



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

Cseppentő Bence

# **Mikrohullámú keverés módszereinek vizsgálata**

KONZULENS

**Dr. Berceli Tibor**

BUDAPEST, 2016

# Tartalomjegyzék

Kivonat.....	3
Abstract.....	4
1. Elméleti áttekintés.....	5
1.1. Keverők.....	5
1.2. Keverők tulajdonságai.....	6
1.3. Diódás keverés <sup>[2]</sup> .....	7
1.4. Tranzistoros keverés.....	8
1.5. A mikrosztrip struktúra.....	9
1.6. Szűrőtervezés <sup>[1]</sup> .....	10
1.6.1. Richards-transzformáció.....	11
1.6.2. Kuroda-azonosságok.....	12
2. Rezisztív FET keverő tervezése.....	14
2.1. A keverő blokkvázlata, a FET paraméterei.....	14
2.2. Bias-T hálózat.....	16
2.3. Lokál oszcillátor illesztése, szűrése.....	18
2.4. RF/IF diplexer.....	22
2.4.1. IF szűrő.....	24
2.4.2. RF szűrő.....	25
2.5. A keverő szimulációja, rajzolata.....	27
3. Gyártás, mérés.....	30
4. Összefoglalás.....	36
4.1. Eredmények összegzése.....	36
4.2. Távlati tervek.....	36
Köszönetnyilvánítás.....	37
Felhasznált irodalom.....	38

## Kivonat

A távközlésben a mikrohullámú frekvenciasávot kiváló pont-pont összeköttetések kialakítására használhatjuk, mely megköveteli az ehhez szükséges eszközök, áramkörök tervezését és megvalósítását.

Mind az adó, mind a vevő oldalán szükség van antennára, erősítőkre, szűrőkre és a frekvenciakonverziót végző keverőre.

A keverő egy két bemenetű, egy kimenetű áramkör, melynek egyik bemenete az úgynevezett lokáloszcillátor (LO), a másik bemenete pedig adó oldalon a középfrekvenciájú (IF) modulált jel, kimenete a sugárzandó rádiófrekvenciás jel (RF), vevő oldalon pedig az RF-jel a bemenet, az IF pedig a kimenet. A keverő kimeneti frekvenciája a bemeneti frekvenciák összege vagy különbsége.

Adóoldalon a keverő ülteti a továbbítandó jelet a vivőre, vevőoldalon pedig lekeverjük a jelet egy olyan középfrekvenciára, melyre egyszerűbb szűrőt és erősítőt tervezni. A dolgozatban ismertetem a keverés jelenségét, összefoglalom a mikrohullámú keverés megvalósításának módszereit.

A dolgozat célja egy választott típusú, tranzisztort alkalmazó keverő és a hozzá tartozó szűrő áramkörök megtervezése, melyet mikrosztríp struktúrán valósítok meg. A keverő lokálfrekvenciája 2GHz, a középfrekvencia 100MHz, az átviendő sávszélesség pedig 20MHz.

A dolgozat három fő fejezetből áll: az elméleti ismeretek összefoglalása, az áramkörök tervezése és szimulációja, valamint az elkészült szűrők és a keverő mérése.

## **Abstract**

The microwave frequency band is extensively used for point-to-point telecommunications. This requires the design and production of specific microwave devices and circuits.

Both the transmitter and receiver needs an antenna, amplifiers, filters and a mixer which executes the frequency conversion.

The mixer is a two-input, one-output circuit, whose inputs are the local oscillator (LO) and the intermediate frequency (IF) if it is applied in a transmitter or the radio frequency (RF) if it is used as a receiver. The output is either the IF or the RF signal. The output frequency of a mixer is the sum or difference of the input frequencies.

In a transmitter the mixer is used to modulate a carrier signal and in a receiver we use it to move the received signal to an intermediate frequency at which filter and amplifier design is more preferable. In this report I review the phenomenon of mixing and list the methods for microwave mixing.

The aim of the report is to design a transistor mixer and the needed filters, which has been realized on a microstrip structure. A local frequency of the mixer is 2GHz, the intermediate frequency is 100MHz and the bandwidth is 20MHz.

The report consists of three main chapters: reviewing the theoretical knowledge needed for design, the design and simulation of the circuits and the measurements performed on the mixer and filters.

# 1. Elméleti áttekintés

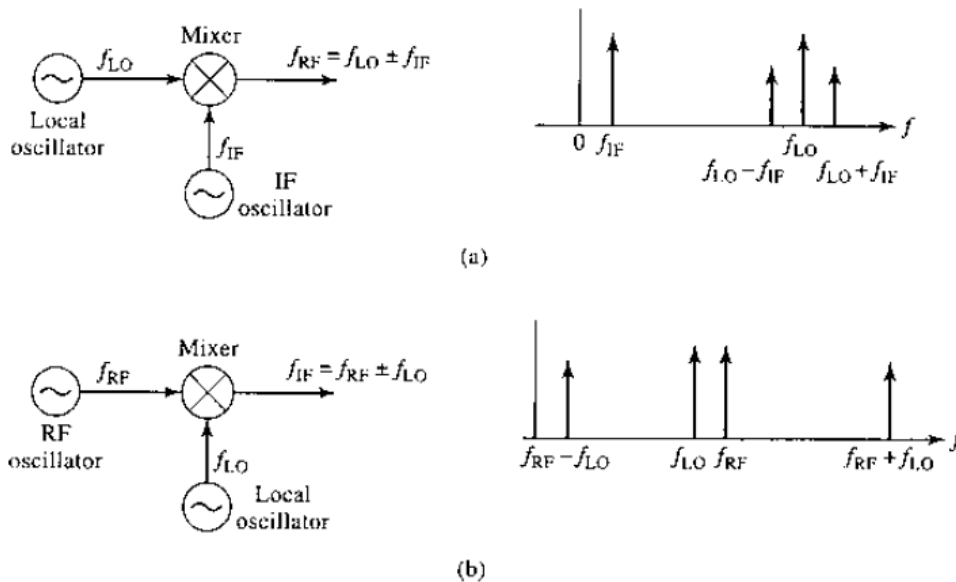
Ebben a fejezetben szeretném ismertetni a keverés folyamatát és a gyakorlati megvalósítás módjait. Ismertetem a keverők tulajdonságait, típusait, valamint összefoglalom a tervezéshez szükséges ismereteket a mikrosztríp technika és szűrőtervezés terén.

## 1.1. Keverők

A keverő egy, a távközlésben elengedhetetlen nemlineáris áramkör, melyet frekvenciatranszponálásra használunk. Az ideális keverő egy analóg szorzó, melynek kimeneti spektrumában a bemeneti jelek összeg- és különbséffrekvenciái szerepelnek<sup>[1]</sup>:

$$\cos(\omega_1 t) \cdot \cos(\omega_2 t) = \frac{1}{2} (\cos(\omega_1 + \omega_2) t + \cos(\omega_1 - \omega_2) t)$$

A keverő három kapuja: középfrekvencia (intermediate frequency, IF), nagyfrekvencia (radio frequency, RF) és a lokál oszcillátor (LO). Az LO mindig bemenet és a többinél nagyobb teljesítményű. Az RF és IF kapuk egyike szintén bemenet, a másik pedig a keverő kimenete. Ha a bemenet az RF-kapu, a keverőt vevőkeverőnek vagy down-converternek hívjuk, ekkor a cél a lekeverés, fordított esetben pedig a keverő up-converter, erre adókészülékekben van szükség.



1. ábra: Keverők működésének illusztrációja (a) adó-, (b) vevőkeverő esetén. Forrás: [1]

A mikrohullámú keverés nemlineáris elemmel valósítható meg, erre legalkalmasabbak a félvezető eszközök: diódák és tranzisztorok.

A keveréshez legalább másodfokú nemlinearitás szükséges. Tekintsünk példaként egy nemlineáris I-V karakterisztikát hatványsorba fejtvé<sup>[2]</sup>:

$$I = a_0 + a_1V + a_2V^2 + a_3V^3 + \dots$$

Ha az eszköz feszültsége a két bemeneti jel összege, akkor a  $V^2$ -et tartalmazó tag:

$$\begin{aligned} a_2V^2 &= a_2(V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_2 t))^2 = \\ &= a_2(V_1^2 \cos^2(\omega_1 t) + V_1 V_2 \cos(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t) + V_2^2 \cos^2(\omega_2 t)) \end{aligned}$$

A kifejezés második tagjából láthatjuk, hogy valóban megjelenik a kimeneten az összeg- és a különbségfrekvencia, egyéb komponensek mellett. A hatványsor többi eleme további szükségtelen jeleket eredményez, ezeket spurious zavarjeleknek hívjuk. Általában a kimeneten a hasznos jeleken kívül megjelenik a lokálfrekvencia, annak felharmonikusai, és ezek körül további zavaró jelek. A kívánt kimenetet megfelelő szűréssel kell kiválasztani.

## 1.2 Keverők tulajdonságai

Egy keverő alapvetően lehet passzív vagy aktív eszköz. A passzív keverő nemlineáris eleme többnyire dióda, az aktív keverőé pedig tranzisztor.

Az alábbiakban szeretném ismertetni a keverők néhány jellemzőjét<sup>[3]</sup>:

**Konverziós veszteség:** a konverziós veszteség megadja a kimeneti RF vagy IF és a bemeneti IF vagy RF jel teljesítményének arányát dB-ben mérve. Aktív keverő esetén ez pozitív is lehet, azaz konverziós erősítésről beszélhetünk. Általában az összeg- és különbségfrekvenciák közül csak az egyiket szeretnénk használni, de mindkettő biztosan megjelenik a keverés folyamán, ezért a veszteség passzív eszköz esetén minimum 3dB.

**1dB-es kompressziós pont:** egy eszköz nemlinearitása azt jelenti, hogy működése függ a jelszinttől. A keverők működésének lineáris tartománya alatt azt a bemeneti jelszinttartományt értjük, melyen belül a konverziós veszteség állandó. Amikor a bemeneti RF vagy IF jel a lokáljel teljesítményének 10dB-es közelségébe ér, a konverziós veszteség csökken.

Az 1dB-es kompressziós pont azt a bemeneti jelteljesítményt jelenti, melyre a veszteség 1dB-lal kevesebb, mint a lineáris működés esetén.

**Izoláció:** az izoláció megadja, hogy a keverő adott kapujára milyen mértékben szivárog ki a többi kapu jele. Mivel az RF és IF jelek teljesítménye rendszerint jóval kisebb az LO teljesítményénél, az LO-RF és LO-IF izolációt szokás mérni, miközben a harmadik kaput  $50\Omega$ -mal zárják le.

**Spurious zavarjelek:** a kimeneten különböző zavarjelek is megjelenhetnek a keverés nemlinearitásából adódóan. Ezeket ún.  $M \times N$  táblázatokkal szokás jellemezni, melynek jelentését például adókeverő esetén az alábbi képlet illusztrálja:

$$f_{RF} = Nf_{LO} + Mf_{IF}$$

Az  $f_{RF}$  az RF-porton megjelenő frekvenciák sokaságát jelenti.  $N$  és  $M$  egész számok. A kívánt kimeneti jelek az  $N = 1$ ,  $M = \{-1; 1\}$  értékek esetén adódnak.

Mind az aktív, mind a passzív keverőket egyéb módon is csoportosíthatjuk: léteznek kiegyenlítettlen, egyszeresen, kétszeresen, háromszorosan kiegyenlített keverők. A kiegyenlítettlen keverők esetén a kapuk izolációját szűrőkkel kell megoldani. Egyszeresen kiegyenlített keverő esetén a kimeneten az egyik bemeneti kapu el van nyomva, kétszeresen kiegyenlített keverő esetén mindhárom kapu izolált. A háromszorosan kiegyenlített keverő két darab kétszeresen kiegyenlített keverő összekapcsolásából áll.

Minél többszörösen kiegyenlített egy keverő, annál több dióda vagy tranzisztor, illetve transzformátor (vagy mikrohullámon hibrid) szükséges a bemeneti jelek összegzéséhez és a kimenet leválasztásához. A bonyolultabb keverőknek kisebb a veszteségük és nagyobb a lineáris tartományuk.<sup>[2]</sup>

### 1.3. Diódás keverés<sup>[2]</sup>

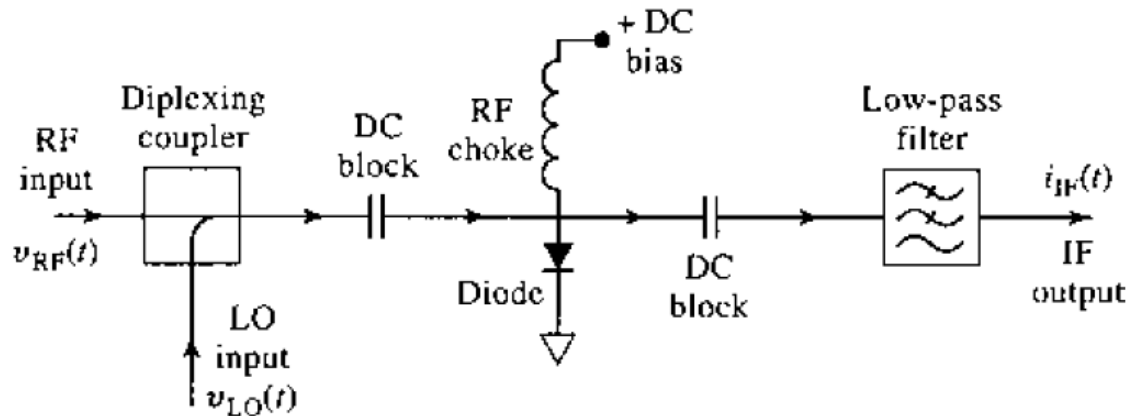
A dióda karakterisztikája:

$$I = I_0 \left( e^{\frac{qV}{nkT}} - 1 \right)$$

Az egyenletben  $I_0$  a dióda záróirányú telítési árama,  $V$  a feszültsége,  $q$  az elemi töltés,  $k$  a Boltzmann-állandó,  $T$  az abszolút hőmérséklet,  $n$  pedig az úgynevezett idealitási tényező.

