

# SZÉLESSÁVÚ IMPEDANCIAILLESZTÉSEK VIZSGÁLATA MIKROHULLÁMÚ ÁRAMKÖRÖKBEN

Matolcsy Balázs

Tudományos Diákköri Konferencia 2016.  
Konzulens: Dr. Zólogy Attila

## Tartalomjegyzék

<b>1. ELŐSZÓ</b>	<b>- 3 -</b>
<b>2. KIVONAT</b>	<b>- 4 -</b>
<b>3. ABSTRACT</b>	<b>- 5 -</b>
<b>4. A MIKROHULLÁMÚ ÁRAMKÖRÖK JELLEMZÉSE</b>	<b>- 6 -</b>
4.1 Az elosztott paraméterű hálózatok	- 6 -
4.2 A reflexiós tényező	- 7 -
4.3 Az állóhullám-arány	- 9 -
4.4 A szórási mátrixos leírás	- 10 -
<b>5. IMPEDANCIA ILLESZTÉS</b>	<b>- 13 -</b>
5.1 Tisztán valós impedanciák illesztése	- 14 -
5.1.1 Keskenysávú illesztések	- 14 -
5.1.2 Szélessávú illesztések	- 15 -
6.1 Komplex impedanciák illesztése	- 18 -
6.1.1 Keskenysávú illesztések	- 18 -
6.1.2 Szélessávú illesztések	- 24 -
<b>7. ILLESZTÉSI ÉS TERVEZÉSI FELADATOK</b>	<b>- 31 -</b>
7.1 VCSEL illesztési feladat	- 31 -
7.1.1 A szélessávú illesztés menete	- 31 -
7.1.2 Szimulációs eredmények	- 35 -
7.1.3 Konklúzió	- 38 -
7.2 Planár típusú ILA antenna tervezési, és illesztési feladat	- 39 -
7.2.1 A planár típusú ILA antenna	- 39 -
7.2.2 Az ILA antenna tervezése	- 41 -
7.2.3 Illesztés menete	- 43 -
7.2.4 Mérési eredmények	- 45 -
7.2.5 Konklúzió	- 46 -
<b>8. IRODALOMJEGYZÉK</b>	<b>- 47 -</b>
<b>9. ÁBRAJEGYZÉK</b>	<b>- 48 -</b>
<b>10. RÖVIDÍTÉSJEGYZÉK</b>	<b>- 49 -</b>

## 1. Előszó

A telekommunikációs rendszerek széleskörű elterjedésével egyszerre jött a mikrohullámú technika robbanásszerű fejlődése. Az egyre nagyobb sebességű kommunikációra való igény magával hozott olyan problémákat, amelyek a klasszikus megoldásokkal nem voltak feloldhatók, és ezért újabb megoldásokat kell keresni. Egyre több olyan mikrohullámú alkalmazás látott napvilágot, ahol a szélessávú megoldásokra volt szükség, legyen szó akár egy többsávú antenna illesztéséről, vagy egy mikrohullámú erősítő tervezéséről. Alapvetően a szélessávú illesztési módszerek sokban hasonlítanak a keskenysávú módszerekre, de matematikai apparátusban sokkal többet igényelnek a szélessávú megoldások. Külön kiemelendő, hogy a komplex, frekvenciafüggő impedanciák hatékony szélessávú illesztése (egy adott valós hullámimpedanciájú környezetbe) a mai napig igen bonyolult feladat, és csak bizonyos speciális esetekben oldható meg. A dolgozat célja, hogy ismertesse ezeket a szélessávú illesztési technikákat, és ezek tulajdonságait. Ehhez kapcsolódóan gyakorlati feladatok, és megoldások is ismertetésre kerülnek a dolgozat további részeiben.

## 2. Kivonat

Ebben a dolgozatban ismertetésre kerülnek a mikrohullámú áramkörök leírására alkalmas módszerek, illetve a mikrohullámú eszközöket jellemző rendszermatrixok, és tulajdonságaik. Az alapvető fogalmak bevezetését követően, részletesen ismertetem a mikrohullámú rendszerekben alkalmazott impedancia illesztések típusait, az illesztéssel szemben megfogalmazott minőségi elvárásokat, az egyes módszerek előnyeit és hátrányait, és az elérhető maximális illesztettségi korlátokat. Bemutatásra kerül továbbá két gyakorlati feladat, amelyek közül egyikben szélessávú impedancia illesztési megoldást használunk egy VCSEL-re (Vertical Cavity Side Emitting Laser), a másikban egy kis méretű planár típusú ILA antenna tervezését és illesztését ismeretem.

### 3. Abstract

In this essay the basic concept of wideband impedance matching is presented, together with the theoretical limitations for certain applications. The practical applications presented, are as follows: a wideband impedance matching for a Vertical Cavity Side Emitting Laser (VCSEL), and also one impedance matching for a small-scale printed ILA antenna. Multiple narrowband and wideband impedance matching techniques are presented, with their theoretical limitations, and limits of the practical applications.

## 4. A mikrohullámú áramkörök jellemzése

### 4.1 Az elosztott paraméterű hálózatok

Valamennyi esetben, amikor elektromágneses problémák megoldásáról beszélünk tudjuk, hogy az elektromágnesesség alaptörvényeinek számító Maxwell-egyenletekből kell kiindulnunk. A mikrohullámú áramkörök tervezését szintén ezen egyenletekből levezethető összefüggésekkel végezhetjük. A mikrohullámú technikában elengedhetetlen, hogy a tervező tisztában legyen, mind a koncentrált paraméterű hálózatok (ahol az üzemi hullámhossz nagyságrendekkel nagyobb, mint az áramkört felépítő alkatrészek), mind az elosztott paraméterű hálózatok elméletével. A koncentrált paraméterű hálózatok leírása, és tervezése a jól ismert, Kirchhoff-törvények segítségével történik. Érdekesebb tématerület az elosztott paraméterű hálózatok analízise és szintézise, ahol az alkalmazott áramköri elemek méretei már egy nagyságrendbe esnek az üzemi hullámhosszal. Az ilyen típusú hálózatoknál sem szintézis feladatok esetén, sem analízis típusú feladatok esetén nem használható közvetlenül a koncentrált paraméteres leírás. Ennek legfőbb oka, hogy elosztott paraméterű hálózatok esetében már nem kézenfekvő, például ekvipotenciális felületeket definiálni (amik a Kirchhoff-féle analízishez szükségesek), hiszen pl. egy microstrip struktúra mentén, mind a feszültség, mind az áram amplitúdója és fázisa is változik. A feszültség, és az áram aránya az elosztott paraméterű struktúra mentén folytonosan változik, ezért az impedancia fogalma is más megközelítést igényel. Egy olyan leírásmóddhoz kell folyamodnunk, ahol az elosztott paraméteres struktúrának egy differenciálisan kis szakaszát ('dz') tekintjük, és azzal a közelítéssel élünk, hogy ekkor az elosztott struktúra egy részlete koncentrált paraméterű hálózatként vizsgálható. Ennek bevezetésével, már a koncentrált paraméterű leírásnál használt módszereket használhatjuk (Kirchhoff-egyenletek), és ezekkel jutunk el az elosztott paraméterű hálózatok alapegyenleteihez, amiket távíró egyenleteknek nevezünk:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial z^2} = L' \cdot C' \cdot \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} + (R' \cdot C' + L' \cdot G') \cdot \frac{\partial u}{\partial t} + (R' \cdot G')u \quad (4.1.1)$$

$$\frac{\partial^2 i}{\partial z^2} = L' \cdot C' \cdot \frac{\partial^2 i}{\partial t^2} + (R' \cdot C' + L' \cdot G') \cdot \frac{\partial i}{\partial t} + (R' \cdot G')i \quad (4.1.2)$$

ahol  $L'$ ,  $C'$ ,  $R'$ ,  $G'$  mennyiségek az elosztott paraméteres struktúra adott 'dz' hosszegységre eső, induktivitása, kapacitása, soros rezisztív ellenállása, kereszt-irányú konduktanciája (vezetése). A távíró egyenletek olyan parciális differenciál egyenletek, amelyek megoldásával egy elosztott paraméteres hálózat egy adott 'l' pontjában (1 dimenziós koordináta rendszer), egy adott  $t_0$

időpillanatban meghatározhatjuk, a feszültség és az áram mennyiségek komplex csúcsertékét. Ezen egyenletek segítségével levezethető az elosztott paraméterű hálózatokra vonatkozó Helmholtz-egyenlet:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial z^2} - \gamma^2 U(z) = 0; \quad (4.1.3)$$

A Helmholtz-egyenlet megoldásából következik, hogy a feszültség, és áram eloszlása az elosztott paraméterű struktúra mentén, egy haladó, és egy visszavert (továbbiakban reflektált) hullám szuperpozíciójaként adódik:

$$U(z) = U^+ e^{-\gamma z} + U^- e^{\gamma z} \quad (4.1.4)$$

$$I(z) = \frac{U^+}{Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{U^-}{Z_0} e^{\gamma z} \quad (4.1.5)$$

ahol az  $U^+$  a 'z' szerint pozitív irányba, és  $U^-$  'z' szerinti negatív irányban terjedő hullám komplex amplitúdója,  $\gamma$  pedig a terjedési tényező, mely általános esetben egy komplex, frekvenciafüggő mennyiség. Fontos megjegyezni, hogy sokszor használjuk az analízis során azt a közelítést, hogy  $\gamma$  tisztán képzetes mennyiség ( $\gamma = j\beta$ , ahol  $\beta$  a hullámszám, azaz  $\frac{2\pi}{\lambda}$ ). Ezt akkor tehetjük meg, ha az elosztott paraméteres struktúrában elhanyagoljuk  $R'$  és  $G'$  hatását, azaz veszteségmentes struktúrát feltételezünk, vagyis mind a haladó, mind a reflektált hullám amplitúdója a struktúrán való áthaladás következtében nem változik.

## 4.2 A reflexió tényező

A mérnöki gyakorlatban sok esetben előfordul, hogy a mikrohullámú forrás és nyelő térben el van választva egymástól, így a forrástól a nyelőig egy elosztott paraméterű struktúrán (továbbiakban: EPS) keresztül kell eljuttatnunk a teljesítményt. Alapvető elvárás, hogy az átvitel során szeretnénk minimalizálni az átviteli veszteséget. Az átviteli során az egyik veszteség típus az ohmos veszteség, amely a vezető anyag (pl. vörös-réz, vagy esetleg ezüst) véges vezetőképességéből fakad. Egy másik típusú veszteség a dielektromos veszteség, amely abból fakad, hogy a közeg, amelyben az elektromágneses hullám terjed (FR-4, Teflon, Alumina stb.) veszteséges ( $\epsilon_r > 1$ ). Az ohmikus veszteséget nem tudjuk befolyásolni a struktúrán belül, a dielektromos veszteséget minimalizálhatjuk megfelelő közeg megválasztásával (nagyobb frekvenciákon, pl. 5 GHz felett teflon hordozó alkalmazása). A harmadik veszteség típus az

ügynevezett reflexiós veszteség, melynek mértékét a reflexiós tényező jellemzi (áramra, feszültségre és teljesítményre is értelmezhető), amely a Helmholtz-egyenlet megoldásából kifejezhető a következőképpen (innenről a veszteségmentes közelítést használva:  $\alpha = 0$ ):

$$\Gamma = \frac{U^-}{U^+} e^{-2j\beta l} \quad (4.2.1)$$

ahol  $\Gamma$  ebben az esetben a feszültség reflexiós tényező,  $l$  pedig a lezárástól mért távolság. Általánosan  $\Gamma$  egy frekvencia-függő, komplex szám, passzív eszközöknél  $|\Gamma| \leq 1$ . A fenti összefüggésből látható, hogy az átvitel során ezt a típusú reflexiós veszteséget úgy tudjuk csökkenteni, ha minimalizáljuk a reflexiós tényezőt (vagyis a lezárás felől kevesebb teljesítmény érkezik vissza a forrás felé). A reflexiós tényező minimalizálása elsősorban impedancia illesztéssel történhet, azaz beiktatunk a forrás és a nyelő közé egy olyan hálózatot, amely minimalizálja a reflexiós veszteséget. (léteznek olyan megoldások, pl. antennák esetén, ahol az illesztést az antenna geometriájával biztosíthatjuk, javíthatjuk).

Itt fontos megjegyezni, hogy a reflexiós veszteség minimalizálásából nem következik, hogy a lezárásra eljutott hatásos teljesítmény megfelelő lesz. Előfordulhat olyan eset, hogy az illesztő-hálózat olyan veszteséget visz az átvitelbe, hogy a generátor felől az illesztő-hálózat irányában értelmezett reflexiós tényező minimális lesz, viszont az illesztő-hálózat veszteségein disszipálódik el a hatásos teljesítmény nagy része, és a lezárásra jóval kisebb teljesítmény jut. A gyakorlatban ezért legtöbbször olyan illesztő-hálózatot választunk, amely csak reaktáns elemeket tartalmaz (veszteségmentes a paraziták hatásaitól eltekintve), azaz kizárólag induktivitások és kapacitások alkotják (L-C illesztő-hálózat).

Feladatunk az impedancia illesztés során az, hogy a működési frekvencián (keskenysávú esetben), illetve annak valamilyen meghatározott környezetében (szélessávú esetben), a reflexiós tényező abszolút értékét minimalizáljuk. Általános esetben adott egy komplex forrás impedancia, és egy szintén komplex lezáró impedancia, amihez tervezünk egy olyan illesztő-hálózatot (lehetőleg veszteségmenteset), amely maximalizálja a forrás felől a lezárásra jutó hatásos teljesítményt. A gyakorlati feladatok nagy részében a forrás impedancia tisztán valós (rezisztív), a lezárást pedig egy frekvenciafüggő, komplex impedancia reprezentálja. Ez nagy segítséget jelent, főleg szélessávú illesztések tervezésénél. Jelen dolgozatban mindig tisztán valós  $50 \Omega$ -os forrás impedanciát feltételezünk. Gyakorlati szempontból hasznos, ha a reflexiós tényezőt kifejezzük a lezáró, és a hullámimpedancia segítségével:



$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (4.2.2)$$

ahol  $Z_0$  a hullámimpedancia, és  $Z_L$  a lezáró impedancia. Az illesztettséget jól jellemezhetjük a reflexiós tényező abszolút értékével. Felmerül a kérdés, hogy a gyakorlatban milyen szintű illesztettséget ismerünk el jó minőségűnek (milyen reflexiós tényező az elfogadható). Ez nagyban függ az adott feladattól, a relatív sávzélességtől, antennák esetén a hullámhosszhoz viszonyított geometriai mérettől stb. Általános gyakorlati szabály, hogy a reflexiós tényező abszolút értéke elfogadható  $|\Gamma| \leq 0.1$  értékeknél, és kiválónak tekinthető  $|\Gamma| \leq 0.01$  értékeknél. Előfordul olyan eset is, amelyben ennél jóval alacsonyabb reflexiós tényező elvárt (csak keskeny frekvenciasávban érhető el), de szélessávú estekben kompromisszumként lehet  $|\Gamma| \leq 0.25$  reflexiós tényező abszolútértéket előírni. A gyakorlatban a reflexiós tényezőt legtöbbször logaritmikus (dB) skálán ábrázoljuk (nagyobb dinamikatartomány miatt).

$$\Gamma_{U[dB]} = 20 \log(\Gamma_U) \quad (4.2.3)$$

ahol  $\Gamma_U$  a lineáris skálán értelmezett feszültség reflexiós tényező. Egy adott valós hullámimpedanciájú környezetben (pl.  $50 \Omega$ ) a feszültség, és a teljesítmény mennyiségek megfeleltethetőek egymásnak, így értelmezhetjük a teljesítmény reflexiós tényezőt is:

$$\Gamma_{P[dB]} = 10 \log(\Gamma_U^2) \quad (4.2.4)$$

Mivel a reflexiós tényező közvetlen mérése körülményes, a mikrohullámú technikában leggyakrabban a szórási paramétereket, illetve a későbbiekben bemutatott állóhullám-arányt használjuk az illesztettség jellemzésére is. Fontos megjegyezni, hogy a szórási paraméterek bizonyos peremfeltételek teljesülése esetén megfeleltethetők a reflexiós tényezőnek.

