

Jyrki Kilponen

Supervastaanotin AFSK-dataliikenteeseen

Insinööriö
Kajaanin ammattikorkeakoulu
Tekniikan ja liikenteen ala
Tietotekniikan koulutusohjelma
Syksy 2009



**Kajaanin
ammattikorkeakoulu**

OPINNÄYTETYÖ TIIVISTELMÄ

Koulutusala Tekniikan ja liikenteen ala	Koulutusohjelma Tietotekniikan koulutusohjelma
Tekijä(t) Jyrki Kilponen	
Työn nimi Supervastaanotin AFSK-dataliikenteeseen	
Vaihtoehtoiset ammattiopinnot Konenäkö ja mittaustekniikka	Ohjaaja(t) Jukka Heino
	Toimeksiantaja Ismo Talus
Aika Syksy 2009	Sivumäärä ja liitteet 54 + 7
<p>Tämän insinööriyön tavoitteena oli suunnitella ja rakentaa supervastaanotin, jolla otetaan vastaan Audio Frequency Shift Keying (AFSK)-modulointua dataliikennettä 433,92 MHz taajuudelta. Tavoitteeksi asetettiin toimivan vastaanottimen suunnittelu ja rakentaminen 10 cm x 16 cm piirilevyille, käyttäen pääasiassa diskreettejä komponentteja.</p> <p>Supervastaanotin on nykyään yleisin käytössä oleva radiovastaanotintyyppi. Superissa pääperiaatteena on taajuuden laskeminen kantoaaltotaajuudelta alemmalle taajuudelle. Tämä tapahtuu sekoittimen avulla, joka kertoo keskenään kantoaallon ja paikallisoskillaattorin tuottaman taajuuden. Näin toimimalla saadaan alemmalla taajuudella oleva kantoaalto. Tämän ansiosta on pienten taajuusvaihteluiden erottelu signaalissa huomattavan paljon helpompaa.</p> <p>AFSK-modulaatiossa käytetään nimensä mukaisesti äänitaajuisia signaalia kantoaallon modulointiin. Modulaatiomenetelmää käytetään hitaaseen dataliikenteeseen, jota käyttävät nykyään pääasiassa radioamatöörit. AFSK-lähete sisältää kaksi eri tilaa, jotka ovat nimeltään Mark ja Space. Mark vastaa bittiä 1 ja Space vastaa bittiä 0. Taajuudet, jotka vastaavat Markia ja Spacea, eivät ole vakinaistettuja, vaan on olemassa useita eri taajuuksia kummallekin. Yleensä taajuudet ovat kuitenkin 1–2 kHz läheisyydessä.</p> <p>Työn suunnittelussa käytettiin hyväksi runsaasti Micro-cap-piirisimulaatio-ohjelmaa. Kyseisellä ohjelmalla pystyttiin testaamaan suunnitellun kytkennän toimintaa. Koska taajuudet, joita laitteella otetaan vastaan, ovat yli 400 MHz, ei kaikkea pystytty testaamaan suunnitteluvaiheessa perusteellisesti, sillä tuolloin ajallisesti järkevän pituisten simulaatioiden vaatima aika olisi ollut todennäköisesti useita päiviä. Täten tyydyttiinkin testaamaan toimintaa vain sekunnin murto-osan mittaisilla simulaatioilla. Myös laitteen toiminnan testaus koeyhtäläalustalla jäi vähäiseksi korkeiden taajuuksien vuoksi.</p> <p>Työ havaittiin varsin haastavaksi, johtuen olemattomasta kokemuksesta MHz taajuudella toimivien laitteiden suunnittelussa ja täten laitetta ei saatu toimimaan aivan halutulla tavalla.</p>	
Kieli	Suomi
Asiasanat	Supervastaanotin, AFSK
Säilytyspaikka	<input type="checkbox"/> Verkkokirjasto Theseus <input type="checkbox"/> Kajaanin ammattikorkeakoulun kirjasto

School School of Engineering	Degree Programme Information Technology
Author(s) Jyrki Kilponen	
Title A Superheterodyne Receiver for AFSK Data Transmission	
Optional Professional Studies Machine Vision and Measuring Technology	Instructor(s) Mr Jukka Heino
	Commissioned by Mr Ismo Talus
Date Fall 2009	Total Number of Pages and Appendices 54+ 7
<p>The objective of this Bachelor's thesis was to design and build a superheterodyne receiver, which receives Audio Frequency Shift Keyed (AFSK) data transmission from the frequency of 433,92 MHz. The set objective was designing and building a working receiver on a 10 cm x 16 cm PCB by using mostly discrete components.</p> <p>A superheterodyne receiver is the most used type in radio today. The main principle in a superheterodyne receiver is dropping frequency from the carrier wave frequency to a lower frequency. This is done by using a mixer which multiplies the frequencies of the carrier wave and local oscillator. The result of doing this is a lower carrier wave. This makes detecting small frequency changes much easier.</p> <p>In AFSK modulation, audio frequencies are used to modulate the carrier wave. This modulation is nowadays mainly used by radio amateurs for low speed data communication. AFSK implies two different states, which are called Mark and Space. Mark corresponds to bit 1 and Space corresponds to 0. The frequencies which correspond to Mark and Space are not specified and there are many different frequencies for both of them. Usually though the frequencies around 1 kHz – 2 kHz are used.</p> <p>While engineering the device, Micro-cap circuit simulation software was used. With that software, the designed circuit could be tested, but because of the frequencies over 400 MHz, everything could not be thoroughly tested. It would have taken days to complete a reasonably long simulation. Thus only fractions of a second long simulations were done. The testing of the device on a breadboard was also minimal because of the high frequencies.</p> <p>This thesis was found to be challenging because of the lack of knowledge on designing devices that use MHz frequencies and there by the device didn't work as intended.</p>	
Language of Thesis	Finnish
Keywords	Superheterodyne, AFSK
Deposited at	<input type="checkbox"/> Electronic library Theseus <input type="checkbox"/> Library of Kajaani University of Applied Sciences