A kifejezést egy adott DC-feszültség körül Taylor-sorba fejtve egy hatványsorral leírt kisjelű közelítést kapunk, melyben a második deriváltat tartalmazó tag felel a hasznos keverésért.

Egy egyszerű diódás vevőkeverő vázlatát mutatja az alábbi ábra<sup>[1]</sup>:



2. ábra: Egydiódás keverő

A két bemeneti jelet összegezve kell a diódára kapcsolni, majd megfelelő szűréssel le kell választani a kimenetet. A diódás keverők passzív eszközök.

## 1.4. Tranzisztoros keverés

A tranzisztor háromlábú eszköz lévén jóval több lehetőséggel kecsegtet keverőtervezés terén. Mind bipoláris, mind térvezérlésű tranzisztorok használhatóak keverésre. A továbbiakban FET-ekkel (field effect transistor) fogok foglalkozni.

Alapvetően három keverési módszer valósítható meg FET-ekkel: nemlinearitáson alapuló, szorzó típusú és rezisztív keverő.

### Nemlinearitáson alapuló keverő

A tranzisztor legnagyobb nemlinearitást mutató paramétere a transzkonduktanciája, így a lokáljelet rendszerint a gate-re kötik. Ugyancsak ide kötik a másik bemenetet is, ugyanis a tranzisztor a gate-en kapott jelet erősíti. Hátrány, hogy a két jel összeadásához diplexert is tervezni kell, bár léteznek két gate-tel rendelkező tranzisztorok, melyek áthidalják ezt a problémát<sup>[2]</sup>.



## Szorzó típusú keverő

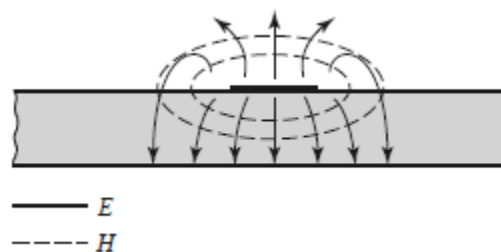
A szorzó típusú keverő esetén a két bemeneti jelet a tranzisztor két különböző lábára adjuk (például földelt source esetén a lokáljelet a gate-re, a keverendő jelet pedig a drainre, a kimenetet pedig szintén a drainről szűrjük le). Ekkor kisebb LO teljesítményre van szükség, valamint a keverési termék is tisztább.

## Rezisztív keverő<sup>[4][5][6]</sup>

A rezisztív FET keverő egy passzív eszköz, vesztesége egy diódás keverőéhez hasonlít, viszont kisebb a torzítása. Egy ilyen keverő esetén a drain-source feszültség 0V, a gate-source feszültséget pedig a határfeszültség alá kell beállítani. A drain-source feszültség kis változása esetén a FET csatornája egy variáns, lineáris ellenállásként működik, mely ez esetben a lokálfrekvenciával változik. A drain áram a csatorna LO frekvencia szerint változó konduktanciájának és a drainre adott RF jel feszültségének szorzata, így elvileg kevés nem kívánt frekvenciájú jel jelenik meg a kimeneten.

## 1.5. A mikrosztrip struktúra

Az áramkört egyszerű gyárthatósága miatt mikrosztrip kivitelben valósítottam meg. A struktúra egy földlemezből és vezető rajzolatból áll, melyek között dielektrikum található. Az elektromos és mágneses erővonalak illusztrációja az alábbi ábrán látható<sup>[1]</sup>:



3. ábra: Mikrosztrip hullámvezető tere

Mivel a hullámterjedés részben dielektrikumban, részben levegőben történik, a különböző fázissebességek miatt a mikrosztripen nem jöhet létre TEM-módusú terjedés, azonban a hullámhosszhoz viszonyítva vékony dielektrikumok esetén ún. kvázi-TEM módussal közelítjük. Az elmúlt évtizedekben születtek igencsak bonyolult képletek a hullámterjedést leíró effektív permittivitás, hullámimpedancia és elektromos hossz számítására.

A keverőt a Rogers RO4003C hordozójára terveztem, melynek paraméterei<sup>[7]</sup>:

$h = 0,406\text{mm}$  – dielektrikum vastagsága

$t = 0,035\text{mm}$  – a fémezés vastagsága

$\sigma = 1,7 \cdot 10^{-8} \frac{\text{S}}{\text{m}}$  - a réz fémezés fajlagos konduktanciája

$\text{tg } \delta = 0,0021$  - veszteségi tényező

$\epsilon_r = 3,55$  - a tervezéshez használandó dielektromos állandó érték

A tervezéshez az AWR Microwave Office programot használtam, azon belül a TXLINE tápvonalszámító modult, mely a hordozó adatait felhasználva hullámimpedanciából és elektromos hosszából tud geometriai hosszat és vonalszélességet számítani, és fordítva. Emellett a mikrosztrip áramkörök tervezésének ökölszabályaira is felhívja a figyelmet, ha extrém vonalat számíttatunk vele. Ajánlott az alábbi feltételeket betartani tervezéskor:  $\frac{t}{w} \leq 0,5$  és  $0,05 \leq \frac{w}{h} \leq 20$ . További korlát, hogy 8milnél (kb. 0,2mm) vékonyabb csíkszélességet nehéz pontosan gyártatni, vasalásos technikával való gyártáskor pedig még pontatlanabbak a megvalósított értékek. Ezekből - a szoftver kalkulátorának határait keresve - adódik, hogy ezen a hordozón  $10\Omega \leq Z_0 \leq 100\Omega$  értékű hullámellenállásokat tudunk megvalósítani.

## 1.6. Szűrőtervezés<sup>[1]</sup>

A nem kívánt keverési termékeket szűrőkkel távolíthatjuk el. Az IF kapura elég egy aluláteresztő szűrőt illeszteni, az RF kapura viszont sáváteresztőt, ugyanis mind a nagyobb frekvenciájú spurious jeleket, mind a közép- és lokálfrekvenciát ki kell szűrünk. Érdeemes a lokálbemenetre is tervezni egy aluláteresztő szűrőt, ugyanis a jelgenerátor is előállíthat felharmonikusokat.

A mikrosztripen megvalósított aluláteresztő szűrők tervezési lépései követik az általános szűrőtervezési lépéseket, viszont nagy frekvencián nem használhatunk koncentrált paraméterű elemeket, így különböző módszerekre van szükség, hogy tápvonalakkal valósítsuk meg ugyanazt a karakterisztikát. Az azonos hosszúságú tápvonalszakaszokból álló szűrő tervezésének lépései:

1. A szűrő típusának és fokszámának megválasztása.
2. Aluláteresztő prototípus megtervezése.

3. Tápvonalas megvalósítás a Richards-transzformáció segítségével: az induktivitásokat soros, rövidzárral lezárt csonkok, a kapacitásokat párhuzamos, szakadással lezárt,  $45^\circ$  elektromos hosszúságú csonkok valósítják meg.
4. Egységelemek helyes behelyezése után Kuroda-azonosságok alkalmazása a fizikai megvalósítás lehetővé tételéért.
5. Impedancia- és frekvenciaskálázás: az impedanciaskálázás lényegében a hullámimpedanciák felszorozását jelenti azzal a hullámimpedanciával, amelyhez illeszteni szeretnénk a szűrőt, a frekvenciaskálázást pedig a Richards-transzformáció biztosítja.

### 1.6.1. Richards-transzformáció

A fent említett Richards-transzformáció az  $\omega$  körfrekvencia alábbi leképezését jelenti:

$$\Omega = tg(\beta l) = tg\left(\frac{\omega l}{v_p}\right),$$

ahol  $\beta l$  a tápvonal elektromos hossza,  $v_p$  a fázissebesség,  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$  pedig a hullámszám. A leképezést használva egy  $L$  induktivitás reaktanciája, illetve egy  $C$  kapacitás szuszceptanciája:

$$jX_L = j\Omega L = jLtg(\beta l); jB_C = j\Omega C = jCtg(\beta l)$$

Ismert, hogy egy  $Z_L$  impedanciával lezárt,  $Z_0$  hullámimpedanciájú,  $l$  hosszú tápvonalszakasz bemeneti impedanciája:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0tg(\beta l)}{Z_0 + jZ_Ltg(\beta l)}$$

Ebből a rövidrezárt és szakadással lezárt tápvonalak bemeneti impedanciája:

$$Z_{sc} = jZ_0tg(\beta l); \quad Z_{oc} = \frac{Z_0}{jtg(\beta l)}$$

A felírt képleteket összevetve elmondható, hogy egy induktivitás helyettesíthető egy  $L$  hullámimpedanciájú, rövidre zárt soros tápvonalcsonkkal, míg egy kapacitás helyettesíthető egy szakadt, párhuzamos,  $1/C$  hullámimpedanciájú csonkkal. Ha az aluláteresztő prototípus  $\Omega=1$  vágási frekvenciájával szeretnénk élni,  $tg(\beta l)=1 \Rightarrow l=\lambda/8$  hosszúságú csonkokat kell

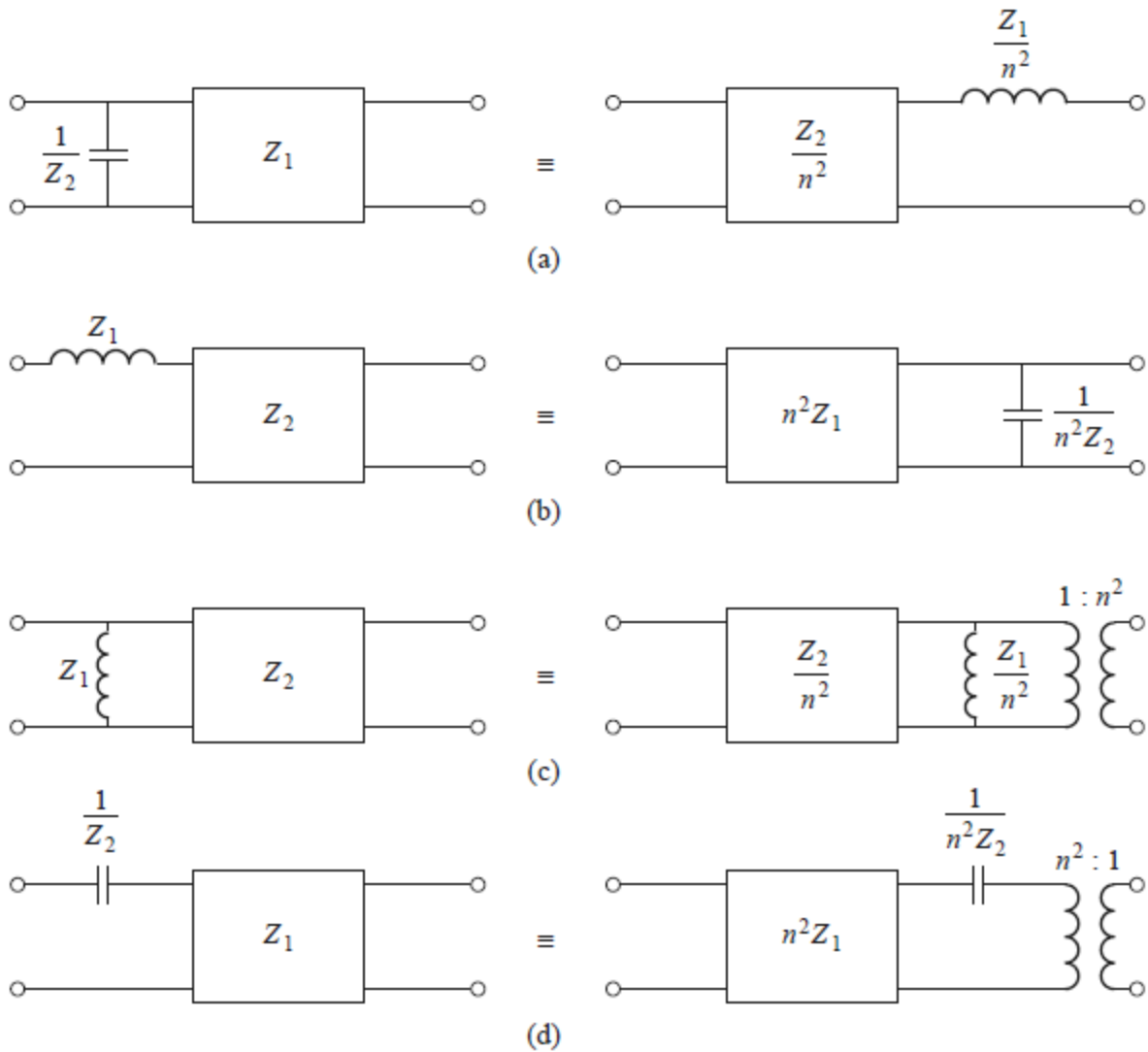
választanunk, ahol  $\lambda$  a vágási frekvenciára jellemző hullámhossz. Ez egyben a szűrő frekvenciaskálázásról is gondoskodik.

