



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 jelforrás tervezése**

*Konzulens*

**Dr. Berceli Tibor**

Budapest, 2017.



AZ EMBERI ERŐFORRÁSOK MINISZTERIUMA ÚNKP-17-2-I KÓDSZÁMÚ ÚJ NEMZETI KIVÁLÓSÁG  
PROGRAMJÁNAK TÁMOGATÁSÁVAL KÉSZÜLT

# Tartalomjegyzék

<b>Kivonat.....</b>	<b>4</b>
<b>Abstract.....</b>	<b>5</b>
<b>1. Bevezetés.....</b>	<b>6</b>
<b>2. Elméleti áttekintés.....</b>	<b>8</b>
2.1. Oszcillátorok .....	8
2.2. A Wilkinson-teljesítményosztó.....	9
2.3. Erősítőtervezés .....	10
2.4. Mikrosztrip sáváteresztő szűrők .....	12
2.5. Mikrosztrip aluláteresztő szűrők.....	16
<b>3. A jelforrás mikrohullámú áramköreinek tervezése .....</b>	<b>18</b>
3.1. Az AWR Microwave Office szoftver .....	18
3.2. Hangolható oszcillátor.....	20
3.2.1. Az oszcillátor erősítője.....	20
3.2.2. Az oszcillátor szűrője.....	21
3.2.3. Az oszcillátor kialakítása .....	25
3.3. Aluláteresztő szűrő 3GHz-re.....	30
3.4. Sáváteresztő szűrő a 9GHz-es sávra .....	32
3.5. Teljesítményosztó .....	34
3.6. Erősítők.....	35
3.6.1. 3GHz-es erősítő .....	36
3.6.2. 9GHz-es erősítő .....	36
3.7. Frekvenciaháromszorozó.....	38
<b>4. Az elkészült áramkörök mérése.....</b>	<b>44</b>
4.1. Szűrők mérése .....	45
4.2. Erősítők mérése.....	47
4.3. A teljesítményosztó mérése.....	48
4.4. Frekvenciaháromszorozó mérése.....	49
4.5. Az oszcillátor mérése.....	50
4.6. A jelforrás együttes mérése .....	55
4.6.1. Jelforrás kimenetének mérése aluláteresztő szűrő beiktatásával .....	57
4.6.2. Jelforrás kimenetének mérése aluláteresztő szűrő nélkül .....	58

4.6.3. A visszacsatolásra szánt jel mérése osztás előtti harmonikusszűrés esetén..	59
4.6.4. A visszacsatolásra szánt jel mérése osztás utáni harmonikusszűrés esetén..	60
4.6.5. A különböző mérési elrendezések értékelése .....	61
<b>5. Összefoglalás .....</b>	<b>63</b>
5.1. Eredmények összegzése .....	63
5.2. Jövőbeli tervek .....	63
<b>Köszönetnyilvánítás .....</b>	<b>65</b>
<b>Irodalomjegyzék .....</b>	<b>66</b>

## Kivonat

Napjainkban a rádiózás egyre inkább szoftveres úton, egyszerűen rekonfigurálható szoftverrádióval valósul meg. Minél több feladat szoftveres megoldása univerzálisabbá teszi az eszközt, és olcsóbb is lehet, mint egy analóg célhardver.

Mielőtt azonban a jel digitalizálásra kerülne, egy vagy több analóg részegység is szükséges: széles- vagy többsávú antenna, keverő, a keverőhöz hangolható helyi oszcillátor, szűrők, erősítők, ugyanis több tíz GHz-es frekvenciájú jeleket nem tudunk digitálisan feldolgozni.

TDK dolgozatom témája egy 9GHz körül legalább 500MHz-es sávban hangolható mikrohullámú szinuszos jelforrás tervezése. Az oszcillátor aktív eleme mikrohullámú tranzisztor, a tápvonalak és rezonátorok mikroszalagvonalas struktúrájúak, a hangolóelemek pedig varaktor diódák.

A nagy frekvencia, illetve tokozott diódák használata miatt az oszcillátort 3GHz körül valósítottam meg, majd analóg frekvenciaháromszorozóval értem el a kívánt kimeneti frekvenciát. A sokszorozáshoz szükséges nemlinearitás és a kimeneti jelszint elérése, valamint a felharmonikusok elnyomásának biztosítása érdekében mind a 3GHz, mind a 9GHz körüli sávra terveztem egy erősítőt és szűrőt. Terveim között szerepel, hogy a jelforrás hangolása elektronikus úton történjen egy fáziszárt hurok által. A hurokba való visszacsatolás miatt egy Wilkinson-teljesítményosztót is terveztem az oszcillátor kimenetére.

Az áramköröket az AWR Microwave Office áramkörszimulátor és CST Microwave Studio térszimulátor szoftverek segítségével végeztem, majd az elkészült áramkörök alkatrészeinek beültetése után megmértem az áramkörök és a jelforrás különböző jellemzőit.

## Abstract

Nowadays radio communication is executed in a software-defined radio environment. Implementing more and more components by means of software makes the system easily reconfigurable, more universal and cheaper than dedicated hardware.

However, before digitizing a signal, a few analog components are still required: broadband or multiband antennas, mixers, tunable local oscillators for mixers, filters, amplifiers, as we cannot process signals of extremely high frequencies without downconversion.

The subject of this report is the design of a microwave sinusoid signal source which is tunable around 9GHz. The active component of the oscillator is a microwave transistor, the transmission lines and resonators are realized in a microstrip structure, the tuning elements are varactor diodes.

Because of the high frequency and the use of packaged diodes the oscillator operates around 3GHz and the desired frequency is achieved using a frequency tripler circuit. To warrant the nonlinearity needed for frequency multiplication, output power and harmonic suppression, amplifiers and filters have been designed for the tuning ranges around 3GHz and 9GHz. In the future I plan to extend the circuit by realizing tuning via a phase-locked loop, thus a Wilkinson power splitter has also been designed in order to create a second signal path for feedback.

Circuit design was aided by software, namely by the AWR Microwave Office circuit simulator and the CST Microwave Studio 3D electromagnetic simulator. After design and fabrication the properties of the circuits and the signal source as a whole has been measured.

# 1. Bevezetés

A TDK dolgozat témája egy mikrohullámú jelforrás tervezése, megépítése, mérése. Ebben a rövid bevezető fejezetben szeretném kifejezni a munka motivációját, a konkrét feladatot, majd bemutatom a dolgozat felépítését.

A rádiózás jövője minden bizonnyal a szoftverrádió, mely megjelenése óta egyre nagyobb teret nyer a távközlésben. Egyre több funkció szoftveresen kerül megoldásra, mely előnyös, ugyanis az eszköz egyszerűen rekonfigurálható, egy integrált áramkör vagy mikroprocesszor kisebb és olykor olcsóbb is lehet, mint egy analóg célhardver, illetve minél több feladatot oldunk meg szoftverrel, annál univerzálisabb az adott berendezés.

Teljesen szoftveres azonban nem lehet egy rádióadó vagy -vevő, a digitális fejlődés pedig az analóg tervezés elé is komoly feladatokat állít. Egy univerzális szoftverrádiónak széles- vagy többsávú antennára, keverőre, szűrőkre van szüksége, illetve ha a szélessávú működést több eszközzel biztosítjuk, gondoskodni kell az ezek közötti, valamint az adó- és vevőirány közötti kapcsolásról.

Ezen analóg tervezési feladatok komoly nehézséget jelentenek a frekvencia növekedésével (az 5G rendszerben már milliméteres hullámokat szeretnénk használni), valamint a flexibilitás igényével, így napjainkban is releváns az analóg egységek fejlesztése, hatékony, lehetőleg integrálhatóvá tehető megoldások kivitelezése.

Minél pontosabb és stabilabb mikrohullámú jelforrásokra minden rádiós egységben szükség van, például a frekvenciakonverziót végző keverők helyi oszcillátoraként. Egy több célra is használható eszközben minél szélesebb sávon hangolható jelforrás, vagy több egységből álló oszcillátorbank szükséges.

A dolgozatom egy hangolható mikrohullámú jelforrás tervezését mutatja be, melynek előzetes specifikációja az alábbi:

Rezgési frekvencia: kb. 9GHz

Kimenő teljesítmény: min. 1mW

Kimeneti hullámellenállás: 50Ω

Aktív elem: mikrohullámú tranzisztor

Tápvonal és rezonátor típusa: mikrosztrip

Hangolás: legalább 500MHz-es sávban, varaktor diódával

Az áramköröket az AWR Microwave Office szoftver segítségével terveztem, a Rogers cég RO4003C jelzésű, 0,406mm vastag, 3,55 relatív permittivitású hordozójára.

A mikrohullámú oszcillátor fizikai méreteit igyekeztem gyártható és toleráns tartományban tartani. Ezt összevetve azzal, hogy a frekvencia és a geometria függvényében milyen kapacitású varaktorokra lenne szükség, valamint milyen diszkrét, tokozott eszközöket tudunk beszerezni, az oszcillátort nem a tíz GHz nagyságrendű sávba terveztem, hanem 3GHz környékére, így a végső kimeneti frekvencia frekvenciasokszorozó használatával érhető el.

Mivel integrált áramköri kivitelben többnyire csak kettő hatvánnyal való szorzók vannak, analóg frekvenciaháromszorozót terveztem. A sokszorozáshoz szükséges nemlinearitás, valamint a kiírt kimenő teljesítmény biztosításához a 3 és a 9GHz-es sávba is terveztem egy-egy erősítőt.

A 9GHz-es sávban a kimeneti jel tisztasága érdekében szükség van egy sáváteresztő szűrőre, a 3GHz-es sávra pedig aluláteresztő szűrőt terveztem. A frekvenciaháromszorozás miatt nem feltétlenül lenne szükséges a harmonikuselnyomás, azonban az elkészült jelforrást később szeretném fáziszárt hurokkal (phase-locked loop, PLL) elektronikusan hangolni. Egy digitális PLL négyszögjelekkel tudna a leghatékonyabban dolgozni, azonban az oszcillátor kimenetén az alapharmonikus után várhatóan a második harmonikus lesz a legnagyobb teljesítményű, ráadásul nem jósolható meg pontosan a harmonikusok teljesítményeinek aránya, így nem tudhatjuk, milyen jelalak érkezik a fáziszárt hurok digitális előskálázójára.

A dolgozatban először röviden ismertetem az áramkörök (oszcillátor, teljesítményosztó, szűrők, erősítők) tervezéséhez szükséges ismereteket. Ezután bemutatom az áramkörök tervezésének lépéseit, illetve az elvégzett szimulációk eredményeit. Végül bemutatom az elkészített áramkörökön végzett mérések eredményeit.

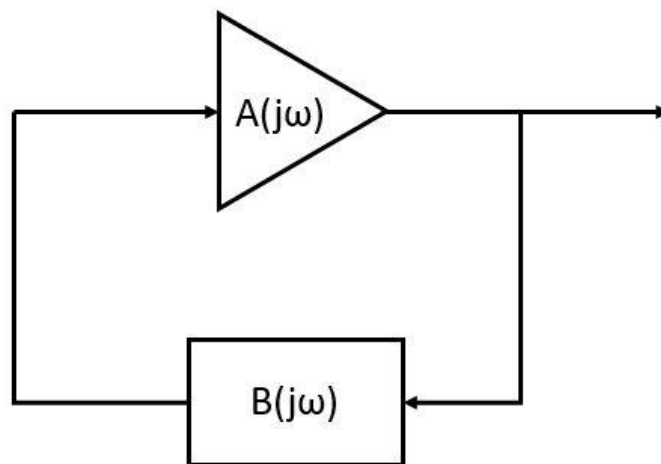
Munkámat a Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék Optikai és Mikrohullámú Távközlés Laboratóriumában végeztem.

## 2. Elméleti áttekintés

Ebben a fejezetben a hangolható jelforrás mikrohullámú frekvencián működő részeinek tervezéséhez szükséges alapismereteket foglalom össze tömören.

### 2.1. Oszcillátorok<sup>[1][2]</sup>

Az oszcillátor, más néven rezgéskeltő egy olyan áramkör, melyet egyenfeszültséggel táplálva harmonikus tartalmú jelet kapunk. Bár például a relaxációs oszcillátor (mely közelítőleg négyszögjelet állít elő) is oszcillátor, a továbbiakban szinuszos oszcillátort értek e szó alatt, ugyanis a jelforrás kívánt kimenete ideális esetben egy frekvenciakomponenst tartalmazna. Az oszcillátor általános blokkvázlata az 1.1. ábrán látható.



2.1. ábra: Oszcillátor blokkvázlata

Az oszcillátor két elemből áll: egy erősítőből és egy visszacsatoló hálózatból, mely az erősítő kimenetét pozitívan csatolja vissza annak bemenetére. A kimeneten stabil rezgés áll elő, ha az erősítő pontosan kompenzálja a visszacsatolás és a jelutak csillapítását. Ezt a feltételt, illetve a fázishelyes pozitív visszacsatolást a Barkhausen-kritérium írja le:

$$A(j\omega)B(j\omega)|_{\omega_0} = 1 \quad (2.1)$$

$$\arg(A(j\omega)B(j\omega))|_{\omega_0} = k \cdot 2\pi; \quad k \in \mathbb{Z} \quad (2.2)$$



A bemeneti jel nélküli stabil kimenet lehetőségét tartalmazza a 2.1. egyenlet, a berezgéshez viszont mindig zajra van szükség, mely lehet például a környezeti fehérzaj. A Barkhausen-kritérium alapján azonban mind az erősítő, mind a visszacsatolás frekvenciaszelektív lehet, így nem jelenik meg akármilyen frekvenciájú stabil jel a kimeneten. Többnyire a visszacsatolás egy szűrő (egyszerűbb esetben egy rezgőkör), mely a frekvencia beállításáért felel, az erősítő pedig egy aktív elem, például egy adott munkapontra beállított tranzisztor.

A fenti modell alapján nyilatkozhatunk az oszcillátor frekvenciájáról, de nem ismert annak amplitúdója, teljesítménye. A stabil rezgés amplitúdóját a nemlineáris aktív elem részletes analizisével próbálhatjuk meghatározni, vagy különböző tervező szoftverek iteratív algoritmusai kereshetnek megoldást, azonban a valóságban a paraméterek szórása, a megoldók korlátai és a modellek egyszerűsítései miatt eltérő eredményeket kaphatunk.

Ugyancsak az aktív elem nemlinearitása miatt a kimeneten a kívánt frekvencia felharmonikusai is megjelennek, ezeket szűréssel csillapíthatjuk.

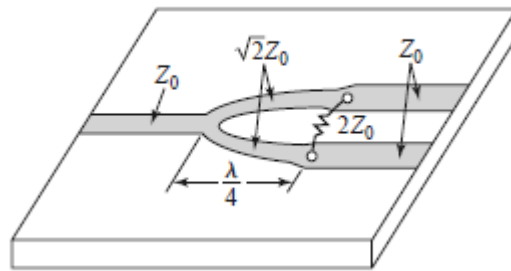
Hangolható oszcillátor (voltage-controlled oscillator, VCO) esetén a visszacsatoló szűrőt hangoljuk. Ez általában varaktorokkal (mely a „variable reactance” szavak összerántásából és magyarításából adódik) történik. A varaktor egy záróirányban előfeszítendő dióda, melynek nemlineáris kapacitása a záróirányú feszültség függvényében változik. A hangolási tartomány rendszerint korlátozott, mert a szűrőkben csak a kapacitásokat változtatva a jósági tényező is változik.

## **2.2. A Wilkinson-teljesítményosztó<sup>[1]</sup>**

Mivel a VCO jelét egyrészt fel kell szorozni a kívánt kimenet eléréséhez, másrészt vissza kell csatolni a fáziszárt hurok bemenetére szabályozás céljából, az oszcillátor kimenetét két jelútra kell osztanunk egy erre megfelelő háromkapuval.

Bizonyítható, hogy nem létezhet olyan háromkapu, melynek minden kapuja adott hullámimpedanciára illesztett, reciprok és veszteségmentes is egyben. Mivel a tápvonalakat és koncentrált RLC-elemeket tartalmazó hálózatok mindig reciprokak, ez a tétel problémát okoz egy ideális esetben illesztett és veszteségmentes teljesítményosztó tervezésekor.

A Wilkinson-osztó (2.2. ábra) egy olyan háromkapu, melynek minden kapuja illesztett, kimeneti kapui izoláltak, a fentiekből következően viszont veszteséges. A veszteséges elem egyetlen ellenállás, melyen ráadásul csak a kimeneti kapukról visszaverődő hullámok energiája disszipálódik, tehát a kimenetek illesztett lezárása esetén a teljesítményosztó veszteségmentesen működhet.

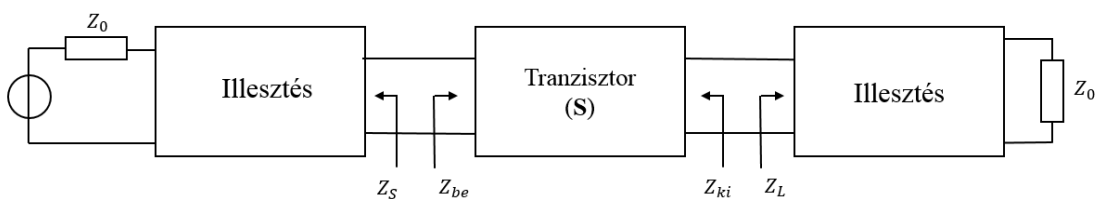


2.2. ábra: Mikroszalagvonalas struktúrában megvalósított Wilkinson-osztó vázlat, paraméterei

### 2.3. Erősítőtervezés<sup>[1][3]</sup>

Az erősítő egyszerű esetben egy aktív kétkapuból, valamint bemeneti és kimeneti impedanciaillesztésből áll. Az aktív kétkapu rendszerint egy tranzisztor, melyet adott munkapontba feszítünk elő, megoldjuk az előfeszítő áramkör és a nagyfrekvenciás jelek szétválasztását, valamint a be- és kimeneti csatolókapacitásokat is tartalmazza.

Kisjelül, A osztályú erősítő tervezéséhez ezt a kétkaput elegendő a munkaponti linearizálásával kapott szórási paramétereivel leírni.



2.3. ábra: Mikrohullámú erősítő blokkvázlata

Az erősítő tervezése során a legfontosabb feladat, hogy az illesztésekkel lehetőleg konjugált impedanciaillesztéseket valósítsunk meg, így kiküszöbölve a reflexiókat maximalizálhatjuk az erősítést. A problémát a bemeneti és kimeneti impedancia egymástól való függése okozza. Legyen szimmetrikus referenciáirányok szerint a kétkapuba beeső teljesítményhullám  $a_i$ , a reflektált hullám  $b_i$ ! A szórási paraméterek és a reflexiós tényező definíciójából:

$$\begin{aligned}
b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\
b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \\
\Gamma_S &= \frac{a_1}{b_1} \Rightarrow a_1 = b_1\Gamma_S
\end{aligned}$$

Ebből:

$$b_1 = S_{11}b_1\Gamma_S + S_{12}a_2 \Rightarrow b_1 = S_{12} \frac{1}{1 - S_{11}\Gamma_S}$$

A tranzisztor kimeneti reflexiós tényezője, behelyettesítve a fenti kifejezést:

$$\Gamma_{out} = \frac{b_2}{a_2} = S_{22} + \frac{\Gamma_S S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_S S_{11}} \quad (2.3)$$

2.3.-hoz hasonló egyenlet felírható a bemeneti reflexiós tényezőre (impedanciára) is. Látható, hogy az egyik kapu illesztésétől is függ a másik kapun illesztendő impedancia.

Levezethető, hogy adott frekvencián és munkaponton feltétlenül stabil (bármilyen bemeneti és kimeneti lezáró impedancia esetén stabil) tranzisztor esetén lehetséges a szimultán illesztés, azaz egyidejűleg fennállhatnak  $Z_S^* = Z_{be}$  és  $Z_L^* = Z_{ki}$  feltételek, valamint ezek konkrét értéke is kiszámítható. A továbbiakban ezen kifejezések végső formáját ismertetem.

A feltétlen stabilitás az 2.4. és 2.5. egyenlőtlenségek teljesülése esetén áll fenn:

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} < 0 \quad (2.4)$$

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \text{ (Rollett-tényező)} \quad (2.5)$$

A szükséges látszólagos impedancia a forrás oldalon két segédváltozóval fejezhető ki:

$$\begin{aligned}
B_1 &= 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2; \quad C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* \\
\Gamma_S &= \frac{B_1 - \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1}
\end{aligned} \quad (2.6)$$

$$Z_S = Z_0 \frac{1 + \Gamma_S}{1 - \Gamma_S} \quad (2.7)$$

A kimeneti terhelés az indexek megcserélésével hasonlóan számítható. Az így elérhető maximális erősítés (transducer gain, a terhelésen disszipált teljesítmény és a forrásból kivehető maximális teljesítmény aránya):

$$G_{Tmax} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| (K - \sqrt{K^2 - 1}) \quad (2.8)$$

A kiszámított impedanciákat különböző illesztési módszerekkel realizálhatjuk, melyek a megvalósított erősítő sávszélességét is befolyásolják.

Nemcsak a feltétlenül stabil tranzisztor illeszthető szimultán,  $K > 1$  és  $\Delta > 1$  esetén az eszköz feltételesen stabil, és szintén illeszthető, csupán a 2.6. és 2.8. egyenletekben a négyzetgyökök előtti előjelek változnak meg, illetve a 2.8. egyenlet módosított változata nem maximális, hanem minimális erősítést ad meg.

Nem szimultán illeszthető tranzisztorok esetén meg kell határoznunk mind a kimeneten, mind a bemeneten azokat az impedanciákat, melyek esetén stabil az erősítő. Ezek a tartományok Smith-diagramon körök részterületeiként jelentkeznek. Ugyancsak körvonalakon helyezkednek el az adott erősítést vagy zajtényezőt eredményező lezárások, a stabil tartományokon belül ezek közötti kompromisszum választásával tervezhetünk erősítőt.

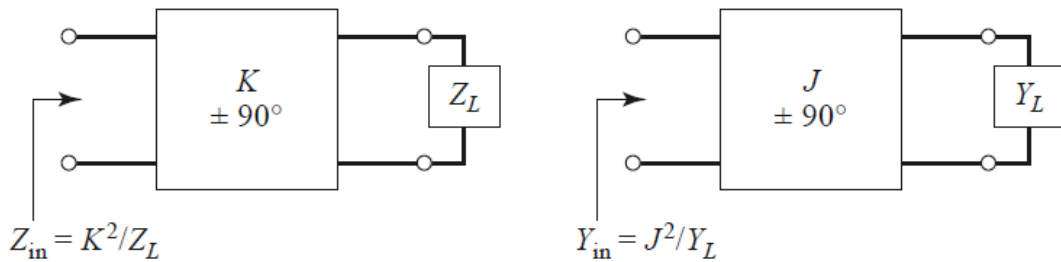
A szimultán illesztés kis sávszélessége miatt az utóbbi módszer stabil aktív elemek esetén is jelentőséggel bír.

## 2.4. Mikrosztrip sáváteresztő szűrők

Az oszcillátor visszacsatolását egy hangolható szűrővel kell megvalósítani, illetve a jelforrás kimeneti jelalakjának formálásához is elengedhetetlen egy-egy megfelelő sáváteresztő szűrő.

Bár a szűrőtervezés – lévén lineáris, passzív kétkapu - klasszikus problémának számít, az elosztott paraméterű szűrők tervezése korántsem triviális. A mikrosztrip sávszűrők alapját a tápvonal-rezonátorok adják, ugyanis egy extrém lezárással (rövidzár vagy szakadás) lezárt negyed- vagy félhullámhosszú tápvonal soros vagy párhuzamos rezgőkörként viselkedik.<sup>[1]</sup>

A szűrők modellezésében egy másik fontos eszköz az impedancia- vagy admittanciainverter. Az inverter egy olyan kétkapu, melynek bemeneti impedanciája a szekunder kaput lezáró impedanciának reciprokával arányos, ráadásul  $\pm 90^\circ$  fázistolást valósít meg (2.4. ábra). Az inverter modulusa az arányossági tényező négyzetgyöke. A jól ismert lambda-negyedes transzformátor például egy adott frekvencia környékén impedanciainvertert valósít meg, melynek modulusa a tápvonal hullámimpedanciája.