### 4.3 Az állóhullám-arány

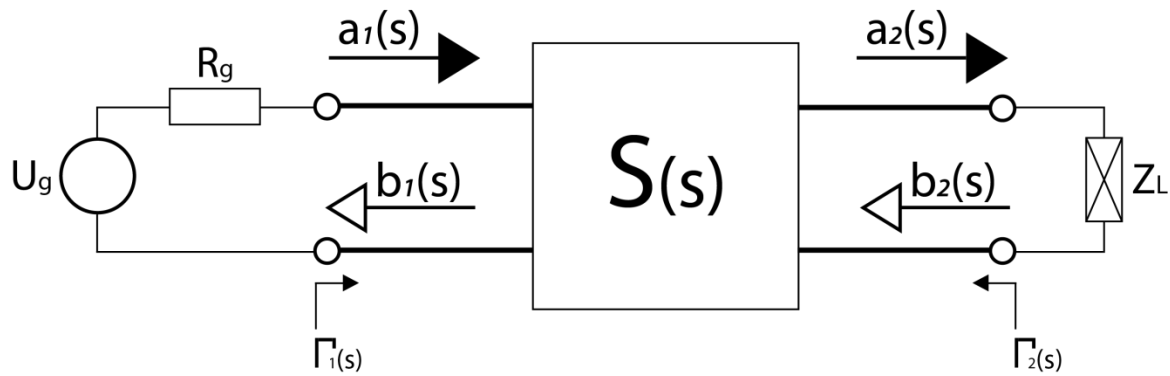
Egy másik jellemző, amellyel az illesztés minőségét jellemezhetjük, az állóhullám-arány. Az állóhullám arány explicit módon kifejezhető a reflexiós tényező segítségével:

$$\sigma = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (4.3.1)$$

A kifejezésből látszik, hogy tökéletes illesztés esetén ( $\Gamma = 0$ ) az állóhullám-arány: 1. Az EPS mentén akkor alakulnak ki állóhullámok, ha nem csak haladó irányú hullám van jelen, azaz a reflexiós tényező  $\Gamma \neq 0$ . Fizikailag az állóhullám-arány az EPS mentén fellépő állóhullám amplitúdó maximumának és minimumának arányát jelenti. Értelemszerűen, minél közelebb van az érték 1-hez (nincs reflektált hullám, azaz nincs állóhullám, vagyis az illesztettség tökéletes), annál jobb minőségű az illesztésünk. Az állóhullám arány bevezetését indokolja, hogy reflexiós tényezőt mérőműszert körülményes készíteni, viszont ún. állóhullám-arány mérő hidat akár kompakt formában, egy nyomtatott áramköri lemezen is meg lehet valósítani. Helykritikus alkalmazásoknál (pl. kis méretű műholdak antenna illesztettségének "in-situ" méréséhez) jól használható az állóhullám arány mérő híd. A definícióból jól látszik, hogy az állóhullám arány méréséből azonnal következtethetünk a reflexiós tényező abszolút értékére.

#### 4.4 A szórési mátrixos leírás

A mikrohullámú eszközöket, mint N-kapukat általában a szórési paraméterekkel jellemezzük. Ennek oka az, hogy a szórési paraméteres (S paraméteres) leírás az általános jellemzése az N-kapuknak. Ismeretes, hogy a lineáris hálózatok elméletéből ismert, és gyakran alkalmazott leíró paraméterek (impedancia-, admittancia-, lánc-, hibrid-karakterisztika) nem minden esetben értelmezhetőek: pl. hibrid karakterisztika értelmezhető egy ideális transzformátorhoz, de impedancia, és admittancia karakterisztika nem. Ennek oka, hogy ezek a leíró paraméterek csak akkor érvényesek definíció szerint, ha a vizsgált kapun kívüli többi (N-1) kapu tökéletes szakadással (impedancia karakterisztika), vagy rövidzárral (admittancia karakterisztika) van lezárva. [1] Ismeretes, hogy a mikrohullámú technikában a "szakadást", illetve "rövidzart" igen nehéz széles frekvenciatartományban realizálni, hiszen a frekvencia változásával ezek, akár egymásba transzformálódhatnak. Ezt kiküszöbölendő vezetjük be a szórési paraméteres leírást, melynek nagy előnye az előbbiekkal szemben, hogy a paraméter értékek pontosan definiált lezáró impedanciák esetén érvényesek. Ebből következik, hogy az S paraméteres leírás valamennyi (elfajzott esetektől eltekintve) lineáris, passzív, idő-invariáns hálózatnál értelmezhető. [1] Természetesen az S paraméterek frekvenciafüggők, ezt  $S(s)$ -ként jelöljük.



1. ábra - A kétkapu S paraméteres leírása

A szórási paraméterek ezek alapján a következőképpen alakulnak kétkapu esetre:

$$\mathbf{S}(s) = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{b} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{a} \rightarrow \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (4.4.1)$$

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

Ezek alapján kifejezhetjük az egyes paramétereket, a peremfeltételek segítségével:

1. TÁBLÁZAT – S PARAMÉTEREK DEFINIÁLÁSA

Paraméter	Név	Peremfeltétel	Érték
$S_{11}$	Bemeneti illesztettség	$a_2 = 0$	$\frac{b_1}{a_1}$
$S_{12}$	Visszahatás	$a_1 = 0$	$\frac{b_1}{a_2}$
$S_{21}$	Átvitel	$a_2 = 0$	$\frac{b_2}{a_1}$
$S_{22}$	Kimeneti illesztettség	$a_1 = 0$	$\frac{b_2}{a_2}$

Külön érdemes megemlíteni, hogy a legfontosabb előnye az S paraméteres leírásnak éppen a peremfeltételből fakad, amely  $a_1 = 0$  esetén a tökéletes bemeneti illesztettség,  $a_2 = 0$  esetén pedig a tökéletes kimeneti illesztettség. Mivel a mikrohullámú technikában az illesztettség jól definiálható (nem így a rövidzár, vagy szakadás), ezért ezt a fajta leírást érdemes alkalmazni. Általánosan érvényes, hogy tökéletes illesztettséget ( $\Gamma = 0$ ) még elméletileg is csak egyetlen definiált frekvencián tudunk elérni. A mérés technikai gyakorlatban elfogadható a  $|\Gamma| \leq -40 \text{ dB}$  alatti érték illesztettként, egy adott frekvenciapontban. Fontos megjegyezni, hogy a mikrohullámú mérés technikában a vektor hálózat analizátor működése is a fent említett

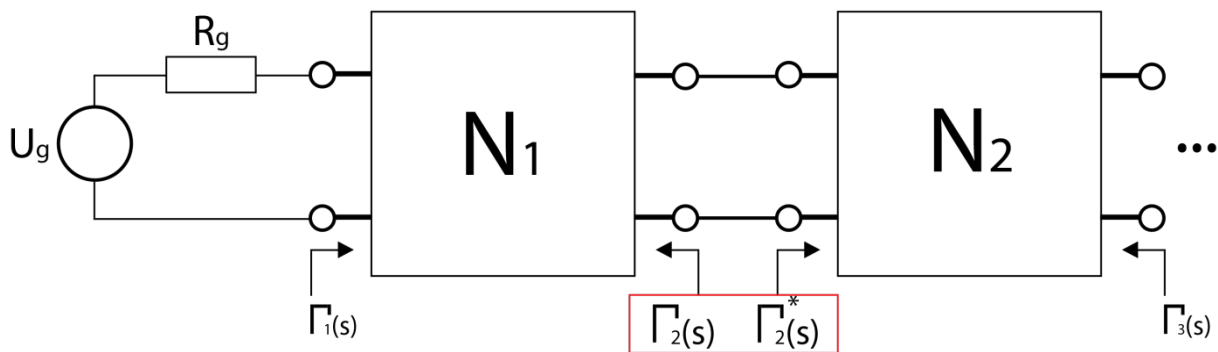
$a(s), b(s)$  mennyiségek ( $\sqrt{W}$  dimenzió) teljesítményének a mérésével határozza meg az  $\mathbf{S}$  paramétereket. A továbbiakban az illesztés minőségét az  $\mathbf{S}$  paraméterekkel fogjuk jellemezni:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \Gamma_1, \text{ ha } a_2 = 0 \\ S_{22} &= \Gamma_2, \text{ ha } a_1 = 0 \end{aligned} \tag{4.4.2}$$

A továbbiakban a minimalizálási probléma tárgya az  $S_{11}$  és az  $S_{22}$  paraméterek lesznek.

## 5. Impedancia illesztés

Az előzőekben tárgyaltak alapján az impedancia illesztés fő célja, hogy a forrástól a nyelőig, minél kisebb reflexiós veszteség mellett tudjuk eljuttatni a hatásos teljesítményt. Ismertettük, hogy a jó illesztettség nem jelent feltétlenül jó minőségű, hatásos teljesítmény átvitelt (egy veszteséges tápvonal is "illesztést" hoz létre). Fontos megemlíteni, hogy valamennyi mikrohullámú eszköz közti átvitel hatásfoka elméletileg is csak maximum 50 % lehet. Ennek oka, hogy a forrás-oldali belső ellenállás (tisztán valós impedancia) általában  $50 \Omega$ , és tudjuk, hogy maximális teljesítmény akkor jut a lezárásra (nyelőre), ha pontosan a forrás oldali impedancia komplex konjugáltját mutatja, azaz esetünkben tisztán valós  $50 \Omega$ -ot "lát" a generátor. Ekkor a hatásfok maximális, (a feszültségosztás szabályainak megfelelően) éppen 50 %, mivel a teljesítmény fele a generátor belső ellenállásán disszipálódik. Mivel a lezáró impedancia kevés esetben tisztán valós, ezért szükségünk van egy olyan hálózatra, amely a komplex *lezáró* impedanciából, (adott frekvencián, vagy frekvenciasávban) a *forrás* komplex konjugált impedanciáját transzformálja. Bizonyítható, hogy két mikrohullámú fokozat között akkor maximális a teljesítmény-átviteli hatásfok, ha a két fokozat egymás komplex konjugált impedanciáját látja (2. ábra). Tisztán valós generátor impedancia esetén az illesztő-hálózat feladata a komplex impedanciából, valós impedanciát transzformálni.



2. ábra - Fokozatok közti komplex konjugált illesztés

Ismeretes továbbá, hogy bármilyen (nem elfajzott) komplex impedancia tökéletesen illeszthető egy adott frekvenciapontban (azaz bármilyen komplex impedanciának előállítható a komplex konjugáltja). *A továbbiakban olyan illesztési feladatokat fogunk vizsgálni, ahol a generátor impedanciája tisztán valós  $50 \Omega$ , és a lezáró impedancia valós része pozitív valós értékű.*

## 5.1 Tisztán valós impedanciák illesztése

### 5.1.1 Keskenysávú illesztések

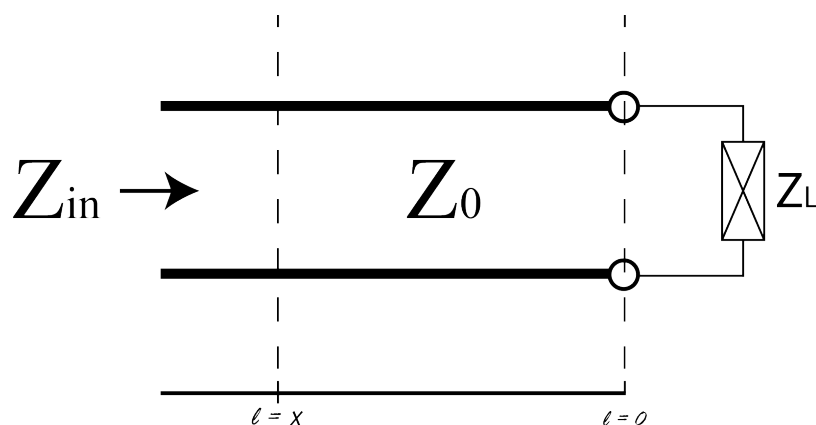
A keskenysávú illesztési módszerek alatt olyan eljárásokat értünk, amelyeknek az illesztettségi (akár -10dB, akár -20 dB, vagy egyéb határ) relatív sáv szélessége 10 % alatti, ahol a relatív sáv szélességet meghatározhatjuk a következő módon:

$$f_{rel} = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_{center}} \quad (5.1.1.1)$$

ahol  $f_{max}$  a felső illesztettségi frekvencia,  $f_{min}$  pedig az alsó illesztettségi frekvencia,  $f_{center}$  pedig a sávközépi frekvencia. A 10 % feletti illesztett sáv szélességet elérő megoldásokat szélessávú illesztéseknek nevezünk. Keskenysávú illesztéseket analitikus formulák segítségével könnyen tervezhetünk, és a gyakorlatban sokszor elégségesek általános feladatokra, pl. keskenysávú antenna illesztés, erősítő/oszcillátor tervezés stb.

Amennyiben a lezáró impedanciánk tisztán valós, de értéke eltér a generátor impedanciától, keskenysávú esetben alkalmazhatjuk a negyed-hullámhosszú transzformátort. Ennek az illesztési formának a működési elvéhez vissza kell térnünk a veszteségmentes tápvonal bemeneti impedanciájának az összefüggéséhez:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \operatorname{tg}(\beta \cdot l)}{Z_0 + jZ_L \operatorname{tg}(\beta \cdot l)} \quad (5.1.1.2)$$



3. ábra - Veszteségmentes tápvonal, lezáró impedanciával

Ismeretes, hogy a tápvonal mentén a tangens függvénynek megfelelően  $l = \frac{\lambda}{4}$  periodicitással követik egymást a minimum (rövidzár), és maximum (szakadás) impedancia értékek.

Amennyiben  $l = \frac{\lambda}{4}$  helyettesítéssel élünk a fenti képletbe, mind a számlálóban, mind a nevezőben szereplő tangens függvény értéke a végtelenbe tart (dominánsá válik), így a kifejezés a következőképpen alakul át:

$$Z_{in} = \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad (5.1.1.3)$$

Ez az összefüggés azt a fontos jelentést hordozza, hogy a lezáró impedancia ( $Z_L$ ) transzformálható, egyetlen  $\frac{\lambda}{4}$  hosszúságú veszteségmentes tápvonal segítségével. Vagyis ha beiktatunk a lezárás és a generátor (mindkettő impedancia tisztán valós) közé egy  $Z_0$  hullámimpedanciájú,  $\frac{\lambda}{4}$  elektromos hosszúságú szakaszt, impedanciát transzformálunk, azaz impedancia-illesztést hajtunk végre. A beiktatandó szakasz hullámimpedanciája legyen:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{in} \cdot Z_L} \quad (5.1.1.4)$$

Ez az illesztési eljárás természetéből fakadóan keskenysávú, hiszen a  $\frac{\lambda}{4}$  elektromos hosszat, értelemszerűen egyetlen frekvenciaponthoz rendelhetjük. Gyakorlatban ezen illesztési típus relatív sávzélessége max. 5-10%, ha -10 dB-es reflexiós tényező abszolút értéket engedélyezünk az illesztési sávban. Jól használható GHz-es frekvenciákon, pl. Patch antennák illesztésére (rezonancián 200  $\Omega$  körüli valós impedanciát mutatnak).