ALKUSANAT

Haluan kiittää Kajaanin ammattikorkeakoululla lehtorina toimivaa Jukka Heinoa lopputyön aiheesta ja työn eri vaiheissa tapahtuneesta opastuksesta ja muista pienistä työhön liittyvistä vinkeistä, joita hän antoi. Haluan kiittää myös Ismo Talusta, joka tilasi haluamani komponentit ja antoi myös muutamia pieniä vinkkejä. Kiitokset myös kaikille niille, jotka ovat jaksaneet kuunnella ja tukea työssäni, tai muuten olleet avuksi.

Kajaanissa 27.11.2009

Jyrki Kilponen

KÄYTETYT LYHENTEET JA TERMIT

AFSK (Audio Frequency Shift Keying) Äänitaajuinen vaihtotaajuusavainnus

dBm Desibelimäärä suhteessa milliwattiin

DDS (Direct Digital Synthesis) digitaalinen taajuus synteesi

IF (Intermediate Frequency) välitaajuus

LNA (Low Noise Amplifier) pienikohinainen vahvistin

LO (Local Oscillator) paikallisoskillaattori

PLL (Phase-Locked Loop) vaihelukittu silmukka

ppm (Parts Per Million) miljoonasosa

SAW (Surface Acoustic Wave) Pinta-akustinen aalto

UHF (Ultra High Frequency) Ultrasuuri taajuus 300–3000 MHz

VCO (Voltage Controlled Oscillator) Jänniteohjattu oskillaattori

VHF (Very High Frequency) Erittäin suuri taajuus 30–300 MHz

SISÄLLYS

1	JOHDANTO	1
2	SUPERVASTAANOTTIMEN RAKENNE.....	2
2.1	Toimintaperiaate.....	2
2.2	Huomioon otettavat asiat suunnitellessa.....	3
2.3	Kaistanvalintasuodatin.....	4
2.3.1	LC-suodatin.....	6
2.3.2	Kidesuodattimet.....	7
2.3.3	SAW-suodatin.....	10
2.4	Pienikohinainen vahvistin.....	11
2.5	Sekoittaja.....	11
2.5.1	Diodisekoittaja.....	12
2.5.2	Sekoittajapiiri.....	12
2.6	Paikallisoskillaattori.....	12
2.6.1	LC-oskillaattori.....	13
2.6.2	Kide- ja SAW-oskillaattori.....	15
2.6.3	PLL-taajuussynteesi.....	15
2.6.4	Digitaalinen taajuussynteesi DDS	17
2.6.5	Onteloresonaattori.....	18
2.6.6	Aaltojohtoresonaattori.....	18
2.6.7	Taajuuden kertojilla tai sekoittajilla tuotettava oskillaattori.....	19
2.7	Välitaajuuden suodatin.....	19
2.8	Välitaajuuden vahvistin.....	20
2.9	Modulaatio ja sen ilmaisin.....	20
3	LAITTEEN SUUNNITTELU.....	22
3.1	Kaistanpäästösuodatin.....	22
3.2	Pienikohinainen vahvistin.....	22
3.3	Sekoittaja.....	25
3.4	Paikallisoskillaattori.....	26
3.5	Välitaajuuden suodatin.....	28
3.6	Välitaajuuden vahvistin.....	28
3.7	Ilmaisin.....	29

3.8 Mikroprosessori.....	32
4 TESTAUS KOEKYTKENTÄALUSTALLA JA EPÄONNISTUNEELLA PIIRILE- VYLLÄ.....	35
4.1 Testaus koekytkentäalustalla.....	35
4.2 Testaus epäonnistuneella piirilevyllä.....	36
5 PIIRILEVYN SUUNNITTELU JA RAKENTAMINEN.....	38
6 LAITTEEN TOIMINNAN TESTAUS.....	43
6.1 Vastaanottimen osien toiminnan testaus.....	43
6.2 Kokonaisen laitteen toiminnan testaus.....	47
7 LOPPUTULOKSET JA JOHTOPÄÄTÖKSET.....	51
8 YHTEENVETO.....	52
LÄHTEET.....	53
 LIITTEET	

1 JOHDANTO

Tämän insinööriyön aihe saatiin Jukka Heinolta, joka toimii Kajaanin ammattikorkeakoulun lehtorina. Opetettavina aineina Heinolla on tietoliikennetekniikkaan ja elektroniikkaan liittyviä kursseja. Työ saatiin kysyttäessä lopputyön aihetta suoraan opettajalta kevättalvella 2008.

Tämän työn tavoitteena on toteuttaa AFSK-dataliikennettä 433,92 MHz:n taajuudella vastaanottava supervastaanotin, jolla voidaan ottaa vastaan 1 kHz moduloitua datalähetystä vähintään 1 kHz modulaationopeudella. Työn alkupuolella perehdytään laitteen rakenteeseen, toimintaperiaatteeseen ja suunnittelussa huomioitaviin asioihin. Lopuksi kerrotaan seikkaperäisesti rakennetun laitteen suunnittelu, rakennus ja testaus. Vastaanottimen vastaanottama signaali on taajuusmoduloitua (FM).