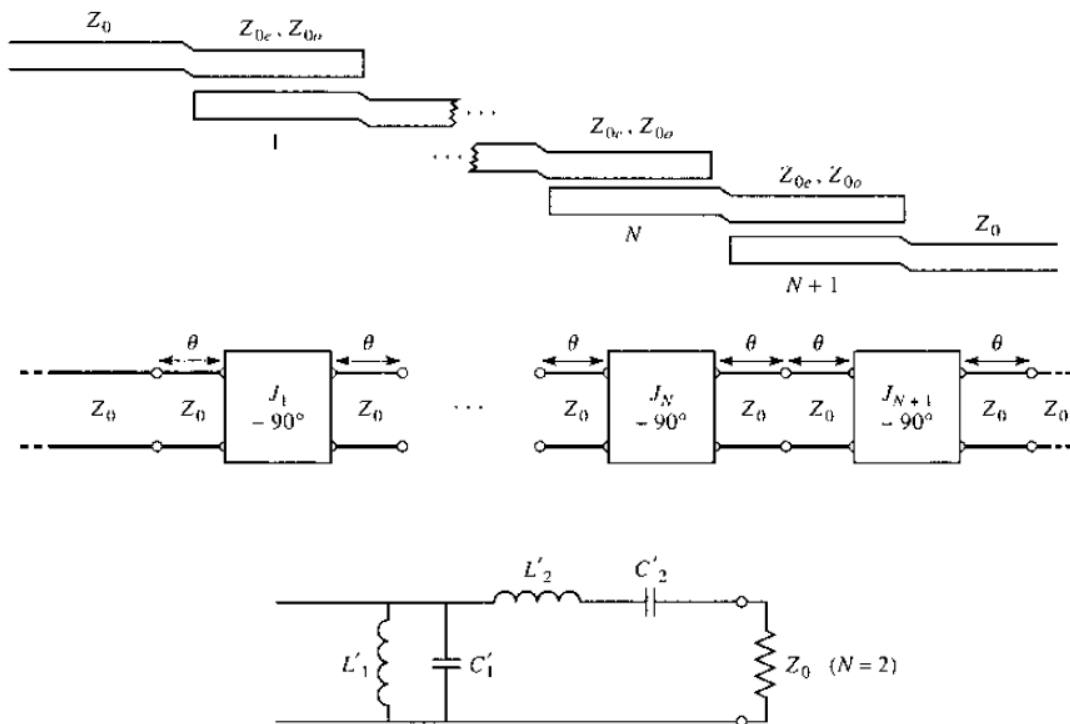


2.4. ábra: Impedancia- és admittanciainverter

A rezonátorok csatolása rendszerint az egymás mellé helyezett tápvonalak szórt elektromos és/vagy mágneses tere révén jön létre. Egy csatolt vonalpár jellemzése több módon történhet. Az egyik módszer a páros és páratlan módusú hullámimpedanciák, hosszmenti kapacitások meghatározása, ekkor a csatolt vonalpáron fennálló tetszőleges hullámformát felbontjuk két eset szuperpozíciójára: amikor a két rezonátor gerjesztése azonos (páros módus) vagy ellentétes fázisban van (páratlan módus). A pontos analízist bonyolítja, hogy mikrosztrip tápvonalakon csak kvázi-TEM módusú hullámterjedés jön létre, és a két módus különböző sebességgel terjed.<sup>[1]</sup>

Egy másik leírási mód, ha a szűrő két végén elhelyezkedő rezonátorokat terhelt jósági tényezőjükkal, a köztes rezonátorokat pedig szomszédaikkal való csatolásuk erősségével és saját jósági tényezőjükkal írjuk le.<sup>[4]</sup>

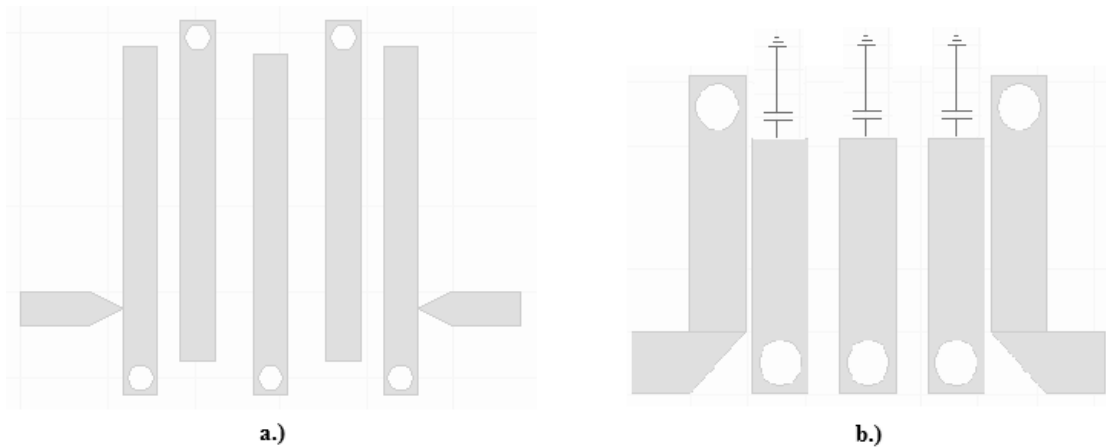
A koncentrált paraméterű sáváteresztő szűrő a soros ágakban soros, a párhuzamos ágakban párhuzamos rezgőköröket tartalmazó LC-létra, melyek paramétereit az aluláteresztő prototípusból a kívánt áteresztési sáv ismeretében a megfelelő transzformációval megkaphatjuk. Cohn mutatta meg, hogy egyrészt egy ilyen szűrő leírható csak soros vagy csak párhuzamos rezgőkörök és inverterek használatával, továbbá egy csatolt vonalpár helyettesíthető két negyed hullámhosszú tápvonallal, melyeket inverter köt össze (2.5. ábra).<sup>[5]</sup>



2.5. ábra: Ekvivalens sáváteresztő struktúrák, felül: csatolt mikroszalagvonalas rezonátorok sorozata (a csatolt szakaszok elektromos hossza  $90^\circ$ ); középen: invertereket alkalmazó helyettesítőkép; alul: két rezonátorra levezetett koncentrált paraméterű helyettesítőkép

A Cohn-féle inverteres tervezési módszert ma is gyakran használják. Az [1] irodalomban részletes levezetéssel együtt szerepel, hogyan kaphatjuk meg az aluláteresztő prototípus paramétereiből az admittanciainverterek modulusait, majd a csatolt vonalpárok páros és páratlan módusú hullámimpedanciáit, azonban ezekből továbbra sem egyértelműek a tápvonalak geometriai adatai (vonalak szélessége és egymástól való távolsága), és nincs egységes formula a szintézisre. Megoldás például szukcesszív approximációval keresni a megfelelő geometriát (a geometriai adatokból már léteznek képletek a hullámimpedanciák számítására), vagy erre a célra fejlesztett szűrőtervező alkalmazást használni, mely a szűrő specifikációja alapján meghatározza a szükséges geometriát.

Az 2.5. ábrán látható lépcsős szűrő problémája, hogy nagy kiterjedésű, valamint kicsi a vonalszélességek és távolságok toleranciája, így gyártása (különösen házi módszerekkel) problémás.



2.6. ábra: a.) csapolt be- és kimenetű interdigitális szűrő b.) csatolt be- és kimenetű fésűs szűrő

Kompaktabb megoldást kínál az interdigitális szűrő (2.6. a.) ábra), mely negyed hullámhosszú, egyik végén rövidre zárt, másik oldalon szakadással lezárt tápvonalakból áll. A lezárások sorrendje váltakozva követi egymást, és a szűrő a páratlan harmonikusokat is áttereszti. Egy másik változat az interdigitálishoz hasonló struktúra, azonban a tápvonal mindkét végét szakadással vagy rövidzárral zárjuk le. Ekkor fél hullámhosszú tápvonalakra van szükség. Csak rövidzárral használva csökkenthetjük a szűrő sugárzási veszteségét, mely szakadással történő lezáráskor a szórt mező lévén elkerülhetetlen. Az ilyen szűrő minden harmonikust is áttereszti.

Elterjedt még az ún. fésűs szűrő (2.6. b.) ábra), melynek előnye, hogy a tápvonalak hossza negyed hullámhossznál is kisebb, egyik végük rövidre van zárva, míg a másik végét kapacitás terheli. Ismeretes a rövidzárral lezárt,  $Z_0$  hullámimpedanciájú, veszteségmentes tápvonal bemeneti impedanciája:

$$Z_{be} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \theta}{Z_0 + jZ_L \tan \theta} \Big|_{Z_L=0} = jZ_0 \tan \theta (= j\omega L) \quad (2.9)$$

Ez  $90^\circ$ -nál kisebb elektromos hosszra induktív, így a másik végén kapacitással lezárt tápvonal rezgőkörként viselkedik. A kapacitás értéke egyszerűen számítható (2.9) és a Thomson-képlet felhasználásával:

$$C = \frac{1}{\omega^2 L} = \frac{1}{\omega Z_0 \tan \theta} \quad (2.10)$$

A kapacitás, az elektromos hossz és a hullámimpedancia gyakorlatilag választható értékek, bármely kettőből következik a harmadik, illetve a rezonátorok jósági tényezőjét befolyásolja a döntés.<sup>[4]</sup> A kapacitás választható értéke lehetőséget ad arra, hogy a szűrő geometriája kellő tűréssel megvalósítható legyen. Másik előny, hogy a fésűs szűrőből

rendkívül egyszerűen kialakítható egy hangolható topológia, csupán a kapacitásokat kell varaktorokkal helyettesítenünk.

A szűrők be- és kimeneti csatlakoztatása és illesztése megvalósítható a szélső tápvonalak megfelelő helyen történő megcsapolásával (2.6.a.) ábra), vagy pedig még egy-egy csatolt vonallal (2.6.b.) ábra).

## 2.5. Mikrosztrip aluláteresztő szűrők<sup>[1]</sup>

A későbbi hangolásra használt fáziszárt hurok élváltások számolása alapján állít elő hibajelet, így fontos kérdés a VCO visszacsatolt kimenetének harmonikus tartalma. Ha az alapharmonikushoz képest egy bizonyos határt túllép egy-egy felharmonikus amplitúdója, egy perióduson belül több nullátmenet is létrejöhet, mely helytelen számolást eredményez, tehát a visszacsatolt jelet vagy négyszögesíteni kell, vagy szűréssel szinuszosra formálni.

Az előző alfejezetben ismertetett sáváteresztő szűrők mind áteresztenek bizonyos harmonikusokat, így az oszcillátor kimenetére aluláteresztő szűrőt célszerű tervezni. Az ún. azonos hosszúságú tápvonalszakaszokból álló szűrők tervezése az alábbi öt lépést követi, az [1] irodalom pedig részletesen ismerteti a mögötte húzódó elméletet:

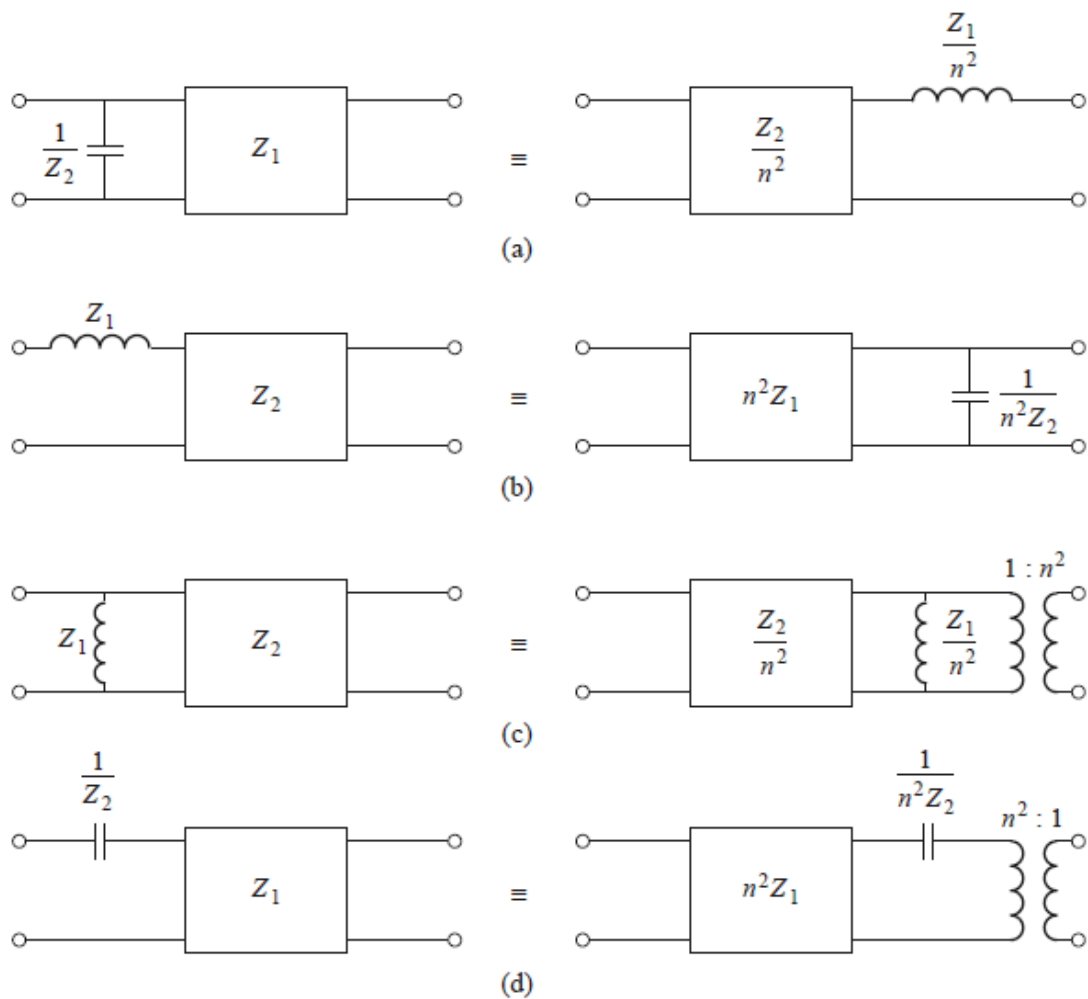
1. A szűrő típusának és fokszámának megválasztása.
2. Aluláteresztő prototípus megtervezése.
3. Tápvonalas megvalósítás a Richards-transzformáció segítségével: az induktivitásokat soros, rövidzárral lezárt csonkok, a kapacitásokat párhuzamos, szakadással lezárt csonkok valósítják meg. Minden csonk  $45^\circ$  elektromos hosszúságú.
4. Egységelemek helyes behelyezése után Kuroda-azonosságok alkalmazása a fizikai megvalósítás lehetővé tételéért.
5. Impedancia- és frekvenciaskálázás: az impedanciaskálázás lényegében a hullámimpedanciák felszorzását jelenti a rendszer hullámimpedanciájával, amelyhez illeszteni szeretnénk a szűrőt, a frekvenciaskálázást pedig a Richards-transzformáció biztosítja a tápvonalak hosszának és frekvenciafüggő elektromos hosszának összefüggése révén.

A 4. lépésben szereplő 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.

Az 2.7. ábrán téglalappal jelölt impedanciák az úgynevezett egységtelemelek. Ezek tápvonalszakaszok, melyek hullámimpedanciájának illeszkednie kell a tápvonalra, amely végére besúrjuk 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 planár struktúrában nem megvalósítható soros csonkokat szeretnénk könnyen realizálható párhuzamos csonkokká transzformálni.



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

### 3. A jelforrás mikrohullámú áramköreinek tervezése

Ebben a fejezetben a tervezéshez használt AWR Microwave Office szoftvert, a mikrohullámú részáramkörök tervezési módját, valamint a hozzájuk kapcsolódó szimulációs eredményeket mutatom be. Az áramköröket a Rogers cég RO4003C jelzésű, 0,406mm vastag, 3,55 relatív permittivitású hordozójára terveztem<sup>[6]</sup>.

#### 3.1. Az AWR Microwave Office szoftver<sup>[7]</sup>

A tervezést az AWR Microwave Office szoftver segítette. A program megbízhatóan analizál mind lineáris, mind nemlineáris hálózatokat. Emellett könnyen megjeleníthetünk vele többek között többkapu-karakterisztikákat, teljesítményspektrumot és különböző időfüggvényeket. A programbeli kapcsolások mellett valódi mérések során, a műszerek által készített fájlokból is lehetséges az adatok ábrázolása.

A szoftver a „Harmonic Balance” módszert alkalmazza nemlineáris áramkörök számításához. A módszer lényege, hogy a felhasználó által megadott számú harmonikusra felírja a frekvenciatartománybeli Kirchhoff-egyenleteket, majd megkeresi, a harmonikusok mely lineárkombinációjára elégülnek ki az egyenletek. A nemlineáris áramköri elemek (például tranzisztorok, diódák, monolit erősítők) szükséges modellje többnyire elérhető a gyártók oldalán.

Az oszcillátoranalízis is ezzel a módszerrel történik, mindennemű zajszimulációt és tranziensszámítást mellőzve. A felhasználó elhelyez az áramkörben egy szinuszos Thèvenin-generátort, melynek belső impedanciája a forrás frekvenciáján rövidzár, minden más frekvencián szakadás (OSCAPROBE), majd a program iterációval megkeresi, mely frekvencia és forrásfeszültség esetén nem folyik áram a rövidzárat jelentő impedancián. Ekkor megtalálta az adott pontbeli állandósult állapot frekvenciáját és a harmonikusok amplitúdóját, melyből ki lehet számítani a kimeneti jelet. Tervezés során érdemes észben tartani, hogy az eredmény inkább a frekvencia tekintetében pontos, a kimeneti teljesítmény a valóságban eltérhet, mely tényre a szoftver kézikönyve is felhívja a figyelmet.

Lineáris áramköri elemek (például tápvonalak, tápvonaldiszkontinuitások, két, három, több csatolt vonal) mind kétkapuként szerepelnek, melyeket

lánckarakterisztikamátrixuk ír le. Ez gyors számítást tesz lehetővé, de tapasztalataim szerint érdemes fenntartásokkal kezelni az eredményeket, különösen ha több csatolt vonalról van szó, ugyanis a szoftver bizonyára empirikus képleteket implementál, vagy különböző közelítésekből levezetett eredményeket. A gyakorlatban általános közelítés például, hogy csak a szomszédos vonalak között jön létre csatolás, extrém kicsi vonaltávolságok esetén azonban ez nem feltétlenül igaz. Az ebből fakadó tervezési pontatlanságok kiküszöbölése érdekében a Microwave Office-ban tervezett és hangolt szűrőket a CST Microwave Studio<sup>[8]</sup>-ban frekvenciatartománybeli megoldót alkalmazva, háromdimenziós térszimulációval ellenőriztem és finomhangoltam, így sikerült hatékonyan ötvözni a Microwave Office-szal való gyors számítást a pontosabb, de nagy idő- és erőforrásigényű térszimulációval.

A Microwave Office-nak több egyéb funkciója van, melyek könnyítik a tervezést. Az áramkörök paramétereit a grafikonok megjelenítése közben egyszerű csúszkán hangolhatjuk, így azonnal látszik minden változtatás hatása. A kívánt eredmény néhány tulajdonságát és az elemértékek határait megadva egy beépített optimalizációs algoritmust is segítségül hívhatunk. Például szűrőtervezés esetén egy közelítés megrajzolása után megadhatjuk az átviteli sávban a legnagyobb megengedett csillapítást, zárósávban a legkisebb csillapítást, valamint hogy mely elemértéket milyen határok között, mekkora léptékben változtathat a program, és ezután addig fut az algoritmus, amíg nem sikerült az összes kitűzött célt (melyeket súlyozhatunk is) elfogadható közelítéssel teljesíteni.

Nemcsak kapcsolási rajzot, hanem rajzolatot (layout) is tervezhetünk. A rajzolatot szerkesztő felület szinkronban van a kapcsolási rajzzal, azaz bármely elem méretének megváltoztatása vagy akár kijelölése azonnal látszódik a rajzolon is. Hagyományos NYÁK-ok huzalozása nehézkes, azonban mikrohullámú áramkörök gyors elrendezésére kiváló felület.

A program áramkörtervező részén kívül van még két fontos modulja, melyeket a jelforrás tervezéséhez nem használtam, de érdemesnek tartom megemlíteni őket. Az egyik egy „két és fél dimenziós” mezőszimulációs felület, melyben különböző vastagságú és anyagú „síkokat” (egymásra rétegződött téglatesteket) definiálhatunk, majd ezekre planár rajzolatot helyezhetünk, így alkalmas mikroszalagvonalas, szalagvonalas, koplanár áramkörök analízisére. A másik a Visual System Simulator (VSS), melyben blokkvázlatszerűen egész rendszereket építhetünk és vizsgálhatunk.

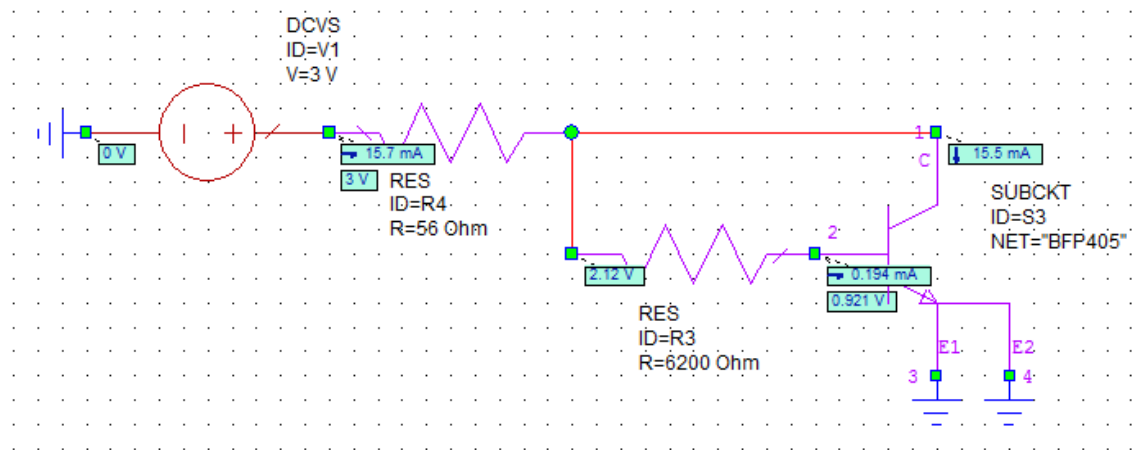
Ezen felül több kisebb eszköz és varázsló áll rendelkezésre, például az iFilter Wizard, mely koncentrált elemű és elosztott paraméterű szűrők tervezését végzi specifikáció és topológia alapján, vagy a TXLINE, mely a különböző típusú tápvonalak geometriai és elektromos paramétereit közötti átszámítást teszi egyszerűvé.

## 3.2. Hangolható oszcillátor<sup>[2][9]</sup>

Egy hangolható oszcillátor számára a 10-15%-os relatív sávzélesség átfogása elérhető cél, mely 9GHz körül egy 1GHz-es lefedendő sáv. Ezt hárommal leosztva az oszcillátornak a 2,8-3,2GHz-es sávnál némileg szűkebb tartományban kell hangolhatónak lennie. Az oszcillátor aktív eleme egy földelt emitterű bipoláris tranzisztor. Érdekes a hangolási tartományban stabil tranzisztort választani, így a rezgés a visszacsatolás megfelelő tervezésével kézmentartható, és nem alakul ki nemkívánt, a tranzisztor instabilitásából adódó vadrezgés.

### 3.2.1. Az oszcillátor erősítője

Az oszcillátor aktív elemének az Infineon BFP405-ös tranzisztort választottam<sup>[10]</sup>, melynek tranzitfrekvenciája 25GHz, maximális kollektor-emitter feszültsége 4,5V, maximális kollektorárama 25mA.



3.1. ábra: Tranzisztor munkapontbeállítása

A 3.1. ábrán látható, egyszerű, gyakran használt módszert használtam a földelt emitterű munkapont beállítására. A munkaponti áramot a megengedhető legnagyobb érték fele körül határoztam meg, ahogyan A osztályú erősítőknél is szokás, a tápfeszültséget pedig 3V-nak választottam.

A kapcsolást az alábbi két egyenlet írja le:

$$U_t = U_{BE} + \frac{I_C}{B} R_B + I_C \left(1 + \frac{1}{B}\right) R_C \quad (3.1)$$

$$U_t = U_{CE} + I_C \left(1 + \frac{1}{B}\right) R_C \quad (3.2)$$

Ezekbe a kívánt  $U_{CE}$ ,  $I_C$ ,  $U_t$  értékeket behelyettesítve (a  $B$  áramerősítési tényező a katalógusban szerepel) egyszerűen számítható a két ellenállás értéke. A kollektor-emitter feszültséget a tápfeszültség felének szokványos választani mind  $A$  osztályú erősítő, mind oszcillátor esetén, azonban a szimulációk során kiderült, hogy nagyobb feszültség esetén az oszcillátor kimeneti teljesítménye nagyobb, a később részletezett erősítőknek pedig az erősítése és az 1dB-es kompressziós pontja is nagyobbak adódik a munkapont ilyen jellegű változtatásával.