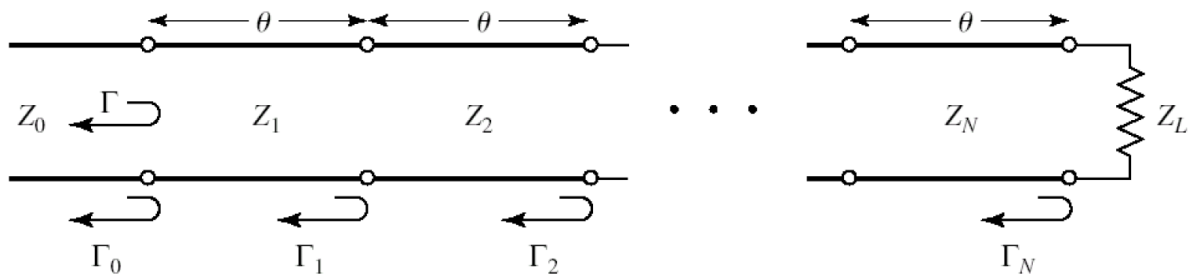
Összefoglalva, a negyed-hullámhosszú transzformátoros illesztés: keskenysávú, valós impedanciák illesztésére alkalmas, egyszerű eljárás. Fontos megjegyezni, hogy bizonyos feltételek mellett szélessávúvá alakítható ez az illesztési módszer, ehhez azonban újabb fogalmak bevezetésére van szükség.

### 5.1.2 Szélessávú illesztések

A negyed-hullámhosszú transzformátoros illesztésből adódik, hogy lehetséges lenne több negyed-hullámhossz hosszúságú szakaszt egymás után beiktatni, és esetleg így az illesztettségi sávot szélesíteni. Ennek bevezetéséhez szükség van a kis-reflexiók elméletére [2], amely szerint  $N$  darab, adott hullámimpedanciájú, azonos hosszúságú ( $\Theta = \omega T$ ) tápvonal-szakasz egymás után kapcsolásával az eredő reflexiós tényező a következőképpen alakul:

$$\Gamma(\omega) = \Gamma_0 + \Gamma_1 e^{-j2\omega T} + \Gamma_2 e^{-j4\omega T} + \dots + \Gamma_N e^{-jN\omega T} = \sum_{n=0}^N \Gamma_n e^{-j2n\omega T} \quad (5.1.2.1)$$

$$\Gamma_n = \frac{Z_{n+1} - Z_n}{Z_{n+1} + Z_n}, \Gamma_N = \frac{Z_L - Z_N}{Z_L + Z_N} \quad (5.1.2.2)$$

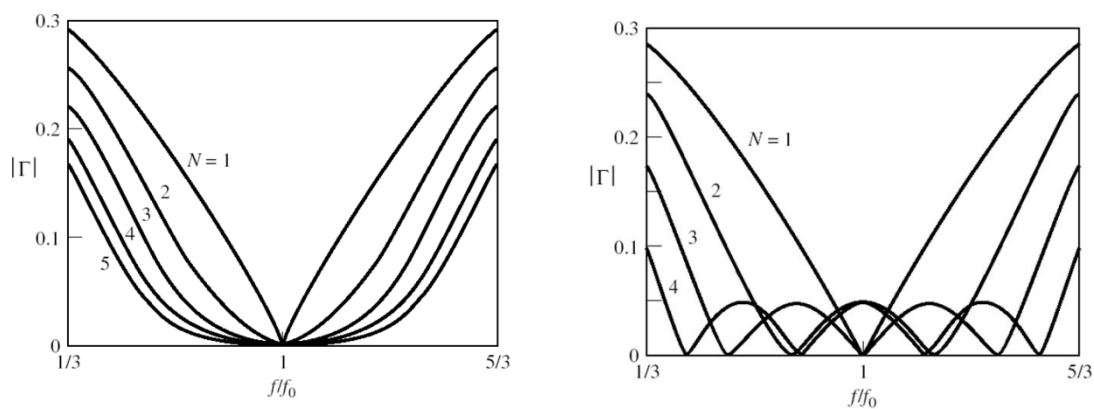


4. ábra - A szekciók közti reflexiós tényezők

ahol  $T$  értéke, az időintervallum, amely alatt a hullám átjut az adott  $l$  hosszúságú tápvonalszakaszon, vagyis:

$$T = \frac{l}{v_p} \quad (5.1.2.3)$$

ahol  $v_p$  az adott hullámterjedési közegre jellemző terjedési sebesség. A fenti összefüggések szerint, hogy amennyiben az egyes  $\Gamma_n$  értékeket megfelelően választjuk meg, tetszőleges  $\Gamma(\omega)$  szintetizálható, vagyis az eredő reflexiós tényező értékét mi állítjuk be az alkalmazásunknak megfelelően. Amennyiben az egyes szekciók impedancia viszonyai egy rendezett sort reprezentálnak, előállítható maximálisan lapos (binomiális sor szerinti hullámimpedancia változás esetén), vagy akár Chebyshev-típusú (illesztett sávban meghatározott amplitúdóval hullámzó) reflexió karakterisztika is. [2]



5. ábra - Bal oldalt a maximálisan lapos, jobb oldalt az egyenletes hullámzású (Chebyshev-típusú) karakterisztika



Mind a maximálisan lapos, mind a Chebyshev-típusú karakterisztikák realizálásához léteznek analitikus iteratív formulák, amelyekkel az illesztő-hálózat tervezése megoldható. Ez a típusú illesztés nagy relatív sávszélességet eredményez. Amennyiben a szekciók számát növeljük (N), akár 40 % feletti érték is elérhető -10 dB reflexiós maximum előírással. Hátránya, hogy csak tisztán valós lezárás esetén alkalmazható, és a szekciók számának növekedésével az illesztő-hálózat veszteségei is növekednek, és persze a hálózat által elfoglalt hely is nő ( $\frac{\lambda}{4}$  hosszúságú szakaszok).

A fentiekben összefoglaló jelleggel ismertettük a valós lezáró impedanciák keskenysávú, és szélessávú impedancia illesztésének két leggyakoribb fajtáját, a következő fejezetben a komplex lezáró impedanciák illesztései kerülnek bemutatásra.

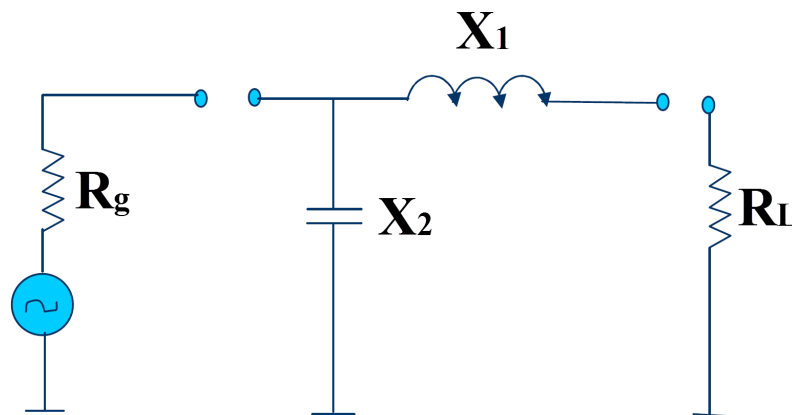
## 6.1 Komplex impedanciák illesztése

### 6.1.1 Keskenysávú illesztések

Komplex lezáró impedanciák esetén az illesztő-hálózatnak a feladata, hogy komplex konjugált illesztéssel maximalizálja a lezárásra jutó hatásos teljesítményt. Alapvető követelmény, hogy az illesztő-hálózat a lehető legkevesebb hatásos teljesítményt disszipálja. Emiatt a leggyakrabban használt komplex illesztő-hálózatok (a parazitáktól eltekintve) kizárólag reaktáns (induktivitás, kapacitás) elemekből épülnek fel. Az üzemi frekvenciától függően lehetséges koncentrált paraméterű elemekkel történő illesztés (SMD-0402, 0201 méretű induktivitás, kapacitás), illetve tápvonalas illesztés. A koncentrált elemű illesztő-hálózatokat főleg a szub-GHz-es frekvenciatartományban alkalmazzák, mivel ilyen frekvenciák felett a koncentrált paraméterű elemek, és a forrasztási pontatlanságok parazitái negatívan befolyásolják a működést (akár induktivitásból kapacitás transzformálódik, és fordítva). Ilyen frekvenciák felett megoldás lehet a tápvonalas illesztés.

#### 6.1.1.1 Az L, és az inverz-L típusú illesztő-hálózatok

A koncentrált paraméterű illesztések egyik alaptípusai, az L, és az inverz-L illesztő-hálózatok:



6. ábra - Az L-tag (inverz-L esetben, a két reaktáns elem helyet cserél)

Aszerint, hogy a lezáró impedancia valós része milyen viszonyban van a generátor impedanciájával, aszerint kell L, vagy inverz-L illesztő-hálózatot használnunk:

$$R_L < R_g \rightarrow L - \text{struktúra}$$

$$R_L > R_g \rightarrow \text{inverz} - L \text{ struktúra}$$

A párhuzamos kapacitás, mindig a nagyobb valós részű oldalon helyezkedik el, mivel ez végzi az impedancia valós részének transzformálását. Az L-típusú hálózat esetén a tervezési egyenletek, és a jósági tényező számítása a következő:

$$X_1 = \sqrt{R_g R_L - R_L^2} \quad (6.1.1.1-1)$$

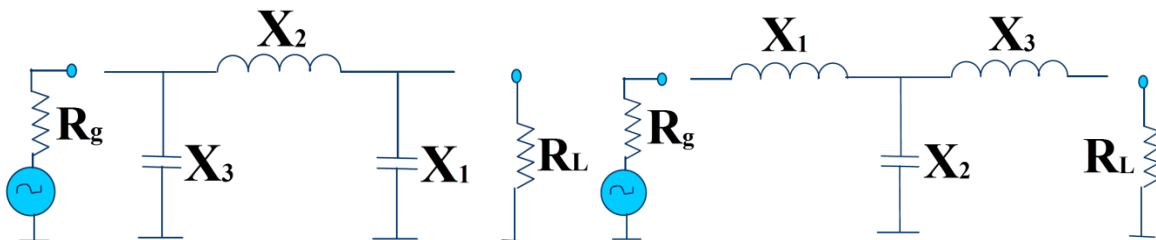
$$X_2 = R_g \cdot \frac{R_L}{X_1} \quad (6.1.1.1-2)$$

$$Q = \sqrt{\frac{R_g}{R_L} - 1} \quad (6.1.1.1-3)$$

Fontos megjegyezni, hogy a struktúra jósági tényezője csak a generátor, és a lezárás valós részétől függ, így ezt nem tudjuk az illesztő-hálózattal befolyásolni, vagyis az illesztés sáv szélessége teljesen az illesztő-hálózaton kívüli komponensektől függ. Az L, és inverz-L típusú illesztő-hálózatok szintézise során előfordulhat, hogy túl nagy kapacitás értékek, vagy túl alacsony induktivitás értékek adódnak a feladat megoldásaként. Mivel ezeket nem mindig lehetséges realizálni, más megoldást kell keresni.

#### 6.1.1.2 A $\pi$ és T típusú illesztő-hálózatok

A  $\pi$  és a T típusú illesztő-hálózatokat származtathatjuk az L, és inverz-L típusú struktúrákból:



7. ábra - Bal oldalt a  $\pi$ -tag, jobb oldalt a T-tag

A T és  $\pi$  tagok előnyei között szerepel az L, és inverz-L struktúrákhoz képest, hogy akár szélesebb tartományban változó valós részű lezárást is illeszthetünk (egyetlen taggal tudjuk az  $R_g > R_L$  és az  $R_g < R_L$  esetet kezelni), ha a tagok induktivitását, és a kapacitásokat hangoljuk. Fontos megjegyezni, hogy a  $\pi$  és a T tagok segítségével a struktúra jósági tényezője nem kizárólag a lezárástól, és a generátortól függ, hanem az illesztő-hálózat elemértékeitől is, azaz a sáv szélességet is tudjuk befolyásolni, de szélessávúvá nem tehető. A  $\pi$ -tag tervezési egyenletei a következők:

$$Q = \sqrt{\frac{R_g}{R_x} - 1}; \mathbf{X}_1 = -R_L \sqrt{\frac{\left(\frac{R_g}{R_L}\right)}{\left(Q^2 + 1 - \left(\frac{R_g}{R_L}\right)\right)}}; \quad (6.1.1.2-1)$$

$$\mathbf{X}_2 = \frac{(Q \cdot R_g) - \frac{R_L R_g}{X_1}}{Q^2 + 1}; \mathbf{X}_3 = -\frac{R_g}{Q}$$

A fenti egyenletekből az egyetlen eddig nem definiált tag az  $R_x$ , amely egy valós impedancia érték:

$$\pi - \text{tag esetén: } R_x < R_L < R_g$$

$$T - \text{tag esetén: } R_x > R_L > R_g$$

A  $T$ -tag tervezési egyenletei a következők:

$$Q = \sqrt{\frac{R_x}{R_L} - 1}; \mathbf{X}_1 = R_g \sqrt{\frac{R_L \cdot (1 + Q^2)}{R_g} - 1}; \quad (6.1.1.2-2)$$

$$\mathbf{X}_2 = -R_L \frac{(1 + Q^2)}{Q + \sqrt{\frac{R_L(1+Q^2)}{R_g} - 1}}; \mathbf{X}_3 = R_L \cdot Q$$

Fontos további előny az L, és inverz-L tagokhoz képest, hogy a számított elemértékek realizációja általában könnyebb, és nagyobb tartományban hangolható az illesztő-hálózat, (hangolható kapacitásként pl. egy varicap diódát alkalmazva) változó valós részű lezárás esetén.

Alapvetően az L, inverz-L,  $\pi$  és  $T$ -tagok alkalmasak keskenysávú illesztések megvalósítására, egy adott pozitív valós részű komplex impedancia illesztésére. Fontos megjegyezni, hogy a fenti illesztő-hálózatok elemértékei zárt alakban, analitikusan számíthatók. Ezek az illesztő tagok a fenti leírásban koncentrált paraméterű hálózati elemekből épültek fel, melynek frekvenciakorlátját a téma elején ismertettük. Amennyiben magasabb frekvenciákra kell illesztést tervezni, ott használhatóak a tápvonalas illesztések.

