



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem

Villamosmérnöki és Informatikai Kar

Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék

Mikrohullámú szűrőtervezés a csatolási mátrix alkalmazásával

TDK DOLGOZAT

Készítette

Erdei Bence

Konzulens

Fehér Gábor

BME HVT

Ipari konzulens

dr. Ladvánszky János

Ericsson Telecom Hungary

2012. október 23.

Tartalomjegyzék

Kivonat	4
Abstract	5
Bevezető	6
1. A szűrők elméleti tulajdonságai	8
1.1. Szórási paraméteres leírásmód	8
1.2. Karakterisztika típusok	9
1.2.1. Átviteli zérusok szerint	10
1.2.2. Szimmetria	10
1.3. Karakterisztikák közelítése	11
1.3.1. Az aluláteresztő prototípus	11
1.3.2. Polinomok előállítása	14
1.3.3. Frekvenciatranszformáció	14
2. A csatolási mátrix	16
2.1. A modell	16
2.2. A csatolási mátrix előállítása	19
2.3. Transzformáció	21
2.4. A csatolási mátrix által reprezentált rendszer analízise	22
2.5. Elosztott paraméteres hálózatok leírása a csatolási mátrixszal	22

3. Mikrohullámú rezonátorok	23
3.1. Rezonátorok közötti csatolás	23
3.2. Koncentrált paraméteres rezonátorok	25
3.3. Elosztott paraméteres rezonátorok	26
3.3.1. Microstrip technológia	26
3.3.2. Csótápvonalas megvalósítás	27
4. A tervezés folyamata	30
4.1. Tervezés a MATLAB programmal	30
4.1.1. Approximáció	33
4.1.2. Csatolási mátrix	34
4.1.3. Topológia transzformáció	34
4.2. A rezonátor méreteinek előzetes számítása	36
4.3. Szimuláció	37
4.3.1. A szimulációs modell beállítása	38
4.3.2. Rezonátorok szimulációja	39
4.3.3. Csatolási tényezők számítása	42
4.3.4. Optimalizáció	44
4.3.5. Érzékenységvizsgálat	46
5. A szűrő mérése	47
5.1. A szűrő műszeres mérése	47
5.2. A szűrő gyakorlati mérése	48
6. Továbbfejlesztési lehetőségek	52
6.1. Az alkalmazás továbbfejlesztése	52
6.2. Szűrőhangolás segítése	52
6.3. CST meghívása MATLAB-ból	53
6.4. Hagyományos rezonátoros szűrők tervezése	53
6.5. Coupled dual finline	53

Összefoglalás	56
Köszönetnyilvánítás	57
Irodalomjegyzék	58

Kivonat

Az elmúlt évtizedekben a vezeték nélküli kommunikációs rendszerek száma robbanásszerűen megnőtt, amely miatt a rendelkezésre álló spektrum egyre szűkösebbé vált. A spektrum jobb kihasználása érdekében egyre hatékonyabb modulációs eljárásokat fejlesztettek ki, emellett egyre szigorúbb követelményeket teljesítő szűrők váltak szükségessé. A sokcsatornás rendszerek (ilyenek pl. a műholdas rendszerek) csatornái között az áthallást megfelelő, meredek levágású szűrőkkel kell minimalizálni. Kétirányú összeköttetések adó és vevő ágai gyakran egymáshoz nagyon közel eső frekvenciatartományban üzemelnek, az adó és a vevőszűrő áteresztő sávjától kis távolságra már nagy beiktatási csillapítást kell biztosítani, azonban itt gyakran csak a másik sáv felé eső irányban szükséges a meredek levágás. Ebben az esetben aszimmetrikus karakterisztikájú szűrőket lehet használni, melyeknek tervezése bonyolultabb, mint a szimmetrikus karakterisztikájú sávszűrőké. A meredek levágást a karakterisztikában megfelelő helyen elhelyezett transzmissziós zérusokkal lehet elérni.

Ezeknek a szűrőknek a tervezéséhez jól használható modellt biztosít a csatolási mátrixszal történő leírásmód. Ezzel a reprezentációval az elkészült, fizikailag megvalósított szűrő rezonátorainak frekvenciáját és az ezek között szükséges csatolást közvetlenül meghatározzák a mátrix elemei. A szűrő topológiájának megváltoztatásához csak mátrixműveletek elvégzése szükséges, amely könnyen implementálható. Az elrendezés tervezésénél figyelembe vehetőek a fizikai megvalósítás korlátai, ennek megfelelő alakúra kell transzformálni a csatolási mátrixot.

A munkám során egy MATLAB alkalmazást készítettem, amely a szűrő karakterisztikájának approximációjához ad segítséget. A karakterisztika elkészítése után kiszámítja a csatolási értékeket, különböző topológiák esetére. A megfelelő elrendezés kiválasztásához segítséget ad egy segédprogram, melynek segítségével a csatolási értékek hangolásával megkapható az ezeknek megváltozására vonatkozó érzékenység. A program segítségével kapott csatolási mátrixot sávszűrő transzformáció után microstrip csatolt rezonátoros struktúrával valósítottam meg. A microstrip szűrő viselkedését 3D EM szimulátorral vizsgáltam.

[1] Richard J. Cameron, Raafat Mansour, Chandra M. Kudsia, *Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design and Applications*, Wiley, 0470135980, 2007.

[2] Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, Wiley, 0471388777, 2001

Abstract

Over the last decades the number of wireless communication systems have been increasing gradually, which caused shortage of available spectrum. Better usage of spectrum can be achieved by using effective and more advanced modulation methods, but these methods need filters with strict requirements, out of the passband as well as inside. The crosstalk between the channels of multi-channel systems (e.g. satellite systems) must be minimized using steep cutoff filters. In two-way systems, where receiving and the transmitting channel usually operate in adjacent frequency ranges, separation between channels is essential. This requirement is often strict only for the side on which the other receiving/transmitting channel is situated, so steep cutoff is needed only on one side. In this case asymmetric filtering characteristics can be used. The design methods are usually more complicated than those for symmetrical ones. This steep cutoff can be achieved by placing transmission zeros in the stopband.

For designing of these filters a model based on the coupling matrix is the most effective. An advantage of this model is the connection among the elements of the matrix and the resonators and the coupling factors between them in the physically realized filter. Topology of the filter can be easily rearranged by similarity transforms on the matrix, this means computer optimization of high efficiency. When designing the topology, different properties of various physical realizations can be taken into account.

The aim of my work was to make a MATLAB application, which provides assistance for approximation of filter characteristics, and calculates the coupling matrix, which consists of coupling coefficients and resonator detuning values. For choosing the appropriate topology, a sensitivity analysis utility can be used for analyzing the sensitivity of the filter to the changes in coupling coefficients. After synthesis, an example of a coupled resonator filter using microstrip technology is presented with 3D EM simulation.

[1] Richard J. Cameron, Raafat Mansour, Chandra M. Kudsia, *Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design and Applications*, Wiley, 0470135980, 2007.

[2] Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, Wiley, 0471388777, 2001

Bevezető

Az elmúlt évtizedekben a vezeték nélküli kommunikációs rendszerek száma robbanásszerűen megnőtt, amely miatt a rendelkezésre álló spektrum egyre szűkösebbé vált. A spektrum jobb kihasználása érdekében egyre hatékonyabb modulációs eljárásokat fejlesztettek ki, emellett egyre szigorúbb követelményeket teljesítő szűrők váltak szükségessé. A sokcsatornás rendszerek (ilyenek pl. a műholdas rendszerek) csatornái között az áthallást megfelelő, meredek levágású szűrőkkel kell minimalizálni. Kétirányú összeköttetések adó és vevő ágai gyakran egymáshoz nagyon közel eső frekvenciatartományban üzemelnek, az adó és a vevőszűrő áteresztő sávjától kis távolságra már nagy beiktatási csillapítást kell biztosítani, azonban itt gyakran csak a másik sáv felé eső irányban szükséges a meredek levágás. Ebben az esetben aszimmetrikus karakterisztikájú szűrőket lehet használni, melyeknek tervezése bonyolultabb, mint a szimmetrikus karakterisztikájú sávszűrőké. A meredek levágást a karakterisztikában megfelelő helyen elhelyezett transzmissziós zérusokkal lehet elérni.

Ezeknek a szűrőknek a tervezéséhez jól használható modellt biztosít a csatolási mátrixszal történő leírásmód. Ezzel a reprezentációval az elkészült, fizikailag megvalósított szűrő rezonátorainak frekvenciáját és az ezek között szükséges csatolást közvetlenül meghatározzák a mátrix elemei. A szűrő topológiájának megváltoztatásához csak mátrixműveletek elvégzése szükséges, amely könnyen implementálható. Az elrendezés tervezésénél figyelembe vehetőek a fizikai megvalósítás korlátai, ennek megfelelő alakúra kell transzformálni a csatolási mátrixot.

Az első fejezetben áttekintem a szűrőt elméleti alapjait. Itt kitérek a karakterisztikák típusaira, és ezeknek a közelítésének egyik módszerére.

A második fejezet a csatolási mátrixról szól, ahol bemutatom a leírás alapját képező modellt, majd egy koncentrált paraméteres esetre a csatolási mátrix származtatását is végigvezetem. Ezek után összehasonlítok két csatolási mátrix típust, és az $(N+2) \times (N+2)$ méretűnek az előállítását ismertetem, majd az ezen végezhető forgatásokat.

A harmadik fejezet a mikrohullámú rezonátorokról ad egy áttekinthető képet. Vizsgálom két rezonátor közötti csatolás értelmezését, és a csatolás számítását, koncentrált és elosztott paraméteres esetben.

A negyedik fejezet a tervezés folyamatát szemléleti. Itt az elkészített program is bemutatásra kerül. Egy példa szűrőt specifikálok, amelyet megtervezek. Az elméleti tervezés

után szimulációt végzek a CST szimulációs szoftver segítségével. A rezonátorok szimulációjával határozom meg a fizikai csatolási tényezőket és rezonanciafrekvenciákat, ezek után összehasonlítom a programmal és szimulációval kapott, két rezonátor távolságának megváltoztatására vonatkozó érzékenységet.

Az ötödik fejezetben a legyártott szűrőt mérem meg, vektorhálózatanalizátorral illetve egy Wi-Fi routerrel történő méréssel. Az elméleti számítás, a szimuláció és a fizikai mérések eredményét összehasonlítom.

A dolgozat néhány továbbfejlesztési lehetőség ismertetésével zárul.

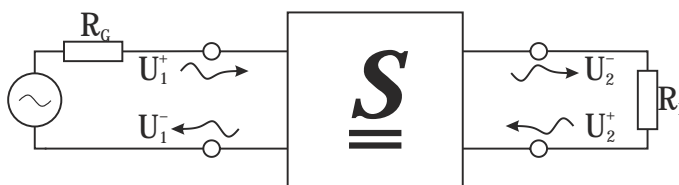
1. fejezet

A szűrők elméleti tulajdonságai

1.1. Szórási paraméteres leírásmód

N-kapuk leírására nagyfrekvenciás esetben célszerű a szórási mátrixszal való leírást használni. A szórási mátrix (\underline{S}) a pozitív és negatív irányba haladó feszültség hullámok (áramhullámok, teljesítményhullámok) segítségével írja le a kétkaput. Ez a leírás használható koncentrált paraméterű hálózatnál is, ahol hálózatszámítási módszerek segítségével számíthatók a paraméterek, pl. az impedanciamátrixból kiszámítható. Azonban a gyakorlati jelentősége az S-paramétereknek, hogy távvezetékek, csőtápvonalak esetében hálózatanalizátorral közvetlenül mérhetők ezek a mennyiségek, és ezekből az eredményekből a szükséges többi rendszerleíró mátrix számítható. A dolgozatban szűrőkkel, mint kétkapukkal foglalkozunk, kétkapu esetén az S-paraméterek értelmezése:

$$\begin{bmatrix} U_1^- \\ U_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1^+ \\ U_2^+ \end{bmatrix}$$



1.1. ábra. Az S-paraméterek értelmezéséhez

Az egyes paraméterek értelmezése:

- $S_{11} = \frac{U_1^-}{U_1^+} \Big|_{U_2^+=0}$, *illesztett* kimeneti lezárás esetén a bemeneti reflexió
- $S_{12} = \frac{U_1^-}{U_2^+} \Big|_{U_1^+=0}$, *illesztett* bementi lezárás esetén a vissz irányú átviteli tényező
- $S_{21} = \frac{U_2^-}{U_1^+} \Big|_{U_2^+=0}$, *illesztett* kimeneti lezárás esetén az előre irányú átviteli tényező

- $S_{22} = \frac{U_2^-}{U_2^+} \Big|_{U_1^+ = 0}$, *illesztett* bemeneti lezárás esetén a kimeneti reflexió

Fontos megjegyezni, hogy az S-paraméterek adott generátor és terhelő ellenállás mellett adottak, és amennyiben nem egy frekvenciafüggetlen hálózatról van szó, minden frekvencián más szórási paraméterekkel írható le a hálózat. Az S-paraméterek abszolút értéke így passzív kétkapunál 0 és 1 között változhat, decibelben szokás megadni:

$$|S_{11}|^{dB} = 20 \log |S_{11}|.$$

Speciális tulajdonságok:

A kétkapu:

- *reciprok*, ha

$$\underline{S} = \underline{S}^T \Rightarrow S_{12} = S_{21};$$

- *szimmetrikus*, ha reciprok, és:

$$S_{22} = S_{11};$$

- *veszteségmentes*, ha:

$$|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 = 1; \quad |S_{21}|^2 + |S_{22}|^2 = 1; \quad S_{11}S_{21}^* + S_{22}^*S_{12} = 0 \quad (1.1)$$

Ezekből következően, ha egy kétkapu veszteségmentes és reciprok, akkor szimmetrikus. Ezeket a tulajdonságokat kihasználom a szintézis során, és megvizsgálom a szimulációnál. Az elkövetkezendő ábrákban konzisztensen az S_{11} paraméterek értékét **piros** színnel, és az S_{21} paraméterek értékét a frekvencia függvényében **kék** színnel fogom jelölni.

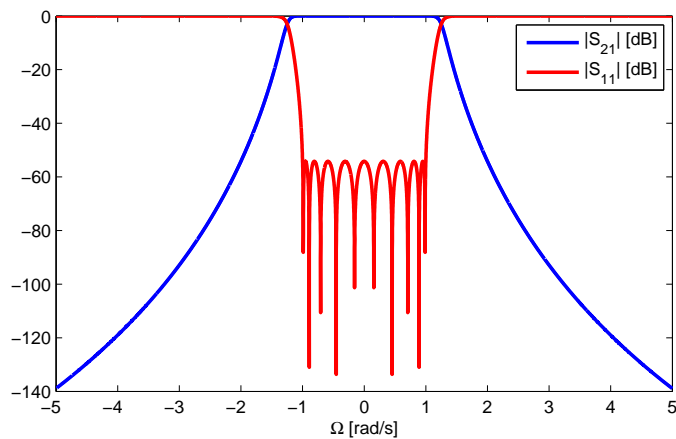
1.2. Karakterisztika típusok

A mikrohullámú szűrőkkel megvalósítható karakterisztikák a megvalósítási formától (koaxiális, microstrip, csőtápvonal) és a frekvenciától függenek. A szűrőre vonatkozó követelmények is fontos szerepet játszanak a szűrő fajtájának kiválasztásakor. Sokféle szempont szerint lehet osztályozni a karakterisztikákat, most főleg az S_{11} reflexió és S_{21} átvitel szempontjából nézzük. Sok esetben azonban fontos szerepet játszik a fázismenet, és az ehhez szorosan kapcsolódó csoportfutási idő karakterisztika. Az 1.1. alapján veszteségmentes esetben elegendő az egyik S paraméter ismerete, a másik számítható. Az elméleti tervezés elején a veszteségek még elhanyagolhatóak, az S_{21} -et tekintem elsődleges paraméternek a karakterisztikák vizsgálatánál. Két fő karakterisztika típust vizsgálok, az egyik esetében az átviteli sávon kívül monoton csökken S_{21} értéke, a másik esetben véges számú helyen 0 értéket vesz fel.

1.2.1. Átviteli zérusok szerint

Monoton csökkenő átvitel

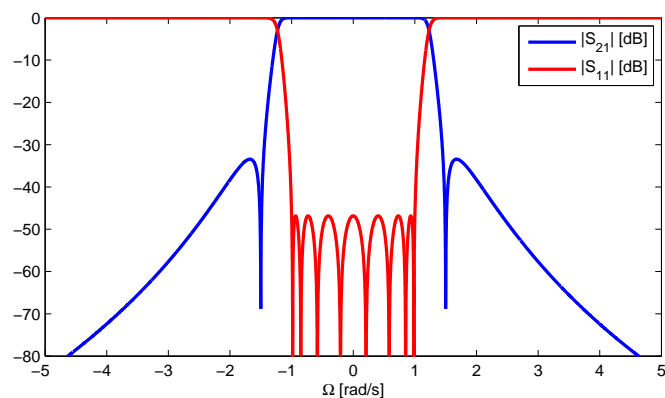
Az ilyen típusú szűrőket a szakirodalom all-pole szűrőknek nevezi, mivel az átvitelben csak reflexiós zérusok vannak, ami átviteli 'pólusokat' jelent. Az 1.3. pontban bemutatom az elnevezés jogosságát. Egy példát mutat az 1.2 ábra.



1.2. ábra. All-pole karakterisztika

Transzmissziós zérusok

Ha az átviteli sávon kívül véges frekvenciákon $S_{21}=0$ eset áll fenn, akkor ezeket a pontokat nevezzük a szűrő transzmissziós zérusainak. Ezeknek a szűrőknek a tervezésével foglalkozom a dolgozatomban. Az 1.3. ábrán látható egy példa erre.



1.3. ábra. Transzmissziós zérusok

1.2.2. Szimmetria

Szimmetrikus a sávszűrő ha a középfrekvenciájától azonos frekvenciatávolságokra lévő pontokon a csillapítása megegyezik (a középfrekvencia és 0 között). Így egy aluláteresz-

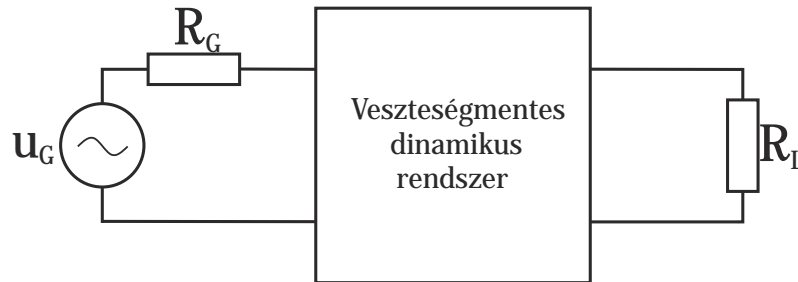
tő szűrőt is szimmetrikusnak tekinthetünk, mivel a karakterisztikája a frekvencia páros függvénye. Azonban a tervezésnél az aluláteresztő prototípus szűrő is lehet aszimmetrikus, ami fizikailag nem megvalósítható, azonban frekvenciatranszformációval az asszimmetrikus sávszűrő megvalósítható (2.1).

