

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem Villamosmérnöki és Informatikai Kar Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék

Műholdfedélzeti szélessávú spektrumanalizátor fejlesztése

SZAKDOLGOZAT

Készítette Nagy Dominik Gábor Konzulens dr. Dudás Levente

2021. december 10.

Tartalomjegyzék

Kivonat

Al	Abstract						
1.	Bev 1.1. 1.2.	ezetés Előző spektrumanalizátor	1 1 2				
2.	Szél	sőséges környezet	3				
	2.1. 2.2.	Hibaforrások	$\frac{3}{3}$				
3.	Köv	etelmények	4				
	3.1.	Működési elv	4				
	3.2.	Frekvencia transzponálás	4				
		3.2.1. Szuperheterodin elv	6				
	3.3.	Frekvencia terv	6				
	3.4.	Blokkvázlat	8				
4.	Rés	zegységek megtervezése	9				
	4.1.	Rádiós IC	9				
	4.2.	Mikrokontroller	10				
	4.3.	Digitális adatbusz védelme	12				
	4.4.	Szűrők	12				
		4.4.1. Aluláteresztő szűrő	13				
		4.4.2. Felüláteresztő szűrő	13				
		4.4.3. Méretezés	14				
	4.5.	Követőerősítő működése	17				
	4.6.	Erősítők	17				
	4.7.	Keverő	18				
	4.8.	Frekvencia háromszorozó	18				
	4.9.	Hőmérséklet kompenzált kristály oszcillátor	21				
5.	Épít	tés és mérés	22				
	5.1.	Szűrők	22				
		5.1.1. PI tagok	22				
		5.1.2. KF szűrő	23				
	5.2.	JFET átvitele	23				
	5.3.	Erősítők	25				
	5.4.	RF kapcsoló	26				
	5.5.	Keverő	26				

	5.6.	Frekvencia háromszorozó	28
	5.7.	Frekvencia háromszorozó és keverő együtt	28
	5.8.	Analizátor	31
		5.8.1. Mért és valós jelszint közti különbség	31
		5.8.2. Lokál oszcillátor kimenő teljesítménye	32
		5.8.3. Lokál oszcillátor frekvenciái	32
		5.8.4. Az analizátor KF szűrőjének sávszélessége	34
		5.8.5. Mérések a spektrumanalizátorral	34
	5.9.	Fogyasztások	38
0	ö		
6.	Uss:	zegzes	39 20
	6.1.	Prototipus panel	39
	6.2.	A panel 3D modellje	41
	6.3.	Eredmenyek ertekeles	42
7.	Tova	ábbiak	43
Kä	iszön	netnyilvánítás	14
		·	
Ire	odalo	omjegyzék	15
Fü	iggel	ék	1 7
	F.1.	KF szűrő szimulációja	47
	F.2.	RF szűrők szimulációja	49
	F.3.	A keverőhöz tartozó mérések	51
	F.4.	A frekvencia háromszorozóhoz tartozó mérések	53

HALLGATÓI NYILATKOZAT

Alulírott Nagy Dominik Gábor, szigorló hallgató kijelentem, hogy ezt a szakdolgozatot meg nem engedett segítség nélkül, saját magam készítettem, csak a megadott forrásokat (szakirodalom, eszközök stb.) használtam fel. Minden olyan részt, melyet szó szerint, vagy azonos értelemben, de átfogalmazva más forrásból átvettem, egyértelműen, a forrás megadásával megjelöltem.

Hozzájárulok, hogy a jelen munkám alapadatait (szerző(k), cím, angol és magyar nyelvű tartalmi kivonat, készítés éve, konzulens(ek) neve) a BME VIK nyilvánosan hozzáférhető elektronikus formában, a munka teljes szövegét pedig az egyetem belső hálózatán keresztül (vagy autentikált felhasználók számára) közzétegye. Kijelentem, hogy a benyújtott munka és annak elektronikus verziója megegyezik. Dékáni engedéllyel titkosított diplomatervek esetén a dolgozat szövege csak 3 év eltelte után válik hozzáférhetővé.

Budapest, 2021. december 10.

Nagy Dominik Gábor hallgató

Kivonat

Korábbi űrmissziók során, a SMOG-P és ATL-1 projektek keretében, készültek mérések a Földet körülvevő rádiófrekvenciás szennyezettségről, illetve a jelenleg is üzemelő SMOG-1 által történnek mérések mind a mai napig. Ezen műholdak fedélzetén egy-egy spektrumanalizátor kapott helyet, amely a földfelszíni digitális műsorszórók sávját monitorozta, alacsony Föld körüli pályán. Pontosabban 460MHz és 860MHz közötti frekvenciákon méri az űrbe kijutó rádiófrekvenciás jeleket. Dolgozatomban egy új, szélesebb spektrumot lefedő mérőrendszert mutatok be. Ez a spektrumanalizátor 30MHz-től egészen 2500MHz-ig képes vizsgálni a rádiófrekvenciás jelek erősségét. Ebbe beletartoznak televíziós és rádiós műsorszórók, vezeték nélküli rendszerek frekvenciái, telekommunikációs és rádióamatőrök által használt frekvenciák. Ezen eszközök fedőtérerősséget hozhatnak létre, ezzel akadályozva a műholdakkal való kommunikációt. Ilyenkor jóval nagyobb teljesítmény szükséges adó oldalon a műholdakkal való stabil kommunikációhoz. A fent bemutatott új spektrumanalizátor egy 3PQ méretű (5cm x 5cm x 15cm) műhold fedélzetére készül.

Abstract

In previous space missions, SMOG-P and ATL-1 projects have produced measurements of radiofrequency pollution surrounding the Earth. The measurements of SMOG-1 are still being made to this day. Onboard each of these satellites is a spectrum analyzer that monitors the band of terrestrial digital broadcasters in a low orbit. Specifically, it measures the intensity of radiofrequency signals entering space at frequencies between 460MHz and 860MHz. In my thesis, I present a new measuring system covering a wider spectrum. This new spectrum analyzer is capable of examining the strength of radio frequency signals in a much wider band, from 30Mhz to 2500 Mhz. This includes television and radio broadcasters, ham frequencies, frequencies used by wireless data transmission systems, or even telecommunications equipment. These devices can create a frontal field strength, thus hindering communication with satellites, which requires much more power on the transmitter side for stable communication with satellites. The new spectrum analyzer shown above is designed to board a 3PQ (5cm x 5cm x 15cm) satellite.

1. fejezet

Bevezetés

1.1. Előző spektrumanalizátor

Korábban a SMOG-1 és SMOG-P 1PQ¹ méretű, illetve az ATL-1 2PQ méretű zsebműholdak[1] fedélzetén kaptak már helyet mérőrendszerek, amik a digitális földfelszíni műsorszórók által használt frekvenciasávban, pontosabban 460-860MHz között mérték a Földet körülvevő rádiófrekvenciás szennyezettséget[2], amiből el is készült egy egész bolygót lefedő szennyezettségi térkép. Ez látható a 1.1 ábrán [3]. Mindhárom műhold alacsony Föld körüli poláris napszinkron pályára állt. A SMOG-P és ATL-1 műholdak 298 és 310 nap után működő állapotban zuhantak vissza és égtek el a légkörben. A SMOG-1 jelenleg is üzemel és szolgáltatja a mérési adatokat.

A térképről leolvasva jól látszik, hogy igen jelentős mértékben jutnak ki az űrbe elektromágneses jelek, amik fedőtérerősséget hozhatnak létre, ezzel esetleg akadályozva egy műholdas összeköttetést. Ezért a stabil műholdvezérléshez nem elegendő néhány Watt teljesítménnyel adni, hanem több nagyságrenddel is emelni kell az adóteljesítményt[4]. Ezentúl energiapazarlás is, hiszen a cél az, hogy a felhasználókhoz jussanak el a televíziós adók jelei, ne a világűrbe.



1.1. ábra. Szennyezettségi térkép

¹PocketQube, 1PQ=50x50x50mm kocka, amelynek tömege nem haladhatja meg a 250g-ot

1.2. Motiváció

Az előző missziók sikerén felbuzdulva, érdemes lehetne megvizsgálni, hogy mik tapasztalhatók egyéb frekvenciákon. A tervezendő spektrummonitorozó rendszer 30MHztől 2500MHz-ig fogja vizsgálni az űrbe kisugárzott rádiófrekvenciás jeleket. Ez nagyjából lefedi a telekommunikáció, a televíziós és rádiós műsorszóró, a helymeghatározáshoz kapcsolódó, a rádióamatőr és egyéb más rádiófrekvencián kommunikáló berendezés által használt spektrumot. Így képet kaphatunk arról, hogy mennyi felesleges energiát sugárzunk ki a Földről, ami minőségibb antennákkal és azok helyes beállításával csökkenthető lenne. A fejlesztés alatt álló következő magyar műhold neve MRC100[5]. Ez a Műegyetemi Rádió Club alapításának állít emléket, ami 2022-ben, azaz a felbocsátás évében lesz 100 éves. A műhold mérete 3PQ, azaz 50x50x150mm, ami a SMOG-1 térfogatának. háromszorosa.



1.2. ábra. MRC-100 3D modellje

2. fejezet

Szélsőséges környezet

2.1. Hibaforrások

Az ilyen kis méretű műholdaknak a hőkapacitása igen kicsi, emiatt Földárnyékban hamar kihűlnek a Nap felőli oldalon viszont hirtelen felmelegszenek. Így a fedélzeti elektronikának igen jelentős hőmérséklet különbségeknek kell ellenállni. Ezért olyan áramköri elemeket kell kiválasztani amelyek képesek üzemelni -40°C és +80°C között is. Ezen kívül a műhold vákuumban fog keringeni, így a nagyobb teljesítményű elemek, amelyek jelentősebb hőt disszipálnak, nem képesek hőátadással hűlni, hiszen a levegő, mint közeg nincs jelen. A hő csak sugárzás és vezetés útján tud távozni [6], ezért nagy hangsúlyt kell fektetni arra, hogy a lehető legkisebb legyen a rendszerek fogyasztása, hiszen a túlzott melegedés az elemek károsodásához vezetne.