### 6.1.1.3 Tápvonalas, elosztott paraméterű illesztő-hálózatok

A tápvonalas illesztő-hálózatok alapját a negyed-hullámú transzformátorhoz hasonlóan az ideális, veszteségmentes tápvonal bemeneti impedanciájának az összefüggése jelenti:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \operatorname{tg}(\beta \cdot l)}{Z_0 + jZ_L \operatorname{tg}(\beta \cdot l)} \quad (6.1.1.3-1)$$

Feltételezzünk egy rövidzár lezárást, azaz legyen  $Z_L = 0$ . Ekkor a fenti összefüggés a következőként alakul:

$$Z_{in} = jZ_0 \operatorname{tg}(\beta \cdot l) \quad (6.1.1.3-2)$$

azaz a rövidzár lezárás pontjától számított  $l$  szakaszon tisztán képzetes, tangens függvénynek megfelelően változó impedanciát látunk. Ha például  $\beta \cdot l$  helyére  $\frac{\pi}{2}$ -t helyettesítünk (vagyis  $\frac{\lambda}{8}$  távolságra jöttünk el a lezárás felől, a generátor felé) a következőt kapjuk:

$$Z_{in} = jZ_0 \quad (6.1.1.3-3)$$

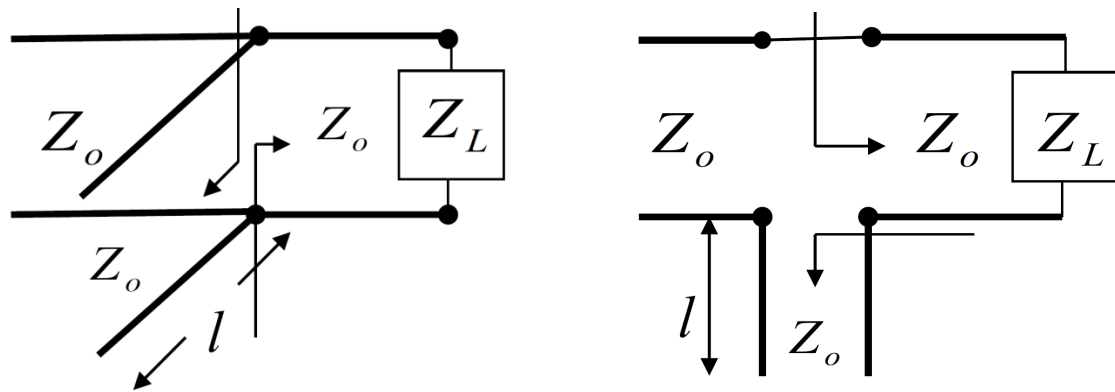
azaz egy  $X_L = Z_0$  értékű soros induktivitást kapunk. Hasonló gondolatmenettel, ha egy szakadás lezárást tekintünk, a következőt kapjuk:

$$Z_{in} = -jZ_0 \operatorname{ctg}(\beta \cdot l) \quad (6.1.1.3-4)$$

vagyis  $\frac{\lambda}{8}$  távolságra a lezárástól, egy  $X_c = Z_0$  értékű párhuzamos kapacitást kapunk. Kiemelendő, hogy  $l$  megválasztásával hangolható a kapacitás, és az induktivitás értéke bizonyos tartományban. A fenti összefüggés alapján a tangens függvény periodicitása  $k \cdot \pi$  miatt, a tápvonalon  $k \cdot \frac{\lambda}{2}$  periodicitással követik egymást ugyanolyan impedanciájú pontok. ( $k \in \mathbb{Z}^+$ ) Mivel ilyen tápvonalak segítségével (akár planár struktúrában is) tudunk realizálni, különféle reaktáns elemeket (induktivitásokat, kapacitásokat), ilyen tápvonal elemekkel is felépíthető az illesztő-hálózat.

Strukturális szempontból a fentiek alapján, megkülönböztethetünk két féle tápvonalas illesztő-hálózat felépítést:

- *soros tápvonal-csonkos illesztő-hálózatot*
- *párhuzamos tápvonal-csonkos illesztő-hálózatot*



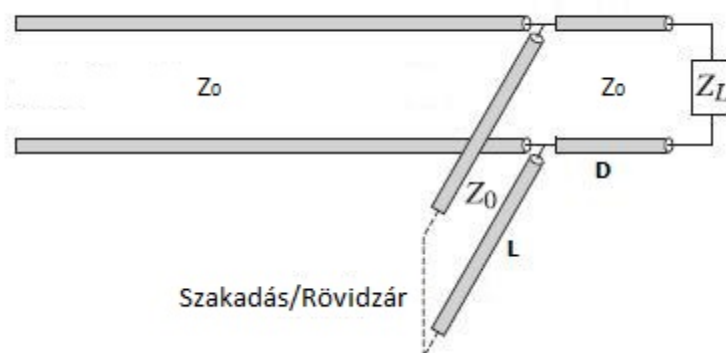
8. ábra - Bal oldalon a párhuzamos csonkos, jobb oldalt a soros csonkos illesztés

A felépítő elemek szerint ezen két típuson belül két típusú tápvonal-csonkot különböztetünk meg:

- rövidzár tápvonal-csonk
- szakadás tápvonal-csonk

Gyakorlatban, a könnyebb fizikai realizálhatóság miatt, szinte kizárólag **párhuzamos tápvonal-csonkos** hálózatokat használnak (planár struktúrán, csak ilyen megvalósítható). Ezen típuson belül a **rövidzár**, és **szakadás** csonkok használata is elterjedt.

A tápvonalas realizáció esetén általában a lezárás irányából egy soros tápvonallal kezdődik, majd miután a soros tápvonal-csonk az impedancia (vagy admittancia) valós részét transzformálta, egy rövidre-zárt, vagy szakadással lezárt tápvonal-csonkot illesztünk be párhuzamosan:



9. ábra - Rövidzárral, vagy szakadással lezárt párhuzamos csonk

Az ilyen típusú egy-csonkos tápvonalas illesztő-hálózatok tervezése történhet analitikus formulákkal, illetve grafikus illesztési eljárással, Smith-diagram segítségével. Az analitikus formulákat itt hely szűkében nem ismertetjük, megtalálhatóak a hivatkozott irodalomban. [2]

Az egy-csonkos illesztő-hálózatok sávszélessége gyakorlatilag megegyezik, a velük ekvivalens koncentrált paraméterű illesztő-hálózatokéval. Előnyük, hogy GHz feletti frekvenciákon is jól használhatóak, és költséghatékonyabbak, mint a koncentrált elemű illesztő-hálózatok, cserébe a planár struktúrában általában több helyet foglalnak el.

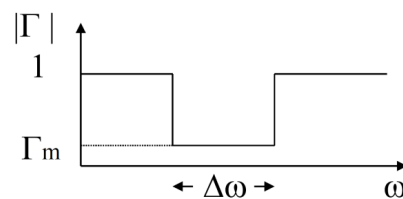
Adódik a kérdés (akár a több-szekciós negyed-hullámhosszú transzformátor esetén), hogy az illesztett sávszélesség növelhető lenne esetleg több L-szekció sorba kapcsolása esetén. Ismeretes, hogy létezik analitikus formula két-csonkos, illetve három-csonkos illesztő-hálózatok tervezéséhez is. A magasabb fokszámú illesztő-hálózatok előnye, hogy az illesztett sávszélesség növelhető, átlagosan fokszámonként 50%-kal [3]. Mivel az egy-csonkos illesztés relatív sávszélessége maximum 10%, így három csonkos illesztés esetén elméletileg 30% relatív illesztett sávszélesség is elérhető. Érdemes megjegyezni, hogy három, vagy annál magasabb fokszámú, tápvonalcsonkos illesztő-hálózatokat paraméterérzékenység miatt igen nehéz realizálni. [3] (tápvonal-csonk hosszának, vastagságának szórása)

### 6.1.2 Szélessávú illesztések

A szélessávú illesztések megvalósításával behatóan először a 20. század elején kezdtek foglalkozni. Az 1900-as évek közepére kulcsfontosságú eredményekre jutott H. W. Bode, és Robert M. Fano, akik a szélessávú impedancia illesztési feladatok megoldásainak legfontosabb kutatói voltak. Az egyik legfontosabb eredmény a Bode által kidolgozott, majd Fano által továbbfejlesztett analitikus elméleti illesztett sáv szélesség korlát, bizonyos egyszerű impedancia struktúrákra. [4][5]

Bode a következő elméleti korlátot adta egy párhuzamos R-C elemből álló struktúrára:

$$\int_0^{\infty} \ln \left( \frac{1}{|\Gamma(\omega)|} \right) d\omega \leq \frac{\pi}{RC} \quad (6.1.2.1)$$



amely összefüggés az ábrán bemutatott esetben a következőképp egyszerűsödik:

$$\int_0^{\infty} \ln \left( \frac{1}{|\Gamma(\omega)|} \right) d\omega = \Delta\omega \cdot \ln \left( \frac{1}{|\Gamma_m|} \right) \leq \frac{\pi}{RC} \quad (6.1.2.2)$$

$$|\Gamma_{\max}| = e^{-\frac{\pi}{RC\omega_h}} \quad (6.1.2.3)$$

amely kifejezés azt jelenti, hogy egy végtelen elemből álló, alul áteresztő jellegű, L-C létrából álló illesztő-hálózati struktúra esetén, az  $\omega_h$  frekvenciáig terjedő sávban (az alul áteresztő jelleg miatt ez a megfogalmazás), legjobb esetben  $|\Gamma_{\max}|$  értékű reflexiós tényezőt érhetünk el.

A Bode által kidolgozott formulákat Fano általánosította [5], más komplex lezárások esetére:

Soros R-C lezárás esetén:

$$|\Gamma_{\max}| = e^{-\pi RC\omega_h} \quad (6.1.2.4)$$

Soros R-L lezárás esetén:

$$|\Gamma_{\max}| = e^{-\frac{\pi R}{L\omega_h}} \quad (6.1.2.5)$$



Párhuzamos R-L lezárás esetén:

$$|\Gamma_{\max}| = e^{-\frac{\pi\omega_n L}{R}} \quad (6.1.2.6)$$

Sáváteresztő struktúra esetén:

$$|\Gamma_{\max}| = e^{-\pi\delta} = e^{-\pi\left(\sqrt{\frac{\omega_1\omega_2}{\omega_2-\omega_1}}\right)\frac{1}{Q}} \quad (6.1.2.7)$$

ahol  $\delta$  az impedanciát jellemző, úgynevezett dekrementum, és  $Q$  a struktúra jósági tényezője, amely a következőképpen definiálható:

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} = \sqrt{\frac{L}{C}} \left(\frac{1}{R}\right) \quad (6.1.2.8)$$

A Bode-Fano féle elméleti korlátok önmagukban nem alkalmasak illesztések tervezésére, mindössze egy referenciapontot adnak számunkra, hogy milyen minőségű illesztésre számíthatunk, amennyiben az impedanciánk ilyen fajta struktúraként modellezhető. Mivel a végtelen elemű illesztő-hálózat realizálása nem lehetséges, Fano visszavezette a tervezési problémát a Darlington szintézis, és a kettős (valós) lezárású szűrők problémakörébe. A Darlington szintézis lényege, hogy bármilyen, impedancia-függvényével adott lezárást helyettesíthetünk a Darlington-ekvivalensével, azaz egy L-C elemekből álló hálózattal, amely egy egységnyi értékű ellenállással van lezárva. [6-Géher]

#### 6.1.2.1 A Bode-Fano-féle analitikus szélessávú illesztés

A feladat tervezni, és optimalizálni egy kettős lezárású szűrőt, amely pólusai és zérusai részben adottak (Darlington L-C hálózat), és figyelembe kell venni, hogy a hálózat fizikailag realizálható legyen, vagyis pozitív reális függvényt kapjunk a szintézis végén.[6] Fano az ilyen szintézisfeladatok közül csak tipikus lezárásokra végzett analízist (R-L, R-C, RLC hálózatok). [5] A hálózatszintézis alapját itt a Chebyshev-típusú alul áteresztő jellegű átviteli függvény adja, amivel kifejezhető a reflexiós tényező. Fano ezek alapján előírta a reflexiós tényező függvényének a gyökeit:

$$\operatorname{sh}\left(\pm a \pm \frac{j\pi}{n}(m+0.5)\right) \text{ ha } n \text{ páros} \quad (6.1.2.1-1)$$

$$\operatorname{sh}\left(\pm a \pm \frac{j\pi}{n}m\right) \text{ ha } n \text{ páratlan} \quad (6.1.2.1-2)$$

ahol  $n$  a fokszám,  $m$  egy egész szám, és  $a$  pedig azon ellipszis főtengelye, amelyen a Chebyshev polinom gyökei elhelyezkednek. [7] Kicserélve a fentieket a  $b$  kis-féltengelyre, megkapjuk a szűrő zérusait, ebből adódik:

$$|\Gamma_{\max}| = \frac{ch(n \cdot b)}{ch(n \cdot a)} \quad (6.1.2.1-3)$$

$$|\Gamma_{\min}| = \frac{sh(n \cdot b)}{sh(n \cdot a)} \quad (6.1.2.1-4)$$

Egyetlen reaktáns tagból álló lezárás esetén (R-L, R-C) az  $a, b$  értékeknek ki kell elégíteni a következő egyenletet [7]:

$$2\delta \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) = sh(a) - sh(b) \quad (6.1.2.1-5)$$

Lévy ezen eredmények segítségével, feltételes szélsőérték számítással a következőre jutott [7]:

$$\frac{th(n \cdot a)}{ch(a)} = \frac{th(n \cdot b)}{ch(b)} \quad (6.1.2.1-6)$$

Ezen transzcendens nemlineáris egyenletrendszer csak numerikus úton lehet megoldani. Ezt elkerülendő  $a$  és  $b$  paraméterekre Cuthbert a következő kezdeti értékeket javasolta [7]:

$$a = sh^{-1}\left(\delta(1.7 \cdot \delta^{-0.6} + 1) \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right)\right) \quad (6.1.2.1-7)$$

$$b = sh^{-1}\left(\delta(1.7 \cdot \delta^{-0.6} - 1) \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right)\right) \quad (6.1.2.1-8)$$

Később a Green által ismertetett iteratív formulákkal elkerülhetővé vált a bonyolult szintézisfeladat megoldása (csak rezisztív forrás impedancia, és RC, RL esetekben), és a szűrőtervezésből jól ismert alul áteresztő hálózati prototípus értékeire a következő értékek adódtak [8]:

$$g_1 = \frac{2 \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right)}{sh(a) - sh(b)} \quad (6.1.2.1-9)$$

$$g_{i+1} = \frac{\sin\left((2i-1)\left(\frac{\pi}{2n}\right) \sin(2i+1)\left(\frac{\pi}{2n}\right)\right) \cdot \left(\frac{4}{g_i}\right)}{\left(sh^2(a) + sh^2(b) + \sin^2\left(\frac{i\pi}{n}\right) - 2 \cdot sh(a) \cdot sh(b) \cdot \cos\left(\frac{i\pi}{n}\right)\right)} \quad (6.1.2.1-10)$$

$$g_{n+1} = \frac{2 \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right)}{g_n \operatorname{sh}(a) + \operatorname{sh}(b)} \quad (6.1.2.1-11)$$

ahol  $i = 1 \dots n - 1$ . Ezen prototípus értékeket a Matthei-féle dekrementummal [8] paraméterezett görbékkel (nomogrammok) is megkaphatjuk, melyek alapján megállapítható, hogy az illesztett sávzélesség egyértelműen függ a struktúra jósági tényezőjétől. Például a nomogrammok alapján látható, hogy  $|\Gamma| < 0.33$  szintű illesztéshez legalább 0.4-es értékű dekrementum kell. [8]

A fenti ismertetett feladat nem más, mint a Bode-Fano-féle illesztési eljárás alapja. A dolgozat során egy részletes példán ismertetjük egy ilyen fajta illesztésnek a lépéseit.