1.3. Karakterisztikák közelítése

Az S_{11} és S_{21} transzmissziós és reflexiós tényezőket úgy szeretnénk előállítani, hogy minél jobban közelítsék a specifikációnak megfelelő értékeket. Ideális esetben, az átviteli sávban az átvitelnek konstans 1-nek kellene lennie, az átviteli sávon kívül pedig azonosan nullának. Ilyen szűrőt természetesen nem lehet készíteni (nem lenne kauzális), azonban az ideális karakterisztikák polinomokkal közelíthetők. A polinomok fokszámának növelésével a karakterisztika egyre kisebb hibával követi az ideális karakterisztikát, megfelelő szintézis esetén. A polinomok előállításánál a legfontosabb tényező a fizikai megvalósíthatóság, a polinomokkal leírt rendszernek kell, hogy legyen fizikai megfelelője. A tervezés első fázisában az aluláteresztő prototípust kell megtervezni, ez később átalakítható skálázással és frekvenciatranszformációval aluláteresztő, felüláteresztő, sávszűrő és sávzáró szűrőkre.

1.3.1. Az aluláteresztő prototípus

Az aluláteresztő prototípusnál alkalmazott frekvenciaváltozót Ω jelöli. A levágási frekvencia $\Omega = 1$ rad/s. A lezáró impedanciák $Z_g = Z_o = 1$ normált értékűek.



1.4. ábra. Veszteségmentes rendszer

A karakterisztikák közelítését és a fizikai tartalmát a szűrőn áthaladó és visszavert teljesítmények segítségével ragadhatjuk meg. Az ideális szűrő a záró tartományban minden beérkező teljesítményt visszaver, az áteresztő tartományban pedig átenged. Tekintsük a szűrőt ideális esetben egy veszteségmentes, csak L-C dinamikus elemeket tartalmazó hálózat által reprezentált passzív rendszernek. (1.4. ábra). Mivel a szűrő passzív, ezért minden esetben fennáll, hogy

$$P_L \leq P_{Gmax}$$

, ahol P_L a terhelésre jutó teljesítmény, P_{Gmax} a generátorból kivehető maximális teljesít-

mény. Veszteségmentes esetben az egyenlőség áll fenn. Így írható:

$$\frac{P_{Gmax}}{P_L} = 1 + |K(s)|_{s=j\omega}^2 = |H(s)|_{s=j\omega}^2 \quad (1.2)$$

Itt s a komplex frekvenciaváltozó, $K(s)$ a karakterisztikus vagy szűrő függvény, $H(s)$ a rendszer átviteli függvénye. Az $|S_{11}|^2$ a visszavert teljesítménnyel arányos, az $|S_{21}|^2$ a továbbhaladó teljesítménnyel, mivel a feszültség hullámok $\sqrt{Z_0}$ -ra vannak normálva, és ezeknek a négyzete teljesítmény mennyiség:

$$|S_{11}|^2 = \frac{P_r}{P_{Gmax}} \quad |S_{21}|^2 = \frac{P_L}{P_{Gmax}} \rightarrow |S_{21}(s)|^2 = \frac{1}{1 + |K(s)|^2} \quad (1.3)$$

P_r a visszavert, P_L a terhelésre jutó teljesítmény. Az S paraméterek közelítő függvényei:

$$S_{11}(s) = \frac{F(s)}{E(s)} \quad S_{21}(s) = \frac{P(s)}{E(s)} \quad \rightarrow \quad K(s) = \frac{F(s)}{P(s)}$$

A közös nevező $E(s)$ nem szükséges a beiktatási csillapítás számításához (1.3), azonban a fázis számításához már szükséges. A szűrő átvitele $K(s)$ -től függ. Ha $K(s)=0$, akkor a szűrő beiktatási csillapítása 0, mivel a generátorból kivethető maximális teljesítmény megjelenik a lezáráson. Ebben az esetben $K(s)$ -nek zérusa van az adott frekvencián. Ha $K(s)$ értéke tart a végtelenhez, akkor a reflexió egységnyi.

Szimmetrikus eset $K(s)$ alakjai páros és páratlan fokszámok esetén:

Páratlan:

$$K(s) = \varepsilon \frac{s(s^2 + a_1^2)(s^2 + a_2^2)\dots}{(s^2 \pm b_1^2)(s^2 \pm b_2^2)\dots(s^4 \pm c_1 s^2 + d_1)\dots} \quad (1.4)$$

Páros:

$$K(s) = \varepsilon \frac{(s^2 + a_1^2)(s^2 + a_2^2)\dots}{(s^2 \pm b_1^2)(s^2 \pm b_2^2)\dots(s^4 \pm c_1 s^2 + d_1)\dots} \quad (1.5)$$

(1.3) alapján, ha $|K(s)|$ 0-hoz tart, ebben az esetben $S_{21} = 1$, ha $|K(s)|$ végtelenhez tart, akkor a $S_{21} = 0$, tehát nincs átvitel. A $|K(s)| = 0$ a számláló gyökhelyeinél fordul elő, tehát ezek a karakterisztikus függvény zérusfrekvenciái, a másik esetben pedig a pólusfrekvenciái. Így már korrekt az átviteli pólus (reflexió zérus) és átviteli zérus elnevezés. Az (1.4) és (1.5) törtben szereplő értékek jelentése tehát:

- ε : hullámsági tényező (ripple factor), a követelményeknek megfelelően kell megválasztani (áteresztősávban megengedett maximális reflexió), illetve az átvitel természetesen nem lehet nagyobb mint 1, passzív hálózat esetén. Ez az érték egyenletesen hullámos áteresztő sáv esetén a legszemléletesebb, mivel ilyenkor áteresztő sávon belül az S_{21} lineáris értéke ideális esetben 0 és ε érték között hullámszik. Minél nagyobb a hullámsági tényező, annál meredekebb levágás érhető el az áteresztősávi nagyobb beiktatási csillapítás ingadozás rovására.
- $0 \leq a_1, a_2, \dots < 1$: csillapítási zérusok, szimmetrikusan helyezkednek el a $j\Omega$ tengelyen

- $1 < b_1, b_2, \dots$: transzmissziós zérusok, szimmetrikusan helyezkednek el a $j\Omega$ tengelyen
- $0 < c_1, c_2, \dots, d_1, d_2$: transzmissziós zérusok, ún. komplex quad, tehát középpontosan szimmetrikusan helyezkednek el. A csoportfutási idő simítására használják általában, kevésbé érzékeny alkalmazások (modulációk) esetén nem szükséges, mivel csökken a szelektivitás.

Mivel az aluláteresztő prototípus az áteresztő sávja az $\Omega = [-1, 1]$ tartomány, ezért a pólusoknak ebbe a tartományba kell esnie ($0 \leq a_i < 1$), a zérusoknak a tartományon kívül ($b_i > 1$).

A közelítő polinomok az előző feltételekkel összefoglalva:

- $F(s)$ valós együtthatós polinom, gyökei tisztán képzetes, konjugált párok. Ezek az átviteli maximumhoz tartozó frekvenciák. Többszörös gyökök is megengedettek, speciális esetben (Butterworth) az összes gyök lehet 0.
- $P(s)$ tisztán páros, valós együtthatós polinom. A gyököknek valós része is lehet, párosával vagy komplex négyesben fordulhatnak elő. A valós részt tartalmazó gyökök a csoportfutási idő simítására használatosak.
- $E(s)$ Hurwitz polinom, minden gyöke a negatív félsíkon helyezkedik el.

Aszimmetrikus eset Ebben az esetben a polinomok gyökei nem párosával szerepelnek. Ebben az esetben a megvalósíthatóság feltétele az, hogy pozitív valós függvényekkel közelítsük a karakterisztikát. Egy függvény pozitív, ha az s komplex frekvenciaváltozó valós értékére a függvény értékének valós része pozitív legyen:

$$\operatorname{Re}\{s\} \geq 0 \Rightarrow \operatorname{Re}\{f(s)\} \geq 0$$

Ha ezen a követelményen felül még valós s -re tisztán valós értéket vesz fel a függvény, akkor pozitív valós. A pozitív valós közelítő polinomok gyökökeire vonatkozó feltételek megegyeznek a szimmetrikus esettel, azzal a kivétellel, hogy nem kell párban szerepelniük a gyököknek, és a polinomok így nem feltétlenül lesznek valós együtthatósak.

Normalizáló tényezők A karakterisztikus polinom átírható a következő alakra:

$$K(s) = \varepsilon \frac{F(s)}{P(s)}$$

Az ε normalizáló tényezővel állítható be az átvitel maximuma az átviteli sávban, ami szükséges abban az esetben, ha nagyobb átvitel adódna, mint 1.

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{\frac{RL}{10}} - 1}} \cdot \left| \frac{P(s)}{F(s)} \right|_{s=\pm j} \quad (1.6)$$

Tehát az aluláteresztő prototípus $\Omega = 1$ levágási frekvenciáján kell kiértékelni a karakterisztikus polinom értékét. RL a kívánt beiktatási csillapítás (dB-ben) az átviteli sávban.

Egy másik normalizáló tényező abban az esetben különbözik 1-től, ha a szűrőfüggvény teljesen kanonikus. Ebben az esetben a zérusok száma megegyezik pólusok számával. Az átviteli karakterisztika nevezőjének és polinomjának a fokszáma megegyezik, emiatt $\omega \rightarrow \infty$ esetben $|H(j\infty)| = konst.$ eset áll fenn. Ezt lehet úgy is tekinteni, hogy abban az esetben ha a fokszámnál kevesebb véges frekvenciás zérust helyezünk el, akkor a többi a végtelenben található, ami az átvitelt végtelen frekvencián 0-ra csökkenti.

$$\varepsilon_R = \frac{\varepsilon}{\sqrt{\varepsilon^2 - 1}} \quad (1.7)$$

1.3.2. Polinomok előállítása

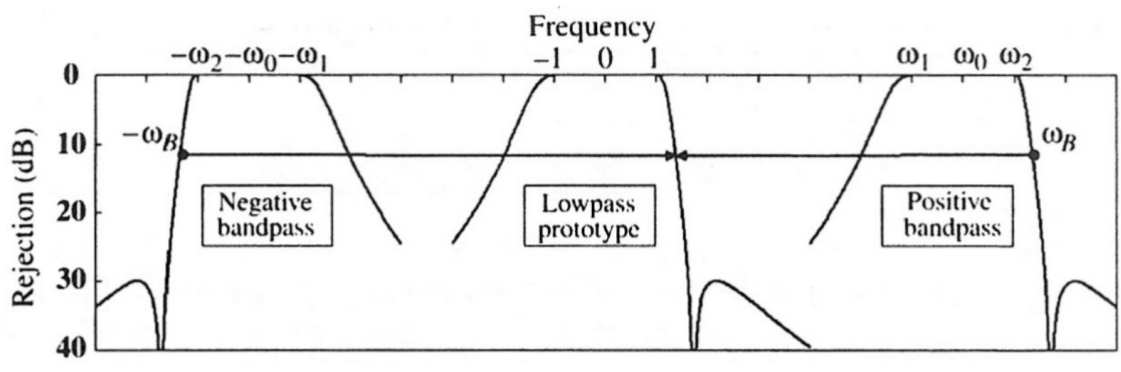
A közelítő polinomokat szimmetrikus esetben a hagyományos módszerekkel is előállíthatók, de tetszőleges karakterisztikák szintéziséhez számítógépes optimalizáció szükséges. Hagományos karakterisztikák pl. a Butterworth, Csebisev, inverz Csebisev, Elliptikus, Zolotarev, Bessel, stb. Ezek közül nem lehet kiválasztani a legjobbat, csak az alkalmazáshoz legoptimálisabbat. Ha az átviteli sávban nincs szigorú követelmény a csoportfutási idő változására, akkor a legoptimálisabb az egyenletesen hullámos karakterisztika lehet. Szimmetrikus esetben a gyökök a Csebisev polinomok gyökei az átviteli sávban. Általánosabb, transzmissziós zérusokat tartalmazó esetben hatékony módszer a [4] könyvben leírt rekurzív módszer, mellyel általánosított Csebisev karakterisztikát lehet előállítani. Ezt a módszert implementáltam a programomban.

1.3.3. Frekvenciatranszformáció

A dolgozatban csak sávszűrőkkel foglalkozom, így csak az aluláteresztő prototípus - sávszűrő transzformációra lesz szükség a későbbiekben. A transzformáció:

$$s = j \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (1.8)$$

,ahol ω_2, ω_1 a transzformált szűrő alsó és felső határfrekvenciája, $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$ a középfrekvencia, ω a transzformált szűrő frekvenciaváltozója. Ezzel a transzformációval az aszimmetrikus aluláteresztő prototípusból fizikailag megvalósítható, a 0 frekvenciára szimmetrikus karakterisztika adódik (1.5. ábra).



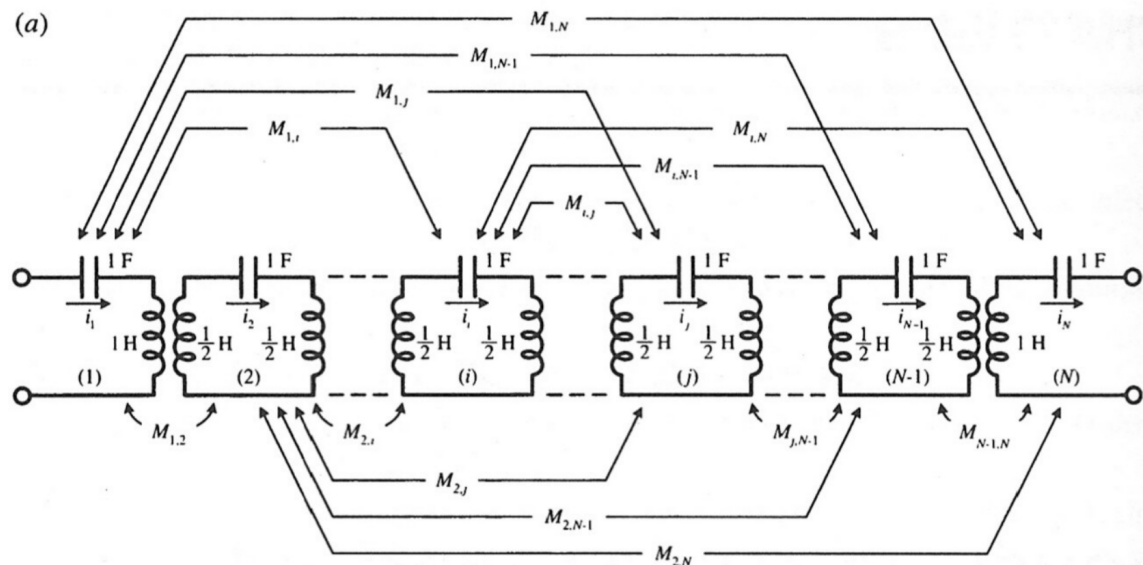
1.5. ábra. Frekvenciatranszformáció [4]

2. fejezet

A csatolási mátrix

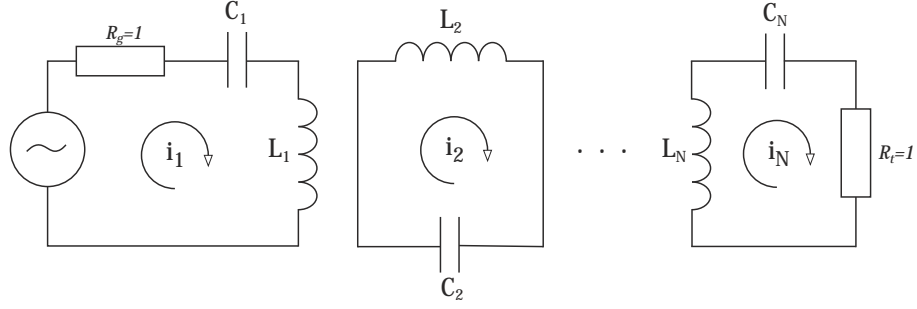
2.1. A modell

A koncentrált paraméterű sávszűrő hálózatok leírására használható általános modell (ideális rezonátorok esetén) a 2.1. ábrán látható. Ez a modell volt az első, amit publikáltak. Később aluláteresztő prototípusra is alkottak modelleket, melyeket FIR (Frequency Invariant Reactance - frekvenciafüggetlen reaktancia) elemekkel láttak el, így aluláteresztő aszimmetrikus prototípus leírására is alkalmazható. A csatolási mátrix szimmetrikus sávszűrőből való származtatását mutatom be, mivel ez szemléletesebb, és az aszimmetrikus eset utána már egyszerűen adódik. A legegyszerűbb esetben egy rezonátor egy induktivi-



2.1. ábra. Sávszűrő modell [4]

tásból és egy kapacitásból áll. A veszteséges dinamikus komponenseket a rezonátorokhoz hozzáadott soros ill. párhuzamos veszteségi ellenállással lehet modellezni. Tervezésnél első közelítésnek elhanyagolhatók a veszteségek. A csatolási mátrix származtatásához tekintünk N db olyan rezgőkört, mindegyik induktív csatolásban van az összes többi rezonátorral. Az i -edik rezgőkör elemei L_i és C_i , a kölcsönös impedancia az i -edik és j -edik rezgőkör



2.2. ábra. Csatlóási modell

L_i és L_j induktivitása között L_{ij} . A csatolás reciprok, ezért $L_{ij} = L_{ji}$. A hálózathoz egyik oldalon egy gerjesztő feszültséggenerátor kapcsolódik u_g feszültséggel és, R_g belső ellenállással, a kimeneti oldalon a lezáróellenállás értéke R_t (2.2). A hurokegyenletek a következő alakban írhatók [2]:

$$\begin{aligned}
 (R_g + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1})i_1 - j\omega L_{12}i_2 + \dots - j\omega L_{1N}i_N &= u_g \\
 -j\omega L_{21}i_1 + (j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2})i_2 + \dots - j\omega L_{2N}i_N &= 0 \\
 &\vdots \\
 -j\omega L_{N1}i_1 - j\omega L_{N2}i_2 + \dots + (R_t + j\omega L_N + \frac{1}{j\omega C_N})i_N &= 0
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

Mátrixos alakban:

$$\begin{pmatrix}
 R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} & -j\omega L_{12} & \dots & -j\omega L_{1N} \\
 -j\omega L_{21} & j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} & \dots & -j\omega L_{2N} \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
 -j\omega L_{N1} & -j\omega L_{N2} & \dots & R_t + j\omega L_N + \frac{1}{j\omega C_N}
 \end{pmatrix}
 \begin{pmatrix}
 i_1 \\
 i_2 \\
 \vdots \\
 i_N
 \end{pmatrix}
 =
 \begin{pmatrix}
 u_g \\
 0 \\
 \vdots \\
 0
 \end{pmatrix} \tag{2.2}$$

Ha minden induktivitás és kapacitás megegyezik ($C = C_{1\dots N} = 1, L = L_{1\dots N} = 1$) akkor az egyes rezonátorok rezonanciafrekvenciája is megegyezik: $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. A 2.2. mátrixegyenletből látszik, hogy az együtthatómátrix dimenziója Ohm, ezt az impedanciamátrixot \mathbf{Z} -vel jelölöm. Ezt az impedanciamátrixot normalizálással és frekvenciátranszformációval a következő alakra lehet hozni:

$$\mathbf{z} = \frac{\mathbf{Z}}{\omega_0 L \cdot FBW}$$

, ahol $FBW = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$, tehát a relatív sávszélesség. A transzformált komplex frekvenciaváltozó jelölése s . A jósági tényező koncentrált paraméteres rezonátor esetén (3.2) az impedancia mátrix (1, 1) és (N, N) elemében szereplő terhelő és lezáró ellenállást tartalmazó eleme a következő módon írható:

$$\frac{R_g}{\omega_0 L} = \frac{1}{Q_{eg}} \quad \frac{R_t}{\omega_0 L} = \frac{1}{Q_{et}}$$