Egy másik káros hatás a sugárzás. A nagy energiájú ionizáló részecskék a félvezető eszközök rácsszerkezetét károsíthatják, megnövelve például a bipoláris eszközök szivárgási áramát vagy éppen csökkentve az erősítésüket. A MOS tranzisztorok esetében pedig eltolódhat a küszöbfeszültség, a CMOS eszközökben pedig úgynevezett latch-up jelenség alakulhat ki[7]. Egy két FET-ből álló CMOS kapcsolásban egyszerre mindig csak az egyik tranzisztor van nyitva, viszont ha egy kellően nagy energiájú részecske ütközve a zárt FET belső rácsszerkezetével ki tudja nyitni FET-et, így ott tápzárlat áll elő, ami túlhevülést és átégést okozhat.

2.2. Hideg tartalék

Fontos a szélsőséges űri környezetben is a stabil működés, ezért minden rendszer egypont meghibásodásra van tervezve, minden rendszerből kettő kerül a fedélzetre[8]. Tehát ha valamelyik egység működésében probléma lépne fel, akár átmenetileg, akár véglegesen, akkor a rendszer átkapcsol az adott egység redundáns párjára. Az egységek hideg tartalékolva lesznek a fedélzeten, ez azt jelenti, hogy egyszerre mindig csak az egyik van bekapcsolva.

3. fejezet

Követelmények

3.1. Működési elv

A műhold fedélzetén a szabályzott busz feszültsége 3,3V. A spektrumanalizátor maximális áramfelvétele 150mA-re van korlátozva, a 2.1 alpontban leírtak miatt. Így az a maximális teljesítmény amivel gazdálkodhatok $P = UI = 3, 3V \cdot 150mA = 0, 495W$, ez a tizede egy átlagos telefontöltő teljesítményének. Ebbe az áramkorlátba bele kell férnie az egész rendszernek. A másik megkötés, hogy a fedélzetre nem lehet akármilyen és akármekkora antennát elhelyezni. Pályára állításkor a műhold egy rekeszből fog kidobódni, és ennek a rekesznek adott a mérete, amit ki is tölt a műhold, ezért nem sok hely marad azt antennának. Fedélzeten belül sem lehet elhelyezni, és pályára állás után a fedélzeten belülről nyitni, mert minden kis térfogategység hasznos teherrel lesz kitöltve, tudományos kísérletekkel, műszerekkel.

A SMOG-1 fedélzetén lévő spektrumanalizátor 460-860MHz között működött, amiről pedig a dolgozatom fog szólni ennél hatszor szélesebb spektrumban fogja monitorozni a rádiófrekvenciás jeleket. Ezt az analízist kétféle módon teheti. Az egyik, hogy a bemenő jeleket digitalizálja, majd ezt a digitális adathalmazt Fourier-transzformálja, amiből megkapja a vett jel spektrumát. A másik módszer a szuperheterodin vevők elvén működik. A legtöbb spektrumanalizátor műszer is ez alapján működik. Az első esetnél rendkívül nagy mintavételi frekvenciára lenne szükség ahhoz, hogy a vizsgálni kívánt spektrum tetejét is tudja digitalizálni. Ez viszont rengeteg adattal is járna, amit egy általános mikrokontroller már nem képes lekezelni. Ekkor FPGA¹-ra kellene áttérni, ami már képes lenne kezelni ezt a sok adatot. Viszont ebben az esetben az áramkör fogyasztása a több Watt nagyságrendjébe esik, ami a műholdon nem kivitelezhető. Ezért a szuperheterodin vevős változatot valósítom meg. Ennek működéséről később lesz szó. A kész áramkör a mérései során adott frekvencialépésekkel végigpásztázza a vizsgálandó tartományt, és az antennájával vett jeleknek érzékel a jelszintjét, azaz az RSSI² értékét. Ezt az értéket továbbküldi az OBC³-nek. Ha megfelelő pontra ér a műhold, és látja a földi állomást, akkor lesugározza neki a mért adatokat.

3.2. Frekvencia transzponálás

Amikor a számunkra szükséges jelet egy másik hordozófrekvenciára szeretnénk transzponálni, akkor egy úgynevezett keverő áramkörre van szükségünk. A keverőáramkörök működésének alapja, a nemlinearitásuk kihasználása[9]. A keverő

¹Field-Programmable Gate Array

 $^{^2 \}mathrm{Received}$ Signal Strength Indication - Vett Jelerősség Jelző

³On-Board Computer - Fedélzeti Számítógép

kimenetén lévő jel spektrumában megjelenik a bemeneteire jutó jelfrekvenciák összege és különbsége. Ezt írja le az alábbi trigonometrikus összefüggés is, illetve ez látható a 3.1. ábrán. A keverőnek három kapuja van, RF - Rádió frekvencia, KF - Közép frekvencia, LO - Lokáloszcillátor. Ha KF-ről transzponálunk RF-re, akkor felkeverésről, ha fordítva akkor lekeverésről beszélünk. Azt, hogy milyen frekvenciára szeretnénk keverni a középfrekvenciás jelünket, a hangolható oszcillátor frekvenciájának változtatásával érjük el. Ahogy mondtam a kimeneten az összeg és különbségi frekvencia is megjelenik, és mivel nekünk az egyikre van csak szükségünk, a másikat egy szűrővel elnyomjuk.

$$\cos(x)\cos(y) = \frac{1}{2}(\cos(x-y) + \cos(x+y))$$
(3.1)



3.1. ábra. Keverő működése

A keverő valamilyen nemlineáris elemből épül fel (pl: dióda, tranzisztor). Különböző fajta keverők léteznek[10]. Vannak a kiegyenlítetlen keverők, egyszeresen, kétszeresen és háromszorosan kiegyenlített keverők. Ezek arra utalnak, hogy a kimenetre milyen mértékben szivárog a bemeneti jelekből. A kiegyenlítetlennél mindkét bemeneti frekvencia megjelenik a kimeneten az összeg és különbségi frekvenciákkal együtt. Az egyszeresen kiegyenlítettnél csak az egyik, a kétszeresen kiegyenlített keverőnél már mindkét bemenet izolált, azaz nem jutnak a kimenetre. A háromszorosan kiegyenlített keverő két darab kétszeresen kiegyenlített keverőből áll.

Ahogy a 3.1. alpontban említettem, ez a spektrumanalizátor is, ahogy a legtöbb rádiófrekvenciás eszköz a szuperheterodin vevők elvén működik. A rádiós műsorszórásnál az egyszerűbb átvitel érdekében a hangfrekvenciás jeleket (KF jel) felkeverik rádiófrekvenciára (RF jel) majd kisugározzák. A vevőkészülék ezután ugyanazzal az LO frekvenciával lekeveri hangfrekvenciára, így visszakaptuk az eredeti jelet. Ha egy az egyben a hangfrekvenciás jelet szeretnénk kisugározni, akkor $\lambda = \frac{c}{f}$ alapján több kilométer magas adóantennákra lenne szükség, ami kivitelezhetetlen. Ezért a hasznos jelet felkeverik egy jóval nagyobb frekvenciára, például egy 100MHz-re. Ebben az esetben már a méteres nagyságrendbe eső antennákkal lehet venni a kilométeres antennák helyett. Vevő oldalon pedig ugyanazzal az LO frekvenciával lekeverjük és visszakapjuk az eredeti hangfrekvenciás jelet. A szuperheterodin vevő blokkvázlata a 3.2. ábrán látható.



3.2. ábra. Szuperheterodin vevő

3.2.1. Szuperheterodin elv

Az antennáról bejövő jelek szűrés és erősítés után a keverő egyik bemenetére kerülnek. A másik bemenetre a hangolható lokáloszcillátor csatlakozik. A keverő kimenetén pedig megjelenik a két jel szorzata, ami egy RF-LO és egy RF+LO frekvenciájú jelkomponens összege. A cél az volt, hogy a nagyfrekvenciás (RF) jelet lekeverjük kisebb frekvenciára (KF), úgyhogy az összegfrekvenciás komponensre nincs szükségünk, ezért azt a KF szűrővel elnyomjuk. Ezután egy erősítő blokkot követően érkezhet a vevőbe a lekevert jel. Tehát ha egy 2000MHz-es jel érkezik az antennáról és 1500MHz-el keverjük, akkor a keverő kimenetén megjelenik egy 500MHz-es és egy 3500MHz-es összetevő. Ebből a KF szűrővel ki tudjuk szűrni a nekünk megfelelő alacsonyabb frekvenciájú komponenst. Így képesek vagyunk venni olyan frekvenciákat is, amik adott esetben nem esnek bele a vevőnk működési frekvenciasávjába.

Gondot jelentenek azonban az úgynevezett tükörfrekvenciás komponensek. Ugyanis nem csak a 2000MHz-es jelet fogjuk tudni 500MH-re keverni, hanem az 1000MHzest is. Hiszen ilyenkor a különbségi frekvencia 1000MHz-1500MHz=-500MHz lenne, de mivel valós jelekről van szó, az amplitúdó spektrum szimmetrikus a pozitív és negatív frekvenciákra, ezért a -500MHz-es komponens +500MHz-en is megjelenik. Ez azt jelenti, hogy a két frekvenciáról ugyanoda keverednek a jelek. Tehát ha mérnénk egy adott jelszintet 500MHz-en, akkor nem lehetne eldönteni, hogy az eredetileg az 1000MHz-hez vagy a 2000MHz-hez tartozott-e. Ezért ezeket a tükörfrekvenciás komponenseket még az RF szűrővel ki kell szűrni, hogy a keverés során ne okozzanak gondot.[11]

3.3. Frekvencia terv

A spektrumanalizátorhoz használt vevő egy si4464, a lokáloszcillátorként használt adó pedig egy si1060-as mikrokontroller beépített rádióadója. Hogy miért ezekre esett a választás a Részegységek megtervezése című fejezetben erre részletesen kitérek.