Mindenképpen meg kell jegyezni, hogy a Richards-transzformáció miatt a megvalósított szűrő nem egyezik a koncentrált paraméterű képével, átviteli függvényének négyszeres törésponti frekvenciájú periódusa lesz, a törésponti frekvencia kétszeresénél pedig maximális a csillapítás.

### **1.6.2. Kuroda-azonosságok**

A Kuroda-azonosságok célja, hogy a soros csonkokat párhuzamos csonkokká transzformálja (vagy fordítva), távolságot teremtsen a csonkok között, valamint hogy kedvezőtlen hullámimpedanciákat egyszerűbben megvalósítható értékekre konvertáljon.

A 4. ábrán téglalappal jelölt impedanciák úgynevezett egységelemek. Impedanciájuknak illeszkedni kell a tápvonalra, melynek végére beszúrjuk őket, valamint az azonosságok akkor érvényesek, ha elektromos hosszuk  $45^\circ$ -os, akárcsak a Richards-transzformációval nyert csonkoké. Szűrőtervezéskor rendszerint a második (b) azonosságra van szükségünk, ugyanis a soros csonkokat szeretnénk könnyen megvalósítható párhuzamos csonkokra transzformálni.



4. ábra: A négy Kuroda-azonosság<sup>[1]</sup> ( $n^2 = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}$ ), forrás: [1]

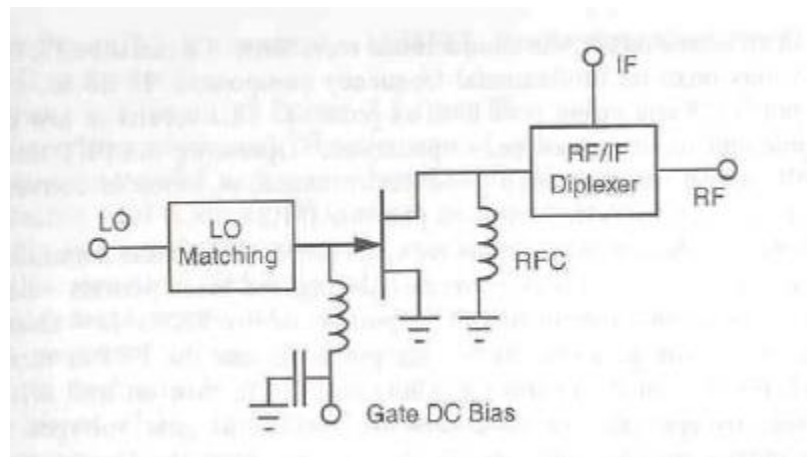
## 2. Rezisztív FET keverő tervezése

A korábban ismertetett típusokból egy rezisztív FET keverő tervezésére esett a választás. Elvileg egy ilyen keverővel aránylag tiszta keverést lehet létrehozni, de sajnos nem használja ki a tranzisztor aktív tulajdonságait. Az alábbi fejezetben az elvégzett tervezési lépéseket fogom részletezni. A tervezést és a szimulációt az AWR Microwave Office programban végeztem.

### 2.1. A keverő blokkvázlata, a FET paraméterei

A cél egy adókeverő tervezése, melynek lokálfrekvenciája 2GHz, középfrekvenciája 100MHz, az átvindó sávszélesség 20MHz. Az 5. ábrán látható, hogy milyen részáramkörök tervezése szükséges egy működő keverőhöz:

1. A DC előfeszítéseket le kell választani a nagyfrekvenciás jelekről (mind a gate előfeszítést, mind a drain DC földelését).
2. Illeszteni kell a gate-et a lokál oszcillátor frekvenciáján  $50\Omega$ -ra, hogy a vezérlő jel minél inkább szinuszos legyen.
3. RF/IF diplexer: ez a részáramkör izolálja az IF és RF portokat, valamint szűri ki a kívánt komponenseket.



5. ábra: rezisztív FET keverő vázlat, forrás: [6]

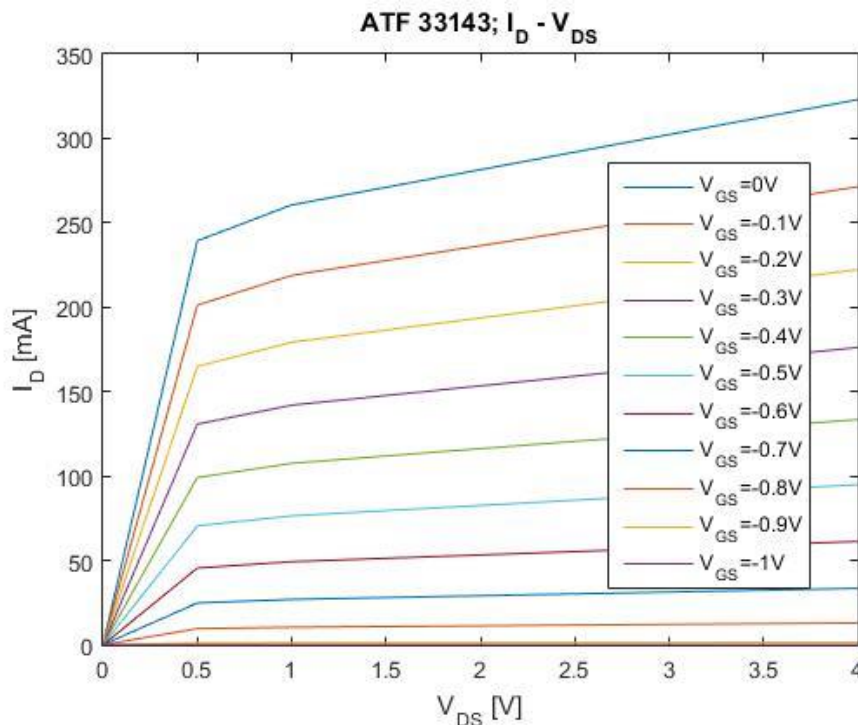
Emellett általános elvárás minden keverő tervezésénél, hogy az RF és IF portokon zárjuk rövidre az LO frekvenciát és felharmonikusait, a gate-en pedig a stabilitás érdekében zárjuk rövidre a

kimenet frekvenciáját. Ez esetünkben nem könnyű feladat, ugyanis az RF és LO frekvenciák igen közel vannak egymáshoz, de megfelelően tervezett szűrőkkel megoldható. Természetesen csatolókapacitásokat is alkalmazni kell a jelutakban.

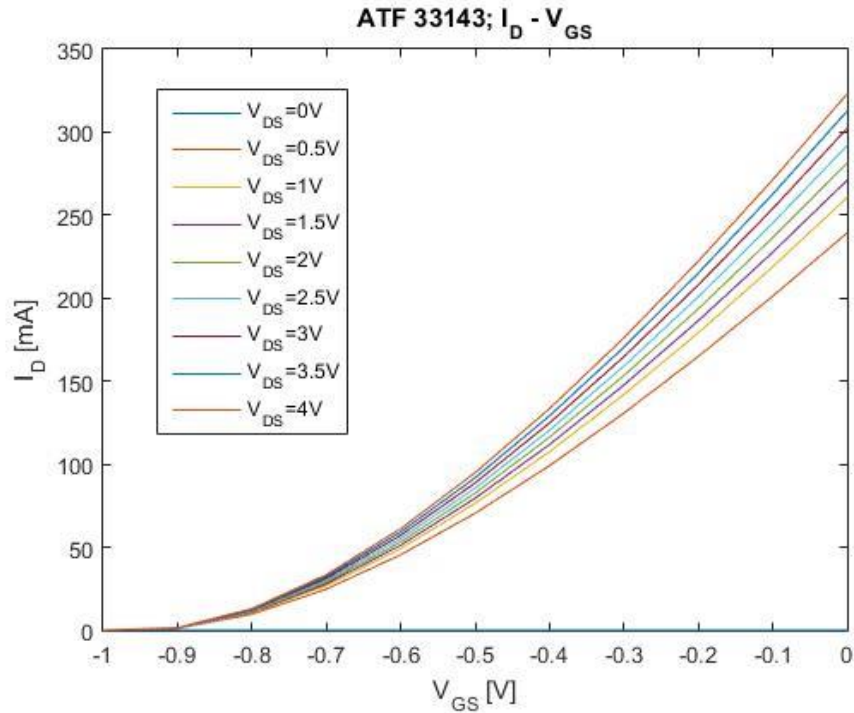
Az alkalmazott tranzisztor az Avago Technologies ATF-33143-as kiszajú HEMT (High Electron Mobility Transistor) eszköze. Maximális drain-source feszültsége 5,5V, maximális gate-source feszültsége -5V, árama legfeljebb 300mA.

A katalógusban<sup>[8]</sup> megtalálható Statz-modellje, valamint a tokozás parazitái. Ezek alapján létrehoztam belső kapcsolási rajzát az AWR Microwave Office-ban. Néhány munkapontban szimulálva szórási paramétereit közelítik a katalógusban megadott mért értékeket.

Szimuláltam továbbá az egyenáramú  $I_D$ - $V_{GS}$  és  $I_D$ - $V_{DS}$  karakterisztikáit, melyekre a 6. ábrán látható grafikonokat kaptam. Látható, hogy a tranzisztor határfrekvenciája -1V, látszik az áram gate-source feszültségtől való másodfokú függése, valamint a drain feszültség függvényében szépen elkülönül a lineáris és a telítési tartomány.



6. ábra: Az ATF-33143-as tranzisztor árama drainfeszültsége függvényében



7. ábra: Az ATF-33143-as tranzisztor árama gatefeszültsége függvényében

## 2.2. Bias-T hálózat

Az úgynevezett bias-T hálózat felel a tápfeszültség nagyfrekvenciáról való leválasztásáért, ugyanis 2GHz-en a legtöbb induktivitás kisebb önrezonanciája miatt már kapacitásként viselkedik, és nem tudunk fojtótekereszt alkalmazni.

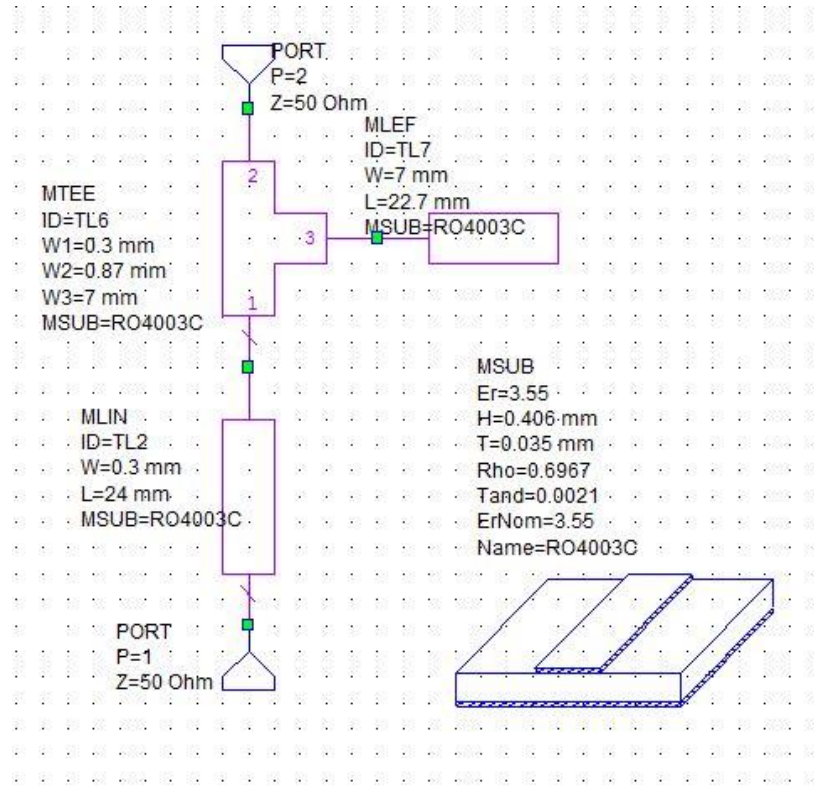
A hálózat voltaképpen két negyed hullámhosszú tápvonalszakaszból áll. Negyed hullámhossz esetén  $tg(\beta l)$  a végtelenbe tart, így a tápvonal bemeneti impedanciája  $\frac{Z_0^2}{Z_L}$  ( $Z_L$  a lezárás impedanciája). Ezen tulajdonsága miatt az ilyen tápvonalat lambda-negyedes transzformátornak is hívjuk.<sup>[1]</sup>

