



Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem

Villamosmérnöki és Informatikai Kar

Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék

Mikrohullámú spektrumanalizátor tervezése

Tudományos Diákköri Konferencia

Készítette

Molnár Dávid

Konzulens

Szalay Zoltán Attila

Budapest, 2018



Tartalomjegyzék

Kivonat.....	2
Abstract	3
Bevezetés.....	4
1. fejezet: Elméleti áttekintés	5
2. fejezet: Rendszerterv	11
3. fejezet: Mikrohullámú tervezés és verifikáció	20
4. fejezet: A kapcsolási rajz és a nyomtatott áramkör kialakítása.....	30
Összefoglalás.....	45
Köszönetnyilvánítás	46
Irodalomjegyzék.....	47

Kivonat

A frekvenciatartománybeli mérési módszerek egyik alapvető eszköze a spektrumanalizátor. Napjaink hálózati vezetékes vagy vezeték nélküli infrastruktúrái egyre magasabb frekvenciákon üzemelnek, így különösen fontossá válik a széles sávon történő spektrummérés. A mai modern mikrohullámú spektrumanalizátorok kiváló paraméterekkel (frekvenciatartomány, zajtényező, dinamikatartomány, lefutási idő, osztálypontosság) bírnak, azonban számos alkalmazás esetén nincs szükség egy drága precíziós műszerre, hanem elég annak egy kompaktabb változata, mely ugyan nagy dinamikatartománnyal rendelkezik, azonban ára jóval mérsékeltebb.

Dolgozatomban egy 80 MHz-től közel 6 GHz-ig működő spektrumanalizátor tervezését mutatjuk be. A megtervezett hardver magját egy nagy érzékenységgel rendelkező ISM sávú rádiófrekvenciás vevőchip képezi, mely alkalmas a vett jelerősség (RSSI) mérésére. A vételi frekvenciatartomány kiterjesztését a szuperheterodin elv teszi lehetővé. Ennek megfelelően a chiphez terveztünk egy mikrohullámú interfészt, mely két keverőfokozattal, egy lokál- és egy hangolható oszcillátorral rendelkezik, így a beérkező szélessávú jelet egy diszkrét, keskeny frekvenciasávra transzponálja. A keverőfokozatokkal a jelútban lévő frekvencialépcsők úgy lettek megalkotva, hogy a bemeneten jelentkező tükrőfrekvenciás sáv jelentősen csillapítva legyen, ugyanakkor az egyes alegységek (szűrők, erősítők, keverők, oszcillátorok, stb.) felé támasztott frekvenciatartománybeli követelmények még teljesíthetők legyenek. A rendszer egyes elemeit a legújabb, de már a széles körben elérhető árfekvéssel rendelkező integrált áramkörök alkotják, ugyanakkor a rendszerben helyet kap egy-egy mikrohullámú alul- és sáváteresztő szűrő, melyek teljes mértékben saját tervezésűek. Az eszköz komponenseit egy mikrokontroller vezérli, mely a mérési adatokat UART-on keresztül továbbítja.

A dolgozatban egy rövid elméleti áttekintést követően bemutatjuk a rendszertervet, melyből átláthatóvá válik a rendszer architektúrális felépítése. Ezután az egyes komponensek felé támasztott komoly követelményeket és azok realizációját ismertetjük, továbbá kitérünk a teljes rendszerre vonatkozó kapcsolási rajz és a nyomtatott áramkör tervezési folyamatára és azok kihívásaira, valamint közöljük azokat a releváns térszimulációs és mérési eredményeket, melyek a tervezés folyamán és a gyártást követően születtek.

Abstract

Spectrum analysers are one of the most fundamental devices of frequency domain measurement methods. Nowadays the wired and wireless network infrastructures operate on higher and higher frequencies, thus measuring broadband spectrum becomes essential. Modern microwave spectrum analysers do have excellent parameters (frequency range, noise figure, dynamic range, sweep time, class of accuracy), however, many applications do not require an expensive precision measuring instrument but a simpler and less pricy version of that with a high dynamic range.

In this paper we introduce the design of a spectrum analyser operating from 80 MHz to around 6 GHz. The core element of the designed hardware is an ISM band radio transceiver which has high receive sensitivity and is able to measure the received signal strength indicator (RSSI). Considering that superheterodyne principles make it possible to extend the receivable frequency band, for the transceiver chip we have designed a microwave interface containing two mixer blocks, a local and a tuneable oscillator. The interface transposes the received broadband signal to a discrete, narrow frequency band. The frequency stages in the signal path are created in such a way that the image frequency is strongly attenuated while the frequency domain requirements against the subunits (filters, amplifiers, mixers, oscillators, etc.) are still met. Most of the components of the system are modern but inexpensive integrated circuits, furthermore two entirely self-designed microwave filters (a low- and a band-pass filter) also take place in the system. The components of the device are controlled by a microcontroller which transmits the measurement data via UART.

In this paper after a short theoretical overview we introduce the system plan which clarifies the architectural structure of the system. Following that, the quite serious requirements against the components and their realization are discussed, then the circuit diagram and the printed circuit board design process of the whole system are presented (we mention the challenging aspects as well). The relevant electromagnetic field simulation and measurement results, made during the design phase and after the manufacturing, are also detailed in this paper.

Bevezetés

A frekvenciatartománybeli mérési módszerek egyik alapvető eszköze a spektrumanalizátor. A mai modern spektrumanalizátorok rendkívül széles frekvenciatartományban működnek, kis zajtényező, nagy dinamikatartomány, továbbá rendkívül gyors lefutási idő és adatfeldolgozás jellemzi őket. A spektrumanalizátorok a mérési tartomány kiterjesztéséhez alapvetően a frekvenciatranszponálás elvét használják ki, mely által megfelelő felbontású (nagy szelektivitású) spektrumvizsgálati módszer realizálható. A kereskedelmi forgalomban számos olyan műszer megtalálható, mely a fenti tulajdonságokat integrálja, azonban ezek vételára meglehetősen magas.

Feladatom végcélja, hogy egy általános célú szubGHz-es rádiófrekvenciás vevőchip felhasználásával és egy szuperheterodin elvű mikrohullámú interfész megtervezésével létrehozzak egy olyan spektrumanalizátort, mely képes 80 MHz – 6 GHz sávot monitorozni. A tervezés egyik kihívása, hogy viszonylag alacsony költségvetésből úgy realizáljuk ezt a mérőhardvert, hogy zajparaméterei és érzékenysége megfelelő mértékű dinamikatartományt eredményezzen.

A dolgozatban áttekintem azokat a legfontosabb alapelveket és fogalmakat, melyek megalapozták a tervezést, továbbá részletesen kitérek a rendszer felépítésére és a rendszer részegységeinek működésére, valamint ismertetem a munka folyamán elvégzett releváns mérési eredményeket is.

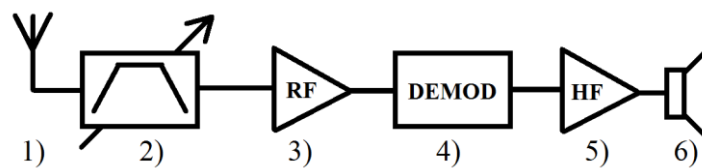
A fentiek alapján tehát az 1. fejezet tartalmazza az elméleti áttekintést, mely megalapozza a tervezési megfontolásokat és segít érthetővé tenni a dolgozat további részét. A 2. fejezetben részletesen bemutatom a rendszertervet, ami által architekturálisan átláthatóvá válik a megtervezett eszköz. A 3. fejezetben a hordozólemez tulajdonságait veszem górcső alá, továbbá a mikrohullámú szűrők megtervezését és azok mérési eredményeit is közlöm. Ebben a fejezetben helyet kap a hordozólemez mérésekkel történő tesztelése is. A 4. fejezetben a kapcsolási rajz és a nyomtatott áramkör rajzolata kap helyet, de nem csupán a terveket közlöm, hanem az egyes tervezési lépéseket magyarázattal is indoklom. A dolgozat végén, az összefoglalásban összesítem a tervezési munkát, a mérések eredményeit, az eszköz megvalósított funkcióit és a fejlesztési lehetőségeket.

1. fejezet

Elméleti áttekintés

Ahhoz, hogy megértsük a frekvenciatartománybeli mérés módszerét, érdemes áttekinteni, hogy a rádiófrekvenciás jelek vételkor milyen vevőkészülékkel történhet a jelfeldolgozás, és hogy az milyen komponensekből épül fel. Lássuk tehát az elképzelhető vevőstruktúrákat, amikre építkezve eljuthatunk a spektrumanalizátorok elvi felépítéséhez is.

1.1 Egyenes vevők



1. ábra: Az egyenes vevő blokkvázlata: 1) vevőantenna, 2) hangolható sáváteresztő szűrő, 3) rádiófrekvenciás erősítő fokozat, 4) demodulátor, 5) hangfrekvenciás erősítő fokozat, 6) hangforrás

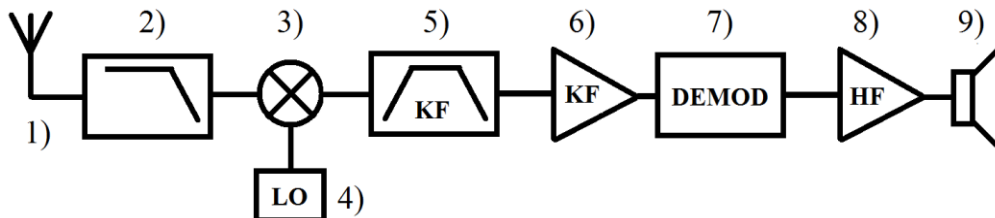
Az 1. ábrán látható egyenes vevő működésének lényege, hogy a venni kívánt sáv szélességet egy hangolható sáváteresztő szűrővel válasszuk ki, majd a vett rádiófrekvenciás jelet egy erősítőfokozaton átengedve közvetlenül demoduláljuk, ami által kinyerjük az alapsávi vagy éppen hangfrekvenciás jelet.

A fenti vételtechnika egy az egyben csak olyan alkalmazásoknál használható, ahol kicsiny relatív sáv szélességet szeretnénk átfogni. Ennek az az oka, hogy elvi szinten is rendkívül nehéz egy bizonyos frekvenciatartományban állandó sáv szélességű hangolható szűrőt készíteni, széles frekvenciasávban pedig lehetetlen. Ezt támasztja alá, ha például elképzelünk egy egyszerű párhuzamos LC rezgőkört, aminek mindkét eleme hangolható. Ugyanazt a rezonanciafrekvenciát más és más LC számpárokkal ki lehet hangolni, azonban attól függően, hogy az L és C értéke mekkora, változik a rezgőkör jósága, ami közvetlenül befolyásolja a sáv szélességet. Ha az egyik elemet állandónak tekintjük és a másik elemet hangoljuk, akkor változik ugyan a rezonanciafrekvencia és létrejön a sáv váltás, de ebben az esetben is változni fog a jósági tényező és nem lesz állandó a szelektivitás.

Megjegyzésre méltó, hogy a csúcskategóriás spektrumanalizátorokban előszűrés céljából alkalmaznak hangolható szűrőket, ún. YIG szűrőket, azonban ezek 3-4 GHz felett működnek és meglehetősen költséges alkatrészek. Ha teljesül is a szélessávú hangolhatóság feltétele, a következő leküzdhetetlen akadályt a demodulátor szélessávú realizációja jelenti.

1.2 Szuperheterodin vevők

Az egyenes vevőt az teszi alkalmatlanná, hogy az eszköz elemértékeinek változtatásával változik a szűrő sáv szélessége és különböző frekvenciákon más és más a szelektivitás mértéke. Ezt a problémát oldja fel a szuperheterodin struktúra, mely a 2. ábrán látható.

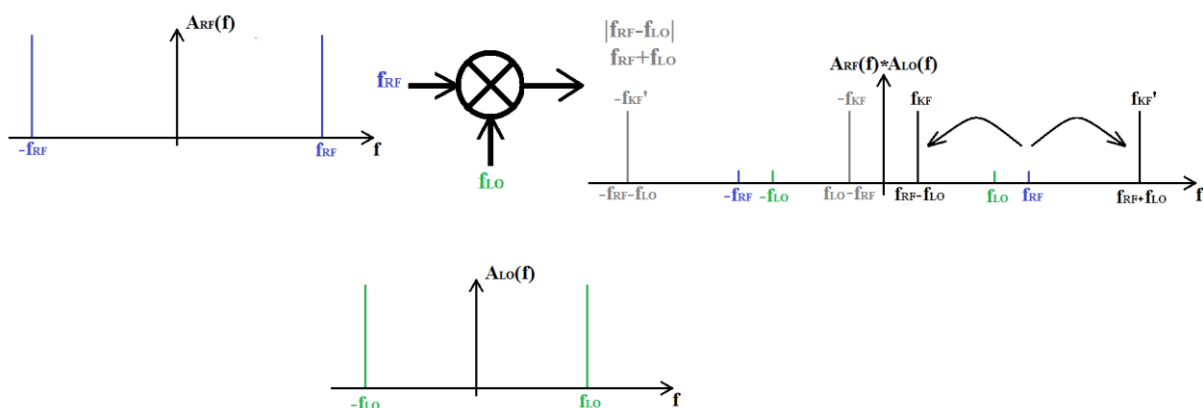


2. ábra: A szuperheterodin vevő blokkvázlata: 1) vevőantenna, 2) aluláteresztő szűrő, 3) keverő, 4) helyi oszcillátor, 5) középfrekvenciás sáváteresztő szűrő, 6) középfrekvenciás erősítő fokozat, 7) demodulátor, 8) hangfrekvenciás erősítő fokozat, 9) hangforrás.

A szuperheterodin elv lényege, hogy nem a bemeneti szűrőt hangoljuk a venni kívánt frekvenciához, hanem a frekvenciát transzponáljuk adott helyre és ott, egy megfelelő karakterisztikájú középfrekvenciás (KF) szűrőn engedjük át a jelet, mely állandó sáv szélességű. A többszörös transzponálás által nagyon jó felbontású spektrum mérés lesz elérhető. A frekvenciatranszponálás két különböző frekvenciájú jel időtartománybeli szorzásából áll elő. Ezt írja le a következő kifejezés is:

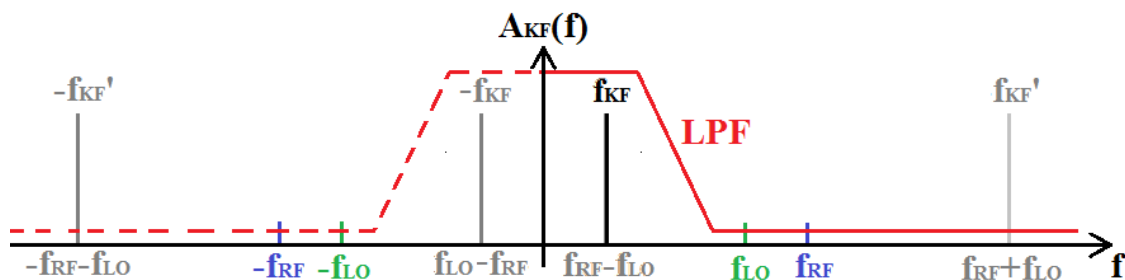
$$A \cos(2\pi f t) \cdot \cos(2\pi f_0 t) = \frac{A}{2} \cos(2\pi(f - f_0)t) + \frac{A}{2} \cos(2\pi(f + f_0)t).$$

A kifejezésből jól látható, hogy a szorzat eredménye egy különbségi és egy összegfrekvenciás komponens, azaz megvalósult a frekvenciaváltás. Ha például magasabb frekvenciáról váltunk alacsonyabbra, akkor az összegfrekvenciás tag elnyomható egy aluláteresztő szűrővel. Nagyfrekvenciás jelek közötti szorzás művelete egy nemlineáris elemmel, a keverővel valósítható meg. Egy ideális keverő be- és kimenetének spektrumviszonyait a 3. ábra mutatja be.



3. ábra: Egy keverő elméleti be- és kimeneti spektruma

A bemenetre adott RF¹ jelet (f_{RF}) a helyi oszcillátor (f_{LO}) segítségével különbségi és összegfrekvenciás tagokra lehet képezni, melyek a keverő középfrekvenciás² (KF) kimenetén fognak megjelenni.



4. ábra: A keverő kimenetének és annak megszárt változatának spektrális ábrázolása

Egy valóságos keverő kimenete nem csak a bemeneti jelnek és a lokáljelnak a különbségi- ($f - f_0$) és az összegfrekvenciáját ($f + f_0$) fogja előállítani, hanem további magasabb rendű modulációs termékeket is, az alábbi összefüggés szerint:

$$f_{ki} = |nf_{LO} \pm mf|, \text{ ahol } n, m \in \mathbb{N}. \quad (1)$$

Az (1) képlet a keverő nemlinearitásából következik, azonban egy megfelelően tervezett keverő áramkör a másod-, harmad- vagy magasabb rendű tagokat jóval kisebb jelszinttel produkálja. Hasonló igaz magára a bemeneti jelre, továbbá a lokáljelre is. A nagymértékű izolációnak és az eszköz harmonikus elnyomásának köszönhetően dominánsan az összeg és különbségi tagok jelennek meg a kimeneten. Ahhoz, hogy kiválasszuk, hogy közülük melyik frekvenciájú jelet szeretnénk továbbvinni egy alul- vagy sáváteresztő szűrőt kell a keverő után helyeznünk. A szűrő nem csak a kívánt jelkomponenst választja ki, hanem eliminálja az összes többi felharmónikus jelet, így javul a jel-zaj viszony, továbbá megvédi a következő teljesítményfokozatot a telítődéstől.

Ha ismerjük a helyi oszcillátor frekvenciáját és egy jó levágású szűrővel kiválasztottuk, hogy magasabb vagy alacsonyabb frekvenciára keverünk, egy további problémát is meg kell oldani, hogy biztosítsuk a vett jel egyértelműségét. Tételezzük fel, hogy 400 MHz a venni kívánt jel frekvenciája és a bemenetet 2,4 GHz-re szeretnénk felkeverni, amihez egy 2 GHz-es helyi oszcillátort alkalmazunk. Némi megfontolás után felmerül az alábbi kérdés: ha 2,4 GHz-et látok a kimeneten és tudom, hogy 2 GHz-es a lokál oszcillátor, akkor honnan tudjuk, hogy a bemenetre vajon 400 MHz került vagy 4,4 GHz? A kérdés helytálló, hiszen ha egy 4,4 GHz

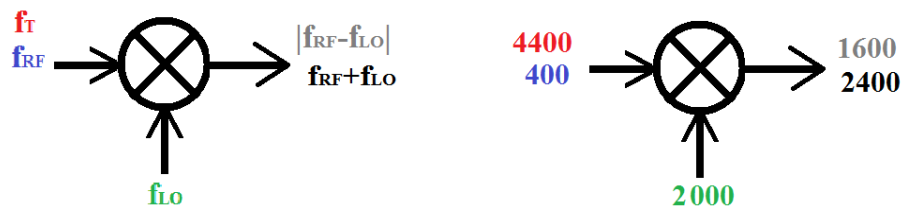
¹ Radio Frequency. Rádiófrekvenciás jel, melynek frekvenciája 20-30 kHz-től 300 GHz-ig terjedhet.

² KF frekvencia. Közép, mert logikailag a bemeneti és az alapsávi jel között helyezkedik el, nem pedig azért, mert frekvenciaértéke a bemeneti és az alapsávi frekvencia között van, hiszen előfordulhat az is, hogy a KF sáv nagyobb frekvencián van, mint a bemeneti jelfrekvencia.