### 6.1.2.2 Youla-féle komplex normalizáláson alapuló eljárás

A Youla által kidolgozott illesztési megoldás [] alapvetően más megközelítést használ, mint a Bode-Fano féle eljárás. A Youla-féle eljárás egy közvetlen impedancia szintézis feladaton alapul, mely során a bemeneti reflexiós függvényből, és a lezárásból meghatározandó egy illesztő-hálózat impedancia függvény, úgy, hogy a következőknek kell teljesülni:

- Az illesztő-hálózat a komplex frekvenciatartományban  $Z(s)$  racionális törtfüggvénnyel jellemezhető
- $Z(s)$  pozitív reális függvény

Azaz egy olyan közvetlen impedancia-szintézis feladatot kell megoldani, amelyben mind a lezárás, mind az illesztő-hálózat pólusait, és zérusait pontosan kell megválasztanunk, és emellett fizikailag realizálható illesztő-hálózatot kell szintetizálni. Ez a feladat igen bonyolult, és részletes tervezési lépéseket itt nem ismertetünk. A hivatkozott irodalomban a közvetlen impedancia szintézisre, és illesztésre is található példa [6]. Fontos megjegyezni, hogy Youla a megoldást matematikai bonyolultsága miatt, csak párhuzamos R-C lezárás esetére vizsgálta. [9]

### 6.1.2.3 Non-uniform, változó impedanciájú tápvonalas illesztés

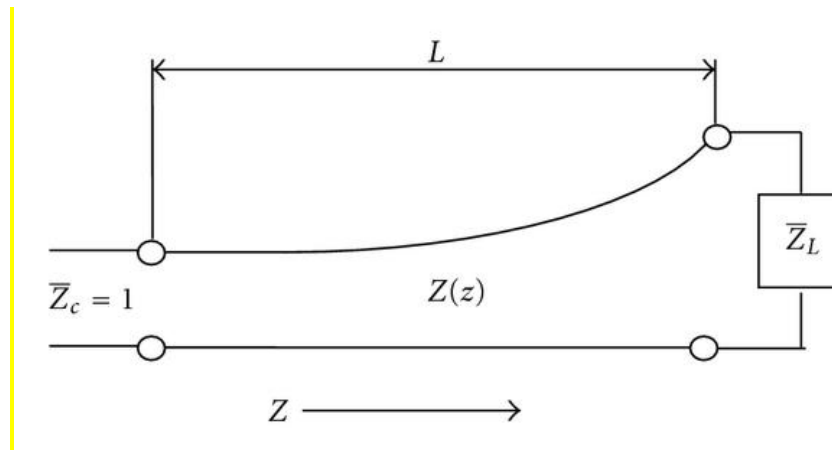
Ha visszagondolunk a tisztán valós impedanciák esetében a monoton függvény szerint változó (pl. binomiális sor) impedanciájú illesztő-hálózatra, adódik a kérdés, hogy mi történne, ha az impedancia menet, valamilyen speciális (nem feltétlenül monoton) függvény szerint változna. Mivel komplex esetben a kis reflexiók elmélete során adódó mértani sor helyett [2], egy komplex sor kerül, ezért minden egyes kis-reflexiós tényező komplex értékű lesz, ami nagyban megnehezíti a tervezést. Ehelyett lehetséges volna a lezáró impedanciát rezonancia frekvenciára hangolni, ahol az impedancia képzetes része zérus, és ott használni a már ismert valós impedanciákra vonatkozó szélessávú illesztést. Persze ebben az esetben a hangolt impedancia képzetes része nem lesz a teljes frekvenciasávban zérus, hanem a jósági tényező függvényében, a rezonancia frekvencia környezetében változik. Fontos probléma, hogy ilyen esetben az illesztő-hálózat értékei nem lesznek alkalmasak szélessávú illesztésre, csak akkor, ha a képzetes rész frekvenciafüggésének megfelelően az egyes vonalszakaszok impedanciáját optimalizáljuk. Egy tápvonalas illesztő-hálózat leírása a következőképpen történhet:

$$d\Gamma = \lim_{\Delta Z \rightarrow 0} \frac{Z + \Delta Z - Z}{Z + \Delta Z + Z} \sim \frac{\Delta Z}{2Z} = \frac{1}{2} \frac{d(\ln\left(\frac{Z}{Z_0}\right))}{dz} \quad (6.1.2.3-1)$$

mely kifejezést integrálva a teljes tápvonal hosszára:

$$\Gamma(\theta) = \frac{1}{2} \int_{z=0}^L e^{-j2\beta z} \frac{d}{dz} \ln \left( \frac{Z(z)}{Z_0} \right) dz \quad (6.1.2.3-2)$$

$$\theta = 2\beta l \quad (6.1.2.3-3)$$



Vagyis a feladat egy inverz integrál egyenlet megoldása, ahol a keresett érték maga a  $Z(z)$  helyfüggő impedancia profil-függvény. Ismeretes, hogy a profil-függvények közül a legalacsonyabb abszolút-értékű reflexiós tényezőt a Klopfenstein-típusú profil-függvénnyel érhetjük el (két valós impedancia között!) [10]. A Klopfenstein-típusú illesztő profil-függvény meghatározásához módosított Bessel-függvények szükségesek, ezért numerikus úton határozhatjuk meg a profilfüggvényt. Ez a profil-függvény nem írható le zárt alakú összefüggéssel, így optimalizáció szükséges a megoldáshoz. Azaz definiálunk egy hibafüggvényt, amely a kívánt reflexiós tényező abszolút értékétől való négyzetes eltérés, és ezt minimalizáljuk. A szélessávú illesztéssel kapcsolatos kutatások jelenlegi témáját képezi a zárt-alakú megoldás keresése. [11][12] Fontos megjegyezni, hogy gyakorlatban ez a típusú illesztő-hálózat a leginkább érzékeny a parazita hatásokra. Sokszor úgy jellemzik az inhomogén tápvonal struktúrát, mint az egyes véges tápvonalszakaszok egymás után kapcsolt sorozata, és jellemzésük az egyes szakaszok lánc-karakterisztikájával történik [12].

#### 6.1.2.4 Komplex impedancia illesztési módszerek összefoglalása

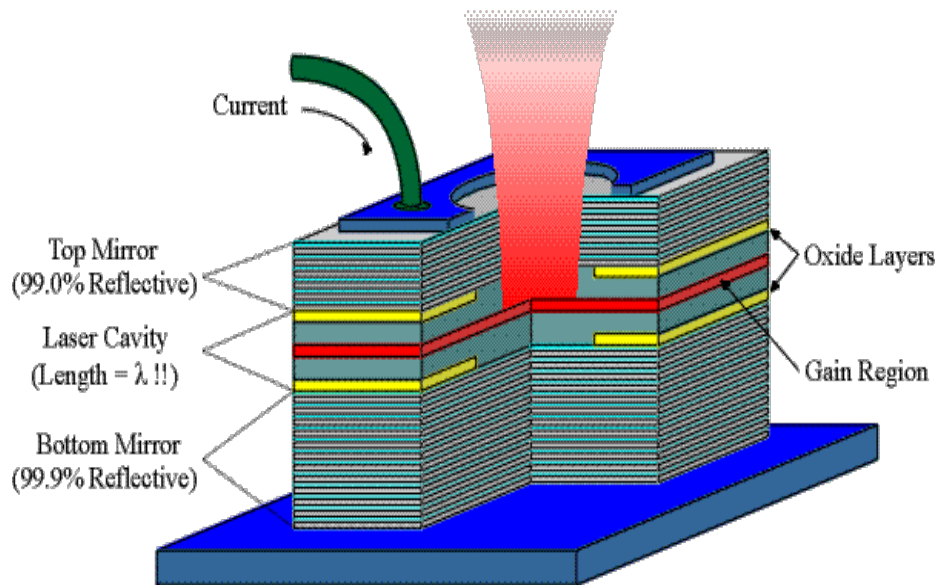
Összegzésként állíthatjuk, hogy a komplex impedanciák szélessávú illesztése nehéz feladat, melyet a fejezetben ismertett elméleti sáv szélességi korlátok limitálnak. Több analitikus megoldási módszert ismertettünk, ezek közül részletesebben a Bode-Fano-féle illesztést, összefoglaló módon a Youla-féle komplex normalizáláson alapuló technikát. A Bode-Fano féle illesztés azért kapott nagyobb hangsúlyt, mert az egyik feladathoz ezt a módszert alkalmaztuk.

A numerikus illesztési módszerek közül röviden ismertetésre került a szintén elterjedt, változó impedanciájú tápvonalas (non-uniform) illesztés is. Ezeken kívül érdemes megemlíteni a *Real Frequency Technique* illesztési módszert, amelynek nagy előnye a Bode-Fano és a Youla-féle technikákhoz képest, hogy nem szükséges impedancia klasszifikációt végezni (nem kell RC, RL hálózatként modellezni), hanem a lezáró impedancia mintavételezése alapján történik az illesztő-hálózat tervezése. A következő fejezetben a konkrét illesztési feladatokra fókuszálok.

## 7. Illesztési és tervezési feladatok

### 7.1 VCSEL illesztési feladat

Külön tématerületét képezi a mikrohullámú technikának az optikai- és a mikrohullámú kommunikáció közti kapcsolat kutatása. Az első illesztési feladat ezen tématerületen történt, mivel egy távközlési célú lézer mikrohullámú illesztését végeztem el. A több lézertípus közül egy 850 nm hullámhosszon működő, VCSEL [] került kiválasztásra. A VCSEL (Vertical Cavity Side Emitting Laser) egy speciális lézertípus, melynek lényegi különbsége a többi lézertípuséhoz képest, hogy az aktív zóna síkjára merőlegesen bocsátja ki a fényt.



10. ábra - A VCSEL felépítése

Feladatunk egy konkrét VCSEL illesztése volt, egy meghatározott frekvencia-tartományban (1150-1600 MHz). A jelforrás kimeneti impedanciája  $50 \Omega$ , és a -10 dB, és annál alacsonyabb bemeneti-reflexiók értékeit tekintettem elfogadható illesztettségeknek. Bemutatásra kerül egy analitikus szélessávú impedancia illesztési módszer, melynek segítségével -10 dB értékű bemeneti reflexió mellett, akár 50% feletti relatív illesztett sáv szélesség érhető el. Az illesztéshez egy tápvonalas realizációban elkészített, Bode-Fano eljárással készült illesztő-hálózatot terveztem.

#### 7.1.1 A szélessávú illesztés menete

Mivel a Bode-Fano eljárás megköveteli az impedancia klasszifikációt, ezért szükséges elsőként a VCSEL impedanciáját megmérni, majd lehetőség szerint erre egy olyan modellt illeszteni, mely az adott frekvenciatartományban jól közelíti az eredeti VCSEL impedancia-menetét. Amennyiben ez rendelkezésre áll, az impedancia és admittancia frekvencia-menetének

megfelelően meg kell határozni, hogy milyen típusú (soros/párhuzamos) rezonanciára kell hangolni az adott impedanciát. Ezután következik az elméleti határ meghatározása, a Bode-Fano formulákból, és ezek alapján a kettős lezárású szűrő (illesztő-hálózat) szintézise.

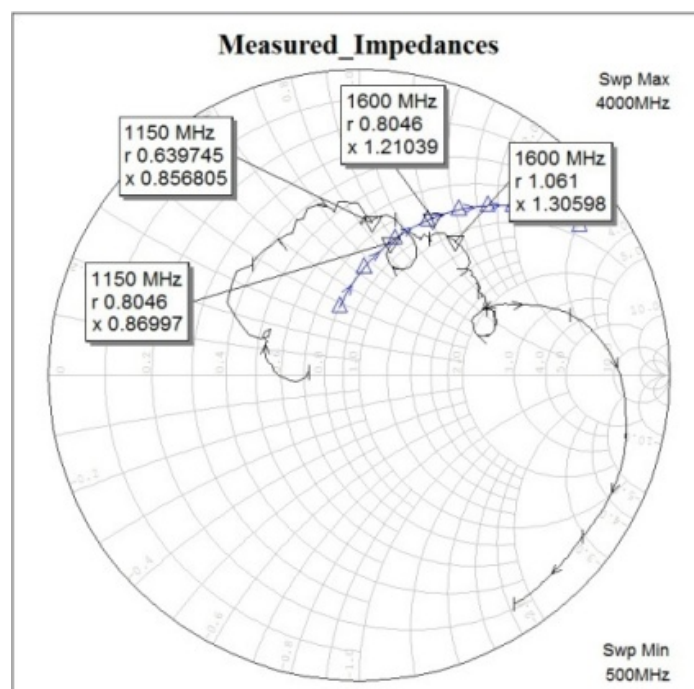
A szakirodalomban megismertek alapján a VCSEL impedanciája (TO-18 típusú tokozásnál) jól modellezhető egy soros R-L taggal.[] Fontos megjegyezni, hogy ez szükséges feltétele a Bode-Fano illesztés alkalmazásának. Tudjuk, hogy az elméleti korlát ilyen struktúrára a következőként alakul:

$$|\Gamma_{\max}| = e^{\frac{-\pi R}{L\omega_l}}$$

Amennyiben sáváteresztő struktúrát alakítunk ki belőle (pl. soros-RLC struktúrát, egy kapacitás hozzáadásával):

$$|\Gamma_{\max}| = e^{-\pi \cdot \delta} = e^{-\pi \cdot \frac{\sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2}}{\omega_2 - \omega_1} \cdot \frac{1}{Q}}$$

Ezeket az összefüggéseket akkor tudjuk használni, ha a VCSEL mérése során sikerül identifikálni a soros R és L elemértékeket. Ehhez szükséges, hogy megmérjük a VCSEL impedancia-menetét a vektor-hálózat analízátor segítségével. A mérést a 400 MHz ... 4 GHz frekvenciatartományban végeztük el:



11. ábra - A VCSEL impedancia menete (fekete), és a közelítő soros R-L (kék)

A 11. ábra mutatja fekete színnel a VCSEL impedancia-menetét, amint azt mértük egy rövid tápvonal segítségével, melynek végén egy SMA-csatlakozó kapott helyet. Ugyanezen ábrán



látható a kézi optimalizációval létrehozott soros közelítő R-L modell impedancia-menete. Jól látható, hogy az 1150-1600 MHz tartományban a VCSEL impedanciája jól közelíthető egy soros R-L hálózattal, melynek elemértékei ezek alapján:

$$R = 39.72 \Omega$$

$$L = 6.11 \text{ nH}$$

A szintézis feladat innentől nem más, mint hogy a fenti elemértékekkel felépített soros R-L hálózathoz illesztést tervezzünk. Az impedancia-menet alapján látható, hogy ezt a soros R-L-t soros rezonanciára érdemes hangolni [Matthei könyv]. Ehhez a megfelelő kapacitás értéke (Thomson képlet alapján):

$$C_s = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_0)^2} \cdot \frac{1}{L} = 2.20 \text{ pF}$$

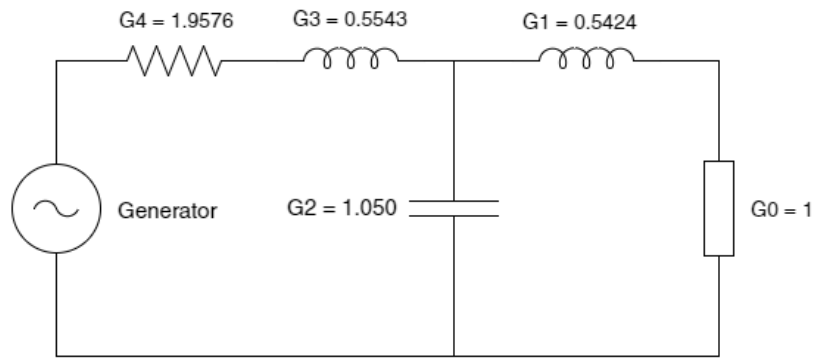
Ezek után a származtatott soros R-L-C rezgő körre a következő elméleti korlátokat kapjuk:

$$|\Gamma_{\max}| = e^{-\pi \cdot \delta} = e^{-\pi \cdot \frac{\sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2}}{\omega_2 - \omega_1} \cdot \frac{1}{Q}} = -25.2 \text{ dB}$$

$$Q = \omega_0 \cdot \frac{L}{R} = 1.3; \delta = 1.8$$

Ezen eredmények alapján állítható, hogy elérhető az adott frekvencia-tartományban az előírt -10 dB illesztettség. Fontos kiemelni, hogy a Bode-Fano féle szűrőszintézisen alapuló illesztés semmilyen módon nem garantálja, hogy az illesztés eléri az elméleti maximumot. Olyan illesztési metódus jelenleg nem ismert, ami konzekvensen, minden esetben eléri ezt a határt. Látható a dekrementum, és a jósági tényező értékeiből (igen alacsony, 1 körüli), hogy az illesztés sávzélessége megfelelő lehet.