A bias-T hálózatban az egyik lambda-negyedes csomóponttal van lezárva, így másik oldalán adott frekvencián rövidzárnak látszódik, sőtöli a vele párhuzamosan kapcsolt hálózatot. A másik transzformátor ezt a rövidzárát szakadássá transzformálja, így gátolja meg, hogy az adott frekvenciájú jel és páratlan harmonikusai adott irányba haladjanak. Ez a hatás szélesebb sávban jelentkezik, ha a szakadással lezárt csomópont hullámimpedanciája minél nagyobb, a másik tápvonalé pedig minél kisebb. A mikrosztripp hordozó paramétereit figyelembe véve a hullámimpedanciákat

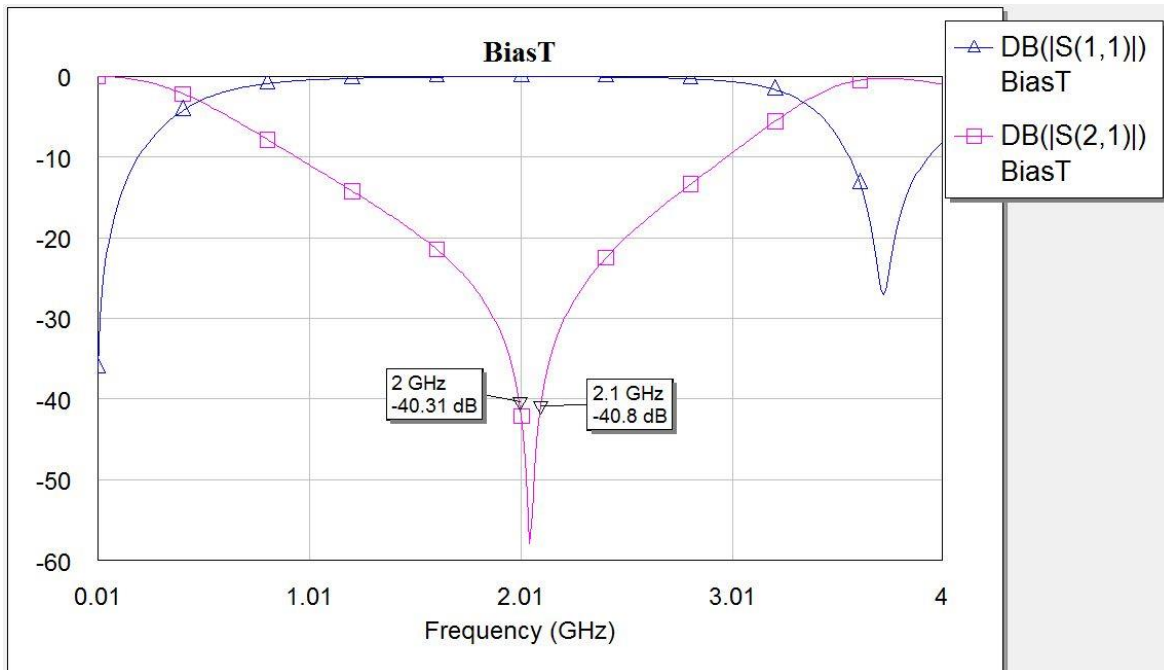


10 és 85Ω-ként határoztam meg, majd az AWR Microwave Office program hangoló funkciójával optimalizáltam a tápvonalak hosszát a minél jobb karakterisztika érdekében.

A bias-T hálózat kapcsolási rajza és átvitele:



8. ábra: A bias-T hálózat kapcsolási rajza



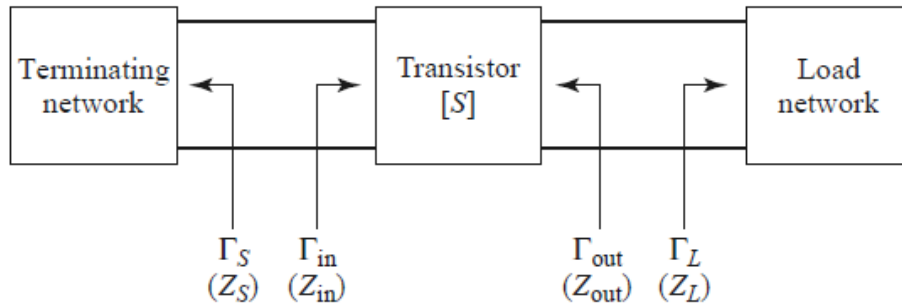
9. ábra: A bias-T hálózat átvitele és reflexiója

### 2.3. Lokál oszcillátor illesztése, szűrése

A tranzisztor szórási paramétereit megvizsgálva különböző munkapontokra azt tapasztaltam, hogy a bemeneti impedancia sajnos olyan mértékben változik a gate-source feszültség függvényében, hogy nem sikerült olyan egycsonkú illesztést alkalmazni, hangolni, mely ne rontotta volna a szimulált keverés hatásfokát.

Végül egy közel sem optimális, de szélessávú és univerzális megoldáshoz folyamodtam: egy három ellenállásból álló, 3dB-es  $\Pi$  csillapító tagot helyeztem el a gate-en<sup>[9]</sup>. A csillapító tag mindkét kapuján  $50\Omega$ -ra illesztett. Hátránya, hogy emiatt nagyobb LO teljesítményt kell betáplálnunk, előnye viszont, hogy a reflektált hullámokat minden reflexió esetén újra és újra csillapítja.

Fontos még meghatározni a később használandó lokálteljesítményt, mert túlvezérléssel tönkretelhetjük a tranzisztort.



10. ábra: Két oldalon lezárt tranzisztor reflexiós tényezőinek jelölése, forrás: [1]

A fenti ábra jelöléseivel és a szórási mátrix definíciójából (a tranzisztorba bemenő feszültség hullámot  $a$ -val, a reflektált hullámot  $b$ -vel jelölve):

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 = S_{21}a_1 + S_{22}\Gamma_L b_2,$$

ugyanis az  $L$  lezárás szempontjából a tranzisztor reflektált  $b_2$  hulláma a bemenő hullám, és a tranzisztor bemenő  $a_2$  hulláma a reflektált hullám.

A fenti egyenletből:

$$b_2 = a_1 \frac{S_{21}}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$

A primer oldali visszavert hullámra vonatkozó egyenlet:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 = S_{11}a_1 + S_{12}\Gamma_L b_2$$

A bemeneti reflexiós tényező:

$$\Gamma_{in} = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$

Korábban említésre került, hogy a lokálfrekvenciát érdemes rövidre zárni a kimeneten. Ekkor a kimeneti reflexiós tényező  $-1$ , így a bemeneti az alábbi lesz:

$$\Gamma_{in} = S_{11} - \frac{S_{12}S_{21}}{1 + S_{22}}$$

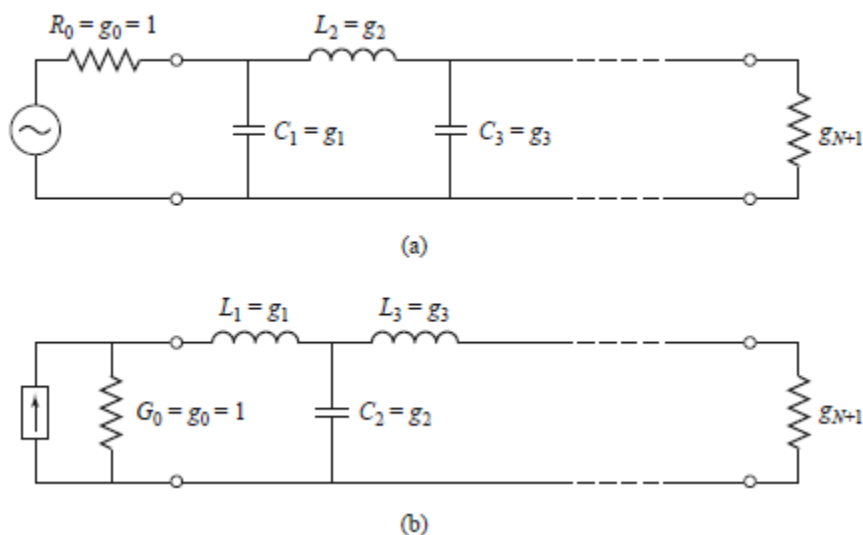
Ebből számolhatunk bemeneti admittanciát, melynek valós része és a kívánt feszültség amplitúdó megadja, mekkora teljesítményt kell az LO porton biztosítanunk. Több gate-source feszültségre

szimulálva a bemeneti konduktancia 30...60mS között mozog, így a  $10 \lg \left( \frac{0,5 * G * U * U}{1mW} \right)$  képletből adódik, hogy -1V-ra előfeszítve a gate-et 12dBm teljesítmény szükséges. A későbbi szimulációk során jobb volt a keverés hatásfoka, ha kb. -0,5V-os előfeszítés körül mozgott a gate potenciálja, ekkor 5dBm teljesítmény szükséges. (Mindehhez még hozzá kell adni a 3dB-es csillapító csillapítását.)

Emellett a jel tisztasága érdekében egy aluláteresztő szűrőt is terveztem a lokál bemenetre. Különböző hullámosságú Csebisev-szűrőket és egy maximálisan lapos (Butterworth) szűrőt próbáltam ki.

Az aluláteresztő prototípus szűrő tervezése táblázat alapján történt.<sup>[10]</sup>

A hagyományos LC-létrából indultam ki, az alábbi két struktúra ekvivalens:



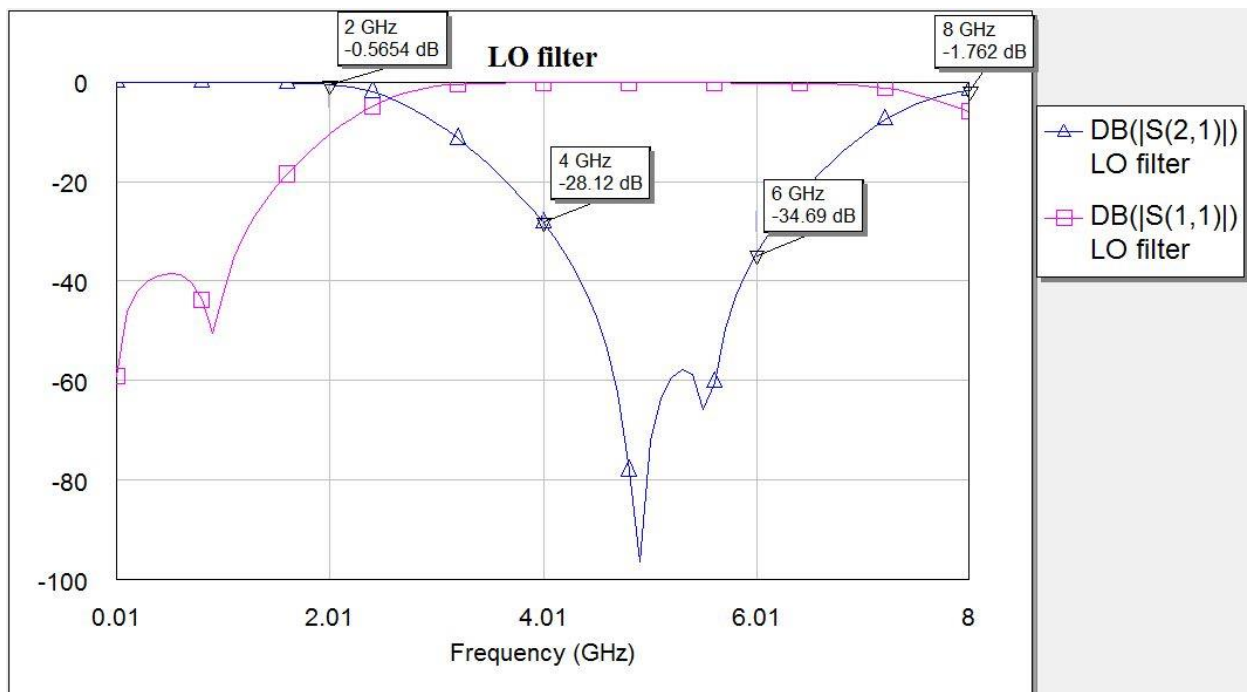
11. ábra: aluláteresztő LC létrahálózat ekvivalens konfigurációi. Forrás: [1]

A b) formájú létrát rajzoltam fel. A Richards-transzformáció értelmében  $45^\circ$  elektromos hosszúságú csonkokkal valósíthatunk meg reaktanciákat, induktivitást L hullámimpedanciájú, rövidre zárt, soros csonkkal, kapacitást  $1/C$  hullámimpedanciájú, szakadással lezárt, párhuzamos csonkkal.

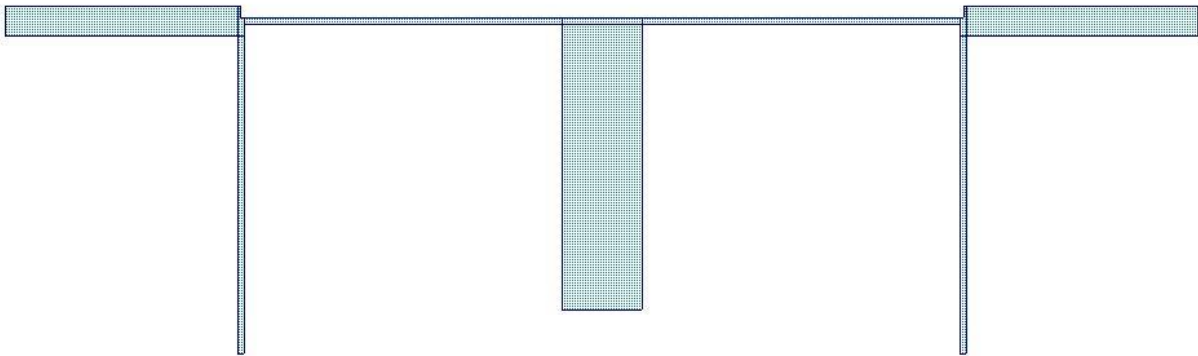
A korábban bemutatott második Kuroda-azonosságot felhasználva egy harmadrendű szűrő három párhuzamos csonkot tartalmaz, melyek között egy-egy tápvonal helyezkedik el. Ez a struktúra megvalósítható mikrosztrippel.