Ennek az a fizikai jelentése, hogy az Ohmos terhelések hatására a rezonátorok jósági tényezője lecsökken, mivel nagyobb veszteségek kerülnek a rezgőkörbe (ebben az esetben

végtelenről csökken egy véges értékre). Ezek a terhelt jósági tényezők. Ezeket normalizálva a relatív sávszélességre:

$$q_{eg} = Q_{eg} \cdot \text{FBW} \quad q_{et} = Q_{et} \cdot \text{FBW}$$

A csatolási tényező definíciója (i-edik és j-edik rezonátor között):

$$M_{ij} = \frac{L_{ij}}{L} \rightarrow m_{ij} = \frac{M_{ij}}{\text{FBW}} = \frac{f_0}{\Delta f} \cdot \text{FBW} \quad (2.3)$$

, ahol m_{ij} normalizált csatolási tényező. Ezek felhasználásával a normalizált impedancia-mátrix:

$$\mathbf{z} = \begin{pmatrix} \frac{1}{q_g} + s & -jm_{12} & \cdots & -jm_{1N} \\ -jm_{21} & s & \cdots & -jm_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -jm_{N1} & -jm_{N2} & \cdots & \frac{1}{q_l} + s \end{pmatrix}$$

Ez a mátrix három mátrix összegeként áll elő: a lezárások mátrixa, a frekvenciaváltozó ($\text{diag}(s)$) mátrixa és a csatolási mátrix ($-j\mathbf{M}$). Általánosabb esetben, ha a rezonátorok frekvenciája eltérő, a csatolási mátrixban főátlójában megjelennek m_{ii} értékek, amelyek fizikailag a rezonátorok rezonanciafrekvencia elhangolásának mértékét adják meg a szűrő középfrekvenciájától. A csatolási mátrix ebben az esetben:

$$\mathbf{M} = \begin{pmatrix} m_{11} & m_{12} & \cdots & m_{1N} \\ m_{21} & m_{22} & \cdots & m_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ m_{N1} & m_{N2} & \cdots & m_{NN} \end{pmatrix}$$

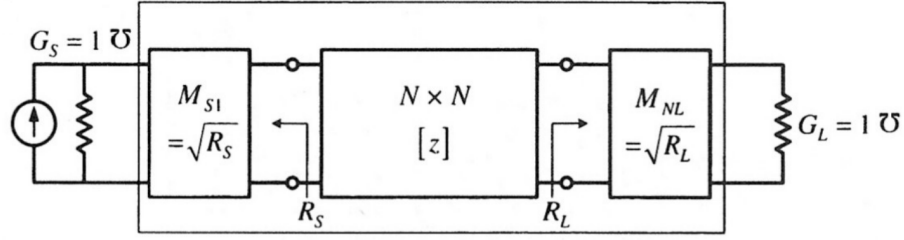
A csatolási mátrix elemeinek fizikai tartalma tehát a rezonátorok közötti csatolási tényezők, a főátlóban pedig az adott rezonátor rezonanciafrekvenciájának elhangolásának mértéke a középfrekvenciától. A mátrix a csatolások reciprocitása miatt szimmetrikus lesz.

Ennek a csatolási mátrixnak a mérete $N \times N$, ahol N a rezonátorok száma, ez megegyezik a szűrő fokszámával is. Azonban ez a mátrix kibővíthető egy általánosabb alakúra, $(N+2) \times (N+2)$ méretűre. A rezonátorokhoz hozzáadunk két nemrezonáns elemet, a forrást (S) ill. a nyelőt (L). Ilyenkor a csatolási mátrix első sora a forrásból az egyes rezonátorokra való becsatolást és az a forrás és a terhelés között fellépő csatolást tartalmazza. A forrást és a lezáró impedanciát nem tartalmazó rezonátorstruktúrát így a \mathbf{z}' mátrixával jellemezhetjük. A hálózat be- és kimenetére $K_g = \sqrt{R_g}$ és $K_L = \sqrt{R_L}$ impedanciainvertereket¹ kötve a generátor és a terhelőimpedancia egységnyire normálható (2.3. ábra).

Az előnyei az $N \times N$ -hez képest:

- Több rezonátorba becsatolást és több rezonátorból kicsatolást tesz lehetővé

¹A K-impedanciainverter bemeneti impedanciája: $Z_{be} = \frac{K^2}{Z_L}$. Ez megvalósítható pl. egy $\lambda/4$ hosszúságú, K impedanciájú tápvonallal.



2.3. ábra. Invertekkel kiegészített csatolási mátrix [4]

- Teljesen kanonikus (a transzissziós zérusok száma megegyezik a rezonátorszámmal) karakterisztikák is elérhetőek
- A forgatásoknál is előnyösebb, ugyanis az előállítás során egy keretmátrix és egy diagonális mátrix összege adódik.

2.2. A csatolási mátrix előállítása

Az $(N+2) \times (N+2)$ mátrix előállításával foglalkozom, mert általánosabban alkalmazható mint az $N \times N$, előállítása is gyorsabb. A mátrix kiszámítása lehetséges az aluláteresztő prototípus impedanciainvertekkel tartalmazó hálózatmodelljéből, illetve közvetlenül az S-paraméterek közelítő polinomjaiból. Az S-paraméterek polinomjai rendelkezésre állnak a szintézis után, így ezekből a leggyorsabb a számítás. A csatolási mátrixhoz szükségünk van a \mathbf{Z} vagy \mathbf{Y} mátrixra. Az \mathbf{S} mátrixból ezek megkaphatók. Csak y_{21} és y_{22} polinomjaira van szükség. Ezek előállítása:

$$m_1(s) = \text{Re}(e_0 + f_0) + j\text{Im}(e_1 + f_1)s + \text{Re}(e_2 + f_2)s^2 + \dots \quad (2.4)$$

$$n_1(s) = j\text{Im}(e_0 + f_0) + \text{Re}(e_1 + f_1)s + j\text{Im}(e_2 + f_2)s^2 + \dots \quad (2.5)$$

, ahol $F(s) = f_0 + f_1s + f_2s^2 + \dots$, és $E(s) = e_0 + e_1s + e_2s^2 + \dots$. A bemeneti (kimeneti) és transzferadmittancia polinomok:

Páros fokszám:

$$y_{21}(s) = \frac{P(s)/\varepsilon}{m_1(s)} \quad y_{22}(s) = \frac{n_1}{m_1}$$

Páratlan fokszám:

$$y_{21}(s) = \frac{P(s)/\varepsilon}{m_1(s)} \quad y_{22}(s) = \frac{m_1}{n_1}$$

Ezek után az admittancia polinomok részlettörtekre bontása szükséges. A polinomok szintézise során a feltételeknek megfelelően a nevezőnek tisztán képzetes gyökei lesznek. A teljes admittanciamátrix a részlettörtekre bontás után:

$$\mathbf{Y} = j \begin{pmatrix} 0 & K_\infty \\ K_\infty & 0 \end{pmatrix} + \sum_{k=1}^N \frac{1}{(s - j\lambda_k)} \cdot \begin{pmatrix} r_{11k} & r_{12k} \\ r_{21k} & r_{22k} \end{pmatrix}$$

,ahol $0 > \lambda_k \in \mathbf{R}$ a rendszer sajátértékei, r_{ijk} az ezekhez tartozó reziduumok. K_∞ teljesen kanonikus esetben nem 0. Ennek oka az, hogy a számláló és nevező fokszáma megegyezik (nem valódi törtfüggvény), a részlettörtekre bontás előtt polinomosztás elvégzése szükséges, ennek az osztásnak az eredménye lesz K_∞ , a számláló a polinomosztás maradéka lesz.

A részlettörtekre bontás eredményeiből már felépíthető a transzverzális (keret-diagonális) $(N+2) \times (N+2)$ csatolási mátrix (2.4. ábra).

	S	1	2	3	..	k	..	N-1	N	L
S		M_{S1}	M_{S2}	M_{S3}	..	M_{Sk}	..	$M_{S,N-1}$	M_{SN}	M_{SL}
1	M_{1S}	M_{11}								M_{1L}
2	M_{2S}		M_{22}							M_{2L}
3	M_{3S}			M_{33}						M_{3L}
:	:				.					:
k	M_{kS}					M_{kk}				M_{kL}
:	:						.			:
N-1	$M_{N-1,S}$							$M_{N-1,N-1}$		$M_{N-1,L}$
N	M_{NS}								M_{NN}	M_{NL}
L	M_{LS}	M_{L1}	M_{L2}	M_{L3}	..	M_{Lk}	..	$M_{L,N-1}$	M_{LN}	

2.4. ábra. Általános $(N+2) \times (N+2)$ csatolási mátrix

A mátrix elemei:

$$\begin{aligned}
 M_{kk} &= -\lambda_k \\
 M_{Lk} &= \sqrt{r_{22k}} \\
 M_{Sk} &= \frac{r_{21k}}{\sqrt{r_{22k}}}
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

Az M_{S1} elem a bemeneti impedanciainverter értéke, tehát $R_g = M_{S1}^2$ esetben a lezárás felé $r' = 1$ impedanciát biztosít. Hasonlóan számítható a kimeneti lezárás is: $R_t = M_{NL}^2$. Teljesen kanonikus esetben M_{SL} nem 0:

$$M_{SL} = \frac{\varepsilon(\varepsilon_R \pm 1)}{\varepsilon}$$

Az előjelet a fizikai megvalósításhoz jobban illő csatolási értékre érdemes megválasztani.

2.4. A csatolási mátrix által reprezentált rendszer analízise

A csatolási mátrixból az impedanciamátrix számítható. Az S paraméterek meghatározása az impedanciamátrixszal adott rendszer esetén:

$$S_{21} = \left. \frac{U_2^-}{U_1^+} \right|_{U_2^+=0} = \frac{2\sqrt{R_1 R_N} i_N}{u_g} \quad S_{11} = \left. \frac{U_1^-}{U_1^+} \right|_{U_2^+=0} = 1 - \frac{2R_1 i_1}{u_g}$$

Ebből kifejezve i_1 és i_N -t:

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{R_1 R_N}}{\omega_0 L \cdot \text{FBW}} \mathbf{Z}^{-1}(N, 1) = 2 \frac{1}{\sqrt{q_g q_t}} \mathbf{Z}^{-1}(N, 1) = -2j \sqrt{R_g R_t} [\lambda \mathbf{I} - j \mathbf{R} + \mathbf{M}]_{N1}^{-1}$$

$$S_{11} = 1 - \frac{2R_1}{\omega_0 L \cdot \text{FBW}} \mathbf{Z}^{-1}(1, 1) = 1 - \frac{2}{q_g} \mathbf{Z}^{-1}(1, 1) = 1 + 2j R_g [\lambda \mathbf{I} - j \mathbf{R} + \mathbf{M}]_{11}^{-1}$$

2.5. Elosztott paraméteres hálózatok leírása a csatolási mátrixszal

A csatolási mátrixot koncentrált hálózatmodellből származtattam. Itt a csatolási tényezők frekvenciafüggetlenek voltak ideális esetben. Az elosztott paraméteres hálózatokra is használható ez a leírasmód, azonban a csatolások frekvenciafüggőek. A rezonanciafrekvencia környékén azonban konstansnak tekinthető, és ugyanúgy használható tervezéshez, mint koncentrált esetben. Keskenysávú (relatív sáv szélesség $\approx 1 - 10\%$) szűrőnél az áteresztősávban és közelében jól tervezhető a viselkedés a hagyományos módszerekkel, azonban nagyobb frekvenciákon az elosztott paraméteres rezonátorok ismét rezonálnak, így ott már nem érvényes ez a közelítés.

3. fejezet

Mikrohullámú rezonátorok

A sáváteresztő és sávzáró szűrők rezonátorokból állnak, melyek elektromágneses tere között csatolás jön létre. A rezonátorok a frekvenciától függően, különféle alakban valósíthatóak meg. A különböző struktúrák előnyeit és hátrányait, alkalmazhatósági frekvenciatartományát, és jósági tényezőjét vizsgálom.

Jósági tényező A rezonátorok legfontosabb tulajdonsága a jósági tényezője. Az irodalomban a jelölése: Q (Quality Factor). A jósági tényező megmondja, hogy a maximális rezonancia milyen környezetében rezonál még nem elhanyagolható módon a rezonátor, tehát milyen széles a rezonanciasáv. Mértékegysége nincs. A gyakorlatban ($Q > 10$ esetén) a Q faktor meghatározása legegyszerűbben a rezonancia maximumánál 3dB-el kisebb értékek távolságának mérésével történik.

$$Q = \frac{\Delta f}{f_0}$$

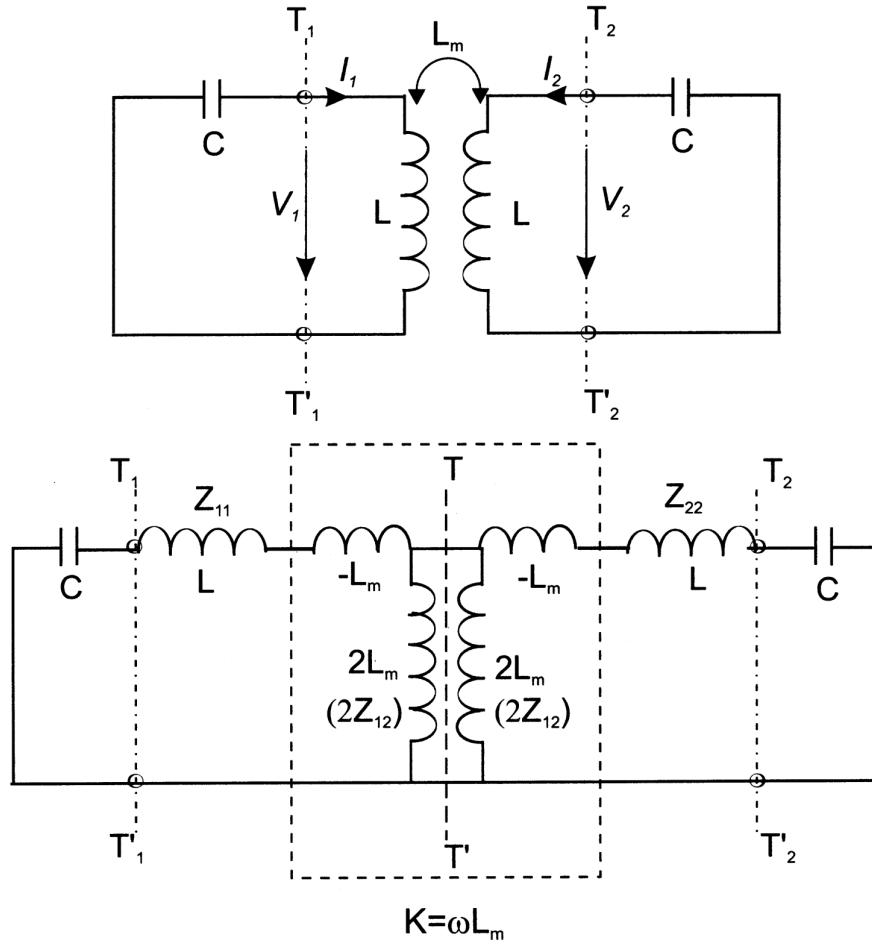
Ideális rezonátor jósági tényezője végtelen, egy diszkrét frekvencián rezonál. A veszteségek miatt azonban ez a rezonancia kiszélesedik, tehát csökken a jósági tényező. A veszteségek frekvenciafüggőek, ezért a jósági tényező dielektrikumot tartalmazó rezonátoroknál csökken a frekvencia növelésével. A jósági tényező általános esetben az alábbi módon írható le:

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_v} + \frac{1}{Q_d} = \frac{1}{Q_v} + \tan \delta \quad (3.1)$$

,ahol Q_v az ohmos veszteségek, Q_d a dielektrikum által okozott veszteségek miatt jelenik meg. A dielektrikum vesztesége a disszipációs faktor reciproka (adott frekvencián).

3.1. Rezonátorok közötti csatolás

A csatolási mátrix a rezonátorok közötti csatolást írja le. A tervezés során 2-2 (akár különböző frekvenciájú) rezonátor közötti csatolást célszerű meghatározni. A koncentrált paraméteres rezgőkörök közötti csatolás számításának módja elosztott paraméteres rezonátorok esetén is jól használható. A 3.1. ábra mutatja a legegyszerűbb modellt. A két



3.1. ábra. Induktívan csatolt rezonátorok [2]

rezonátor induktív tagját L_m kölcsönös induktivitás köti össze. Ez a csatolt tekercsek helyettesítő képével a 3.1. ábra alsó képén látható módon átalakítható. A mikrohullámú áramkörök analízisében használatos elektromos fal/ mágneses fal módszerrel két rezonanciafrekvencia adódik:

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L - L_m)C}} \quad (3.2)$$

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L + L_m)C}} \quad (3.3)$$

,ahol f_e a T-T'→rövidzár (elektromos fal) esetén kialakuló rezonanciafrekvencia, f_m a T-T'→szakadás (mágneses fal) esetén. A mágneses (induktív) csatolási tényezőt a kölcsönös induktivitás és az induktivitás, tehát a csatolt és tárolt mágneses energia hányadosa adja, ami a 3.2 és 3.3 egyenletből kifejezve:

$$k_M = \frac{L_m}{L} = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} \quad (3.4)$$

A dualitást kihasználva a kapacitív csatolás hasonlóképpen levezethető:

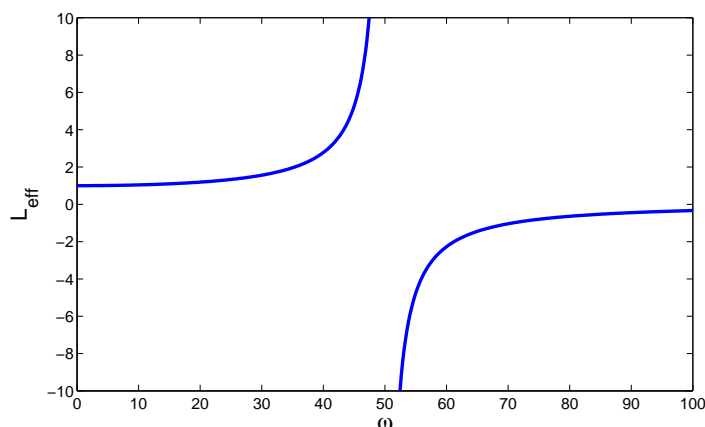
$$k_E = \frac{C_m}{C} = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} \quad (3.5)$$

Vegyes csatolás is felléphet a rezgőkörök között, ekkor az ellentétes jellegű két csatolás akár ki is ejtheti egymást. [2] alapján különböző frekvenciájú rezonátorok között jó közelítést nyújt a 3.3 és 3.4 alapján számított csatolási tényező, ha a frekvenciakülönbség kicsi. A rezonanciafrekvenciákat szimulációval fogom meghatározni.