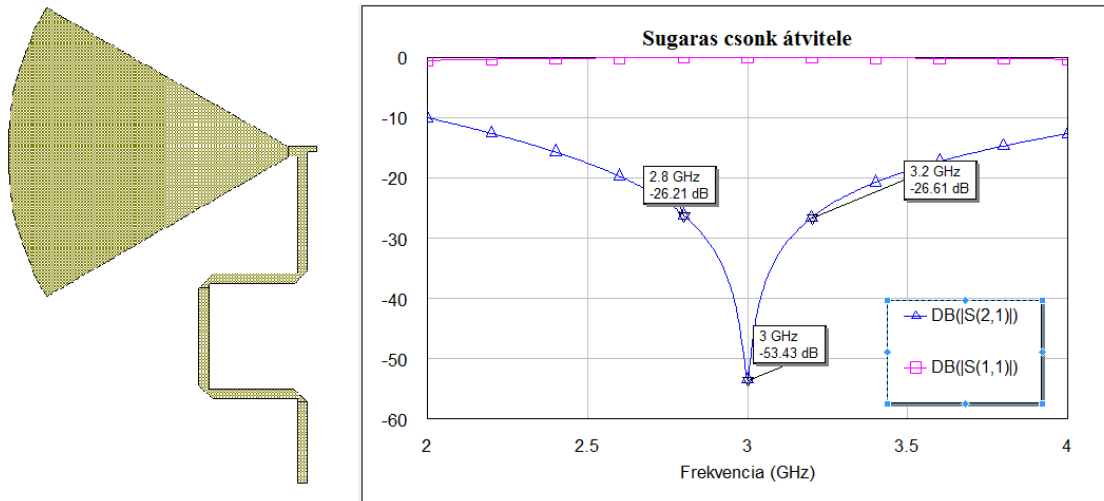
A kapott ellenállásértékeket a nemlineáris modell szimulációja alapján megváltoztattam, hogy szabványértékek legyenek és a szimuláció szerinti munkapont közelebb legyen a kívánthoz, végül az  $R_C=56\Omega$ ,  $R_B=6,2k\Omega$  értékek adódtak.

A VCO erősítője voltaképpen a 3.1. ábrán bemutatott előfeszített tranzisztorból áll, melynek be- és kimenetére is egy-egy 6,8pF-os kapacitást helyeztem – az Optikai és Mikrohullámú Távközlés Laboratóriumban fellelhető Johanson kapacitások közül ennek az önrezonanciája még nagyobb 3GHz-nél.<sup>[11]</sup>

A nagyfrekvenciás fojtást a jelút és az előfeszítő áramkör között úgynevezett legyezőkapacitással vagy sugaras csonkokkal oldottam meg (angolul radial stub), mely egy körülbelül negyed hullámhossz sugarú körcikkely, és aránylag széles frekvenciasávon hidegít. Nagy impedanciájú negyedhullámú transzformátort illesztve a csonkra nagyfrekvencián szakadásnak látszódik, melyet a 3.2. ábra is szemléltet.

### 3.2.2. Az oszcillátor szűrője

Az oszcillátor visszacsatoló ági szűrője egy csapolt ki- és bemenetű fésűs szűrő, melyben a kapacitások helyett varikap diódák helyezkednek el.



3.2. ábra: Sugaras csonek rajzolata és átvitele

### 3.2.2.1. Első közelítés, a dióda modellje

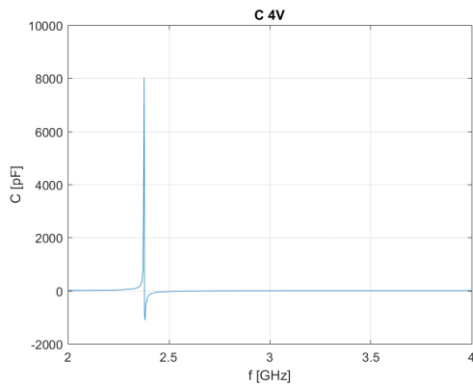
A szűrő tervezése az 2.10. egyenlet segítségével történt. Először egy olyan tápvonalhosszot választottam, melynek elektromos hossza a kívánt hangolási tartomány minden frekvenciáján kisebb  $90^\circ$ -nál, de elég hosszú a megbízható gyártáshoz, valamint egy olyan hullámimpedanciát, mely szintén gyártható vonalszélességet eredményez.

Az elektromos hossz több értékének kipróbálásával érzékelhető volt a szükséges kapacitás nagyságrendje, és a választás az Infineon BB837-es diódájára esett, mely 0-30V közötti záróirányú feszültséggel 6,5-0,5pF között hangolható kapacitású<sup>[12]</sup>. Ez a kapacitás 3GHz-en  $60^\circ$ -os elektromos hosszal rendelkező és  $40\Omega$  hullámimpedanciájú tápvonalak esetén a 15-20V-os tartományban biztosít megfelelő rezonanciafrekvenciát.

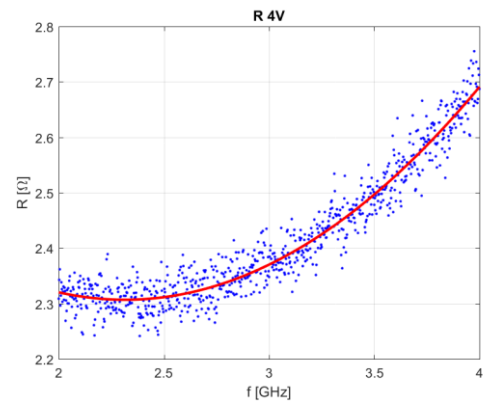
Bizonyos felmerülő problémák miatt több oszcillátor is készült. Az első oszcillátor tervezése az Infineon honlapjáról letölthető nemlineáris modellel és a megadott tokparaziták hozzáadásával történt, korábban más diódákkal már tapasztaltam, hogy a tervezett és mért hangolható szűrők karakterisztikái elég közel vannak egymáshoz.

A legyártott oszcillátor azonban nem oszcillált. Miután az áramkör kisebb módosítások után sem működött, a hibakeresés során két mérést végeztem el. Először ráforrasztottam egy diódát egy SMA-csatlakozóra, és különböző záróirányú feszültségek esetén vektor-hálózatanalizátorral mértem a reflexiós tényezőt a 2-4GHz tartományban, ebből impedanciát és végül soros RC-helyettesítőképet számítottam MATLAB segítségével.

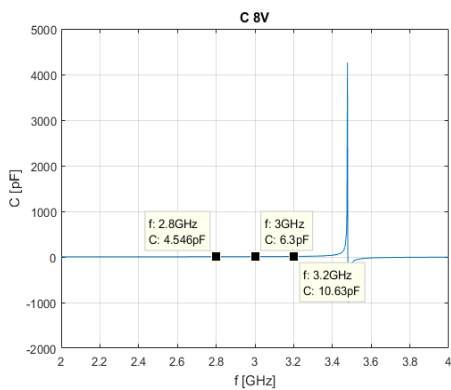
A mérés során kiderült, hogy a dióda modellje ezen a frekvencián nem pontos (jellemzően néhány MHz-en kerülnek bemérésre, és nincs utalás az adatlapon a frekvenciafüggő viselkedésre). 5V-nál kisebb előfeszítés esetén a dióda az oszcillátor frekvenciatartományában induktív. Az előfeszítés növelésével a kapacitás csökken, így a soros rezonanciafrekvencia nő, 8V felett már kívül esik az oszcillátor frekvenciatartományán, azonban közelsége miatt a kapacitás növekvő frekvenciával növekszik. A növekedés mértéke természetesen a feszültség növelésével csökken, de a legnagyobb alkalmazható előfeszítés esetén is nagyobb a kapacitás, mint a katalógusbeli, kisfrekvenciás érték. A soros RC-kép paramétereit 4, 8 és 12V-os előfeszítés esetére a 3.3-4-5. ábrán szemléltetem.



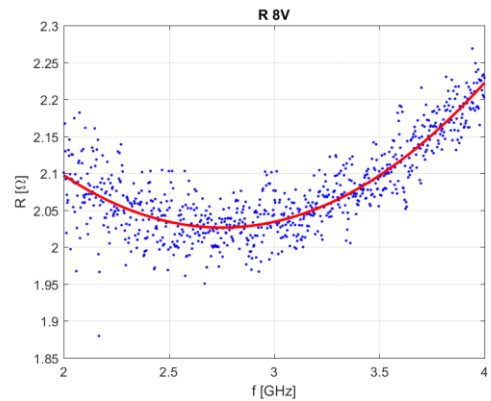
3.3.a.) ábra



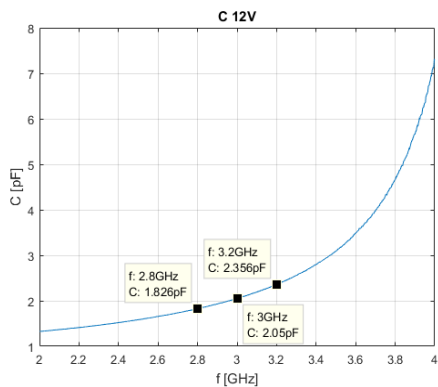
3.3.b.) ábra



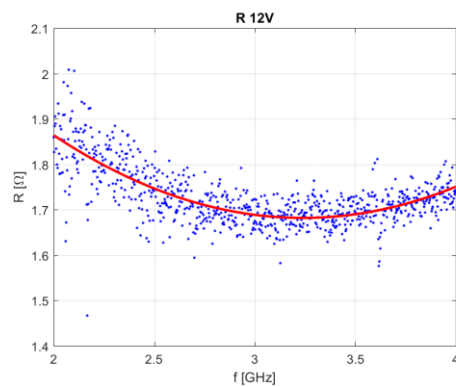
3.4.a.) ábra



3.4.b.) ábra



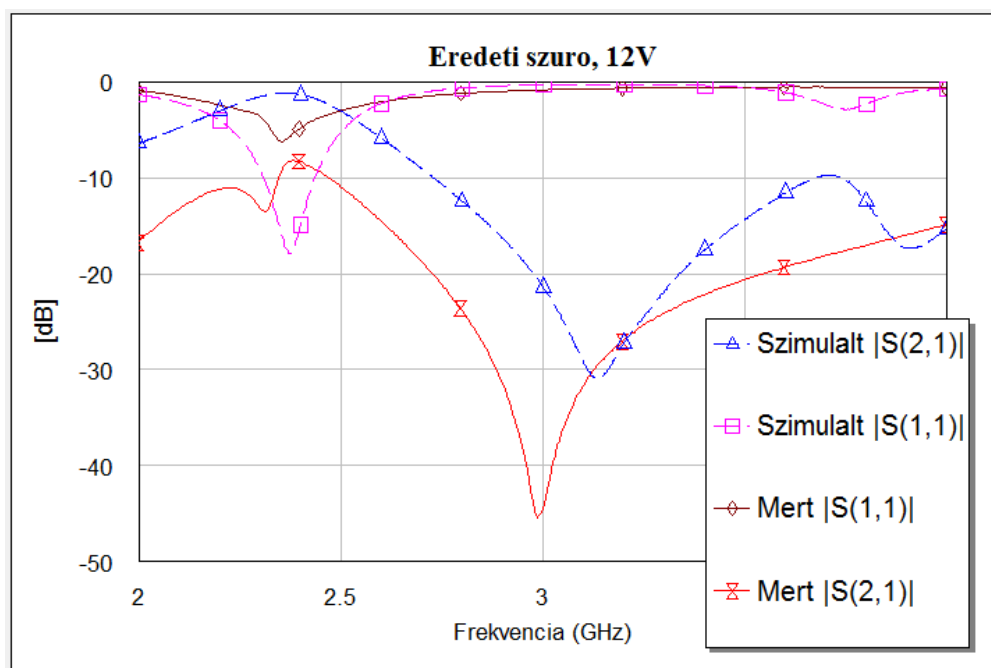
3.5.a.) ábra



3.5.b.) ábra

A másik elvégzett mérés magának a szűrőnek a mérése volt, miután a nem működő oszcillátorról ollóval levágtam. A dióda mérése után már várható volt, hogy kisebb frekvenciára csúszott az áteresztő sáv, és ez be is igazolódott.

Mivel a dióda soros RC-képében R és C frekvenciafüggő, pontosabb modellre van szükség. Ezt már nem én, hanem a Microwave Office állította fel. A mért R és C értékekből egy soros RLC-hálózatot illesztett rá, így 0-tól 28V-ig 1V-os léptékben születtett egy-egy kétpólus, melyekkel a 2...4GHz frekvenciatartományban megbízhatóan szimulálható a dióda viselkedése adott előfeszítés mellett. A 3.6. ábra példaképp mutatja, mennyire illeszkedik az eredeti szűrő mért és a diódára illesztett modellel szimulált karakterisztikája.



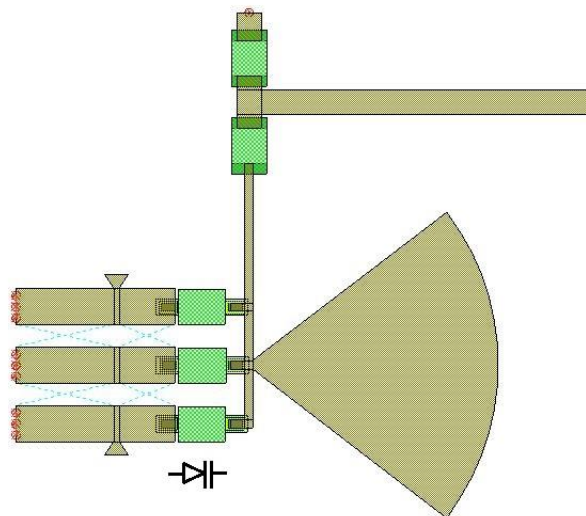
3.6. ábra: Mért és korigált diódamodellel szimulált szűrőkarakterisztika



Az eljárás hátránya, hogy az előfeszítés függvényében való szimuláció nem egy egyenáramú feszültségforrás feszültségének egyszerű végigsöprését jelenti, hanem manuálisan ki kell cserélni a kapacitásmodelleket. Másik, komolyabb hátrány, hogy lineáris elemekkel helyettesítve a varaktort figyelmen kívül hagyjuk nemlinearitását, például azt, hogy a mikrohullámú jel is ejt feszültséget a diódákra, így működés közben folyamatosan ingadozik a kapacitása.

### 3.2.2.2. A szűrő tervezése

A szűrő kialakítása a következő: a diódák anódja csatlakozik a rezonátorokhoz, melyek másik vége furatfémzett viákon keresztül földelt, és a katódra kerül a hangoló feszültség. Nagyfrekvencián a katódot ugyancsak földelni kell, ezt legyezőkapacitással oldottam meg. A diódákra elvileg nem folyik áram, de a biztonság kedvéért bekerült egy ellenállás, mely mikrohullámon is bizonyos reflexiót mutat, így a mikrohullámú jel mindenképpen a legyezőkapacitáson kerül hidegítésre. A szűrő rajzolata a 3.7. ábrán látható.



3.7. ábra: Hangolható szűrő rajzolata, a dióda polaritásának rajzával

A tervezett szűrő áteresztési maximuma a 12-28V hangolási tartományban a 2,725-3,235GHz frekvenciák között változik.

### 3.2.3. Az oszcillátor kialakítása

A szűrőt és az erősítőt összekötő tápvonalak hosszát a Barkhausen-kritériumnak megfelelően választottam meg, a felnyitott hurok körerősítését, fázistolását szimulációval

vizsgálva. Mivel a tápvonalak fáziskésleltetése frekvenciafüggő, az eltérés pedig a hosszal növekszik, minél rövidebb vonalakra érdemes törekedni, ezért is előnyös, hogy a szűrő nem túl nagy méretű.

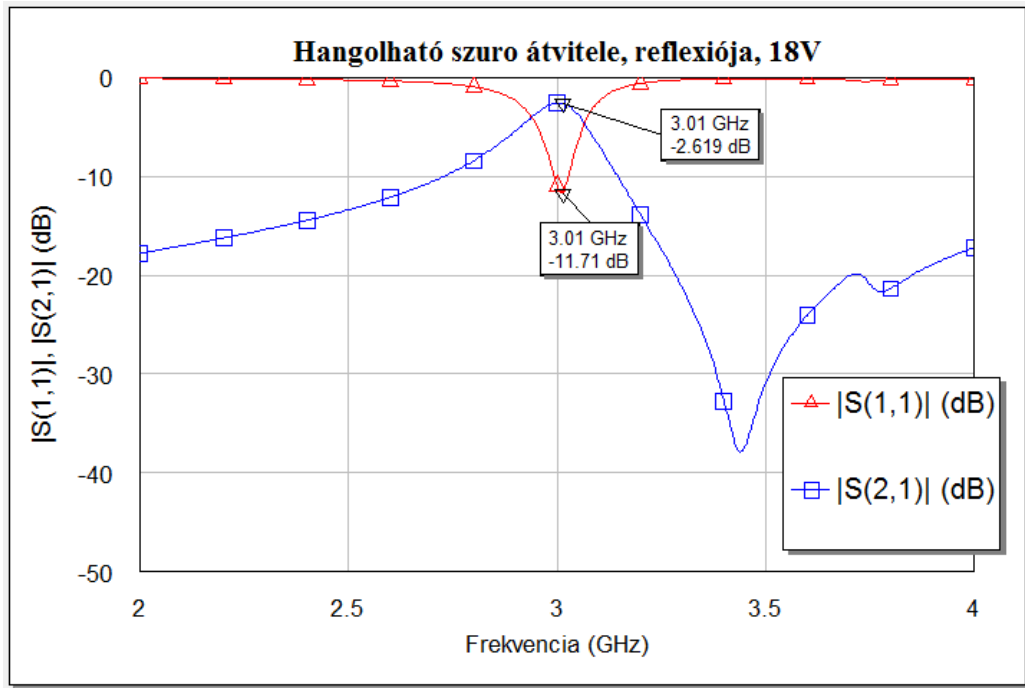
Az oszcillátor szimulációja során néhány előfeszítés esetén nem sikerült berezegnies, valamint az alapharmonikus és a szűrő frekvenciája között képest olykor jelentős eltéréseket tapasztaltam. A problémát az okozta, hogy a tranzisztor erősítése jócskán meghaladja a szűrő csillapítását, így az egységnyi nagyságú visszacsatolás nem a megfelelő fázistolás esetén jött létre.

Ennek orvoslásaképpen elhelyeztem egy 8dB-es  $\Pi$ -csillapítótagot a visszacsatoló ágban. A korábbi diódaméréshez hasonlóan több különböző SMD ellenállást is bemértem vektor-hálózatanalizátorral, mivel mikrohullámú frekvencián a kommersz ellenállások rendszerint a névlegesnél kisebb ellenállással és nem elhanyagolható reaktanciával rendelkeznek. A mérési eredmények alapján végzett szimulációk szerint mind a 3, 5, 8dB-es csillapító, mind a soros ág  $0\Omega$ -os ellenállással való áthidalása esetén a csillapító fázistolása  $25^\circ$  körüli, reflexiója  $-15\dots-20\text{dB}$  alatt marad, csillapítása kis mértékben nagyobb a névlegesnél, melyet az ellenállások szabványértékre való kerekítése kisfrekvencián is okozhat.

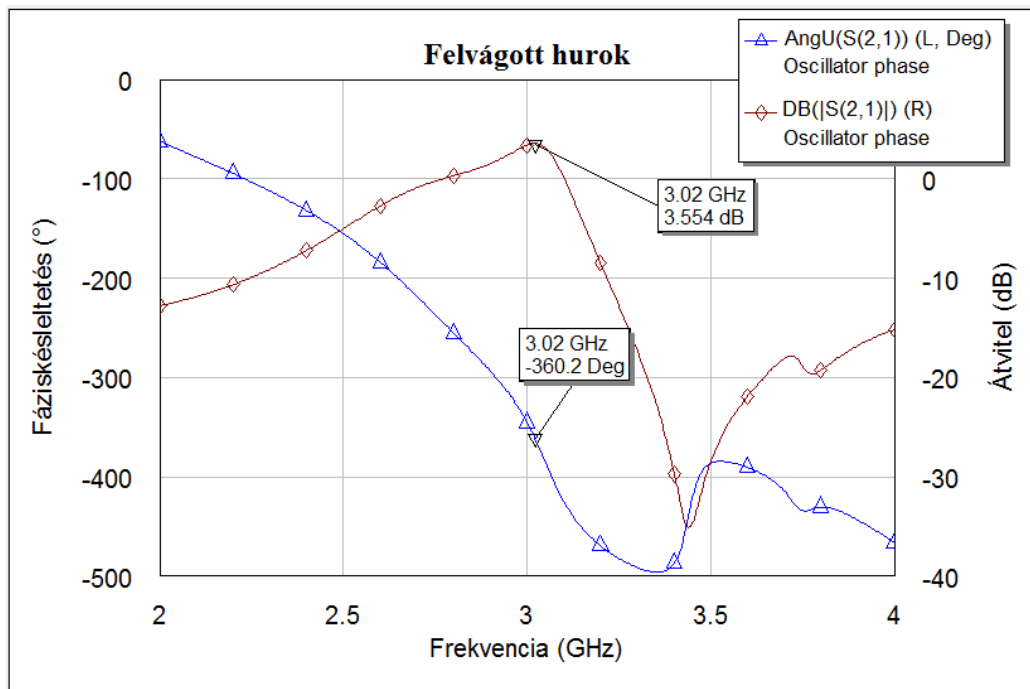
Várhatóan a valóságban nem lesz szükség 8dB-es csillapításra, de az oszcillátor működési problémái esetén ez a csillapító egy kísérleti lehetőséget ad a legyártott áramkör működésre bírásához vagy kisebb módosításához.

További megjegyzés, hogy az efféle eltérések miatt a fáziszárt hurok tervezéséhez érdemes először megépíteni az oszcillátort, és a valós VCO-karakterisztika ismeretében folytatni a munkát.

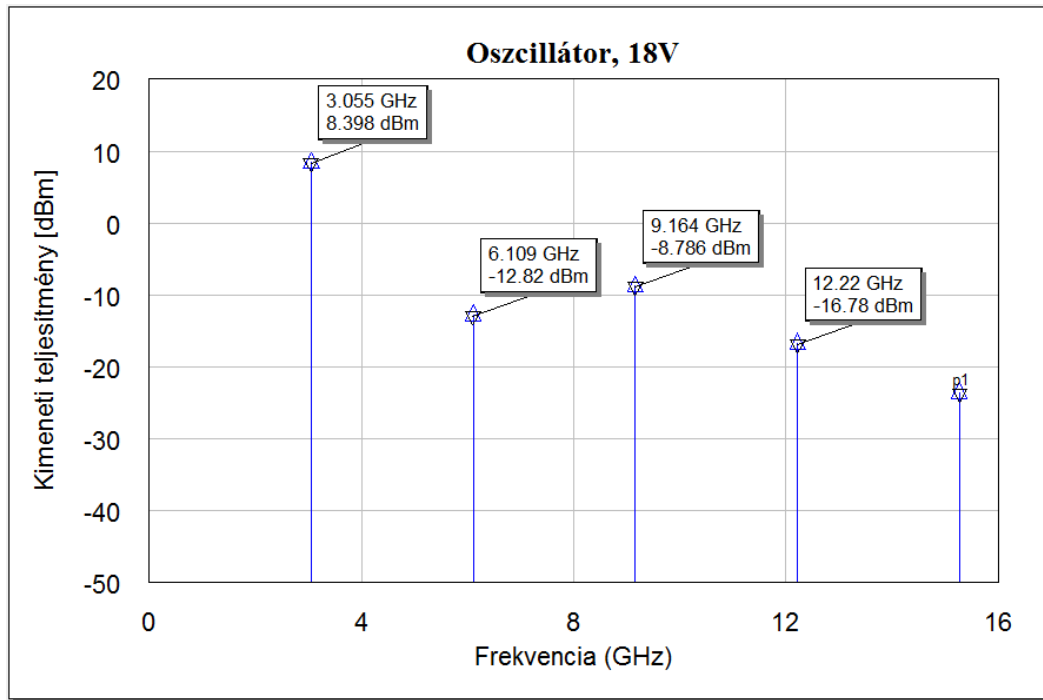
18V-os hangoló feszültség esetére ábrázoltam a szűrő átvitelét és reflexióját (3.8. ábra), a felnyitott hurok körerősítését és fázistolását (3.9. ábra), valamint az oszcillátor kimeneti spektrumát (3.10. ábra).