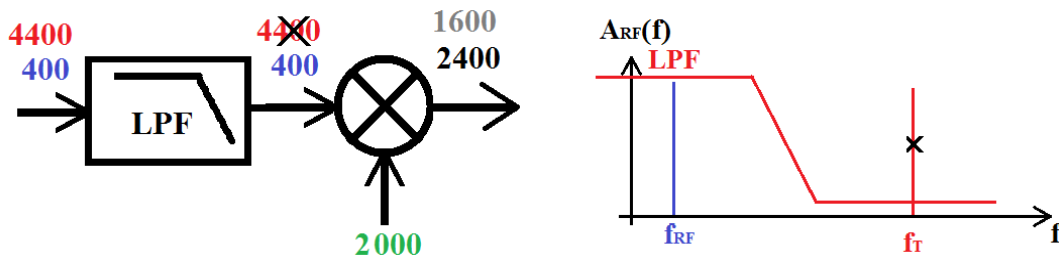
frekvenciájú jelet 2 GHz-cel szorozok, akkor az ugyancsak 2,4 GHz-es kimeneti jelet eredményez. A fenti számpéldában a 4,4 GHz az úgynevezett tükörfrekvencia és az őt biztosító jelforrás a tüköradó. A tükörfrekvencia (f_t) értékét a (2) kifejezés adja meg:

$$f_t = \begin{cases} f + 2f_{KF}, & \text{ha } f < f_{LO} \wedge f_{LO} > f_{KF} \\ |f - 2f_{KF}|, & \text{ha } f < f_{LO} \wedge f_{LO} < f_{KF} \vee f > f_{LO} \end{cases} \quad (2)$$

ahol f_{KF} a keverő kimenetén szűrővel kiválasztott középfrekvencia, f_{LO} a lokál oszcillátor frekvenciája és f a venni kívánt bemeneti jel frekvenciája [1]. Attól függően, hogy a venni kívánt bemeneti frekvenciához képest hol helyezkedik el a tükörfrekvencia, a bemenetre egy alul- vagy felüláteresztő szűrőt kell helyeznünk, mely a tüköradót hatékonyan eliminálja. A tükörfrekvencia tulajdonságait szemlélteti az 5. ábra is.



5. ábra: Tükörfrekvencia szemléltetése



6. ábra: Tükörfrekvencia kiszűrése a bemeneten

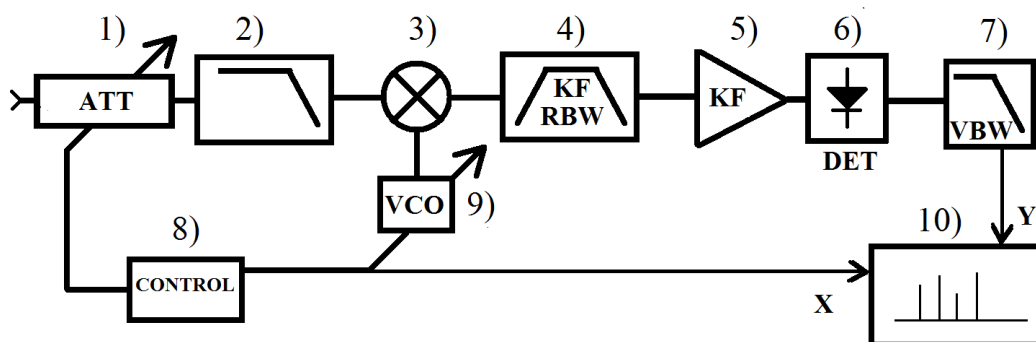
Összegezve, a tükörfrekvencia elnyomásáról gondoskodni kell, különben nem lehetünk meggyőződve arról, hogy kizárólag csak annak a sávnak a teljesítményét detektáljuk, aminek a vétele vagy mérése szándékunkban áll.

Az eddigi diszkusszió alapján elmondható, hogy a 2. ábrán található szuperheterodin elvű vevő blokkvázlatában a bemeneti aluláteresztő szűrő biztosítja a tükörszelektivitást, a keverő végzi a frekvenciatranszponálását a helyi oszcillátor segítségével. A keverő kimenetén a megfelelő jelet egy középfrekvenciás sáváteresztő szűrőn engedjük át. A keverő és a szűrő is veszteséges elem, így szükséges, hogy a hasznos jelteljesítményt növeljük, amit a szűrő utáni középfrekvenciás erősítőkkel tehetünk meg. Azonos frekvencián a gerjedés veszélye nélkül maximum két, megfelelően árnyékolt (izolált) erősítők fokozat alkalmazható. Alkalmazástól függően a középfrekvenciás jelet továbbtranszponálhatjuk egy második középfrekvenciára, de

vezethetjük a demodulátorba is, mely előállítja a vivőjel által szállított hasznos adatokat. Az adatokat bufferelve, vagy éppen a beszédjelet egy hangfrekvenciás erősítőre kapcsolva létrejön az információátvitel. A szuperheterodin vevőnek a legtipikusabb és legegyszerűbb alkalmazása az FM rádió.

1.3 Spektrumanalizátorok működése

Egy spektrumanalizátor alapvető funkciója, hogy a mérendő jelre vonatkoztatva frekvenciatartományban teljesítménymérést végezzen. Egy klasszikus spektrumanalizátor egyszerűsített blokkvázlata látható a 7. ábrán.



7. ábra: Klasszikus spektrumanalizátor egyszerűsített blokkvázlata: 1) vezérelhető csillapító, 2) aluláteresztő szűrő, 3) keverő, 4) sáváteresztő szűrő, 5) középfrekvenciás erősítő, 6) teljesítménymérő detektor, 7) video szűrő, 8) vezérlő, 9) feszültségvezérelt oszcillátor, 10) kijelző.

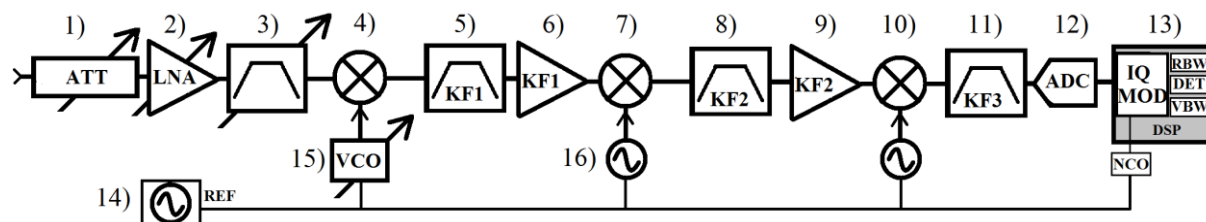
A műszer bemeneti fokozatait és az illesztettséget a vezérelhető csillapító biztosítja, amit a tűkőrszelektivitást biztosító aluláteresztő szűrő követ. A jel ezután egy keverőre kerül, ahol változtatható frekvenciájú oszcillátorral a bemeneti frekvenciatartományt pásztázva az éppen aktuálisan venni kívánt frekvenciájú jelet egy állandó középfrekvenciára térünk át. A középfrekvenciás jelet a KF sávszűrő teszi spektrálisan tisztábbá, majd a jelút egy KF erősítőre vezet. A jelteljesítményt egy detektorral mérjük, a mért érték adatsorát egy átlagoló jellegű ún. video szűrőn átengedve a kijelző Y tengelyén időben átlagolva jelenítjük meg. A Y értéket pedig X függvényében ábrázoljuk, azaz vezéreljük a lokáloszcillátort, ami alapján tudjuk, hogy éppen melyik frekvencia kicsiny környezetét (RBW³) monitorozzuk. A helyi oszcillátort feszültségvezérelt oszcillátor (VCO⁴) valósítja meg, és úgy vezéreljük, hogy adott idő alatt az végigpásztázzon a vizsgált frekvenciatartományon és ábrázolja az adott frekvenciához tartozó vett teljesítményszintet. A sweeplés idejét, azaz a frekvenciatartományon való végigpásztázás

³ Resolution Bandwidth. Felbontási sávszélesség.

⁴ Voltage Controller Oscillator. Feszültség-vezérelt oszcillátor.

idejét lefutási időnek hívjuk. A lefutási idő nő, ha a video szűrő sávszélességét (VBW⁵) vagy az utolsó KF szűrő sávszélességét (RBW) csökkentem, cserében pontosabb frekvenciafelbontást kapok.

1.4 Modern spektrum analizátor architektúra



8. ábra: Egy modern spektrumanalizátor egyszerűsített blokkvázlata [2]: 1) vezérelhető csillapító, 2) kiszajú erősítő, 3) YIG-szűrő, 4) felkeverő fokozat, 5) sáváteresztő szűrő (első KF), 6) erősítő fokozat (első KF), 7) keverő, 8) sáváteresztő szűrő (második KF), 9) erősítő fokozat (második KF), 10) keverő, 11) sáváteresztő szűrő (harmadik KF), 12) analóg-digitál átalakító, 13) jelfeldolgozó rendszer, 14) referencia oszcillátor, 15) feszültség-vezérelt oszcillátor, 16) helyi oszcillátor

A korszerű műszerekben nem csak egy, hanem legalább három keverőfokozat van, illetve a főbb frekvenciatartományok mérése bemeneti sáváteresztő szűrők segítségével külön ágakon történik, ezzel is optimalizálva az egyes frekvenciatartományokon üzemelő eszközök tulajdonságait és növelve a lefedett frekvenciatartományt. A műszerben számos hangolható és precíziós elem található annak érdekében, hogy a zajtényező a lehető legkisebb, a dinamika- és frekvenciatartomány pedig a lehető legnagyobb legyen. A 8. ábrán látható blokkvázlatban a 3. KF sáv (KF3) után analóg-digitál átalakító segítségével átlépünk a digitális jelfeldolgozó blokkba, ahol nagy teljesítményű gyors adatfeldolgozás érhető el, digitális KF szűrőkkel, széles skálán állítható RBW-vel. A modern spektrumanalizátorok természetesen fel vannak vértvezve számos extra funkcióval is, mellyel képesek demodulációra, alapértelmezett szabványmérésekre, stb, azonban egy műszer képességeit markánsan nem ezek, hanem a tiszta RF paraméterek határozzák meg.

A legmeghatározóbb műszerjellemzők az alábbiak: frekvenciatartomány, frekvencia osztálpontosság és stabilitás, felbontási sávszélesség, bemeneti érzékenység, eredő zajtényező, lefutási idő, dinamikatartomány, fáziszaj [2].

⁵ Video Bandwidth. Video szűrő sávszélessége. Aluláteresztő jellegű (átlagoló) digitális szűrő.

2. fejezet

Rendszerterv

Ebben a fejezetben a rendszer iránt támasztott szigorú, de még teljesíthető követelmények kialakítását, valamint a rendszer architekturális felépítését tárgyalom, továbbá a követelményekből kiindulva a rendszer komponenseinek részletes specifikációi is dokumentálásra kerülnek.

2.1 A tervezési követelmények meghatározása

Az általam tervezni kívánt eszköz esetében nulladik közelítésben a 0 – 6 GHz-es frekvenciatartomány lett megcélózva, azonban ennek a realizálhatóságát több akadály is megnehezíti, illetve megdrágítja. Éppen ezért a fenti specifikációt enyhítettem, melynek okai a következőkben kerülnek kifejtésre.

Az egyenfeszültséget nagyon ritkán engedjük be a rendszer RF csatornájába, hiszen a mikrohullámú eszközök (erősítő, keverő) nem dolgoznak egyenfeszültséggel, így a legtöbb spektrumanalizátor rendelkezik egy alsó frekvenciával, mely alatt nem képes mérni. Ez az alsó határfrekvencia széles skálán mozoghat, azonban a modern, széles tartományban működő műszerekben ez a MHz-es, ritkán a kHz-es nagyságrendbe esik.

Tételezzük fel, hogy az általam tervezni kívánt eszköz alsó határfrekvenciája 10 MHz, azaz 0,01 GHz. Ha a venni kívánt legmagasabb frekvenciát 6 GHz-nek tekintem, akkor az alábbi négy féle módon lehet a helyi oszcillátor frekvenciáját és a középfrekvenciát megválasztani.

1. táblázat: A KF és VCO frekvencia kiválasztása

Sorszám	f_{be} [GHz]	f_{KF} [GHz]	f_{VCO} [GHz]	$f_{tükr}$ [GHz]
1	0.01...6	4	3,99...0...2	2...8
2	0.01...6	4	4,01...10	8,01...14
3	0.01...6	7,5	7,49...1,5	14,99...9
4	0.01...6	7,5	7,51...13,5	15,01...21

Az 1. táblázat alapján elmondható, hogy a 1. sorszámú megoldás nem vezet megfelelő működésre, hiszen a tükrösáv nagy része megegyezik a venni kívánt frekvenciasávval is. A 2. sorszámú verzió tükrösávjának és a bemeneti frekvenciatartománynak nincs metszetük, ami pozitív tényező, azonban a VCO maximális frekvenciája a realizálhatóság szempontjából túl magasnak bizonyul. A 3. sorszámú megoldás hibátlannak mondható, hiszen a tükrösáv könnyen elnyomható, továbbá mérsékeltebbek a VCO és a keverő iránt támasztott követelmények. A 4. sorszámú adná a legtökéletesebben elnyomható tükrörfrekvenciás frekvenciaösszetevőket,

azonban ebben az esetben rendkívül nagy VCO frekvenciákkal kellene dolgozni, melyet a piacon kapható, elérhető árral rendelkező termékek egyáltalán nem tudnak teljesíteni. Elmondható tehát, hogy a tervezés során a 3. sorszámú megoldás mentén kell továbbhaladni. Az elérhető VCO-kat és keverőket felkutatva, megállapítottam, hogy nagyon kevés van, amely egészen alacsony frekvenciáktól 6 GHz-ig vagy afelett, széles sávban képes működni, így a piacon lévő termékekhez kell igazítani a fenti nagyvonalú frekvenciatartományt.

A frekvenciatartományra vonatkozó korlátozó tényezőket az alábbi alkatrészek befolyásolják:

- keverő: egy mérsékelt árfekvésű, széles tartományban működő keverő maximális frekvenciája 6-7 GHz, tehát csökkenteni kell a KF frekvenciát 7 GHz alá! Az első KF frekvencia ezáltal legyen 6,8 GHz.
- a bemeneti tükröselektivitást biztosító aluláteresztő szűrő: a 6 GHz-es komponenst még át kell engednie, de a 6,8 GHz-es KF frekvencia esetén kiadódó 7,6 GHz-es tükroradót pedig már markánsan el kell nyomnia, ami nagyon szigorú specifikáció. Ezt úgy lehet enyhíteni, hogy a felső határfrekvenciát 5,8 GHz-re csökkentük, hiszen ebben az esetben 7,8 GHz-es lesz a legközelebbi tükroradó.
- KF sávszűrő: az alsó határfrekvencia legyen 100 MHz, hiszen ezen a frekvencián még relatíve könnyű megvalósítani a kapacitív csatolást, továbbá a 6,8 GHz-re történő keverésnél a kimeneten így keletkező 6,6 GHz-es terméket még van lehetőség egy keskenysávú KF sávszűrővel eliminálni.

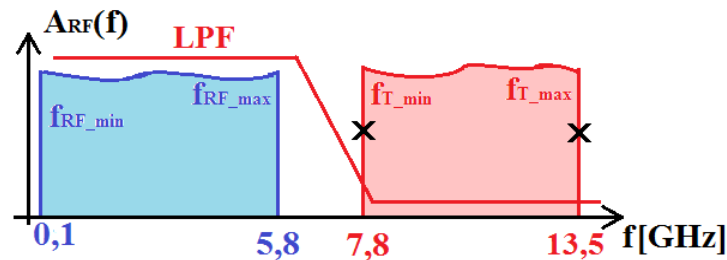
A fenti megfontolások alapján az enyhített specifikáció a következő:

- frekvenciatartomány: 0,1 – 5,8 GHz
- első KF frekvencia (KF1): 6,8 GHz
- VCO frekvenciasáv: 1...6,7 GHz
- tükrösáv: 7,8...13,5 GHz (a bemeneti mikrohullámú LPF-fel már elnyomható)
- második KF frekvencia (KF2): 434 MHz, ami a 6,8 GHz-es jelből egy 6366 MHz-es helyi oszcillátor és egy keverő segítségével áll elő.

Elmondható, hogy az így kialakított határfrekvenciák az eszköz felé olyan követelményeket támasztanak, melyek ugyan szigorúak, azonban megvalósíthatóságuk nem ütközik leküzdhetetlen akadályba.

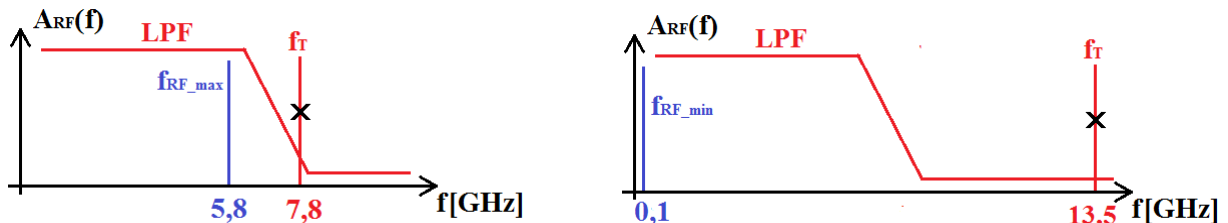
2.2 A követelmények spektrális szemléltetése

Az imént tárgyalt specifikációt spektrálisan a következő ábrák mutatják be. A 9. ábra szemléletesen a bemeneti spektrumot mutatja.



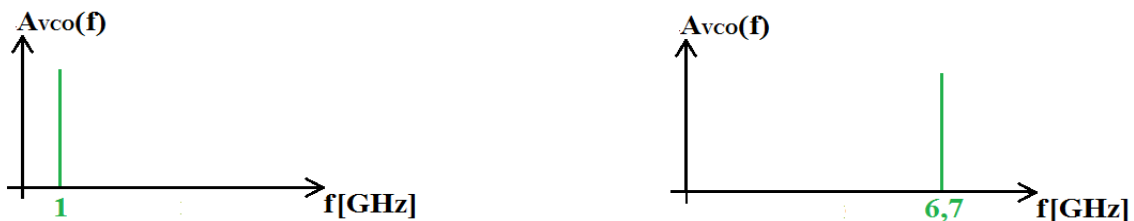
9. ábra: A bemeneti frekvenciatartományok tartományok aluláteresztő szűrővel

A bemeneti határfrekvenciákat (0,1 GHz és 5,8 GHz) a 10. ábra foglalja össze.



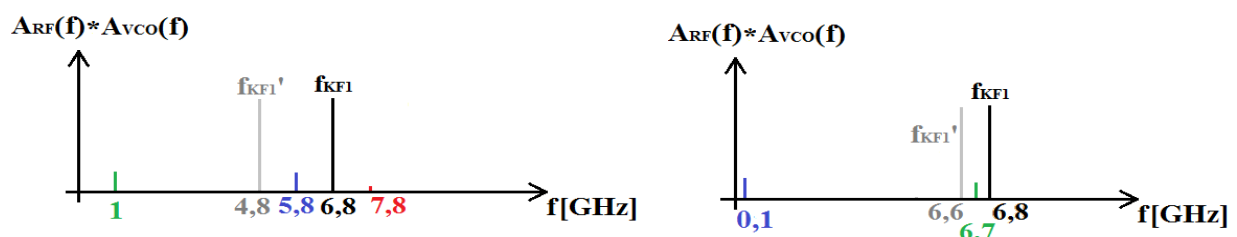
10. ábra: A bemeneti frekvenciatartomány két szélső határfrekvenciája (kékkel) és a nekik megfelelő tükröződési frekvenciája (pirossal)

A VCO üzemi frekvenciahatárait a 11. ábra illusztrálja. Az aktuálisan vizsgált bemeneti frekvenciaértékének és a VCO aktuálisan előállított jelfrekvenciájának összege kiadja az első KF sáv frekvenciáját, azaz a 6,8 GHz-et.



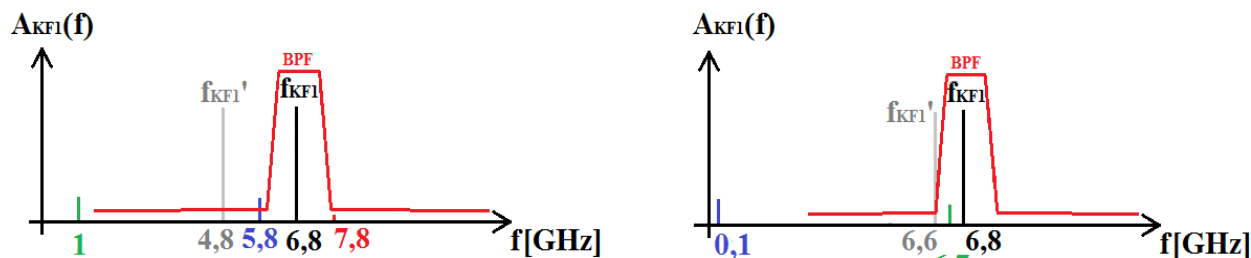
11. ábra: VCO hangolt frekvenciahatárai

Az így kiadódó első középfrekvenciás keveredési termékek (KF1 és KF1') a 12. ábrán láthatóak a két szélsőértéknél.