3.2. Koncentrált paraméteres rezonátorok

Abban az esetben tekinthetünk egy rezonátort koncentrált paraméteresnek, ha a koncentrált inductivitás és kapacitás, illetve az ezeket összekötő vezetékek legnagyobb lineáris mérete is jóval kisebb, mint a (vezetett) hullámhossz negyede. A hálózatelméletben használt inductivitás és kapacitás modell a frekvencia függvényében nem változtatja meg az értékét, azonban a fizikailag megvalósított tekercsnek is van kapacitása, és a kondenzátornak is inductivitása. A koncentrált paraméteres rezonátor (rezgőkör) két tagja így nagyobb frekvencián már csak két (veszteséges) rezgőkörrel írható le. Ez a két nem ideális dinamikus elem az effektív inductivitással ill. az effektív kapacitással írható le. Az effektív jellemző kis frekvencián megfelel az ideális elemnek, a rezonanciafrekvencián azonban előjelet vált az effektív jellemző, nagyobb frekvencián fordítottan viselkedik a dinamikus elem. Példa a tekercs egy egyszerű (parhuzamos kondenzátort tartalmazó) modelljére (3.2):

$$L_{\text{eff}} = \frac{L}{1 - \omega^2 LC} = \frac{L}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2}$$



3.2. ábra. Effektív inductivitás ($\omega_r = 50 \text{ Mrad/s}$)

A használható frekvenciatartományt tehát a fizikai méret csökkentésével, ezáltal a parazita inductivitások és kapacitások csökkentésével növelhetjük. Általában a felső határ

kb. 500MHz koncentrált rezgőkörökre. A jósági tényezőt a legnagyobb mértékben a tekercs rézvesztése befolyásolja, nagyobb frekvencián azonban a kondenzátor dielektrikum és a behatolási mélység csökkenése miatt a tekercs effektív keresztmetszet csökkenése is jelentős szerepet játszik.

Jósági tényező A jósági tényezőt attól függően definiálhatjuk, hogy soros vagy párhuzamos modellekkel számolunk. Soros eset:

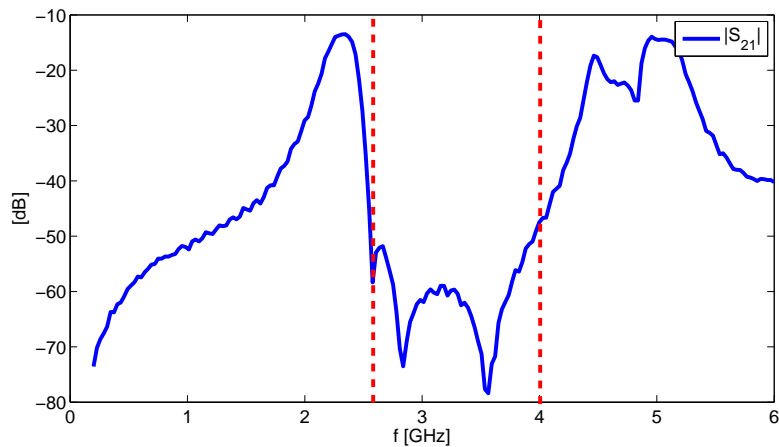
$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Párhuzamos:

$$Q = R \sqrt{\frac{L}{C}}$$

3.3. Elosztott paraméteres rezonátorok

A koncentrált paraméteres rezonátorokkal szemben, az elosztott paraméteres rezonátoroknál végtelen sok rezonanciahely lehetséges. Ez hátrányos szélessávú szűrők tervezésénél, mivel korlátozza az elérhető sávszélességet. A rezonátorok használható tartománya általában a második rezonancia hatásának érzékelhetőségéig tart. Ezt az angol szakirodalom spurious-free zónának nevezi (3.3. ábra)



3.3. ábra. Spurious-free zóna (2.7 - 4GHz)

3.3.1. Microstrip technológia

A microstrip technológia előnye a könnyű megvalósíthatóság nyomtatott áramköri technológiával. Általában dielektrikum vagy kerámia hordozóra kerül az (ezüstözött) réz rajzolat. További előnye a kis méret, és az olcsó és kis szórású tömeggyárthatóság. A microstrip hátránya a viszonylag nagy elsugárzott teljesítmény, kis teljesítmény átviteli képesség és a

diszperzió. A stripline technológiával a dolgozatomban nem foglalkozom, azonban a microstrip hátrányainak nagy része ezzel csökkenthető lenne, a könnyű gyárthatóság rovására.

Microstrip tápvonalak

A microstrip tápvonalak kvázi-TEM módusú terjedést tesznek lehetővé. Az ϵ_r permittivitású dielektrikumban csak az elektromágneses tér egy része halad, a másik a tápvonal felett, nyílt térben terjed. Az effektív permittivitással jól modellezhető az ilyen tápvonal hullámimpedanciája (méretviszonyok korlátozása mellett). A tápvonalak hullámimpedanciájának és fizikai hosszának számítására a TxLine programot használom, amely az AWR Design Studio programcsomag része. Az effektív permittivitás frekvenciafüggő, így a csőtápvonalhoz hasonlóan diszperzív. Az effektív permittivitás és a vezetett hullámhosszra vonatkozó összefüggések megtalálhatóak a szakirodalomban, azonban szimulációval gyorsabban és pontosabban meghatározhatóak.

Microstrip rezonátorok

A microstrip rezonátorok megjelenhetnek kvázi koncentrált alakban, amely egy főként induktív (planáris tekerecs) és a főként kapacitív (interdigitális) kis méretű elemből áll, melyet rövid tápvonalszakasz köt össze. Nagyobb frekvencián a rezonátoroknak számos megjelenési formája létezik. Ilyen pl. a gyűrűs rezonátor, melyet szakadással kiegészítve (SRR - Split Ring Resonator) megnövelhető a kapacitás a rezgőkörben, ezzel csökkenthető a rezonanciafrekvencia. Léteznek tömör (patch) illetve elágazó struktúrák is. A négyszögletes réses hurokrezonátor (3.4) előnye a könnyű egymás mellé helyezhetőség, és a jól kezelhető csatolási tényezők.

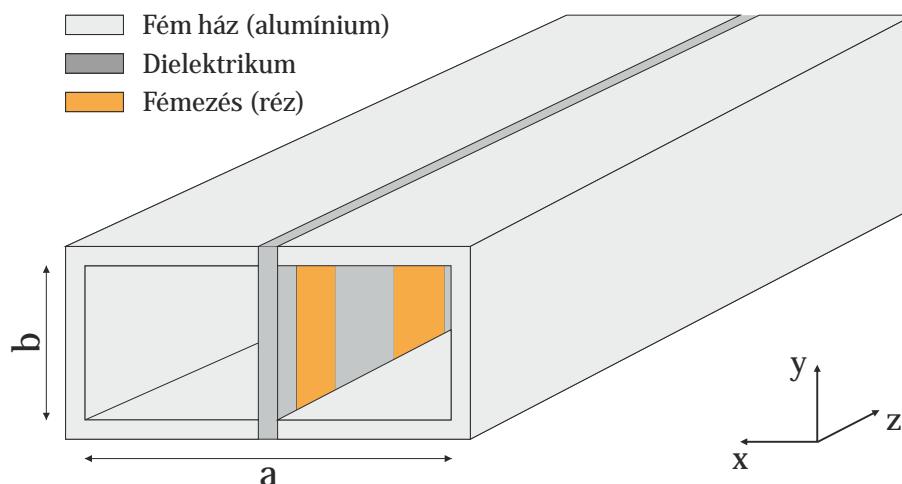


3.4. ábra. Különböző planáris rezonátorok [3]

3.3.2. Csőtápvonalas megvalósítás

A szűrők csőtápvonalas megvalósítása a legkisebb beiktatási csillapítást biztosítja. Hátránya a nagyobb méret, nagyobb gyártási szórás és a drága fémmegmunkáló technológiák. A gyártási szórásra való érzékenység csökkenthető ún. finline struktúrával (3.5. ábra), melynél egy olyan fémbetétet helyeznek a tápvonal hosszirányában középre, amelyen réseket alakítottak ki. A réseknél a tápvonal teljes szélessége által meghatározott rezonanciafrekvenciájú rezonátorokat a keskeny (levágási frekvencia alatti) csatoló szakaszok kötik össze.

A fémbetét helyett általában fémezett dielektrikumot használnak, a microstrip technológiával megegyező pontosságú és olcsó gyárthatóságához. Vékony hordozó és jó minőségű teflon anyag esetén kis csillapítás érhető el [1].



3.5. ábra. *Finline* szűrő

A sorba kapcsolt rezonátorok ebben az esetben csak az egymás után következő rezonátorok között létesíthető csatolás, a csatolási mátrix kvázi-diagonális (csak $M_{i,i+1}$ elemek vannak). Ez egyben azt is jelenti, hogy csak transzmissziós zérus nélküli karakterisztika érhető el. A transzmissziós zérusok megvalósításához szükségesek további csatolások. Ehhez a rezonátorokat különböző topológiák szerint lehet elhelyezni, a csatolási mátrix alapján. Az ilyen szűrők általában a gyártás után hangolást igényelnek, amely időigényes művelet (automatizált hangoló esetén is).

Üregrezonátorok

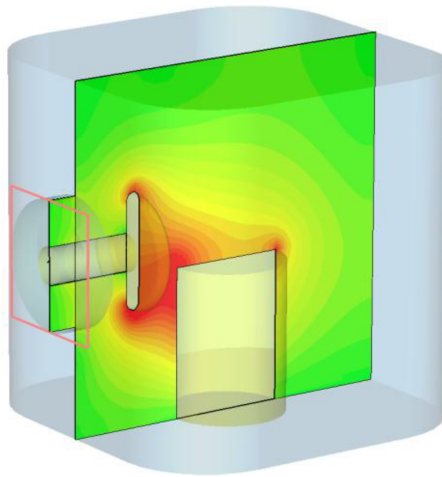
Az üregrezonátorok olyan elektromos fallal (vezető fém) határolt térrészek, ahol az elektromos és mágneses tér végtelen sok konfigurációban alakulhat ki úgy, hogy a tárolt elektromos és mágneses energia megegyezik. Ezek a rezonanciafrekvenciák egyszerű struktúrák esetén analitikus módon számíthatók. Általában alaplómódusban használatosak a rezonátorok, mivel ekkor a legkisebbek a veszteségek, főként a dielektromos üregrezonátorokban. Ha a rezonátor rendelkezik valamilyen szimmetriával, a szimmetria mértékének megfelelően degenerált módusok alakulhatnak ki, tehát azonos rezonanciafrekvencián és tárolt energia mellett különböző konfigurációkban (ortogonálisan) létezhet az elektromos és mágneses tér. Mivel a különböző módusok ortogonálisak, ideális esetben nem lép fel csatolás közöttük. A fal véges vezetőképessége és diszkontinuitások csatolásba hozhatják a módusokat. Azonban ezt ki is lehet használni, ún. dual- vagy triple-mode rezonátorok esetén, egy fizikai rezonátorral több rezonátort lehet megvalósítani.

A legegyszerűbb rezonátor az egyszerű kocka, mely 3. fokú degeneráltsággal rendelkezik. A mérete csökkenthető dielektrikummal, illetve a közepére helyezett oszloppal. Ezek a

koaxiális rezonátorok. A fém szerkezeteket általában gépi CNC megmunkálással készítik el, belső éleket ezért lekerekítve kell megtervezni. Tervezési kiindulásnak jó közelítés egy négyzetes rezonátor, melynek rezonanciafrekvenciája:

$$f_0 = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{q\pi}{d}\right)^2}$$

, ahol a, b, d a téglatest élei. A szimulációnál a becsatoló / kicsatoló elemeket figyelembe kell venni, mert a szonda megváltoztatja a rezonanciafrekvenciát (3.6. ábra). A rezonátorok frekvenciájának meghatározására majdnem minden 3D térszimulátor programban található sajátfrekvencia számító (Eigenmode Solver), mely egy adott frekvenciatartományban az összes rezonanciát megadja, a degeneráltság fokával együtt.



3.6. ábra. *Koaxiális rezonátor csatoló szondával*

4. fejezet

A tervezés folyamata

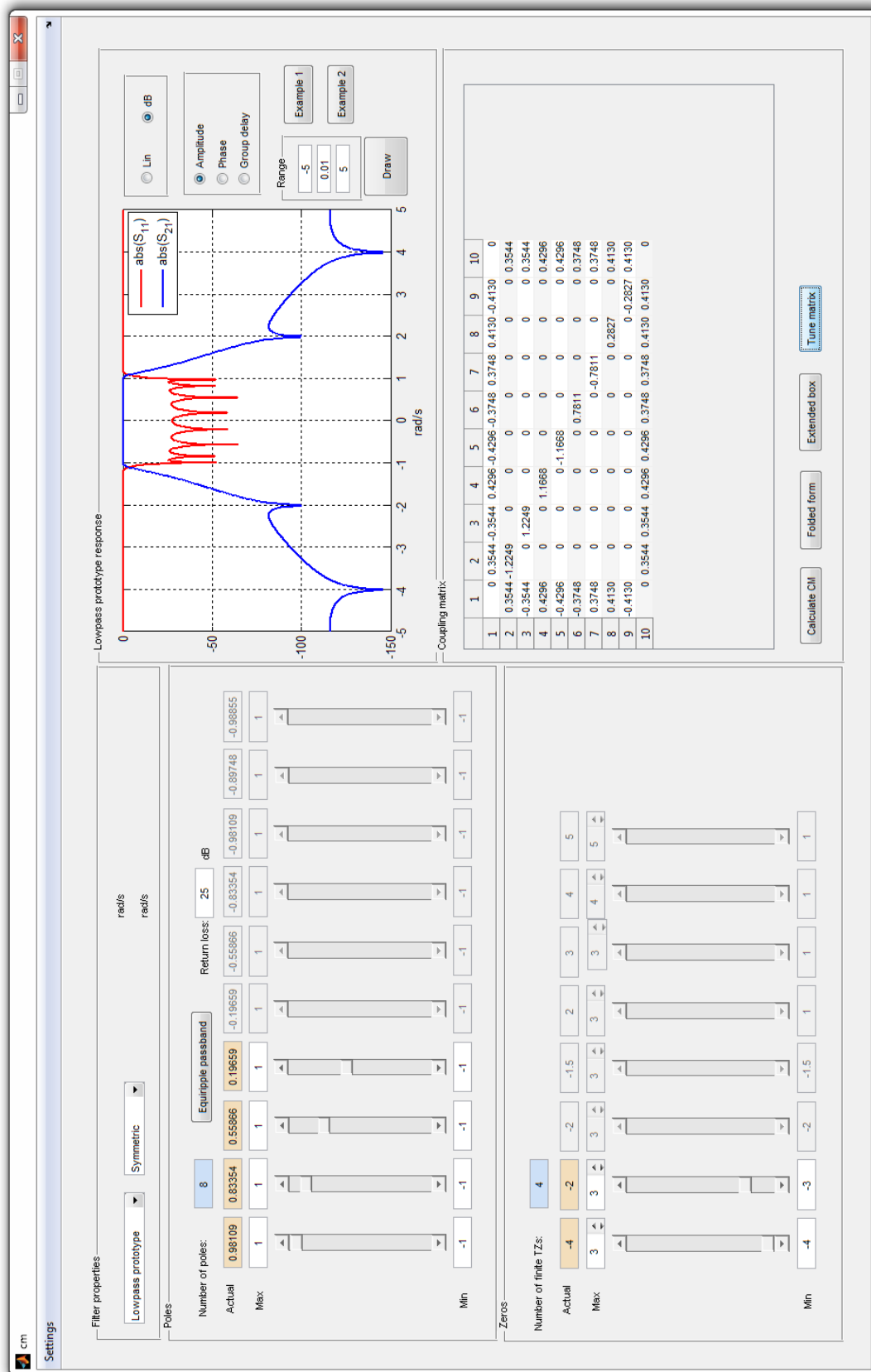
Ebben a fejezetben először a tervezés lépéseit foglalom össze, majd egy példán keresztül részletesen bemutatom az egyes lépéseket. A csatolt rezonátoros szűrő tervezésének folyamán az elméleti tervezés során (első 4 lépés) az általam készített MATLAB programot fogom használni, melynek képességeit is bemutatom a tervezés során.

- A szűrő karakterisztikájának kiválasztása, a követelményeknek megfelelően. Általános esetben a legideálisabb az egyenletesen hullámos (Csebishev) áteresztősáv, azonban gyakran követelmény a csoportfutási idő simasága is. Néhány esetben a minimális fázisú karakterisztikák is használatosak. Már ebben a tervezési fázisban szükséges lehet úgy kiválasztani a karakterisztikát, hogy optimális legyen a fizikai megvalósításhoz.
- Transzmissziós zérusok elhelyezése és a közelítő polinomok kiszámítása, így megkapjuk az aluláteresztő prototípus transzmisszióját és reflexióját. A zérusok elhelyezése lehet szimmetrikus ill. aszimmetrikus.
- A csatolási mátrix előállítás
- A csatolási mátrix forgatása, topológia megváltoztatása az adott technológiával legjobban ill. minimális számú csatolással megvalósítható alakúra.
- Fizikai rezonátorok szimulációja 3D térszimulátor programmal (CST), előzetes becslések alapján. A rezonátorok rezonanciafrekvenciájának beállítása.
- Csatolási tényezők szimulációja 2-2 rezonátor között
- A rezonátorok elhelyezése a topológiának megfelelően, a kész szűrő optimalizálása.

4.1. Tervezés a MATLAB programmal

Az elkészített MATLAB alkalmazás grafikus felülettel rendelkezik (4.1. ábra), és a szűrő elméleti tervezését segíti. Tetszőleges pólusok és zérusok vihetők be, ezeknek a pontos

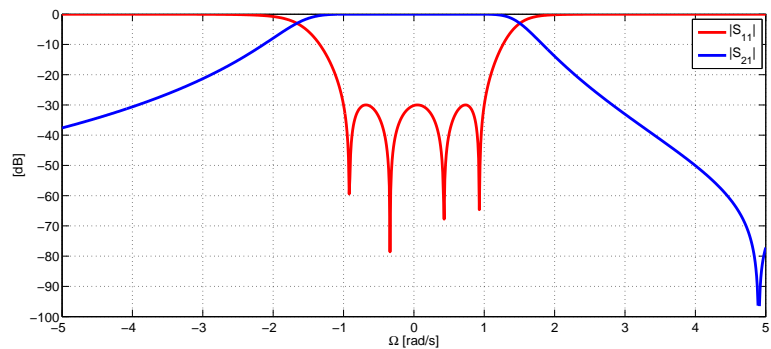
elhelyezését hangoló csúszkával lehet állítani, miközben a szűrő karakterisztikájának változását folyamatosan lehet figyelni. Lehetőség van szimmetrikus és aszimmetrikus karakterisztikák szintézisére, jelenleg aluláteresztő prototípus és sávszűrő esetére. Az áteresztő sávban meghatározott beiktatási csillapítás (RL - Return Loss) állítható be, a zárószávi levágás meredekségének rovására. A amplitudókarakterisztika ábrázolása lehet lineáris ill. logaritmikus, fáziskarakterisztika és csoportfutási idő rajzolható. A program demonstrálására egy aszimmetrikus 4. fokú Csebisev szűrőt készíték egy transzmissziós zérussal, melynek lépései közben bemutatom a program működését is.