A dekrementum segítségével megkaphatjuk (Matthei nomogrammjai segítségével) a Chebyshev-féle aluláteresztő prototípus struktúra elemértékeit. [8] Egyetlen reaktáns elemű lezárások esetén (single-reactance eset) állítható, hogy a legnagyobb sávzélesség növekedést a másodrendű és a harmadrendű illesztő-hálózatok közti ugrással kaphatjuk. A nomogramok alapján látszik, hogy 4. illetve 5. rendű illesztő-hálózatok esetén jóval alacsonyabb a sávzélesség javulás [Matthei nomogramja]. Az elemértékek számításához további segítséget nyújtanak a Green-féle iteratív formulák, amelyek segítségével meghatároztam az aluláteresztő prototípus értékeket (12. ábra):



12. ábra - Az alul-áteresztő prototípus hálózat

Jól látszik, hogy a Darlington-szintézis feladat megoldásaként a generátor impedancia adódott, és nem azonosan 1 (50  $\Omega$ -hoz viszonyított relatív egységben). Mivel ez nem megengedhető az alkalmazásunkban, ezért úgynevezett impedancia/admittancia invertereket kell alkalmazni []. Ezek fontos előnye, hogy egyrészt a generátor impedanciája szabadon megválasztható lesz, másrészt a tápvonalas realizáció szempontjából fontos változásokat vihetünk a hálózatba (pl. a fenti hálózatot csak párhuzamos kapacitásokkal meg tudjuk valósítani). Az impedancia-inverter értékeket meghatározva a következőket kapjuk:

2. TÁBLÁZAT - IMPEDANCIA INVERTER ELEMÉRTÉKEK

$C_2$	$C_3$	$C'_2$	$C''_2$	$C'_3$	$C''_3$	$J_{23}$	$N_{23}$
1.05	0.8623	0	1.05	1.05	-0.1878	0.0314	3.464

A tápvonalas illesztő-hálózatot ezek után negyed-hullámhosszú rövidre-zárt csonkokkal építjük fel a következő impedancia értékekkel:

$$\theta_1 = 2 \cdot \pi \cdot \left(1 - \frac{w}{2}\right)$$

$$w = \frac{(f_{max} - f_{min})}{f_{center}}$$

$$Y_{02} = C'_2 \cdot \frac{\tan(\theta_1)}{R_g \cdot g_0} + \frac{1}{R_g} \cdot (N_{23} - R_g \cdot J_{23}) \rightarrow Z_{02} = 17.92 \Omega$$

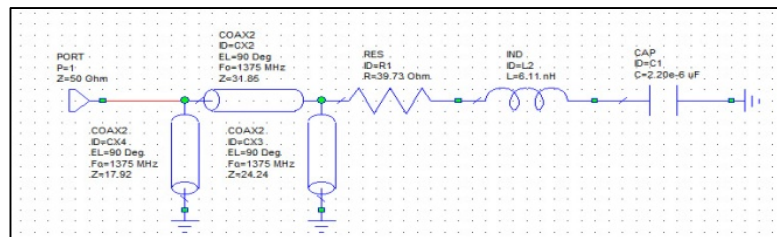
$$Y_{03} = C''_3 \cdot \frac{\tan(\theta_1)}{R_g \cdot g_0} + \frac{1}{R_g} \cdot (N_{23} - R_g \cdot J_{23}) \rightarrow Z_{03} = 24.24 \Omega$$

$$Y_{23} = J_{23} \rightarrow Z_{23} = 31.85 \Omega$$

A számított impedancia-értékek alapján már felépíthető a tápvonalas illesztő struktúra.

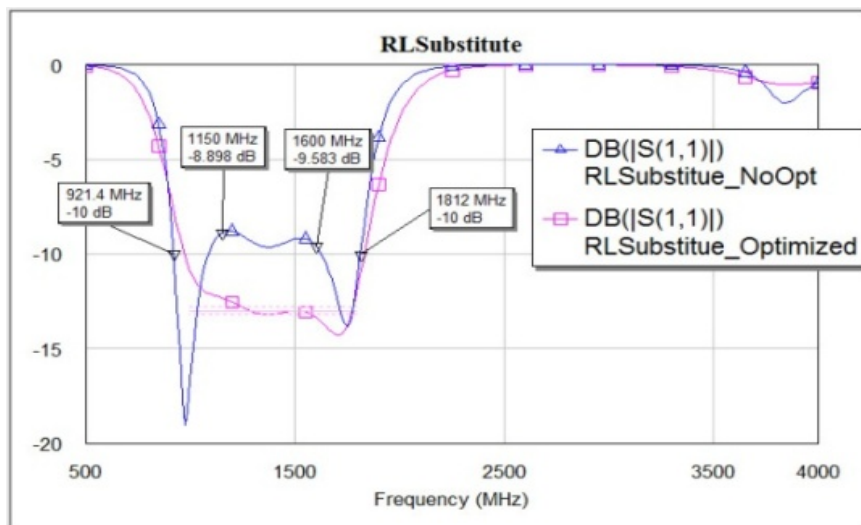
### 7.1.2 Szimulációs eredmények

Valamennyi szimulációs feladat az AWR Microwave Office 2009-el történt, amely lehetőséget ad az illesztő-hálózat vizsgálatára többféle módon. Elsőként megvizsgáltam, hogy az adott impedancia értékekkel felépített ideális, koaxiális vonalas illesztő-hálózat (kiegészítve a soros  $C_s$  kapacitással milyen eredményt ad).



13. ábra - Koaxiális tápvonalas illesztés

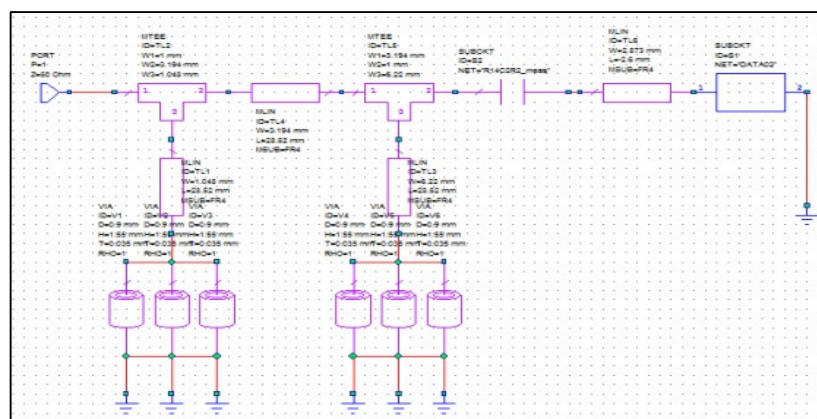
Ezzel a felépített szimulációval igazolni akartam, hogy az aluláteresztő struktúrából származtatott (sáváteresztő transzformációk, impedancia inverterek után) elemértékek a soros R-L-C hálózatot milyen módon képesek illeszteni.



14. ábra - Illesztés eredménye (koaxiális esetben)

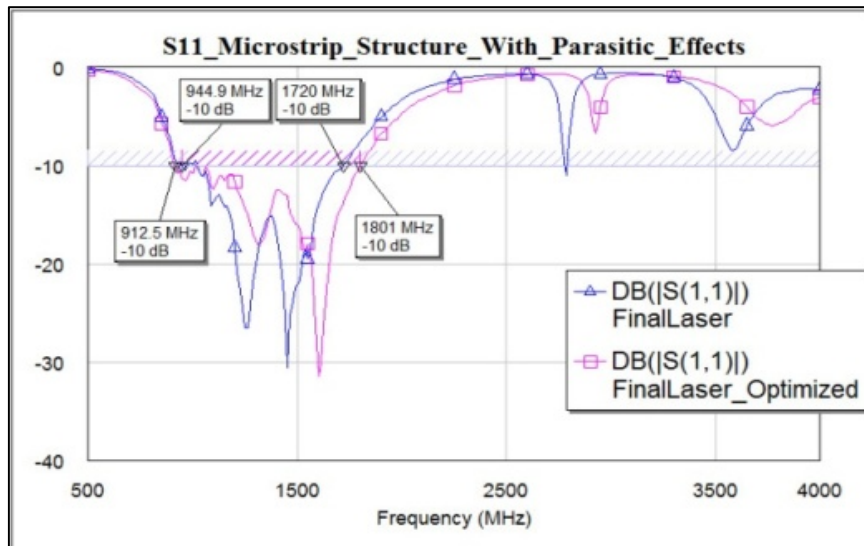
Az 14. ábra kék színnel mutatja a számított illesztő-hálózati elemekkel felépített hálózat bemeneti reflexiók értékeit, a magenta színnel jelzett görbe pedig az optimalizáció után adódó értékeket. Jól látható, hogy az analitikus úton számított elemértékek is közel megfelelő eredményt adnak, és optimalizációval akár jóval nagyobb frekvenciasávban elérhető a -10 dB bemeneti reflexiók érték.

Ezek után miután megvizsgáltuk a soros R-L-C elemre az illesztés helyességét, következik a modell helyére a VCSEL impedanciájának behelyettesítése, és az ideális koaxiális tápvonalas megvalósítás helyett, microstrip struktúrában felépített tápvonalakkal történik a további szimuláció.



15. ábra - Tápvonalas illesztő-hálózat szimulációja

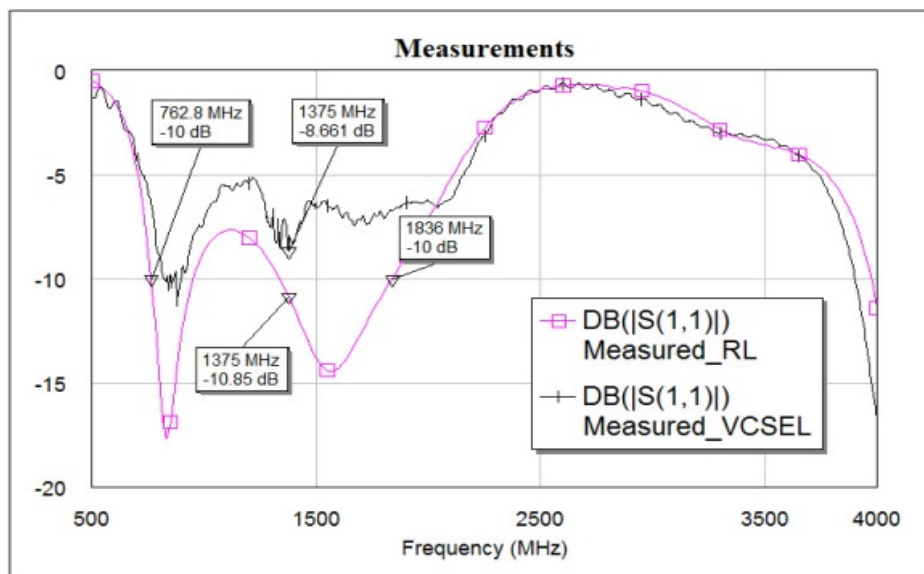
A 15. ábra mutatja, hogy a szimulációhoz a rövidre-zárt csomok végén több földelő via is található, hiszen ezek induktív parazitái párhuzamos kapcsolás esetén csökkentik egymás hatását. Az egyes tápvonalak impedanciáit, ebben az esetben az előzőekben optimalizált koaxiális tápvonalakból kapott értékének állítottuk be. Ezen szimulációs elrendezés eredményeit mutatja a 16. ábra.



16. ábra - A microstrip-struktúrás illesztés eredménye

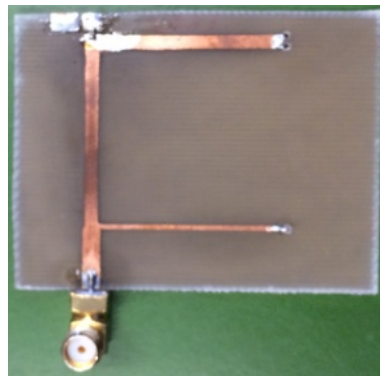
Az optimalizációs cél az volt ebben az esetben, hogy az 1150-1600 MHz-es frekvenciasávban -10 dB alatti legyen a bemeneti reflexió, és lehetőleg ez a sáv minél szélesebb legyen. Ismét magenta színnel az optimalizált értékek láthatók, míg kék színnel az előző lépésben optimalizált értékekkel felépített illesztő-hálózat eredménye szerepel. A végső illesztő-hálózatot a magenta színű görbe által reprezentált elemértékekkel valósítjuk meg.

A szimulációs eredmények alapján realizáltuk az illesztő hálózatot, FR4-es hordozón, microstrip struktúrában. Két féle mérési elrendezést is készítettem a szimulációs eredmények igazolása céljából. Az első felépítésben az illesztendő impedancia, a klasszifikálás eredményeképpen adódó, nagy jósági tényezőjű SMD induktivitásból, és vele sorosan kapcsolt ellenállásból állt. A második esetben az illesztő hálózat közvetlenül a VCSEL-hez kapcsolódott. Mindkét mérési eredményt a 17. ábra mutatja:



17. ábra - A realizált illesztés eredménye (bemeneti reflexió függvény)

Az ábrán magenta színnel látható a modell impedancia (soros R-L) teszthálózatos illesztési eredmény görbéje, míg fekete színnel a VCSEL illesztési eredménye. A modellező impedancia esetében rosszabb eredményt kaptunk, mint a szimulált esetben, de ez nem olyan jelentős, mint a VCSEL esetében, ahol az impedancia illesztés nem lett elfogadható. Ennek oka, hogy az illesztés minősége függ, a VCSEL (TO-18 tokozás) hozzávezetési induktivitásától, a forrasztástól, illetve a hordozó  $\epsilon_r$  állandójának pontosságától, és a forrasztott elemek (soros rezonanciára hangoló kapacitás) parazitáitól. Az eredmények alapján a probléma oka, hogy a VCSEL impedanciája megváltozhatott, a mérési eredményhez képest (forrasztási és mechanikai változások). Ez kiküszöbölhető lehet, egy olyan elrendezéssel, ahol a VCSEL egy mechanikailag rögzített csatlakozón keresztül mérjük, és illesztjük. Így a jövőben kiemelt figyelmet kell fordítani a VCSEL impedanciájának mérésére, mivel ez kulcsfontosságú az impedancia klasszifikációhoz, ami a lényegét adja ennek az illesztési technikának.



18. ábra - A megépített VCSEL illesztő áramkör

### 7.1.3 Konklúzió

Az eredményekből jól látszik, hogy ennek az illesztési eljárásnak a hátránya, hogy az illesztendő impedanciát klasszifikálnunk kell. Ez eleve jelentős hibát visz az illesztés számításába. Ennek kiküszöbölésére készült a modell teszthálózat, hogy az illesztés elvi működési módját igazolja. Ez a hálózat kis eltéréssel ugyan, de megfelelt a kritériumoknak jóllehet 1150-1250 MHz között a reflexió tényező felemelkedett 3 dB-vel a -10 dB érték fölé. A VCSEL illesztése során már nem kaptam elfogadható eredményt, mivel a reflexió átlagosan 2-3 dB-el magasabb volt az elvártaknál. A klasszifikációt, ezért amennyiben lehetséges pontosabban kell megtenni, illetve ha lehetséges, olyan illesztési módszert kell választani, amely nem klasszifikáció eredményein alapul, ilyen például a Real Frequency Technique. Távlati cél, hogy több típusú illesztési eljárást tesztelek, hogy a fent említett VCSEL-t megfelelően illeszteni tudjam. Ilyenek lehetnek esetleg az RFT alapú illesztés, vagy 2-3 csonkos illesztés (triple-stub-matching).