Impedanciaskálázás után a Csebisev-szűrők  $100\Omega$ -nál nagyobb hullámimpedanciát is tartalmaznak. Ez az általam használt hordozón nem valósítható meg. A helyzet áthidalható lenne például azzal, hogy nem  $50\Omega$ -ra skálázzuk az impedanciát, hanem egy kisebb értékre, majd a szűrő két végét lambda-negyedes transzformátorokkal illesztjük, azonban ez jelentősen növeli az áramkör méretét, ráadásul a kis sávszélességű illesztés a szűrő karakterisztikáját is megváltoztatja.

A harmadrendű Butterworth-szűrő  $25$ ,  $50$  és  $100\Omega$  hullámimpedanciájú tápvonalakat tartalmaz. A  $100\Omega$ -os hullámimpedanciához  $0,19\text{mm}$ -es csíkszélesség tartozik, ez már súrolja a gyárthatóság határait, de szerencsére a szűrő elég jó toleranciával működik, ráadásul az AWR optimalizáló algoritmusát lefuttatva egész jól szűri a második és harmadik felharmonikust. A Butterworth-szűrő átvitele, reflexiós tényezője és rajzolata:



13. ábra: LO aluláteresztő szűrő átvitele és reflexiója



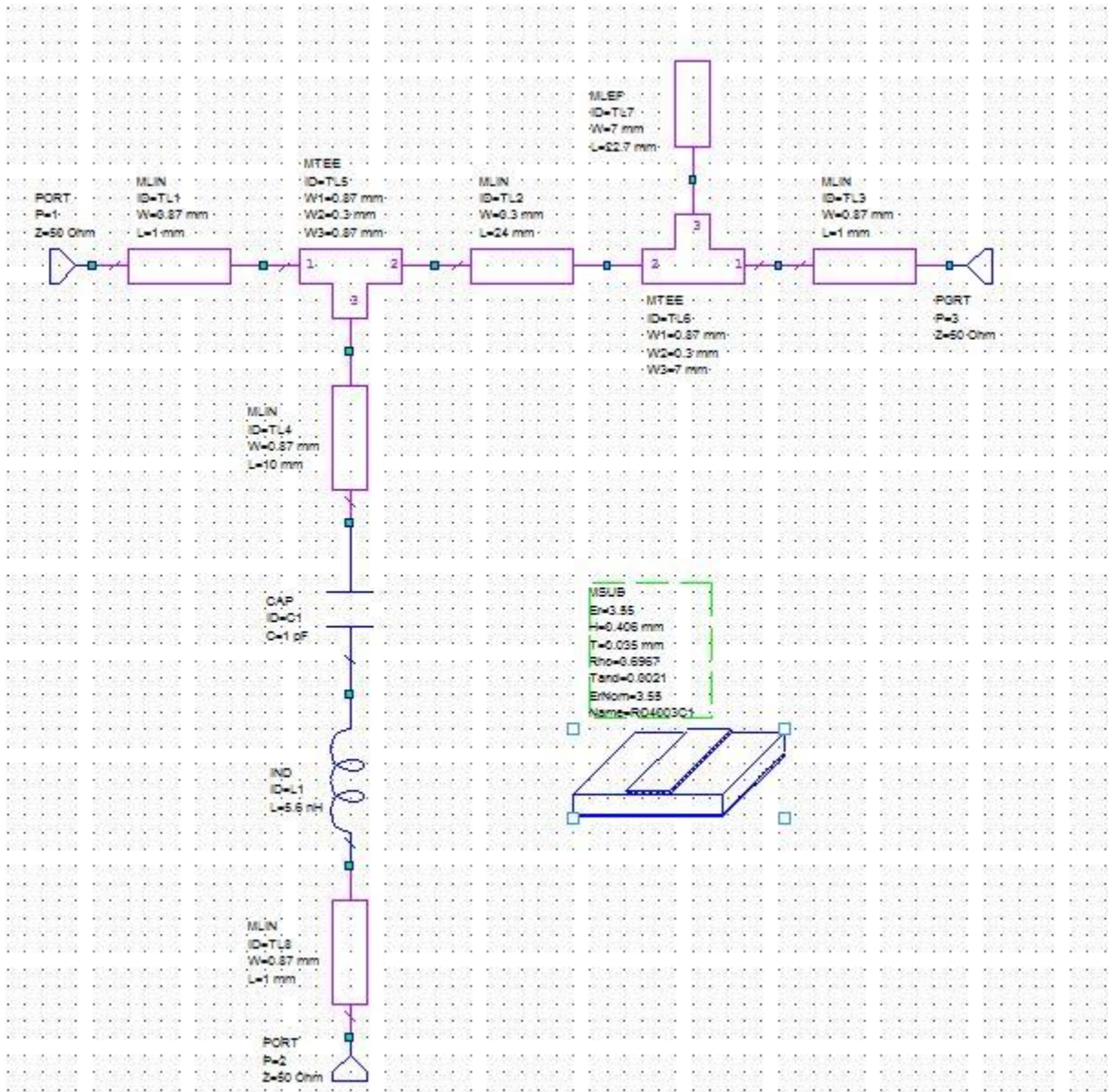
14. ábra: LO aluláteresztő szűrő rajzolata

## 2.4. RF/IF diplexer

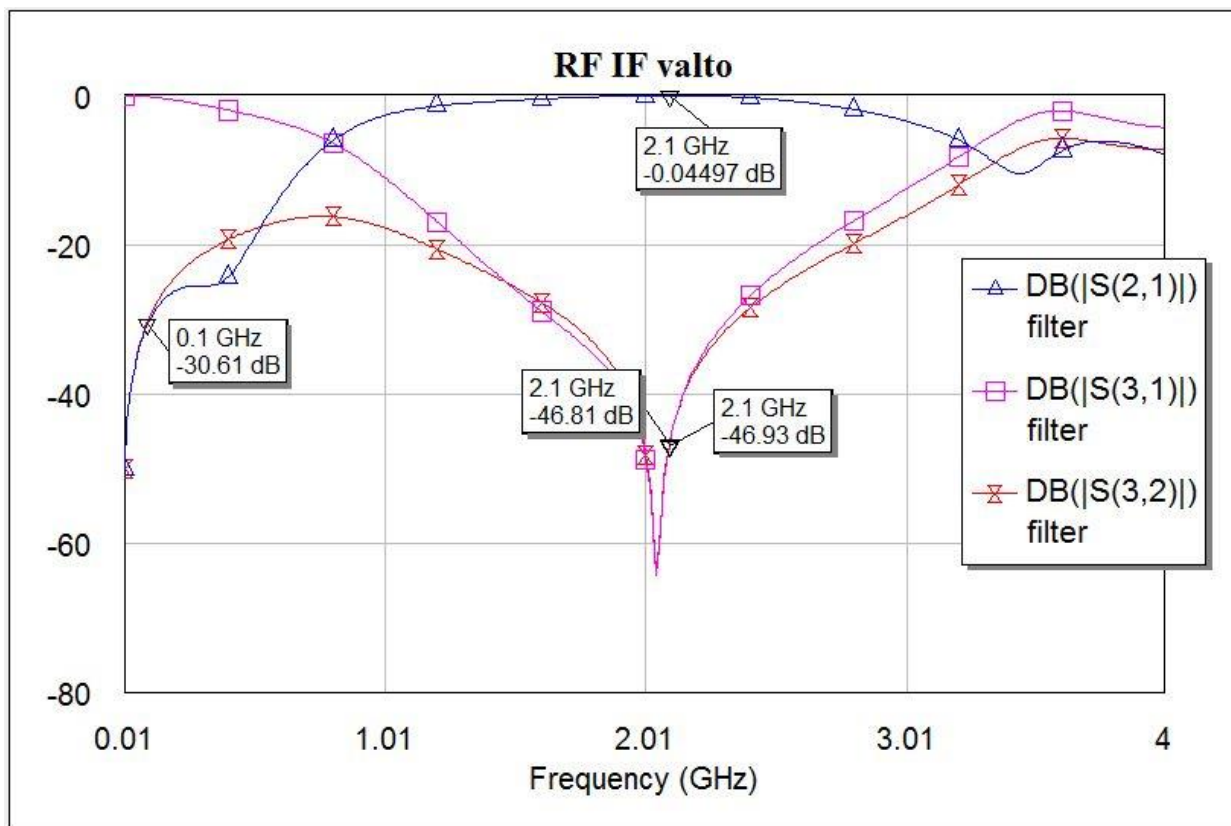
A diplexer feladata a jelek szétválasztása és szűrése. A korábban ismertetett bias-T hálózat le tudja választani a 2,1GHz-es jelet. Ez után kell elhelyezni a 100MHz-et csatoló kapacitást, ugyanis azok a kapacitások, melyek 2GHz környékén is használhatóak túl nagy impedanciát jelentenek 100MHz-en. A középfrekvencián fojtótekerccset is alkalmazhatunk a DC-földelés AC-leválasztására.

Az RF-jel kivezetésére több megoldási módszer is felmerült, például egy hibrid vagy egy csatolt vonal alkalmazása. Végül egy nagyfrekvencián is működő<sup>[11]</sup>, 0603 méretű, a Johanson Technology által gyártott elemekből álló soros LC-rezonátorral csatoltam ki a nagyfrekvenciás jelet.

A szűrés nélküli elválasztások kapcsolási rajza, átvitelek és izolációk mértéke:



15. ábra: RF-IF elválasztó áramkör kapcsolási rajza



16. ábra: RF-IF elválasztás átvitelei

Látható, hogy a két port ténylegesen izolált.

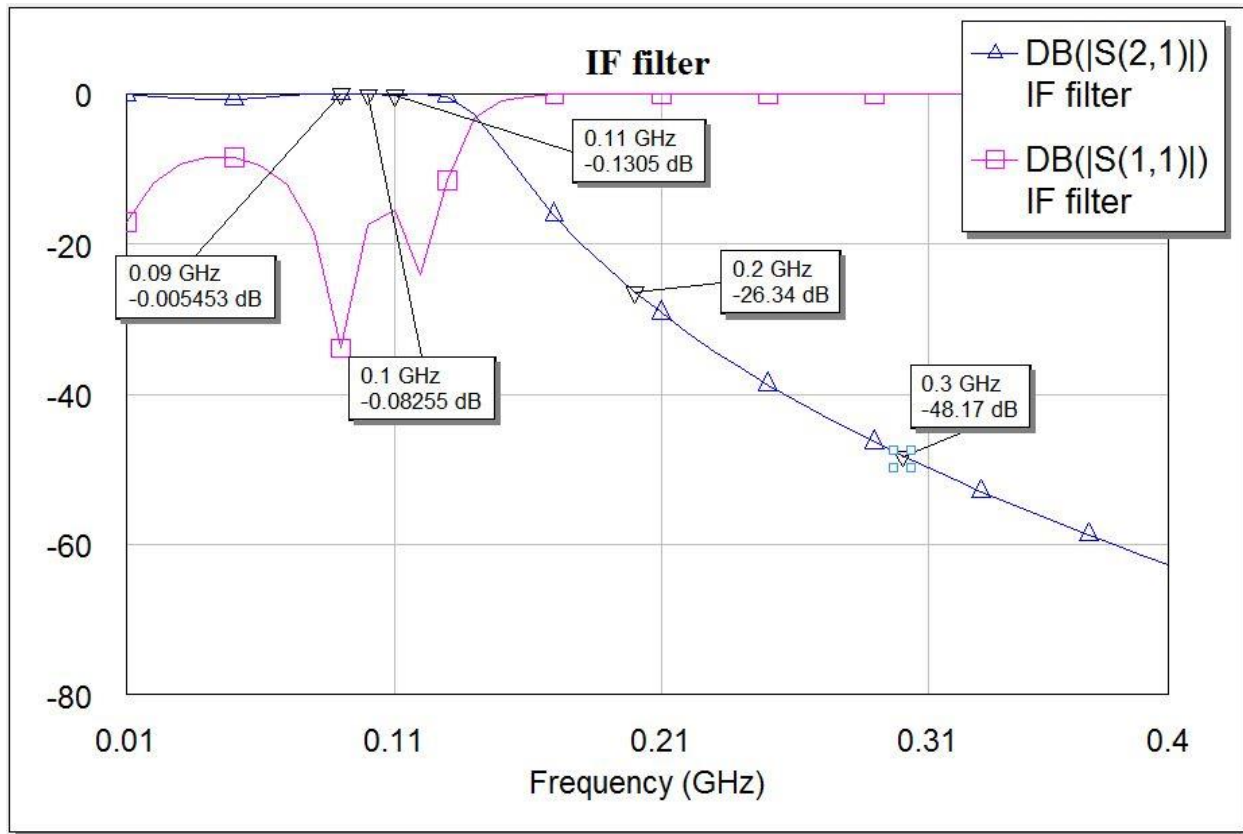
### 2.4.1. IF szűrő

A jelek szétválasztása után meg kell őket szűrni. A keverő akár vevőkeverőként is használható, adókeverőként pedig a generátor felharmonikusai, vagy a keverés során keletkező kisebb frekvenciájú melléktermékek jelenhetnek meg az IF porton.