A 30-2500MHz-es sávot fel kellett osztanom kisebb tartományokra, hogy egy-egy LO frekvenciával be lehessen keverni a vevő (azaz az si4464) sávjába. A vevő 119-960MHz között képes működni. Ez azt jelenti, hogy három sávra felosztva be lehet keverni őket

keverni. Viszont a választott adó, nem képes az ezekhez szükséges frekvenciát előállítani, hanem csak az alábbiakat:

- 142-175MHz
- 425-525MHz
- 850-960MHz
- 960-1050MHz

Ezért más tartományokra kellett felbontanom. A másik dolog amire figyelnem kellett, hogy a választott LO frekvencia ne olyan legyen, hogy a lekevert spektrum keresztezze. Azaz a 3.3. ábrán a zölddel jelölt LO frekvenciák ne csússzanak a piros tartományokba, amik a a KF jeleket jelölik. Erre azért van szükség, mert ha a zöld belelógna a pirosba, akkor spektrum mérés közbe ezt is belemérné hamisan a vett jelek közé.



3.3. ábra. Frekvencia terv

A tükörfrekvenciás komponensek elnyomására hangolható szűrőket szoktak használni, ám én az egyszerűség kedvéért fix szűrőket használok, amik közül ki lehet választani mindig az adott sáv méréséhez szükségeset.

Sorszám	Frekvenciasáv	Tükörfrekvenciák
I.	30MHz-119MHz	880MHz-969MHz
II.	119 MHz- $960 MHz$	-
III.	960MHz-1439MHz	2MHz- 481 MHz
IV.	1439MHz-2010MHz	90MHz-661MHz
V.	$2010\mathrm{MHz}\text{-}2466\mathrm{MHz}$	546 MHz- $1002 MHz$
VI.	$2466 \mathrm{MHz}\text{-}2500 \mathrm{MHz}$	$584 \mathrm{MHz}$ - $618 \mathrm{MHz}$

3.1. táblázat. Az egyes tartományok sávszélessége és a tükörfrekvenciáik

3.4. Blokkvázlat

A frekvenciaterv alapján felosztott sávok közül az éppen venni kívántat RF kapcsolókkal választhatjuk ki, amiket a rádiós IC és a mikrokontroller GPIO⁴ lábairól vezérelhetünk, illetve kiválaszthatjuk, hogy szükségünk van-e a frekvenciaháromszorozóra vagy közvetlenül a mikrokontrollerről hajtjuk meg a keverőt. A frekvencia háromszorozó azért szükséges, mert a 2500MHz körüli frekvenciák lekeveréséhez 1500MHznél is nagyobb frekvencia szükséges, amit az si1060 kimenete nem tud szolgáltatni. Ezért a rendelkezésre álló frekvenciát fel kell sokszorozni.

A műholdra kerülő huzalantenna, a műhold méretéből adódóan, párszor 100mm lehet maximum. A lefedendő frekvenciatartomány túl nagy ahhoz, hogy az antenna kellően illesztett legyen az egész sávban, ezért a frekvencia függvényében igen eltérő viselkedést fog mutatni[12] az impedanciája. Például 30MHz-hez 10m-es hullámhossz tartozik, ami azt jelenti, hogy egy rezonáns $\lambda/4$ -es monopól antenna hosszának 2,5m-nek kellene lenni. Viszont ehhez képest a műholdra ennek közel csak a tizede fog kerülni. Ez azt jelenti, hogy ezen a frekvencián igen jelentős kapacitív reaktanciát fog mutatni az antenna[13]. Az erősítők bemenetei viszont 50 Ω -osak, ami azt jelenti, hogy közvetlenül nem lehet az antennát terhelni ezekkel, úgyhogy impedancia illesztést is meg kell valósítani.

Látható egy direkt út az antennától a kapcsoló felé. Ez a 119-960MHz-es sáv miatt van, hiszen ezt egy az egyben képes venni az si4464, ezért ez kikerüli a keverőt.



3.4. ábra. A rendszer blokkvázlata

⁴GPIO - General Purpose Input/Output

4. fejezet

Részegységek megtervezése

4.1. Rádiós IC

A kiválasztott RF chip egy Silicon Labs által gyártott si4464. A fő szempontok a következők voltak. Működjön 3,3V-ról és alacsony legyen a fogyasztása, a lehető legszélesebb legyen a működési frekvenciatartománya, a lehető legnagyobb legyen az érzékenysége, kis méretű tokban legyen. A legtöbb ilyen rádiós chipnek a működési frekvenciatartományában vannak olyan részek, ahol nem képes működni, így hiába írja azt a gyártó, hogy 100-1000MHz a működési tartomány, ez legtöbbször nem egybefüggő és előfordulhatnak olyan pár 10MHz-es tartományok, ahol valójában mégsem működik. Az si4464 esetében viszont a 119-960MHz egybefüggő és minden frekvencián képes működni. Az érzékenysége - 126dBm. SPI interfésszel rendelkezik, amin keresztül a mért RSSI értékeket küldi a mikrokontroller felé, illetve fogadja tőle a parancsokat, hogy mely frekvenciahatárok közt, milyen lépésekben vagy milyen sávszélességű szűrővel mérjen. A tápfeszültsége szűrve van a beépített LNA differenciális bemeneteihez pedig az adatlapi elrendezés szerint helyeztem el a kondenzátorokat és a tekercset. A kondenzátorok kapacitása az alapján számítható, hogy a kívánt frekvencián az impedanciája az adott karakterisztikus impedanciájú környezethez képest legyen minimum egy nagyságrenddel kisebb.

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C} \le 10 \cdot Z_{k\ddot{o}rny} \tag{4.1}$$

Ekkor a nagyfrekvenciás komponenseket átengedi, egyenáramú szempontból viszont elválaszt.

A fojtó tekercs szerepe pedig ennek az ellentettje. Az egyenkomponenst engedje át, a váltakozó áram szempontjából pedig képviseljen szakadást. Ezért az impedanciája legyen minimum egy nagyságrenddel nagyobb, mint az adott karakterisztikus impedanciájú környezet.

$$Z_L = j\omega L \ge 10 \cdot Z_{k\"orny} \tag{4.2}$$

A rádiófrekvenciás eszközök ki- és bemeneti impedanciái 50 Ω általában. Ezért az egész áramkörre érvényesen a csatoló kondenzátorok impedanciáinak abszolútértéke 5 Ω vagy annál kisebb (jellemzően 1 Ω), a fojtó tekercsek impedanciáinak abszolútértéke 500 Ω vagy annál nagyobb. Méretezéskor a legkisebb frekvencia alapján kell meghatározni a kapacitás és az induktivitás értékét, hiszen a frekvencia növekedtével a $j\omega L$ tag növekszik a $\frac{1}{j\omega C}$ tag pedig csökken. Kifejezve C-t és L-t és az ω körfrekvencia helyére a 2π f frekvenciát behelyettesítve a következőt kapjuk:

$$C = \frac{1}{j2\pi f Z_C} \tag{4.3}$$

$$L = \frac{Z_L}{j2\pi f} \tag{4.4}$$



4.1. ábra. si4464 kapcsolási rajza

Az IC SDN lábára logikai 1-et kapcsolva alvó állapotba kerül, így ha nincs szükség spektrumanalízisre, akkor kikapcsolható és nem fogyaszt. Ugyanezt a vezérlő jelet az IC előtti erősítő blokk tápfeszültségét kapcsoló p típusú FET gate-jére is csatlakoztatom, így ez az erősítő is kikapcsolható.

4.2. Mikrokontroller

Az egész áramkör vezérlését illetve a mért adatok feldolgozását a mikrokontroller végzi, illetve tartja a kapcsolatot a fedélzeti számítógéppel. Ugyanazok a választási szempontok itt is elmondhatók, mint a rádiós chip esetén. Ahogy a szuperheterodin vevők működését leíró pontban említettem, a keveréshez szükség van egy hangolható oszcillátorra. Erre a célra frekvencia szintézert használni a legkézenfekvőbb, amivel igen nagy stabilitással beállítható a kívánt lokál frekvencia. Ennek működése a következő. Egy stabil, de fix frekvenciájú oszcillátor egy fázisdetektorra kapcsolódik amelynek kimeneti feszültsége a bemeneteire jutó jelek fáziskülönbségével arányos. Ez a feszültség meghajt egy olvan oszcillátort, amelynek a kimenetén a frekvencia a bemenetére jutó feszültséggel arányos. Ez a változtatható frekvencia egy osztóra kerül, ami azt általunk megadott arányban osztja le a bemenetére érkező frekvenciát és ez jut aztán az előbb említett fázisdetektor másik bemenetére. Ha például a referenciánk 50MHz és a szintézer kimenetén 200MHz-et szeretnénk, akkor az osztásarány 4 lesz. Ez azt jelenti, hogy a kimenet frekvenciájának negyede csatolódik vissza a fázisdetektorra, és ha ennek a fázisa kicsit is eltér a referencia fázisától, akkor ez a hibajel a VCO frekvenciáját növeli vagy csökkenti, addig amíg a kettő nem lesz fázisban. Így stabilizálva a kimenet frekvenciáját[14].



4.2. ábra. Szintézer működése

A piacon kapható szintézerek esetében viszont nem találtam olyan, ami kellően széles frekvenciatartományban képes üzemelni és alacsony a fogyasztása. A legtöbb önmagában fogyasztott közel annyit, mint amennyi az egész áramkör maximális fogyasztása. Ezért ehelyett a következő megoldáshoz fordultam. Az si1060 típusú mikrokontroller rendelkezik egy beépített rádiós modullal, ami az alábbi frekvencia tartományokban képes 20dBmes jelszint előállítására, viszont passzív keverőt használva tipikusan 10dBm körüli érték elegendő. Ekkor a fogyasztása 18mA. Aktív keverő esetén a 0dBm körüli lokál jelszint is elegendő, ekkor még kevesebb a rádiós chip fogyasztása, viszont ez az aktív keverő plusz egy fogyasztót jelent. Ezért úgy kell összeállítani a komponenseket, hogy a lehető legalacsonyabb fogyasztás legyen eredőben.