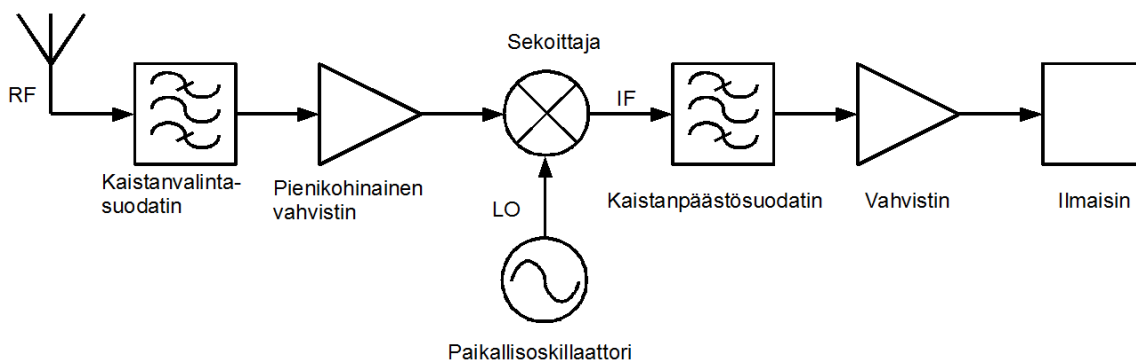
Rakennetun laitteen toiminnan kannalta tärkeiden osien eri toteutusvaihtoehtoja esitellään useita ja samalla perehdytään niiden rakenteellisiin ja toiminnallisiin eroihin. Läpikäytyt vaihtoehtoiset tavat ovat pääasiassa yleisiä tapoja toteuttaa kyseiset asiat VHF/UHF-alueen supervastaanottimissa.

2 SUPERVASTAANOTTIMEN RAKENNE

Supervastaanotin on yleisin käytössä oleva vastaanotintyyppi. Superissa keskeinen asia on vastaanotettavan kanta-aallon siirtäminen alemmalle taajuudelle sekoittajan ja paikallisoskillaattorin avulla. Taajuutta voidaan toki nostaa korkeammallekin, mutta yleensä suunta on alaspäin, koska signaalin käsittely on helpompaa alemmilla taajuuksilla. Sekoittajia ja paikallisoskillaattoreita voi olla vastaanottimessa useampiakin kuin yksi. Kahden sekoittimen vastaanotimesta käytetään nimitystä kaksoissuperi, kolmella sekoittajalla varustettu vastaanotin on nimeltään kolmoissuperi, jne.

2.1 Toimintaperiaate

Kuvassa 1 on esitettyä yksinkertainen yhden sekoituksen supervastaanotin (Super heterodyne receiver).



Kuva 1. Yhden muunnoksen supervastaanottimen lohkokaa-vio

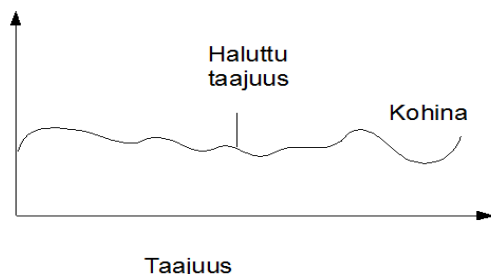
Toimintaperiaatteen mukaisesti antennilta saatava signaali (RF) johdetaan ensin kaistanvalintasuodattimeen, jonka tehtävänä on rajata pois taajuudet, joita vastaanottimella ei ole tarkoitus ottaa vastaan. Tämän jälkeen pienikohiniaisella vahvistimella (LNA = Low Noise Amplifier) vahvistetaan signaalia, jotta haluttu signaali saataisiin voimakkaammaksi, jolloin sitä on helpompi käsitellä. Seuraavana on vuorossa sekoittaja (Mixer), jossa vahvistimelta saapuva signaali sekoitetaan paikallisoskillaattorilta (LO = Local oscillator) saatavaan signaaliin. Sekoittaja suorittaa taajuuksien kertomisen keskenään, jolloin vastaanotettavan signaalin data siirtyy taajuudessa kanta-aallon ja paikallisoskillaattorin taajuuksien summa- ja erotustaajuuksille. Saatua taajuutta kutsutaan välitaajuudeksi (IF = Intermediate Frequency). Paikallis-

oskillaattorin tehtävänä on tuottaa mahdollisimman tarkkaan haluttu taajuus sekoitusta varten. Välitaajuudella oleva signaali viedään kaistanpäästösuodattimeen (BP = Band Pass filter), jolla jätetään jäljelle haluttu välitaajuus ja karsitaan pois tarpeettomat taajuudet. Tämän jälkeen vuorossa on välitaajuusvahvistin, jolla signaalia vahvistetaan. Viimeisenä vuorossa on ilmaisain (Detector), jolla tulkitaan välitaajuudessa olevia taajuuden muutoksia ja näin saadaan erotettua signaalin sisältämä data. Mikäli kyseessä on useamman sekoittajan supervastaanotin, on tällöin välitaajuuden vahvistimen jälkeen vuorossa toinen sekoittaja, jolla on oma paikallisoskillaattori. Näin siirretään kantoaalto jälleen uudelle taajuudelle ja jatketaan signaalin käsittelyä samoin kuin edellä.

2.2 Huomioon otettavat asiat suunnitellessa

Suunnitellessa vastaanotinta olisi hyvä ottaa huomioon muutamia asioita, jotka voivat vaikuttaa oleellisesti laitteen toimintaan. Huomioitava olisi ainakin kohina, joka on aina läsnä kaikissa sähkölaitteiden signaaleissa, sekä impedanssisovitus, mikäli suunnitellaan vaihtovirtaa käyttävää laitetta. Ristimodulaatio on myös huomioimisen arvoinen asia, joskin järkevästi suunnitellussa laitteessa asialla ei ole merkitystä [1, s. 196].