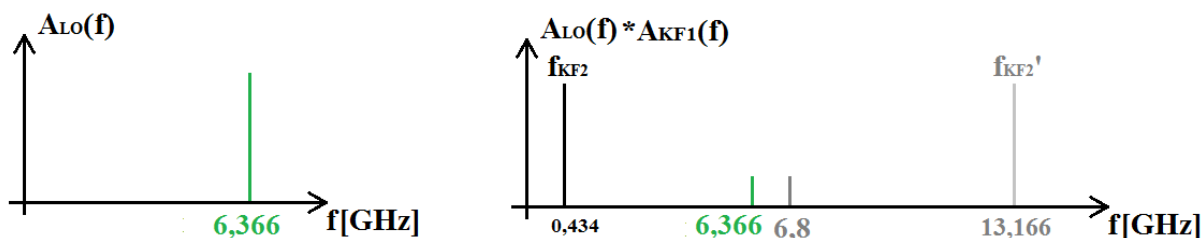
12. ábra: A kiadódó KF1 frekvencia és keveredési termékei

A felső középfrekvenciás sáv (KF1) keskenysávú, mikrohullámú sáváteresztő szűrővel történő kiválasztását a 13. ábra mutatja be.



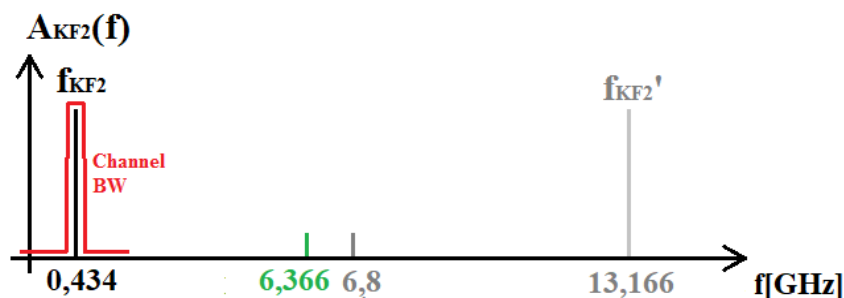
13. ábra: KF1 sáv szűrése keskenysávú sáváteresztő szűrővel

Ezen a ponton már az összes bemenő jelkomponens azonos frekvenciára kerül, melyet egy helyi oszcillátorral lekeverve kiadódik a második középfrekvencia (KF2). A második középfrekvenciának 434 MHz-et választottam, hiszen a felhasznált adóvevő IC ezt képes fogadni, továbbá ez egy olyan ISM frekvenciasávhoz tartozik, melynek alkalmazása széles körben elterjedt. Könnyen kiszámítható, hogy 6,8 GHz-ről 434 MHz-re egy olyan lokáloszcillátor segítségével tudunk lekeverni, mely 7234 MHz-es vagy 6366 MHz-es kimeneti jellel rendelkezik. Mivel kisebb frekvenciájú jelet költséghatékonyabb és egyszerűbb előállítani, ennek értelmében a 6366 MHz-es lokáljelet alkalmaztam. A lokáljelet és a második keverő kimenetén keletkező spektrális termékeket a 14. ábra mutatja be.



14. ábra: A lokáljel és a keverő kimenetén keletkező spektrális termékek

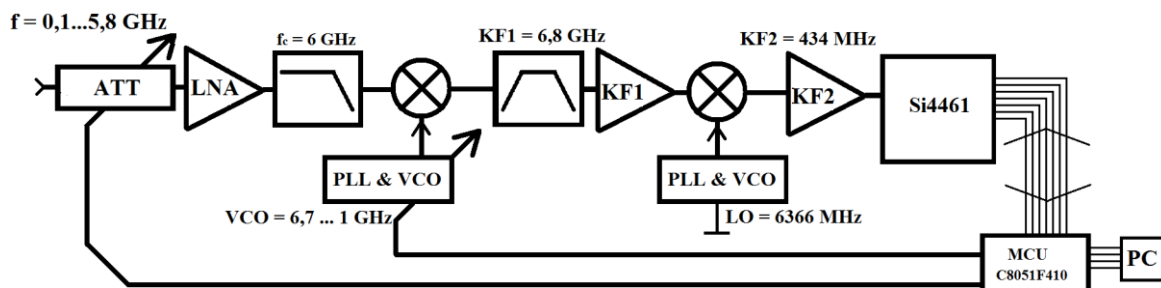
A KF2 sáv már a rádiós chip bemenetére kerül, ahol további jelformálás megy végbe az IC-n belül, azonban végeredményben egy konfigurálható sáv szélességű digitális szűrőre kerül a jel. Ezen szűrőn beállított csatorna-sáv szélesség értéke határozza meg a felbontási sáv szélességet (RBW) is, melyet a 15. ábra szemléltet.



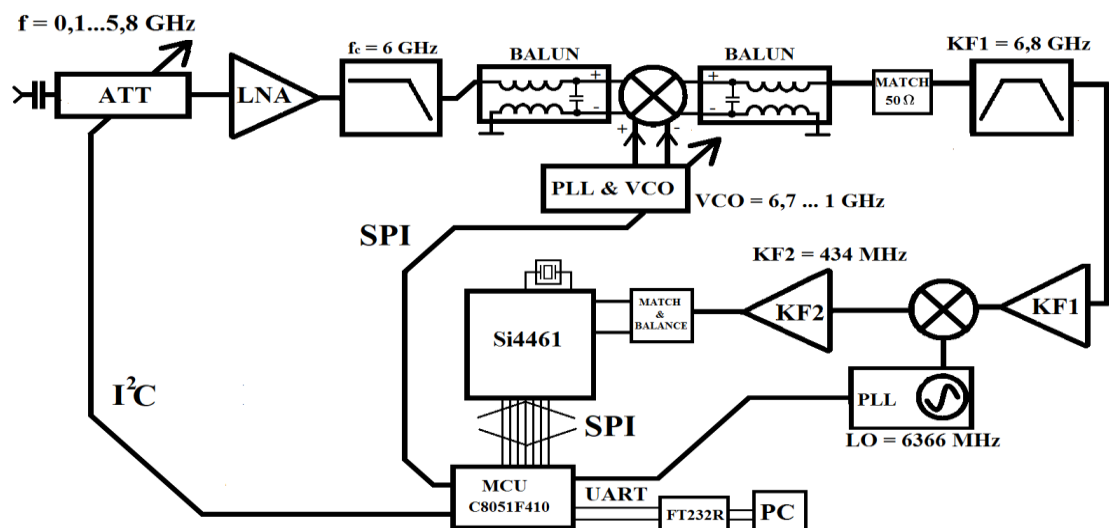
15. ábra: A KF2 sáv és keveredési termékek a csatorna-sáv szélességgel feltüntetve

2.2 A rendszer architektúrális felépítése

Az imént megvizsgált spektrális jellemzők alapján elkészítettem a rendszer egyszerűsített blokkvázlatát, mely a 16. ábrán található. A részletes blokkvázlat, mely tartalmazza a legtöbb lényeges komponenst a 17. ábrán található.



16. ábra: A megvalósítandó rendszer egyszerűsített blokkvázlata



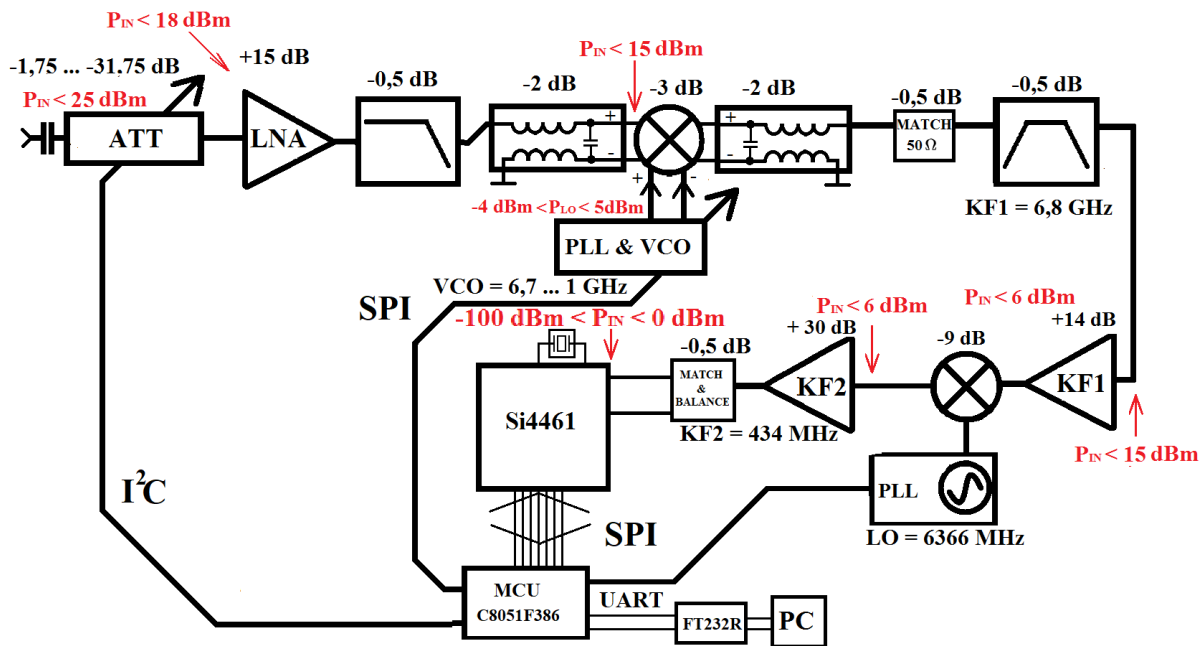
17. ábra: A megvalósítandó rendszer részletes blokkvázlata

A 17. ábrán szereplő áramköri elemek és blokkok típusnevekkel ellátott listáját a 2. táblázat szerepelteti. A dinamikatartomány becsléséhez meghatároztam az elméletileg elképzelhető legalacsonyabb és legmagasabb bemeneti jelszintet, melyet még képes megfelelően érzékelni a chip. A keresett szélsőértékek kiszámításához a 18. ábrán látható átviteli értékeket összeadtam, mely megadta, hogy mekkora az átviteli lánc eredő erősítési tényezője. A legkisebb bemeneti teljesítményt a chip oldaláról a vevő érzékenység korlátozza. Az Si4461 adatlapja szerint az érzékenység ideális moduláció esetén -126 dBm, melyet a számítások alkalmával -100 dBm-nek tekintettem. Ehhez az értékhez ellentétes előjellel hozzáadtam az eredő átviteli tényezői, feltételezve, hogy a csillapító csupán 2 dB-t csillapít. A teljes lánc erősítésére 39 dB-t kaptam, így a legkisebb vételi jelszint értékére eredményül pedig -139 dBm-et kaptam, mellyel elégedettek lehetünk, azonban ez bizonyosan zajszint alatt van, tehát a

bemeneti érzékenységet a zaj mértéke fogja korlátozni. Az eredő zajtényező és a zajszint becslésére a következő alfejezetben kerül sor. [4]

2. táblázat: Alkatrész lista a 17. ábra komponenseiről

Név	Rövidítés	Típusnév	Megjegyzés
Vezérelhető csillapító	ATT	RSA3714	1,75 – 31,75 dB csillapítás, 0,25 dB lépésközzel
Kis zajú erősítő	LNA	ADL5544	erősítés > 15 dB, zajtényező < 3,6 dB
Első keverőfokozat	Mix1	LTC5562	működési tartomány: 30 MHz - 7 GHz
PLL integrált VCO-val	PLL&VCO	LMX2592	Kimeneti jel: 20 MHz - 9,8 GHz
Balun transzformátor	BALUN	TCM1-63AX+, NCS2-83+	működési tartomány: 10 MHz - 6 GHz /8 GHz
KF1 erősítő	KF1 AMP	GRF2004	erősítés: 14 dB @ 6,8 GHz
Második keverőfokozat	Mix2	HMC218B	RF, LO: 6 GHz - 8 GHz KF: 0 - 1,6 GHz
PLL VCO-val kiegészítve	PLL&LO	LMX2572	Kimeneti jel: 6366 MHz
KF2 erősítő	KF2 AMP	AD8354, ADL5530	erősítés: 30 dB @ 434 MHz
RF Vevőchip	Si4461	Si4461	érzékenység < -100 dBm, sáv: 420 - 525 MHz
Mikrokontroller	MCU	C8051F386	8-bites MCU; 4 port: 40 darab I/O láb; beépített SPI, I ² C, UART
USB-UART átalakító	FT232R	FT232R	MCU és PC közötti kommunikáció: UART, USB



18. ábra: A rendszeregységek teljesítménykritériumai a dinamikatartomány becsléséhez

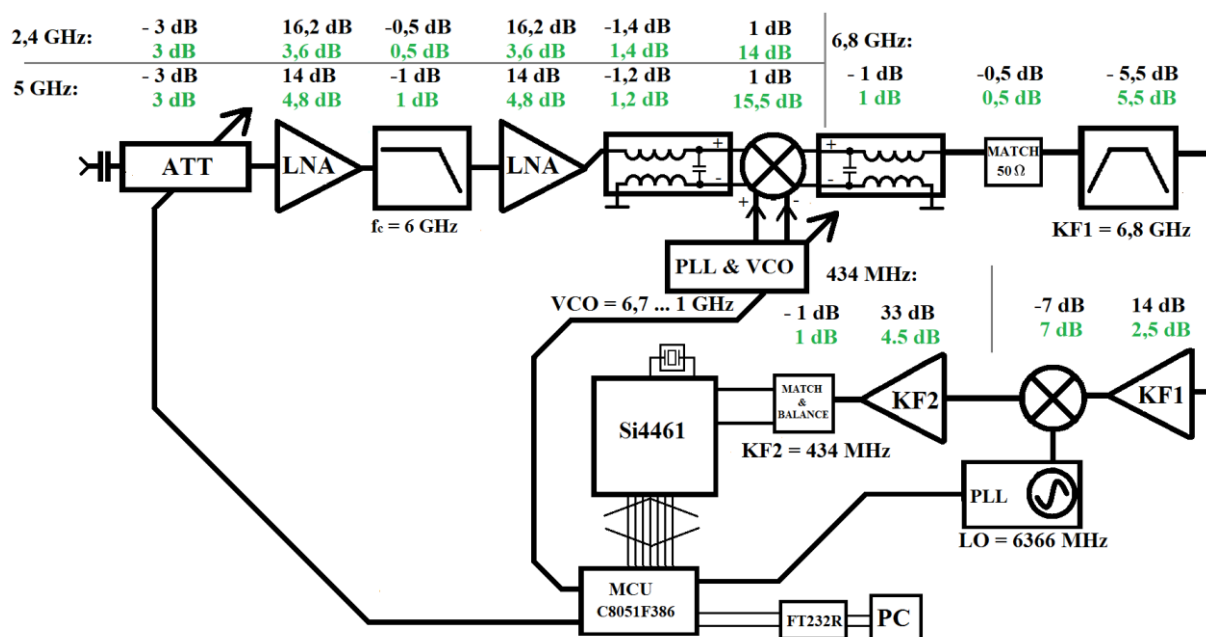
A bemenetre adható maximális teljesítmény meghatározásánál abból indultam ki, hogy a chip RSSI görbéje 0 dBm-ig lineáris, szaturációmentes ezáltal kölcsönösen egyértelmű megfeleltetést ad a vett teljesítményre vonatkozóan. A számításaim eredményeként arra jutottam, hogy a bemeneti vezérelhető csillapító kimenetén a maximális jelteljesítmény -40 dBm lehet. A csillapító maximális csillapítása mellett a bemenetre adott jelszint ezáltal maximálisan -8 dBm lehet.

Naiv következtetés szerint a dinamikatartomány az imént kiszámolt -8 dBm és -139 dBm különbségeként 131 dB-nek adódik, azonban, mint említettem, a minimális teljesítményt a zajszint korlátozza, továbbá a kapcsolásban használt keverők adatlapjaiban csak a lokál oszcillátor minimális jelszintjét határozták meg, a bemeneti RF jelszintet nem, így bizonytalan, hogy mekkora minimális jelszinttől működik megfelelően a rendszer, azonban az elméleti eredmények kielégítőek.

2.2 A rendszer zajmérélege

A továbbiakban a rendszer eredő zajtényezőjének kiszámítását foglalom össze, hiszen ebből következtethetünk a zajszintről, mely a rendszert terhelni fogja. Az eredő zajtényezőt a részegységek zajtényezőiből és erősítésük vagy csillapításuk ismeretében lehet meghatározni. A vevőláncban felhasznált eszközök ezen paramétereiről a 19. ábra ad áttekinthető képet. A 18. ábrával ellentétben két példafrekvencia (2,4 GHz és 5 GHz) szerint szelektáltam az átviteli és zajtényezőket, hogy pontosabb eredményt kapjak, hiszen az előző ábrán csupán középértékek szerepelnek, pedig az erősítés és a zaj is frekvenciafüggő mennyiségek. A

zajmérleg elkészítésekor azt feltételeztem, hogy a csillapító konstans 3 dB-t csillapít, emellett pedig az aluláteresztő szűrő után még egy erősítőfokozat került beiktatásra, hogy további 14...16 dB-vel emelkedjen az eredő erősítési tényező.



19. ábra: A rendszeregységek zajtulajdonságai az eredő zajtényező becsléséhez

A passzív, csillapítással rendelkező elemek zajtényezője megegyezik a csillapításuk értékével, így a 19. ábra adatai alapján meghatározható a chipet megelőző vevőlánc eredő zajtényezője. Az ábrán fekete betűkkel vannak feltüntetve az átviteli tényezők, míg zölddel a zajtényezők. A számításhoz az alábbi képletet alkalmaztam (dB skáláról visszaváltva arányossági tényezőkre):

$$F_e = F_1 + \sum_{i=2}^M \frac{F_i - 1}{\prod_{j=1}^{i-1} G_j},$$

ahol F_e az eredő zajtényező, F_i az i -edik blokk zajtényezője és G_j a j -edik blokk erősítési tényezője, valamint $F_e^{dB} = 10 \cdot \log_{10}(F_e)$. A kiszámított értékeket a bemeneti csillapítástól függően az alábbi táblázat foglalja össze.

3. táblázat: Az eredő zajtényező számításának eredményei

Bemeneti frekvencia	Eredő zajtényező (F_e [dB])	Eredő erősítés (G_e [dB])
2,4 GHz	6,8	60,5
5 GHz	8,2	55,8

A 3. táblázatról leolvasható, hogy a chip bemenetére csatlakozó láncolat eredő zajtényezője 2,4 GHz-en 6,8 dB, míg 5 GHz-en 8,2 dB. A rendszer eredő erősítése 2,4 GHz-en 60,5 dB,

5 GHz-en pedig 55,8 dB. A chip bemeneti csatorna-sávszélessége az adatlap állítása szerint 1,1 kHz és 850 kHz között állítható. Ha egy legrosszabb közelítéssel élünk, akkor 1 MHz-es zaj-sávszélességet és nagyvonalúan 9 dB-es eredő zajtényezőt feltételezve a bemenetre vonatkoztatott zajteljesítmény -114 dBm. A fenti számolást az alábbi kifejezés kiértékelése szerint történt [3]:

$$P_{zaj}^{dBm} = 10 \lg(kTB \cdot F_e) = 10 \lg\left(k \left[\frac{J}{K}\right] \cdot 290[K] \cdot 1[MHz] \cdot 10^{\frac{9}{10}}\right) \cong -135 \text{ dBm}.$$

A fenti érték máris növeli az elméleti legkisebb bemeneti jelteljesítményt 4 dB-vel, noha ne feledjük, hogy worst case esettel kalkuláltam. Érdemes alaposan értelmezni a kapott értékeket. Azt kaptuk, hogy a chip bemenetén 1 MHz-es zajsávszélességgel számolva -135 dBm-es zajteljesítmény van jelen. Ha ehhez hozzáadjuk a chip előtt elhelyezkedő erősítőláncolat eredő zajtényezőjét akkor megkapjuk a rendszer bemenetén lévő zajsztint, melyet a következő összefüggés ír le:

$$P_{zaj_be}^{dBm} = P_{zaj}^{dBm} + F_e^{dB}.$$

Az összefüggésbe behelyettesítve, elméleti worst case-zel számolva azt kapjuk, hogy a bemeneten jelen lévő zajteljesítmény $P_{zaj_be}^{dBm} = -135 \text{ dBm} + 9 \text{ dB} = -126 \text{ dBm}$. Ha feltételezzük, hogy egy jelet akkor tudok megfelelően mérni, hogy a jel-zaj viszony 10 dB, akkor megkapjuk, hogy $P_{be}^{MIN} = -116 \text{ dBm}$ az a legkisebb teljesítményszint, amellyel a jelnek rendelkeznie kell, hogy azt megfelelően detektálni és mérni tudja az eszköz. Tulajdonképpen ez jellemzi a rendszer vételi érzékenységét, ám ha csökkentjük a rádiós vevőchip csatornasávszélességét, akkor a zajsztint is csökken, ami által növekszik az érzékenység. Ezzel a jelenséggel magyarázható, hogy amikor egy spektrumanalizátoron csökkentem az RBW-t, akkor a lecsökkent zajsztint mellett kisebb teljesítményű jeleket is tudunk detektálni.