Az si1060 rendelkezik egy UART és egy SPI kommunikációra alkalmas interfésszel is. SPI-on keresztül az si4464-gyel kommunikál, UART-on pedig a fedélzeti számítógéppel. Mivel minden fedélzeti alrendszer ugyanazon a digitális adatbuszra fog csatlakozni, ezért a megfelelő szeparáció elengedhetetlen. Ha valami meghibásodik az egyik részegységnél, azt biztosan le kell választani a buszról, hogy a többi alrendszer biztonságosan tudjon működni tovább. Erre tér ki a következő fejezet.



4.3. ábra. si1060 kapcsolási rajza

4.3. Digitális adatbusz védelme

Rendszer szinten a soros kommunikáció egy vezetéken történik (TX-RX közös). Az 4.4. ábrán látható kapcsolás a fedélzeti számítógépnél tükör szimmetrikusan ugyanígy megtalálható. A mikrokontroller UART kimenete van használva a 1Wire kommunikációra. Ekkor viszont adás esetén, amikor a TX kimenet lemegy logikai 0-ba, azt érzékeli az RX láb, és azt hinné, hogy a fedélzeti számítógép üzen neki. Ezért ilyenkor az RX bemenet semmisnek tekinti ezt az információt.

Védő FET-ek funkciói:

- FET-ek nélkül, ha táp-föld zárlat keletkezne, az egész adatbusz logikai 0-ra kerülne, és az egész műhold kommunikációja leállna. Ezért ha egy ilyen zárlat keletkezik a spektrumanalizátor oldalán, akkor a FET gate elektródája földre kerül és zárva tartja a FET-et, ezáltal leválasztva az adatbuszt.
- Az egypont-meghibásodás miatt két FET került a kapcsolásba, hiszen ha az egyiknél a drain-source rövidzárba megy, a másik FET még meg tudja védeni a buszt.
- A cél az, hogy bármilyen meghibásodás is áll fent, a FET kikapcsoljon. Ezért ha valamelyik lehúzó ellenállás szakadásba megy át, a másik még mindig tudja helyettesíteni. Ha a felhúzó ellenállás megy szakadásba, akkor legrosszabb esetben a FET kikapcsol és a spektrumanalizátor többé nem lesz kapcsolatban az adatbusszal.
- Ez a típus a legkisebb méretű kapható FET, annak ellenére, hogy egy pár van a tokban [15]. Az elrendezést azért nem egy tokon belül valósítottam meg, hiszen ha egy nagy energiájú részecske áthalad a tokon és kárt tesz az egyik FET-ben, akkor az igen nagy valószínűséggel kárt tesz a másikban is. Ezért használok két külön tokban lévőt.



4.4. ábra. 1Wire védelem

4.4. Szűrők

RF oldalon hangolható szűrő helyett minden sávhoz külön-külün fix sáváteresztő szűrőt terveztem az Elsie[16] nevű szűrőtervező programban. Mivel az egyes tükörfrekvenciák kellően távol vannak, nem kell nagyon nagy oldalmeredekségű szűrőket használnom, amik hátránya, hogy az áteresztő tartományban az átvitelük hullámzik. Ezért a maximálisan lapos, úgynevezett Butterworth szűrőt használtam. Az egyes sáváteresztő szűrők egy felülés egy aluláteresztő szűrő kaszkád kapcsolásából épülnek fel.

4.4.1. Aluláteresztő szűrő

Minden olyan jelkomponenst átenged amelynek frekvenciája kisebb, mint a szűrő által meghatározott határfrekvencia. Az általam használt topológia a 3 elemű II tag. Ennek egyik előnye, hogy szimmetrikus a be- és kimenet szempontjából. Használhatnék nagyobb fokszámú szűrőt, aminek nagyobb az oldalmeredeksége, ám az az alkatrész szám növekedésével járna. Az alkatrészek egyre növekvő száma pedig a meghibásodás valószínűségét növelné. A szűrő működése a következő: az alacsonyabb frekvenciájú komponenseket a tekercs átengedi, a kondenzátor pedig szakadásként viselkedik. A határfrekvencia feletti komponenseket pedig a kondenzátorok söntölik, hiszen az impedanciájuk ezen frekvenciákon igen kicsi. A tekercs impedanciája viszont egyre növekszik, és szakadásként fogható fel a nagyobb frekvenciákon. Az L és C értékek nem csak a határfrekvenciától függenek, hanem a lezáró impedanciáktól is. Attól függően, hogy a szűrő karakterisztikus impedanciája mennyire egyezik meg a forrás vagy a terhelés impedanciájával, más és más lesz a szűrő hatása.



4.5. ábra. Aluláteresztő Π tag

A méretezés a következő képletek alapján történik:[17]

$$C = \frac{1}{\pi f R_t} \tag{4.5}$$

$$L = \frac{R_t}{\pi f} \tag{4.6}$$

Ahol az R_t a már említett 50 Ω .

4.4.2. Felüláteresztő szűrő

A felüláteresztő minden olyan komponenst átenged, amelynek frekvenciája a szűrőre jellemző határfrekvencia felett van. A használt topológia ugyanaz mint az aluláteresztő esetében, annyi különbséggel, hogy a tekercs és a kondenzátor helye fel van cserélve. Ez azt eredményezi, hogy az alacsonyabb frekvenciájú jelkomponenseket a kondenzátor nem engedi át, a tekercsnek pedig ezen frekvenciákon kicsi az impedanciája, ezért söntöl. A frekvencia növekedtével pedig a kondenzátor impedanciája egyre csökken és elkezdi átengedi a jeleket, a tekercs pedig szakadásként fogható fel, hiszen az impedanciája egyre nő, és a jelkomponensek már nem a föld felé söntölődnek, hanem a eljutnak a terhelés felé.

A méretezés a következő képletek alapján történik:[17]

$$C = \frac{1}{4\pi f R_t} \tag{4.7}$$

$$L = \frac{R_t}{4\pi f} \tag{4.8}$$



4.6. ábra. Felüláteresztő Π tag

Ahol az R_t a már említett 50 Ω .

4.4.3. Méretezés

Ha méretezni szeretnénk a KF szűrő alul- és felüláteresztő szűrőit és használjuk a fenti képleteket, a határfrekvenciák pedig f_{alul} =960MHz $f_{felül}$ =119MHz, akkor a következő értékek adódnak:

$$C_{alul} = \frac{1}{\pi f_{alul} R_t} = 6,6pF \tag{4.9}$$

$$L_{alul} = \frac{R_t}{\pi f_{alul}} = 16,6nH \tag{4.10}$$

$$C_{fel\"{u}l} = \frac{1}{4\pi f_{fel\`{u}l}R_t} = 13, 4pF$$
(4.11)

$$L_{fel\"{u}l} = \frac{R_t}{4\pi f_{fel\`{u}l}} = 33, 4nH \tag{4.12}$$

Ezek azonban a 3dB-es pontokhoz tartozó frekvenciák voltak. Ami azt jelenti, hogy a megadott határfrekvenciákon a jelek már 3dB-es csillapítást szenvednek, azaz a jelteljesítmény a felére csökken.

A cél az lenne azonban, hogy a megadott frekvenciákat még ne csillapítsa a szűrő, hanem csak az azok alattit és felettit. Ezért úgy kell hangolni ezeket a szűrőket, hogy a kívánt frekvenciák a csillapítatlan szakaszra kerüljenek. Ezt azonban kézzel kiszámolni igen időigényes lenne, nem beszélve arról, hogy a legtöbbször olyan C és L érték jön ki eredményül, ami nem kapható, nem szabványos érték. Ezért a kapott számhoz közeli értékeket kell használni, ami viszont megváltoztathatja a szűrő menetét. Ezt pedig vizuálisan látni, hogy hol-hogyan viselkedik a szűrő, csak szimuláción keresztül tudom.

Ezért adódtak ki a 4.9. ábrán látható értékek, és ezért nem a képletek alapján számolt értékeket használtam.

Az 5 különböző sávhoz 10 különböző szűrőt kellett méreteznem a piacon kapható kapacitás és induktivitás értékek szerint. Ezen szimulációs ábrák a függelékben megtalálhatók. A mérések során kiderült, hogy azok az alul-áteresztő szűrők amik a nagyobb frekvenciájú sávokhoz tartoztak, nem voltak megfelelőek az elemek parazita hatásai miatt, ezért ezeket elhagytam a kapcsolásból. Ez nem befolyásolja a tükörfrekvenciák elnyomását, hiszen a tükörfrekvenciás komponensek az alsó keverés miatt a venni kívánt sávok alatt helyezkednek el. Vételkor a kívánt szűrő kiválasztása RF kapcsolókkal lehetséges. Azért szükséges a szűrők után és elé is tenni RF kapcsolókat,







4.8. ábra. Felüláteresztő szűrő szimulációja

hiszen ha csak az egyik oldalon lenne, akkor az egyes szűrők terhelésként viselkednének az antenna vagy a másik szűrők kimenetén, ezért el kell szigetelni őket egymástól.

Az RF kapcsolóknak kettő logikai vezérlőbemenete van. Egyszerre csak az egyiken lehet logikai 1, ekkor a másikon logikai 0-nak kell lenni. A rendszer 11 RF kapcsolót tartalmaz. Némely kapcsolók összevonhatók vezérlés szempontjából, és lehet őket közösen kapcsolni, ám ekkor is több GPIO lábra lenne szükség, mint amennyi a két IC-nek rendelkezésére áll. Mivel a kapcsolók bemenetein mindig ellentétes logikai szintnek kell lenni, ezért egy inverter segítségével a két bemenetet egyetlen GPIO lábbal is meghajthatjuk. Az RF kapcsoló egyik lábára közvetlenül köthető a GPIO láb, a másik bemenetre pedig az inverteren keresztül. Így a kapcsoló bemenetein mindig ellentétes logikai szintek lesznek.