Ennek elkerülésére a korábban ismertetett módon táblázatból egy koncentrált paraméterű, ötödfokú, 0,1dB hullámzású aluláteresztő Csebisev-szűrőt terveztem, majd a frekvencia- és impedanciaskálázás után a laborban fellelhető elemértékekre cseréltem a kapacitások és induktivitások értékeit.



A kapott szűrő átvitele:



17. ábra: Az IF aluláteresztő szűrő átvitele és reflexiója

## 2.4.2. RF szűrő

Az RF port szűrése nagy körültekintést igényel: a sáváteresztő szűrőnek 2,1GHz-en, 20MHz sávszélességben át kell eresztenie, de a 2GHz-es, kijutó lokáljelet már el kell nyomnia.

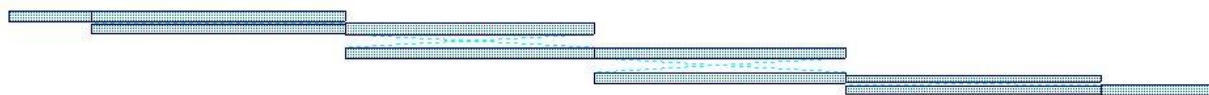
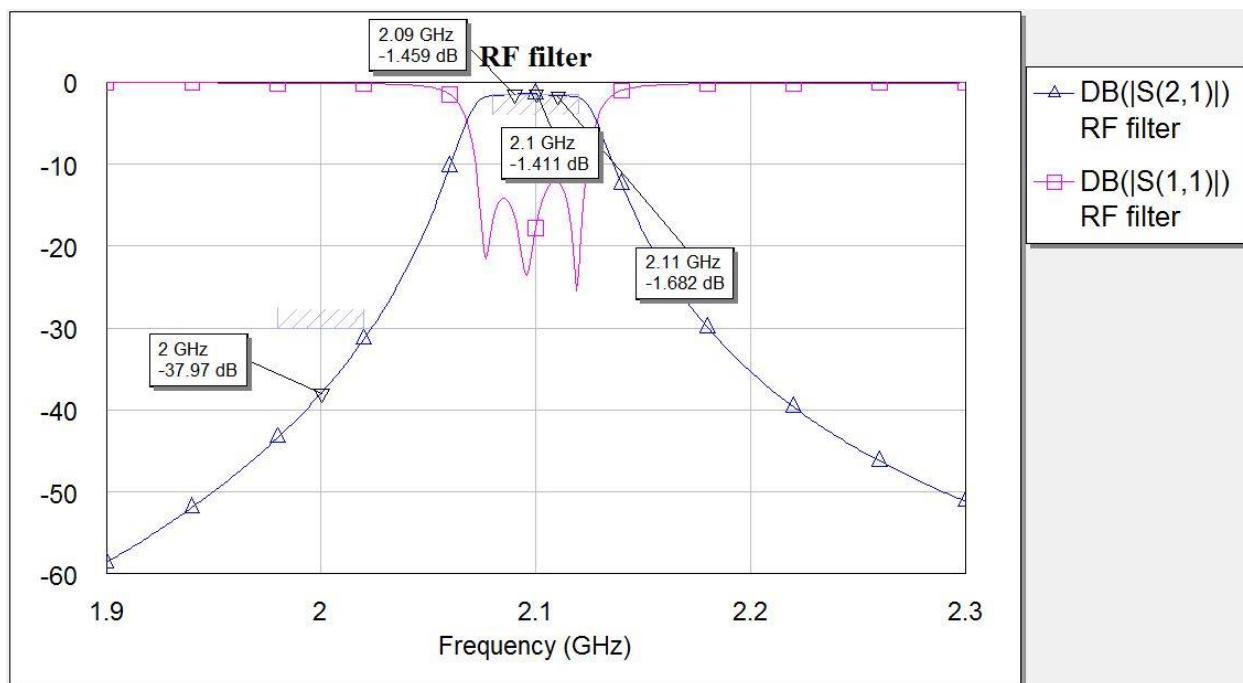
Mikrosztríp struktúrán több sáváteresztő szűrő típus is megvalósítható, én az élcsatolt szűrőt választottam. Ez negyed hullámhossz hosszúságú, csatolt, egyik végén szakadással lezárt rezonátorokból áll. Extrém lezárás esetén a negyedhullámhossz hosszú tápvonalak a vezetett hullám teljes energiáját átcsatolják a közeli vonalakra.

Csatolt vonalakat páros és páratlan módusban vizsgálhatunk, ugyanis minden gerjesztés felírható egy páros és egy páratlan módusú gerjesztés szuperpozíciójaként. A páros módusú gerjesztés esetén a csatolásban levő tápvonalakat azonos amplitúdójú és irányú árammal gerjesztjük, míg

páratlan módus esetén az áramok iránya ellentétes. A két terjedési módra meghatározható a csatolt vonalpárra jellemző páros és páratlan módusú hullámimpedancia.

[1] irodalom részletesen foglalkozik azzal, hogy adott aluláteresztő prototípus paramétereiből hogyan kaphatjuk meg egy sáváteresztő szűrő csatolt vonalpárjainak páros és páratlan módusú impedanciáit. Ezekből azonban igen csak bonyolult a mikrosztrip vonalak vastagságának és egymástól való távolságának szintézise.

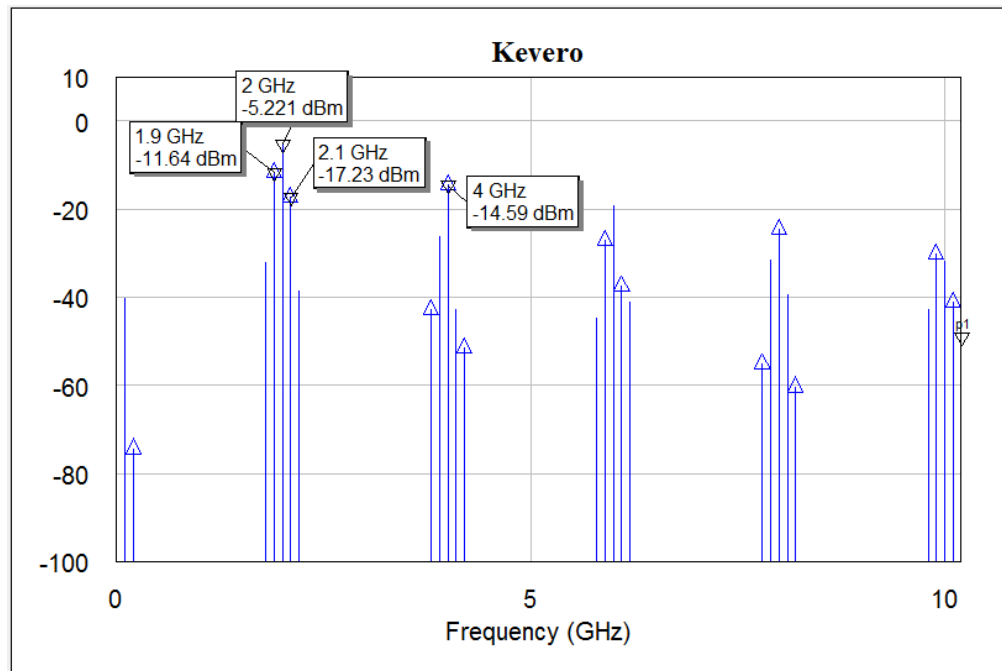
Az AWR Microwave Office iFilter Wizard szűrőszintézere könnyű megoldást ad erre a problémára: a szűrő és a hordozó specifikálása után megadja a szükséges értékeket. A kapcsolás exportálása után azonban a szimulációból súlyos elhangolódás és átviteli csillapítás jött ki, így a varázsló által megadott szűrő jó kiindulási alapnak bizonyult, de hangolásra és optimalizációra szorult. Végül az alábbi karakterisztika és rajzolat adódott:



18. ábra: RF sáváteresztő szűrő átvitele, reflexiója és rajzolata

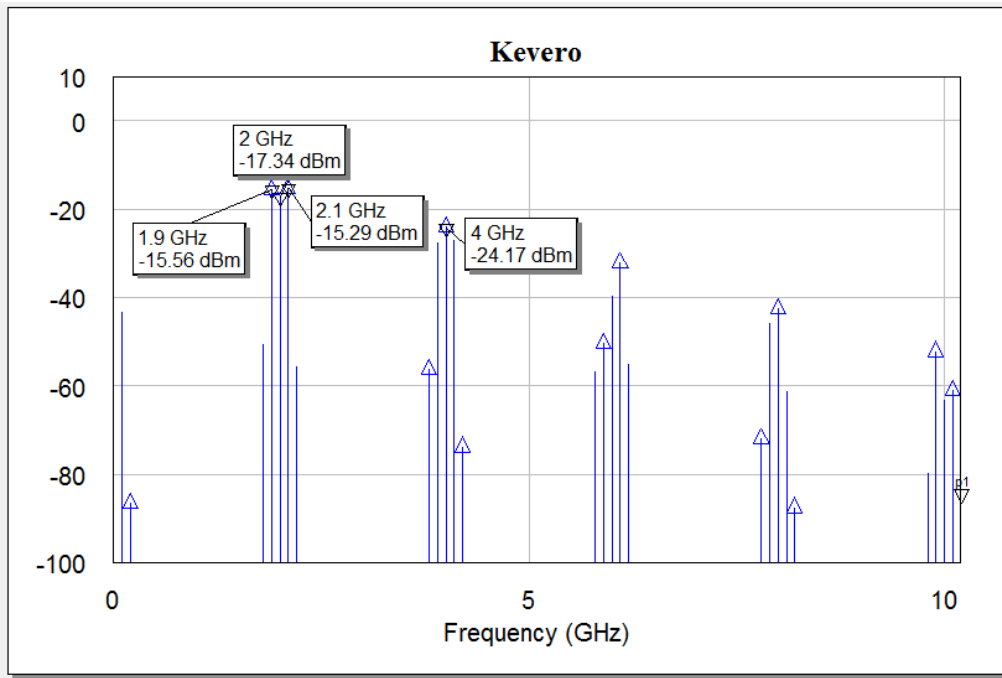
## 2.5. A keverő szimulációja, rajzolata

Miután a részáramköröket összekapcsoltam, -1V-os előfeszítést adtam a gate-re, és létrehoztam a két bemeneti portot. -10dBm-es IF teljesítménnyel és 15dBm-es lokálteljesítménnyel az alábbi spektrumot kaptam (az RF-szűrő csatlakoztatása nélkül):



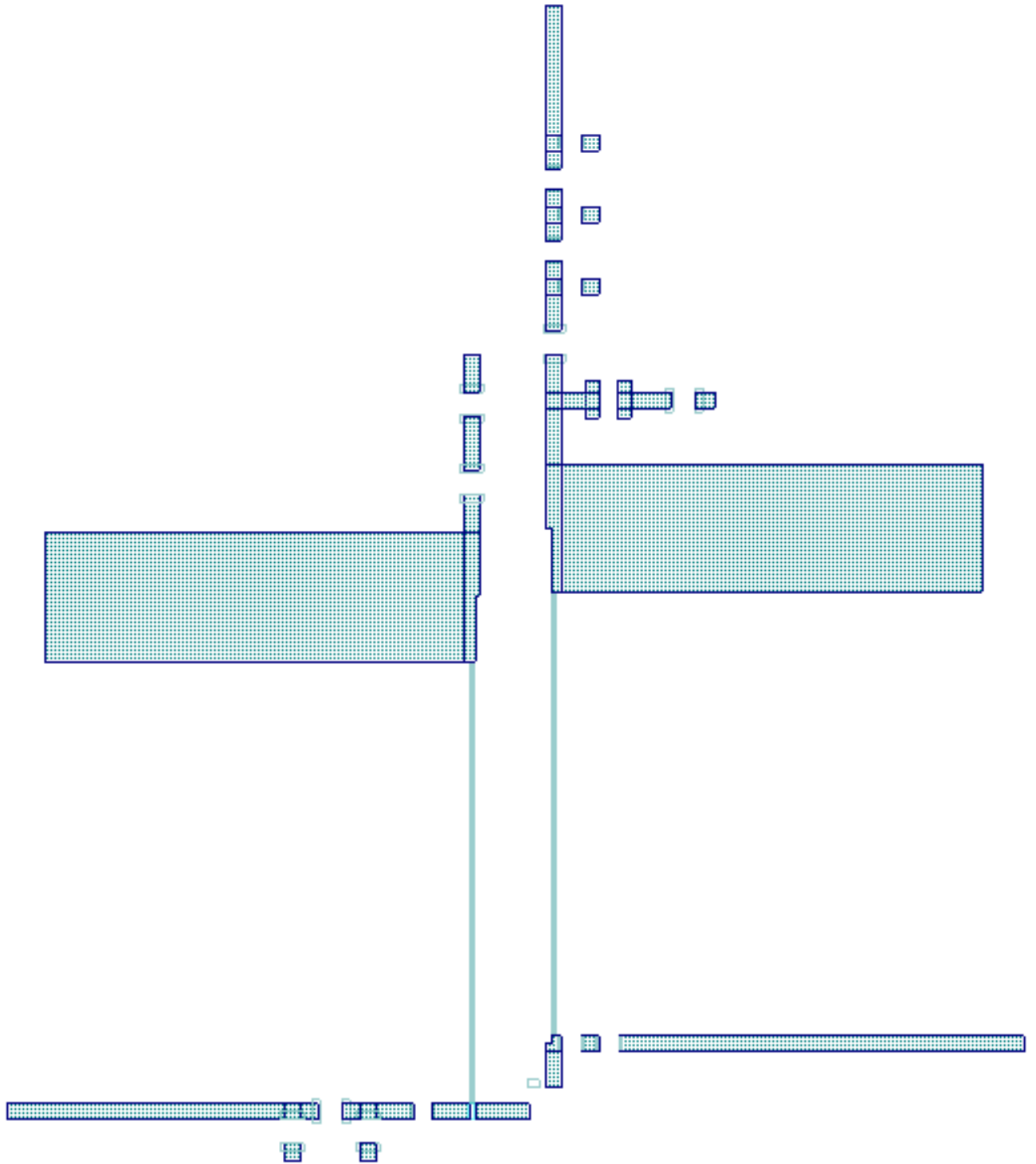
19. ábra: A keverő kimenetének szimulációja, LO teljesítmény 15dBm, IF teljesítmény -10dBm,  $V_{GS}=-1V$