Az imént kiszámolt adatok és az előző alfejezet megfontolásai alapján a maximális vételi teljesítmény körülbelül $P_{be}^{MAX} = -26 \text{ dBm}$. A beiktatott előerősítő miatt csökkent a maximális vételi teljesítmény az előző alfejezetben kiszámított értékhez képest, hiszen a chip 0 dBm-es maximális vételi teljesítménye nem változott, az eredő erősítés viszont igen. Ezek alapján az elvi dinamikatartomány $\Delta P = P_{be}^{MAX} - P_{be}^{MIN} = 90 \text{ dB}$, ami egy hozzávetőleges értéket jelképez, hiszen ez – ahogy már említésre került – függ az éppen aktuális csatornasávszélességtől és az aktuálisan vizsgált frekvenciatartománytól. A dinamikatartomány továbbá kiterjeszthető: a maximális vételi teljesítmény külső csillapító beiktatásával, a minimális vételi teljesítmény pedig a csatorna-sávszélesség csökkentésével.

3. fejezet

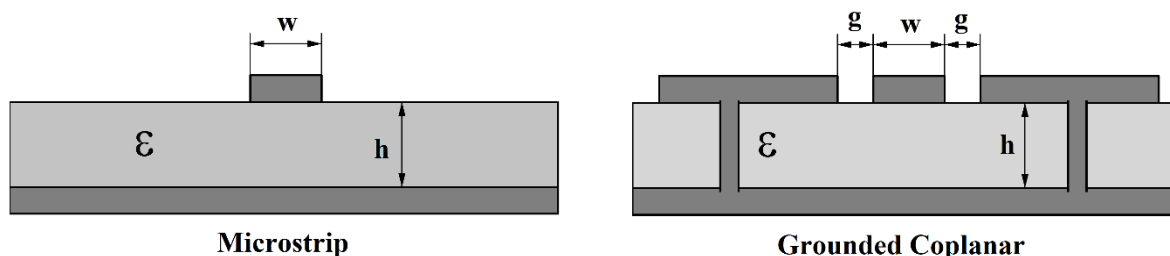
Mikrohullámú tervezés és verifikáció

Ebben a fejezetben megvizsgálom az általam választott hordozó tulajdonságait, továbbá bemutatásra kerülnek az áramkörben alkalmazott, egyénileg meghatározott specifikációval rendelkező szűrők tervezése, rajzolata és a szimulációk által szolgáltatott átviteli karakterisztikák, melyeket mérés útján történő verifikációja is megtörtént.

3.1 A hordozólemez kiválasztása

A nagy alkatrészmennyiség és az RF tervezési szempontoknak a figyelembevételével arra a megállapításra jutottam, hogy négyrétegű nyomtatott áramkörön alakítom ki az eszközt. A négy réteg felső két rétegét egy mikrohullámú tervezésre alkalmas hordozólemez kell, hogy alkossa. A hordozó felé támasztott legfontosabb követelmény, hogy pontos és kicsiny szórású relatív permittivitással (ϵ_r) rendelkezzen. Emellett praktikus szempont, hogy legyen belőle a tanszéki laborban belőle készleten, hiszen így az előméréseknél nem kell a beszerzéssel időt, s energiát tölteni. A fenti tényezők alapján a Rogers RO4003C nevű teflon alapú hordozólemezére került a választás. Az általam felhasznált lemez vastagsága 0,406 mm, továbbá az adatlapja alapján 3,55-ös relatív epszilonnal rendelkezik, ám tanszéki tapasztalatok alapján azt a tanácsot kaptam, hogy a szimulációk alkalmával érdemes 3,6...3,8-as értékeket előírni a szoftverben, mert ezáltal kisebb lesz az effektív permittivitásból adódó frekvenciapontatlanság – a későbbi mérések igazolták ezt az empíriát. A hordozó számos egyéb jellemzőjét meg lehetne említeni, ám a fentiek a legmaghatározóbb paraméterek a további tervezés szempontjából. [6]

A hordozó dielektromos paramétereinek ismeretében már meg lehet tervezni azt a távvezetékstruktúrát, mely 50 Ω -os hullámimpedanciával rendelkezik és méretei nehézség nélkül legyárthatóak. A célra megfelelő lehet a mikrosztríp vonal (microstrip line) és a földelt koplánár vonal (grounded coplanar waveguide - GCPW), melyeket a 20. ábra szemléltet [1].



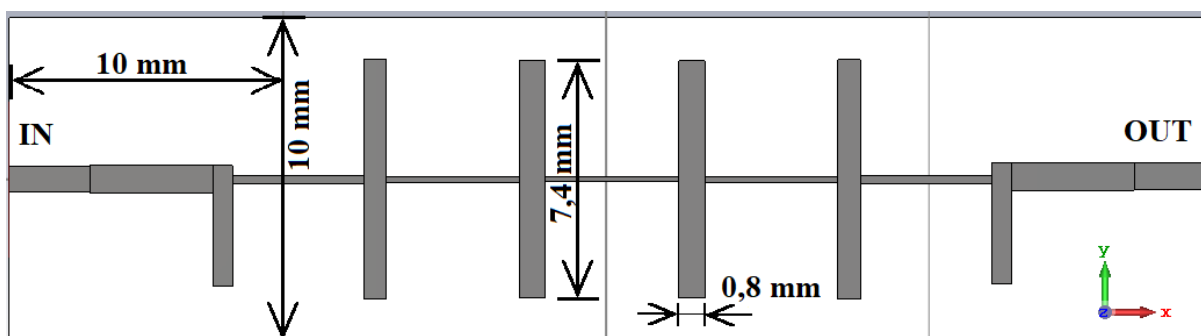
20. ábra: A mikrosztríp (bal) és a földelt koplánár (jobb) távvezeték keresztmetszeti ábrája

Az ábrán látható ϵ és h érték immár adott, $\epsilon = 3,55\epsilon_0$, $h = 0,406 \text{ mm}$. Már csak a struktúrát és a hiányzó méreteket (g , w) kell meghatározni; utóbbira számos online kalkulátor áll

rendelkezésre, de akár a CST Microwave Studioban lévő segédalkalmazás is megfelelő lehet. A fenti struktúrák hullámimpedanciáját empirikus közelítőképletekkel határozzák meg a szoftverek. Mikrosztríp esetén $w = 0,8 \dots 1 \text{ mm}$ értékek mellett a hullámimpedancia közelítőleg 50Ω . Koplanár struktúránál w és g paraméterek együttesen befolyásolják a kialakuló elektromágneses teret. Ha $w = 1 \text{ mm}$ érték mellett g -t változtatom, akkor $g \geq 0,7 \text{ mm}$ esetén lesznek közel 50Ω -os impedanciaviszonyaink. Ha g tart végtelenhez, akkor pedig visszajutunk a mikrosztríp geometriájához. Látható tehát, hogy a két struktúra között nincsenek nagy méretbeli eltérések, azonban a koplanár zártabb elektromágneses teret alkot, így kevésbé érzékeny a zajokra, zavarokra, továbbá kevésbé szórt a tere, mint a mikroszalagvonalas távvezeték. Ennek megfelelően a koplanár struktúrára esett a választás. Kezdetben $w = g = 1 \text{ mm}$ -t alkalmaztam, azonban a 3D-s szimulációk megmutatták, hogy ebben az esetben alacsony az impedancia (33. ábra), $40 \dots 43 \Omega$, így $w = 0,9 \text{ mm}$ és $g = 0,6 \text{ mm}$ számpárokat alkalmaztam a továbbiakban.

3.2 Szűrőtervezés

Az átviteli karakterisztikát alapjában véve befolyásolják a hordozó paraméterei, így csak a hordozó kiválasztása után kezdődhetett el az áramkörben szereplő két szűrő megtervezése. Specifikációját tekintve, a tükörszelektivitást biztosító aluláteresztő szűrőnek az a feladata, hogy $5,8 \text{ GHz}$ -ig közel zérus csillapítással átengedjen, ugyanakkor a hasznos jelhez legközelebb eső, $7,8 \text{ GHz}$ -es tüköradót pedig legalább 35 dB -el csillapítsa. A szűrőspecifikációt egy 11-ed fokú Csebisev-típusú elosztott paraméterű szűrővel valósítottam meg, melynek törésponti frekvenciája 6 GHz -nél van. A szűrő mikrosztríp struktúrán megvalósított rajzolatát a 22. ábra mutatja. A rajzolat egy $4 \text{ cm} \times 1 \text{ cm}$ -es lemezen fér el.

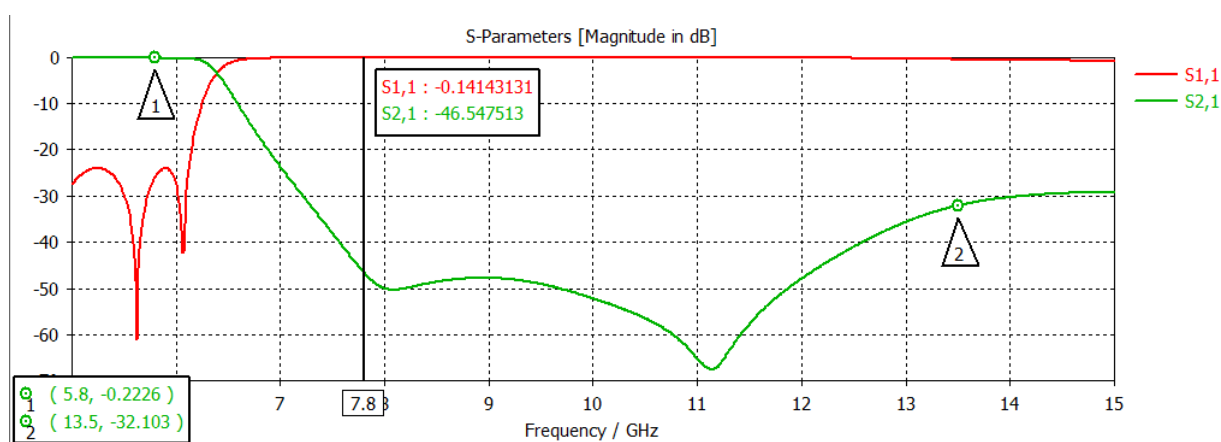


21. ábra: A tükörszelektivitást biztosító szűrő mértékhelyes rajzolata

A tervezést az AWR-rel hajtottam végre, a program által kiszámolt geometriai méreteket a CST Microwave Studioban vittem be és erre futtattam térszimulációt, mintegy verifikálva az AWR eredményeit. Ehhez azért volt szükség, mert míg az AWR közelítő formulák alapján számol,

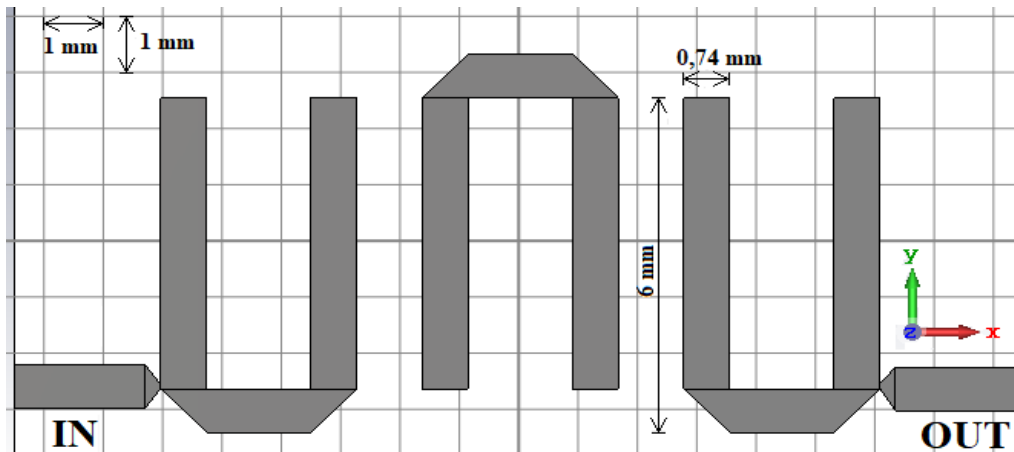
addig a CST 3D-s elektromágneses térszimulációt futtat le, többek között például végeselem módszer felhasználásával.

A 21. ábrán látható geometrián a be- és kimeneti portok hozzáadása után 5 és 15 GHz közötti tartományban térszimulációt végeztem. A hordozó relatív permittivitását a 3,55-ös nominális értéket 5%-kal növelve 3,73 értékűnek írtam elő. A térszámítás eredményét, azaz a szűrő S11 és S21 karakterisztikáit a 22. ábra mutatja be. Az ábráról leolvasható, hogy 5,8 GHz-en csupán 0,22 dB csillapítást iktat be, amíg 7,8 GHz-en 46,5 dB-vel csillapítja a tükrőfrekvenciás jelkomponenst. A legmagasabb frekvenciájú tükroradó 13,5 GHz-nél van, melyet 32 dB-vel csillapít a szűrő. Az eredmények jónak mondhatóak, a szűrő sikeresen megvalósítja a tükrőszelektivitást.



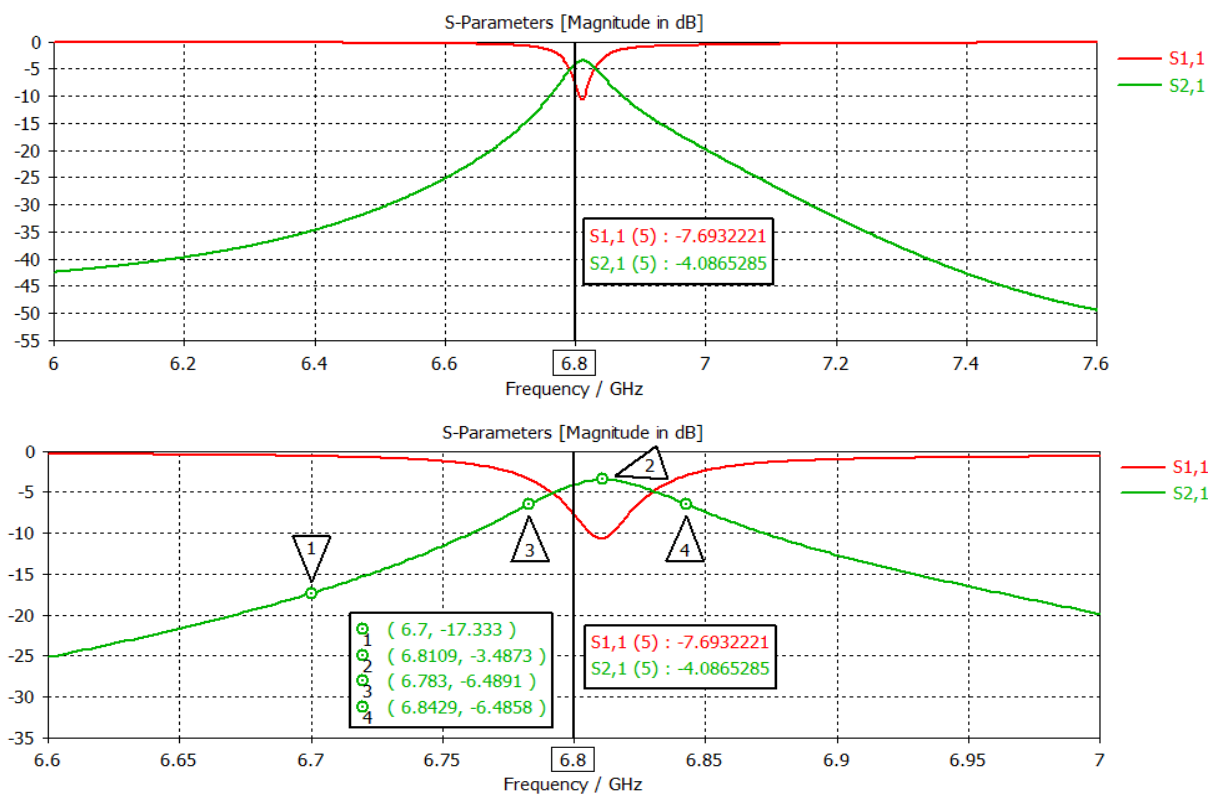
22. ábra: A bemeneti aluláteresztő szűrő átviteli karakterisztikái

A rendszerben az első középfrekvencián is alkalmazok egy szigorú specifikációjú sáváteresztő szűrőt, melynek középfrekvenciája 6,8 GHz-nél van. Kevesebb, mint 100 MHz sávszélességben szeretnénk átengedni a 6,8 GHz-es jelet, azonban ez jóval kisebb relatív sávszélességgel jellemezhető, mint 10%. Mikrohullámú frekvencián keskenysávú sáváteresztő szűrőt az úgynevezett „Hairpin” (hullámcsat) típusú szűrővel könnyen tudunk megvalósítani. A szűrő működésének a lényege, hogy csatolásban lévő negyedhullámhossz méretű rezonátorok alkotják a jelutat, így azok csak egy szűk frekvenciatartományban engednek át. A 80 MHz-es sávszélességre tervezett, harmadfokú, Csebishev típusú szűrő rajzolata a 23. ábrán látható. A rajzolat egy 17 mm × 12 mm-es RO4003C hordozólemezen fér el, melynek dielektromos állandóját az előző szűrőhöz hasonlóan 3,73-nak írtam elő. Az előzőhöz hasonlóan ezt a struktúrát is az AWR segítségével terveztem, azonban a szimulációhoz és a finomhangoláshoz a CST-t használtam. Hangolásnál az egyes rezonátorok közötti távolságot és a rezonátorok hosszát lehet módosítani: előbbi a sávszélességet, utóbbi a rezonanciafrekvencia értékét befolyásolja. [1]



23. ábra: „Hairpin” típusú sáváteresztő szűrő 6,8 GHz-re.

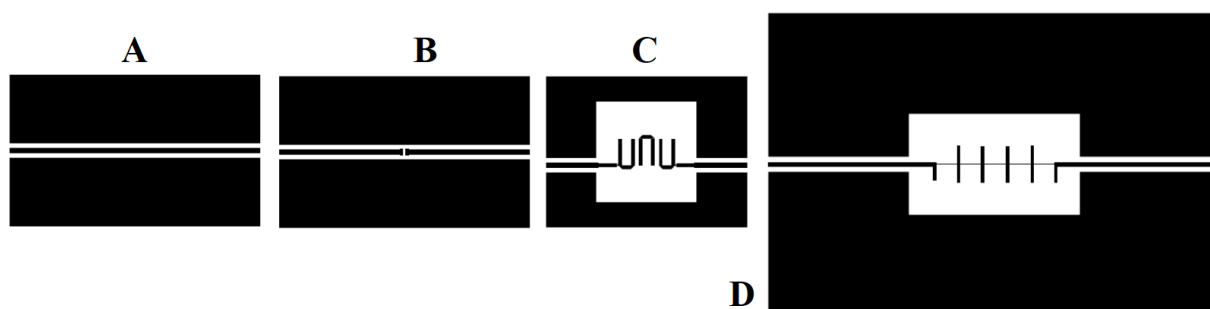
A kihangolt szűrő CST által kirajzolt átviteli karakterisztikái a 24. ábrán láthatóak, ahonnan leolvasható, hogy a 6,6 GHz-en lévő szomszédos KF sávot 25 dB csillapítással elnyomja, mely kielégítőnek mondható. A szűrő hátránya, hogy nagy beiktatási csillapítással rendelkezik, számszerűen -3,5...-5 dB, valamint sáv szélessége csupán 60 MHz-nek adódott, így gyártásnál nagyon pontosan kell behangolni a szűrő rezonanciafrekvenciáját, vagy további tervezés alkalmával egy szélesebb sáv szélességű karakterisztikára kell törekedni. Az ábrán látható szűrő középfrekvenciája sem pontosan 6,8 GHz-nél, hanem 10 MHz-cel eltolva 6,81 GHz-en van, mely prototípusgyártási vagy továbbfejlesztési feladatokat rejthet magában.