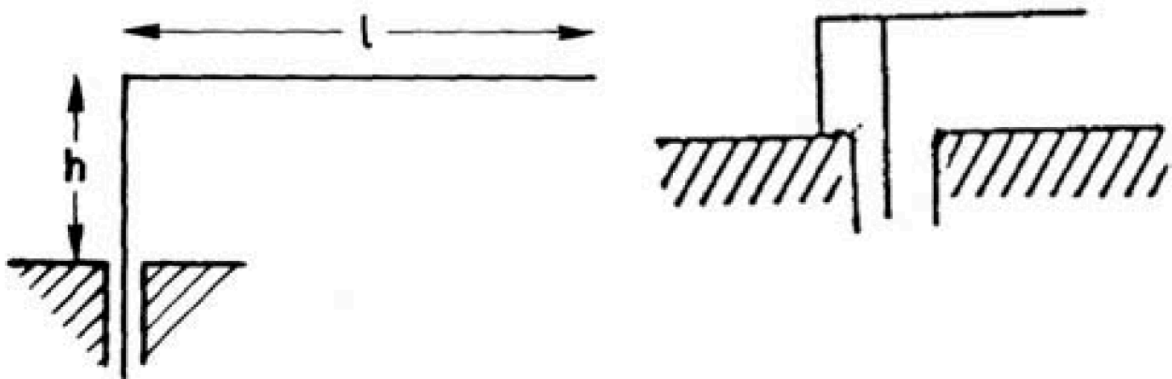
## 7.2 Planár típusú ILA antenna tervezési, és illesztési feladat

### 7.2.1 A planár típusú ILA antenna

Valamennyi lineáris antenna típus leírásának alapját az egyszerű Hertz-dipólus adja. A legegyszerűbb fél-hullámhosszú dipól antennát, is ilyen véges méretű Hertz-dipólusok szuperpozíciójából kapjuk meg. A dipól típusú antenna nagy hátránya, hogy geometriai mérete az üzemi hullámhosszal összemérhető kell legyen (fél-hullámhossz), és szimmetrikus táplálást igényel. Ehhez képest méret csökkenést érhetünk el, illetve aszimmetrikus táplálást alkalmazhatunk, amennyiben monopól típusú antennát alkalmazunk, amely a dipól antennának egy speciális átalakításából következik. Felhasználva a töltés-tükrözés elvét, a dipól antennából egy „fél” dipólus antennát képezünk, azaz monopólt, egy jó vezetőképességű sík felület felett. Fontos megjegyezni, hogy a monopól típusú antennákhoz biztosítanunk kell megfelelő méretű földet, hiszen csak ekkor lesz megfelelő a sugárzási hatások. A monopól típusú antennák egyik csoportját képezik a planár típusú monopól antennák. Az ilyen antennák legfontosabb alkalmazásterülete, a mobil eszközök, ahol erősen limitált méretben kell (legtöbbször planár struktúrában), kis méretű antennát elhelyezni. [16] Kis méretű antennáknak tekintjük azokat, amelyek legnagyobb sugárzó geometriai mérete nem haladja meg az üzemi hullámhossz tizedét.

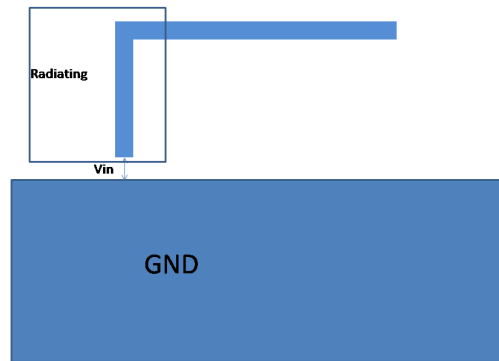
$$(a < \frac{\lambda}{10})$$

Az ILA (Inverted-L Antenna) és a IFA (Inverted-F Antenna) a két alapvető monopól típusú antenna:



19. ábra – Bal oldalt az ILA, jobb oldalt az IFA antenna

Az ILA antenna természetesen elkészíthető planár struktúrában is:



**20. ábra – Planár típusú ILA antenna**

Az ILA antenna egy hajlított monopól antennának felel meg. Fontos különbség az eredeti monopól antennához képest, hogy az antenna földjének a síkja a sugárzó síkjába esik, ezért az antenna sugárzási hatásfoka csökken, jósági tényezője nő, így a sávzélesség is csökken. Az ILA antenna rezonáns viselkedést mutat, ha a magasságának ( $h$ ), és hosszának ( $l$ ) összege közel van a hullámhossz negyedéhez (azaz impedanciája tisztán valós értékű). Azonban a kis méret miatt ez sokszor nem megengedhető, ráadásul a szintén emiatt az antenna impedanciájának a valós része csökken (néhány  $\Omega$  nagyságrendbe) így a jósági tényező megnő, a sugárzási hatásfok csökken, és az illesztés is nehezebb. Az ILA antennát, előnyös kialakítása miatt sok mobil eszközben használják (pl. Okostelefonok).[16] Fontos megjegyezni, hogy az ILA antenna (végtelen kiterjedésű föld lemez esetén), keskenysávú antenna, de véges kiterjedésű földlemez esetén, vagy vastagabb sugárzó vonal esetén javulhat a sávzélesség [16].

A konkrét tervezési és illesztési feladat:

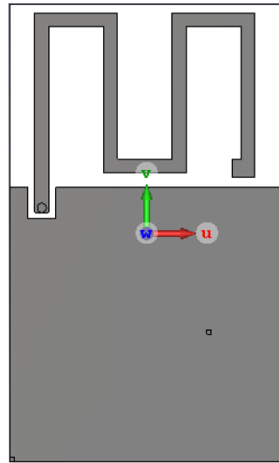
Tervezzon, planár típusú, ILA antennát a következő paraméterekkel:

- 1.55 mm-es, FR-4 hordozó
- 50 x 30 mm-es maximális hordozó méret
- 30 x 30 mm-es földfelület (a további alkatrészeknek, IC-knek)
- 860 ... 875 MHz-es frekvenciatartományban a bemeneti reflexió maximális értéke nem haladhatja meg a -10 dB-t.



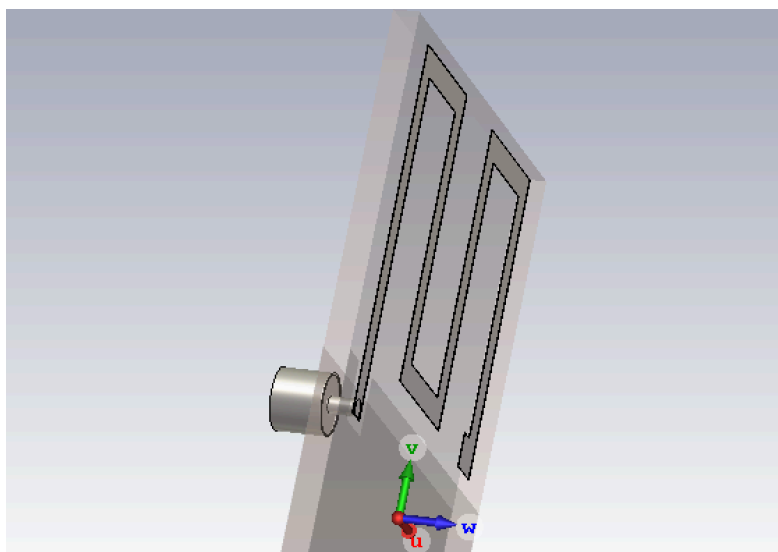
### 7.2.2 Az ILA antenna tervezése

Az ILA antennát a CST Microwave Studio program segítségével terveztem. Ez a 3-dimenziós szimulátor rendelkezik az antenntervezéshez szükséges megoldókkal, és több beépített tervezést segítő funkcióval. A tervezés során elsőként egy egyszerű ILA antenna geometriáját építettem fel. A kis méretű hatásos felület miatt (20 x 20 mm) szükséges volt a geometria kialakításához meanderezést alkalmazni, azaz az ILA antenna földdel párhuzamos oldalát behajítani több lépcsőben, a következőképpen:



21. ábra – A megtervezett ILA antenna (felülnézet)

Az antenna megfelelő táplálását egy mikrohullámú integrált áramkör fogja biztosítani. Azonban első közelítésként, és a mérés szempontjából is előnyös módon, az antenna táplálását egy rövid koaxiális tápvonal-csonkon keresztül vezetjük a sugárzóhoz:



22. ábra – Az antenna táplálása koaxiális tápvonal-csonkkal

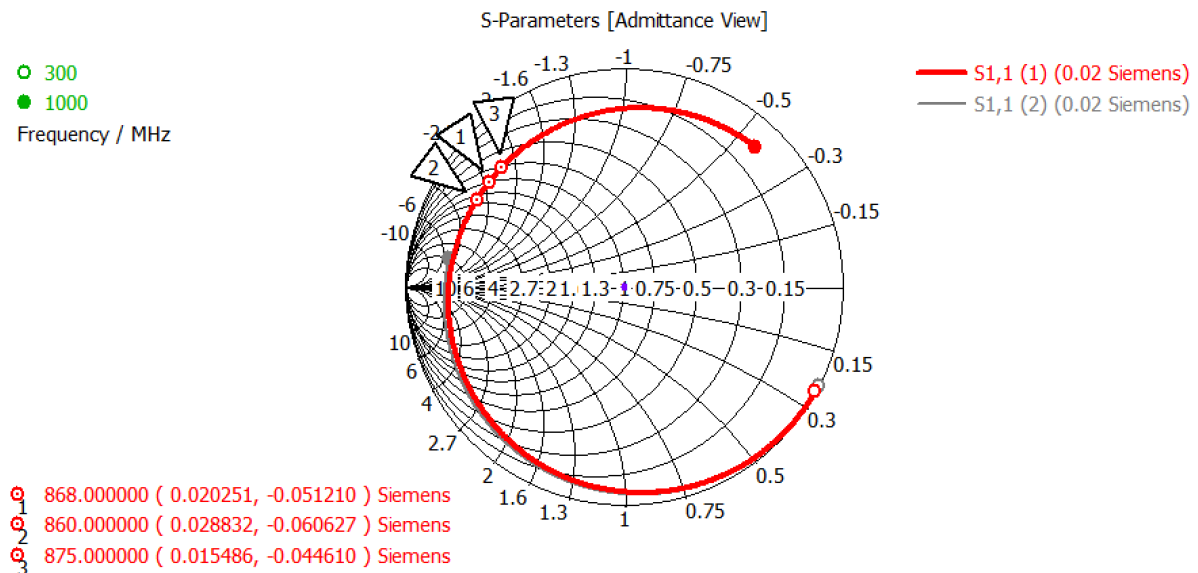
Az antenna gerjesztése a szimulációban egy úgynevezett *Waveguide Port*-on keresztül történt, melynek síkja éppen megegyezett a koaxiális tápvonalcsonk végének síkjával. Az antenna végén (a 21. ábra – A megtervezett ILA antenna (felülnézet) 21. ábra jobb felső sarkában) jól látszik a hangoló planár kapacitás, amely segítségével az antenna hangolását végezhetjük. (segít a későbbi hangolásban is, ha esetleg a mérés során szükséges). A szimulációhoz a CST MWS beépített frekvenciatartomány-beli, véges-elem módszerrel működő megoldóját használtam. Ezt az antenna geometriája (nem kifejezetten bonyolult, kevés diszkontinuitást tartalmaz) indokolta, illetve a lényeges gyorsabb számítási sebesség. A frekvenciatartomány-beli megoldó vázlatos működése a következő:

1. A teljes tértartományra generál egy tetrahedrális hálót, adott felbontással (véges elemeket képez)
2. A szimulációban a sávközépi frekvencián számítja a teret, ezekből post-processing eljárással az S-paramétereket
3. A megoldó generál egy új, részletesebb hálót, majd ismét számítja a teret, és az S-paramétereket
4. Definiál egy hibafüggvényt, amely a két háló által generált tér, S-paramétereinek különbségét jelenti
5. Iteratív úton addig finomítja ezt a hálózást, ameddig a hibafüggvény egy adott érték alá nem kerül (ez nálam a  $\Delta S < 0.02$  érték volt).
6. A megfelelő háló alapján, adaptívan több frekvenciapontban kiszámítja a teret a megoldó, és ebből számítja az S-paramétereket

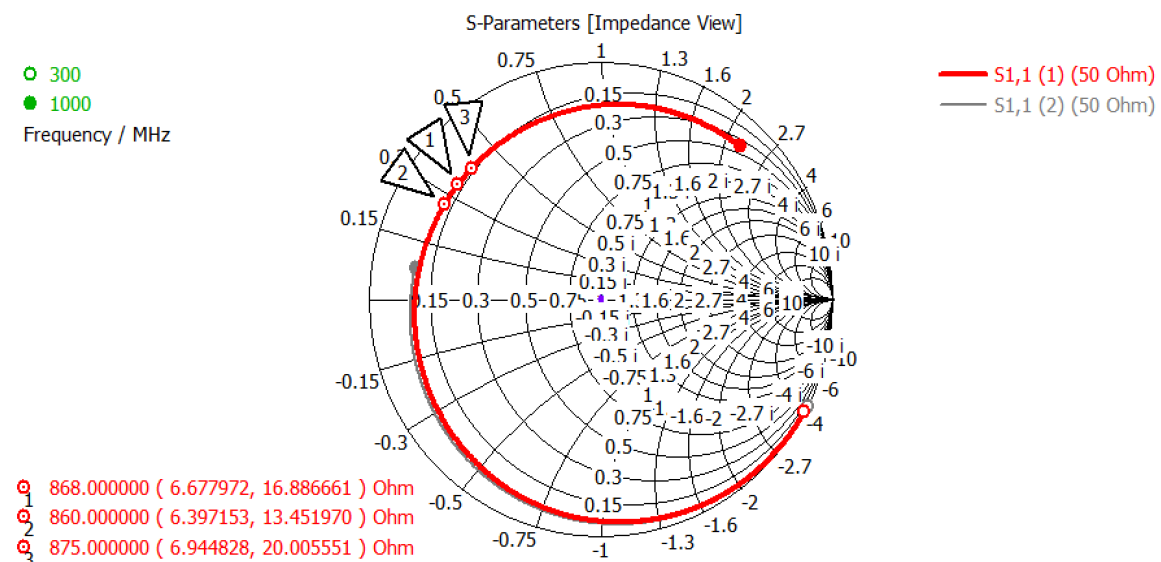
Ha Smith-diagramon ábrázoljuk a kis méretű ILA antennák bemeneti impedancia görbáját, látjuk, hogy az impedancia valós része igen alacsony, ezért a diagram bal oldala felé szorul kis a görbe. Amennyiben rezonanciára hangoljuk az antennát, lehetséges lenne többlépcsős negyed-hullámhosszú transzformátoros illesztést, de ezt itt a limitált hely miatt nem tehetjük meg.

### 7.2.3 Illesztés menete

A negyed-hullámú transzformátoros megoldás helyett célszerű úgy behangolni az antennát a szimulációban, hogy a sávközépi frekvencia (itt a 868 MHz) az induktív félsík azon pontjára essen, amelyhez a Smith-diagramon a 0.02 Siemens értékű admittancia kör tartozik, azaz a sávközépi frekvencián az impedancia valós része éppen  $50 \Omega$  legyen. Ezt a pontot a 23. ábra mutatja, az 1. Jelölővel.