Vastaanotinta suunnitellessa tulisi ottaa huomioon komponenttien tuottama haitallinen kohina. Eroon kohinasta ei voi päästä, mutta kohinan voimakkuuteen voi vaikuttaa valitsemalla komponentit ja rakenteet siten, että kohina saadaan pidettyä mahdollisimman pienenä. Mikäli vastaanotetussa signaalissa on runsaasti kohinaa tai komponentit tuottavat runsaasti kohinaa signaaliin, voi käydä niin, että haluttu signaali hukkuu kohinan alle ja ei ole näin enää erotettavissa. Tällainen tilanne on esitetty kuvassa 2.



Kuva 2. Liiallinen kohina haittaa tai jopa estää laitteen toiminnan

Tämä ongelma tulee varsinkin esiin vastaanotettaessa heikkoa signaalia, jolloin vastaanotettava taajuus on jo valmiiksi miltei erottamattomissa kohinan seassa.

Impedanssisovitus tulee ottaa huomioon signaalin kuljetusta suunnitellessa. Mikäli siirrettävä matka on yli kahdeskymmenesosa aallonpituudesta, johtimen pituus on aallonpituuden neljäsosan monikerta tai johdin on aallonpituutta pidempi, alkaa impedanssisovitus olla huomioitavan arvoinen asia vastaanottimen rakennetta suunniteltaessa, koska tällöin erisuuruiset impedanssit estävät tehokkaasti signaalin kulun. Tämä käy esille selvästi kaavasta 1. [2, s. 3.]

$$\rho = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} \quad (1)$$

Kaavasta 1 saadaan heijastuskertoimeksi ρ , tapauksessa, jossa kuorman impedanssi on $Z_l = 50 \Omega$ ja siirtolinjan impedanssi $Z_0 = 75 \Omega$

$$\rho = \frac{50 \Omega - 75 \Omega}{50 \Omega + 75 \Omega} = -0,2$$

Tällöin heijastuu takaisin 20 % tulevasta signaalista. Määrä ei vaikuta suurelta, mutta heikkojen signaalien ollessa kyseessä voi tämäkin olla jo liikaa, varsinkin ajatellessa tilannetta suodattimien kohdalla. Passiiviset suodattimet, jotka vaimentavat läpipäässyttä haluttua taajuuttakin, voivat toimia virheellisen impedanssin sovituksessa huomattavan paljon huonommin verrattuna oikein sovitettuun suodattimeen.

Ristimodulaatiolla tarkoitetaan ei-haluttujen Amplitudimoduloitujen (AM) kantoaaltojen siirtymistä halutulle kantoaaltotaajuudelle sekoittumisen seurauksena. Tämä on seurausta vastaanottimen ei-lineaaristen osien toiminnasta. Yksi tällainen osa vastaanottimessa on sekoittaja, mutta myös vahvistin voi ei-lineaarisesti toimiessaan saada aikaan ristimodulaation [1, s. 196, 197]. Sekoittajan toimintaa käsittelevässä osiossa (2.5 s. 11) on esitetty kantoaaltotaajuuden siirtymistä, joka tapahtuu myös ristimodulaatiossa. Ristimodulaatiota voidaan estää pitämällä huoli vastaanottimen suodatuksesta ja RF-asteen lineaarisuuden parantamisella [1, s. 196, 197].

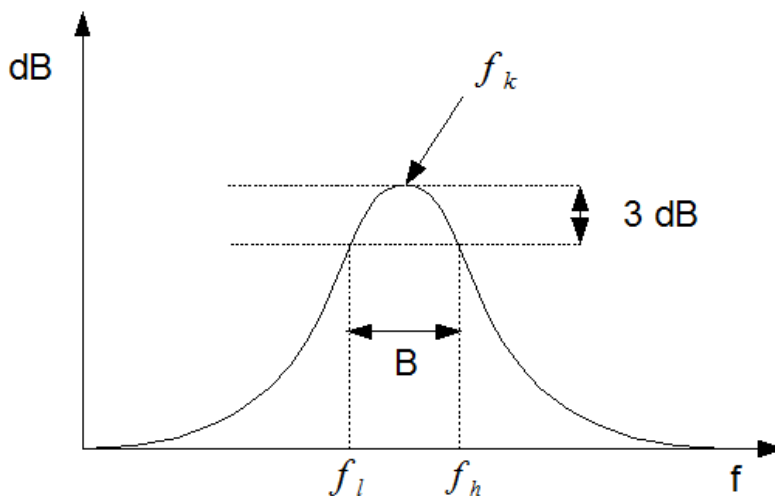
2.3 Kaistanvalintasuodatin

Kaistanvalintasuodattimen tehtävänä on rajata pois taajuudet, joita vastaanottimella ei ole tarkoitus ottaa vastaan. Toimittaessa VHF- ja UHF-alueella ratkaisuna on yleensä LC-, kide- tai SAW-suodatin. Suodattimeksi kannattaa valita kapeakaistainen suodatin eli suodatin, jolla

on suuri Q-arvo eli hyvyysluku. Tällöin haluttujen taajuuksien läheisyydessä olevat tarpeettomat taajuudet saadaan karsittua mahdollisimman tehokkaasti pois. Hyvyysluku määritetään kaistanpäästösudattimilla kaavalla 2 [3, s. 8].

$$Q = \frac{f_k}{B} \quad (2)$$

Kaavan mukaisesti Q kasvaa, kun keskitaajuus f_k kasvaa tai kaistanleveys B pienenee. Tilannetta on havainnollistettu kuvassa 3.