Ha a gate potenciálja -0,5V körül rezeg (ekkor a lokálbemenet teljesítménye 8dBm), még jobb a hatások:



20. ábra: A keverő kimenetének szimulációja, LO teljesítmény 8dBm, IF teljesítmény -10dBm,  $V_{GS} = -0,5V$

Végül megterveztem a keverő rajzolatát is, mely a 21. ábrán látható.

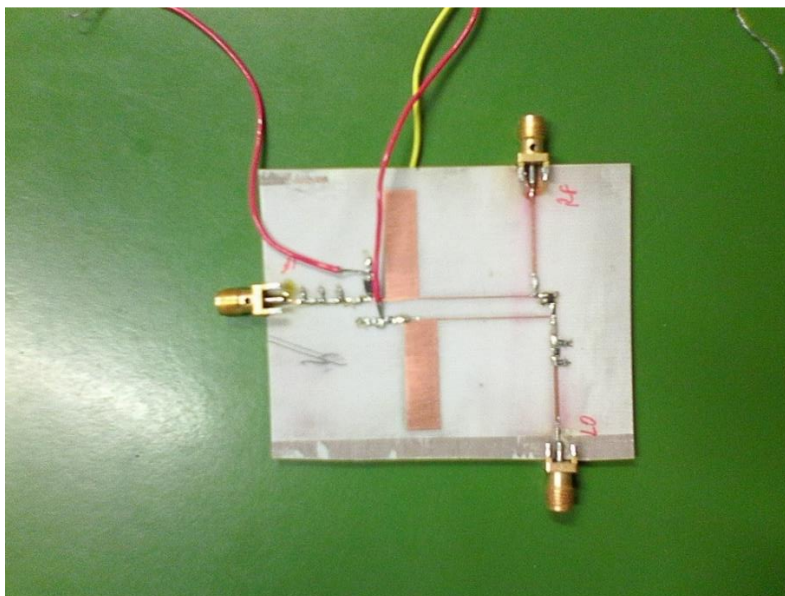
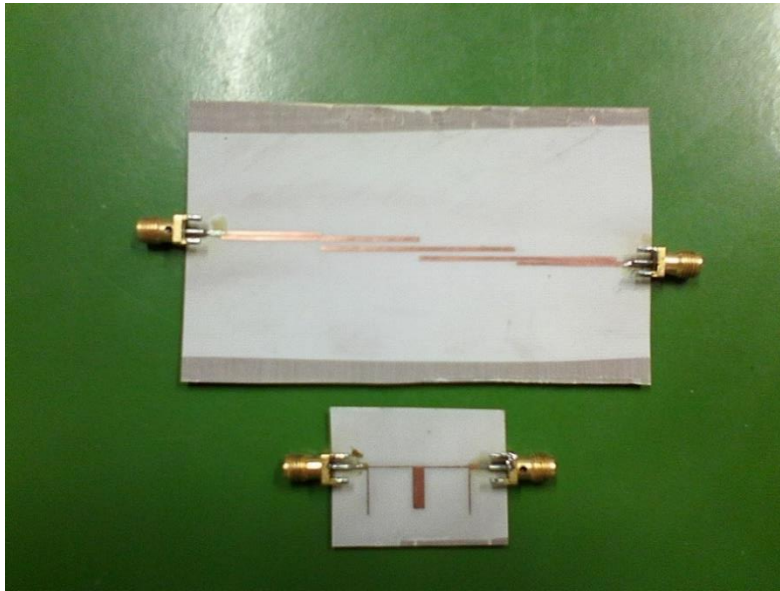


21. ábra: A keverő rajzolata

### 3. Gyártás, mérés

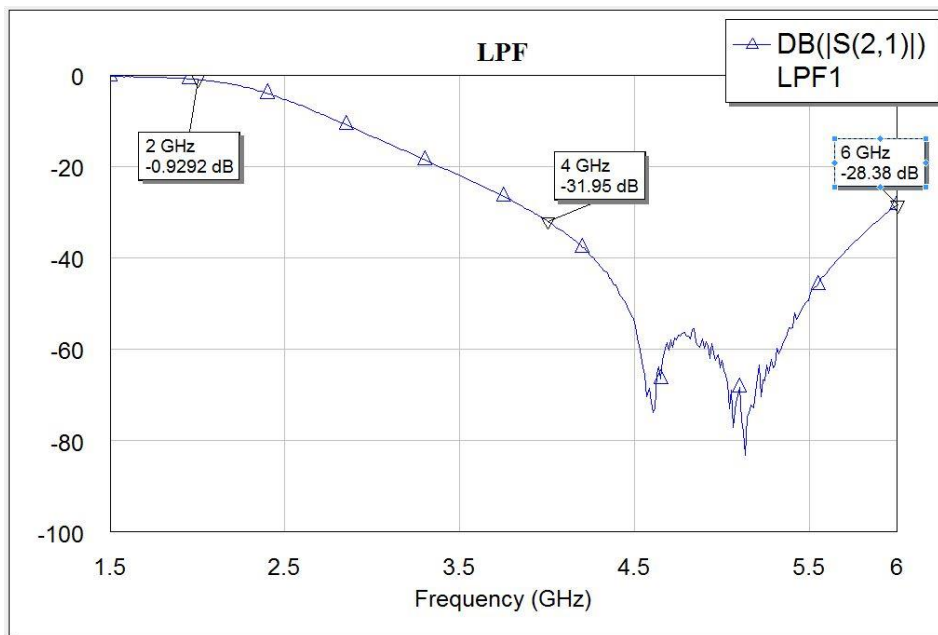
Az áramköröket a Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszéken, az Optikai és Mikrohullámú Távközlési Laboratóriumban gyártottam vasalással. A rajzolatok tükörképét műnyomó papírra nyomtattam, majd rávasaltam a hordozóra. Ezután a földlemezeket leragasztottam szigetelőszalaggal, és nátrium-perszulfát oldattal marattam le a rezet.

Az elkészült szűrők és a keverő az alkatrészek beültetése után:



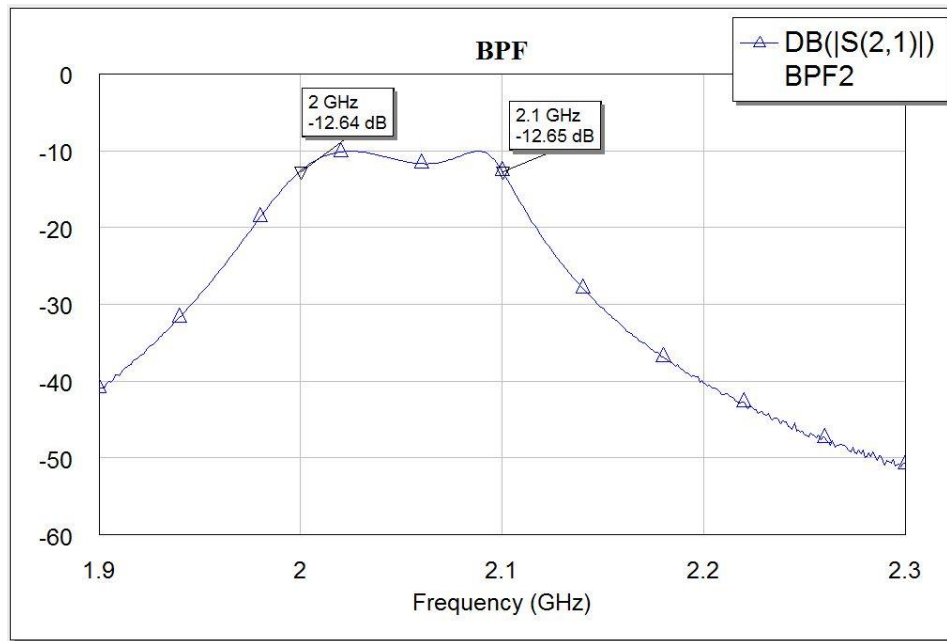
Az elkészült áramköröket lemértem. A szűrők átviteli karakterisztikáját vektor-hálózatanalizátorral vizsgáltam: az aluláteresztő szűrő a 1,5-6GHz tartományban 401 mérési ponton, a sáváteresztő szűrőt 1,9-2,3GHz között szintén 401 pontban.

A keverő kimeneti jeleinek frekvenciáját és teljesítményét spektrumanalizátorral vizsgáltam.



22. ábra: az elkészült LO aluláteresztő szűrő átvitele

Látható, hogy a karakterisztika a 0,2mm-es csíkszélességek ellenére egész jól közelíti a szimulációt.

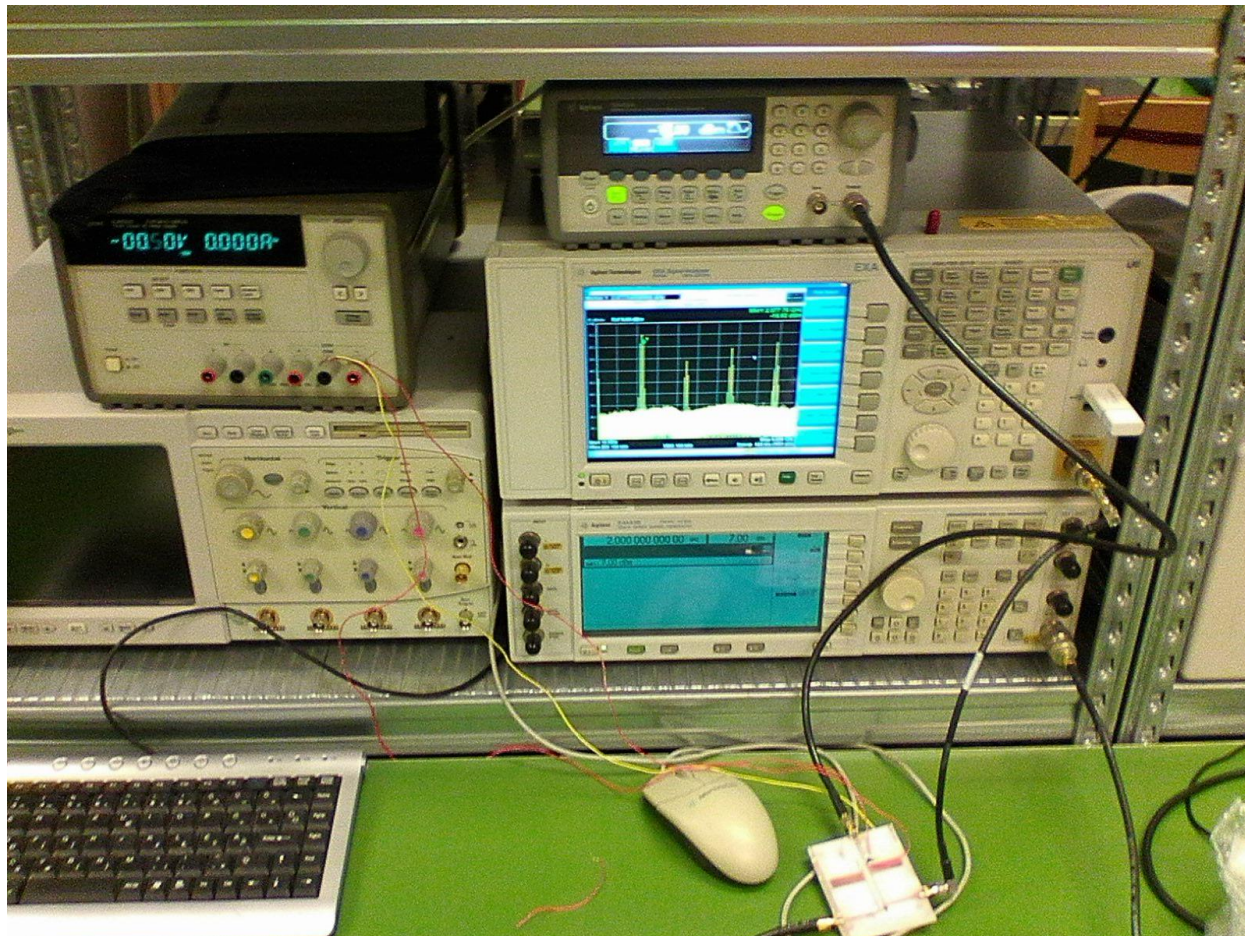


23. ábra: az elkészült RF sáváteresztő szűrő átvitele

A sáváteresztő szűrő átvitele sajnos sokkal rosszabb a tervezettnél, mert jócskán csillapítja az átviendő nagyfrekvenciás jelet, az elnyomandó lokáljelet pedig ugyanannyira csillapítja. Mind a vonalvastagságok, mind a közöttük levő távolságok kicsik voltak, a vasalásos gyártás esetén pedig egyébként is jelentős lehet a hiba a rajzolat házi nyomtatása és az alámaródás miatt.