24. ábra: A „Hairpin” típusú sáváteresztő szűrő átviteli karakterisztikái 6 és 7,6 GHz, valamint 6,6 és 7 GHz között

3.3 A hordozólemez és a szűrők verifikációja kísérleti előméréssel

Ahhoz, hogy a NYÁK⁶ gyártása alkalmával a teljes áramköri rajzolon kialakított mikrohullámú struktúrák átviteli tulajdonságai az elvártaknak megfelelőek legyenek, mindenképpen szükséges a szimulációs eredmények verifikációját, tesztelését elvégezni, valamint szükség esetén a szimulációs értékeket visszakalibrálni és újrarahangolni. Az előméréshez négy különböző elemet gyártottam le, amit a 25. ábra mutat be.



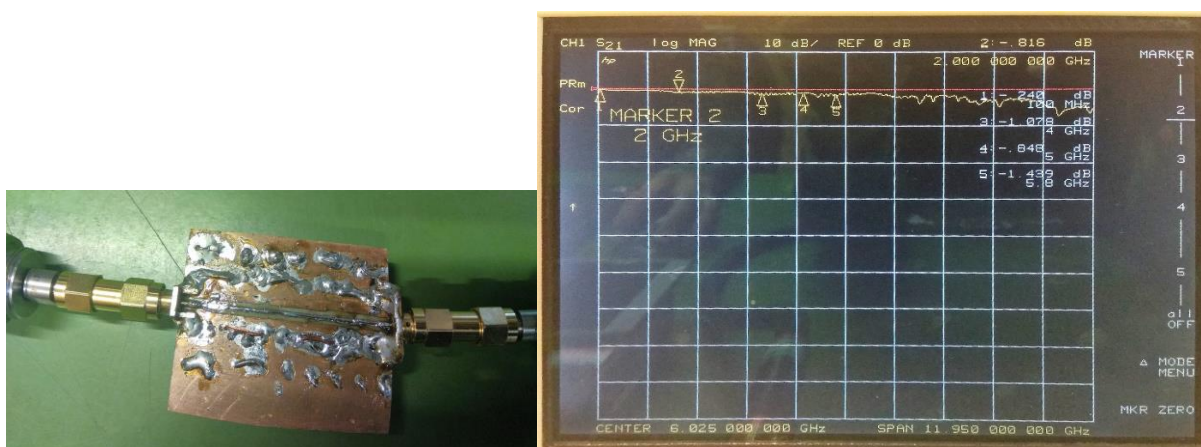
25. ábra: Gyártásra szánt elemek: A) Coplanar vonal, B) Koplanár vonal beültethető alkatrészhez, C) Sáváteresztő szűrő, D) Aluláteresztő szűrő

Az A) jelű elem a fentiekben megtervezett koplánár struktúrát hivatott verifikálni. A B) jelű elem az előző geometriához hasonlít, különbség csak abban van, hogy helyet kapott a vonalon egy megszakítás, annak érdekében, hogy például egy beforrasztott csatolókonduktor átvitelét lehessen mérni. Ez azért fontos, mert az áramkör egyes pontjain elvárás, hogy az egyenáram leválasztásra kerüljön, a mikrohullámú jel pedig minimális csillapítással tovaterjedjen. A C) jelzetű ábra a jól ismert sáváteresztő rajzolat: nagyfrekvenciás, paraméterérzékeny struktúráról van szó, az előmérés elengedhetetlen. A D) jelű alakzat pedig az aluláteresztő szűrő rajzolata. A 25. ábrán lévő rajzolatok fotópapírra történő nyomtatását követően vasalás útján az RO4003C hordozóra kerültek. A gyártás folyamatát a 26. ábra illusztrálja. A vasalás folyamán a tinta ráégg a hordozó rézrétegére, a papír azon felülete, melyen nincs tinta pedig víz hatására lemállik, így maszk képződik a rézréteg felett. Az utolsó lépés a felesleges réz lemaratása szulfátos oldattal. A felső és alsó rézréteg viákkal történő összekapcsolását és az SMA csatlakozók felforrasztását követően sor került a vektor-hálózatanalizátorral történő mérésekre. Az A) jelzetű elem mérését és annak eredményeit a 27. ábra szemlélteti. A lemezen látható ónpacák valójában viás átkötések, melyek biztosítják, hogy a GHz-es tartományban is azonos potenciálon (referencia föld) legyen a felső és az alsó réteg.

⁶ Nyomtatott áramkör. Más néven NYHL, azaz nyomtatott huzalozású lemez.



26. ábra: A gyártási folyamat néhány állomása



27. ábra: A koplanár vonal mérése 50 MHz és 12 GHz között

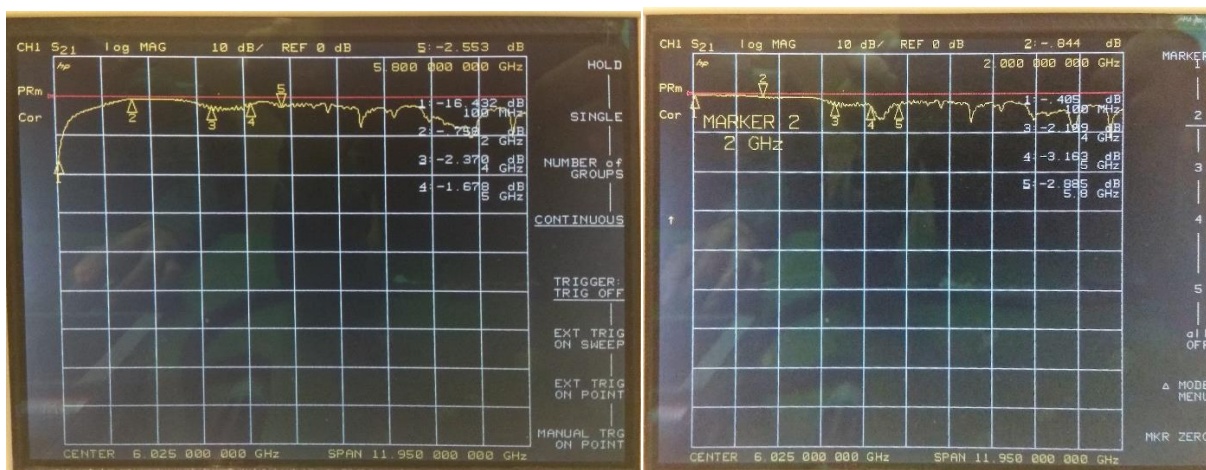
A mérési eredmények arról tanúskodnak, hogy 5 GHz-ig maximum 1 dB a csillapítás, afelett például 5,8 GHz-nél elérheti az átviteli tényező a -1,5 dB-t. Fontos megjegyezni, hogy a gyártási pontosság elég kicsi és elég egyenetlen vonalat sikerült létrehozni, így a végső gyártásnál nem valószínű, hogy azonos vonalszakasz esetén nagyobb lesz a beiktatási csillapítás, mint 0,5 – 1 dB.

A 25. ábra B) típusú legyártott lemezére (28. ábra) első ízben egy 0603 méretű 2,2 pF-os, majd egy 100 pF-os kondenzátort ültettem be.



28. ábra: 2,2 pF-os (bal), valamint 100 pF-os (jobb) beiktatott alkatrész mérése a koplánár vonalon

A mérési eredményeket a 29. ábra közli. Az átviteli görbékről leolvasható, hogy a 2,2 pF-os kondenzátor rezonanciafrekvenciája olyan 4 GHz-nél lehet, alatta kapacitásként viselkedik, felette viszont számottevővé válnak az alkatrész parazitainduktívításai, mely rontja az átvitelt. Ami a problémát jelentené egy 0,1 és 5,8 GHz közötti átvitel esetén, hogy a kondenzátornak erős levágása van 1 GHz alatt, például 100 MHz-en 16 dB-es veszteséget könyvelhetünk el. Az átviteli tartomány lejjebb vihető, ha nagyobb elemértékű kapacitást választunk. A 100 pF-os kondenzátor átviteli jellemzői is leolvashatók az ábráról, ami alapján kiderül, hogy 4 GHz-ig megfelelő mértékben átenged a kondenzátor, azonban 5,5 GHz-nél megjelenik egy leszívás, mely valószínűleg ugyancsak induktív eredetű.



29. ábra: A 2,2 pF (bal) és 100 pF (jobb) értékű kondenzátorok mérési eredményei 50 MHz és 12 GHz között

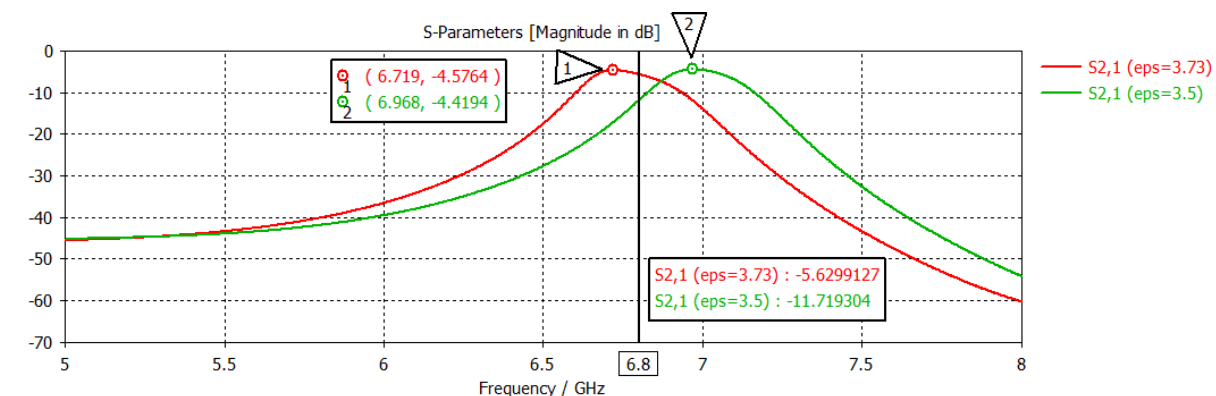
A kívánt frekvenciasávon egyenletesebbé lehet tenni az átvitelt, ha többféle értékű kapacitás egymással párhuzamosan kerül beültetésre. A mérés alkalmával megvizsgáltam, hogy milyen átvitelt eredményez, ha 0402-es méretű 0,9 pF-os, 2,2 pF-os és 6,8 pF-os nagy jóságú kondenzátorokat ültetek be. Az eredményt a 30. ábra mutatja. Látható módon 2 GHz és 6 GHz között egyenletesebb az átvitel, relatíve kis csillapítással, azonban az alsóbb frekvenciák jobb

átengedése érdekében a 0,9 pF-os kondenzátort érdemes egy magasabb értékű, például egy 1 nF-os kondenzátorra cserélni, azonban ez a mérés időpontjában nem állt rendelkezésre. Összességében elmondható, hogy a párhuzamosan beültetett kondenzátorokkal megfelelő mértékben lehet befolyásolni az üzemi frekvenciákon történő átvitelt.



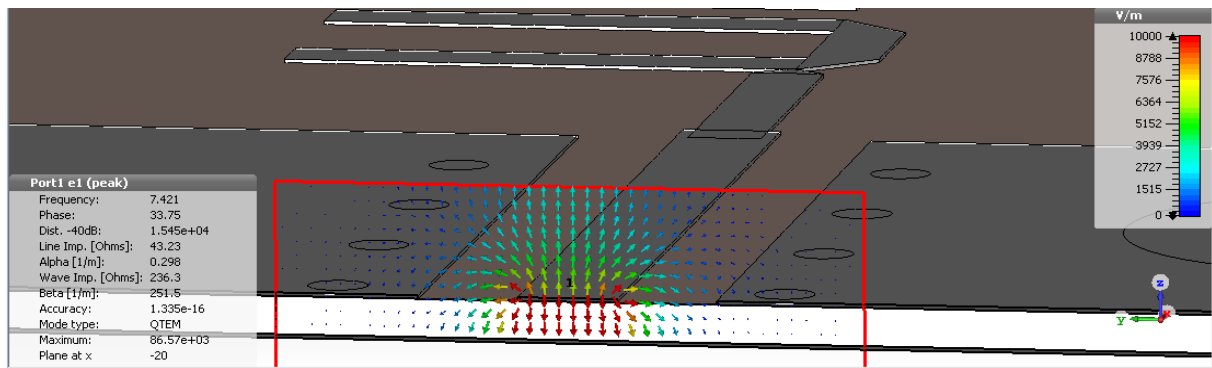
30. ábra: Egymással párhuzamosan beültetett kondenzátorok (0,9 pF, 2,2 pF, 6,8 pF) mérési eredménye 50 MHz és 12 GHz között

A C) jelű alakzat mérési leírása előtt szeretném közölni azokat a szimulációs eredményeket is, melyeket a sáváteresztő szűrőre vonatkozóan úgy végeztem, hogy a szűrőstruktúrát körbevettem földkitöltéssel, teljesen ugyanúgy, ahogy a C jelű struktúrán látszik, hiszen a teljes áramkör realizációjakor is pontosan így fog szerepelni a nyomtatott áramköri lemezen. Ez egy nagyobb területre (3 cm × 4 cm) vonatkozó térszámítást eredményezett, mely jelentősen megnövelte a számítási időt (5-6 órára), azonban minden bizonnyal egy valószerűbb képet szolgáltatott a szűrő átviteléről, emellett megvizsgáltam, hogy mennyire tolódik el a rezonanciafrekvencia a dielektromos állandó változtatásánál. A S21 paraméter eredményeit a 31. ábra foglalja magában.



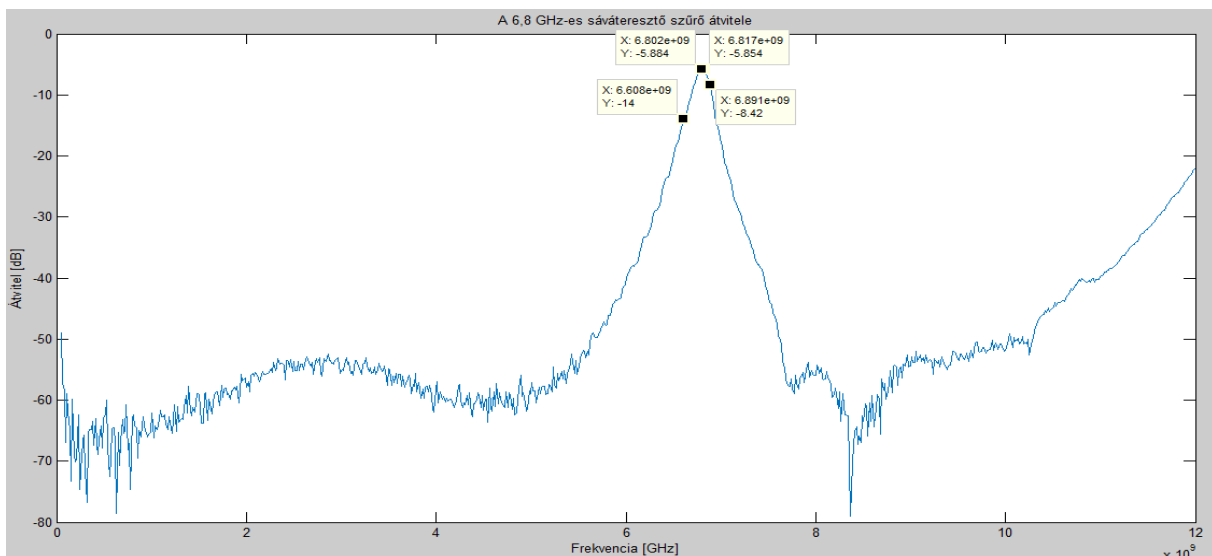
31. ábra: A sáváteresztő szűrő S21 paramétere 5 és 8 GHz között eltérő permittivitásnál

A 31. ábrán látható, hogy változatlan 3,73-as epszilonnál is történt egy majdnem 100 MHz-es középfrekvencia eltolódás (v.ö. 24. ábra). $\epsilon_r = 3,5$ esetén a rezonanciafrekvencia feljebb került, ahogy ez várható is volt, hiszen az a relatív permittivitás négyzetgyökével fordított arányban változik. Ez a hatás a koplánár struktúra bemeneti impedanciáján is megmutatkozott, hiszen az 40 Ohmról 43 Ohmra változott. A bemeneti port erővonalképét és impedanciaparamétereit a 32. ábra szemlélteti.



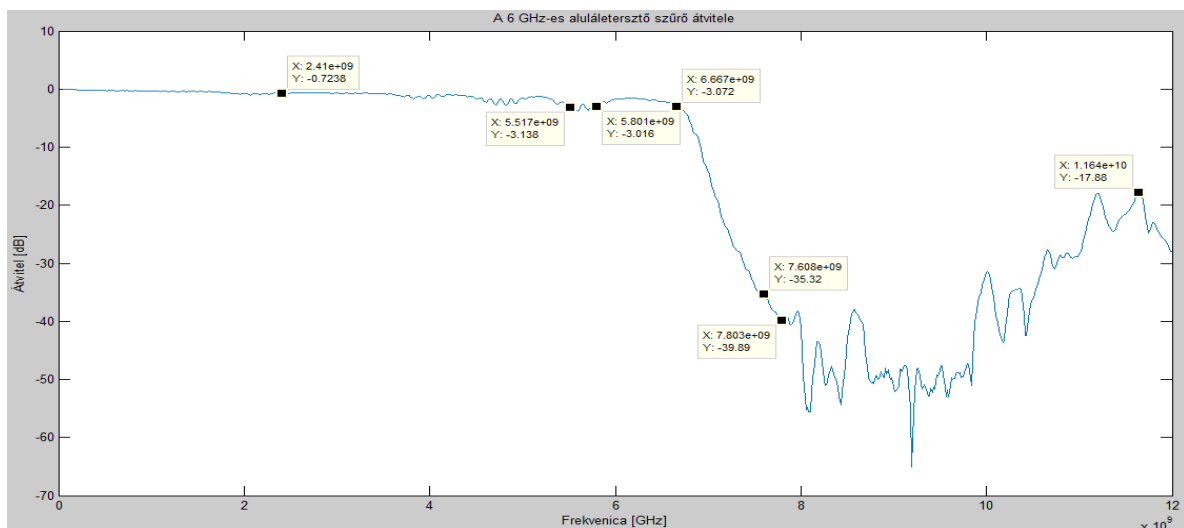
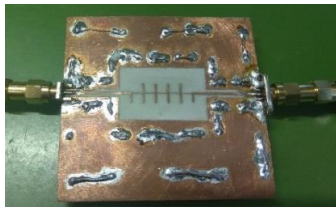
32. ábra: A bemeneti port E erővonalképe és impedanciaparamétereit ($\epsilon_r=3,5$)

A 6,8 GHz-es rezonanciafrekvencia tehát elhangolódott ugyan, de azt hogy a struktúra méretei megfelelőek lesznek-e valós körülmények között, a mérési eredmények fogják eldönteni. A pontosabb eredmények végett a vektor-hálózatanalizátor által mért adatokat Matlabba exportáltam és ilyen módon ábrázoltam a grafikont.



33. ábra: A 6,8 GHz-es sáváteresztő szűrő mérési eredménye (átvitel) 0,05 és 12 GHz között

A Grafikonról leolvasható, hogy a szűrő rezonanciafrekvenciája 6,81 GHz-re esik -5,85 dB-es átvitelrel, mely kiválónak mondható. Ez azt jelenti, hogy a tervezés és a szimulációk pontosak voltak és a hordozó dielektromos paraméterei is a várt értékeknek megfelelnek. A célfrekvencián, azaz 6,8 GHz-en -5,9 dB az átvitel, mely majdnem a maximális átviteli tényezővel egyezik meg, azaz a szűrő alkalmas a 6,8 GHz körüli, szűk frekvenciasáv átvitelére. A szimulációs eredményekhez képest kb. 2 dB-el nagyobb a beiktatási csillapítás, azonban a gyártási pontatlanság ismeretében határozottan kijelenthető, hogy kiváló adatokat kaptunk. A legközelebb eső szomszédos keveredési termékek 6,6 GHz-en jelentkeznek, melyeket a szűrő 14 dB-lel csillapít az ábra szerint, mely kielégítő eredmény. 10 GHz felett egy felfutás látható, azonban ez valószínűleg a csatlakozópontok kalibrációs hibájából adódik, de még ha a szűrő saját tulajdonságából is ered, akkor sem okoz gondot a rendszer működésének szempontjából. Az aluláteresztő szűrő (D alakzat) méréssel történő vizsgálatát a 34. ábra szemlélteti. Leolvasható a grafikonról, hogy a szűrő 6,5 GHz-ig 0,5...3 dB csillapítással átenged, továbbá 3 dB-es törésponti frekvenciája 6,67 GHz-nél van, valamint a legközelebb eső tükrörfrekvenciát (7,8 GHz) majdnem 40 dB-el csillapítja, mely megfelelő eredmény. A 10 GHz feletti felfutás valószínűleg kalibrációs pontatlanságból ered. Várhatóan a nagyobb gyártási pontossággal a végső alkalmazásba még jobb átviteli tulajdonságokkal fog rendelkezni a szűrő.