Kuva 3. Q-arvon määrittämiseen tarvittavat tiedot kaistanpäästösudattimissa

Käyttämällä mahdollisimman kapeakaistaista suodatinta vältytään sekoituksessa mahdollisesti välitaajuudelle tuleva ei-toivottu taajuus. Liiotteluun ei kannata kuitenkaan sortua, koska komponenttien arvot eivät ole täsmällisiä, vaan valmistustoleranssit aiheuttavat vaihtelua saman nimellisen arvon omaavienkin komponenttien välillä. Lisäksi arvot muuttuvat hieman ikääntymisestä tai lämpötilan muuttumisen vaikutuksesta.

Suodatinta valittaessa kannattaa ottaa huomioon myös suodattimen vaimennus päästökaistalla, koska käytettäessä passiivisia suotimia menetetään osa signaalin voimakkuudesta päästökaistallakin. Eri ratkaisuilla on erilaiset ominaisuudet, ja valinta kannattaakin tehdä tarpeen mukaan.

2.3.1 LC-suodatin

Toiminta perustuu LC-piirin sähkömagneettiseen resonointiin. LC-suodin on rakenteeltaan yksinkertainen ja helppo toteuttaa. Resonanssitaajuus saadaan laskettua kaavalla 3 [4, s. 3].

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3)$$

Kaavasta 3 havaitaan, että resonanssitaajuus kasvaa kondensaattorin ja kelan arvojen pienenessä. Oletetaan, että halutaan käyttää 100 pF kondensaattoria ja lasketaan tarvittavan kelan koko, jotta resonanssitaajuudeksi saataisiin 10 MHz. Kaavasta 3 saadaan

$$L = \frac{\left(\frac{1}{2\pi f_r}\right)^2}{C} = \frac{\left(\frac{1}{2\pi 10 \text{ MHz}}\right)^2}{100 \text{ pF}} \approx 2530 \text{ nH}$$

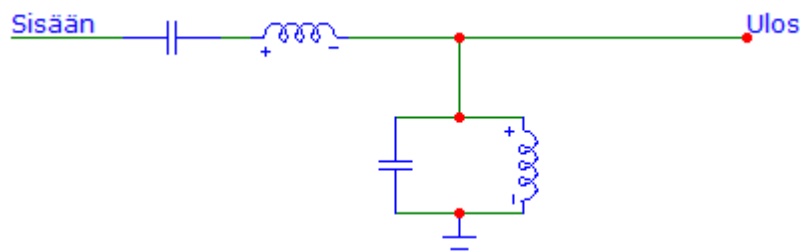
Kelan arvoksi saadaan noin 2,5 μH , mikä on vielä toteutettavissa oleva arvo. Mikäli samainen kela laskettaisiin 100 MHz taajuudelle, saataisiin tulokseksi

$$L = \frac{\left(\frac{1}{2\pi f_r}\right)^2}{C} = \frac{\left(\frac{1}{2\pi 100 \text{ MHz}}\right)^2}{100 \text{ pF}} \approx 25,3 \text{ nH}$$

Havaitaan, että tarvittavan kelan arvo pienenee sadasosaan taajuuden kymmenkertaistuessa. Tarvittavan kelan induktanssi kasvaisi, mikäli käytettäisiin pienempää kondensaattoria, mutta aletaan sadan Mhz:in taajuudella jo lähestyä ylätaajuutta, jolle LC-suodatin on mielekästä rakentaa. Vaikka komponenttien arvot eivät olisi vielä saavuttamattomissa, on induktanssin ja kapasitanssin suhteella myös merkitystä, koska nämä vaikuttavat resonanssipiiriin Q-arvoon. Sarjaresonanssipiiriin Q-arvoa saadaan kasvatettua kasvattamalla induktanssia ja pienentämällä kapasitanssia [3, s. 14]. Rinnakkaisresonanssipiirissä tilanne kapasitanssin ja induktanssin muutoksissa on päinvastainen [3, s. 15]. Näiden tietojen perusteella käy hyvin selväksi, että LC-piiriin ei saada korkeilla taajuuksilla suurta Q-arvoa. Koska yksinkertainen LC-kaistanpäästösuodatin perustuu sarja- ja rinnakkaispiireihin, on selvää, että LC-piirillä ei päästä toimimaan kunnolla satojen Mhz:ien taajuuksilla, vaan käyttö rajoittuu alemmille taajuuksille. LC-suotimen käyttö suurilla taajuuksilla johtaakin helposti tilanteeseen, jossa muiden tekijöiden kuin valittujen komponenttien arvot vaikuttavat suotimen toimintaan johtuen pienistä

käytettävistä komponenttien arvoista. Tällaisia toimintaa vaikuttavia asioita ovat esimerkiksi johtimien aiheuttamat kapasitanssit ja induktanssit.

Itse suotimen toiminta perustuu siihen, että sarjakytketyn LC-piirin impedanssi resonanssitaajuudella on lähellä nollaa ja täten päästää lävitseen resonanssitaajuudella olevan taajuuden, kun taas rinnankytketyn piirin impedanssi resonanssitaajuudella on suurimmillaan ja täten estää resonanssitaajuudella olevan signaalin etenemistä [3, s. 12]. Kuvassa 4 on esitettyä yksinkertainen LC-kaistanpäästösuodin.



