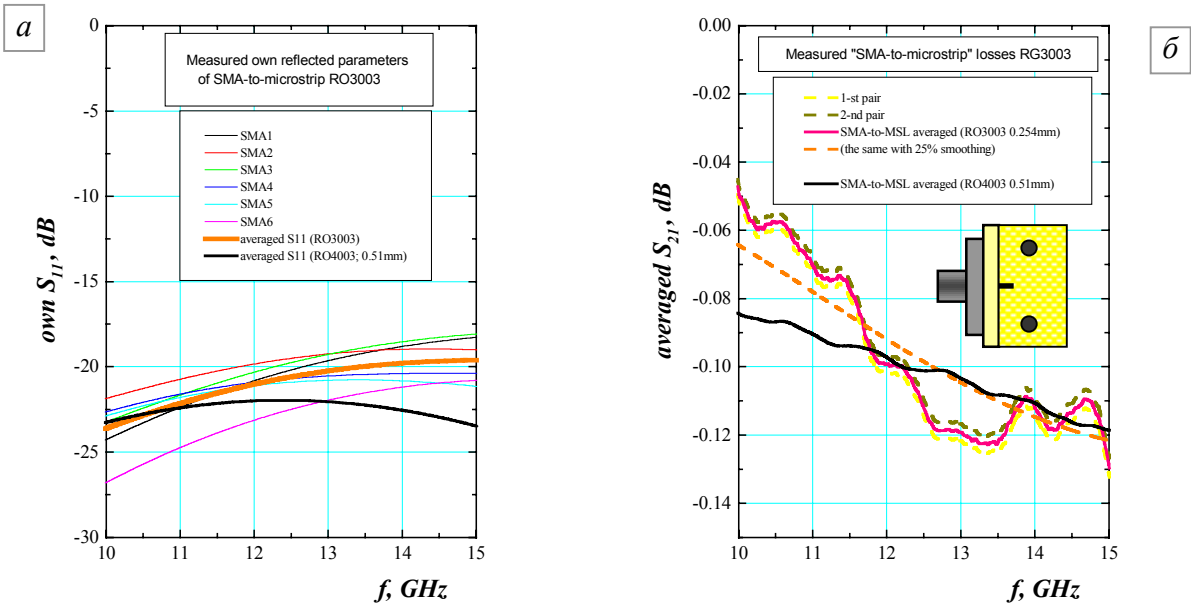
1. Извършва се стандартната калибровка SOLT на векторния анализатор на вериги във възможно най-широката честотна лента (напр. 0-20 GHz);
2. Включва се TDR опцията на анализатора и се получава времевия отклик (вж примера на *Фиг. Д3.8б*, където е изобразена нехомогенността “съединител-микролентова линия”
3. Оценява се продължителността на времевия интервал, за който сигнала преминава през разглеждания преход по формулата  $\tau [ps] = \frac{2d\sqrt{\epsilon_r}}{c} = \frac{d, mm}{0.0532}$ , където  $\epsilon_r = 2.1$  на тefлона а  $d$  е общата дължина на съединителя (вж. конкретните данни на фигурата; за обща геометрична дължина 8 mm се получава продължителност 150 ps.
4. Избира се специфичния прозорец на TRD отклика  $\tau = 150$  ps (за SMA съединители от тип Huber&Suhner). Така се отделя отклика само на прехода, а останалите части от измерваната структура се игнорират. След това анализаторът се превключва отново в честотна (FD-) опция и се получава честотната зависимост на собствените обратни загуби (или коефициент на стояща вълна) на прехода “съединител-микролентова линия”.

При подобна, но по-сложна измерителна процедура може да се определи и пълната S матрица на прехода “съединител-линия” което позволява пълна екстракция на параметрите на измервани структури – напр. антенни елементи, като се отчете влиянието на съединителя.

На *Фиг. Д3.9* е даден пример за честотните зависимости на собствените обратни и внесени загуби на съединител SMA към 50-омна микролентова линия върху подложка от RO3003 с дебелина 0.254 mm. Съгласуването на стандартен съединител към такава тънка подложка не е особено добро, около -20 dB, а внесените загуби около 0.09 dB/cm.



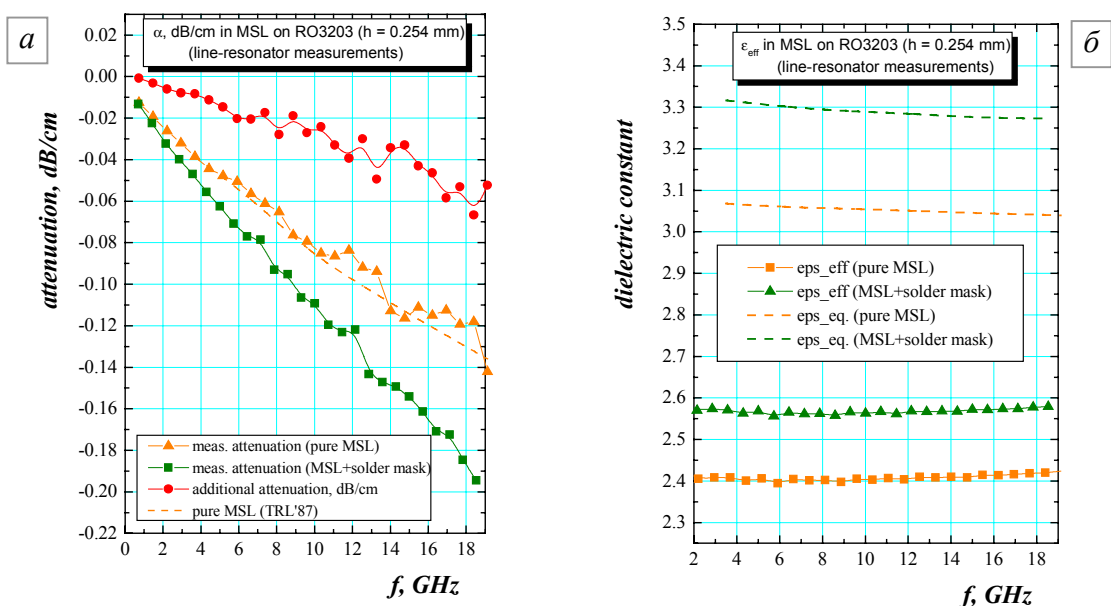
*Фиг. Д3.8* Схематично изображение на съединител (SMA Huber&Sunner) (а); TRD отклик на съединителя и TDR прозорец на измерване само на съединителя (б)