4.9. ábra. KF szűrő kapcsolási rajza



4.10. ábra. RF szűrők kapcsolási rajza



4.11. ábra. Inverterek kapcsolási rajza

4.5. Követőerősítő működése

Az alsó sávon (30MHz-119MHz) van egy JFET-es követőerősítő fokozat, az impedancia illesztés miatt. Ahogy a Blokkvázlat alpontban említettem, az antennának igen jelentős a kapacitív reaktanciája, ezért nem lehet közvetlenül terhelni. Egy nagy bemeneti impedanciájú fokozat oldja meg az impedanciaillesztést. A földelt source alapkapcsolás, vagy követőerősítő alapkapcsolás egy nagy bemeneti impedanciával rendelkező fokozat, hiszen a gate lábán nem folyhat áram (vagyis elhanyagolhatóan kicsi), illetve a feszültségerősítése 1 vagy annál kisebb[18]. A kapcsolásban egy MMBFJ310[19] típusú JFET-et használtam. A JFET-ek működéséhez negatív gate-source feszültség szükséges, ám a 4.10. ábrán látható, hogy a JFET gate lába egy ellenállással földre van húzva. A negatív gate-source feszültség mégis előáll, oly módon, hogy a munkaponti áram az R_3 ellenálláson feszültséget ejt, ezzel megemelve a source láb feszültségét, amihez képest a földre húzott gate elektróda negatívabb feszültségű lesz.

Ha nincs épp nincs szükség az erősítő fokozatra, mert éppen egy másik sávot monitoroz az analizátor, akkor a FET tápfeszültsége megszüntethető. A drain elektródája egy másik FET-en keresztül kapcsolódik a tápfeszültségre. Ez egy p csatornás MOSFET, amit a sávhoz tartozó RF kapcsoló vezérlőjele kapcsol ki vagy be. Ha az ehhez a sávhoz tartozó RF kapcsolókat bekapcsoljuk, akkor az RF1A láb logikai 1 lesz, az RF1B pedig logikai 0. Ha az RF1B láb logikai 0, akkor a p csatornás MOSFET gate elektródája negatívabb lesz mint a source, így a FET kinyit, és bekapcsol a JFET.



4.12. ábra. Követőerősítő kapcsolási rajza

4.6. Erősítők

Az erősítő blokk választásánál azon kívül, hogy minél szélesebb sávban képes legyen kellően erősíteni és 3,3V-ról működni, a legfontosabb szempont a fogyasztás volt. Az adatlap szerint 1-2700MHz között 20dB-es az erősítése, miközben az áramfelvétele maximum 31mA[20]. A piacon kapható más erősítők egyike sem tudta ezt a frekvenciatartományt, illetve mindegyik fogyasztása 50mA vagy a feletti volt. A tápfeszültsége ennek az egységnek is kapcsolható. Mivel a második sáv egy az egyben megy az si4464 bemenetére és kikerüli a keverőt, ezért ezt az erősítő blokkot is kikerüli. Ebben az esetben a felesleges fogyasztást



ki lehet küszöbölni, ha a második sávhoz tartozó RF kapcsoló vezérlő jelével kikapcsoljuk ezt az erősítőt.

4.13. ábra. Erősítőblokk kapcsolási rajza

GND

GND

Erősítő

4.7. Keverő

Kezdetben passzív keverőket kerestem a fogyasztás minimalizálása érdekében. Ezeknél feltétel volt a 10-13dBm lokáloszcillátor jelszint. Illetve lévén, hogy transzformátorokat tartalmaznak ezek a passzív keverők, fennáll a veszély, hogy nem bírnák a tekercsek rögzítései a hatalmas rázkódást, ami a rakéta felbocsátása alatt fellép. Ezért egy aktív keverőre esett a választás, aminek a LO bemenetének meghajtásához elég -2dBm és a maximális áramfelvétele 12mA, illetve az adatlapja[21] alapján 10kHz-től 4GHz-ig képes le- és felkeverni. A mikrokontrollernél említettem, hogy 10dBm kimenő jelteljesítmény (ami egy passzív keverő meghajtásához szükséges) esetén az IC 18mA-t fogyaszt. Ha ehelyett csak 0dBm-et ad a kimenete, de aktív keverőt használok, a fogyasztása csak pár mA lesz. Ehhez hozzáadva a keverő 12mA-es fogyasztását, eredőben még mindig kevesebb lesz, mint a passzív keverős esetben.

Ez a keverő egy kétszeresen kiegyenlített keverő, ami biztosítja, hogy a kimenetére nem szivároghatnak a jelek a bemeneteiről. Mivel a keverő széles sávban lesz használva, ezért az adatlapján szereplő referencia kapcsolásban ajánlott illesztő hálózatot elhagytam, hiszen azok csak szűk frekvenciatartományban működnek, esetemben pedig jóval nagyobb tartományban kell üzemelni a keverőnek. Az IC egyenáramú táplálását fojtótekercseken keresztül végzem, amik nagyfrekvencián szakadásnak tekinthetők, egyenáramú szempontból pedig rövidzárnak. A tápfeszültség ebben az esetben is kapcsolható, ugyanazzal a vezérlőjellel, amivel az előző erősítő blokkot.

4.8. Frekvencia háromszorozó

A frekvencia háromszorozó működésének alapja, hogy a tranzisztor nemlineáris munkapontba van állítva, pontosabban a karakterisztika könyökpontjára, azaz szinte



4.14. ábra. Keverő kapcsolási rajza

teljesen el van zárva. Ha szinuszos gerjesztést adunk a bemenetére, akkor a kimenetén egy torzított, félszinuszból álló jelalakot kapunk. Ez látható a 4.15. ábrán.



4.15. ábra. Frekvencia háromszorozó működése

Minden periodikus jel Fourier-sorba fejthető, azaz felírható különböző frekvenciájú szinuszok és koszinuszok összegeként. Ha ezt a torzított jelet Fourier-sorba fejtenénk, az alapharmonikus mellett megjelennének az egész számú többszörösei, persze egyre csökkenő amplitúdóval. Ezek közül ki tudjuk szűrni a szükséges, jelen esetben második felharmonikust, azaz az alapfrekvencia háromszorosát.

A 4.16. ábrán az első fokozat egy földelt bázisú alapkapcsolás, aminek a kollektor körében egy második felharmonikusra hangolt rezgőkör található. Ez a rezgőkör hivatott kiszűrni az egyéb, nemkívánatos frekvenciákat. Az LC tag rezonancia frekvenciája a



4.16. ábra. Frekvencia háromszorozó kapcsolási rajza

Thomson-képlet alapján számítható:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{4.13}$$

Mivel ez nagy impedanciás kimenetet eredményez, ezért közvetlenül nem terhelhető, így egy követőerősítő fokozat kapcsolódik a kimenetére, ami impedancia illesztést valósít meg, hogy a maximális teljesítményt lehessen kivenni a kapcsolásból. Ezt egy sáváteresztő szűrő követ, ami a maradék harmonikusokat hivatott kiszűri. Kezdetben földelt emitteres kapcsolást használtam, aminek nagy negatív feszültségerősítése van, ám ahhoz, hogy a háromszorozó kimenete kellően nagy jelszintet produkáljon, túl nagy gerjesztés kellett (mérések a függelékben) a bemenetére, ami túlzott áramfelvétellel járt lokál oszcillátor oldalon. Ez nem megengedhető hiszen maximalizálva van a rendszer fogyasztása. A másik kizáró ok a Miller-effektus[22] volt, ami ennél az alapkapcsolásnál csökkenti a felső határfrekvenciát, ezért váltottam a földelt bázisú elrendezésre.

Földelt bázisú alapkapcsolásnak nagy pozitív feszültségerősítése van és a visszaható kapacitások a kollektor-bázis és emitter-bázis között nem csökkenti a felső határfrekvenciát.

A megfelelő munkapont beállítása a következő módon zajlott: Mivel a tranzisztor szinte teljesen el van zárva, ezért munkaponti áram szinte nem is folyik, ezért nem esik feszültség az emitter ellenálláson, ami azt jelenti, hogy az emitter elektróda közel föld potenciálon van. Ehhez képest kell a bázisfeszültséget a könyökponthoz tartozó feszültségre állítani, ami 0,6V körüli. A bázisosztó alapján:

$$U_B = \frac{R_{23}}{R_{22} + R_{23}} \cdot U_t \tag{4.14}$$

A megfelelő ellenállásértékek a mérések során adódtak ki. Viszont még így sem sikerült elérni a kívánt jelszintet a legnagyobb megengedhető gerjesztés esetén, ezért úgy módosítottam a kapcsolást, hogy a kollektor és a bázis közé egy kapacitást helyeztem, létrehozva egy pozitívan visszacsatolt erősítőt, azaz oszcillátort.

Az oszcillátorok működésének feltétele a pozitív visszacsatolás és az egységnyinél nagyobb erősítés, aminek hatására önálló rezgéseket kelt az áramkör[9]. Mivel a földelt bázisú alapkapcsolásnak pozitív a feszültségerősítése, ezért a kimenetet visszacsatolva a bemenetre, önmagát gerjeszti és a kollektorkörbe helyezett LC kör rezonanciafrekvenciája körül oszcillál. Ám ahhoz, hogy stabilan beálljon a kívánt frekvenciára, a bemenetre egy kis amplitúdójú szinkronozó jelet kapcsolok a mikrokontroller rádiós kimenetéről. Ebben az esetben a rezonancia frekvencia nem számolható a fent említett Thomson-képletből, hiszen ez a beiktatott kapacitás elhangolja a rezgőkört. Hogy pontosan milyen L és C értékek esetén áll be a kívánt frekvenciára az áramkör, azt sok hangolás és mérés alapján tudtam meghatározni.

A kimeneti sávszűrőt szintén az Elsie nevű programban méretezem. Ennek a karakterisztikája a 4.17. ábrán látható.



4.17. ábra. Sáváteresztő szűrő szimulációja

Ebben az esetben is az volt a probléma, hogy a kiadódó L és C értékek nem szabványosak. Ezért kénytelen voltam a szabvány értékeket használni, ami viszont a szűrő karakterisztikájának a torzulásához vezetett.