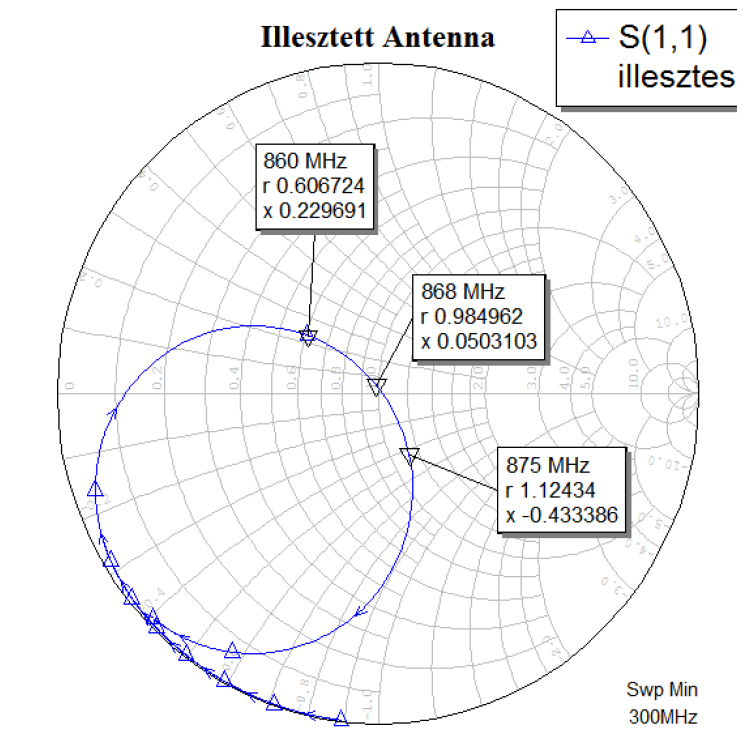
23. ábra – A szimulált bemeneti admittancia görbe (300...1000 MHz tartományban)



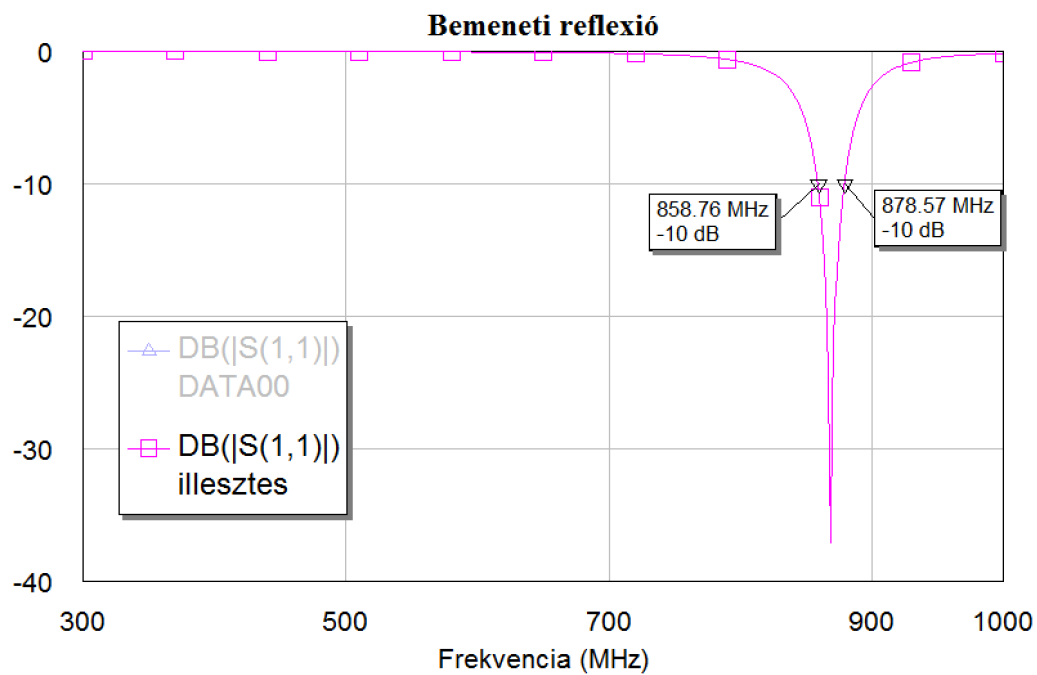
24. ábra – A szimulált bemeneti impedancia görbe (300...1000 MHz tartományban)

Ha ilyen módon hangoljuk be az antennát, akkor egy párhuzamos kapacitással illeszthetjük az antennát, amelynek a hatására az impedancia-görbe behajlik az  $50 \Omega$ -os középpont felé

(25. ábra). A kapacitás értékét könnyen meghatározhatjuk a keskenysávú komplex illesztésnél ismertetett formulákkal. Ebben az esetben ez egy 9.2 pF értékű kapacitásnak adódott. A szimulációban ezt beillesztettem a hálózatba, és az így kapott impedancia értékeket ismét Smith-diagramon ábrázoltam:



25. ábra – A kapacitás segítségével illesztett bemeneti impedancia görbe (szimulált)

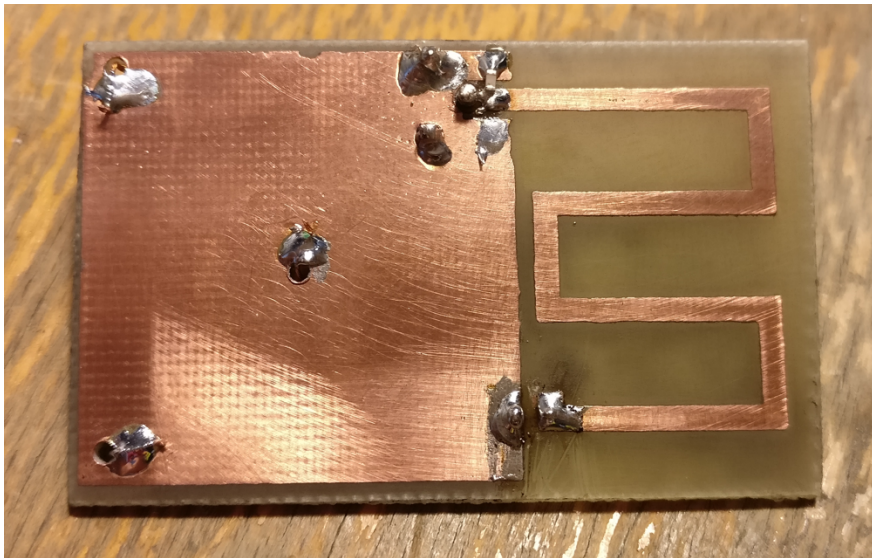


26. ábra – A kapacitás segítségével illesztett bemeneti reflexiós görbe (szimulált)

A 25. ábra mutatja, hogy a szimulált illesztett antenna bemeneti impedanciája a meghatározott sávon belül megfelelő. Jól látható, hogy egy elemű illesztő-hálózat esetén (egyetlen párhuzamos kapacitás) elérhető a kívánt sávszélesség (26. ábra).

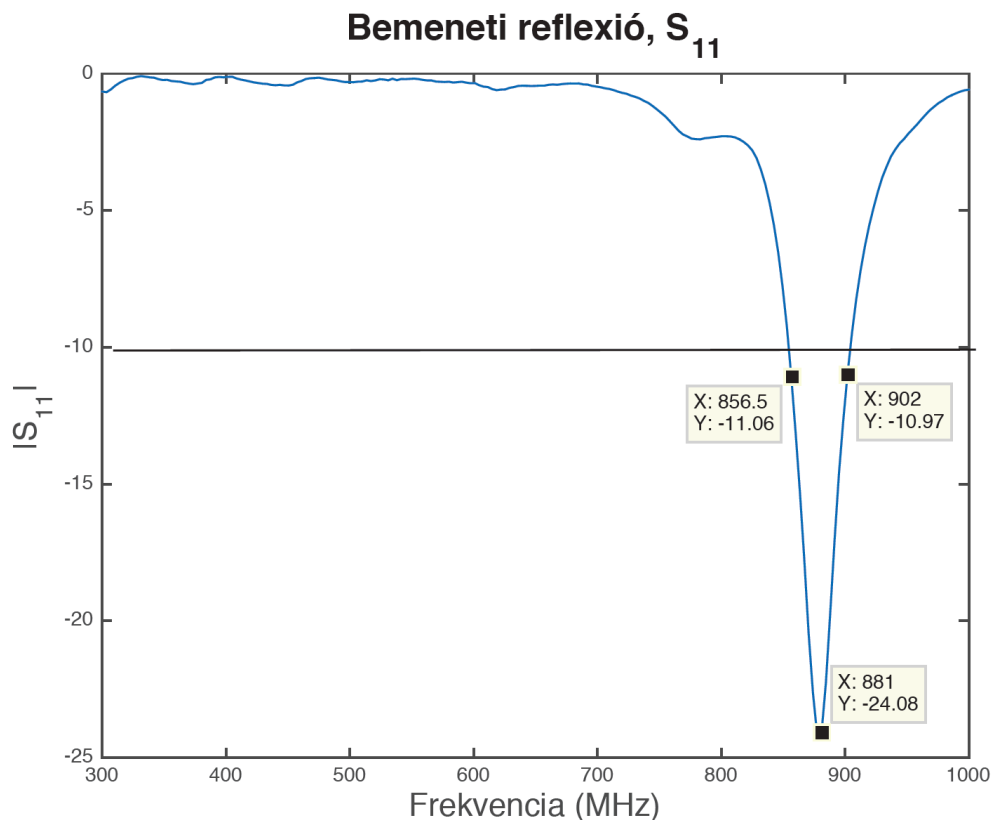
A következő feladat az antenna megépítése, és a szimuláció validálása.

#### 7.2.4 Mérési eredmények



27. ábra – A megépített ILA antenna hangolás, és illesztés után

A nyomtatott áramkör elkészítése után, a mérés a vektor-hálózatanalizátorral történt a 300 MHz ...1000 MHz frekvenciatartományban. A mérés eredményeként az antenna rezonáns pontja (ahol az impedancia képzetes része zérus) frekvenciában lejjebb tolódott, így az antenna hosszát rövidítenem kellett 0.5 mm-rel. Ezután a hangolás után már az impedancia valós része éppen  $50 \Omega$  lett (0.02 Siemens) a 868 MHz frekvencián. Ekkor forrasztottam az antenna betáplálási pontjába az illesztő kapacitást (párhuzamosan két 4.7 pF értékű kapacitást, mivel az E12 sorban nem elérhető 9.2 pF érték). A két párhuzamos kapacitás előnye, hogy a kapacitások parazitái így eredőben csökkennek. Mivel ebben az esetben az eredmény nem volt megfelelő, ezért a kapacitás értékét megváltoztattam, és csak egyetlen 4.7 pF értékű kapacitást használtam. Ennek az illesztő-hálózattal ellátott antennának a mérési eredményét (most már a bemeneti reflexió szerint, logaritmikus skálán) a 28. ábra mutatja.



**28. ábra – A megépített ILA antenna mért bemeneti reflexió értékei (4.7 pF kapacitással)**

A több lépéses hangolásoknak köszönhetően, végeredményben egy a szimulációnak megfelelő, kis mértékben jobb sáv szélességű antennát kaptunk. Ennek oka lehet, hogy a hordozó vesztesége nagyobb, mint a szimulátor által definiált FR-4 esetében, így jobb reflexió tulajdonságot kapunk, de a sugárzási hatásfoka az antennának ettől nem javul. Az antenna bemeneti reflexiója elfogadható a 856 ... 902 MHz frekvenciasávban.

### 7.2.5 Konklúzió

A mérési eredmények alapján sikeres volt az antenna megtervezése, és megépítése. A továbbiakban az antenna szélesebb sávúvá tétele lesz a legfőbb feladat, amelyet például úgy érhetünk el, ha több szekciós illesztő-hálózatot alkalmazunk. A jövőbeli terv ezzel az antennával a sáv szélesség növelése, úgy hogy a 915 MHz-es ISM sávot is képes legyen lefedni.

## 8. Irodalomjegyzék

- [1] – Wai Kai Chen, Broadband Matching Theory, and Applications, University of Illinois Chicago, Third Edition
- [2] – David M. Pozar – Microwave Engineering - Fourth Edition, University of Massachusetts at Amherst
- [3] - H. Arai; G. J. Durnan; S. Saito ,A dual element patch array antenna structure with microstrip triple stub matching, Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE
- [4] - H. W. Bode, Network Analysis and Feedback Amplifier Design, 1945, Van Nostrand.
- [5] - R. M. Fano, Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedances, J. Franklin Inst., vol. 249, pp. 57-83, Jan./Feb. 1950.
- [6] – Géher Károly – Lineáris hálózatok, 1979
- [7] – Thomas R . Cuthberg, Circuit Design Using Personal Computers, John Wiley & Sons
- [8] - G.L.Matthaei, L.Young, E.M.T. Jones - Microwave Filters and Impedance-matching Networks, 1964
- [9] - Youla, D. C, A new theory of broadband matching, IEEE Trans., 1964, CT-11, pp. 30-50
- [10] - Fúzy Csaba, Szélessávú komplex impedancia-illesztő hálózatok tervezése és alkalmazása, 2011, Híradástechnika Távközlési Egyesület pályázat
- [11] - Te-Wen Pan, Ching-Wen Hsue, Modified Transmission and Reflection Coefficients of Nonuniform Transmission Lines and Their Applications, IEEE, Vol. 46, No 12, December 1998.
- [12] - M. Khalaj-Amirhossein, Wideband or Multiband Complex Impedance Matching Using Microstrip Nonuniform Transmission Lines, PIER 66, 15-25, 2006
- [13] – Kenichi Iga, Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser (VCSEL), Vol. 101, No. 10, October 2013 | Proceedings of the IEEE (Invited Paper)
- [14] - Jim Tatum, David Smith, Jim Guenter and Ralph Johnson, High Speed Characteristics of VCSELs, Honeywell's MICRO SWITCH Division, 830 East Arapaho Rd., Richardson, TX, 75081
- [15] – David M. Pozar – Microwave Engineering Fourth Edition, University of Massachusetts at Amherst, page 421
- [16] - Kyohei Fujimoto , Mobile Antenna Systems Handbook, Artech House Publishers; 2nd edition (February 2001)

## 9. Ábrajegyzék

1. ábra - A kétkapu S paraméteres leírása	- 11 -
2. ábra - Fokozatok közti komplex konjugált illesztés	- 13 -
3. ábra - Veszteségmentes tápvonal, lezáró impedanciával	- 14 -
4. ábra - A szekciók közti reflexiós tényezők	- 16 -
5. ábra - Bal oldalt a maximálisan lapos, jobb oldalt az egyenletes hullámzású (Chebyshev-típusú) karakterisztika	- 16 -
6. ábra - Az L-tag (inverz-L esetben, a két reaktáns elem helyet cserél)	- 18 -
7. ábra - Bal oldalt a $\pi$ -tag, jobb oldalt a T-tag	- 19 -
8. ábra - Bal oldalon a párhuzamos csonkos, jobb oldalt a soros csonkos illesztés	- 22 -
9. ábra - Rövidzárral, vagy szakadással lezárt párhuzamos csonk	- 22 -
10. ábra - A VCSEL felépítése	- 31 -
11. ábra - A VCSEL impedancia menete (fekete), és a közelítő soros R-L (kék)	- 32 -
12. ábra - Az alul-áteresztő prototípus hálózat	- 34 -
13. ábra - Koaxiális tápvonalas illesztés	- 35 -
14. ábra - Illesztés eredménye (koaxiális esetben)	- 35 -
15. ábra - Tápvonalas illesztő-hálózat szimulációja	- 36 -
16. ábra - A microstrip-struktúrás illesztés eredménye	- 37 -
17. ábra - A realizált illesztés eredménye (bemeneti reflexió függvény)	- 37 -
18. ábra - A megépített VCSEL illesztő áramkör	- 38 -
19. ábra – Bal oldalt az ILA, jobb oldalt az IFA antenna	- 39 -
20. ábra – Planár típusú ILA antenna	- 40 -
21. ábra – A megtervezett ILA antenna (felülnézet)	- 41 -
22. ábra – Az antenna táplálása koaxiális tápvonal-csonkkal	- 41 -
23. ábra – A szimulált bemeneti admittancia görbe (300...1000 MHz tartományban)	- 43 -
24. ábra – A szimulált bemeneti impedancia görbe (300...1000 MHz tartományban)	- 43 -
25. ábra – A kapacitás segítségével illesztett bemeneti impedancia görbe (szimulált)	- 44 -
26. ábra – A kapacitás segítségével illesztett bemeneti reflexiós görbe (szimulált)	- 44 -
27. ábra – A megépített ILA antenna hangolás, és illesztés után	- 45 -
28. ábra – A megépített ILA antenna mért bemeneti reflexiós értékei (4.7 pF kapacitással)	- 46 -



## 10. Rövidítésjegyzék

ILA	Inverted-L Antenna	
VCSEL	Vertical Cavity Surface Emitting Laser	Függőleges üregű, felület-sugárzó lézer
EPS	Elosztott paraméteres struktúra	
SMD	Surface Mounted Device	Felületszerelt alkatrész
SMA	SubMiniature version A	
IFA	Inverted-F Antenna	