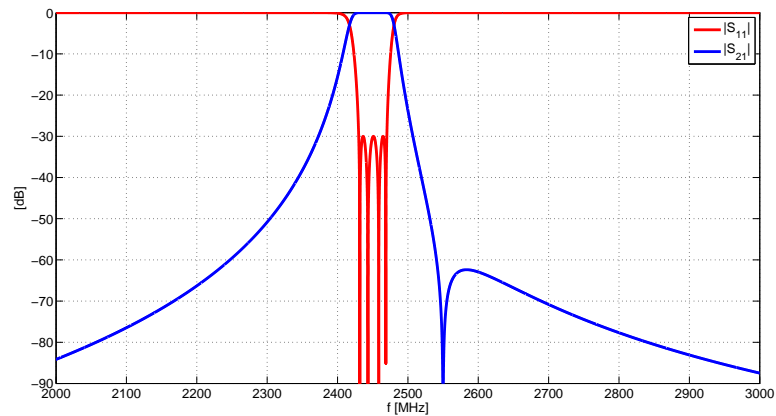
4.1. ábra. Az alkalmazás kezelőfelülete

4.1.1. Approximáció

Microstrip szűrőt készítek a tervezési módszer bemutatására, ami 4 rezonátort tartalmaz. A szűrő középfrekvenciája 2.45GHz, sávszélessége: $\Delta f=40\text{MHz}$. Így a relatív sávszélesség: $\text{FBW} = \frac{0.04}{2.45} = 2.45\%$ Egy zérust helyezek el a felső sávon, hogy a két oldal levágási meredksége vizsgálható legyen. A zérus helye: 2.55GHz. Az aluláteresztő prototípust ennek megfelelően készítem el. Ebben a fázisban a veszteségek nincsenek figyelembevételre, tehát a megvalósított szűrő jóval kisebb levágási meredkséggel és lekerekedett karakterisztikával fog rendelkezni, a zérushelyek is feltöltődnek. Az áteresztő sáv egyenletesen hullámos Csebbisev, 30dB reflexiós veszteség mellett. A 2550MHz-en lévő zérus az aluláteresztő prototípus $\Omega = 4.9\text{rad/s}$ frekvenciájának felel meg. A prototípus és a transzformált karakterisztikát a 4.2. és 4.3. ábrák szemléltetik.



4.2. ábra. Aluláteresztő prototípus



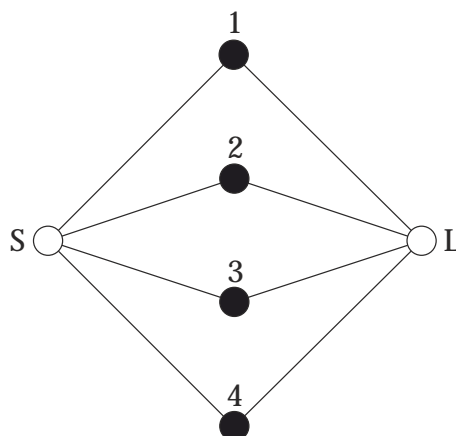
4.3. ábra. A sávszűrőre transzformált karakterisztika

4.1.2. Csatolási mátrix

A megfelelő karakterisztika beállítása után a *Calculate CM* gombra kattintva lefut a 2.2. pontban ismertetett algoritmus. Az eredmény, a diagonális keretmátrix:

	S	1	2	3	4	L
S	0	0.4869	-0.4405	0.6529	-0.6851	0
1	0.4869	1.5274	0	0	0	0.4869
2	-0.4405	0	-1.4587	0	0	0.4405
3	0.6529	0	0	-0.8104	0	0.6529
4	-0.6851	0	0	0	0.6835	0.6851
L	0	0.4869	0.4405	0.6529	0.6851	0

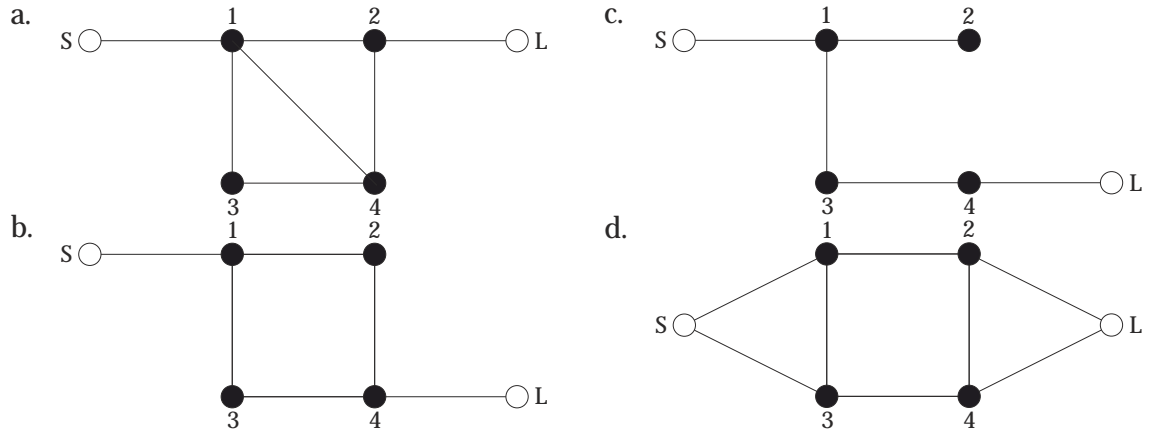
A mátrix valóban szimmetrikus és valós. $M_{SL} = 0$, mivel $N=4$, és csak 1 transzmissziós zérus van. M_{SS} és M_{LL} értéke mindig 0, hiszen ez egy nem rezonáns csomópont, amit nem lehet elhangolni. Az ehhez tartozó topológia 4.4. ábrán látható. Ez az elrendezés nem praktikus, ezért topológia transzformációra van szükség.



4.4. ábra. Transzverzális topológia

4.1.3. Topológia transzformáció

A microstrip planáris technológia, tehát csak egymás melletti rezonátorok közötti csatolásra van mód. Hátrány a nem minimális számú csatolás az adott karakterisztika eléréséhez, mivel bizonyos elrendezések esetén nem lehetséges a nem kívánatos csatolások megszüntetése. Ennek megfelelően kell topológiát keresni úgy, hogy ne adódjanak extrém értékek a csatolási tényezőkre. Az érzékenységvizsgálatnak akkor van értelme, ha ismert a gyártási szórás már rendelkezésre állnak tapasztalati úton szerzett információk a prototípus mérése után. Lehetséges topológiák a 4 rezonátoros esetben: Az *a.* elrendezés keresztcsatolást tartalmazó in-line, a *b.* az extended box, *c.* Cul-de-Sac (zsákutca) és *d.* egy olyan eset, amikor több rezonátorba (rezonátorból) történik a becsatolás (kicsatolás), az $(N+2) \times (N+2)$ mátrix egyik előnye az ilyen struktúrák kezelése. A *b.* és *d.* elrendezések megvalósíthatók planár



4.5. ábra. Néhány lehetséges topológia $N=4$ esetén

technológiával, de az *a.* és *c.* általában nem. A *b.* extended box topológiát választom. Így a szükséges csatolási mátrix alakja:

	S	1	2	3	4	L
S	0	M_{S1}	0	0	0	0
1	M_{S1}	M_{11}	M_{12}	M_{13}	0	0
2	0	M_{12}	M_{22}	0	M_{24}	0
3	0	M_{13}	0	M_{33}	M_{34}	0
4	0	0	M_{24}	M_{34}	M_{44}	M_{4L}
L	0	0	0	0	M_{4L}	0

Ehhez a következő forgatásokat kell elvégezni:

	$Elem$	$Pivot$	α
1.	M_{15}	(4, 5)	0.8095
2.	M_{14}	(3, 4)	1.1352
3.	M_{13}	(2, 3)	1.1343
4.	M_{36}	(3, 4)	0.9550
5.	M_{46}	(4, 5)	0.6082
6.	M_{25}	(4, 5)	0
7.	M_{34}	(3, 4)	0.7115

A forgatás után kapott mátrix:

	S	1	2	3	4	L
S	0	1.1518	0	0	0	0
1	1.1518	0.0251	-0.6746	0.7922	0	0
2	0	-0.6746	-0.8453	0	0.6746	0
3	0	0.7922	0	0.6919	0.7922	0
4	0	0	0.6746	0.7922	0.0251	1.1518
L	0	0	0	0	1.1518	0

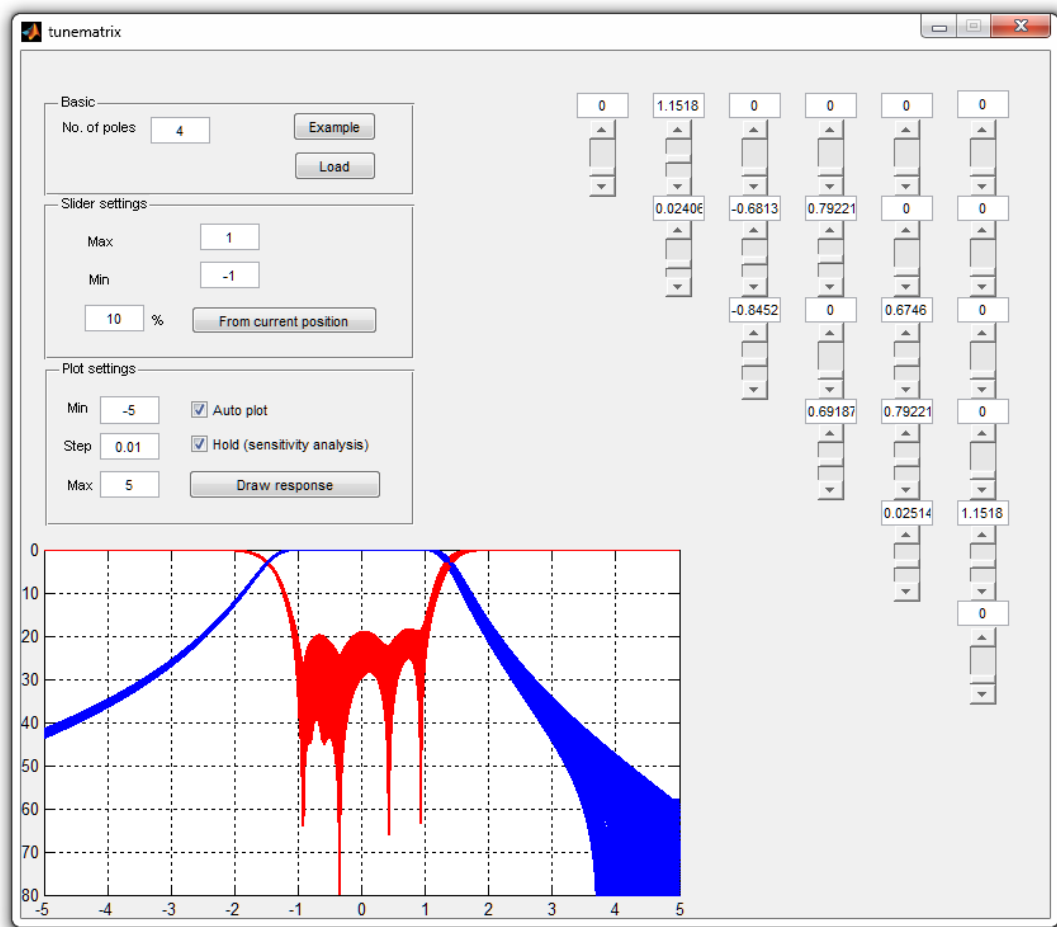
Érzékenység vizsgálat

A mátrix szintézise után, a *Tune matrix* gomb megnyitja a hangoló segédprogramot, mellyel az elkészített mátrix elemeit lehet változtatni, és figyelni az érzékenységet az adott csatolási tényező megváltozására. Ez jelenleg még nincs automatizálva és az érzékenység sincs számszerűsítve, de jól látható módon különböző az érzékenység különböző elemek ugyanolyan mértékű megváltoztatására. A program felülete a 4.6. ábrán látható. A képen a kapacitív csatolást (M_{12}) értékét változtattam meg a névleges érték ± 10 százalékaival. Ennek eredményeképpen az áteresztősáv nem nagyon változott, azonban a zérusfrekvenciát erősen befolyásolja.

4.2. A rezonátor méreteinek előzetes számítása

A microstrip rezonátorstruktúrák közül a réssel ellátott, keretrezonátort választottam. Azon a frekvencián lép fel rezonancia, ahol a kiterített tápvonal $\lambda/2$ hosszúságú. Microstrip tápvonalnál a $\gamma = \alpha + j\beta$ terjedési tényező mindkét tagja frekvenciafüggő. Az α csillapítási tényező a frekvenciafüggetlen rézveszteség és a frekvenciafüggő behatolási mélység és dielektrikum veszteség miatt, a β a kvázi-TEM módusok diszperzív jellege miatt (az effektív permittivitás frekvenciafüggő [2]).

A számítás egy gyors módja a TxLine tápvonal számító program, melyben microstrip mellett stripline, koaxiális és még számos tápvonal elrendezés méreteit számíthatjuk. A számítás oda-vissza történhet elektromos hosszról fizikai hosszra, tápvonal méreteiből hullámimpedanciára, adott frekvencia, fémezés és dielektrikum esetén. A program felülete a 4.7. ábrán látható. A programban a képen az Arlon 25N kis veszteségű hordozó adatait vittem be, és 50Ω hullámimpedanciájú, 180° elektromos hosszúságú tápvonalszakasz adatait számítottam ki. Tehát a szükséges tápvonalszélesség 1.16mm, a rezonátor kiterített hossza kb. 37.5mm. Természetesen a keret kialakításakor a szakasz induktivitása megváltozik, a résnél pedig koncentrált jellegű kapacitás alakul ki. A rezonátor oldalának mérete: $37.5/4 \approx 9.4$ mm. A rés méretét közepesre választom, túl keskeny rés esetén nagyon nagy lehet a változásra vonatkozó érzékenység, ez a gyártási szórások miatt nem megengedhető. A rés méretét 1mm-re választom.

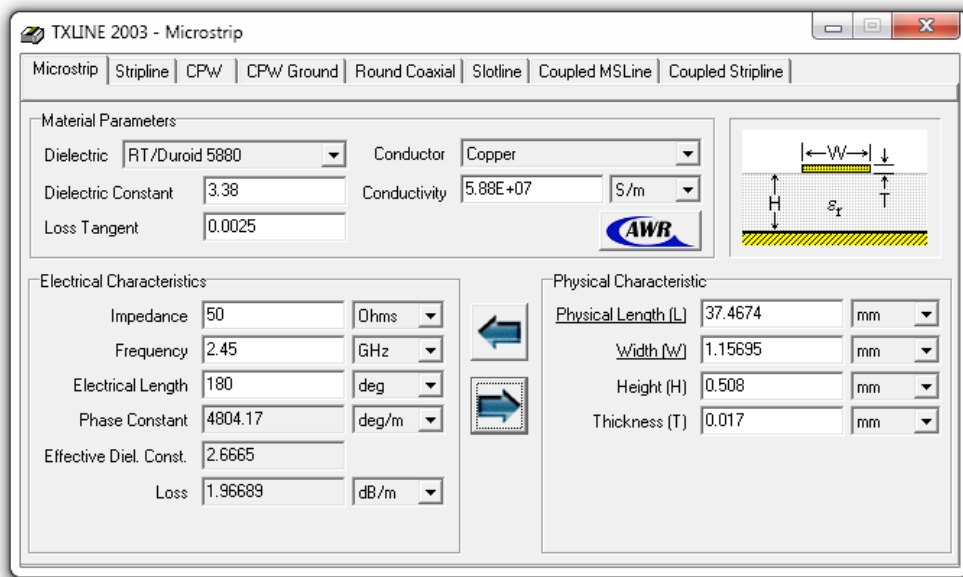


4.6. ábra. A mátrix hangoló alkalmazás

4.3. Szimuláció

Az előző pontban kiszámolt közelítő geometriát bevitettem a CST Microwave Studio 3D elektromágneses térszámító programba. A modell 3 részből áll:

- A hordozó, melynek paraméterei:
 - Típus: Arlon 25N
 - Vastagság: 0.508mm
 - Fémezés vastagsága: 0.017mm
 - Permittivitás: $\varepsilon=3.38$
 - Veszteség 10GHz-en: $\tan \delta=0.0025$
- A rezonátor, paraméterei:
 - A rés szélessége
 - A belső méret



4.7. ábra. A TxLine szoftver kezelőfelülete

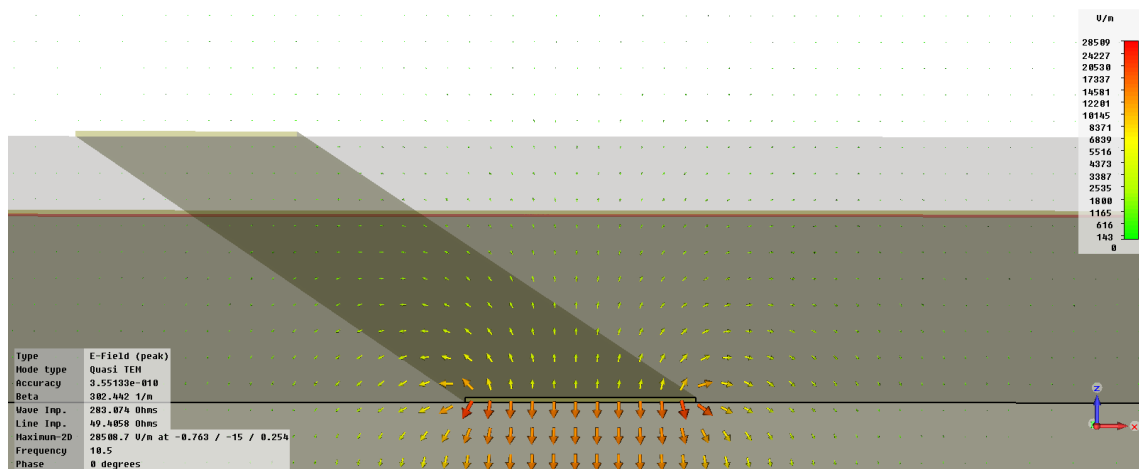
– A külső méret

- A rezonátor összeköttetése a bemenettel, ha az első vagy utolsó rezonátor szimulációja folyik

A bemeneti tápvonal vastagsága kötött, mivel 50Ω a szabványos lezárások értéke. A rezonátorok belső impedanciaviszonyai viszont szabadon megválaszthatók optimális értékre.

4.3.1. A szimulációs modell beállítása

A TxLine segítségével a tápvonal szélessége 1.15mm . CST-vel ellenőriztem a hullámimpedanciát (4.8. ábra).