3.8. ábra: Szűrő átvitele és reflexiója 18V-os előfeszítés esetén



3.9. ábra: Felnyitott hurok erősítése és fázistolása 18V-os hangoló feszültség esetén



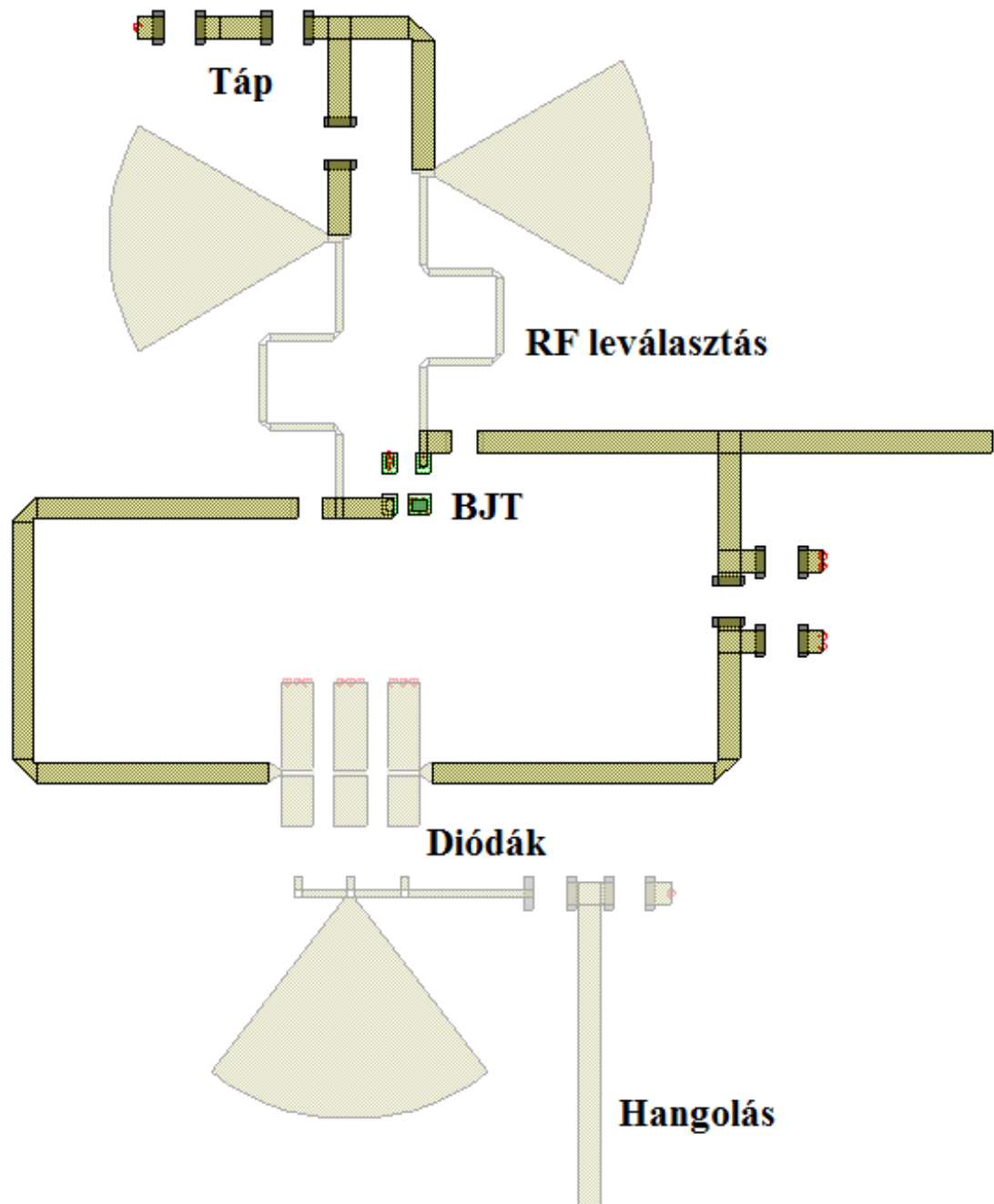
3.10. ábra: Oszcillátor kimeneti spektruma 18V-os hangoló feszültség esetén

Az alábbi táblázat összefoglalja a szűrő maximumhelyeit, az oszcillátor alapharmonikusának frekvenciáját és teljesítményét a teljes hangolási tartományon:

$U_a$ [V]	$f_{\text{szűrő}}$ [GHz]	$f_{\text{oszc}}$ [GHz]	$P_{\text{alapharmonikus}}$ [dBm]
12	2,725	-	-
13	2,785	2,870	5,64
14	2,840	2,923	7,16
15	2,890	2,966	7,72
16	2,935	2,999	8,06
17	2,973	3,025	8,27
18	3,010	3,047	8,39
19	3,045	3,068	8,43
20	3,075	3,085	8,43
21	3,105	3,101	8,39
22	3,130	3,123	8,43
23	3,155	3,137	8,37
24	3,180	3,150	8,29
25	3,195	3,159	8,20
26	3,210	3,167	8,07
27	3,225	3,174	7,95
28	3,235	3,180	7,84

Az oszcillátor frekvenciatartományának szűkülése a hurok fázistolásának frekvenciafüggése miatt van. Ez a jelenség a tartomány két szélén a lehangsúlyosabb, mert a hurok hosszának beállítását sávközépen végeztem.

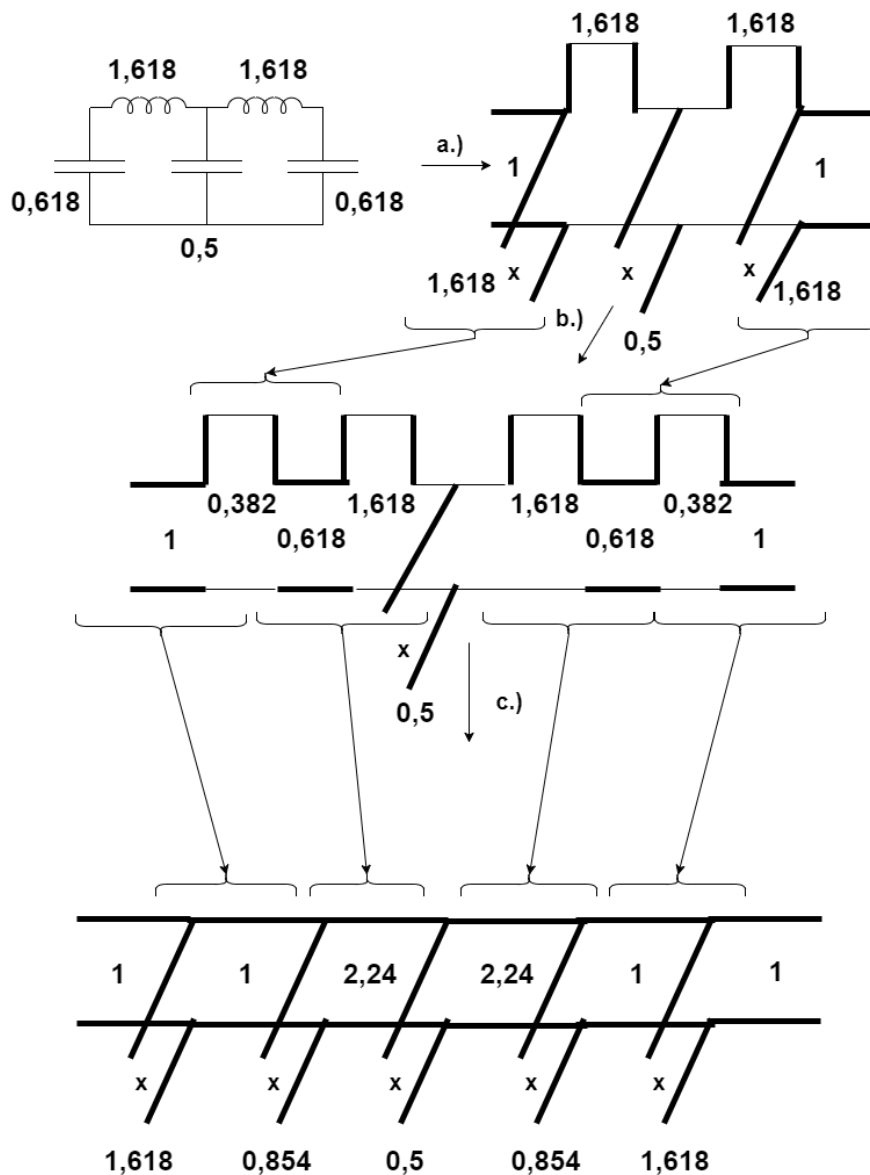
A 3.11. ábrán látható az oszcillátor rajzolata.



3.11. ábra: Az oszcillátor rajzolata

### 3.3. Aluláteresztő szűrő 3GHz-re

Az aluláteresztő szűrő tervezése a 2.5. alfejezetben leírtakat követi. Mivel a törésponti frekvencia alatt az oszcillátor teljes sávjának minél jobb átvitele szükséges, a hullámzás nem megengedett, így ötödfokú Butterworth-szűrőt terveztem. A normalizált impedanciákkal történő átalakítások folyamatát a 3.12. ábra szemlélteti – a vastag vonalak Lecher-vezetéként rajzolt tápvonalat illusztrálnak, a rájuk írt számok a hullámimpedanciájuk.



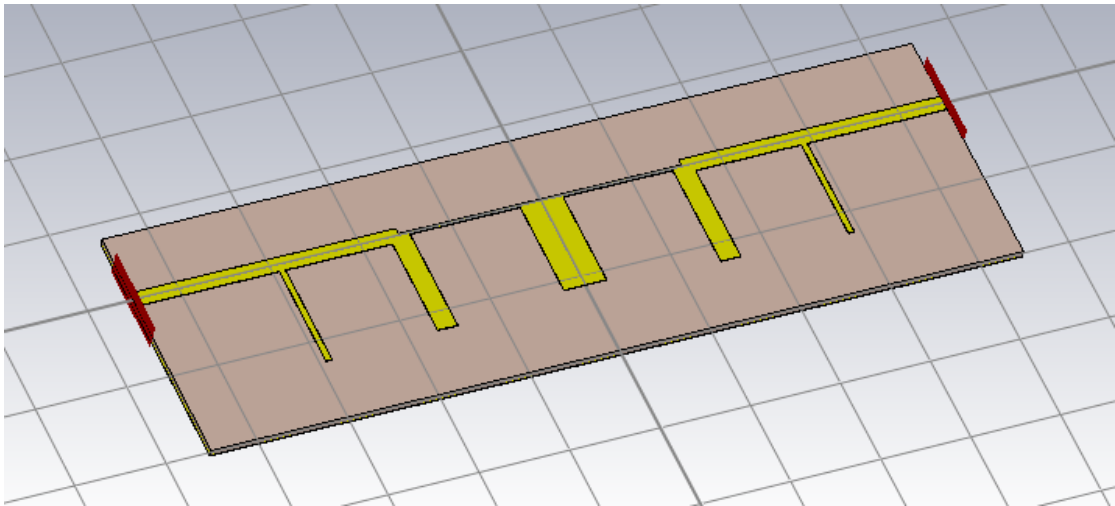
3.12. ábra: Elosztott paraméterű aluláteresztő szűrő koncentrált paraméterű prototípusból.

a.) Richards-transzformáció; b.) 2.7. ábra (a) Kuroda-azonosság kétszer;

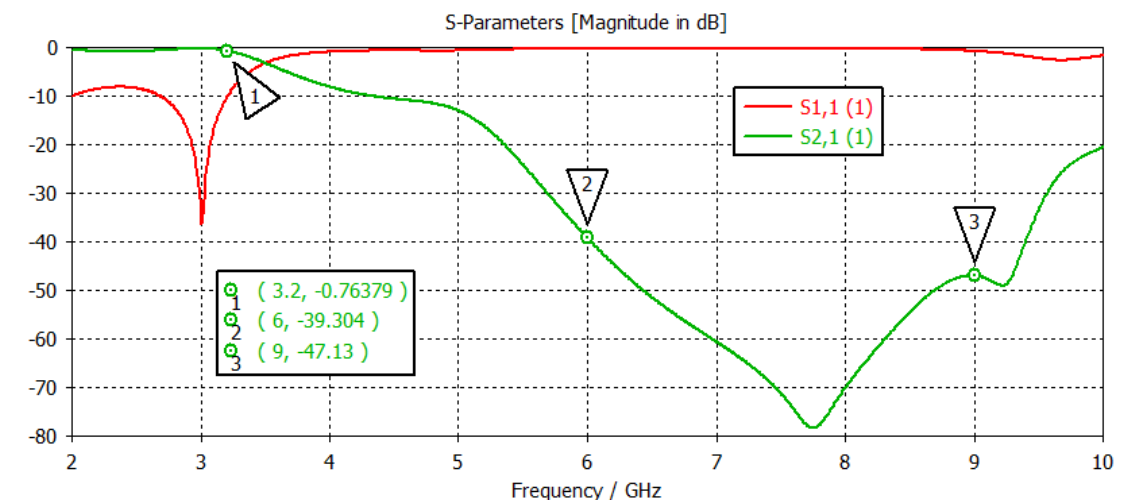
c.) 2.7. ábra (b) Kuroda-azonosság négyszer

Az ábra lépéssorának elvégzése után minden hullámimpedanciát fel kell szorozni  $50\Omega$ -mal, illetve minden tápvonal hosszát a törésponti frekvencián (3,7GHz) vezetett hullámhossz nyolcadára kell állítani. A RO4003C hordozón a  $100\Omega$ -os hullámimpedancia 0,2mm széles tápvonalat jelent, mely a gyárthatóság határának mondható, így a 2,24 értékű normalizált hullámimpedancia miatt biztos, hogy csak közelítőleg lehet megvalósítani a szűrőt.

A geometria TXLINE segítségével történő kiszámítása után a szűrőt megrajzoltam a CST Microwave Studio-ban (3.13. ábra), valamint szimuláltam átvitelét, reflexióját (3.14. ábra). A szűrő mind 6GHz-en, mind 9GHz-en kb. 40dB elnyomással rendelkezik, miközben 3,2GHz-en még átereszt, tehát a harmonikusok szűrésére alkalmas.



3.13. ábra: Aluláteresztő szűrő 3D modellje



3.14. ábra: Aluláteresztő szűrő átvitel és reflexiója

### 3.4. Sáváteresztő szűrő a 9GHz-es sávra

A 9GHz-es sávra terveztem egy sáváteresztő szűrőt, mely fél hullámhosszú, a sugárzási veszteség csökkentésének érdekében mindkét végükön rövidre zárt csatolt rezonátorokból áll. A szűrő nem hangolható, hanem az egész hangolási tartományt átfogja, a kellően széles sáv miatt hét rezonátort tartalmaz. Ez a topológia minden felharmonikusát is átveszt, ez azonban nem okoz problémát, mivel a 9GHz körüli frekvenciákat várhatóan veszteséges háromszorozással állítjuk elő. Az eredeti 3GHz körüli jelek harmadiknál nagyobb harmonikusai valószínűleg igen kis teljesítménnyel jelennek meg, a sávszűrő pedig a harmadikon kívül a 3GHz-es jel hatodik, kilencedik stb. harmonikusát eresztene át, melyek egyáltalán nem lesznek számottevőek.

Ennek a szűrőnek a feladata a háromszorozó kimenetén az eredeti alap- és második harmonikus (3 és 6GHz) elnyomása, melyre alkalmas lesz.

Az 2.4 fejezetben említés esett arról, hogy a szűrő elektromos paramétereit kiszámolva sem egyszerű a geometria meghatározása. Több, komplexitásban különböző módszerrel is lehetséges a geometriát szintetizálni, például:

- Bár a szintézis nem egyértelmű, az analízis igen, különböző létező formulákat implementálhatunk, majd szukcesszív approximációs algoritmust futtatva kereshetjük a paraméterek megfelelő értékét
- Szűrőtervező alkalmazás használata (pl. Microwave Office iFilter Wizard)
- Csatolt vonalpárra térszimulációval a csatolási tényező, jósági tényező megállapítása a vonalak szélessége és távolsága függvényében, megfelelő érték választása minden rezonátorpárhoz, majd a végső szűrő finomhangolása
- Kezdeti közelítés meghatározása, majd a paraméterek szoftveres vagy kézzel történő optimalizálása

Az első módszer bonyolult, ráadásul a szakirodalom javarészt azonos szélességű vonalak csatolása esetén ad eredményeket, egyébként a szimuláció javasolt. A második módszer igencsak megkönnyítené a tervező életét, azonban tapasztalatom szerint az iFilter alkalmazás által adott kapcsolást a programban megrajzolva és szimulálva egészen más eredmény adódik, sőt, olykor olyan vonaltávolságokat javasol, melyeken keresztül egyáltalán nem jön létre csatolás.

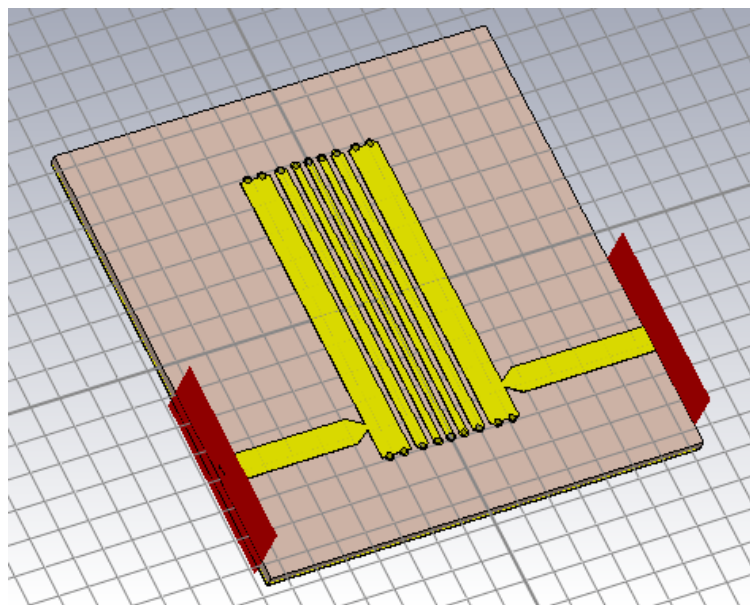


A harmadik módszer részletesebb betekintést enged a szűrő működésébe, azonban ugyanazt a végeredményt időhatékonyabban érhetjük el a negyedik módszerrel, főleg, ha a Microwave Office korábban említett „Optimizer” funkcióját is igénybe vesszük. Ennek is van hibája azonban, olykor megragad egy-egy paraméter változtatása mellett, a többi figyelmen kívül hagyja és egy lokális szélsőértéket próbál megtalálni.

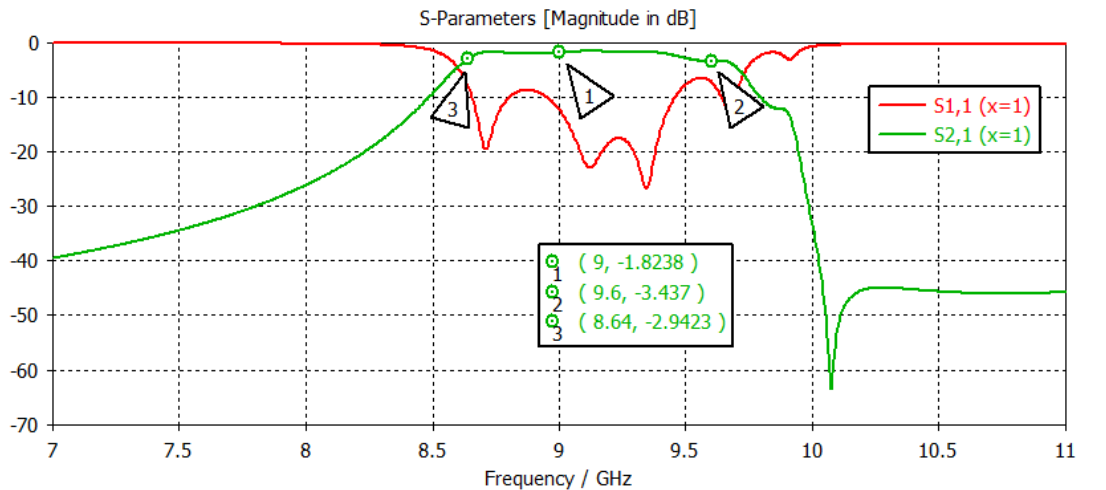
Én tervezés során egy kezdeti „tippből” kiindulva optimalizáló nélkül hangoltam a paramétereket, miközben a szűrő karakterisztikájának alakulását vizsgáltam. A cél az átviteli sáv egyenletessége, a átteresztő sávi reflexiós tényező  $-10\text{dB}$  alatt tartása, valamint a leszívások és a rezonátorok számának egyezése (ez biztosítja a minél szélesebb sávon létrejövő egyenletes átvitelt).

A szimuláció szerint már öt rezonátorral is meg lehet oldani a kívánt sáv átteresztését, azonban az ideális földeléseket fémezett viákra cserélve a karakterisztika elromlik, és a parazitahatások miatt nem sikerült – a gyárthatóság érdekében  $0,2\text{mm}$ -es minimum vonaltávolságot tartva – elég szoros csatolást kialakítani ahhoz, hogy a rezonátorok leszívásai mind látszódjanak a karakterisztikán.

Megfigyeltem, hogy a Microwave Office szimulációját nem befolyásolja különösebben az, hogy pontosan milyen méretű és hány darab via földeli a tápvonalakat, így a pontosabb eredmény érdekében ennek a szűrőnek a tervezését is a CST Microwave Studio-ban fejeztem be. A szűrő 3D modellje 3.15. ábrán, karakterisztikája pedig a 3.16. ábrán látható.



3.15. ábra: 9GHz körüli sávszűrő 3D modellje

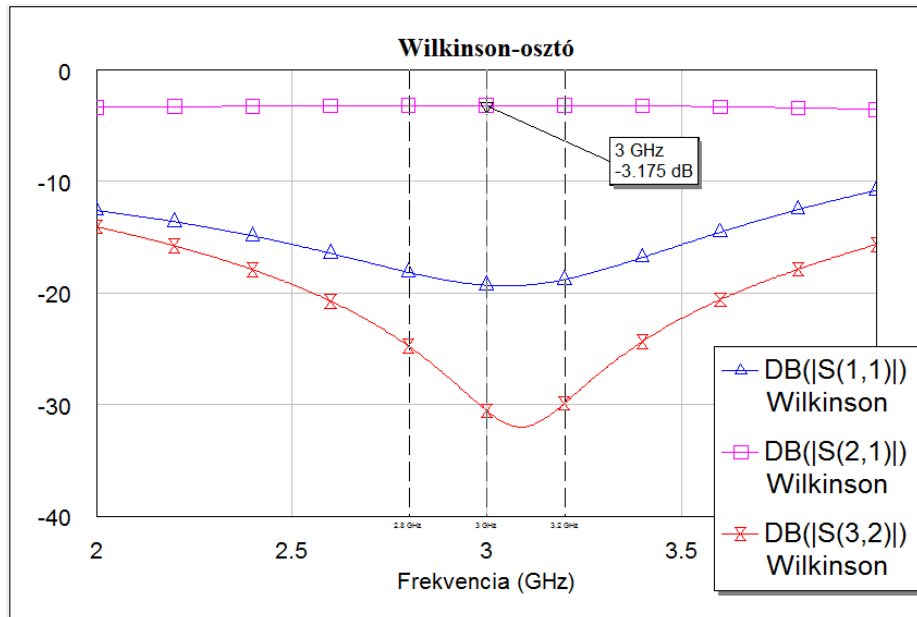


3.16. ábra: 9GHz körüli sávszűrő átvitele és reflexiója

### 3.5. Teljesítményosztó

A teljesítményosztó tervezése egyszerű feladat, hiszen két lambda-negyedes vonalból és egy ellenállásból áll. Az ellenállás kapcsán felmerült, hogy egy közönséges SMD 100Ω-os ellenállás megfelel-e a célnak, vagy egy drága, mikrohullámú ellenállást kell vásárolni. Ennek felderítése céljából a korábbi SMD alkatrészek méréseihez hasonlóan egy levágott lábú SMA csatlakozó meleg ere és a földje közé forrasztottam egy 0603 méretű ellenállást, majd vektor-hálózatanalizátorral mértem a reflexiós tényezőjét.

A mérés alapján az ellenállás 3GHz körül kb.  $(95+j5)\Omega$ -os impedanciaként viselkedik. Újrafuttattam a szimulációt ennek az értéknek a beiktatásával, és így is megfelelő teljesítményosztás valamint izoláció adódott, tehát nem szükséges mikrohullámú ellenállást alkalmazni. A 3.17. ábrán látható, hogy a bemeneti reflexió a kívánt sávban -20dB körüli, a kimeneti kapuk közötti izoláció végig 25dB feletti, és az átvitel is közelíti a -3dB-t.



3.17. ábra: Wilkinson-teljesítményosztó reflexiója, izolációja, teljesítményosztása

### 3.6. Erősítők

Mind a 3, mind a 9GHz-es sávra terveztem egy-egy erősítőt. Előbbit azért, hogy amennyiben az oszcillátor kimeneti teljesítménye a szimulálnál lényegesen kisebb, felerősítve elég nagy jellel hajtsa meg a frekvenciaháromszorozót, utóbbit pedig a jelforrás végső kimeneti teljesítményének biztosítása érdekében. A mérések során kiderült, hogy a 3GHz-es erősítőre nincs szükség.