4.9. Hőmérséklet kompenzált kristály oszcillátor

A mikrokontrollernek és a rádiós IC-nek szüksége van stabil órajelre. A kompenzálatlan kristály oszcillátorok frekvenciájának hőmérséklet függése a legnagyobb. Tekintve, hogy szélsőséges környezeti viszonyok között fog működni a rendszer, ez nem megoldás, hiszen nem megengedhető az, hogy az IC-k órajele instabil legyen. Ezért órajel generátornak TCXO¹-t használok. Itt a rezgőkristály mellé egy kompenzáló áramkör kerül, ami a hőmérséklet változásból adódó frekvencia hibát küszöböli ki[23]. A két IC ugyanarról a TCXO-ről működik. Csatoló kondenzátorokkal vannak elválasztva egymástól.

¹Temperature Compensated Crystal Oscillator

5. fejezet Építés és mérés

Minden áramköri részegységet egy-egy általam otthon gyártott kétoldalas NYÁK-ra ültettem be, és külön-külön méréseket végeztem az önálló áramkörökön. Ha ezek megfelelően működtek, az összetartozó részegységeket egyesítve, szintén méréseket végeztem. Az aktív áramkörök tápfeszültségének 3,3V-ot állítottam be, hiszen a műhold fedélzetén a buszfeszültség is ennyi lesz, illetve az adatlapi fogyasztásokhoz igazodva a megfelelő áramkorlátokat. Tipikusan 20

5.1. Szűrők

5.1.1. PI tagok



5.1. ábra. RF szűrők nyákterve

A 5.2. ábrán az RF szűrők mérési eredményei láthatók. Jobbról-balra és fentrőllefelé egymás után a 30-119MHz-es sáv aluláteresztő szűrőjének és a 960-1439MHz, 1439-2010MHz, 2010-2500MHz tartományok felül-áteresztő szűrőinek átvitele látható.

Az átvitel az áteresztő tartományban kellően sima mindegyiknél, azaz pár decibel a fluktuáció, ami a helyes működés szempontjából nem fogja befolyásolni a mérések, hiszen ez a hiba ki lesz kalibrálva szoftveresen. Viszont igen nagy hullámzás tapasztalható a zárótartományban. Szerencsére a tükörfrekvenciák közelében kellően nagy az elnyomása, így az elvárt feladatát megfelelően végzi, és a hullámzás itt sem befolyásolja a helyes működést. A szűrő átvitelének fluktuációja a komponensek parazita hatásai miatt jelentkeznek. A nagyfrekvenciás alkalmazásoknál használt NYÁK-oknál a vezetősáv mellett végig viákat helyeznek, csökkentve a NYÁK soros induktivitásának értékét[24], ami esetemben nem volt kivitelezhető otthoni körülmények között. A végső nyákon viszont ahol csak lehet viák veszik körbe a nagyfrekvenciás vonalakat.



5.2. ábra. RF szűrők mérési eredményei

Ilyen nagy frekvenciákon egyébként nem érdemes koncentrált paraméterű modellekkel dolgozni, mivel a frekvencia növekedtével a parazita hatások kezdenek dominálni. Ebben az esetben célszerűbb az elosztott paraméterű modellek használata, például tápvonalszakaszokkal kialakítani a szűrőket. Ám ezeknek a hossza összemérhető az adott frekvencián érvényes hullámhosszal, így ezek a szűrők nem férnének el a fedélzeten, hiszen a rendelkezésére álló hely 40x40mm, ami nem teszi lehetővé a több 10mm hosszú vezetősáv szakaszokból kialakított szűrők elhelyezését.

5.1.2. KF szűrő

Az átviteli karakterisztikája 119MHz alatt 20dB/dekáddal csökken, illetve jellegre ez tapasztalható 960MHz felett is, ám látható, hogy 2GHz környékén és afelett a parazita hatások dominálnak, amik elrontják a frekvenciamenetet. Mivel koncentrált paraméterű modellt kell használnom a rendelkezésre álló hely szűkössége miatt, ezért el kell fogadni, hogy ilyen a szűrő karakterisztikája. Mivel egészen 3GHz-ig közel 10dB a csillapítása, ezért az esetleges zavarjeleket még kellően el tudja nyomni, illetve az si4464 bemeneti szűrője is kellően szelektív ahhoz, hogy semmi ne tudja meghamisítani a méréseket.

5.2. JFET átvitele

A JFET source lábán mérhető feszültség 1,89V és 12mA az áramfelvétele (mérési ábra a függelékben). Követő erősítő lévén az erősítése 1 vagy annál kisebb. Jelen esetben átlagosan





5.3. ábra. KF szűrő NYÁK terve



5.4. ábra. KF szűrő mérési eredménye





5.5. ábra. JFET NYÁK terve



5.6. ábra. JFET mérési eredménye

-6dB az erősítése. A továbbiakban ezen még növelnem kell, illetve az áramfelvételen pedig csökkentenem. Az átvitele kellően sima, tekintve, hogy mekkora tartományban lesz használva, így ez is megfelel az elvárásoknak. Ez a hullámzás szoftveresen szintén ki lesz kalibrálva.

5.3. Erősítők



5.7. ábra. Gain block NYÁK terve

Az adatlapi ajánlás szerint helyeztem el a fojtótekercset illetve a csatoló kondenzátorokat úgy, hogy a tekercs impedanciája minimum egy nagyságrenddel nagyobb, a kondenzátor impedanciája pedig minimum egy nagyságrenddal kisebb legyen az adott karakterisztikus impedanciájú környezethez képest (50 Ω). Mégsem olyan az átvitel, mint amit a gyártó ígér. Az erősítése jelentősen fluktuál a frekvencia függvényében, és az ígért



5.8. ábra. Gain block mérési eredménye

20dB-t csak helyenként éri el. A továbbiakban keresnem kell egy hasonló paraméterekkel rendelkező erősítőt, de ezidáig nem volt hasonló a piacon. Ahogy a 5.1.1. alpontban is említettem, például viázással csökkenthetem a NYÁK soros induktivitását, ami javíthatja a frekvencia menetet. A fogyasztásra előírt adatlapi értéket tartotta, ez 20mA volt.

5.4. RF kapcsoló



5.9. ábra. RF kapcsoló mérési eredménye

5.5. Keverő

A keverőt először önmagában, a frekvencia háromszorozó nélkül mértem meg két nagyfrekvenciás jelgenerátort és egy spektrumanalizátort használva. Az egyik generátoron

az adott sávhoz tartozó LO frekvenciát állítottam be -5dBm jelszinttel, a másikkal pedig végiglépkedtem a sáv elejétől a végéig és néztem, hogy megfelelően keverednek-e le KF sávra a komponensek. A 5.11. ábrán a 960-1439MHz-hez tartozó sáv keveredési terméke látszik. Itt a másik jelgenerátoron beállított 960MHz lekeveredik 480,984MHzre (elviekben 481MHz-re adódna). Keverés hatására a -40dBm-ből -70dBm lesz, azaz 30dB a konverziós veszteség. A rádiós IC érzékenysége -126dBm, ami azt jelenti, hogy 30dB-es konverziós veszteség esetén még -96dBm-es jelszinteket képes megmérni a rendszer. Ha viszont emelem a lokál jelszintjét és -2dBm körüli minimum értékkel kerül a keverő bemenetére, akkor ez a konverziós veszteség jelentősen lecsökken. A keverő eközben 15mA áramot vesz fel. A többi sávhoz tartozó mérési eredmények a függelékben találhatóak.



5.10. ábra. Keverő NYÁK terve



5.6. Frekvencia háromszorozó

A szinkronozatlan, szabadon futó oszcillátor földelt bázisú fokozatának bázisfeszültsége 0,66V, a földelt kollektoros emitter feszültsége 0.92V és a teljes áramfelvételük 3mA. Ekkor a kimenet spektruma a 5.12. ábrán látható.



5.12. ábra. Szabadon futó oszcillátor

Ezután a jelgenerátoron 10dBm-es 502MHz-es szinkronozó jelet állítottam be. A szűrő nélküli, illetve a más jelszintekkel gerjesztett eredmények szintén a függelékben találhatók. Az áramkör ilyenkor 5mA áramot vesz fel.

Szűrő	Bemenő teljesítmény	Kimenő teljesítmény
nincs	$0 \mathrm{dBm}$	-15dBm
nincs	$5\mathrm{dBm}$	-11dBm
nics	$10 \mathrm{dBm}$	-6,5dBm
van	$0 \mathrm{dBm}$	-9dBm
van	$5 \mathrm{dBm}$	-5dBm
van	$10 \mathrm{dBm}$	-3,5dBm

5.1. táblázat. Különböző gerjesztésekhez tartozó kimenő teljesítmények

5.7. Frekvencia háromszorozó és keverő együtt

Miután külön a frekvenciaháromszorozó és a keverő is jól működött, összeforrasztottam őket, hogy egyben is leteszteljem a működésüket. A mérés úgy történt, hogy az RF jelgenerátorral végiglépkedtem a spektrumon, a másik jelgenerátorral beállítottam a szinkronozó jelet és néztem a keverő kimenetét spektrumanalizátorral. Ez látható a 5.16. ábrán. Látható egy nagyjából -55dBm jelszinttel rendelkező tüske 600MHz környékén,



5.13. ábra. Frekvencia háromszorozó NYÁK terve



5.14. ábra. Frekvencia háromszorozó kimenet (10dBm szink.)

ami képről képre vándorol balról jobbra. Ez a tüske a 2010-2466MHz közti tartomány frekvenciáinak lekevert terméke. Van egy kiugrás 800MHz környékén, az csak környezetből felvett zaj, nem a keverőből vagy a háromszorozóból szivárog.

A mérések alapján a keverő és a háromszorozó együtt is megfelelően működik. Ezáltal az egész lefedendő frekvencia tartományt be tudom transzponálni az si4464 működési sávjába.



5.15. ábra. Keverő és frek. háromszorozó



5.16. ábra. Keverő és frek. háromszorozó mérési eredményei

5.8. Analizátor

Elsőként a 1Wire soros porti kommunikációt kellett létrehozni, hogy számítógépről lehessen vezérelni a mikrokontrollert.