34. ábra: Az aluláteresztő szűrő mérési eredménye (átvitel) 0,05 és 12 GHz között

Összességében elmondható, hogy a tervezés és a hordozó verifikációja sikeresen megtörtént, az eredmények többnyire kielégítőek, néhol várakozáson felüliek.

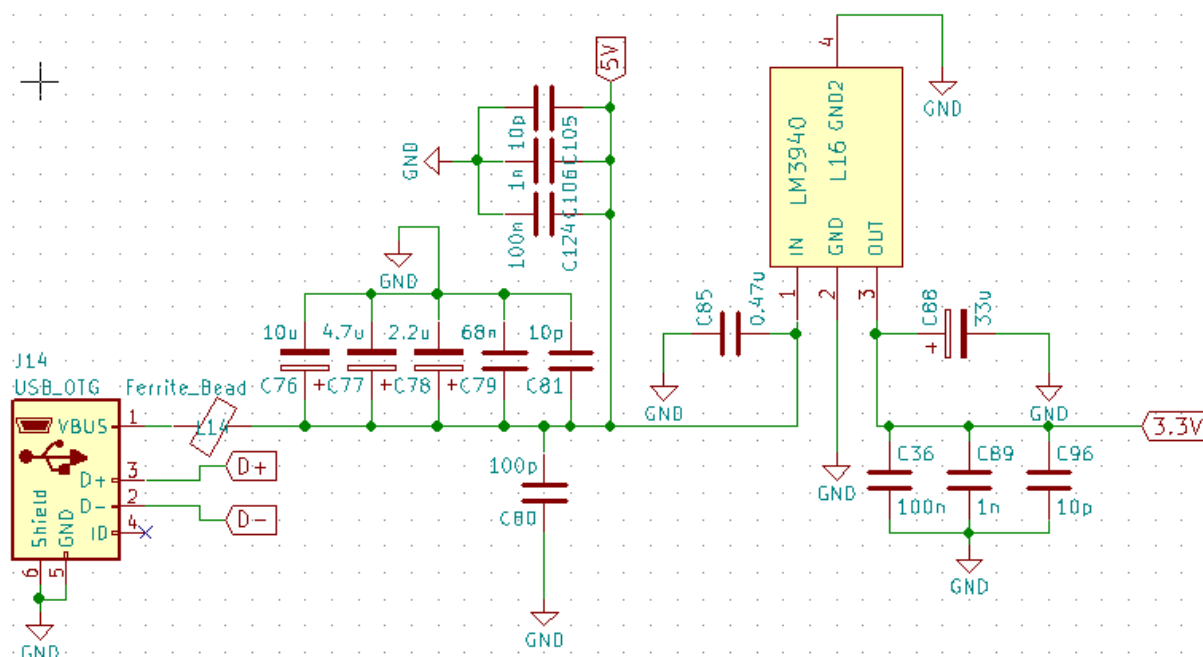
4. fejezet

A kapcsolási rajz és a nyomtatott áramkör kialakítása

A következőkben tárgyalásra kerülnek a rendszer részegységei a pontos kapcsolási rajzok mellékletével. Az áramköri tervezést a KiCad nevű ingyenesen elérhető szoftverrel végeztem. Minden technikai részletre nem fog kiterjedni a fejezet, csak azokat a sarkalatos megfontolásokat tárgyalom külön, ahol akár az adatlapi útmutatást kiegészítve, vagy attól elrugaszkodva terveztem meg az egyes rendszerelemek kapcsolását, hálózatba kötését. A tápellátó hálózatot követően a rendszer alegységei szekvenciálisan, logikai sorrendben - mely megegyezik a jel bemenetről vevőegységig történő terjedési sorrendjével – kerülnek jellemzésre. A kapcsolásban szerepelnek U.FL csatlakozóhelyek, szám szerint tíz darab, melyek az élesztés alkalmával lesznek hasznosnak, hiszen precíz mérőpontokat biztosítanak.

4.1 A tápellátást biztosító hálózat

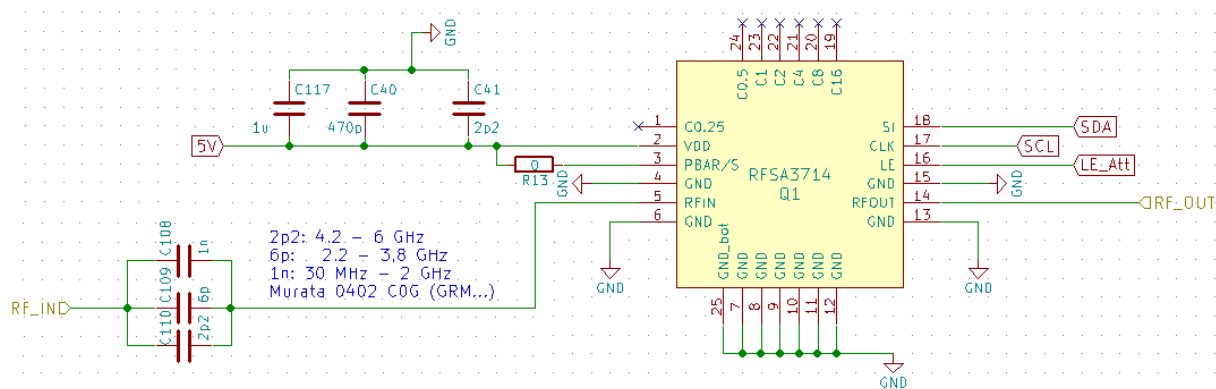
A tápellátást viszonylag egyszerű elven egy microUSB porton keresztül a személyi számítógép (PC) fogja biztosítani, ahová a mért RSSI adatokat is küldjük. Az USB 3.0 szabvány 5 V-os feszültség szintet, továbbá 900 mA maximális megengedett áramfelvételt ír elő [7]. A teljes rendszer áramszükséglete nem haladja meg ezt az értéket, így valószínűleg külső forrást nem kell igénybe venni, a PC ki fogja tudni szolgálni a teljesítményigényeket. A 35. ábrán látható a feszültség szinteket biztosító kapcsolás.



35. ábra: A tápellátás biztosító hálózat kapcsolási rajza

Az USB csatlakozót VBUS lábára közvetlenül sorosan egy ferrit és párhuzamosan hat szűrőkondenzátor csatlakozik. Ez azért szükséges, hogy a feszültségforrás zavarjeleit, zajösszetevőit blokkoljuk, illetve kiszűrjük, ami által egy tiszta, 5 V-os DC szint állhat rendelkezésre a rendszer számára. Azért kellene különböző értékű kondenzátorok, mert nemideális áramköri elemek révén rendelkeznek parazitatulajdonságokkal és mindegyiknek más és más frekvencián van a rezonanciafrekvenciája, ami felett már nem szűri a jelet megfelelően. Minél kisebb értékű a kapacitás, annál nagyobb frekvenciájú jeleket képes söntölni. Az 5 V-os feszültségvonalat a nyomtatott áramkör központi részén további három kapacitással szűröm, hogy az áramkör által generált zajok is szűrésre kerüljenek. A rendszerben lévő alkatrészek egyrésze 5 V-os, másik része pedig 3,3 V-os feszültségszintről működik, így elhelyeztem egy lineáris feszültség regulátort (LM3940), mely 5 V-ról 3,3 V-os feszültséget állít elő, legfeljebb 1 A terhelhetőséggel. Az eddigiekhez hasonlóan további kondenzátorok biztosítják a szűrést. [8]

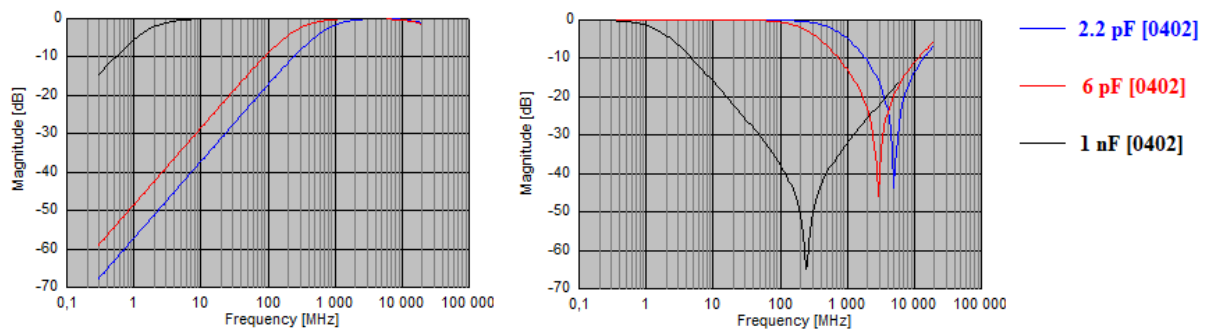
4.2 Bemeneti DC-blokk és vezérelhető csillapító



36. ábra: A bemeneti DC-blokk és vezérelhető csillapító kapcsolási rajza

A 36. ábrán látható, hogy közvetlenül az RF bemeneten sorosan egy egymással párhuzamosan kapcsolt kapacitásbank helyezkedik el, mely arra alkalmas, hogy az egyenáramot blokkolja, azonban a vételi frekvenciatartományba eső jelet pedig átengedje. Ez nem könnyű feladat, hiszen ahogy már említésre került, a kondenzátorok nem ideális elemek, tipikusan egy soros RLC rezgőkörrel lehet a valós viselkedésüket modellezni. Ez azt jelenti, hogy mindegyik kondenzátor rendelkezik egy kb 0,5 Ω -os soros veszteséggel, valamint van egy kicsiny (jellemzően 0,1 - 0,6 nH) induktivitásuk, melyek nagyobb frekvenciákon dominánssá válnak. A feladatot Murata gyártmányú 0402 méretű kondenzátorokkal oldottam meg. A gyártó cég szoftveres adatbázisa lehetővé tette, hogy tájékozódjak az egyes kondenzátorok üzemi frekvenciatartományáról, melyet a 37. ábra foglal össze. A vizsgálataim alapján az alábbi névleges kapacitással rendelkező alkatrészeket választottam: 2.2 pF, 6 pF és 1 nF. A görbék jól

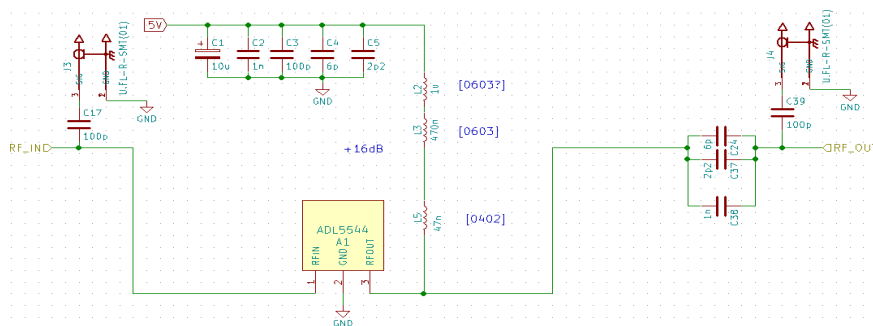
mutatják, hogy 10 MHz és 6 GHz között kis beiktatási csillapítással, valamint -15 dB alatti reflexió tényezővel rendelkeznek. [9]



37. ábra: Murata 0402 típusú kondenzátorok átvitele és reflexió tényezője 1 MHz és 10 GHz között [9]

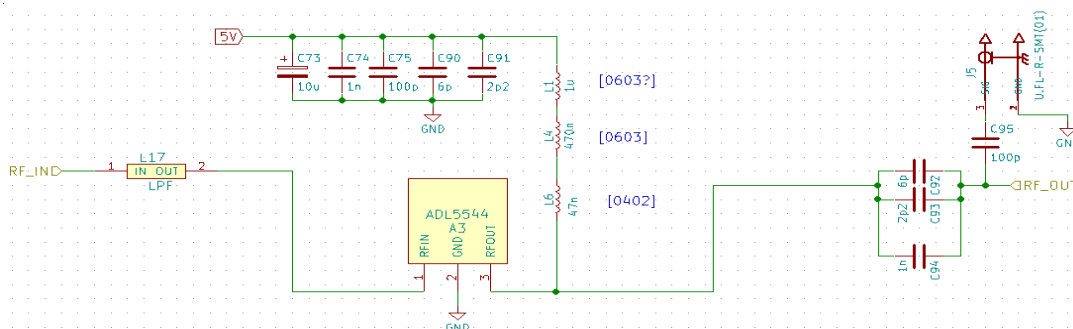
A 36. ábrán látható egy RFSA3714 típusú digitálisan vezérelhető csillapító IC, mely 50 MHz és 6 GHz közötti sávban képes a bejövő jelet csillapítani 0,25...31,75. A csillapító vezérelhető párhuzamosan és I²C kommunikációval is, amik közül én az utóbbi használatát választottam. A csillapító azért került a jelút elejére, hogy az esetlegesen magasabb bemeneti jelteljesítményt is megfelelő mértékben tudja csillapítani és ezáltal védve az áramkör további komponenseit, valamint így kisebb jelteljesítmény tud a bementre visszareflektálódni. Ennek köszönhetően a külső jelforrás számára is célszerűen egy 50 Ω-os terhelést jelent az eszköz. [10]

4.3 A bemeneti erősítőblokkok és az aluláteresztő szűrő



38. ábra: Kis zajú erősítőblokk kapcsolási rajza

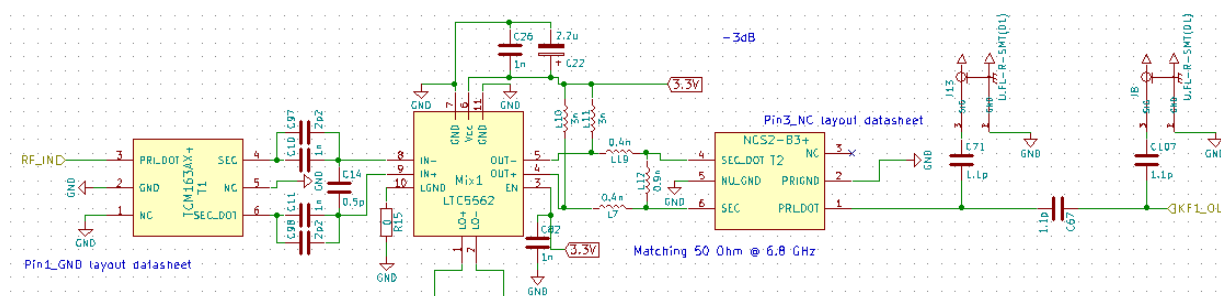
A 38. ábrán látható egy ADL5544 típusú erősítő IC, mely relatív kis zajtényezővel rendelkezik ($F = 4$ dB), így alkalmazását tekintve kis zajú erősítőként (LNA) használok fel. Erősítési tényezője frekvenciafüggő, de átlagosan 15 dB-el emeli meg a hasznos jelszintet. Ez az erősítő egy GaInP (gallium-indium-foszfid) alapú bipoláris tranzisztor, mely működési tartománya 30 MHz-től 6 GHz-ig terjed. 5 V-os tápellátását az RF kimenetén kell betáplálni, melyhez három különböző értékű fojtótekercset alkalmaztam, hogy a nagyfrekvenciás jel ne kerüljön rá a tápellátó hálózata. Az erősítő kimenetén lévő DC feszültségszintet pedig a korábban tárgyalt csatoló-kondenzátorokkal választottam le. [11]



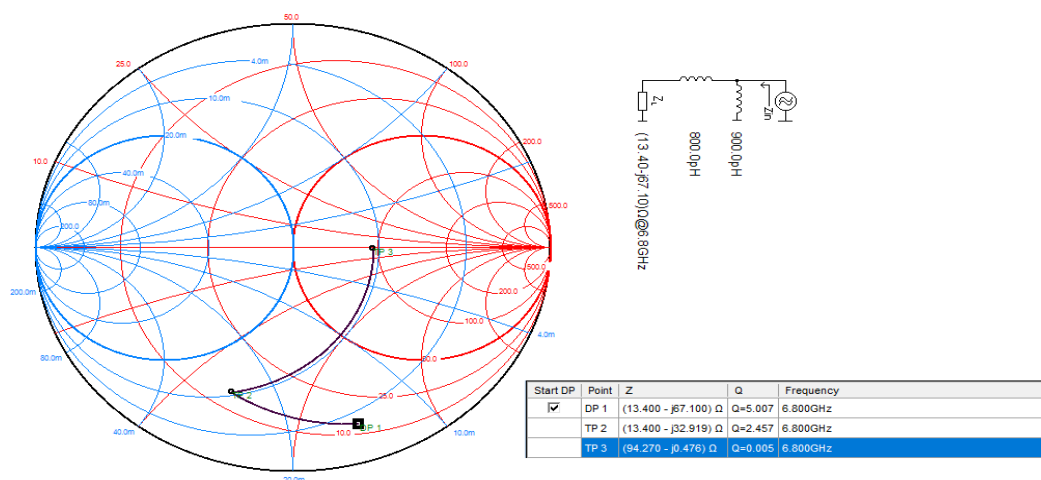
39. ábra: Az aluláteresztő szűrő és az ADL544 bekötési rajza

Az LNA-t követően helyet kap a kapcsolásban a tükröselektivitásért felelős aluláteresztő szűrő, mely a 39. ábrán látható. A szűrő kimenetén egy újabb ADL5544 erősítoblokk helyezkedik el, annak érdekében, hogy kompenzálja a beiktatott csillapításokat és, hogy növekedjen a hasznos jelszint, mely által szélesedik a dinamikatartomány. [11]

4.4 A keverő áramkör az első középfrekvenciára



üzemel. Mind bemenetei, mind kimenete differenciális, így az eddig aszimmetrikus jelet szélessávú balunnal (TCM1-63AX+) szimmetrikussá transzformáltam. A keverő differenciális kimenete nincs 50 Ω -ra illesztve, így erről is gondoskodni kell. Mivel a 6,8 GHz-es kimeneti differenciális jelet egy 2:1 arányú szélessávú balun (NCS2-83+) transzformálja vissza aszimmetrikussá, így a balun bemenetét 100 Ω -ra illesztettem, ami az impedancia arány miatt a kimeneten 50 Ω -ra transzformálódik. A keverő adatlapja alapján, az OUT kimenet párhuzamos, differenciális impedanciája 6,8 GHz-en $350,6 - j69,8 \Omega$, aminek soros megfelelője $13,4 - j67,1 \Omega$. Ezek alapján, aszimmetrikusan egy soros 0,8 nH induktivitású tekercs, majd egy párhuzamos 0,9 nH-s tekercs illeszt 100 Ω -ra. Mivel itt differenciális jelvezetés van, így nem egy soros 0,8 nH-s tekercset alkalmazunk, hanem mindkét vonalon egy-egy 0,4 nH-s tekercset. Az illesztés impedanciaviszonyait Smith-diagramon a 41. ábra mutatja, az illesztőhálózat pedig a 40. ábrán figyelhető meg. [12][13][14]



41. ábra: A kételemes illesztés impedanciaviszonyai Smith-diagramon

Az illesztés eredményeként előállt közel 100 Ω ($94,3 - j0,5 \Omega$), így a jel minimális reflexiós veszteséggel terjed tovább a nyomon következő 6,8 GHz-es sáváteresztő szűrőre. A gyártást követően az illesztőhálózat hangolására a beiktatott U.FL mérőpontok segítségével lesz lehetőség. A keverő LO bemenetének meghajtása a következőkben kerül tárgyalásra.