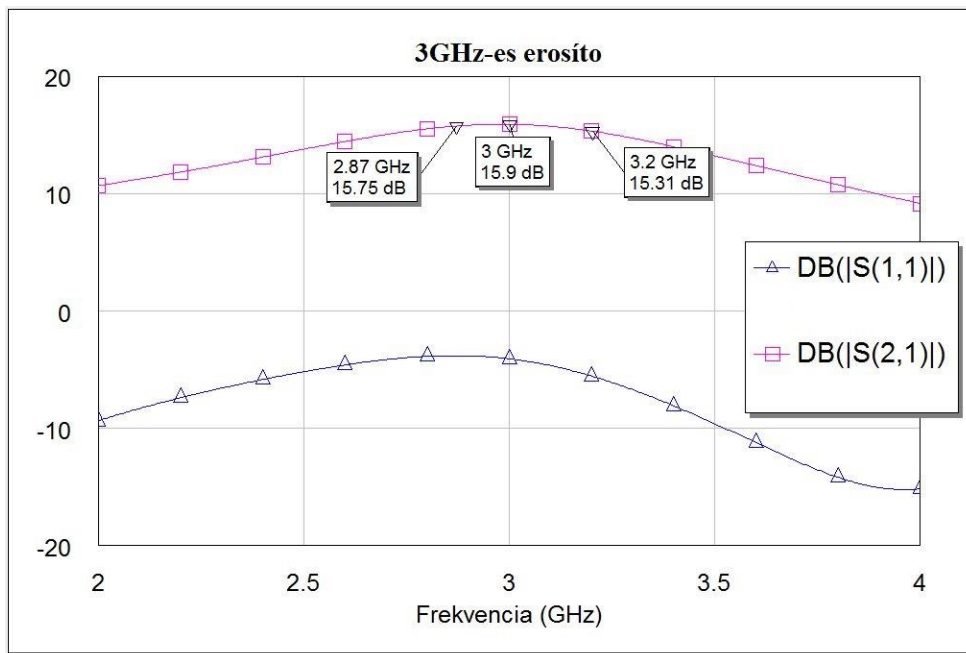
Az erősítőtervezés egyszerűbb módjait az 2.3 pontban mutattam be. A 3GHz-es erősítő esetén ugyanazt a munkapontbeállítást alkalmaztam, mint az oszcillátornál. A 9GHz-es erősítőhöz az Infineon Technologies 44GHz-es tranzitfrekvenciájú BFP740 tranzisztorát használtam.<sup>[13]</sup> Hasonló elrendezésű a 3GHz-es erősítőhöz, annyi változtatással, hogy a DC-RF elválasztás geometriája kisebb, valamint a csatolókapacitás 0402-es méretű, 0,5pF értékű kondenzátor. A Microwave Office-ban szimuláltam 3GHz-en és 9GHz-en a kétkapuk szórási paramétereit, ezeket kíváncsiságból összevettem a közeli munkaponthoz katalógus által megadott mért értékekkel, és közel egyezést tapasztaltam.

Mindkét frekvencián feltétel nélkül stabilnak mutatkoztak az egyes tranzisztorok, 3GHz-en 18,3dB, 9GHz-en 14,6dB maximálisan elérhető erősítéssel. A két erősítőt innen kiindulva két különböző módon terveztem meg. Az impedanciaillesztéseket mindkét esetben kapunként egy-egy csonkkal valósítottam meg, a helykihasználás csökkentése és

az elektromos hossz frekvenciafüggése miatt mindig a lehető legkisebb kiterjedésű változatot választva.

### 3.6.1. 3GHz-es erősítő

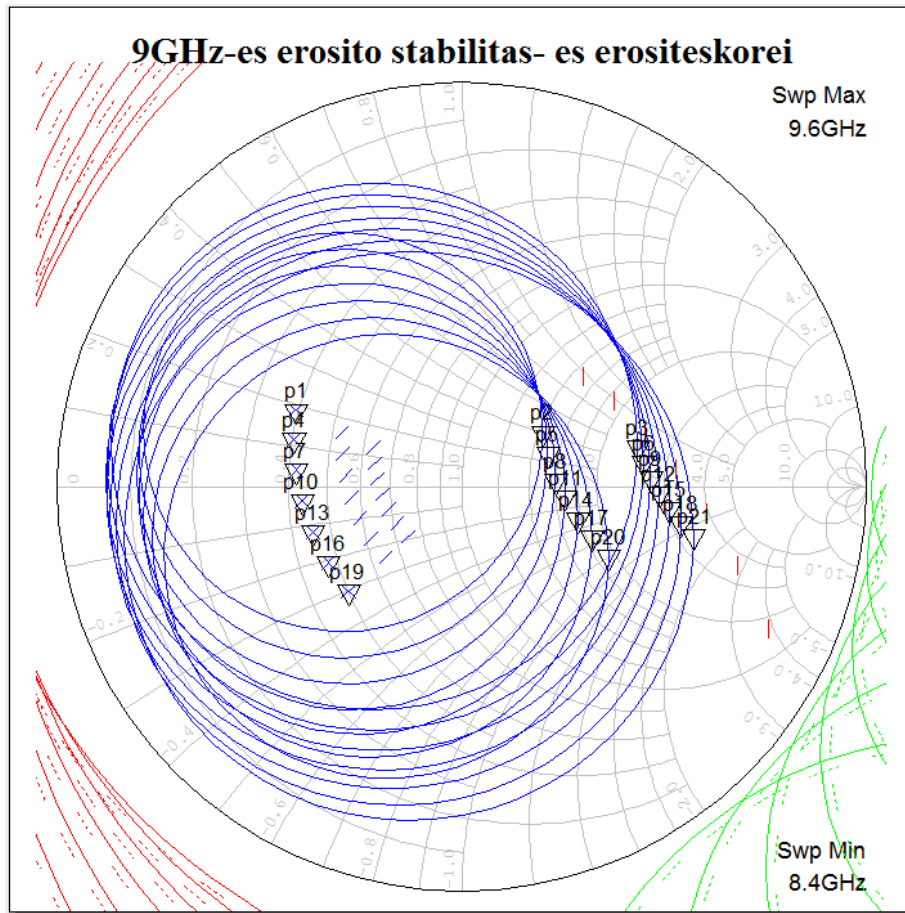
A 3GHz-es erősítő kapuit szimultán illesztettem, majd a csonkok és odavezetések hosszát úgy hangoltam, hogy a VCO frekvenciasávjában kb. egyenletes legyen az erősítés. A sávszélesség növelése az illesztettség csökkenésével jár együtt. A kapott erősítés és reflexió a 3.18. ábrán látható.



3.18. ábra: 3GHz-es erősítő erősítése és reflexiója

### 3.6.2. 9GHz-es erősítő

A 9GHz-es erősítőt erősítéskörök segítségével terveztem. A 3.19. ábrán a zöld körök a bemeneti stabilitáskörök, a pirosak a kimeneti stabilitáskörök, a kékek pedig az erősítéskörök. Egy bemeneti stabilitáskör pontjai megadják, hogy adott frekvencián az erősítő bemenetét milyen impedanciával kell lezárni ahhoz, hogy a kimeneti reflexió tényező abszolút értéke 1 legyen. A kimeneti stabilitáskörök a terheléseket adják meg a bemeneti reflexió 1-gyé tételéhez.



3.19. ábra: 9GHz-re szánt tranzisztor kimeneti és bemeneti stabilitásköréi, erősítésköréi

A körön belül vagy kívül van minden olyan impedancia, melyre a reflexió tényező tényező kisebb mint 1, azaz a kétkapu stabil. A (2.3)

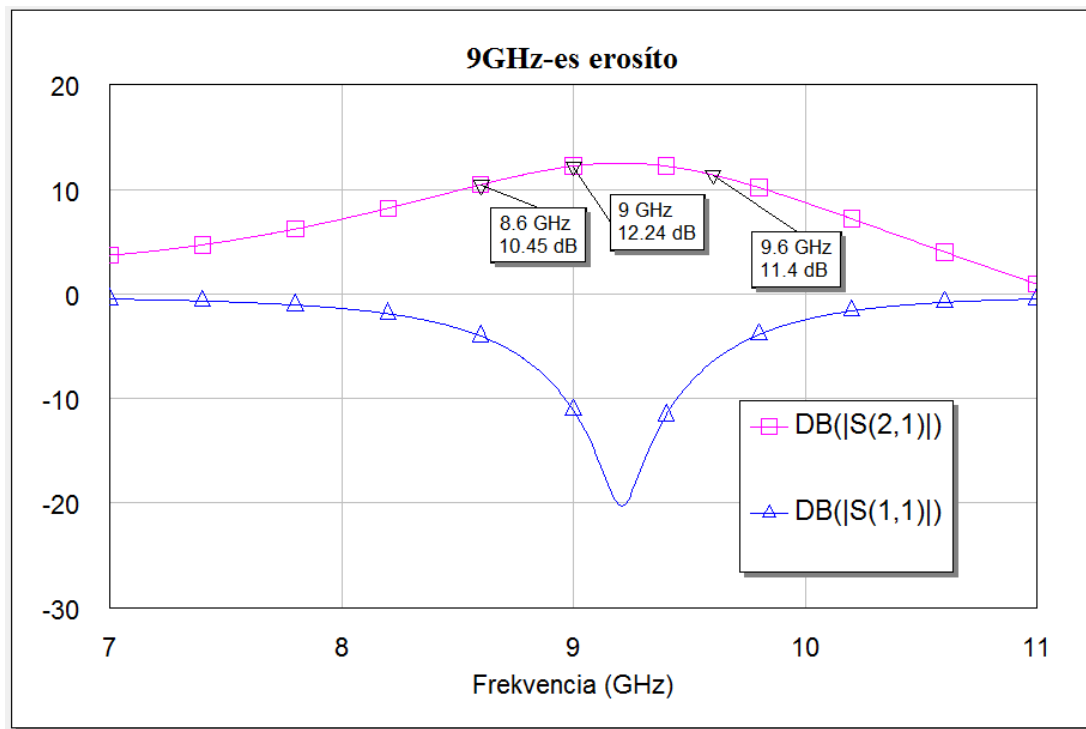
egyenletre visszaemlékezve,  $S_{11}$  vagy  $S_{22}$  abszolút értékéből megadható, hogy a körön kívül vagy belül van-e a stabil tartomány, ugyanis illesztettség esetén (Smith-diagram középpontja) a bemeneti (kimeneti) reflexió megegyezik  $S_{11}$ -gyel ( $S_{22}$ -vel). Tehát ha ezen paraméterek abszolút értéke kisebb 1-nél, a körvonalnak az az oldala a stabil terület, amelyen a Smith-diagram középpontja is elhelyezkedik. A Microwave Office-ban még egyszerűbb dolgunk van, ugyanis a körnek szaggatott vonallal jelzett oldala az instabil tartomány. A 3.17. ábrán látható, hogy minden instabil tartomány a Smith-diagram 0 valós részű impedanciakörén kívül van, tehát passzív lezárással nem lehet instabillá tenni az erősítőt, más szóval feltétel nélkül stabil.

A kék körök erősítéskörök. A körök közepén elhelyezkedő diszkrét pontok frekvenciánként a maximális erősítés pontjai, a körök az ennél 1, illetve 2dB-lel kisebb erősítés kontúrjai. A körvonalak megadják, milyen terhelőimpedancia szükséges az adott

erősítés eléréséhez, ha a forrás oldali lezárás az ez által a terhelés által okozott bemeneti reflexió konjugáltja ((2.3)

. egyenlet).

Az egyenletes erősítés eléréséhez egy olyan pontot kell választani, amelyben a körök közel metszik egymást, feltéve, hogy adott lezárás az erősítő stabil tartományában van. A választott impedanciát leolvastam, az  $50\Omega$ -os lezárásból egy csonkkal és egy hozzávezetéssel szintetizáltam, majd szimulációval megállapítottam a bemeneti impedanciát, és szintén egy csonkkal illesztettem  $50\Omega$ -ra. Ezután az erősítést és reflexiót ábrázolva finomhangoltam az illesztőhálózatok geometriai paramétereit, és a 3.20. ábrán látható karakterisztikát kaptam.

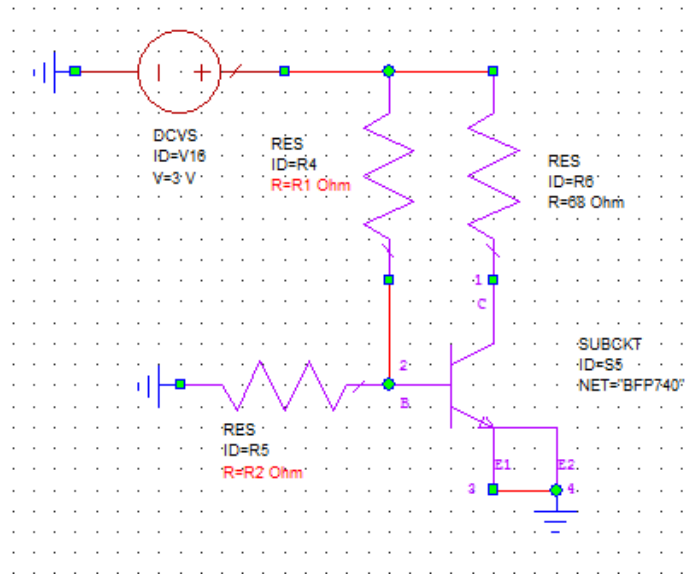


3.20. 9GHz-es erősítő erősítése és átvitele

### 3.7. Frekvenciaháromszorozó

Új frekvenciakomponens előállításához nemlinearításra van szükség. A frekvenciaháromszorozáshoz a 9GHz-es erősítőben is használt BFP740-es tranzisztort C osztályú munkapontba állítottam. Ekkor a tranzisztoron munkapontban nem folyik áram, csupán a bázisra adott jel pozitív félperiódusának töredékében lesz elég nagy a bázis-emitter feszültség ahhoz, hogy a tranzisztor kinyisson.

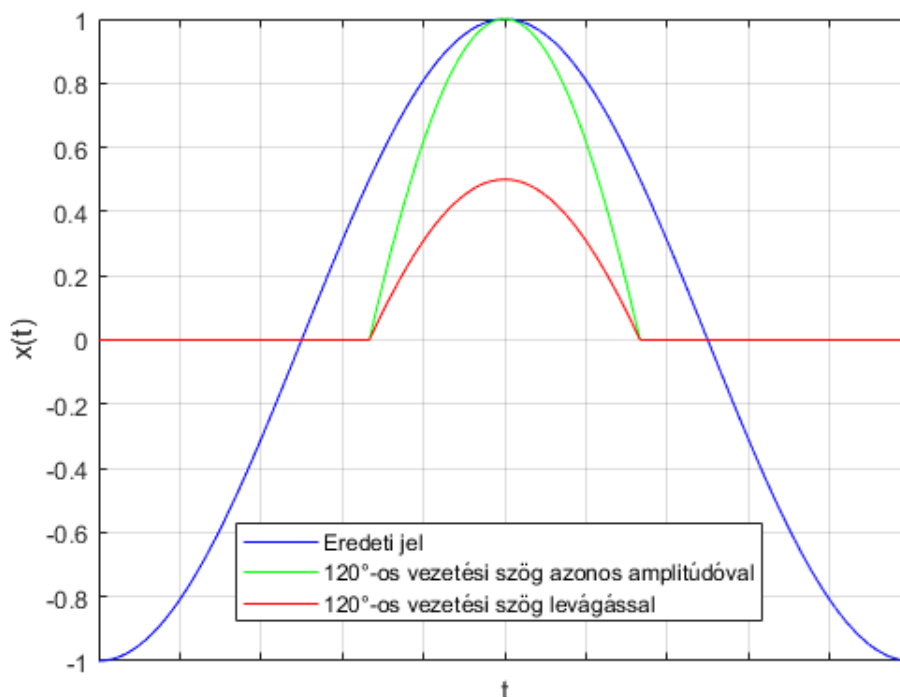
A 3.21. ábrán látható a tranzisztor munkapont-beállítása. A kollektorra kötött ellenállás biztosítja, hogy a tranzisztoron akkor se folyjon a maximális 45mA-nél nagyobb áram, amikor a kollektor-emitter feszültség nulla. A bázisosztó egy, a tranzisztor kb. 0,7V-os nyitófeszültségénél kisebb bázis-emitter potenciált alakít ki.



3.21. ábra: Bipoláris tranzisztor C osztályú munkapontbeállítása

Fontos kérdés, hogy mekkora bázispotenciált érdemes beállítani. A tranzisztor a beérkező feszültséget gyakorlatilag a nyitófeszültség és a bázispotenciál különbségével csökkenti, az eredményt egyutasan egyenirányítja, majd az így kapott jel kerül erősítésre. A háromszoros szorzás konverziós veszteségének minimalizálása érdekében megvizsgáltam, mekkora vezetési szög (mely megadja, hogy a periódusidő mekkora részében vezet a tranzisztor) esetén a legnagyobb a nemlineáris transzformáción átesett jel harmadik harmonikusának amplitúdója.

Bár a szakirodalomban van egy jó közelítő képlet a vezetési szög és az egyes harmonikusok amplitúdójának kapcsolatára,<sup>[14]</sup> az a formula adott nagyságú impulzusokra vonatkozik szélességük függvényében. Mivel nem tudom a szorzó tranzisztorának bázispotenciálja függvényében állítani az oszcillátor kimeneti teljesítményét, azzal is számolni kell, hogy kisebb vezetési szög esetén nagyobb a levágás, tehát kisebb csúcsértékű impulzus harmonikustartalmát kell vizsgálni. A jelenség érzékeltetésére a 3.22. ábrán illusztráltam egy szinuszos jelet (kék), egy azonos csúcsértékű 120°-os vezetési szögű impulzust (zöld), illetve egy, a mi alkalmazásunkban megjelenőhöz hasonlóan levágott 120°-os vezetési szöggel rendelkező impulzust (piros).



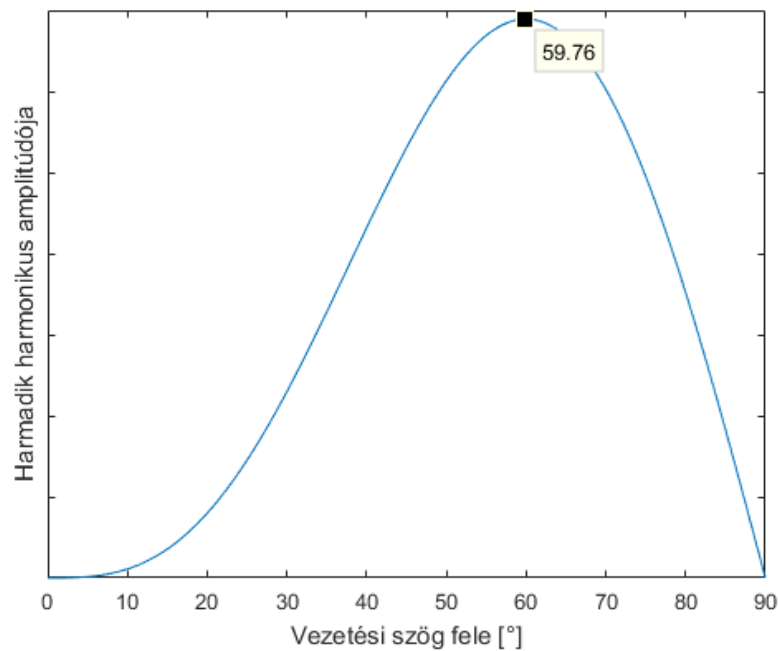
3.22. ábra: Harmonikus jel, 120°-os vezetési szögű, azonos csúcsértékű jel és a harmonikus 120°-os vezetési szögre való levágása

A levágott jel harmonikustartalmát Fourier-sorfejtésével vizsgáltam, ahol  $\varphi$  a vezetési szög felét jelöli. Az eredeti jelet egyszerű, 0 kezdőfázisú koszinusznak tekintettem. A keresett harmonikus  $n$ , az eredeti jel amplitúdója  $A$ , és  $\omega t = \phi$  helyettesítést alkalmaztam.

$$\begin{aligned}
 & \frac{1}{\pi} \int_{-\varphi}^{\varphi} A \cdot \cos(\phi) \cdot (1 - \cos(\varphi)) \cdot \cos(n\phi) d\phi = \\
 & = \frac{A}{\pi} \int_{-\varphi}^{\varphi} \left[ \frac{1}{2} \cos((n+1)\phi) + \frac{1}{2} \cos((n-1)\phi) - \cos(\varphi) \cdot \cos(n\phi) \right] d\phi = \\
 & = \frac{A}{\pi} \left[ \frac{\sin((n+1)\varphi)}{n+1} + \frac{\sin((n-1)\varphi)}{n-1} - \frac{2}{3} \sin(n\varphi) \cdot \cos(\varphi) \right] \quad (3.3)
 \end{aligned}$$

$n=3$ ;  $A=1$  helyettesítésekkel ábrázoltam az eredményt (3.23. ábra), és kb. 120°-os vezetési szög adódott kedvezőnek.





3.23. ábra: Levágott és egyenirányított jelben a harmadik harmonikus amplitúdója a vezetési szög függvényében

[14] irodalom képlete:

$$A_n = A \frac{4t_0}{\pi T} \left| \frac{\cos\left(\frac{n\pi t_0}{T}\right)}{1 - \left(\frac{2n\pi t_0}{T}\right)^2} \right|, \quad (3.4)$$

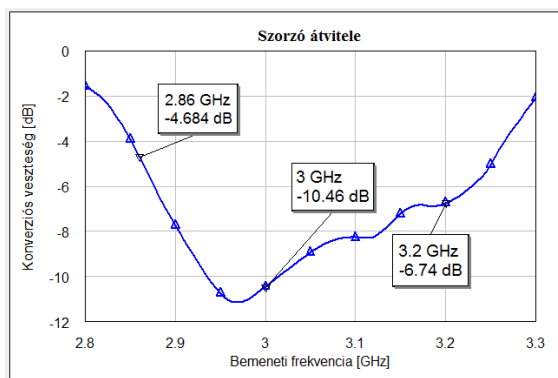
ahol  $t_0/T=2\varphi$ . Mivel vezetési szögtől függetlenül mindig  $A$  csúcsú impulzust vesz figyelembe, ezt kapnánk, ha a (3.3) integrálásban az integrandust leosztanánk  $(1-\cos(\varphi))$ -vel, és néhány egyszerűsítő közelítéssel élnénk.

A következő kérdés, hogy mekkora bázispotenciál szükséges a megkeresett vezetési szög beállításához. A szorzó bemeneti teljesítménye ismert (oszillátor kimeneti teljesítménye, Wilkinson-osztó beiktatási csillapítása és ha szükséges, a 3GHz-es erősítő erősítése adja meg), azonban a tranzisztor bemeneti konduktanciája a nagyjelű vezérléstől függően változik.

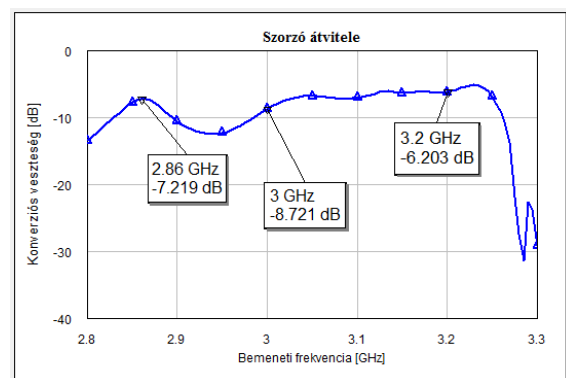
Közelítésképpen illesztett esetet feltételezve az  $50\Omega$ -os hullámimpedanciából adódó feszültségamplitúdóval ( $U$ ) számoltam, mely 0dBm esetén 0,316V, 5dBm esetén 0,562V, 10dBm esetén 1V. Megfelelő előfeszítés esetén a nyitófeszültséget a bázispotenciál és az  $U \cdot \cos(\varphi)$  érték összege adja. Ez alapján megállapítottam, hogy a táp és a bázis közé  $15k\Omega$ -os ellenállást helyezve a bázisosztó másik ellenállása 0dBm bemeneti teljesítmény esetén  $3,3k\Omega$ , 5dBm esetén  $2,4k\Omega$ , 10dBm esetén  $1k\Omega$ .

A bázis oldalán 3GHz-re, a kollektornál 9GHz-re tervezett legyezőkapacitásos RF-fojtást és csatolókapacitásokat helyeztem el. A be- és kimeneti illesztések újabb problémát jelentenek, ugyanis a nagyjelű vezérlés miatt nem határozható meg egyértelműen, milyen impedanciát kell illeszteni. Az illesztőhálózatokat egy-egy csomaggal valósítottam meg. Mivel a bonyolultabb kétszonkos illesztéssel sem sikerült hatékonyabb illesztést elérni, ezért az egyszerűbben optimalizálható megoldást választottam, majd igyekeztem olyan csomaggat választani, melyek 0 és 5dBm bemeneti teljesítmény esetén is elfogadható eredményeket adnak (a konverziós veszteség legyen kis hullámzású a VCO frekvenciasávjának háromszorosában, legyen minél kisebb a veszteség).