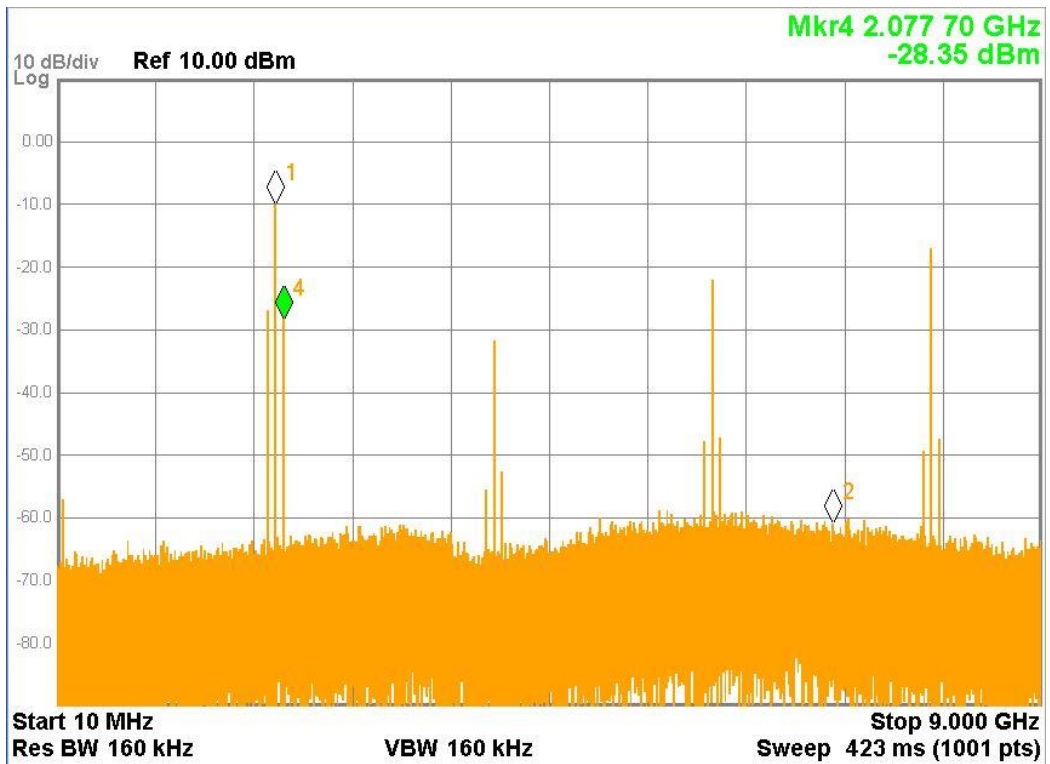
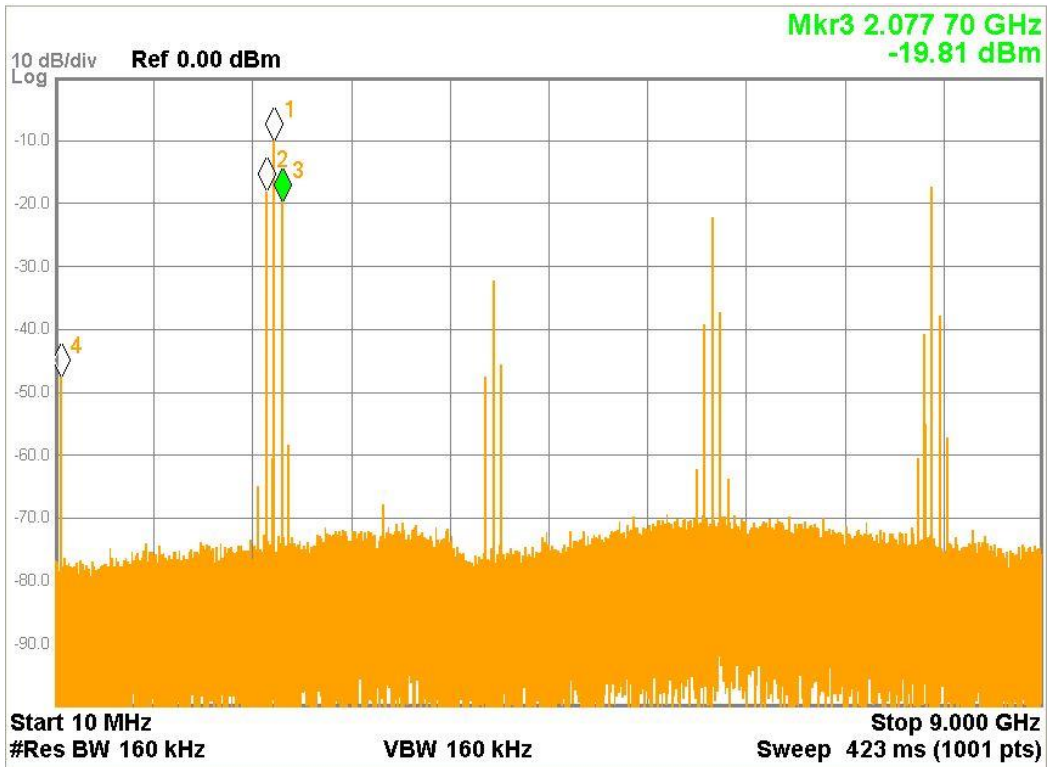
A keverőt az alábbi mérési elrendezésben mértem:



Két szignálgenerátor volt elérhető, az egyik felső határfrekvenciája 80MHz volt, így középfrekvenciás jelnek 100MHz helyett 70MHz-et állítottam be. Egy-egy portot  $50\Omega$ -mal lezárva mértem a lokáljel teljesítményét a másik porton. -1V-os gate-source feszültség esetén az LO-RF izoláció mindössze 10dB, -0,5V esetén 17,8dB. A bias-T hálózatnak köszönhetően azonban az IF porton csak a 8GHz-es jel emelkedett ki a zajszint alól, mindössze -60dBm teljesítménnyel.

A keverőt adókeverőként mértem -0,5V és -1V-os gate-source feszültséggel, előbbi esetben 8, utóbbi esetben 13dBm LO teljesítménnyel, -10 és -20dBm IF teljesítménnyel.

A spektrumkép -0,5V gate-source feszültséggel, -10 és -20dBm IF-teljesítménnyel:



A mérések során megjelenő komponensek teljesítményeit MxN táblázatokban közlöm. Minden érték dBm-ben értendő, az üresen hagyott mezők pedig nem léteznek (negatív frekvencia vagy DC).

$$V_{GS}=-0,5V; P_{LO}=7dBm; P_{IF}=-10dBm$$

$$F_{RF}=Nf_{LO}+Mf_{IF}$$

<b>M/N</b>	<b>0</b>	<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>4</b>
<b>-2</b>		zajszint alatt	zajszint alatt	-61,8	-59,2
<b>-1</b>		-17,0	-46,2	-38,1	-39,7
<b>0</b>		-10,1	-32,4	-22,2	-17,4
<b>1</b>	-46,4	-18,8	-44,5	-36,3	-36,9
<b>2</b>	zajszint alatt	-55,6	zajszint alatt	-62,4	-54,8

Látható, hogy a felső oldalsáv 8,8, az alsó pedig 7dB csillapítással jelenik meg.

$$V_{GS}=-1V; P_{LO}=12dBm; P_{IF}=-10dBm$$

<b>M/N</b>	<b>0</b>	<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>4</b>
<b>-1</b>		-17	-50,4	-40,6	-46
<b>0</b>		1,72	-22	-17,4	-14,1
<b>1</b>	-44,8	-19,6	-47,1	-35	-36

Ez esetben a konverziós veszteség szintén 7-10dB. -20dBm-es IF teljesítmény esetén mindkét esetben a lokálfrekvencia és felharmonikusai (M=0) azonos teljesítménnyel jutottak a kimenetre, a többi komponens teljesítménye pedig 10dB-lel csökkent, tehát ahogyan az várható volt, ezek az értékek a keverő lineáris tartományába esnek.

## 4. Összefoglalás

### 4.1. Eredmények összegzése

A dolgozatban áttekintettem a mikrohullámú keverés módszereit. Említésre kerültek a diódás keverők és típusaik, valamint a három FET-et alkalmazó keverési mód. Összefoglaltam az elosztott paraméterű szűrők tervezési lépéseit.

A munkám során megterveztem és elkészítettem egy 2GHz környékén működő rezisztív FET keverőt. A tápvonal típusát mikrosztripnek válszítottam, mert így egyszerűen, nyomtatott áramköri lemezként gyártható.

Az elkészített áramkörökön több mérést végeztem, melyek alátámasztották, hogy az LO portra tervezett aluláteresztő szűrő az elvárásoknak megfelelően működik. Az adókeverés során előállított RF-jelet leválasztó sáváteresztő szűrő a vasalási technika pontatlansága miatt sajnos nem működik az elvárt módon.

A keverő áramkör működik, a kívánt keverési terméket előállítja. A keverő konverziós vesztesége nagyobb a vártnál, és több spurious jel jelenik meg, mint amennyit egy rezisztív keverőtől vártunk volna, azonban ez a keverés működőképességét nem befolyásolja. Az áramkör megfelelő szűréssel és erősítéssel akár mikrohullámú összeköttetésben is használható.

### 4.2. Távlati tervek

A dolgozatban bemutatott eredmények jövőbeli munkáknak is alapot adnak. A konverziós veszteség csökkenhet, ha jobb az LO és RF portok illesztése.

Érdeemes lenne kihasználni a tranzisztor erősítését, így meg szeretném vizsgálni a szorzó típusú keverőt is. Emellett a jövőben szeretném a méréseket ipari módszerekkel gyártatott áramkörön végezni, mely esetén a megvalósított csíkszélességek (így a hullámimpedanciák) kevésbé térnek el a tervezettől, és várhatóan jobb teljesítményt nyújt az áramkör.

## **Köszönetnyilvánítás**

Szeretnék köszönetet mondani konzulensemnek, dr. Berceli Tibor professzor úrnak, aki rendszeres konzultációinkon mindenben segített és utat mutatott. Köszönöm Mészáros Gergely PhD hallgatónak a labormunkák (gyártás, mérés) során nyújtott segítségét.

Végül köszönöm Barta Ágnesnek és Cseppentő Lajosnak, hogy többször alaposan átolvasták a dolgozatomat és észrevételeikkel segítettek a munkám.

## Felhasznált irodalom

- [1]: David M. Pozar: Microwave Engineering, Fourth Edition, John Wiley & Sons, Inc., 2012., ISBN 978-0-470-63155-3
- [2]: Stephen A. Maas: Microwave Mixers, Artech House, 1986., ISBN 0-89006-171-8
- [3]: Mini-Circuits: Understanding Mixers – Terms Defined and Measuring Performance, forrás: [www.minicircuits.com/applications/applications\\_notes.html](http://www.minicircuits.com/applications/applications_notes.html)
- [4]: Stephen A. Maas: Nonlinear Microwave and RF Circuits, Second Edition, Artech House, 1988., ISBN 1-58053-484-8
- [5]: R. Gilmore, L. Besser: Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems, Volume II, Active Circuits and Systems, Artech House, 2003., ISBN 1-58053-522-4
- [6]: Stephen A. Maas: The RF and Microwave Circuit Design Cookbook, Artech House, 1998., ISBN 089-0-06973-5
- [7]: A RO4003C hordozó adatlapja, forrás: <http://www.rogerscorp.com/acs/products/54/ro4003c-laminates>
- [8]: Az Avago Technologies ATF-33143-as tranzisztorának adatlapja, forrás: <http://www.avagotech.com/products/wireless/transistors/fet/atf-33143>
- [9]: Rezisztív csillapító tervezési táblázata: <http://www.radio-electronics.com/info/rf-technology-design/attenuators/attenuator-resistor-values.php>
- [10]: Géher Károly, Solymosi János: Lineáris áramkörök tervezése, Tankönyvkiadó, Budapest, 1992., ISBN 963 18 3364 X
- [11]: A Johanson Technology cég katalógusa, forrás: <http://www.johansontechnology.com/catalog>