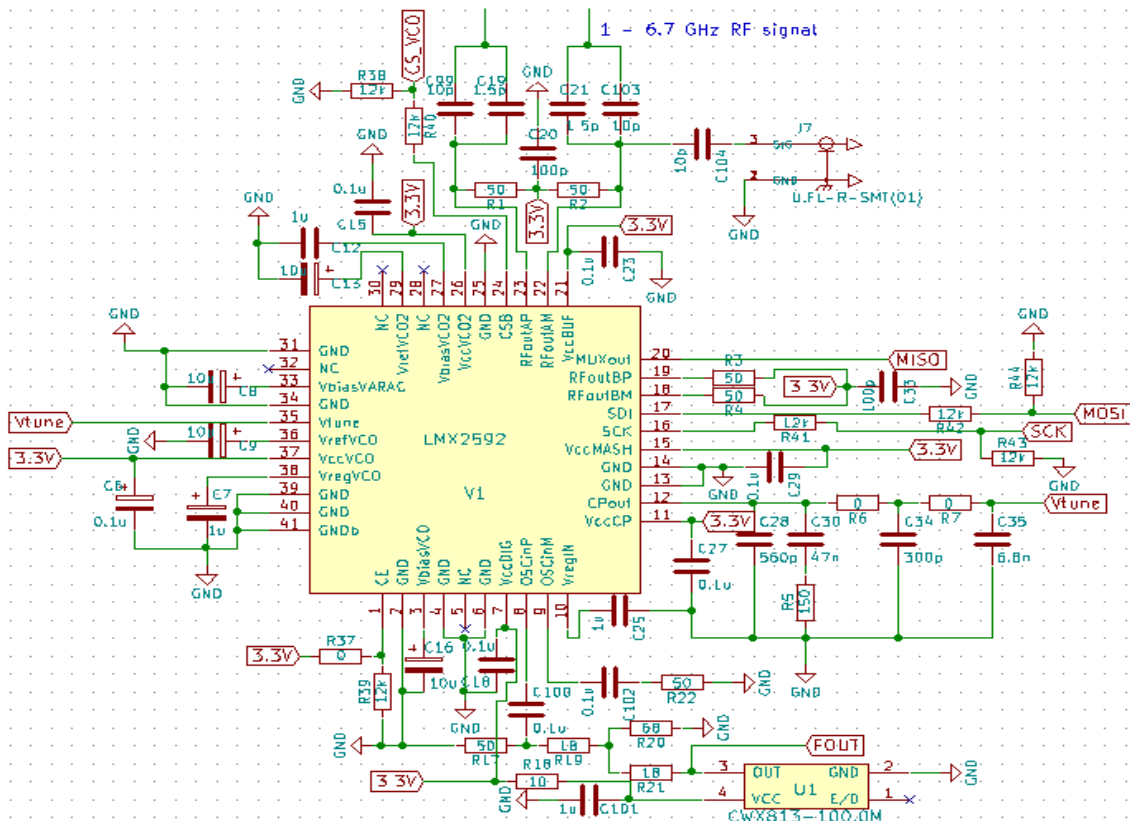
4.5 A PLL, mint hangolható oszcillátor

A keverő differenciális bemenetét egy differenciális kimenetű szintézer IC-vel vezérlem. Ez az IC egy olyan PLL, melyben integráltan szerepel a VCO, így kiválóan alkalmazható az eszköz hangolható oszcillátorként. Ezt a PLL-t a Texas Instruments LMX2592 nevű, rendkívül szélessávú terméke valósítja meg. Kimenete egy 20 MHz – 9,8 GHz tartományban működő programozható jelforrásként alkalmazható. Bekötése a 42. ábrán látható, a kiegészítő elemértékek az adatlapja és a mintaáramkör alapján lett meghatározva. A PLL

referenciaoszillátor bemenetét egy 3,3 V-os CMOS alapú kristályoszillátor (CWX813) alkotja, mely 100 MHz-es jelet szolgáltat. Az eszközt a mikrokontroller SPI periférián keresztül vezérli az SDI, SCK és CSB lábakon. A PLL fontos részét képezi a hurokszűrő, ami a CPout és a Vtune lábak között helyezkedik el. A hurokszűrő ezen kapcsolásban negyedfokú, de természetesen ez degradálható másod- vagy harmadfokú szűrőre is. A hurokszűrő egy diszkrét alkatrészekből felépített aluláteresztő jellegű szűrő, melynek bemenete a fázisdetektor (töltéspumpa) kimeneti árama. A szűrő kimenete pedig a VCO bemenetén van, így a fázisdetektor áramát transzformálja a VCO hangolófeszültségévé, ebből kifolyólag átviteli karakterisztikája megegyezik az impedanciájával. Karakterisztikája befolyásolja a PLL kapcsolási sebességét, fáziszaját, spur⁷ jeleit és stabilitását (fázistartalékát). A hurokszűrő legfontosabb tervezési paraméterei a hurok-sávszélesség, a fázistartalék és az egyes pólusok aránya. A tervezést a gyártó cég által kiadott segéd szoftverrel végeztem.

A szintézer differenciális kimenete (RFOutAP/M) és a keverő differenciális bemenete között illesztetlenség lép fel, amit a következő okok miatt csak mérsékelten tudtam leküzdeni. Szélessávú működési tartományban vagyunk (1 – 6,7 GHz), ami esetén a PLL és a keverő impedanciái is frekvenciáról frekvenciára változnak. Ha frekvenciafüggetlenül tartanék az impedanciájukat, akkor sem lehetne megfelelő illesztettséget biztosítani, mivel még a 4-elemes illesztőhálózat is korlátozott sávszélességben illesztene, a sávszélességen kívül viszont valósággal izolálna. A fenti megfontolások alapján illesztőhálózat nélkül egyszerű 50 Ω -os vonallal kötöttem össze a két portot. Minden releváns frekvencián megvizsgáltam az impedanciaviszonyokat, a PLL maximális kimeneti teljesítményét, valamint a keverő meghajtásához szükséges minimális teljesítményigényt és az eredmények azt mutatták, hogy a reflexiós veszteségekkel is képes a PLL kimenete meghajtani úgy a keverő LO bemenetét, hogy az megfelelően lássa el a funkcióját. A visszaverődő hullámokat a PLL bemenetén lévő 50 Ω -os ellenállások nyelik el, így a PLL kimenete sem károsodik. [15][16][17]

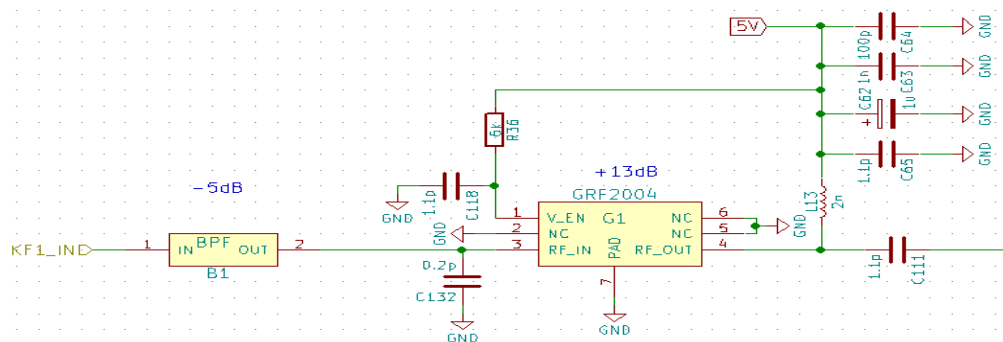
⁷ Spurious jelek. Nem kívánatos spektrális parazitaösszetevők.



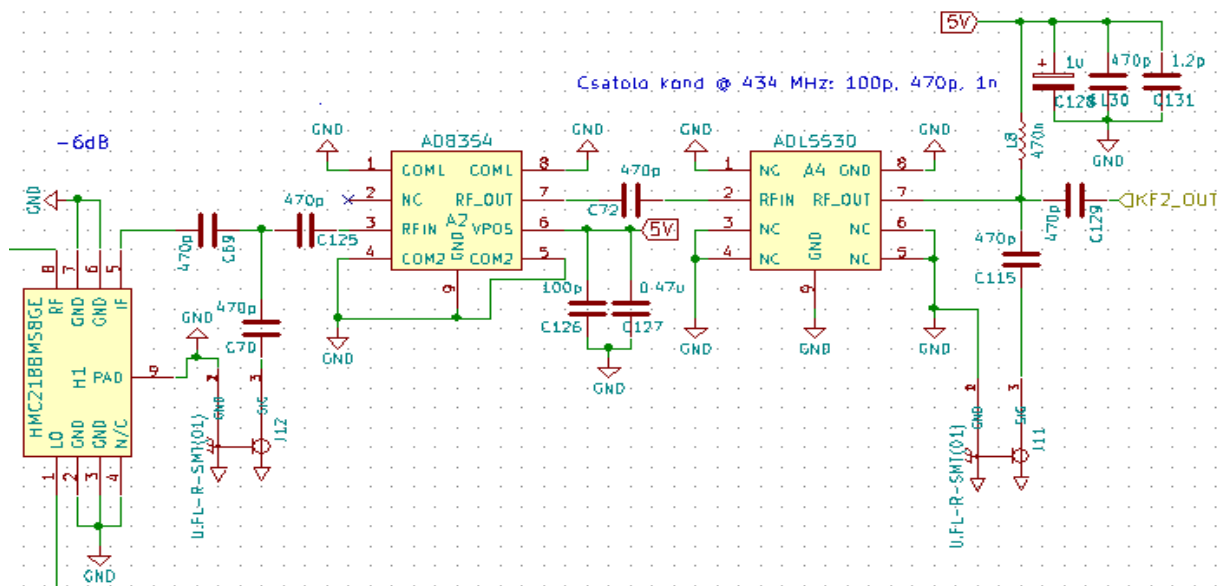
42. ábra: Az LMX2592 szintézer IC kapcsolási rajza

4.6 A 6,8 GHz-es sáváteresztő szűrő és az erősítőblokk

A 43. ábrán szereplő sáváteresztő szűrő közvetlenül a 40. ábrán lévő KF1_OUT címke után következik. A szűrő kimenetére csatlakozik a GRF2004 típusnévre hallgató GaAs (gallium-arzenid) alapú nagyfrekvenciás erősítő, melynek 5 V-os feszültségigényét az RF kimeneten és a V_EN lábon kell kiszolgálni. A fojtótekercs értékét 2nH-nek választottam, mivel 6,8 GHz-en ez az alkatész rezonanciafrekvenciával rendelkezik, azaz magas impedanciát mutat, ugyanakkor az egyenáramot gond nélkül átengedi. A keverő kimenetén 1...1.2 pF-os csatolókapacitást érdemes alkalmazni, mely leválassza a jelútról a DC feszültséget, ugyanakkor az üzemi frekvencián lévő jelet átengedi. [18]



4.7 A keverőáramkör a második középfrekvenciára

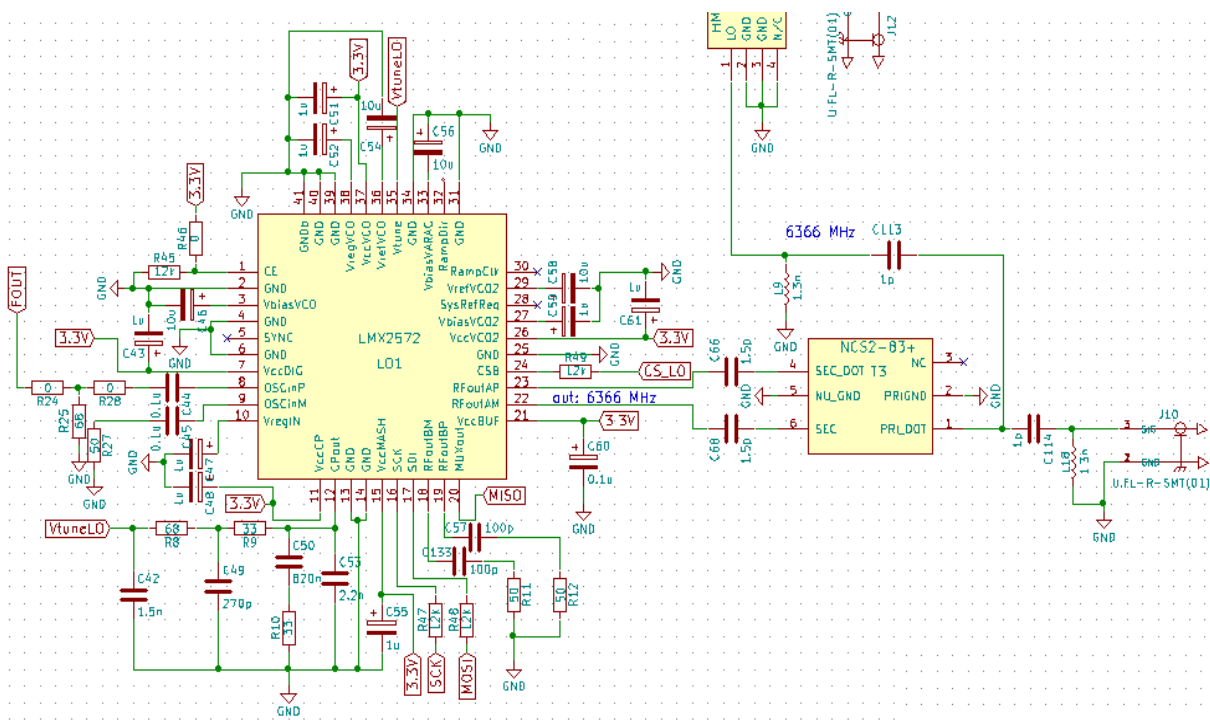


44. ábra: A keverő KF2 kimenete és a KF2 erősítő fokozat kapcsolási rajza

A 6,8 GHz-es jelet a 44. ábrán is látható, Analog Devices HMC218B típusú passzív, GaAs alapú, kétszeresen kiegyenlített keverővel transzponáltam 434 MHz-re. Ez a keverő igazán beleillik a kívánt specifikációba, hiszen RF és LO bemenetén 3,5 – 8 GHz-es jelet vár, míg kimenetén 0 - 1,6 GHz frekvenciasávban dolgozik, tehát egy lefelé keverő áramkőről van szó. A 434 MHz-es kimeneti jelet az AD8354 előerősítő és az ADL5530 erősítő IC emeli meg közel 30 dB-el. Erre azért van szükség, mert egyrészt kompenzálni kell a keverő legalább 6-7 dB-es veszteségét, továbbá a 2. fejezet végén tárgyaltak alapján a kívánt dinamikatartomány eléréséhez fontos volt a további erősítési tartalék bevitele. [19][20][21]

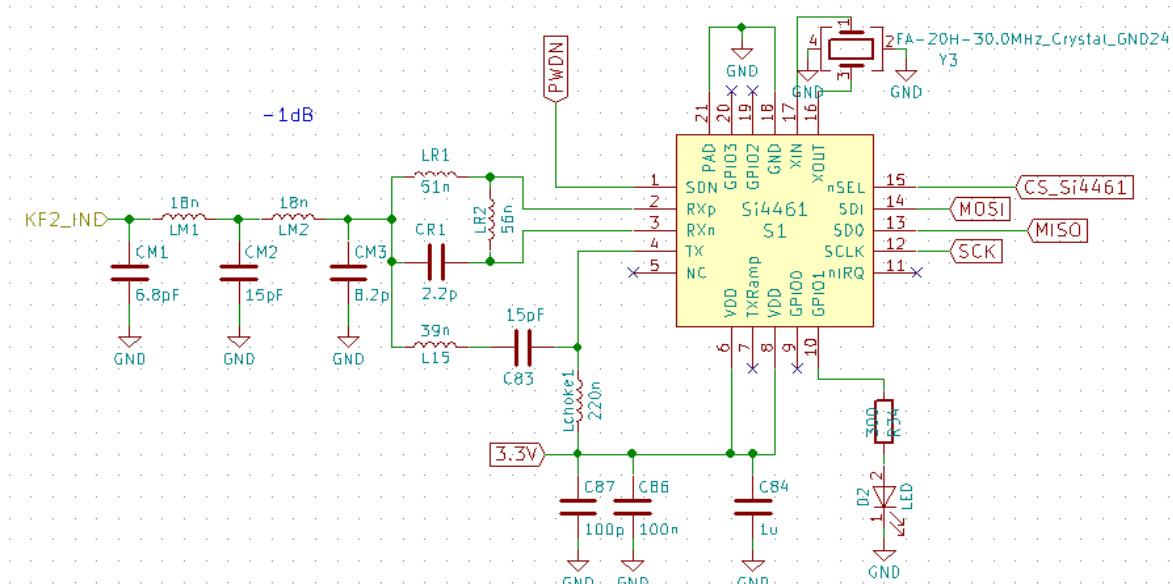
4.8 PLL, mint 6366 MHz-es lokál jelforrás

A keverő szimmetrikus LO bemenetére a stabil 6366 MHz-es jelet ugyancsak egy PLL IC szolgáltatja, hiszen ezen a frekvencián, stabil jelforrás gyanánt ez bizonyult a legköltséghatékonyabb megoldásnak. A hangolható oszcillátorhoz hasonlóan a stabil jelforrást is egy Texas Instruments által gyártott alkatrész, az LMX2572 alkotja, mely a 45. ábrán látható. Ez egy leheletnyit kisebb sáv szélességgel rendelkezik, hiszen 12,5 MHz – 6,4 GHz frekvenciatartományban operál. Felépítése teljesen uniform az LMX2592-vel, valamint ezt is a fent említett 100 MHz-es CMOS oszcillátorról táplálom. A differenciális kimenetet egy 2:1 arányú balun transzformátorra (NCS2-83+) csatlakoztattam, melynek kimenetét egy illesztőhálózaton keresztül a keverő LO bemenetére vezettem. A realizáció során az illesztőhálózat hangolására a beiktatott U.FL mérőpont segítségével lesz lehetőség. [22][14]



45. ábra: Az LMX2572 és kiegészítő alkatrészeinek kapcsolási rajza

4.9 A 434 MHz-es vevőegység



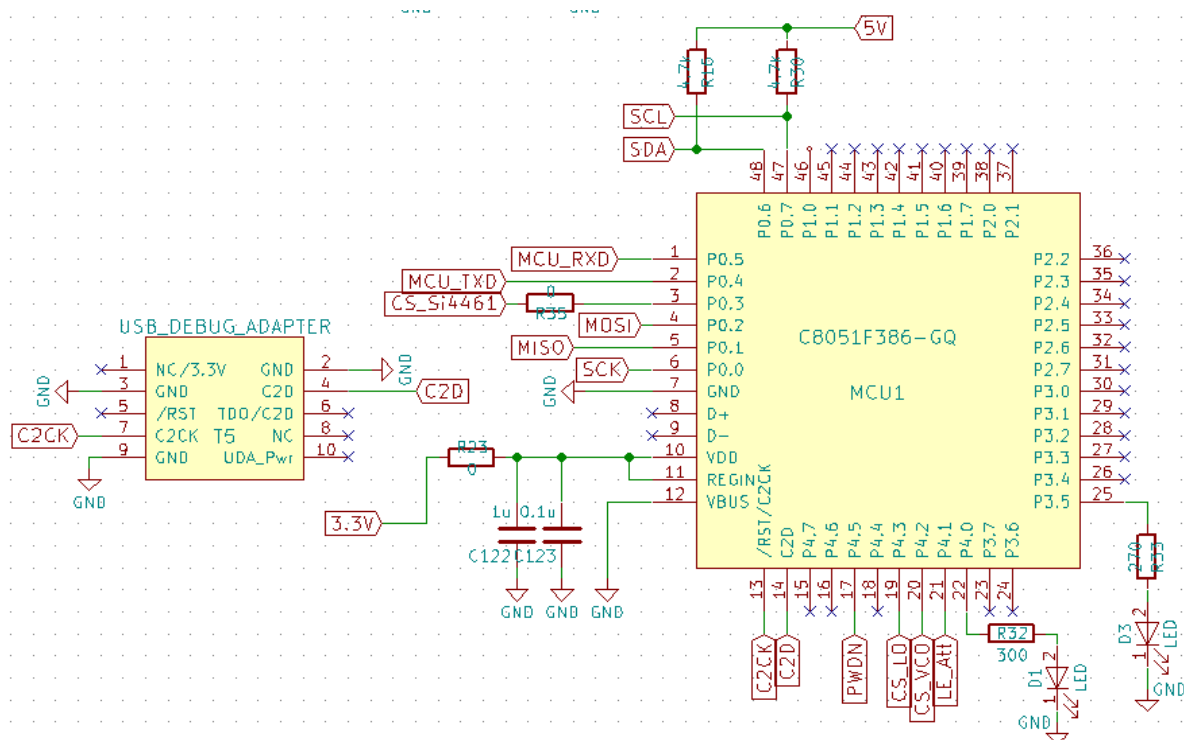
46. ábra: Az Si4461 teljes kapcsolási rajza