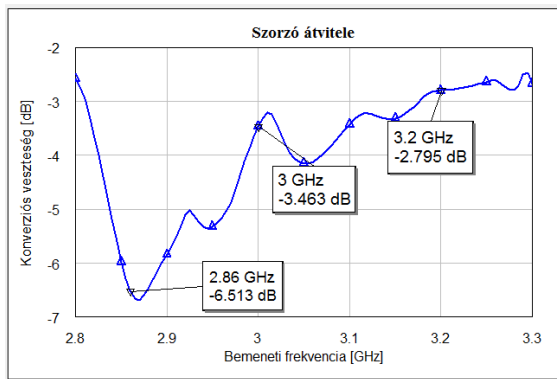
A bemeneti állóhullámarány további csökkentése érdekében egy 3dB-es  $\Pi$ -csillapítót is terveztem, ennek másik előnye, hogy gyártás után, kedvezőtlen eredmény esetén a bázisosztó és a csillapító variálásával több lehetőség is adódik a frekvenciaszorzó kísérleti úton való módosítására. A kimenetre csatlakozó sávszűrő hasonló feladatot lát majd el, így az átviteli veszteséget ezzel együtt is szimuláltam. A szimulációs eredmények a 3.24-25. ábrákon láthatóak. A b.) ábrákon a kimenetre került a 9GHz-es sávszűrő is, valamint a bemeneti teljesítmények 3dBm és 8dBm, így a bemeneti csillapítók kimenetén 0 és 5dBm teljesítmény jelenik meg. (10dBm-re nem teszteltem, mivel a 3GHz-es erősítő is kb. ilyen kimeneti teljesítménynél telítődik. Az erősítőre csak akkor lesz szükség, ha az oszcillátor teljesítménye sokkal kisebb a vártnál, ha pedig az a szerencsétlen helyzet állna elő, hogy bár az erősítő szükséges, az oszcillátor elég nagy teljesítményű az erősítő telítéséhez, előcsillapítással érdemes használni.)



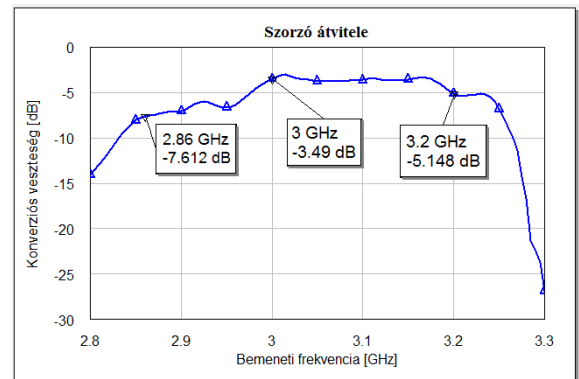
3.24.a.) ábra: Konverziós veszteség 3dBm bemeneti teljesítmény mellett



3.24.b.) ábra: Konverziós veszteség 3dBm bemeneti teljesítmény esetén, kimeneti szűrővel



3.25.a.) ábra: Konverziós veszteség 8dBm bemeneti teljesítmény mellett



3.25.b.) ábra: Konverziós veszteség 3dBm bemeneti teljesítmény esetén, kimeneti szűrővel

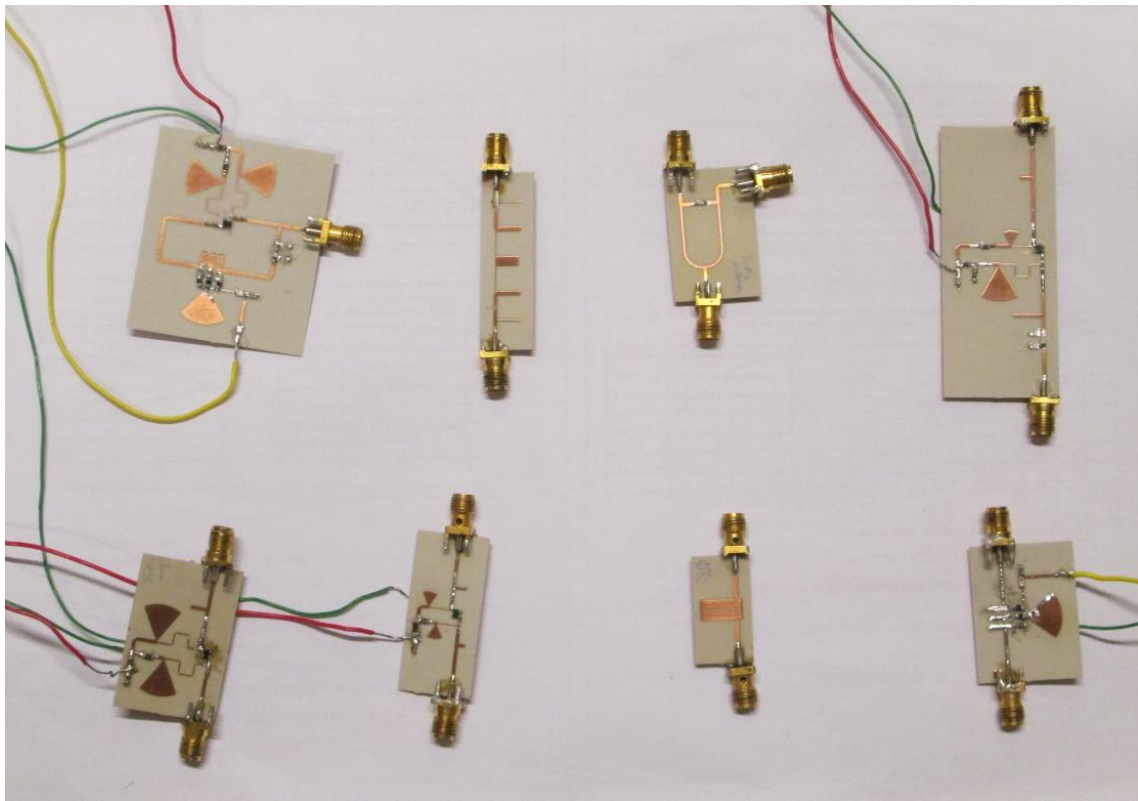
A szorzás vesztesége kisebb bemeneti teljesítmény esetén 8dB körül mozog, nagyobb teljesítménynél azonban csaknem 3dB-re csökken. Ebben a veszteségben a bemeneti 3dB-es csillapító vesztesége is szerepel. Bár aktív szorzónál a konverziós nyereség is elérhető lenne, egy passzív háromszorozóhoz képest - melynek vesztesége jellemzően 10dB környékén van - így is jó eredményt sikerült elérni, és mivel rendelkezésre áll egy 9GHz környéki erősítő is, a jelforrás tervezésében nem a háromszorozó pontos optimalizálása volt a hangsúlyos feladat.

## 4. Az elkészült áramkörök mérése

Az áramkörök megtervezése után azokat le is gyártattuk az Elektronikai Technológia Tanszéken működő UniPCB Kft.-vel. Az elkészült áramkörök a 4.1. képen láthatóak.

A következőkben az áramkörök mért tulajdonságait mutatom be, valamint értékelem a mért eredményeket. A mérésekhez a tanszék Optikai és Mikrohullámú Távközlés Laboratóriumának alábbi eszközeit használtam:

- Agilent EXA N9010A spektrumanalizátor (9kHz-26,5GHz)
- HP 8722D Vektor-hálózatanalizátor (50MHz-40GHz)
- Agilent E4433B RF szignálgenerátor (250kHz-4GHz)
- HP E3631A DC tápegység (+6V, +25V, -25V)



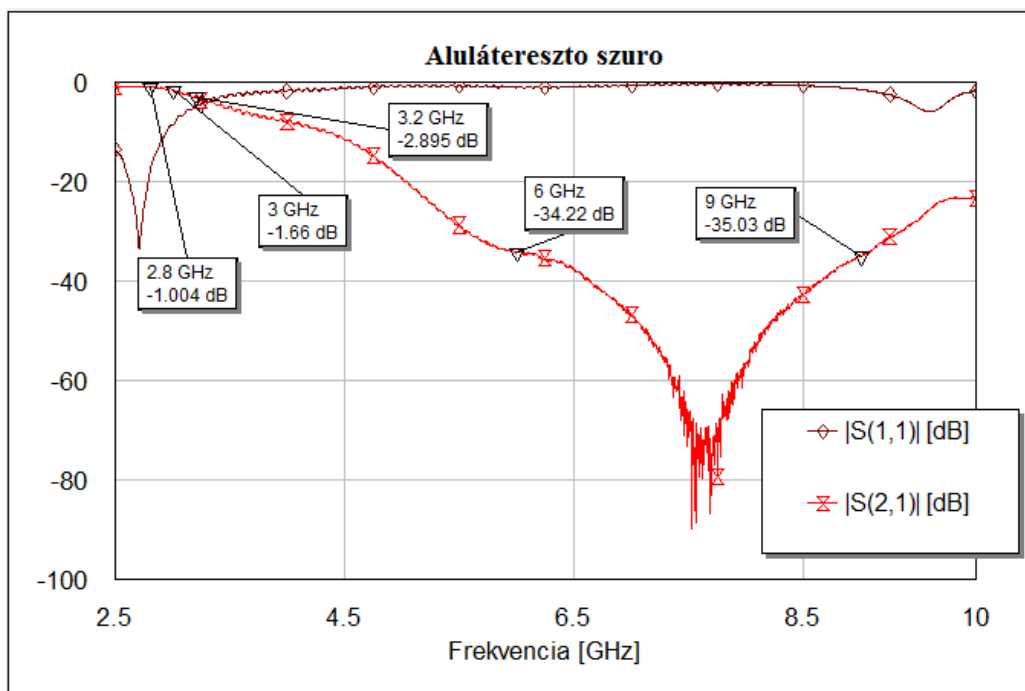
4.1. ábra: A legyártott mikrohullámú áramkörök. Balról jobbra, első sor: hangolható oszcillátor, 3,7GHz törésponti frekvenciájú aluláteresztő szűrő, Wilkinson-hibrid, frekvenciaháromszorozó; második sor: 3GHz-es erősítő, 9GHz-es erősítő, 9GHz-es sávszűrő, az oszcillátor visszacsatolásbeli szűrője

## 4.1. Szűrők mérése

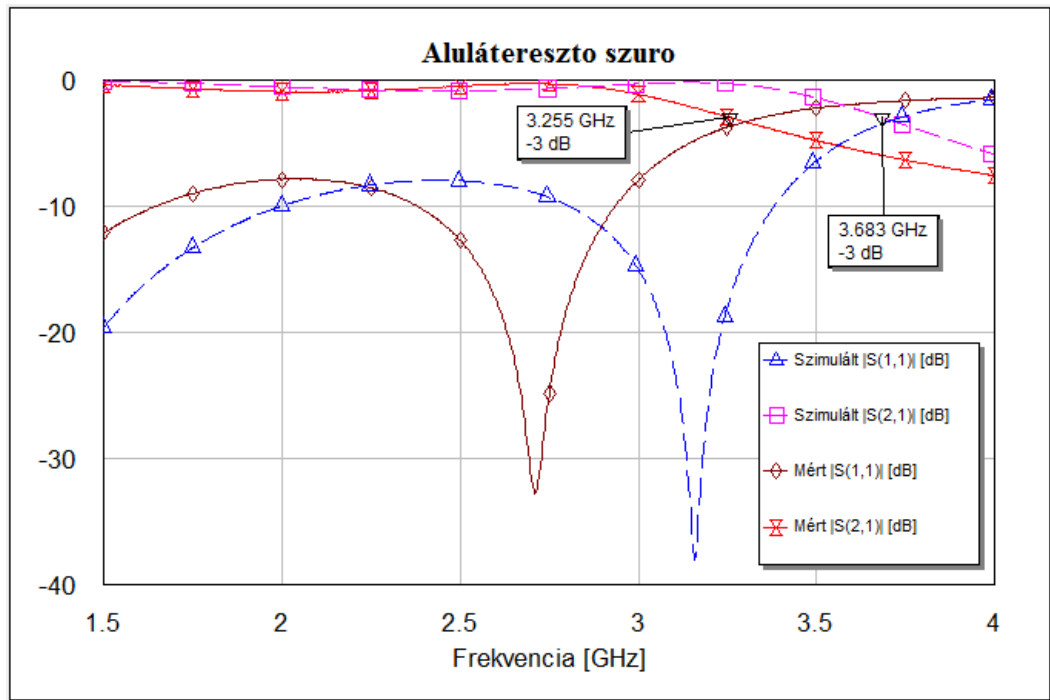
A szűrők szórási paramétereit vektor-hálózatanalizátorral mértem. A 4.2.a.) ábrán látható az aluláteresztő szűrő szélessávon mért karakterisztikája, a 4.2.b.) ábrán pedig a 2-4GHz-es sáv. Utóbbi ábrában az összehasonlíthatóság kedvéért a szimulált karakterisztikát is megjelenítettem. A 4.3. ábrán láthatóak a 9GHz-es sávszűrő mérésével kapott görbék.

Az aluláteresztő szűrő átviteléből kiderül, hogy a feladatát el tudja látni, ugyanis mind 6, mind 9GHz-en 35dB-es elnyomása van, magasabb rendű harmonikus pedig valószínűleg csak nagyon kis teljesítménnyel jelenik meg az oszcillátor kimeneti spektrumában.

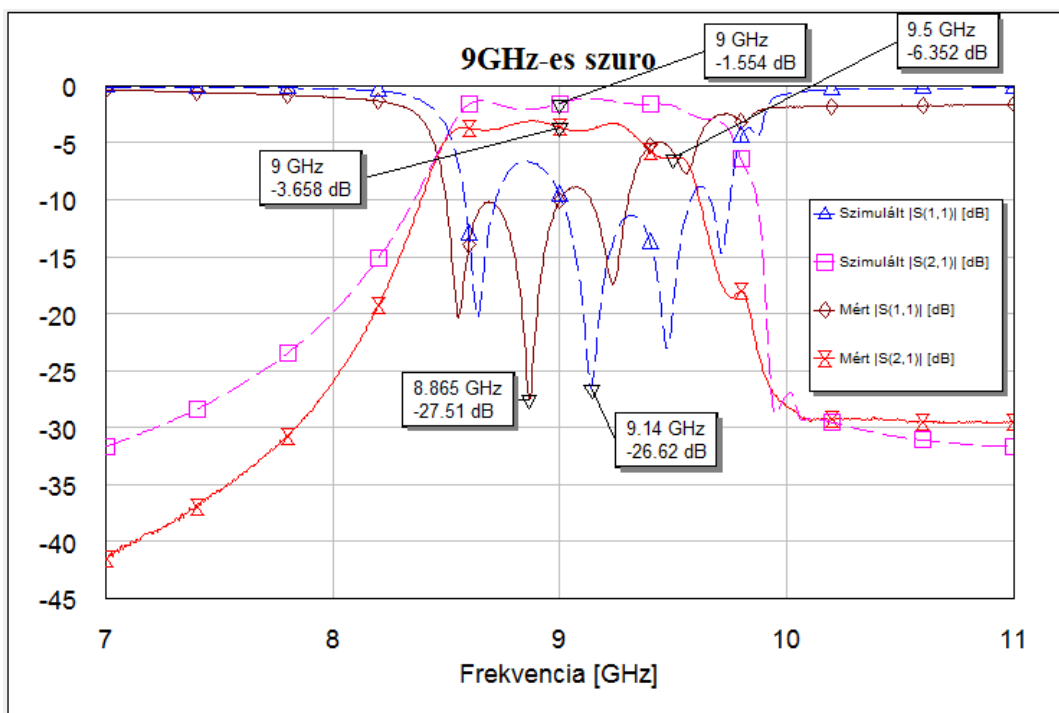
A sávszűrő áteresztési sávja keskenyebb lett a tervezettnél, így magasabb frekvenciákon már több mint 6dB-es átviteli csillapítással rendelkezik, ráadásul a legkisebb csillapítás is 3,5dB körüli a tervezett 1,5dB-lel szemben. A nagyobb veszteség több okból fakadhat: a dielektromos veszteség frekvenciafüggő, a katalógusban azonban csak néhány frekvenciaértékre szerepel  $tg \delta$  érték, valamint a gyártás során a réz óhatatlanul alámaródik, ez különösen a be-és kicsatolási pontokon okozhat problémát, ahol a 0,87mm széles vonal 0,2mm-esre szűkül, és hegyesszöget zár be a rezonátorral.



4.2.a.) ábra: Aluláteresztő szűrő szélessávú karakterisztikája



4.2.b.) ábra: Aluláteresztő szűrő mért és szimulált karakterisztikája



4.3. ábra: 9GHz-es sávszűrő mért és szimulált karakterisztikája

Mindkét szűrő lejjebb hangolódott. Az aluláteresztő 3dB-es pontja több mint 400MHz-cel lejjebb került. A sávszűrő reflexiók tényezőjét vizsgálva észrevehető, hogy hasonló tendencia szerint változik a mért és a szimulált eredmény, de itt is van 300MHz eltérés. Ezt az elhangolódást eddig majdnem minden áramkörömn tapasztaltam, csak

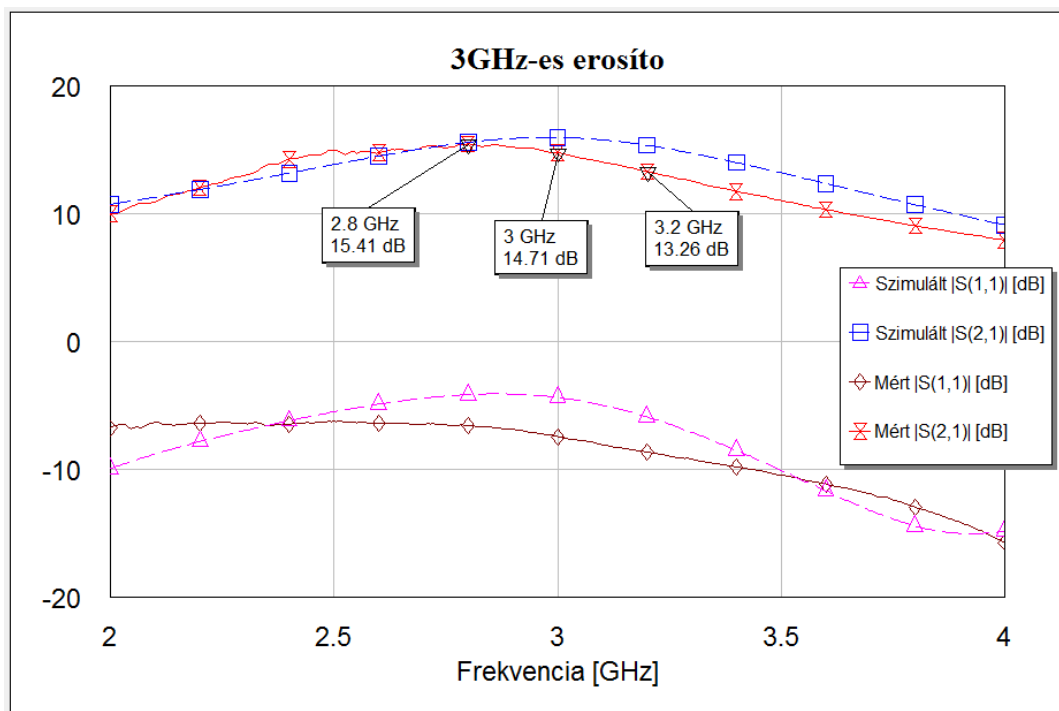
nem ekkora mértékben. Fő oka a hordozó permittivitásának frekvenciafüggése, melytől a tápvonal minden tulajdonsága függ. A konkrét hordozó adatlapján két érték is van, egy tényleges és egy nagyobb, tervezéshez ajánlott 8-40GHz között, azonban a pontos az lenne, ha minden használt frekvenciatartományra gyártanánk egy-egy rezonátort, azt bemérnénk, majd a mérési eredmények alapján visszakompenzálnánk a szimulációban a permittivitásértéket, és ezzel terveznénk tovább.

Az elhangolódástól függetlenül a szűrők a funkciójukat ellátják, legfeljebb a jelforrás frekvenciatartományának felső korlátját a kimeneti szűrő állítja be, nem az oszcillátor hangolási tartománya.

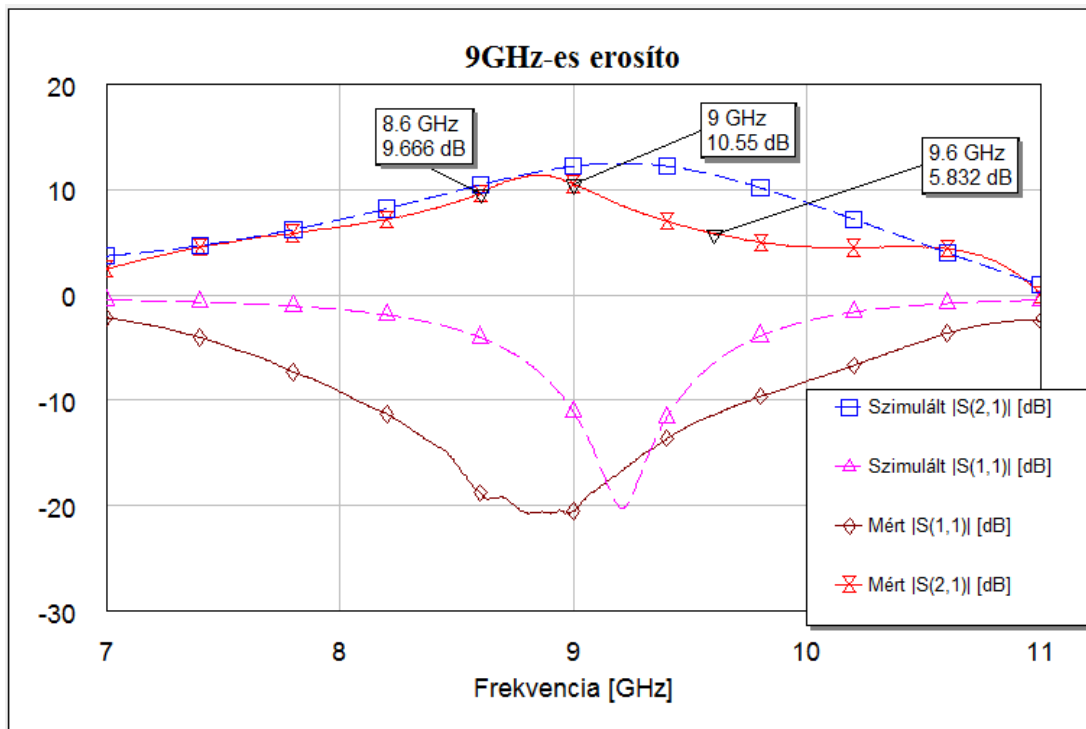
## 4.2. Erősítők mérése

Az erősítőket beültetés után szintén vektor-hálózatanalizátorral mértem. A 3GHz-es erősítő erősítése a 4.4, a 9GHz-esé a 4.5. ábrán látható.

Mindkét erősítő erősít a szükséges sávon, a görbék nagy hasonlóságot mutatnak a szimulált eredményekhez képest. Az eredmények alapján elmondható, hogy mindkét alkalmazott erősítőtervezési módszer alkalmasnak bizonyult.



4.4. ábra: 3GHz-es erősítő átvitele és reflexiója



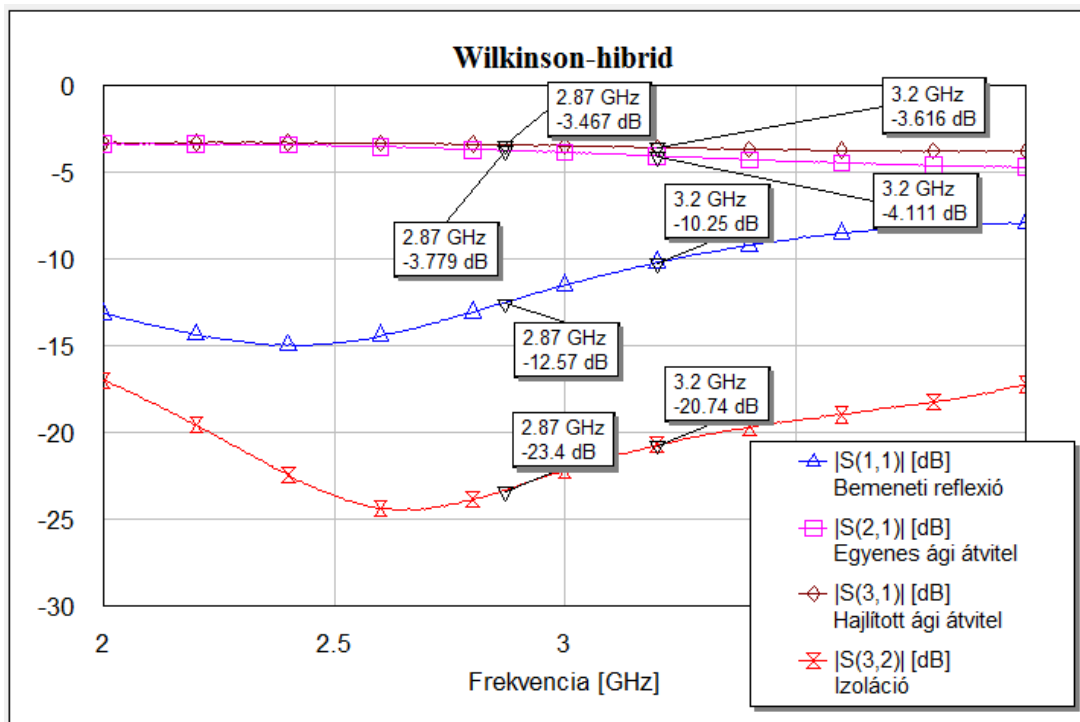
4.5. ábra: 9GHz-es erősítő átvitele és reflexiója

A 9GHz-es erősítő 9GHz felett nem várt erősítéscsökkenést mutat, ennek több oka lehet, például a tranzisztor paraméterszórása (már a DC áramerősítési tényező is igen nagy határok között mozoghat a katalógus alapján), az igencsak kis méretű RF fojtás pontatlansága, a 0402-es alkatrészek forrasztásának parazitahatásai. Az alkatrész keskenyebb a tápvonal szélességénél (az egyébként használt 0603-as alkatrészek közel ugyanolyan szélesek), ez diszkontinuitást okoz a forrasztási pontokon, mely szintén okozhatja a szimulációs és mérési eredmények különbségét.