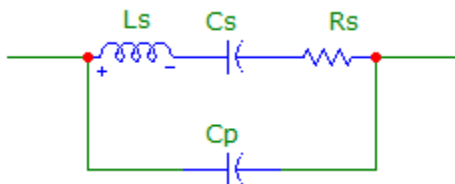
Kuva 4. Yksinkertainen kaistanpäästö-LC-suodin

Kuvan 4 LC-piiri päästää resonanssitaajuuden läpi suodattaessa muita taajuuksia pois. Tämä on seurausta siitä, että resonanssitaajuudella oleva signaali jatkaa matkansa sarjakytkennän pienen impedanssin ansiosta läpi eikä pääse maahan, koska edessä on rinnankytkennän suuri impedanssi. Vastaavasti muiden taajuuksien kohdatessa ensin esteen sarjakytkennän impedanssissa ja rinnankytkennän pienen impedanssin päästäessä taajuudet mihinkin. [3, s. 12.] Haittana LC-suodattimissa on pieneksi jäävä hyvyysluku, jolloin läpi pääsee myös huomattava määrä taajuuksia resonanssitaajuuden läheisyydessä. Tämä tulee varsinkin esille korkeilla taajuuksilla, koska hyvyysluvun korottamiseen vaadittavien komponenttiarvojen muutokseen ei enää ole varaa niiden pienuuden vuoksi.

2.3.2 Kidesuodattimet

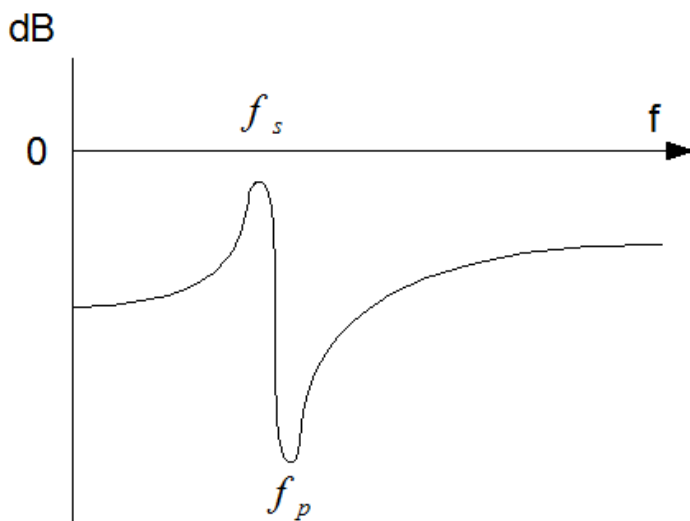
Kidesuodattimen toiminta eroaa LC-suodattimen toiminnasta värähtelytavalla. Kide resonoi tietyllä taajuudella sähkömekaanisesti värähdellen. Tämän värähtelyn saa aikaan pietsosähköiseen materiaaliin syötettävä signaali. Kide värähtelee rakenteensa mukaisella taajuudella, eikä

tätä taajuutta juurikaan pystytään säätämään. Kidesuodattimilla saadaan helposti paljon LC-suodatinta suurempia Q-arvoja, kiteiden Q-arvot voivat olla yli 25 000 ja kidesuodattimien arvotkin tuhansia [5, s. 12.16]. Seurauksena päästökaista on huomattavan paljon kapeampi. Kiteen vastinpiiri on esitettyä kuvassa 5 [5, s. 12.16].



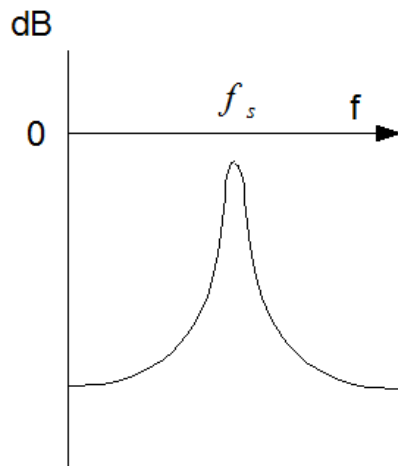
Kuva 5. Kiteen vastinpiiri

Kiteen vastinpiirissä L_s mallintaa kiteen massan vaikutusta, C_s on seurausta materiaalin kimmoisuudesta, C_p on elektrodien välinen kapasitanssi ja R_s vastaa materiaaliin hukkuvasta tehosta. Kiteillä on kaksi resonanssitaajuutta. Näistä matalampi resonanssitaajuus on sarjaresonanssitaajuus f_s ja korkeampi rinnakkaisresonanssitaajuus f_p . Ero taajuuksien välillä on tuhannesosien luokkaa, mutta impedanssissa ja täten vaimennuksessa ero resonanssitaajuuksilla on suuri. Sarjaresonanssitaajuudella impedanssi on pienimmillään olematon ja siirryttäessä rinnakkaisresonanssitaajuudelle kasvaa impedanssi rajusti. [6, s. 5.] Kuvassa 6 on esitettyä vaimennus, jonka kide aiheuttaa resonanssitaajuuksillaan ja niiden läheisyydessä.



Kuva 6. Kiteen sarja- ja rinnakkaisresonanssitaajuuksien vaimennus

Rinnakkaisresonanssi f_p , joka on seurausta kapasitanssista C_p , voidaan poistaa kytkemällä kiteen napojen väliin sarjaan 180° vaiheensirto ja vastaavan kokoinen kapasitanssi. Seurauksena on rinnakkaisresonanssitaajuuden häviäminen, joka on esitettyä kuvassa 7. [5, s. 12.17.]