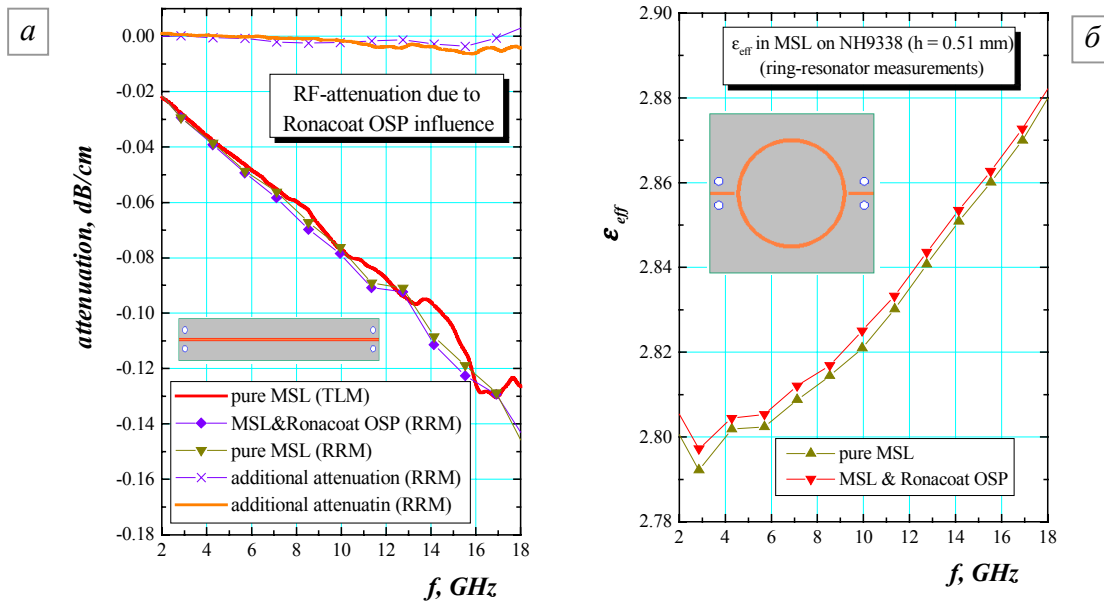
Фиг. Д3.9 Графични зависимости на собствените обратни и внесени загуби на SMA съединител

**Влияние на защитните покрития.** Последният въпрос, който ще разгледаме в Отчета, е влиянието на защитните покрития, които се нанасят върху платките с цел антикорозионна и противовлажна защита, върху параметрите на микровълновите устройства. При ниски честоти това влияние е пренебрежимо малко и не се отчита. Обратно, при по-високи честоти това влияние се засилва съществено за някои от покритията, които са популярни при стандартните платки – компютърни, за домашни аудио- и видео-устройства и пр.

На Фиг. Д3.10 е даден пример за относително силно влияние върху параметрите на микролентови линии на популярния защитен лак ELPIMER SD2469SM, който се използва широко в компютърните и др. платки. Покритието има относително голяма диелектрична проникваемост и увеличава силно ефективната диелектрична проникваемост (~10 %). На ниски честоти затихването не се променя много, на на високи (X обхваща) то расте допълнително (~40 %). Следователно, това покритие е неприложимо за високи честоти.



Фиг. Д3.10 Честотни зависимости на затихването и ефективната диелектрична проникваемост на микролентова линия без и с нискочестотно защитно покритие ELPIMER SD2469SM solder stop mask (зелено покритие)



Фиг. ДЗ.11 Честотни зависимости на затихването и ефективната диелектрична проницаемост на микролентова линия без и с високочестотно защитно покритие Ronacoat®OSP (Organic Solder-ability Preservative System for Bare Copper Circuits) на фирмата LeaRonal Corp.

Обратно, други покрития имат отлични характеристики като защитни слоеве, макар че влиянието им върху параметрите на линиите е относително слабо – вж. примера на Фиг. ДЗ.11. Тънкият (десетки  $\mu\text{m}$ ) органичен полимер Renacoat®OSP покрива само металните пътечки на платката и поради тази причина не влияе съществено върху загубите, както и върху ефективната диелектрична проницаемост. Допълнително предимство на този защитен слой е и възможността да се извършва запояване, без да се почисва от металната пътечка.