4.8. ábra. A tápvonal hullámimpedanciája és elektromos tere

A gerjesztő portok teljes keresztmetszetben waveguide portok, mivel ez biztosítja a legpontosabb szimulációt, ellentétben a koncentrált táplálással. Ezekről a portokról az 50Ω tápvonalon jut el a rezonátorokhoz a jel, ahol esetleg impedanciaillesztés is szükséges lehet fokozatos átmenettel (tapped line). A szimulációs tartomány (bounding box) peremfeltételei megválasztásánál ideális lenne a nyitott peremfeltétel (PML - Perfectly Matched Layer) használata, de a gyors frekvenciatartománybeli rezonáns megoldó ezt nem támogatja. Ez a megoldó az optimalizációnál kifejezetten hasznos, mivel szűrők gyors vizsgálatához fejlesztették ki. A peremfeltételeket minden irányban elektromos (PEC) falként írom elő, itt $E_t = 0$, tehát az elektromos térnek nem lehet tangenciális komponense. A modelltartomány felső peremének (a rezonátorok felett) elég magasnak kell lennie, hogy ne befolyásolja az eredményeket. Az oldalsó falak is kellő távolságban lesznek a rezonátoroktól. A szakirodalmak alapján [2] 5..10 rézvezető magasság felett már elhanyagolható a tér, erről szimulációval győződtem meg. 5mm magasság felett valóban nem változott már az eredmény a nyitott feltételhez képest. Azonban így, hogy egy zárt vezető dobozban van a rezonátorstruktúra, arra is figyelni kell, hogy a dobozban gerjesztődhetnek a más módusok is (pl. TE_{100} módusokhoz hasonló), ezért a téreloszlások megfigyelése fontos.

4.3.2. Rezonátorok szimulációja

A rezonanciafrekvencia megállapítása két módon történhet:

- Bemeneti reflexió módszere: egy bemenet esetén a rezonátor S_{11} paraméterének méréséből a rezonancián egy leszívást lehet látni. Ehhez veszteségek elhanyagolásával történő szimuláció nem alkalmas, mivel ilyenkor mindig teljes reflexió van, zárt doboz (elektromos peremfeltételek) esetén.
- Sajátfrekvencia analízis: a CST rendelkezik Eigenmode Solver-rel, ami a gyors számítást tesz lehetővé. A megoldó az adott tartományon lévő összes rezonanciafrekvenciát kiszámítja, emellett jósági tényező számításra is alkalmas a különböző módusok esetén.

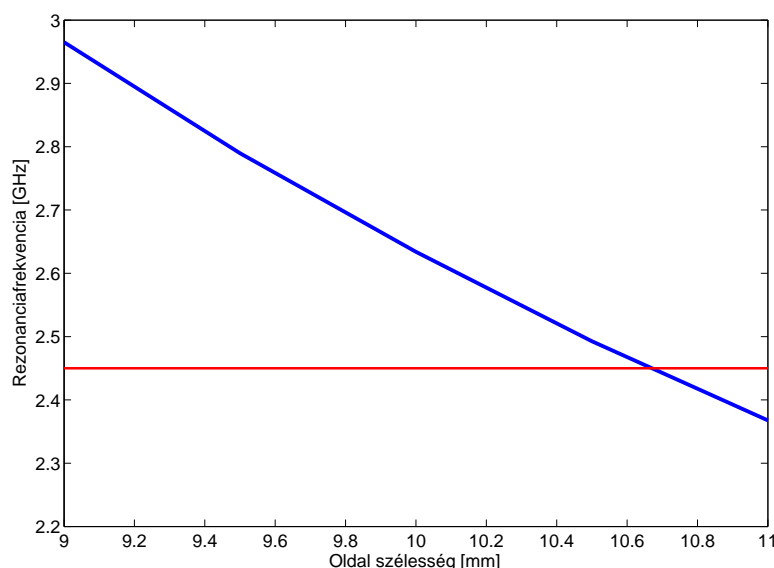
Terhelés nélküli eset

Ebben az esetben a modell nem tartalmazza a becsatolást és a kicsatolást. A sajátfrekvencia megoldóval 2.84GHz-et kaptam az első módusra. A rezonátor frekvenciának beállításához a keret méretét lehet változtatni, illetve a rés nagyságát. A rés növelésével a kapacitás csökken, így a rezonanciafrekvencia nő. Az extrém kicsi értékek elkerülésére (gyártási szórások miatt) túl kicsi rést nem lehet választani, tehát egy közepes rés mellett az oldalak méretét kell inkább változtatni. Ez azért is előnyös, mert a végleges szűrőben nehezebben kezelhetőek nagy méretkülönbségű rezonátorok, azonban a rések mérete könnyen változtatható. Az oldalmérethez tartozó rezonanciafrekvenciát szemlélteti a 4.9. grafikon.

A jósági tényező A Q-faktor megállapításánál a veszteségek játszanak szerepet, tehát úgy kell elvégezni a szimulációt, hogy a dielektrikum és a réz veszteséget is figyelembe kell venni. Ezenfelül az alsó fémezést sem lehet tökéletes vezetőnek tekinteni, nem megfelelő az elektromos peremfeltétel (ami tökéletes vezetőt (PEC) feltételez). Q=471 értéket kaptam, ami egy jónak számító érték ilyen frekvencián, microstrip struktúrák esetén. Csak a dielektrikum veszteségével végzett közelítő számítás esetén:

$$Q = \frac{1}{\tan \delta} = \frac{1}{0.0025} \Big|_{f=10GHz} = 400$$

A szimuláció során a az anyagjellemzők beállításánál a veszteséget meg lehet adni adott frekvencián, amiből a Debye modell alapján kiszámolja a program a többi frekvencián érvényes $\tan \delta$ értéket, és az $\varepsilon = \varepsilon' + j\varepsilon''$ valós és képzetes részt. A veszteség kisebb frekvenciákon kisebb, így a rézvesztéssel együtt a Q=471 plauzibilis érték. A pontos méret



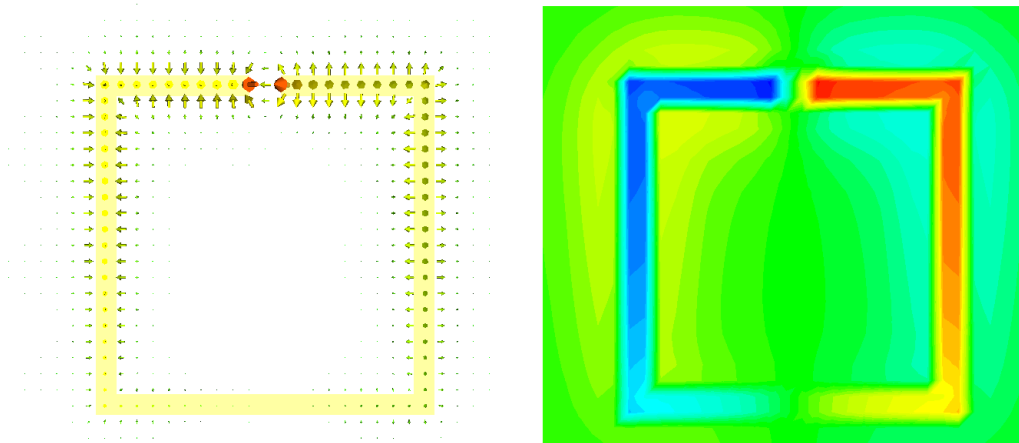
4.9. ábra. A rezonanciafrekvencia változása az oldal méretének függvényében

beállítása után a rezonátor elektromos téreloszlása és ennek normális komponensének a rezonátor felett egy síkbeli metszete a 4.10. ábrán látható.

Terhelt eset

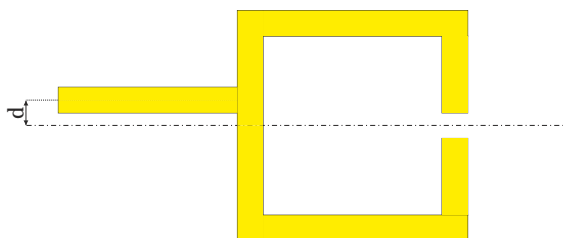
Az első és utolsó rezonátorokat (illetve mindegyik rezonátor, amelyik a bemenettel és kimenettel kapcsolatban áll), a csatolástól függően terheli a lezáróimpedancia. A lezárás normalizált értékét az M_{S1} és az $M_{L-1,L}$ értékekből kapjuk (2.2.rész).

$$Q_g = \frac{f_0}{\Delta f \cdot R_g} \quad Q_t = \frac{f_0}{\Delta f \cdot R_t}$$



4.10. ábra. Az E tér és síkmetsze

Ennek szimulációjához szükség van a becsatoló tápvonalra, és egy gerjesztő portra. A rezonanciafrekvencia megoldó képes a terhelt (külső - external quality factor) jósági tényező kiszámítására is. A becsatolás lehet galvanikus, illetve közeltéri, amikor a szonda közel helyezkedik el a rezonátorhoz. Minél távolabb van a szonda, annál lazább a csatolás, kevésbé terheli a rezonátort, a terhelt jósági tényező közelít a terheletlen esethez. Galvanikus csatolás esetén a táplálás d pozíciójától (4.11. ábra) függ a terhelés, ha éppen a szimmetriatengelyen csatlakozik, akkor elvileg a terheletlen eset lép fel, mivel mind a két oldalra szakadással lezárt $\lambda/4$ tápvonalak kapcsolódnak, amik a szakadást rövidzárrá transzformálják.



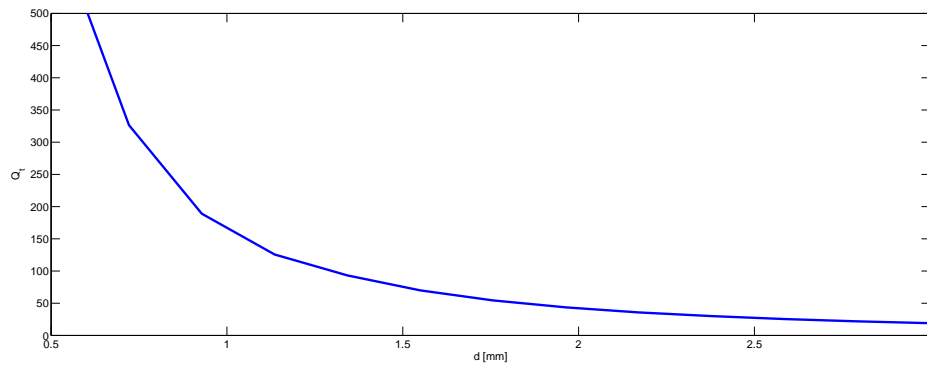
4.11. ábra. Az eltolás értelmezése

A jósági tényező Sajnálatos módon a terhelt Q faktor számítása csak veszteségmentes esetben lehetséges, de nem okoz nagy hibát a veszteségek elhanyagolása abban az esetben, ha a terhelés által okozott ohmos veszteségek jóval nagyobbak, mint az egyéb veszteségek (3.1). A jósági tényező változását a becsatolás szimmetriatengelytől vett helyzetének függvényében, veszteségmentes esetben mutatja a 4.12. ábra. Kis d esetén a terheletlen jósági tényező értékéhez kellene tartania a görbének, ellentétben a végtelen értékkel.

A szükséges jósági tényezők megegyeznek:

$$Q_g = Q_t = \frac{2.45}{0.04 \cdot (1.1518)^2} \approx 82$$

A 4.12. grafikonról a $Q \approx 50$ -hez olvasom le a d értéket, mivel az ideális esethez képes valós



4.12. ábra. A terhelt jósági tényező az eltolás függvényében

esetben kisebb lesz a jósági tényező $\rightarrow \mathbf{d = 2mm}$

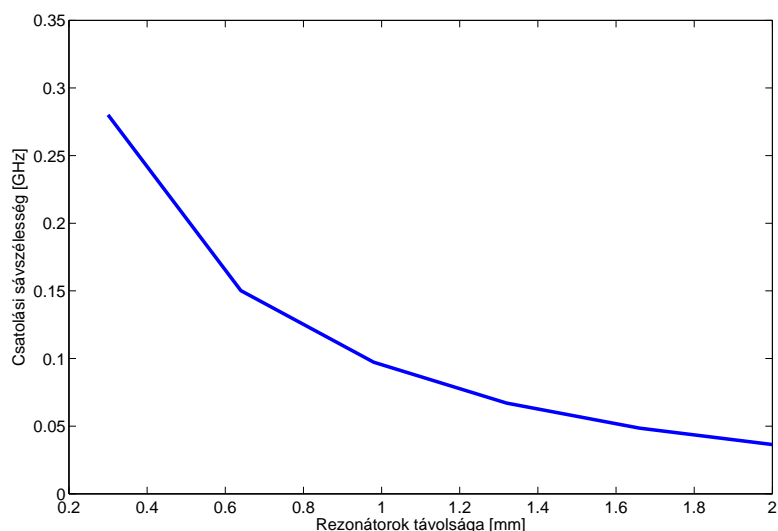
4.3.3. Csatolási tényezők számítása

Két rezonátor közötti csatolás számításához is két alapvető módszer áll rendelkezésre:

- S_{21} paraméter alapján. A rezonátorokhoz gyengén csatolt be- és kimeneti szondával, melyeknek elég távol kell lenniük, hogy a köztük lévő csatolás ne befolyásolja a szimulációt. Ekkor a 3. részben leírtak szerint, két rezonanciafrekvencián lesz kiemelkedő csúcsa az átvitelnek, a csatolás erősségétől függően.
- Rezonanciafrekvencia megoldóval kapott első két, közeli frekvenciás módus alapján. A téreloszlás ábrázolásával lehet megállapítani a csatolás típusát, és ugyanazzal a módszerrel lehet számítani a csatolási tényezőt, mint a koncentrált rezgőkörök esetén.

A csatolási mátrixban kapott csatolási értékek előjele relatív, ellentétes előjel a másik típusú csatolást jelenti. A technológiától függően, nem mindig lehetséges kétfajta csatolást megvalósítani, ilyenkor olyan topológiák találhatók melyek mátrixában az előjelek egyformák. Ilyen szükséges pl. hengeres tápvonallal megvalósított dual-mode szűrőben, ahol csak induktív csatolásokat lehet megvalósítani [4].

A keretrezonátor csatolási tulajdonságai nagyon szemléletesek. Ha a két rezonátor hurok részét helyezük egymás közelébe, akkor induktív csatolást kapunk, a mágneses erővonalak feszültséget indukálnak a másik tekercsben. Ha a réseknél fordítunk össze két rezonátort, az elektromos tér között létesül csatolás. Ez természetesen nem tisztán induktív ill. kapacitív csatolást jelent, mivel az összefordított résznél is vannak párhuzamos szakaszok, de nagyobb a tárolt elektromos energia, mint a mágneses. Ez tovább szűkíti a lehetséges topológiák számát, mivel így pl. nem lehet kapacitív csatolást létesíteni több hurokrezonátor között. A csatolási tényező frekvenciafüggése jelentős lehet, ezt figyelembe kell venni a tervezés során. Két egyforma hurokrezonátor közötti relatív csatolási sáv szélesség frekvenciafüggését mutatja a 4.13. ábra. A csatolási sáv szélesség megadja, hogy a



4.13. ábra. Csatolási sáv szélesség változása

rezonanciafrekvencia milyen környezetben tekinthető konstansnak a csatolás. Az ábráról látszik, hogy nagyobb távolságok esetén ez már egészen szűk tartomány.

A rezonanciafrekvencia szimulációja során kapott téreloszlás két egyforma rezonátor esetén, induktív és kapacitív csatolásnál a 4.14. ábrán látható. Az kapacitív csatolásnál az elektromos térerősség normális komponensét ábrázoltam a rezonátorok felett, induktív csatolásnál a mágneses térerősség Y irányú komponensét. A téreloszlásoknál a bal oldali az alacsonyabb frekvenciás komponens, kapacitív esetben ez a páratlan módus, induktív esetben a páros módus. Ezeket könnyű beazonosítani a tervezés során a téreloszlásokból, és igazolást nyertek a (3.4) és (3.5) képletek. A téreloszlások alatt a számított, normalizált csatolási értékek szerepelnek. Ezeknek a számítása:

$$M = k \frac{f_0}{\Delta f}$$

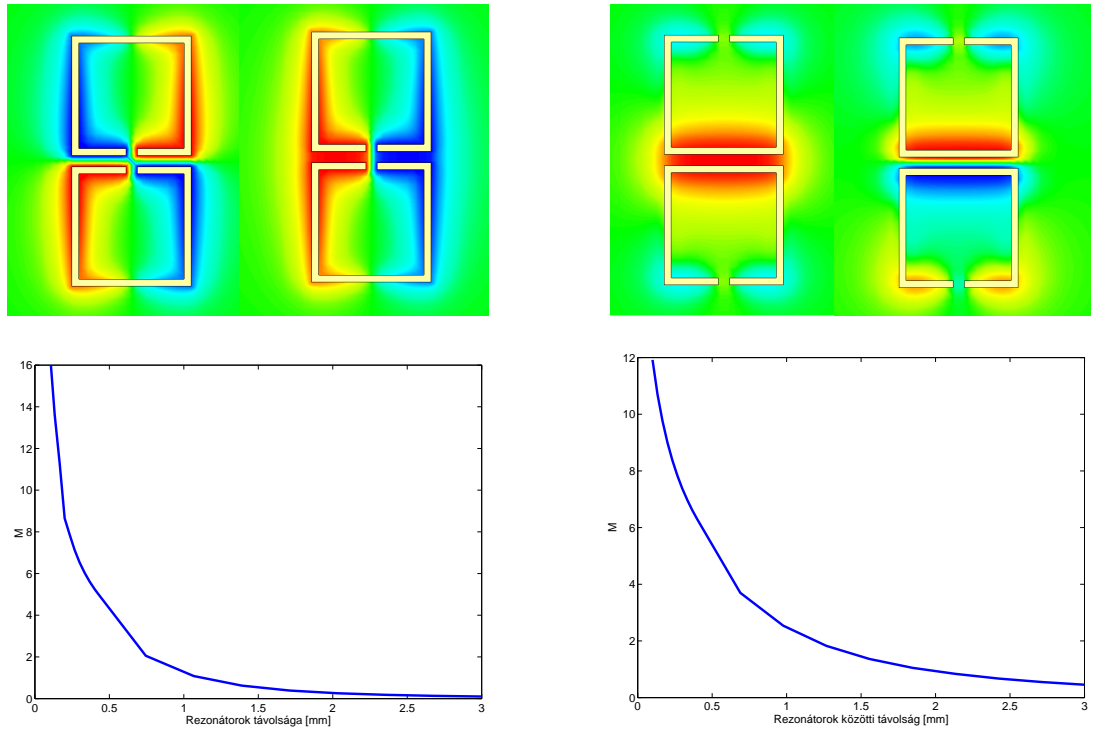
Mivel nagyon keskenysávú a szűrő, nem szükséges vezetett hullámhosszra végezni a transzformációt, elegendően pontos frekvenciára is (ilyen tartományon konstansnak tekinthető ϵ_{eff}).

A csatolási tényezőket ezek alapján leolvastam a grafikonokról.