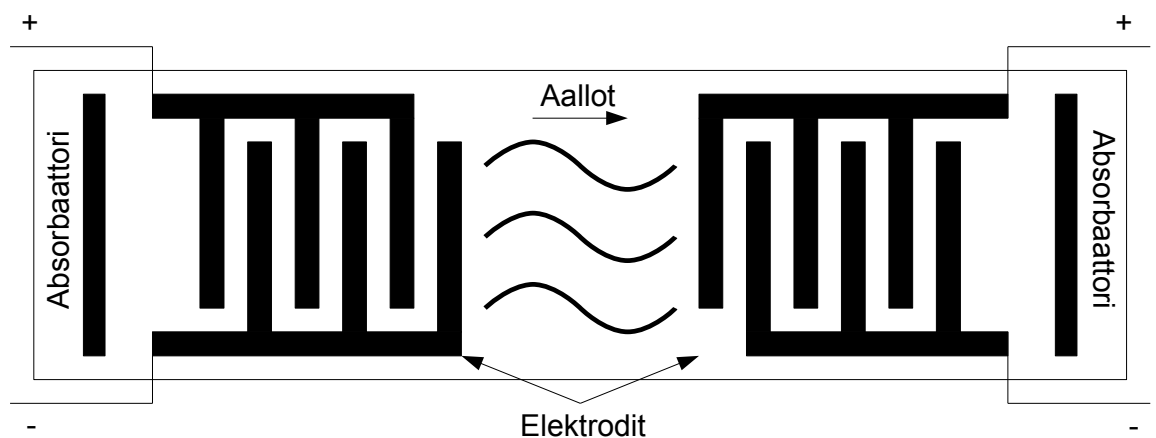
Kuva 7. Kiteen rinnakkaisresonanssitaajuus poistettu

Tästä kiteen rinnakkaisresonanssitaajuuden aiheuttamasta impedanssimuutoksesta voi päätää eron myös half-lattice-kytkennällä, jolloin käytetään kahta kidettä, joiden resonanssitaajuudet on valittu siten, että ensimmäisen kiteen rinnakkaisresonanssitaajuus on sama kuin toisen kiteen sarjaresonanssitaajuus. Tällöin käytetään hyväksi toisen kiteen elektrodien välisiä kapasitanssia ensimmäisen kiteen rinnakkaisresonanssitaajuuden poistoon. [5, s. 12.17.] Markkinoilla on myös runsaasti valmiita kidesuodattimia yleisesti käytetyille taajuuksille, jolloin yhdellä komponentilla saadaan helposti toteutettua suodatus, silloin suunnitellessa ei tarvitse kiinnittää huomiota kuin yhteen resonanssitaajuuteen ja kytkennästä saadaan samalla yksinkertaisempi komponenttimäärän pudotessa yhteen.

Kidesuodattimien huonona puolena on miltei olematon säätövara, jota voidaan vain hieman muuttaa kuormittamalla kidettä reaktiivisesti [3, s. 18]. Täten kidesuodatin ei sovi kaikille taajuuksille, vaan haluttaessa käyttää kidesuodattimia on valittava taajuudet siten, että suodatin saadaan toteutettua olemassa olevien kiteiden taajuuksilla. Kiteitä valmistetaan muutamasta kHz:sta aina kymmeneen MHz:hin asti.

2.3.3 SAW-suodatin

SAW-suodatin hyödyntää pietsosähköistä materiaalia, kuten kidesuodin, mutta toiminta perustuu rakenteeseen, jossa kampamainen elektrodirakenne pietsosähköisen materiaalin pinnalla tuottaa materiaalin pinnalle aaltoja, jotka etenevät pitkin materiaalin pintaa. Aallot syntyvät, koska pietsosähköinen materiaali reagoi jännitevaihteluihin muuntamalla muotoaan. Vastaavasti toisessa päässä pietsosähköistä materiaalia on vastaava elektrodirakenne, joka ottaa vastaan pietsosähköisen materiaalin pinnan aaltoillessa tuottaman jännitteen. Toimintaa ja rakennetta on havainnollistettu kuvassa 8. [5, s. 12.18.]



Kuva 8. SAW-komponentin rakenne ja aaltojen eteneminen

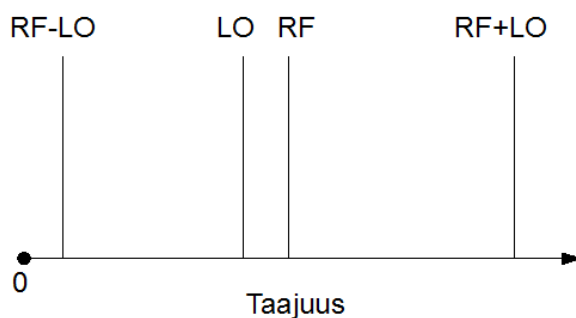
Komponentin resonanssitaajuus määräytyy kampojen piikkien välien perusteella, joka on yleensä neljäsosa aallonpituudesta. Taajuusvasteeseen vaikuttaa pietsosähköinen materiaali ja elektrodien muoto. Hyvyyslukuun vaikuttavat piikkien määrä ja pituus. Kampojen takana olevat absorbaattorit vähentävät heijastumia absorboimalla aaltoja, joista ei ole seurannut jännitevaihtelua elektrodeihin. Tästä seurauksena SAW-suodin voi vaimentaa päästökaistalla-kin olevaa taajuutta jopa 10 dB. [5, s. 12.19.] SAW-suodattimilla on kidesuodattimien tapaan hyvin suuri hyvyysluku. Huonona puolena on taajuuden säätömahdollisuuden puute. SAW-suodattimia valmistetaan MHz-alueelta aina GHz-alueelle asti.