A rádiófrekvenciára kevert jel vételét a Silabs Si4461 nevű adóvevő áramköre végzi, melynek teljes kapcsolása a 46. ábrán látható. A bejövő jel keresztülmegy egy aluláteresztő jellegű illesztő és szimmetrizáló kapcsoláson melynek alkatrészértékeit a gyártó útmutatása alapján határoztam meg [5]. A chipet a mikrokontroller SPI periférián éri el, a megfelelő utasítások révén képes a chip a csatornasáv szélességet konfigurálni és az adott csatornára eső vett

teljesítményindikátort, azaz az RSSI-t mérni. A 30 MHz-es referenciajelet egy kvarcoszcillátor biztosítja. Az egyik általános célú GPIO portjára egy LED-et kötöttem, mely a realizáció során alkalmas lehet hibakeresés céljából. Ebből a kapcsolásból sem maradhatnak el a hidegítő kondenzátorok, melyek megóvják az IC lábait az egyes spektrális parazitaösszetevőktől. [4]

4.10 A mikrovezérlő

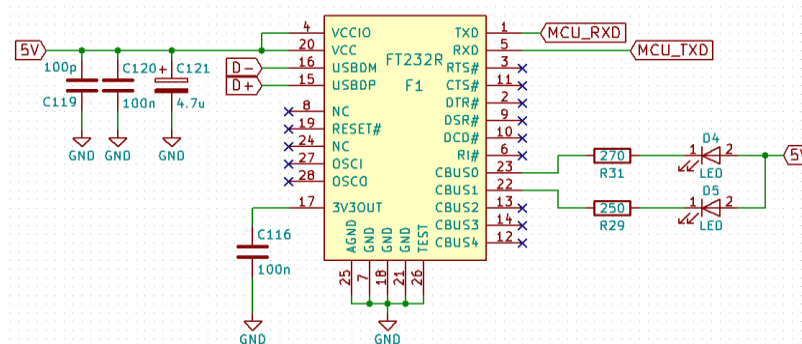
A rendszer vezérlését egy 8 bites Silabs gyártmányú mikrovezérlő látja el. A mikrokontroller képes I²C, SPI, UART kommunikációs protokollra, valamint nagyszámú I/O porttal rendelkezik, melyek alkalmasak az egyes chippek kiválasztására, engedélyezésére, vagy éppen hibakereső céllal LED villogtatásra. A mikrokontrollert a Silabs USB-s 8 bites Debug Adapterével lehet felprogramozni, mely csatlakozójának bekötése is szerepel az ábrán. Az SDA és SCL címkék az I²C adat- és órajelét jelölik, az SPI jelekről a MOSI, MISO, SCK jelek gondoskodnak. Az MCU a kommunikációban masterként van jelen, a Slave eszközök engedélyező jeleit a „CS” és az „EN” kezdetű címkék jelölik. Az UART perfiéria az MCU_RXD és MXU_TXD címkéken található, itt történik az FT232R-rel történő kommunikáció, mely a PC-vel hivatott adatátvitelt létesíteni. [23][24]



47. ábra: A mikrovezérlő és programozójának kapcsolási rajza

4.11 USB-UART konverter

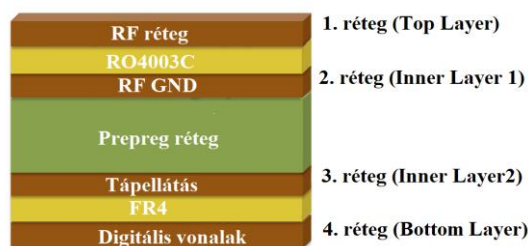
Az USB - UART konverziót az FTDI Chip FT232R nevű áramkörre látja el. A chip közvetlen összeköttetésben van az PC-re csatlakozó USB adatlábaival (D+, D-), valamint közvetlen UART kommunikációt alakít ki a mikrokontrollerrel. Ezáltal létrejön a Silabs chip és a PC közötti mérési adatok átvitele. A bekötést az adatlap alapján végeztem, a CBUS I/O lábak a beérkező és küldés alatt álló adatok jelzésére szolgálnak, vizuálisan ezt LED-ekkel lehet érzékelhetővé tenni a felhasználó számára. [25]



48. ábra: Az FT232R bekötése

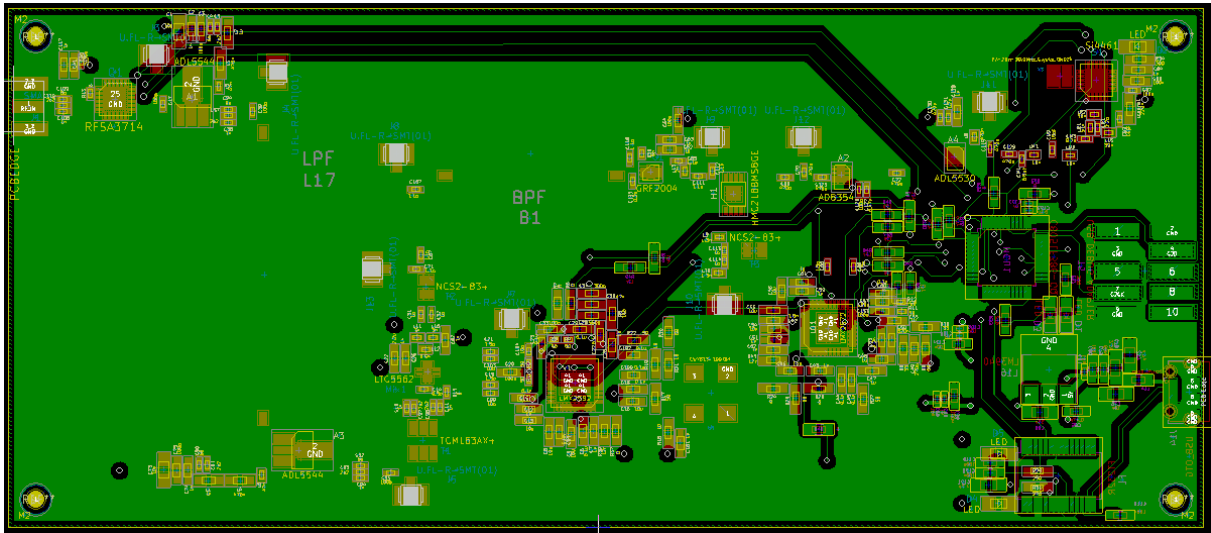
4.12 Nyomtatott áramköri tervezés – rétegrendezés és rajzolatkialakítás

A NYÁK tervezését is a KiCad-ben végeztem, és ahogy már korábban említésre került, nyomós RF tervezési megfontolások alapján az áramkör egy 4 rétegű hordozón került kialakításra. Ez lehetőséget teremtett arra, hogy síkbarajzolható módon, a felső rétegen helyezkedjenek el a nagyfrekvenciás vonalak, mikrohullámú struktúrák, alkatrészek. A második réteg teljes földkitöltéssel rendelkezik, mely stabil referenciát ad a felette lévő RF rétegnek. A felső és alsó hordozó lemezeket (RO4003C és FR4) laminálást követően prepreg réteg tartja össze. A harmadik rétegen a tápellátó hálózat fog helyet kapni, mely az 5 V-os és 3,3 V-os feszültségszinteket fogja biztosítani. Az alsó rétegen azok a digitális integrált áramköri alkatrészek fognak elhelyezkedni, melyeknek nincs RF interfészük, hanem digitális adatátviteli feladatokat látnak el. Ide kerülnek a digitális vonalak, mivel így kellően távol és leárnyékolva lesz azoktól a nagyfrekvenciás vonalaktól melynek zajmentessége, tisztasága elengedhetetlen a szakszerű működés szempontjából. A fenti rétegstruktúrát mutatja be a 49. ábra.



49. ábra: A 4 rétegű NYÁK rétegszerkezete

41



53. ábra: Az alsó réteg (bottom oldali) layoutja (pirossal a felső réteg alkatrészei látszanak)

A tervezés folyamán először az RF vonalat és a jelútban lévő alkatrészek helyét határoztam meg. Alapelv volt, hogy azok a digitális alkatrészek, melyek nem vettek részt az analóg jelformálásba, azokat elkülönítve az alsó oldalra helyeztem el. A felső réteg kialakításánál törekedtem arra, hogy minél rövidebb RF vonalakat alkalmazzak, ezáltal csökkentve a lehetséges veszteségeket, ugyanakkor a megegyező frekvenciasávban működő erősítőblokkokat egymástól távol helyeztem el, hogy minimalizáljam a csatolódás, oszcilláció vagy a gerjedés esélyét. Szükséges esetén hagytam helyet fémburkolat elhelyezésére, mely egységben tartja a keletkező elektromágneses mezőt és megakadályozza az oszcillációt.

Az alkatrészek és az RF nyomvonal helyének ismeretét követően a főbb komponensek kiegészítő alkatrészeit helyeztem el. Fő szempont volt, hogy az integrált áramkör lábaihoz a lehető legközelebb helyezkedjenek el a csatoló, hidegítő kondenzátorok, kristályoszcillátorok, ezzel is minimalizálva a zavarok, zajfeszültségek terhelését. Annak elkerülése végett, hogy a Silabs vevőchipnél ne kerüljenek csatolásba az egymáshoz közeli induktivitások (LM2, LR1, LR2), eltérő orientációban helyeztem el őket a NYÁKon. Az egymáshoz közeli kondenzátorok a pedig a földlemezen keresztül csatolódhatnak egymással (főleg magasabb harmonikusokon), amelynek az az eredménye, hogy rontják a szűrés és az illesztés hatékonyságát. Ezt el lehet kerülni, ha a kondenzátorok (CM1, CM2) a nyomtatott vonal két különböző oldalára kerülnek [26].

Az összes rétegen a teljes szabad felületet folytonos és egységes földkitöltés borítja, ami nem a csak koplánár hullámvezető szempontjából fontos tényező. A földfémzés növeli az effektív földfelületet, mely stabil referenciaként szolgál az összes alkatrész számára. A felső és közvetlenül alatta lévő belső réteget számos vak viá köti össze, ami azt jelenti, hogy a furat kizárólag a felső két réteget – tehát az RO4003C horodozót – érinti. Ezek a viák arra szolgálnak,

hogy fémes kontaktust teremtsenek a két réteg földfelülete között és ezáltal közös potenciálra hozza a két felületet. Minél több földelő viát alkalmaztam, annak érdekében, hogy a két réteg közötti parazita induktivitás a lehető legkisebb legyen. Mivel mikrohullámú tartományban dolgozunk, ezért gondolni kell a földön folyó nagyfrekvenciás áramutakra is, melyek hidegítésére ugyancsak a viák alkalmasak. Jellemzően két szomszédos via között, az üzemi frekvencia értékére (vagy annak harmonikusaira) vonatkozóan $\frac{\lambda}{10} \dots \frac{\lambda}{20}$ – nál nagyobb távolságot nem engedünk meg. [26] Ebben az esetben már elhanyagolható a két via közötti fáziskülönbség és a felület ekvipotenciálisnak tekinthető. Az általam tervezett áramkörön két szomszédos via között a bemeneti tartományban átlagosan 3 mm van, de például a második középfrekvencián 6,8 GHz-nél 2 mm-es átlagos távolságot alkalmaztam. Természetesen, azokat a helyeket, ahol esetlegesen „lebegő” földfelületeket (keskenyebben elterülő földfelületek, metálszigetek) lehetett gyanítani, azokat további viákkal gazdagítottam.

Az egyes mikrohullámú integrált áramkörök tokozása alatti földlemezt is viákkal stabilizáltam, hogy az áramnak a köre minél akadálymentesebben záruljon, a lehető legkisebb feszültséget ejtve a megfelelő működés érdekében. Fizikai szempontból további előnyös tulajdonság a fenti megfontolásnak, hogy javul a hőelvezetés minősége is.

A tápellátást biztosító hálózatot a harmadik rétegen alakítottam ki. Az áramkör lehetőségeihez mérten törekedtem arra, hogy ne használjak hosszú tápvonalakat, és kerültem a nagyméretű áramköri hurkok kialakítását, éppen ezért csillagtopológiában végeztem a feszültségvonalak szétosztását. Törekedtem arra, hogy zajosabb eszközök teljesen külön ágon kapják a feszültséget, mint az analóg és ezáltal nagyobb zajmentességet igénylő alkatrészek. A feszültségvonalak a belső rétegből átmenő furatokon keresztül jutnak a felső és alsó rétegekre, hogy kiszolgálják az egyes alegységek tápellátását. Olyan esetekben, amikor nem síkbarajzolható huzalelrendezéshez jutottam, akkor természetesen a harmadik és negyedik réteg között gyakorta alkalmaztam átjárást viák segítségével.

A legalsó rétegen helyezkedik el a micro USB csatlakozó, a feszültségregulátor, a mikrovezérlő és az FTDI chip, azaz minden olyan alkatrész, ami kizárólag digitális, nincs analóg interfészük, valamint hajlamosabbak zajt termelni.

Mind a négy rétegen elhelyezkedő földfelület egy potenciálon van DC szempontból, azonban míg az első és második réteg RF szempontból, a viák révén alkot egyöntetű földet, addig az alsóbb rétegek csak a bemeneti USB csatlakozónál kerülnek galvanikus kontaktusba a felsőbb földrétegekkel. Ez azt jelenti, hogy RF szempontból induktívnak mondható ez a kontaktus és szándékos módon ezáltal elkülönül az RF föld az alsóbb rétegek földjétől, mely a digitális és

egyenfeszültségű vonalak számára alakítanak ki referenciát. Ezáltal az RF vonalak sem szennyeződnek a digitális zajtermékekkel, továbbá a digitális vonalak is megfelelően árnyékoltan haladhatnak a vezetőben és nincsenek terhelve a nagyfrekvenciás jelösszetevőkkel.

4.13 Gyártás

Az előbbieken részletezett nyomtatott áramkört 2018. október 11-én leadtam gyártásra, azonban sajnos a dolgozat leadásáig (2018. október 29.) a NYÁK nem készült el, így az egyes megépített alegységek valós működését sajnos a dolgozatban nem tudom demonstrálni, de reményeim szerint az előadás alkalmával erre vonatkozóan már be tudok számolni egy-két részeredményről.

Összefoglalás

Dolgozatomban gyakorlati megközelítéssel megvizsgáltam a rádiófrekvenciás vevők alaptípusait és a szuperheterodin elvű rendszerek működési mechanizmusait, mely alapot biztosított az általam tervezett rendszer felépítéséhez is. Tárgyalásra kerültek azok a fontos lépések, melyek kiformálták azt a végleges követelményrendszert, amit az eszközzel szemben támasztunk. A követelményekből specifikáció, a specifikációból pedig pontos áramköri elemek álltak elő, melyek gondos összeillesztése, hálózattá kapcsolása érdekes és izgalmas feladatot jelentett.

Feladatom során egy egyszerűsített mikrohullámú spektrumanalizátor tervezését végeztem el, mely számos kihívást rejtett magában, ami igazán különlegessé tette a munkát. A mikrohullámú tervezés során lépten nyomon tekintettel kellett lenni az impedanciaviszonyokra, az illesztettségre, az adott frekvenciatartomány sajátosságaira, a zajszűrésre, valamint a jelek teljesítményszintjeire. Tapasztalatot szerezhettem nagyfrekvenciás erősítők, szintézerek, szélessávú keverők használatában és a szűrők, távvezetékek tervezésében. Az RF terület mellett el kellett mélyítenem az ismereteimet a mikrovezérlők alkalmazástechnikájáról is és el kellett sajátítanom azokon kommunikációs szabványok működését, melyek a rendszerben tetten érhetők: SPI, I²C, UART.

A dolgozat tartalma, a verifikációs méréseket leszámítva, többnyire az elméleti tervezést foglalja magában, ám a konkrét áramköri tervek már gyártás alatt vannak, mely számos további feladatot von maga után: az eszköz megépítését, részegységeként történő felélesztését és felprogramozását. Az, hogy a teljes rendszer - mely számos egyéni funkcionalitással bíró alegység kapcsolódásából épül fel - vajon megfelelően működik-e, csak ezután fog kiderülni, mindazonáltal az eddig végbement munkafolyamatokat sikeresnek értékelem, hiszen sikerült megtervezni egy igen nagy sáv szélességű eszközt és kellően motivált vagyok az előttem álló feladatok elvégzését illetően.

Köszönetnyilvánítás

Zárásul szeretnék köszönetet mondani konzulensemnek, Szalay Zoltánnak, akihez bátran fordulhattam a kérdéseimmel, és aki iránymutatással, szakmai tanácsokkal valamint technikai segítséggel látott el a feladat sikeres megvalósítása érdekében.

A projekt az Európai Unió támogatásával, az Európai Regionális Fejlesztési Alap társfinanszírozásával valósul meg (EFOP-3.6.2-16-2017-00013).

Irodalomjegyzék

- [1] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed., JohnWiley & Sons, Inc., 2012.
- [2] Golio, Mike "Frontmatter", *The RF and Microwave Handbook Editor in Chief Mike Golio*
Boca Raton: CRC Press LLC, 2001
- [3] Texas Instruments, *Signal Chain Noise Figure Analysis*
(<http://www.ti.com/lit/an/slaa652/slaa652.pdf>, 2018.05.18.)
- [4] Silicon Labs, *Si4464/63/61/60 adatlap*
(<https://www.silabs.com/documents/public/data-sheets/Si4464-63-61-60.pdf>, 2018.05.18.)
- [5] Silicon Labs, *AN643: Si446x/Si4362 RX LNA Matching*
(<https://www.silabs.com/documents/public/application-notes/AN643.pdf>, 2018.10.29.)
- [6] Rogers, *RO4003C adatlap*
(<http://www.rogerscorp.com/acs/products/54/ro4003c-laminates/index.aspx>, 2018.10.29.)
- [7] *USB 3.0 szabvány*
([https://www.usb3.com/whitepapers/USB%203%200%20\(11132008\)-final.pdf](https://www.usb3.com/whitepapers/USB%203%200%20(11132008)-final.pdf), 2018.10.29.)
- [8] Texas Instruments, *LM3940 adatlap*
(<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm3940.pdf>, 2018.10.29.)
- [9] Murata, *Chip S-Parameter & Impedance Library* (<http://www.murata.com/en-eu/support/library/selectionguide>, 2018.10.29.)
- [10] Qorvo, *RFSA3714 adatlap*
(<https://www.qorvo.com/products/p/RFSA3714>, 2018.10.29.)
- [11] Analog Devices, *ADL5544 adatlap*
(<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/adl5544.pdf>, 2018.10.29.)
- [12] Analog Devices, *LTC5562 adatlap*
(<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/5562f.pdf>, 2018.10.29.)
- [13] Mini-Circuits, *TCM1-63AX+ adatlap*
(<https://ww2.minicircuits.com/pdfs/TCM1-63AX+.pdf>, 2018.10.29.)
- [14] Mini-Circuits, *NCS2-83+ adatlap*
(<https://ww2.minicircuits.com/pdfs/NCS2-83+.pdf>, 2018.10.29.)

- [15] Texas Instruments, *LMX2592 adatlap*
(<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmx2592.pdf>, 2018.10.29.)
- [16] Dean Banerjee, *PLL Performance, Simulation and Design Handbook*, 5th Edition
(<http://www.ti.com/lit/ug/snaa106c/snaa106c.pdf>, 2018.10.29.)
- [17] Connor Winfield, *CWX813 adatlap*
(<http://www.conwin.com/datasheets/sm/sm111.pdf>, 2018.10.29.)
- [18] Guerilla RF, *GRF2004 adatlap* (<https://www.guerillarf.com/gfiles/parts/GRF2004/GRF2004DS.pdf>, 2018.10.29.)
- [19] Analog Devices, *HMC218B adatlap*
(<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc218b.pdf>, 2018.10.29.)
- [20] Analog Devices, *AD8354 adatlap*
(<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad8354.pdf>, 2018.10.29.)
- [21] Analog Devices, *ADL5530 adatlap*
(<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/adl5530.pdf>, 2018.10.29.)
- [22] Texas Instruments, *LMX2572 adatlap*
(<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmx2572.pdf>, 2018.10.29.)
- [23] Silicon Labs, *C8051F386 adatlap*
(<https://www.silabs.com/documents/public/data-sheets/C8051F38x.pdf>, 2018.10.29.)
- [24] Silicon Labs, *8-bit USB Debug Adapter adatlap*,
(<https://www.silabs.com/documents/public/user-guides/8-bit-USB-Debug-Adapter.pdf>, 2018.10.29.)
- [25] FTDI Chip, *FT232R adatlap*
(https://www.ftdichip.com/Support/Documents/DataSheets/ICs/DS_FT232R.pdf, 2018.10.29.)
- [26] Silicon Labs, *Si446x RF ICs Layout Design Guide*
(<https://www.silabs.com/documents/public/application-notes/AN629.pdf>, 2018.10.29.)