Rezonátorok elhangolása Az aszimmetrikus karakterisztika miatt \mathbf{M} főátlójában nem 0 elemek szerepelnek. Ennek jelentése az, hogy az i -edik rezonátort M_{ii} -vel arányosan el kell hangolni a középfrekvenciáról (2.45GHz). Pozitív szám esetén a hangolás felfelé történik, negatív esetén lefelé:

$$f'_0 = f_0(1 \pm M_{ii} \cdot \Delta f)$$

A hangolás történhet a rezonátor 3 paraméterének változtatásával, azonban ezeknek a változtatásával a csatolás és a csatolási sáv szélesség is változik, főként kapacitív csatolásnál a

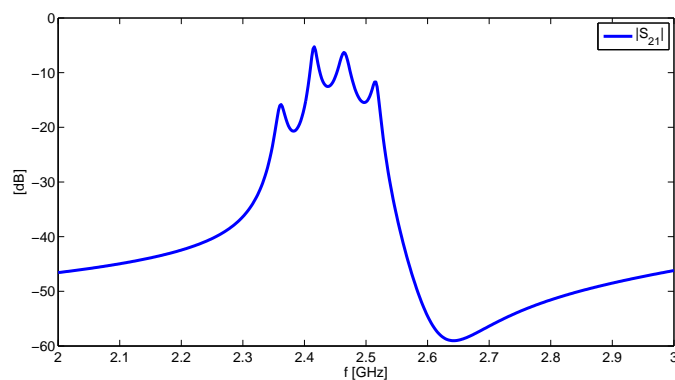


4.14. ábra. Kapacitív és induktív csatolás

rés változtatásával. Ezért a rezonátoroknak előbb kell beállítani a rezonanciafrekvenciáját, majd a kettő közötti csatolást számítani.

4.3.4. Optimalizáció

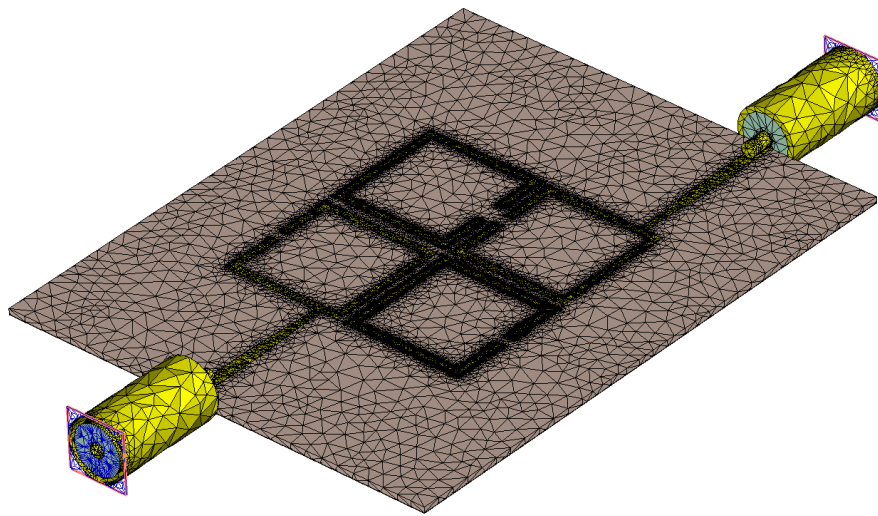
A rezonátorok egymás mellé helyezése után a szimulációval kapott eredmény még nem tökéletes, mivel ilyenkor felléphetnek parazita keresztcsatolások is. A számított értékekkel kapott első szimulációs eredmény a 4.15. ábrán látható.



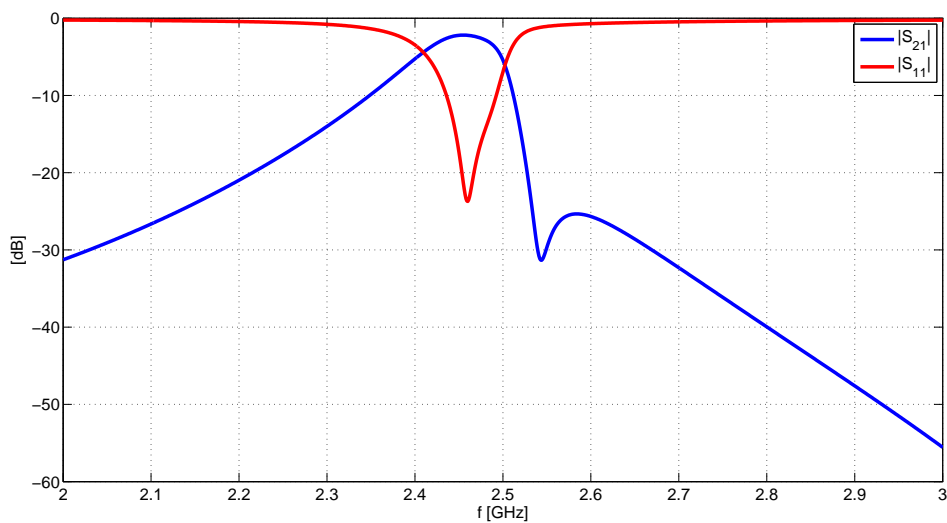
4.15. ábra. Az első szimuláció eredménye

Ilyen keskenysávú karakterisztika valószínűleg ezzel a rezonátorstruktúrával nem valósítható meg, vagy csak kisebb veszteségű hordozón, ez további vizsgálatot igényel. A sávszé-

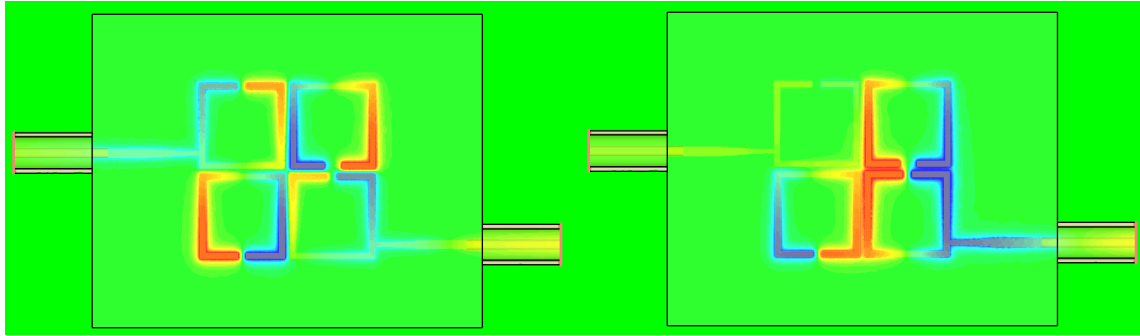
lességet 100MHz-re változtattam, és újraszámoltam a távolságokat, így már jó kiindulási alapot kaptam az optimalizációhoz, amivel gyorsan megtalálható a megfelelő átvitel. Az optimalizációnál a háló sűrűségét kis értékre célszerű választani a gyors számítás miatt, azonban ez jelentős hibákat is okozhat. A háló sűrűségét addig csökkentettem, amíg az S paraméterek jellege nem változott, csak frekvenciaeltolódást tapasztaltam. Az optimalizációs határokat úgy választottam meg, hogy az eltolódást kompenzálva, sűrű hálónál megfelelő eredményeket kapjak. A végleges szimulációt adaptívan finomított, 600.000 elemszámú tetrahedrális hálóval végeztem (4.16. ábra). A kész szűrőnél minden veszteséget figyelembe vettem, és SMA csatlakozókat is elhelyeztem a modellen. A szimuláció eredménye, és két téreloszlás a 4.18. ábrán látható. A lekerekedett karakterisztika oka a veszteség, azonban a transzmissziós zérus jól látszik, és közel a megfelelő helyen van.



4.16. ábra. A végleges szimulációnál használt háló



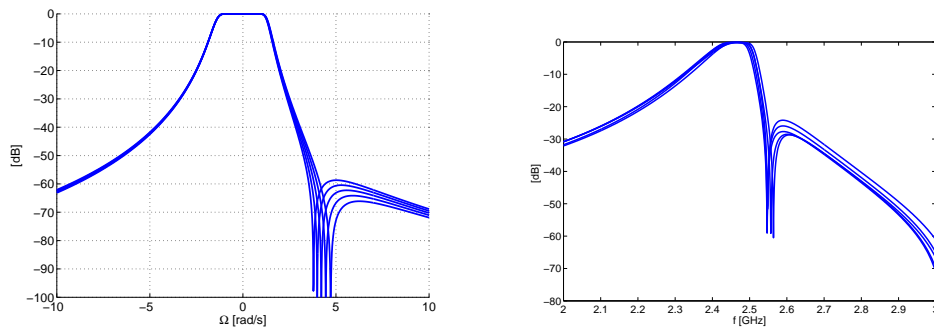
4.17. ábra. f paramétere



4.18. ábra. A szűrő téreloszlása $f=2.45$ és 2.55GHz -en

4.3.5. Érzékenységvizsgálat

A 4.1 pontban bemutatott érzékenység vizsgálóval kapott eredményt összehasonlítottam a kész szűrő egy fizikai paraméterének megváltoztatásával. A kapacitív csatolást öt lépésben megnöveltem a programban a kiindulási értéktől számított $+10\%$ -ig. Ez a szimulációban a távolság csökkentésével egyezik meg, azonban nem lineáris mértékben (4.14. ábra). A 10% csatolási érték változást kiszámoltam, és öt pontban szimulációt végeztem. Az elméleti modell és a szimulációval kapott eredmény a 4.19. ábrán látható. A programmal kapott eredményt a bal oldali ábra mutatja, aluláteresztő prototípus frekvencián, de így is jól látható a jó egyezés a modell és a szimuláció között, miszerint ez a csatolás leginkább a transzmissziós zérus helyét változtatja meg.



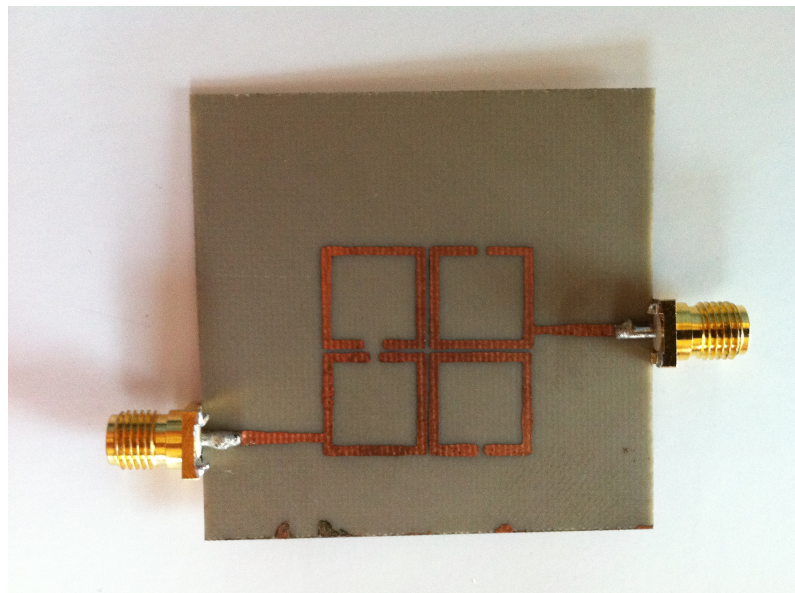
4.19. ábra. Az elméleti (bal) és szimulációs eredmény (jobb)

5. fejezet

A szűrő mérése

5.1. A szűrő műszeres mérése

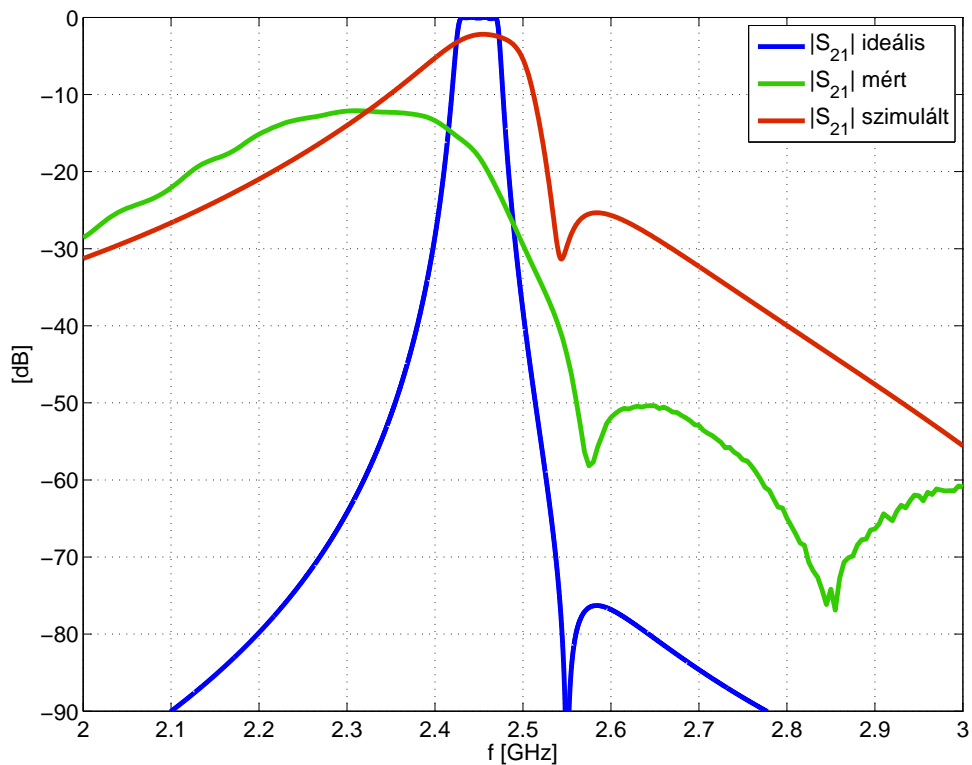
A szűrő elkészítése után SMA csatlakozókat helyeztem el a bemenetre és kimenetre. Az átmenet nem tökéletes, mivel diszkontinuitás lép fel a csatlakozó vége és a nyák kezdete között, azonban ezt a szimulációnál is figyelembevettem és nem okozott nagy eltérést az S-paraméterekben. A szűrő mérése HP 8722D típusú (S/N US36140461), 50MHz-től 40GHz-ig terjedő méréstartományú vektorhálózatanalizátorral történt. A mért értékeket elmentettem és MATLAB segítségével beolvastam. Az elkészült szűrőt az 5.1. kép mutatja.



5.1. ábra. *Az elkészített szűrő*

A 0.1-6 GHz tartományban végzett mérés az 5.3, a 2-3 GHz tartományban végzett mérés az 5.4. ábrán látható. A szűrő nagy szórású, vasalásos technikával készült, melynek eredményeképpen az élek hullámossá váltak, és enyhén nagyobb lett a rezonátorok mérete.

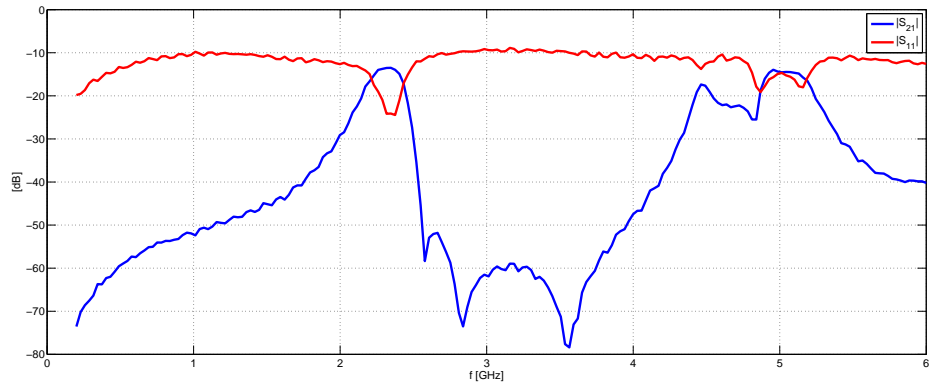
A szűrő azonban még így is jól látható módon rendelkezik egy transzmissziós zérussal a majdnem megfelelő helyen. A középfrekvencia eltolódott, de az áteresztősávban a reflexió kb. -25dB értékre csökken. Látható, hogy a beiktatási csillapítás elég nagy, a dielektrikum vesztesége, a csatlakozók és a NYÁK közötti átmenet és az elsugárzott teljesítmény miatt. A 0.1-6GHz mérésnél látható a második rezonancia, ami a várakozásoknak megfelelően a középfrekvencia kétszerese környékén jön létre. A levágás meredeksége a bal oldalon láthatóan kisebb, mint a transzmissziós zérust tartalmazó jobb oldalon. Az elméleti karakterisztika, a szimulált és a mért összehasonlítása az 5.2. ábrán látható. Jó egyezés látható ezek között.



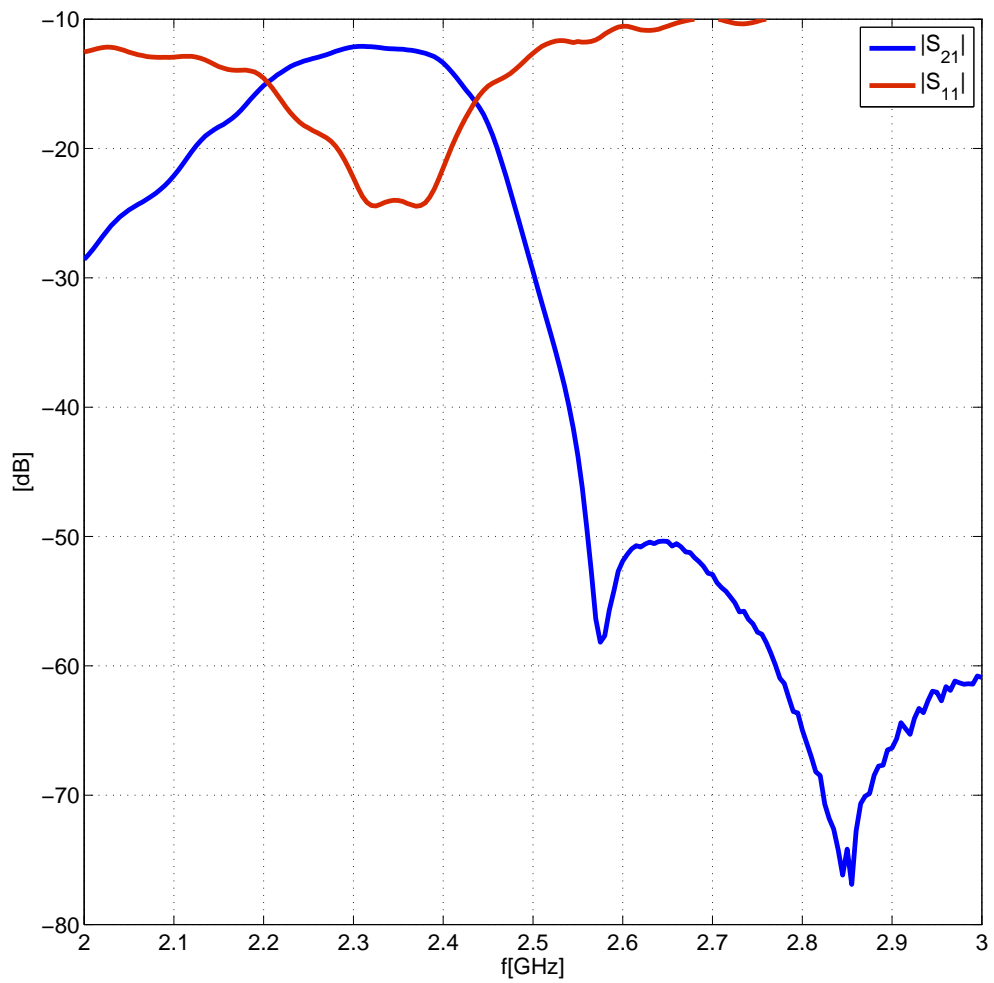
5.2. ábra. Az ideális, szimulált és mért karakterisztika összehasonlítása

5.2. A szűrő gyakorlati mérése

Mivel a szűrő a Wi-fi sávban működik, ezért a gyakorlati működés könnyen vizsgálható. Ez a mérés csak demonstrációs célokat szolgál, mivel nem vizsgáltam a csoportfutási időt (torzítások léphetnek fel), továbbá maga a szűrő is (patch) antennaként működik rezonancián. A mérésnél a szűrőt az antenna és a router közé kötöttem, amely természetesen nem egy valóságos helyzet, mivel a zajtényezőt nagy mértékben lerontja, erre a helyre tilos passzív áramkört tenni. A szűrő karakterisztikája eltolódott a kisebb frekvenciák felé a gyártás során, így azt tudom vizsgálni, hogy milyen szintkülönbség csökkenés van ha az 1.