### 4.3. A teljesítményosztó mérése

A teljesítményosztónak négy paraméterét mértem vektor-hálózatanalizátorral: a bemeneti reflexiót, miközben a két kimenetet  $50\Omega$ -mal zártam le, az egyenes ági beiktatási csillapítást, miközben a hajlított kimeneti ágat  $50\Omega$ -mal zártam le, hasonlóan a hajlított ági csillapítást, valamint a két kimenet közötti izolációt, miközben a bemenetre került az  $50\Omega$ -os lezárás. A mért eredményeket a 4.6. ábrán jelenítettem meg.





4.6. Teljesítményosztó bemeneti reflexiója, átvitelei, izolációja

Az osztás 3dB helyett 3,5-4dB-es. Ennyi eltérés várható volt az áramkörök általános veszteségei és a 100Ω-os ellenállás nagyfrekvenciás pontatlansága miatt. A korábban említett és megindokolt elhangolódás is megfigyelhető a reflexió és az izoláció görbéjéből.

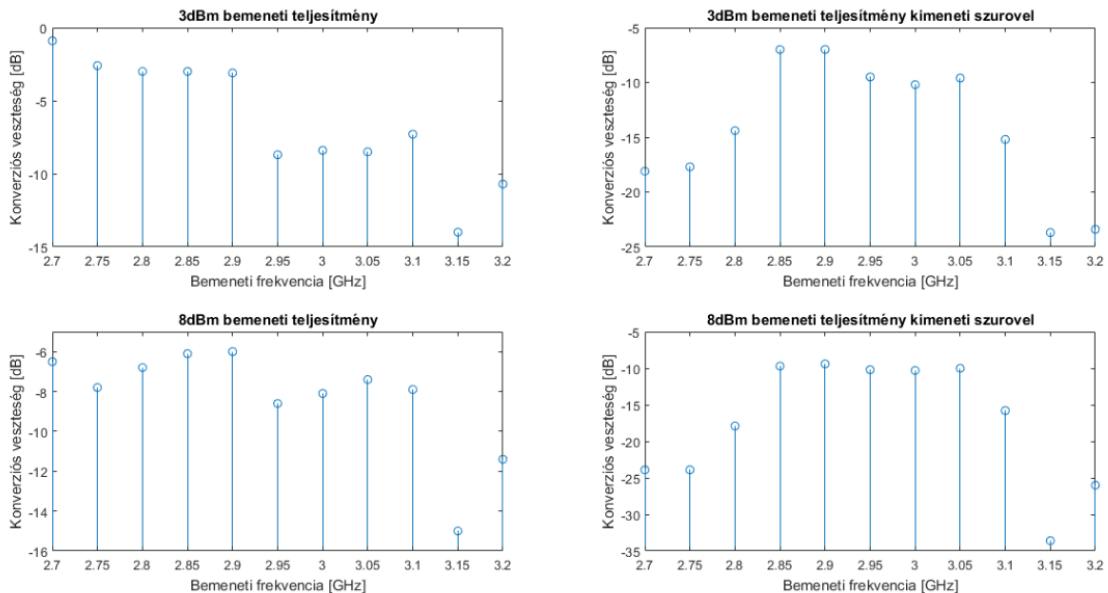
A megvalósult reflexiók veszteség a sávban legalább 10dB, az izoláció pedig legalább 20dB, így ez az áramkör is alkalmas lesz feladatának ellátására.

#### 4.4. Frekvenciaháromszorozó mérése

A frekvenciaháromszorozót az RF szignálgenerátor és spektrumanalizátor segítségével mértem. A szignálgenerátor jelét koaxiális kábellel adtam a háromszorozóra, a háromszorozó kimenetét SMA-toldóval közvetlenül a spektrumanalizátorra csatlakoztattam. Előzetesen a generátor és az analízator összekötésével megállapítottam, hogy a kábel csillapítása 3GHz körül 1dB.

A háromszorozót hasonló paraméterekkel teszteltem, mint ahogy előbban szimuláltam: 3 és 8dBm bemeneti teljesítménnyel (a bázisosztó ellenállását cserélve közben), kimeneti szűrővel és anélkül egyaránt. A kábelveszteség kompenzálásaképp a generátoron 4 és 9dBm teljesítményeket állítottam be. A frekvenciát 50MHz-es léptékkel változtattam a 2.7-3.2GHz-es sávban, a harmadik harmonikus mért teljesítményeit pedig

táblázatot formában rögzítettem. A konverziós veszteségeket MATLAB-ban ábrázoltam, és a 4.7. ábrán látható görbéket kaptam. Ezekben a bemeneti 3dB-es csillapító vesztesége is benne van, a kábelcsillapítás azonban nincs, tehát közvetlenül összehasonlítható a 4.24-25. ábrák eredményeivel.



4.7. ábra: A háromszorozó mért konverziós vesztesége

A háromszorozó vesztesége 6-10dB között mozog. Ez nem kimondottan jó eredmény, de megfelelő oszcillátorteljesítmény esetén a kimenetet erősítve elérhető a kívánt kimeneti jelszint. Az ábrákon látszódik a 3,15GHz-es bemeneti frekvencia környékén egy leszívás a veszteségben. Ez nemkívánatos, ilyeneket a tervezéskor is láttunk, azonban akkor az illesztőhálózatok hangolásával sikerült a kívánt sávon kívülre szorítani. „Szerencsére” ez a nagyobb csillapítású környezet nem okoz gondot, ugyanis a szűrő elhangolódása és az erősítő erősítéscsökkenése miatt 9,5GHz környékén egyébként is erősen ingadozna a kimeneti jelszint a sáv többi részéhez képest.

## 4.5. Az oszcillátor mérése

Az oszcillátor kezdeti méréseikor azt tapasztaltam, hogy a tervezettnél magasabb frekvenciasávon hangolható. Ez a 9GHz-es szűrő, erősítő és a háromszorozó karakterisztikája miatt nem volt megfelelő.

A működés vizsgálatának megkönnyítéséhez külön legyártattuk a visszacsatolásbeli szűrőt, hogy bármi probléma esetén külön is mérhető legyen. Ennek mérésekor tapasztaltam, hogy alacsony hangoló feszültségek esetén – melyekre a dióda

induktív, vagy az önrezonancia a VCO tervezett sávjában van – a szűrő átvitelének alakja a várt, természetesen sokkal kisebb frekvencián.

A kívánt sávban ezzel szemben néhol két csúccsal rendelkezett (ez a rezonátorok túl szoros csatolására utal), később pedig ezek a csúcsok egybeolvadva egy néhány száz MHz-es sávot alkottak. Ez kizárta annak a lehetőségét, hogy a kísérletezésre kialakított  $\Pi$ -csillapító változtatásával állítsam be a kimeneti frekvenciát. Mindenesetre több csillapító kipróbálásával arra jutottam, hogy 5dB-es csillapítás felett nem alakul ki rezgés, alatta pedig nem számottevő a különbség, így egy  $0\Omega$ -os ellenállást tettem a soros ágba, a párhuzamos ágakat pedig szabadon hagytam.

A szűrő rendellenes működése megítélésem szerint továbbra is a dióda nagyfrekvenciás működéséből adódik. A tervezés során, az első nem működő oszcillátor vizsgálatokor kiderült, hogy ezt a diódát nem erre a frekvenciasávra szánták, azonban másik kellően kis kapacitású, diszkrét, tokozott eszközt nem találtam, ezért maradtam az eredeti eszközválasztásnál. Ipari környezetben, különösen még nagyobb frekvencián szokás chip formájában megvenni a félvezetőket, és speciális berendezéssel bondolni.

Az én céloom egyetlen laborminta működésre bírása volt, ezt pedig több módon is megpróbáltam. A változtatásokat először mindig a különálló szűrőn eszközöltem, majd ha kedvező változást láttam, az oszcillátoron is elvégeztem.

Először szikével reszeltem a rezonátorok szélességéből, így nagyobb vonaltávolságot kialakítva igyekeztem a csatolást lazítani, azonban ez nem volt jelentős befolyással a működésre, főleg csak csillapításnövekedést okozott, ezért az oszcillátoron ezt nem próbáltam ki.

A frekvenciacsökkenés kívánt mértékéből és a 2.10. egyenletből megállapítottam, hogy a kimeneti frekvenciasáv a megfelelő mértékben kerülne lejjebb, ha kb.  $0,25\text{nH}$  induktivitást kötnék sorba a diódákkal, így három-három darab 0402-es méretű,  $1\text{nH}$ -s induktivitást kötöttem párhuzamosan, és forrasztottam be a diódákkal sorosan. Ez nem esztétikus megoldás (ugyanis összesen egy diódányi helyre történt a beforrasztás), de az oszcillátor kimeneti frekvenciáját a vártnál kisebb mértékben valóban csökkentette.

A frekvencia további csökkentését a diódákkal sorbakötött induktivitás növelésével nem sikerült elérni (kipróbáltam  $0,33$  helyett  $0,5\text{nH}$ -vel is). A szélessávú szűrő miatt azon a frekvencián alakul ki stabil rezgés, ahol a visszacsatolás fázisa

megfelelő. Mivel a fáziskésleltetés a frekvenciával nő, alacsonyabb rezgési frekvencia érhető el a visszacsatolás fázistolásának megnövelésével.

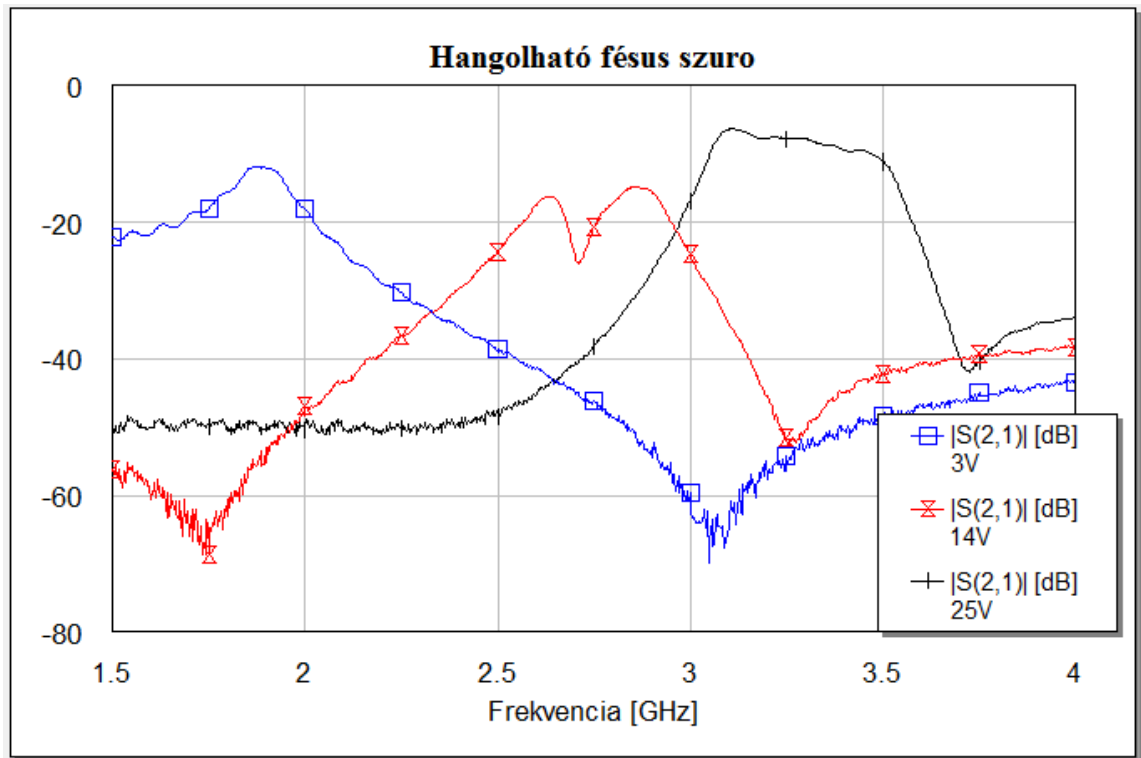
A vektor-hálózatanalizátorral mért áteresztősávi fáziskésleltetés meredekségéből arra következtettem, hogy az  $50\Omega$ -os hullámimpedanciák közé iktatott kb. 4-5nH-s soros induktivitás megoldaná a problémát. A Johanson induktivitásaink adatlapjából<sup>[11]</sup> megállapítottam, hogy ezen a frekvencián egy névlegesen 3.3-3.9nH-s induktivitás kb. ekkora értéket képvisel. Ez az induktivitás a korábban beiktatott  $0\Omega$ -os ellenállással van sorba kötve, mely mikrohullámon szintén induktív, így van fázistolása. Ez két okból maradt az áramkörben: egyrészt az induktivitás beiktatásával kívánt frekvenciaeltolást az ellenállást tartalmazó oszcillátor rezgési frekvenciájából határoztam meg (enélkül nyitott lett volna a hurok), másrészt a 0402-es induktivitás nem töltene ki egy 0805-ös ellenállásnak kihagyott helyet, sorbakötve egy 0603-as alkatrészsel azonban már igen.

A működő oszcillátor végül a következő módosításokat tartalmazza:

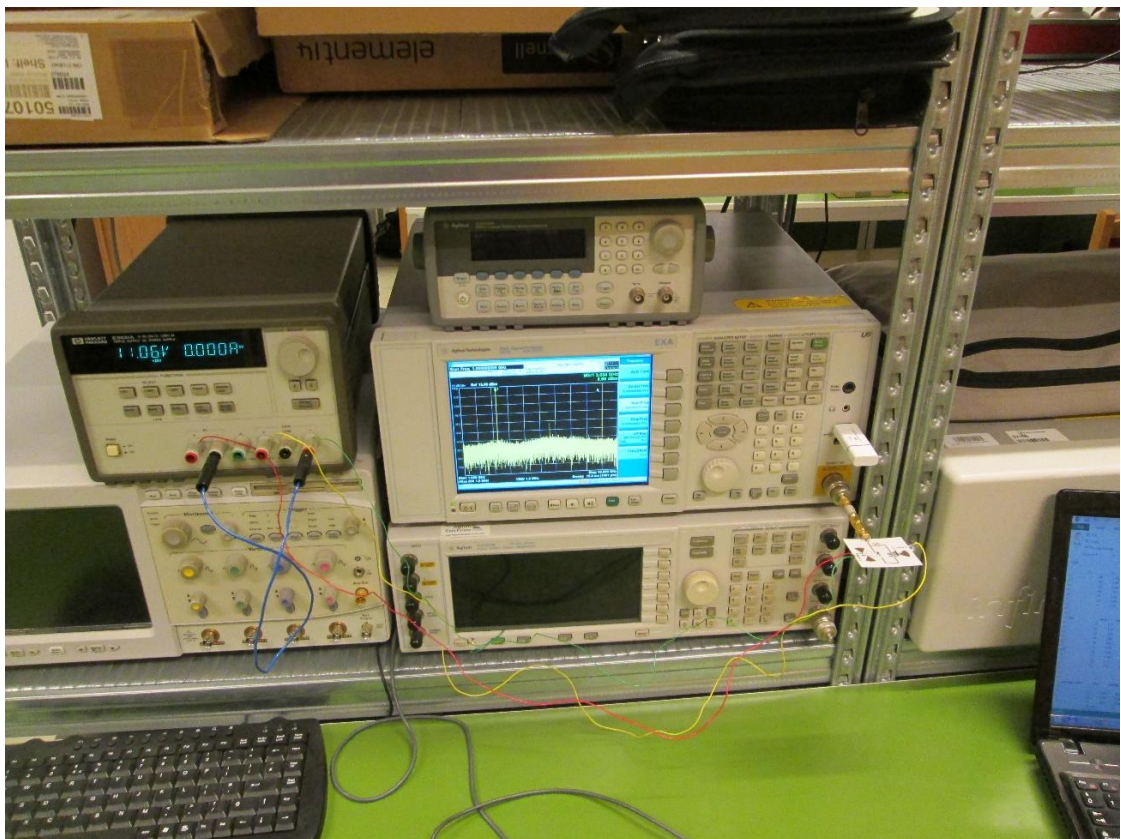
- a  $\Pi$ -csillapító párhuzamos ágai szabadon maradtak
- a csillapító soros ágába került egy 0402 méretű 3.9nH-s induktivitás és egy 0603 méretű  $0\Omega$ -os ellenállás
- minden varaktoral sorba került három-három darab párhuzamosan kapcsolt 1nH-s induktivitás

A szűrő átvitelét (miután a szűrőbe is beiktattam a diódával soros induktivitásokat) néhány hangolásifeszültség-értékre a 4.8. ábrán ábrázoltam.

A 4.9. ábrán látható az oszcillátor mérésének elrendezése. A DC tápegység +6, +25 és -25V-os feszültséghatárookra képes, így a legfeljebb 30V-os hangolófeszültséget a -25V-os aljzat 0...-5V-ra állításával értem el, illetve összekötöttem a +6V-os táp negatív pólusával (a +25 és -25V-os tápok közös földdel rendelkeznek, a +6V-os viszont teljesen izolált). Így a műszer a +25V-os aljzat +25V-os állásában éppen 30V-ot állított elő az áramkör földje és a hangoló bemenet között.



4.8. ábra: A hangolható szűrő átvitele a diódák 3, 14 és 25V-os előfeszítése esetén



4.9. ábra: Az oszcillátor mérése. A tápegység 11V-os állása valójában 16V-os hangolófeszültséget jelent.

Az oszcillátor kimeneti frekvenciáját és teljesítményét az alábbi táblázat tartalmazza. A teljesség kedvéért a hangoló feszültség hasznos tartományán (félkövér) kívüli értékek esetén mutatott viselkedést is feljegyeztem.

Hangoló feszültség [V]	Kimeneti alapharmonikus frekvencia [GHz]	Alapharmonikus kimeneti teljesítménye [dBm]	Megjegyzés
0...4	-	-	nincs oszcilláció
5	1,68	0,8	
6	1,78	5,7	
7	1,90	5,1	
8	2	4,2	
9	1,34	2,0	1,34GHz és 80MHz frekvenciák több keverési terméke előáll, 1,34GHz több harmonikusa körül
10	2,74	-0,9	
<b>11</b>	<b>2,78</b>	<b>2,0</b>	
<b>12</b>	<b>2,82</b>	<b>4,3</b>	
<b>13</b>	<b>2,88</b>	<b>6,35</b>	
<b>14</b>	<b>2,94</b>	<b>7,8</b>	
<b>15</b>	<b>2,98</b>	<b>8,55</b>	
<b>16</b>	<b>3,04</b>	<b>9,0</b>	
<b>17</b>	<b>3,08</b>	<b>9,2</b>	
<b>18</b>	<b>3,12</b>	<b>9,3</b>	
<b>19</b>	<b>3,16</b>	<b>9,8</b>	
20	3,18	6	645MHz-es vadrezgés és harmonikusai is megjelennek
21	3,22	7,9	
22	3,26	8,6	
23	3,28	8,3	
24	3,30	8,1	
25	3,33	7,8	
26	3,35	7,5	
27	3,37	7,3	
28	3,37	7	
29	3,39	6,8	
30	3,39	6,4	

A táblázat alapján az egybefüggő sáv, ahol hangolhatjuk az oszcillátort és nem kell tartanunk más zavaró frekvenciakomponensektől a 11-19V-os hangoló feszültség esetén áll elő, a frekvencia ez esetben 2,78 és 3,16GHz között változik. (A táblázat alapján

a 10V is megfelelő lenne, viszont az oszcillátor kimenetére a többi áramkört csatlakoztatva ez is zajos.)

A visszacsatolásbeli soros induktivitás kisebb értéke esetén egyébként sikerült a 2,78-3,40GHz-es sávban hangolható oszcillátort készíteni, azonban az aluláteresztő szűrő csatlakoztatása után bizonyos előfeszültségek esetén megjelentek vadrezgések, melyek az oszcillátor eredeti állapotában még több esetben voltak láthatóak, és a  $\Pi$ -csillapítóval tudtam befolyásolni, milyen előfeszítés esetén jelentkezzenek, de teljesen elnyomni őket nem sikerült.

A táblázatban feltüntetett működést elfogadható kompromisszumnak tartom, ugyanis a kimeneti sávszűrő 8,5-9,4GHz között ereszt át, az oszcillátor sávjának háromszorosa pedig 8,34-9,48GHz, tehát az oszcillátor nem korlátozza jobban a jelforrás működési frekvenciatartományát, mint a kimeneti szűrő.

#### **4.6. A jelforrás együttes mérése**

Az oszcillátor nagy (4-10dBm) kimeneti teljesítményéből adódóan a jelforrás megépítése során (mely az áramkörök SMA-toldókkal való összekapcsolását jelenti) a 3GHz-es erősítőt nem használtam fel.

Az áramköri elemek elrendezése több módon is lehetséges. Néhány mérésből kiderült, hogy a háromszorozó után érdemes alkalmazni a sávszűrőt és csak utána az erősítőt, ugyanis a szűrő lineáris, csillapító jellegű elemként az áteresztési sávban elősegíti az impedanciaillesztést az elemek között, az erősítőt kapcsolva a háromszorozó kimenetére azonban néhány frekvencián elkenődött a spektrum, illetve a végső kimeneti teljesítmény is kisebbnek adódott – tehát a háromszorozó némileg illesztetlen (ahogyan az erősítő is a szélesebb sáv érdekében), és vesztesége függ a lezáró impedanciától.

Tehát a teljesítményosztó egyenes ági kimenetére a szorzó, majd a sávszűrő, végül a 9GHz-es erősítő csatlakozik. Egy másik szempont, hogy az aluláteresztő szűrő az oszcillátor kimenetén legyen-e, vagy csak a teljesítményosztó másik ágában. Arra ugyanis nem feltétlenül van szükség, hogy a háromszorozó bemenetén harmonikusokat nyomjunk el, hiszen a C osztályú erősítővel harmonikusok létrehozása a cél. Ráadásul a nemlineáris eszközön a 3 és 6GHz-es frekvenciakomponensek keveredéséből ugyancsak előállhat 9GHz-es jel, mely hatással nem számoltunk. Az áramköri elrendezés fázisviszonyaitól függ, hogy ez a hatás konstruktív vagy destruktív a kimeneti jelre nézve.

A fentiek alapján tehát összesen négy elrendezésben mértem a jelforrást. Az aluláteresztő szűrő vagy az oszcillátor és a teljesítményosztó között volt, vagy pedig a teljesítményosztó egyik kimenetén, majd megmértem mind az erősítő kimenetét a hangolási tartományban, miközben a teljesítményosztó nem használt kimenetét (vagy az aluláteresztő szűrőt)  $50\Omega$ -mal zártam le, illetve megmértem a teljesítményosztó szabad kimenetét, miközben a 9GHz-es erősítő kimenetét zártam le  $50\Omega$ -mal (de a két tranzisztoros áramkör kis visszahatása miatt utóbbi lezárásnak a mérésre nem volt különösebb befolyása). Utóbbi mérés a későbbi fáziszárt hurkos szabályozás alkatrészválasztása, tervezése (fáziszárt hurok érzékenysége, esetleges csillapítás beiktatása) miatt fontos.