Megvalósított funkciók az analizáláshoz:

- Start frekvencia beállítás
- Stop frekvencia beállítása
- Frekvencialépés beállítása
- RBW¹ beállítása

Megvalósított funkciók a CW^2 adáshoz:

- Frekvencia
- Kimenő teljesítmény





5.17. ábra. Mikrokontroller és rádiós IC NYÁK terve

A kétoldalas NYÁK mindkét oldalán futnak vezetősávok és mindkét oldalon vannak alkatrészek.

5.8.1. Mért és valós jelszint közti különbség

Elsőként az IC vételi dinamika tartományát mértem ki. Jelgenerátorral egy fix frekvencián³ és ismert jelteljesítményekkel lépésről lépésre, -130dBm és +5dBm között mértem, hogy adott bemenő teljesítmény mellett, a vevő azt mekkorának érzékeli. Ebből a következő ábra született:

A mérés utáni RSSI regiszterben lévő értékből a következő képpen kaphatunk dBm dimenziójú értéket:

$$RSSI_{dBm} = \frac{RSSI}{2} - RSSI_{cal}$$

 $^{3}400 \mathrm{MHz}\text{-en}$

 $^{^1 \}mathrm{Resolution}$ Bandwidth - Felbontási Sávszélesség

 $^{^2\}mathrm{Continuous}$ Wave - állandó amplitudójú és frekvenciájú szinusz jel



5.18. ábra. si4464 érzékenysége

Ahol a kivonandó tag egy kalibrációs érték, ami a mérések alapján kiadódott. A telítéses görbéből látszik a vevő dinamika tartománya. Nem képes -122dBm-nél kisebb, illetve - 5dBm-nél nagyobb jeleket vételére. De a kettő között lineáris az átmenet, és pontosan reprezentálja az értékeket. A korábbi mérések alapján[3] nincs is szükség ennél nagyobb dinamika tartományra, hiszen azok alapján a jelszintek jellemzően -50dBm és -100dBm között voltak.

5.8.2. Lokál oszcillátor kimenő teljesítménye

Az si1060 rádióadójának kimeneti teljesítményét egy 7 bites regiszter értékével lehet állítani. Az egyes lépesek között viszont nem lineáris a lépcső, ezért ennek a menetét is kimértem.

A 0-ás értékhez tartozó kimenő teljesítmény -48 dBm, a maximális 127-hez tartozó pedig 19,9 dBm, 479 MHz esetén.

5.8.3. Lokál oszcillátor frekvenciái

Az első négy tüske sorrendben a 425MHz, a 479MHz, az 502MHz, az 514MHz-hez tartozó komponensek,a legutolsó az 1050MHz-hez tartozó komponens. A közel 30dBlel kisebb tüskék a magasabb frekvenciákon az első négy jel felharmonikusai. Mivel az adót szélessávban használom, ezért a megfelelő szűrő és illesztő hálózatok használata nem kivitelezhető. A keverés során ezek a felharmonikusok problémát jelentenének, hiszen nem csak a kívánt lokál frekvenciával keverednének le a jelek, hanem annak felharmonikusaival is, és előfordulhatna az az eset, hogy két különböző RF jelkomponens ugyanarra a KFre transzponálódik, jelszintjeik összeadódnak és egy hamisan nagy jelet mérek. Viszont a







5.20. ábra. si1060 kimenő frekvenciái

lokál frekvenciákat, és a transzponálni kívánt frekvenciákat úgy határoztam meg, hogy a felharmonikusokból adódó probléma ne befolyásolja a mérést.

5.8.4. Az analizátor KF szűrőjének sávszélessége

Ez a szűrő határozza meg, hogy a vizsgált jelek milyen széles spektruma kerüljön a detektorra, ami a jelerősséget méri. Mivel a valóságban a szűrőknek véges meredeksége van, ezért nincs egy éles határ az áteresztő és a záró tartomány között. Elméletben persze létezik ideális aluláteresztő szűrő, ám annak az impulzus válasza nem belépő, így fizikailag nem lehet realizálni. Ez azt jelenti, ha van egy 400MHz-es szinusz jel, és ez a hangolható szűrő halad 390MHz-től 401MHz-ig, akkor ideális szűrő esetén (ami csak elméletben létezik), ez a 400MHz-es jel csak akkor látszana, ha pontosan a 400MHz-nél jár, és amint egy kicsit is tovább halad, a végtelen oldalmeredeksége miatt, teljesen elnyomja. A valóság azonban más. A valódi szűrők oldalmeredeksége nem tud teljesen függőleges lenni, ezért akkor is átengedi a 400MHz-es komponens egy kis hányadát, ha nem pontosan 400MHz-en áll. Minél jobban közeledik felé annál nagyobb hányad jut át a szűrőn és minél jobban távolodik tőle, annál kevesebb. Az, hogy mekkora ennek a szűrőnek a sávszélessége, az befolyásolja azt, hogy mekkora lesz az alap zajszint és azt hogy meddig tart egy adott tartományon való végighaladás. A zajszint nő, ha nő a szűrő sávszélessége, hiszen minél szélesebb spektrumban érkezik zaj a vevő bemenetére annál nagyobbnak érzékeli a jelszintet. A Parseval tétel alapján:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |X(j\omega)|^2 d\omega$$
(5.1)

Azaz, a jel teljesítménye egyenlő az energiaspektrum integráljával. A fehér zaj spektruma egyenletes, ezért minél szélesebb határok közt integráljuk az energiaspektrumát, annál nagyobb bemenő teljesítményt kapunk, csökkentve ezzel a mérés dinamika tartományát, hiszen a zaj alatti jelszinteket nem tudjuk detektálni. Ezért célszerű keskeny szűrővel dolgozni, és azzal végigvizsgálni a spektrumot, hiszen akkor kisebb jelszinteket is mérhetünk. A hátrány viszont ekkor az, hogy jóval tovább tart egy ilyen mérés, mivel csak jóval kisebb lépésekben lehet csak haladni ezzel a keskeny szűrővel. Például ha 100-500MHz között szeretnénk spektrumot mérni, akkor 10MHz széles szűrővel 40 lépésben le lehet fedni a tartományt, egy 100kHz-es szélesebb szűrővel, amely mellett alacsonyabb lesz a zajszint, már 4000 lépésből lehet végigléptetni.

A széles szűrő hátránya még az, hogy a frekvenciában egymáshoz közel lévő komponenseket összemossa, a fent említett okok miatt.

Ezért meg kell találni az adott méréshez legjobban illeszkedő RBW-t.

A 5.21. ábrán a különböző sávszélességű szűrők karakterisztikája látható.

5.8.5. Mérések a spektrumanalizátorral

A következő mérést egy 170mm hosszú monopól antennával végeztem. Az egyik eredmény egy Rohde and Schwartz spektrumanalizátorral, a másik pedig az általam készített eszközzel készült.

Beállítások:

- Start frekvencia: 119MHz
- Stop frekvencia: 960MHz
- Frekvencialépés: 0,5MHz
- RBW: 32kHz

A nyers adatok a 5.22. ábrán láthatóak. Mivel a detektor egy analizálás alatt csak egyszer tudja megmérni az adott frekvenciához tartozó jelszintet, ezért előfordulhat az



5.21. ábra. Analizátor KF szűrője

az eset, hogy adott frekvencián, ahol a valóságban van jelkomponens, mégsem látszik a spektrumon, mert épp nulla volt az amplitúdója a mérés pillanatában. Ezért négyszer egymás után futtattam az analízist, hogy kiküszöböljem az előbb említett hibát. A 5.23. ábrán egy átlagolt változat látható (nem a logaritmikus értékeken történt az átlagolás), amikből eltűntek a tüskék és jóval értelmezhetőbbek az adatok. Ezt összevetve a laborban használt műszer ábrájával. ami a 5.24. ábrán látható, megállapítható, hogy jellegre azonos.

A már említett RBW különböző értékeinek hatását szemlélteti a 5.25. ábra. Itt jóval kevesebb mintavétel történt, de nem is a spektrum pontos meghatározása volt a cél, hanem szemléltetni, hogy a különböző sávszélességű szűrők, hogy változtatják a zajszintet. Akár 20dB, az az két nagyságrend különbség is lehet az egyes zajszintek közt.



5.22. ábra. Analízis 119-960MHz között



5.23. ábra. Analízis 119-960MHz között (átlagolva)



Date: 3.FEB.2007 10:12:14

5.24. ábra. Analízis 119-960MHz között (műszerrel).



5.25. ábra. Analízis különböző RBW-kre

5.9. Fogyasztások

Az előírt 150mA-es áramkorlátba sikerült beleférni a rendszerrel. A JFET-es követő fokozat munkaponti áramát csökkentve a továbbiakban, lehetőségem lesz 100mA alá is menni. Az alábbi táblázat összefoglalja az egyes részáramkörök fogyasztását külön-külön, a végén pedig összegzi a teljes rendszerre nézve. Erősítő blokkból kettő darab van, ezért annak a fogyasztását duplán kell számolni. Az RF kapcsolók bemenetén nem folyik áram, mert térvezérlésű tranzisztorokból épülnek fel. Ebből következően az inverterek sem vesznek fel áramot, hiszen nem kell meghajtaniuk az őket követő fokozatokat, azaz az RF kapcsolókat.