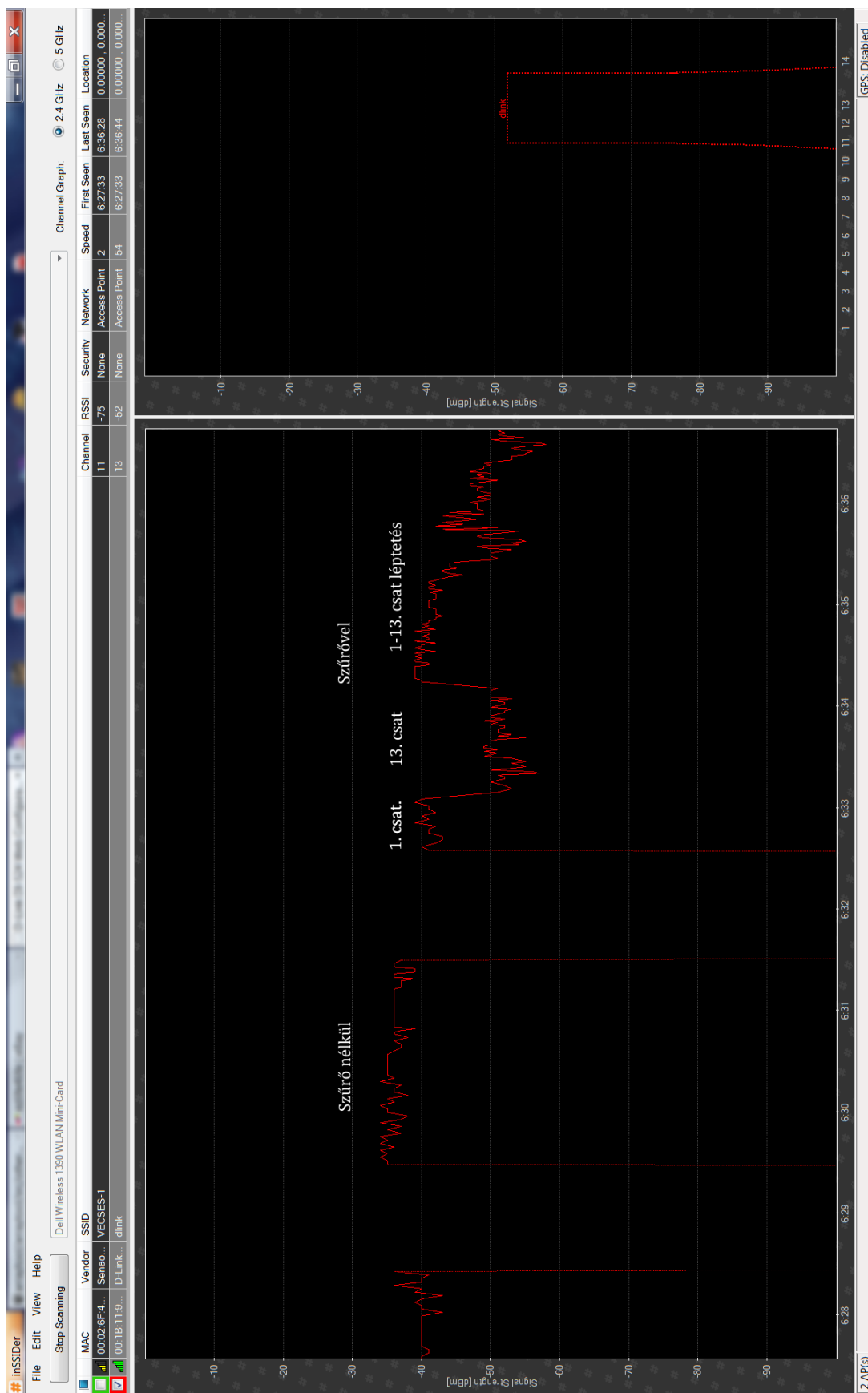


5.3. ábra. A szűrő mérése a 0.1-6GHz tartományban



5.4. ábra. Mérés a 2-3 GHz tartományban

csatornát (2.401-2.423 GHz) használja a router, illetve a 13. csatornát (2.461-2.483 GHz). A jelszinteket az *inSSIDer* ingyenes programmal mértem. A mérés eredménye a 5.5. képen látható. A képen alul az időtengely mentén látható (bal ablak) a vételi jelszint. A router jelét először megmértem szűrő nélkül, majd a szűrőt közbeiktatva a két szélső frekvencián. Ezután léptettem 1-13 csatorna között (így időtartományban kirajzoltam a szűrő karakterisztikáját). Az ezek után következő utolsó rész már nem tartozik a méréshez. Látható, hogy a szűrő beiktatási csillapítása az 1. csatornán kb. 8dB, a két szélső csatorna közötti különbség pedig kb. 10dB, ami pontosan egyezik a műszerrel mért értékekkel. (2.4GHz - 14dB, 2.48GHz - 24dB). Az összeköttetés adatebbsége nem romlott (természetesen a jel-zaj viszony csökkent), ez valószínűleg a robosztus, késleltetésekre érzéketlen OFDM modulációnak köszönhető.



5.5. ábra. Mérés az inSSIDer programmal

6. fejezet

Továbbfejlesztési lehetőségek

6.1. Az alkalmazás továbbfejlesztése

A program jelenleg nem teljes funkcionalitású. A maximális pólus- és zérusszám 10, csatolási mátrix forgatása jelenleg még csak páros fokú esetben működik, és 2 topológiára van implementálva. Az érzékenységvizsgáló jelenleg csak maximum 6. fokú esetre működik, de nagyobb fokszám esetén (kézi hangolás nélkül) is szükséges lehet az érzékenységvizsgálatra. Erre automatikus érzékenység vizsgálatot tervezek készíteni, ami a megadott korlátokon belül megadja az egyes rezonátorok közötti csatolások megváltozására való érzékenységet, és ezt összekapcsolva a forgatást végző függvénnyel, egy optimális megoldást talál. Ehhez szükség van a megvalósítható topológiákra, amelyhez grafikus segítséget nyújt a csatolási gráf. A csatolási mátrixból ábrázolható gráf éleihez a csatolási tényezők, a csomópontokhoz az elhangolás rendelhető.

A pontosabb szintézishez, ismert rezonátor jósági tényezők esetén, már a tervezés első fázisában figyelembe lehetne venni a veszteségeket, közelítő módon. Így a karakterisztikákat úgy lehetne előtorzítani, hogy a lekerekedés ne okozzon jelentős sáv szélesség csökkenést, az áteresztő tartományban konstans (egyenletesen hullámos) legyen az átvitel.

6.2. Szűrőhangolás segítése

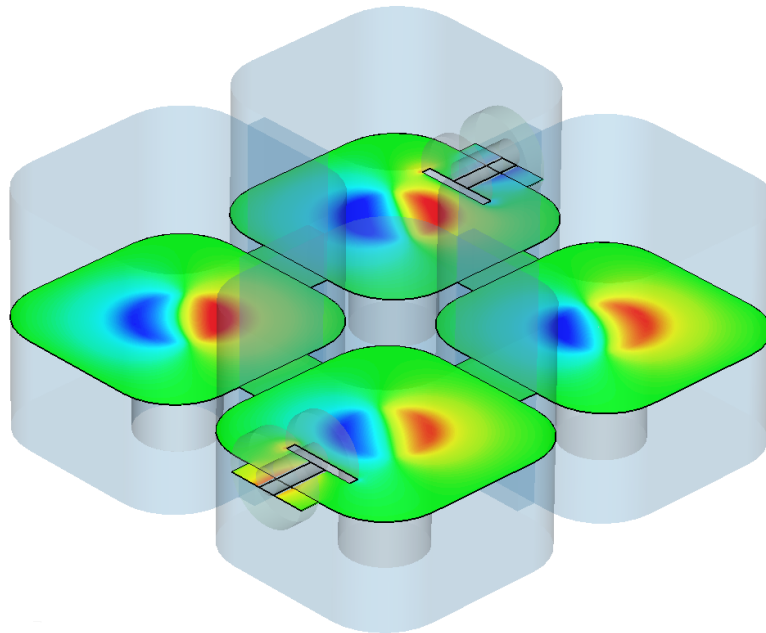
Az üregrezonátoros szűrőket hangolócsavarokkal látják el, a gyártásból eredő szórás miatt szükséges az átvitel pontos beállítása. Nagy fokszámú ($N > 10$) szűrőnél nagyon hosszadalmas művelet lehet a hangolás. Léteznek gépi algoritmusok, és automatizált hangolórobotok is erre a célra. Egyszerűbb esetben, ismert fokszám, topológia és csatolások jellege esetén a mért karakterisztikának a segítségével a csatolási mátrix elemeinek értéke beállítható lenne egy optimalizációs algoritmussal. Az identifikáció után a program kiszámítja, hogy mely csatolást kell állítani, és milyen mértékben.

6.3. CST meghívása MATLAB-ból

A CST VB-script-ekkel programozható, és lehetőség van külső meghívásra, ami történhet MATLAB-ból is. Így a továbbfejlesztési lehetőségek között szerepel VB-scriptek írása is, mellyel idő takarítható meg, mivel a geometriát a csatolási mátrix és a MATLAB-ban kiválasztott megvalósítási forma alapján generálja és paraméterezi. Ehhez szükség van a fizikai csatolások számítására is, amiből automatikusan számítja a rezonátorok távolságait. Végül automatikusan végzett optimalizációval elkészíti a végleges szűrőt.

6.4. Hagyományos rezonátoros szűrők tervezése

A csavarokkal hangolható dielektrikumot nem tartalmazó szűrő még mindig a legjobb választás ha kifejezetten nagy szelektivitásra van szükség, és nagy teljesítmény szállítására. Nagy teljesítményű szűrőknél előnyös a tisztán induktív csatolások biztosítása, mivel a kapacitív (kereszt)csatolások megvalósításakor általában szükség van dielektrikumra az átvezetéseknel, és nagy térerősségek alakulhatnak ki a szondáknál. Egy ilyen szűrő szimulációját mutatja a 6.1. ábra. A halványkék szín a vákuumot jelenti.



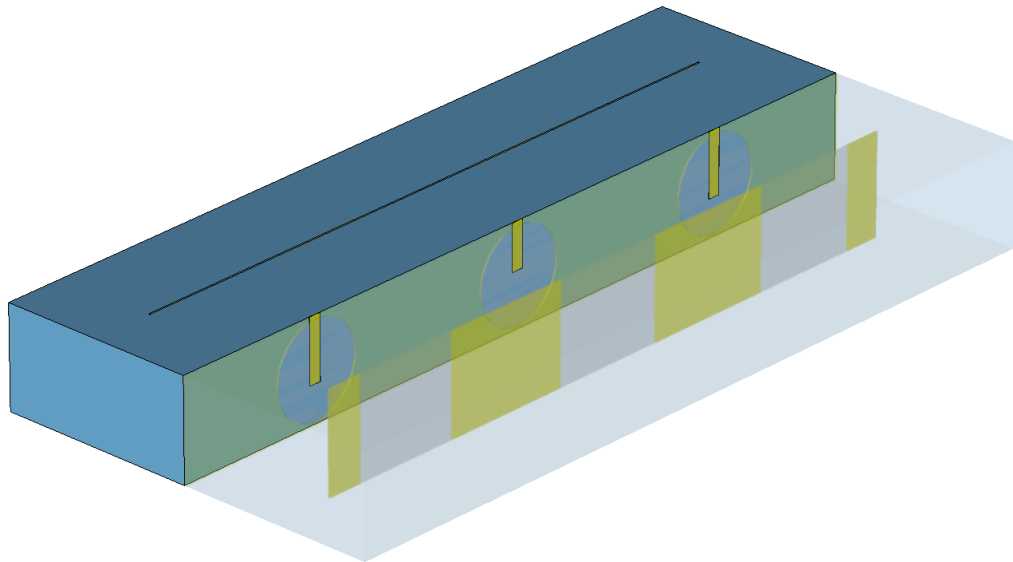
6.1. ábra. 4 rezonátoros egyféle csatolást tartalmazó szűrő

6.5. Coupled dual finline

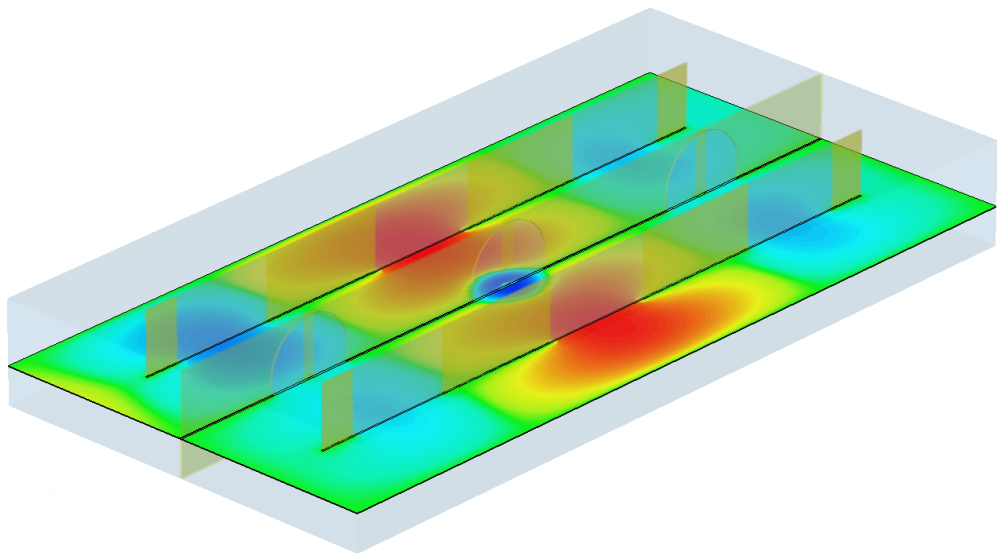
Saját ötletem a coupled dual finline struktúra. Ez kiküszöböli az egyszerű finline szűrő hátrányait, transzmissziós zérusok érhetőek el két finline szűrő egymás mellé helyezésével és a rezonátorai közötti csatolás létrehozásával. A szűrő így 3 részből áll, melyben 3

lemezt helyeznek el. A két szélső a hagyományos finline betét, a középső pedig a hangolósavarkhoz hasonló mintázattal rendelkezik. Hátránya ennek az elrendezésnek, hogy keresztcsatolások nem valósíthatók meg, hasonlóan a planáris struktúrákhoz. Lehetséges elrendezések keresztcsatolást nem tartalmazó in-line, box, folded és Cul-de-Sac, stb. Egy ilyen szűrőt mutat a 6.2. ábra. A középső lemezen kialakított kör alakú rések csak egy példát mutatnak, nem vizsgáltam még, hogy milyen csatoló rések lehetnek optimálisak. Az áteresztőtartományban készített kép (6.3. ábra) a téreloszlást mutatja. Ez az eset az in-line konfiguráció (a bemenet és kimenet egymással szemben helyezkedik el).

A rezonátorok azok a részek, ahol a betéteken nincs fémezés. Itt a tápvonal szélessége, magassága és a fém nélküli rész hossza határozza meg a rezonanciafrekvenciát. A fémezéssel két részre osztott tápvonalban nincs hullámterjedés, csak elhaló módusok jutnak át. Ezek a szakaszok impedanciainverterrel modellezhetők, melynek értékei szimulációval számíthatók a fémezéssel ellátott szakaszok Z -paramétereiből. Két rezonátor közötti csatolás a szokásos módon számolható. A csatoló résekben mintázatok is elhelyezhetők, melyekkel vizsgálható a csatolási sáv szélesség változása.



6.2. ábra. *Csatolt kettős finline szűrő*



6.3. ábra. *Csatolt kettős finline szűrő E-tér egy síkmetszete*

Összefoglalás

Dolgozatomban egy szűrő tervezési lépéseit követtem végig, az approximációtól a fizikai megvalósításig. A szűrőtervezés rendkívül összetett feladat, sok (akár egymásnak ellentmondó) követelményt figyelembe kell venni a tervezés során. Ebben a dolgozatban a szűrő csoportfutási idejének (fázisának) tervezésével nem foglalkoztam, azonban a digitális (nagy állapotszámú) modulációknál jelentős szerepet játszik, tehát a későbbiekben ezt figyelemmel kell kísérni.

Az approximációhoz egy MATLAB alkalmazást készítettem, amely hasznosnak bizonyult a tervezés során. Az érzékenységvizsgáló által szolgáltatott eredmények jó egyezést mutatnak a szimulációs eredményekkel. A program továbbfejlesztése új funkciók hozzáadásával még könnyebbé teheti a tervezést. Ilyen lehetőség pl. a CST meghívása a programból.

A szűrő tervezése során túl szigorú követelményeket adtam meg, mely megvalósíthatatlannak bizonyult a kiválasztott struktúrával. Ezért növeltem a sáv szélességen, amellyel az átszámított értékek már jó kiindulási alapot nyújtottak a végleges optimalizációhoz. Itt is megmutatkozott a csatolási mátrix előnye, mivel nem kellett újraszámolni mindent, csak a normalizált csatolási tényezőket. A szimulációval kapott eredmény megfelelt az elvárásoknak.

Mivel a szűrő elkészítése csak a tervezési módszer igazolására szolgált, ezért olcsó technológiával került legyártásra. A gyártási pontatlanságok ellenére jó egyezést tapasztaltam a szimulációs modellel, ezért tervben van egy gépi úton való legyártás, egy kisebb veszteségű hordozóra (Rogers RO5880). Összeségében a tervezés sikeresnek mondható.

Köszönetnyilvánítás

Köszönöm konzulenseinek, Dr. Ladvánszky Jánosnak és Fehér Gábornak a szakmai segítséget, és a téma felvetését, érdeklődésem felkeltését a téma iránt.

Köszönöm családomnak és barátnőmnek a kitartó támogatást.

Irodalomjegyzék

- [1] J. Bornemann, R. Vahldieck, Professor F. Arndt, and D. Grauerholz. Optimized Low-Insertion-Loss Millimetre-Wave Fin-Line and Metal Insert Filters. *The Radio and Electronic Engineer*, 52(11):513–521, November 1982.
- [2] M. J. Lancaster Jia-Sheng Hong. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. Wiley, 2001.
- [3] Ben A. Munk. *Frequency Selective Surfaces: Theory and Design*. Wiley, 2000.
- [4] Chandra M. Kudsia Richard J. Cameron, Raafat Mansour. *Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design and Applications*. Wiley, 2007.