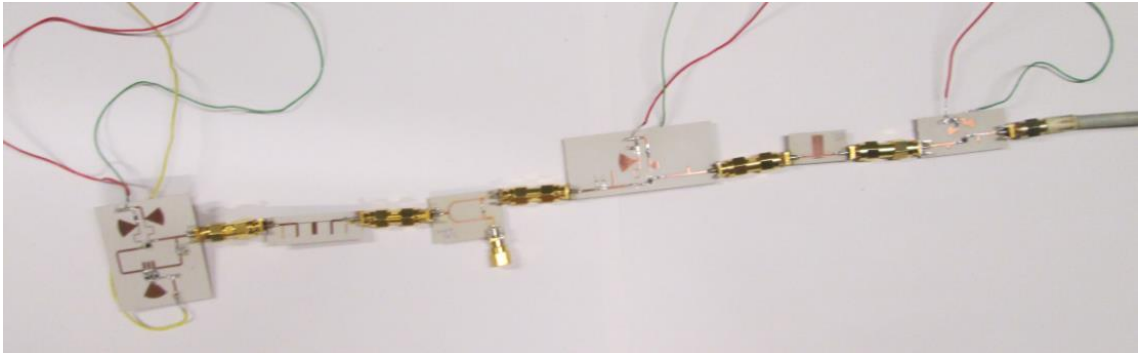
A mérések során a kimenetet ugyanazzal a kábellel csatlakoztattam a spektrumanalizátorhoz, mellyel a háromszorozó mérésekor a bemeneti jelet adtam a sokszorozóra. A jelgenerátor legfeljebb 4GHz-ig működőképes, ezért a frekvenciaháromszorozót használtam a kábelcsillapítás mérésére. A háromszorozó például 3GHz-en 4dBm teljesítményű, kábelen keresztül kapott bemeneti jel hatására, szűrő nélkül -5,4dBm teljesítményű 9GHz-es jelet produkál. Ezután a háromszorozót csatlakoztatva a jelgenerátorra egy SMA-toldóval, a kimenetet kábellel kötöttem a spektrumanalizátorra, a bemeneti teljesítményt 3dBm-re állítottam - bemeneti kábel nélkül nincs szükség kompenzációra. Ekkor a kimeneti 9GHz-es komponens teljesítménye -8,2dBm, melyből arra következtettem, hogy a kábel 9GHz-en kb. 2,8dB-t csillapít. Ez nem feltétlenül pontos eredmény, így a következőkben közölt eredmények a spektrumanalizátorról leolvasott teljesítményértékek a kábelcsillapítás korrekciója nélkül, viszont nagyságrendileg már tudjuk, ez mennyire tér el a valóságtól.

A mérés másik pontatlanságát okozza, hogy az oszcillátor és a háromszorozó egyéni mérésénél SMA-toldóval csatlakoztak a spektrumanalizátorhoz, így 3GHz-en is kb. két hullámhossznyi vastag levegőréteg volt a földlemezük alatt, míg az áramkörlánc súlyából kifolyólag mérés közben végig érintkezik a mérőasztallal.



#### 4.6.1. Jelforrás kimenetének mérése aluláteresztő szűrő beiktatásával

Az áramkörök elrendezése 4.10. ábrán látható. A zöld és piros vezetékek között a DC tápegység 3V feszültséget állít elő, a sárga vezeték pedig a tápegység +25V-ig vezérelhető aljzatához van erősítve, melynek földjét közösítettem a +6V-os ág negatív pólusával.



4.10. ábra: Kimenet mérése beiktatott aluláteresztő szűrő esetén

A mérési eredményeket az alábbi táblázat foglalja össze:

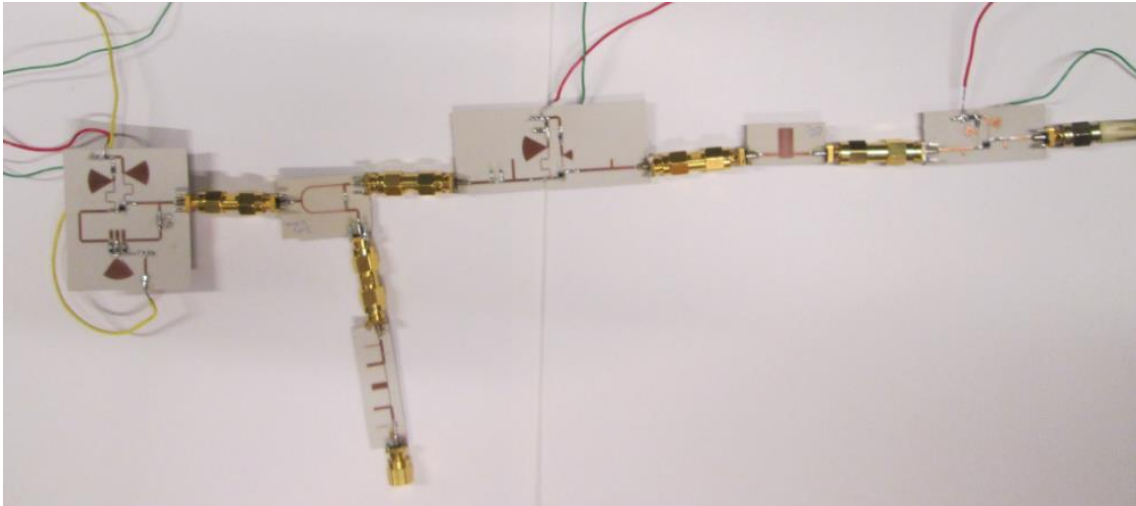
Hangoló feszültség [V]	Kimeneti frekvencia [GHz]	Eredetileg mért oszcillátorfrekvencia háromszorosa [GHz]	Kimeneti teljesítmény [dBm]
11	8,34	8,34	-4,8
12	8,47	8,46	+1,3
13	8,65	8,64	+4,7
14	8,80	8,82	+5,3
15	8,95	8,94	+4,2
16	9,14	9,12	+0,6
17	9,30	9,24	-18,5
18	9,43	9,36	-16,7
19	9,56	9,48	-23,0

A kimeneti spektrum végig tiszta, csak a kívánt jelkomponens jelenik meg, kivéve a 18 és 19V-os hangoló feszültségeket, amikor a harmadfrekvencia -30 és -27dBm teljesítménnyel a kimenetre kerül. Ez azonban már nem számít, ugyanis a kimeneti teljesítmény alapján a jelforrás 12-16V között ad elég nagy kimeneti jelszintet. 0,1V-os felbontással finomítva a beállítást a határok környékén, a kábelvesztéset is

beleszámítva a jelforrás a 0dBm-es teljesítmény eléréséhez 11,3-16,3V feszültséggel hangolható a 8,38-9,18GHz frekvenciasávban.

#### 4.6.2. Jelforrás kimenetének mérése aluláteresztő szűrő nélkül

A 4.11. ábrán látható az elrendezés:



4.11. ábra: Kimenet mérése az aluláteresztő szűrő nélkül

A mérési eredmények:

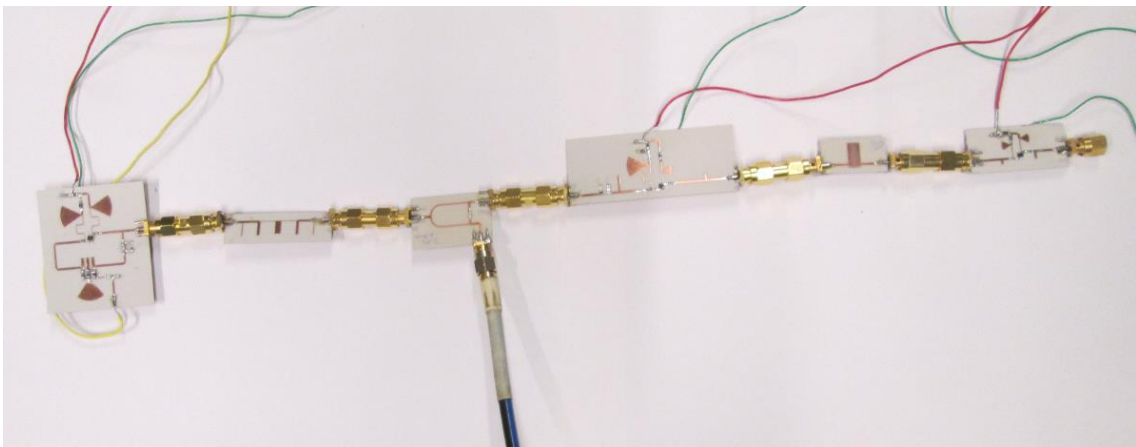
Hangoló feszültség [V]	Kimeneti frekvencia [GHz]	Eredetileg mért oszcillátorfrekvencia háromszorosa [GHz]	Kimeneti teljesítmény [dBm]
11	8,36	8,34	-3,4
12	8,49	8,46	1,3
13	8,65	8,64	4,9
14	8,82	8,82	4,9
15	8,97	8,94	3,8
16	9,10	9,12	4,8
17	9,23	9,24	1,0
18	9,37	9,36	-8,2
19	9,47	9,48	-21,5

A hangolási tartomány csaknem teljes tartományán a spektrum tiszta, pusztán a 9GHz körül hangolt komponenst tartalmazza, azonban 18-19V előfeszítések esetén megjelenik először a 3GHz-es komponens -27dBm teljesítménnyel, majd a 6GHz-es is, 19V diódafeszültség esetén a 3GHz-es jel teljesítménye -21dBm, a 6GHz-esé -31dBm.

Az aluláteresztő szűrő áthelyezésével változott a hangolási tartomány is. A kábelcsillapítást 2,5dB-lel közelítve megkerestem, mely legkisebb és legnagyobb hangolási feszültségen belül nagyobb a jelforrás teljesítménye 0dBm-nél. Így a hangolási tartomány 11,1-17,4V, mely 8,38-9,28GHz frekvenciatartományt jelent. Tehát az aluláteresztő szűrő áthelyezésével 100MHz-cel megnőtt a kimeneti frekvenciatartomány.

#### 4.6.3. A visszacsatolásra szánt jel mérése osztás előtti harmonikusszűrés esetén

Az elrendezés a 4.12. ábrán látható:



4.12. ábra: PLL bemenet mérése korábbi harmonikusszűréssel

A mérési eredmények:

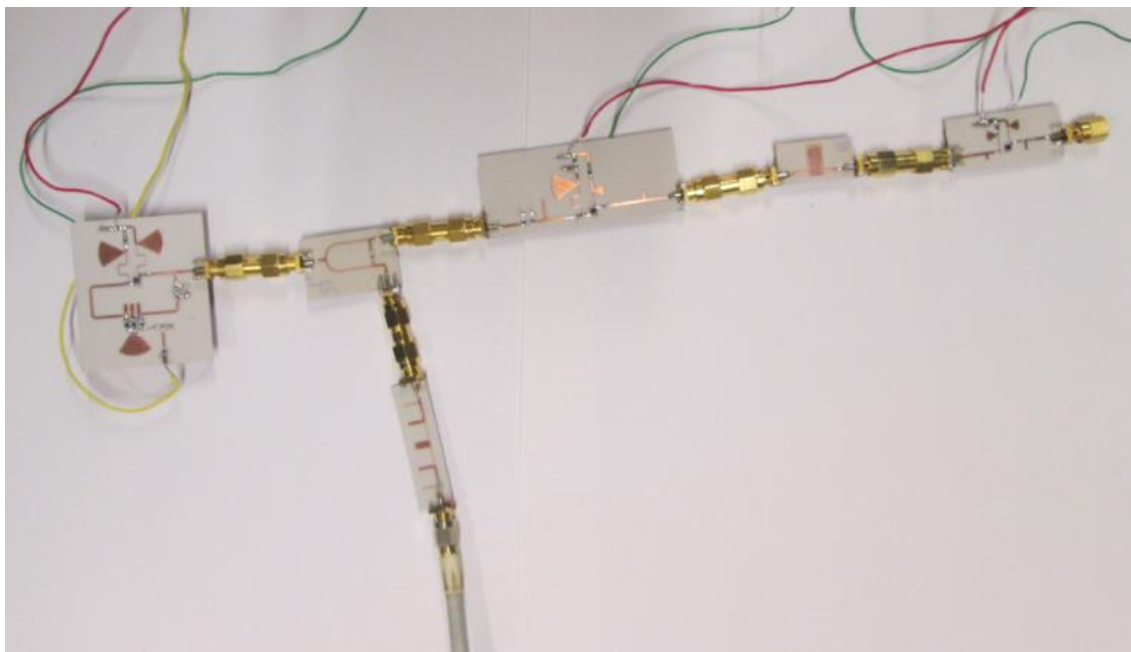
Hangoló feszültség [V]	Kimeneti frekvencia [GHz]	Kimeneti teljesítmény [dBm]	Megjegyzés
11	2,78	-1,7	
12	2,82	0,6	
13	2,89	1,1	
14	2,93	3,5	
15	2,98	4,0	
16	3,04	2,3	
17	3,11	1,3	
18	3,15	0,0	
19	3,17	1,1	
20	3,22	1,6	
21	3,24	2,0	
22	3,28	3,0	
23	3,30	3,1	Megjelenik egy 2,64GHz-es komponens is

Hangoló feszültség [V]	Kimeneti frekvencia [GHz]	Kimeneti teljesítmény [dBm]	Megjegyzés
24	3,32	2,7	Megjelenik 775MHz és harmonikusai
25	3,35	2,25	

A mérés során mutatkozik az úgynevezett „load pulling” jelenség, miszerint az oszcillátor terhelésétől függhet a rezgés frekvenciája. Továbbá a szűrő és a teljesítményosztó hatására az oszcillátornak 11-25V között csak 24V környékén nem „tisztá” a spektruma. Bár ez most nem releváns a 9GHz-körüli áramkörök korlátai miatt, jó tudni, hogy 3GHz körül mekkora tartományban lehetne használható az oszcillátor, illetve mennyire lenne kiterjeszthető a jelforrás frekvenciaátfogása pusztán a háromszoros frekvenciára tervezett áramkörök újratervezésével.

#### 4.6.4. A visszacsatolásra szánt jel mérése osztás utáni harmonikusszűrés esetén

A 4.13. ábrán látható az elrendezésről készített fénykép:



4.13. ábra: PLL bemenet mérése későbbi harmonikusszűréssel

A mérési eredmények:

Hangoló feszültség [V]	Kimeneti frekvencia [GHz]	Kimeneti teljesítmény [dBm]	Megjegyzés
11	2,78	-0,9	
12	2,82	0,0	
13	2,89	0,8	
14	2,93	3,0	
15	3,00	4,3	
16	3,04	5,2	
17	3,09	6,1	
18	3,13	5,6	
19	3,15	5,7	
20	3,18	2,7	645MHz és harmonikusai jelennek meg
21	3,22	4,4	
22	3,26	1,0	
23	3,30	-0,7	
24	3,32	-2,4	
25	3,35	-3,8	

A méréseket összehasonlítva adódik, hogy az oszcillátor kimenetén azonnal alkalmazva az aluláteresztő szűrőt szélesebb tartományban ad stabil rezgéseket a teljesítményosztó kimenetén. Az ezt akadályozó 645, 775MHz-es vadrezgések azonban mindig 20V-nál nagyobb hangoló feszültség esetén jönnek létre, melynél korábban, a háromszorozó utáni erősítő és szűrő hamarabb korlátozza a használható frekvenciasávot.

További érdekesség, hogy a teljesítményosztó kimenetének mérésekor mindkét esetben eltér a kimeneti frekvencia az oszcillátor önállóan mért eredményeitől (különösen 3GHz fölött észlelhető jelenség), azonban a két esetben az eltérés ellenkező előjelű.

#### 4.6.5. A különböző mérési elrendezések értékelése

Lényeges a meglepően nagy eltérés a teljesítményosztó kimenetén a két esetben. A második esetben (utólagos harmonikusszűréssel) valóban közelítőleg az oszcillátor mért kimeneti teljesítményének és a Wilkinson-hibrid beiktatási csillapításának különbségét mérjük, a korábbi harmonikusszűrés esetén viszont lényegesen csökken a frekvencia. Kíváncsiságból végeztem pár mérést úgy, hogy az oszcillátor kimenetén van a szűrő, azonban a teljesítményosztó egyenes ági kimenetét háromszorozó helyett csak az 50Ω-os lezárással zártam le, és így máris 1dB-lel nagyobb eredményt kaptam, mint a

4.6.3. pontban feltüntetett, tehát a teljesítményosztó izolációjának ellenére a másik kimenet háromszorozó miatti illesztetlen lezárása befolyásolja a mért teljesítményt.

A nagy teljesítménybeli eltérést ez önmagában nem magyarázza, viszont több egyéb oka lehet. Az aluláteresztő szűrő nem disszipál, veszteségét sugárzás és a dielektrikum polarizációja okozza, azonban a szűrő reflexiós elvű, tehát az át nem eresztett frekvencián visszaver. A visszavert harmonikusok az oszcillátorban konstruktívan vagy destruktívan hathatnak az alapharmonikusra, megfelelő áramköri elrendezést alkalmazva egy szűrőnél egyszerűbb reflektor is használható harmonikuselnyomásra, miközben a bemeneti jelet nem rontja, vagy éppen javítja.<sup>[15]</sup>

Ha a szűrő csak a teljesítményosztó egyik ágában van, a másik ág nem olyan mértékben ver vissza, mint egy erre fejlesztett szűrő, így ez a hatás nem észlelhető. A mért 6dBm környéki kimenet ugyanis kb. egyenlő az oszcillátor kimeneti teljesítményének és a teljesítményosztó csillapításának különbségével.

A mérések alapján logikus döntés a jelforrást a második konfigurációban használni, azaz az aluláteresztő szűrőt csak a teljesítményosztó azon ágába helyezni, melynek jelén nem végzünk frekvenciaszorzást. A döntés oka a 9GHz körüli szélesebb frekvenciaátfogás.

A döntés másik eredménye, hogy a frekvenciastabilizáló áramkör tervezésekor nem szabad megfelelkezni a kellő előcsillapításról, ugyanis az integrált fáziszárt hurkok javarészt -10...0dBm vagy -5...+5dBm teljesítményhatárok között dolgoznak, az ennél nagyobb teljesítmény meghibásodást okoz.

## 5. Összefoglalás

Dolgozataim befejezéséül szeretném összegezni az elért eredményeket, valamint ismertetni a jelforrással kapcsolatos jövőbeli terveimet.

### 5.1. Eredmények összegzése

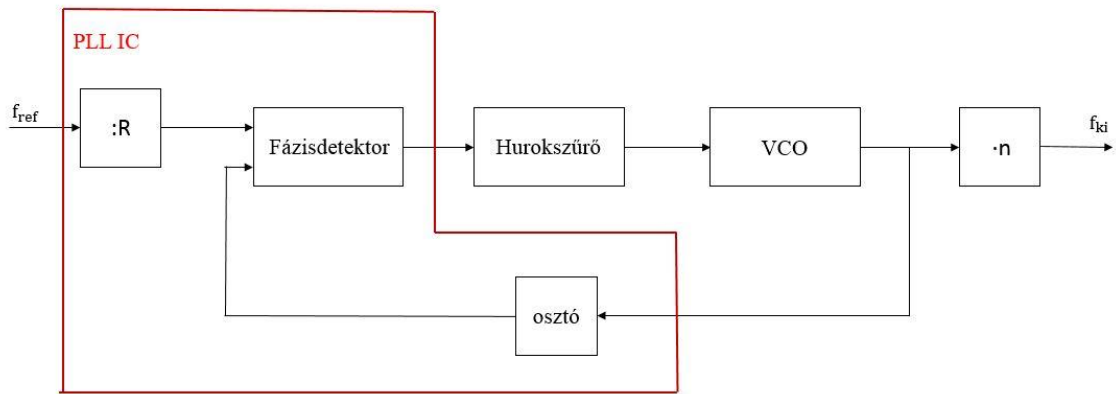
A TDK dolgozatban áttekintettem a hangolható mikrohullámú oszcillátorok, elosztott paraméterű szűrők, mikrohullámú erősítők általános tervezési módszereit, majd a módszereket alkalmazva megterveztem egy feszültségvezérelt oszcillátort, két erősítőt, két szűrőt, egy teljesítményosztót és egy sajátos frekvenciaháromszorozót.

Az áramköröket gyártatás után beültettem, majd meg is mértem. A megvalósított áramkörök eltértek a tervezett működéstől (9GHz-es erősítő, sávszűrő), az oszcillátor pedig némi kísérleti beállításra szorult, de összességében elmondható, hogy az áramkörök működnek, funkciójukat ellátják. Sikerült megvalósítani egy jelforrást, mely a 8,38-9,28GHz közötti 900MHz-es sávban hangolva legalább 1mW kimeneti teljesítménnyel rendelkezik. A frekvenciasáv felső határát nem az oszcillátor, hanem a kimeneti szűrő és erősítő szabta meg, így ezek optimalizálásával továbbfejleszhető lehet az áramkör.

### 5.2. Jövőbeli tervek

A jelforrás továbbfejlesztésével kapcsolatos terveim a közeljövőben kivitelezhetőek. A célom, hogy a hangolás elektronikusan működjön. Erre a leghatékonyabb módszer egy kvarcreferenciás digitális fáziszárt hurok IC-t alkalmazni, melyet szoftver vezérel, és néhány 10MHz-es raszterrel képes a VCO kimeneti frekvenciáját állítani. Az így előállítható stabilizált jelforrás blokkvázlata az 5.1. ábrán látható.

A blokkvázlatból a hurokszűrőtől jobbra eső elemek készen vannak (VCO, frekvenciasokszorozó, a visszacsatolási utat biztosító teljesítményosztó, és nem jelölt erősítő, szűrők).



5.1. ábra: Fáziszárt hurkos frekvenciaszintézis

A fennmaradó áramkörhöz a tájékozott alkatrészválasztáson (fáziszárt hurok, műveleti erősítő az aktív hurokszűrőhöz) kívül a hurokszűrő topológiájának és elemértékeinek meghatározása szükséges, valamint szoftver írása, melyen keresztül a felhasználó vezérelheti a kimeneti frekvenciát.

Végül a fáziszárt hurokkal stabilizált jelforrás kimenetén újabb fontos méréseket kell végezni, például a kimenet által tartalmazott és nemkívánt „spurious” zavarjelek frekvenciája, nagysága, oka, valamint a jelforrás fáziszaja – mely jelenlegi szabadonfutó állapotában kedvezőtlen, ráadásul a későbbi stabilizálás miatt némiképpen irreleváns is.



## Köszönetnyilvánítás

Szeretnék köszönetet mondani konzulensemnek, dr. Berceli Tibor professzor úrnak, aki rendszeres konzultációink során minden problémát meg tudott világítani más szemszögből, és a pillanatnyi sikertelenségek során sem hagyta, hogy csüggedjek.

Köszönettel tartozom továbbá Mészáros Gergely PhD hallgatónak, akivel a laborban töltött közös idő alatt rendszeresen kialakuló építő szakmai beszélgetéseink rendkívül hasznosnak bizonyultak, illetve konkrét kérdésekkel is bármikor kereshettem.



AZ EMBERI ERŐFORRÁSOK MINISZTERIUMA ÚNKP-17-2-I KÓDSZÁMÚ ÚJ NEMZETI KIVÁLÓSÁG PROGRAMJÁNAK TÁMOGATÁSÁVAL KÉSZÜLT

## Irodalomjegyzék

- [1] David M. Pozar: *Microwave Engineering, Fourth Edition*, John Wiley & Sons, Inc., 2012., ISBN 978-0-470-63155-3
- [2] Tibor Berceli: *Nonlinear Active Microwave Circuits*, Akadémiai Kiadó, Budapest, 1987., ISBN 963-05-4303-6
- [3] Christian Gentili: *Microwave Amplifiers and Oscillators*, McGraw-Hill, 1987., ISBN 0-07-022995-3
- [4] Dr. Kása István: *Mikrohullámú integrált áramkörök*, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1978., ISBN 963 10 2236 6
- [5] Seymour B. Cohn: *Parallel-Coupled Transmission-Line-Resonator Filters*, IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1958., p. 223-231.
- [6] A RO4003C hordozó adatlapja, forrás (utolsó elérés: 2017.10.24.):  
<http://www.rogerscorp.com/acs/products/54/ro4003c-laminates>
- [7] Az AWR Microwave Office szoftver honlapja (utolsó elérés: 2017.10.24.):  
<http://www.awrcorp.com/products/ni-awr-design-environment/microwave-office>
- [8] A CST Microwave Studio szoftver honlapja (utolsó elérés: 2017.10.24.):  
<https://www.cst.com/products/cstmws>
- [9] 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
- [10] Az Infineon Technologies BFP405-ös tranzisztorának adatlapja (utolsó elérés: 2017.10.24.):  
<https://www.infineon.com/cms/en/product/rf-and-wireless-control/rf-transistor/low-noise-si-transistor-up-to-5-ghz/BFP405/productType.html?productType=db3a3044243b532e0124c9ceb2cb635d>
- [11] A Johanson Technology cég katalógusa (utolsó elérés: 2017.10.24.):  
<http://www.johansontechnology.com/catalog>
- [12] Az Infineon Technologies BB837-es változtatható kapacitású diódájának adatlapja (utolsó elérés: 2017.10.24.):  
<https://www.infineon.com/cms/en/product/rf-and-wireless-control/rf-diode/rf-varactor-diode-and-tuner/sat-tuner/BB837/productType.html?productType=ff80808112ab681d0112ab6fe5b8286e>
- [13] Az Infineon Technologies BFP740-es tranzisztorának adatlapja (utolsó elérés: 2017.10.24.):  
<https://www.infineon.com/cms/en/product/rf-and-wireless-control/rf-transistor/ultra-low-noise-sigec-transistor-for-use-up-to-12-ghz/BFP740/productType.html?productType=db3a3044243b532e012501620a877ce0>
- [14] Stephen A. Maas: *Nonlinear Microwave and RF Circuits*, Second Edition, Artech House, 1988., ISBN 1-58053-484-8
- [15] Gergely Mészáros, Tibor Berceli: *Reduction of Harmonics and Noise of Microwave Oscillators*, 20<sup>th</sup> International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communication (MIKON), 2014.