Részegység	Áram	Teljesítmény
JFET-es követőerősítő	12mA	$39,6\mathrm{mW}$
Erősítő blokk	$20 \mathrm{mA}$	$66 \mathrm{mW}$
Keverő	$15 \mathrm{mA}$	$49,5\mathrm{mW}$
Frekvencia háromszorozó	$5 \mathrm{mA}$	$16,5\mathrm{mW}$
si4464	$12 \mathrm{mA}$	$39,6\mathrm{mW}$
si1060.	$18 \mathrm{mA}$	$59,4\mathrm{mW}$
Összesen:	$102 \mathrm{mA}$	$336,6\mathrm{mW}$

5.2. táblázat. A rendszer fogyasztása

Ezek az értékek akkor érvényesek, ha egyszerre minden részegység működik, ami a valós méréseknél nem így lesz. Ha az első sávon analizál, azaz (30-119Mhz), akkor szükség lesz a JFET-re, de nem lesz szükség a frekvencia háromszorozóra. Ha a második sávot monitorozza (119-960MHz), akkor egyikre sem lesz szükség, sőt az első erősítő fokozatra sincs szükség. Az ötödik sávnál (2010-2466MHz) viszont szükség lesz a háromszorozóra és az erősítő blokkra, de nem lesz szükség a JFET-re. Ezért a működés során 100mA alatt lesz az áramkör fogyasztása. Ha pedig nincs szükség mérésre, minden egység lekapcsolható.

6. fejezet

Összegzés

6.1. Prototípus panel

A prototípus panel NYÁK terve 4 rajzolati rétegen valósult meg. A NYÁK jobb felső sarkában látható 3 furat. Oda lesz erősítve a huzalantenna. A felső rézrétegen a nagyfrekvenciás részegységek kaptak helyet. Itt találhatók az RF szűrők, az erősítő blokkok, a keverő, a frekvencia háromszorozó és a rádiós IC. Ez alatt helyezkedik el egy teli föld réteg. Ez árnyékolást valósít meg és nagyfrekvenciás jelvezetés szempontjából is előnyösebb, mint vékony vezetősávokat használni. Az alatta lévő, második belső rézrétegen logikai vezetékek futnak, amikkel az invertereket és az RF kapcsolókat vezérlem. A legalsó részrétegen pedig a mikrokontroller és az inverterek, illetve az egyes elemek tápfeszültségét kapcsoló FET-ek találhatóak. Ezen a rétegen futnak a tápvezetékek. A passzív komponensek mind 0402 tokozásúak, a helytakarékosság érdekében. A rádiófrekvenciás vonalaknál Coilcraft tekercseket és Murata kondenzátorokat használtam. A műhold fedélzetén a busz csatlakozókhoz tüskesor segítségével kapcsolódnak az egyes részegységek az alábbi elrendezésben:



6.1. ábra. Fedélzeti panelek[5]

A 4 pines programozó csatlakozó és a visszajelző LED-ek a végső példányba nem lesznek beültetve, illetve nem lesz rajt forrasztásgátló maszk sem, hanem aranyozva lesz.



 ${\bf 6.2.}$ ábra. A prototípus panel rézrétegei

6.2. A panel 3D modellje



6.3. ábra. A prototípus panel 3D modellje felülről



6.4. ábra. A prototípus panel 3D modellje hátulról

6.3. Eredmények értékelés

Szakdolgozatom készítése során megismerkedtem a Mikrohullámú Távérzékelés Laboratóriumban fejlesztett SMOG-P,ATL-1 és SMOG-1 műholdak felépítésével és a küldetéseik részleteivel. Tanulmányoztam a fedélzetükön helyet foglaló spektrumanalizátor működését és felépítését. Megismertem a tervezésükhöz kapcsolódó mérnöki megfontolások okait.

A feladatkiírásban szereplő áramkorlátba közel 1,5-szeres biztonsággal belefér az áramkör maximális fogyasztása. Az áramkört megterveztem egy műholdpanel méreten, azaz 40x40mm-en. A dinamika tartománya nagyobb, mint az előírt 60dB. Képes 1Wire soros kommunikációra, ami redundánsa védve van az esetleges zárlatok ellen. A vételi frekvenciatartományt keverő és frekvenciaháromszorozó segítségével fedi le. A vételi lánchoz szükséges elemek tervezése, építése és mérése során sokat tanultam a nagyfrekvenciás áramkörökről és a nagyfrekvenciás méréstechnikáról.

7. fejezet

Továbbiak

Megtervezésre került a spektrumanalizátor funkcionális felépítése, majd az egyes részegységeket konkretizáltam, megterveztem, megépítettem és bemértem. A részáramkörök önmagukban az elvártak szerint teljesítettek. Emellett a keverő és a frekvencia háromszorozó összeépítésre került, és a mérések alapján megfelelően működtek.

A továbbiakban az elkészült NYÁK-terv alapján le lesz gyártatva a prototípus panel, amin megtörténik a már működő részegységek rendszer szintű integrációja és validációja. Megfelelő működés esetén, a következő lépés az antenna szimulációja és megtervezése lesz. Ezt úgy kell elhelyeznem a fedélzeten, hogy a többi antennára ne legyen hatással és ne zavarják egymást. Ezek után a szimulált antennát legyártva és méréseket végezve rajta, integrálható lesz a rendszerbe. A műholdat termo-vákuum kamrás méréseknek is alá kell vetni, hogy megvizsgálhassam, hogyan is teljesítene abban a környezetben ahová készül.

Ha a műhold és a fedélzetén lévő spektrummonitorozó egység megfelel ezeken a teszteken, akkor ez lehet a világon a legelső ilyen rendszer, ami ilyen kis méretben, ilyen kis fogyasztással, ekkora frekvencia tartományban vizsgálja a Földet körülvevő rádiófrekvenciás szennyezettséget. A mérések alapján pedig elkészíthető egy következő, szélesebb spektrumú szennyezettségi térkép.

Köszönetnyilvánítás

Szeretném megköszönni konzulensemnek, Dudás Leventének, aki szakmai tudásával segítette a munkámat és akitől rengeteg tapasztalatot szereztem nagyfrekvenciás áramkör tervezéséből.

Köszönöm Herman Tibornak, hogy az idejét nem sajnálva mindig segített ha valami kérdésem volt.

Irodalomjegyzék

- [1] "Magyar világrekord az űrben, cikk, elérés dátuma: 2021.okt.27.." http: //www.urvilag.hu/hazai_kutatohelyek_es_uripar/20191216_magyar_ vilagrekord_az_urben/.
- [2] L. Dudás, L. Szűcs, and dr. András Gschwindt, "The spectrum monitoring system of smog-1 satellite," 2015.
- [3] M. Boldizsár and T. Donát, "A föld körüli, űrbéli rádiófrekvenciás szennyezettség ábrázolása a smog projekt mérései alapján," 10 2020.
- [4] H. Tibor, "A smog-1 pocketqube elsődleges energiaellátó rendszere," 12 2015.
- [5] "Mrc-100 3d modellje, elérés dátuma: 2021.okt.27.." https://cad.onshape. com/documents/6c932044474b24211b121543/w/46d70bf41f956574068dde7d/e/ 508e87580fef70270f319dc1/.
- [6] W. Ágnes, "A smog-1 műhold hőáramhálózatos modellezése," 2016.
- [7] S. András, "Űrkörnyezet, előadás," 03 2021.
- [8] NASA, State-of-the-Art Small Spacecraft Technology. 2021.
- [9] dr. Kovács Ferenc, Félvezetők nagyfrekvenciás alkalmazása. Műszaki Könyvkiadó, 1973.
- [10] C. Bence, "Mikrohullámú keverés módszereinek vizsgálata," 2016.
- [11] C.-Y. Hsieh, "Wide frequency range superheterodyne receiver design and simulation," 01 2011.
- [12] K. Rothammel, Antena könyv. Műszaki Könyvkiadó, 1975.
- [13] dr. Nagy Lajos, "Nagyfrekvenciás rendszerek előadás," 11 2020.
- [14] R. J. van de Plassche, J. H. Huijsing, and W. Sansen, Analog Circuit Design High-Speed Analog-to-Digital Converters. 2000.
- [15] K. Timur, "Smog-1 fedélzeti számítógép fejlesztése," 2017.
- [16] "Elsie szoftver weblapja, elérés dátuma: 2021.okt.25.." http://http: //tonnesoftware.com/elsie.html/.
- [17] D. A. Konasinszkij, Szűrőkörök. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1956.
- [18] Z. Béla, *Elektronika*. Nemzeti Tankönyvkiadó, 2001.
- [19] "Mmbfj310 adatlapja, elérés dátuma: 2021.okt.27.." https://www.mouser.com/ datasheet/2/149/MMBFJ310-889834.pdf/.

- [20] "Ad8354 adatlapja, elérés dátuma: 2021.okt.25.." https://www.analog.com/media/ en/technical-documentation/data-sheets/AD8354.pdf/.
- [21] "Lt5560 adatlapja, elérés dátuma: 2021.okt.25.." https://www.analog.com/media/ en/technical-documentation/data-sheets/5560f.pdf/.
- [22] dr. Pap László, Elektronika I. 2013.
- [23] V. Viktor, "Oszcillátorok hőmérséklet-frekvencia összefüggésének identifikációja," 2020.
- [24] "Optimized rf board layout for stm32wl series,application note, elérés dátuma: 2021.okt.27.." https://www.st.com/resource/en/application_note/ an5407-optimized-rf-board-layout-for-stm32wl-series-stmicroelectronics. pdf/.

Függelék

F.1. KF szűrő szimulációja



F.1.1. ábra. II. sáv szűrője



F.2. RF szűrők szimulációja



F.2.1. ábra. I. sáv aluláteresztő szűrője



F.2.2. ábra. III. sáv felüláteresztő szűrője



F.2.3. ábra. IV. sáv felüláteresztő szűrője



F.2.4. ábra. V. sáv felüláteresztő szűrője



F.3. A keverőhöz tartozó mérések

F.3.1. ábra. LO=285MHz, RF=30MHz



F.3.2. ábra. LO=285MHz, RF=119MHz



F.3.3. ábra. LO=1010MHz, RF=1439MHz



F.3.4. ábra. Szinkronozott oszcillátor



F.4. A frekvencia háromszorozóhoz tartozó mérések

F.4.1. ábra. Szinkronozott oszcillátor (5dBm jellel)



F.4.2. ábra. Szinkronozott oszcillátor (10dBm jellel)



F.4.3. ábra. Földelt emitter alapkacsolás (19dBm jellel gerjesztve)



F.4.4. ábra. Földelt emitter alapkacsolás (10dBm jellel gerjesztve)