2.4 Pienikohinainen vahvistin

Vahvistimen tehtävänä on vahvistaa signaalia käsittelyn helpottamiseksi. Yleensä LNA:n vahvistus on luokkaa 20 dB [7, s. 4.7]. Vahvistin on rakennettu pienikohinaiseksi valitsemalla rakenne ja käytetyt komponentit siten, että kohina saadaan minimoitua. Pientä kohinaa tavoitellaan, koska vastaanotettava signaali voi olla hyvin heikko ja runsaskohinainen vahvistin voisi peittää signaalin tuottamaansa kohinaan. Näin toimimalla pyritään pitämään signaali mahdollisimman puhtaana. Vahvistimina käytetään BJT- ja FET-pohjaisia ratkaisuja.

2.5 Sekoittaja

Sekoittajan tehtävänä on tuottaa kanta-aaltotaajuudesta ja paikallisoskillaattorin taajuudesta summa ja erotus, eli välitaajuudet. Tämä tapahtuu sekoittajan kertoessa taajuudet keskenään. Yleensä alemmalla taajuudella oleva välitaajuus on haluttu taajuus, jota käytetään. Kuvassa 9 on esitettynä taajuuksien summauksessa ja erotuksessa syntyvät taajuudet.

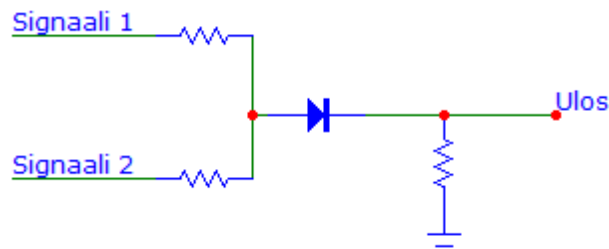


Kuva 9. Sekoituksessa käytetyt taajuudet RF ja LO, sekä niiden summa ja erotus

Paikallisoskillaattorin tuottama taajuus voi olla korkeampikin kuin kanta-aallon taajuus. Tällöin alemmalla taajuudella oleva välitaajuus saadaan laskemalla $IF = LO - RF$, ylemmän saattavan taajuus saadaan aina laskemalla $IF = LO + RF$. Mikäli kaistanvalintasuodatukselta ei ole toteutettu järkevästi, voi tästä seurata sekoittajan kertoessa taajuuksia tilanne, jolloin halutulle välitaajuudelle sekoittuu myös ei-toivottu taajuus. Jos haluttu taajuus on 100 MHz ja käytetään 10 MHz paikallisoskillaattoria, ovat seurauksena taajuudet $100 \text{ MHz} + 10 \text{ MHz} = 110 \text{ MHz}$ ja $100 \text{ MHz} - 10 \text{ MHz} = 90 \text{ MHz}$. Tällöin mahdollinen 80 MHz taajuudella ollut voimakas signaali peilautuu myös 90 MHz taajuudelle. Tällöin voi käydä niin, että vastaanottimella ei saada vastaanotettua sitä mitä pitäisi.

2.5.1 Diodisekoittaja

Diodisekoittaja on rakenteeltaan varsin yksinkertainen eikä vaadi useita komponentteja. Sekoittamisen toteuttaa diodi, joka suorittaa taajuuksien kertomisen. Kuvassa 10 on esitettyinä yksinkertainen diodisekoittaja.



Kuva 10. Yksinkertainen diodisekoittajakytkentä [5, s. 11.2]

Kytkenässä syötetään sekoitettavat signaalit sisään diodiin vastusten kautta ja diodista saadaan ulos taajuuksien summa ja erotus.

2.5.2 Sekoittajapiiri

Sekoitus voidaan toteuttaa myös valmiilla sekoittajapiirillä. Yleisesti käytettyjä piirejä ovat SA602 ja sen uudemmat versiot. Kyseinen piiri sisältää sekoittajan ja oskillaattorin. Tällainen mahdollistaa rakenteen, jossa yhdellä piirillä voidaan tuottaa haluttu välitaajuus ilman erillistä paikallisoskillaattoria. Lisäksi piiri voi vahvistaa sekoituksesta saatavaa signaalia.

2.6 Paikallisoskillaattori

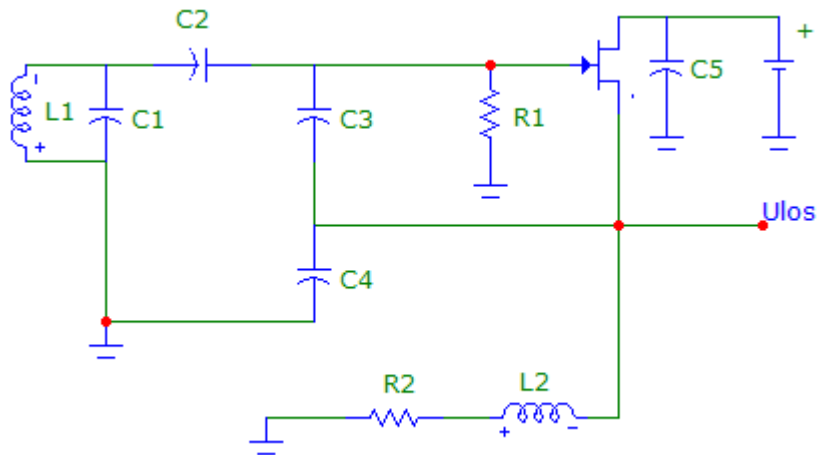
Paikallisoskillaattorin tehtävänä on tuottaa mahdollisimman tarkka ja puhdas haluttu taajuus sekoitusta varten. Mikäli vastaanottimella on tarkoitus ottaa vastaan useammalta taajuudelta saapuvaa signaalia, tulee oskillaattorin taajuuden olla säädettävissä tai käytettävissä olla riittävä määrä oskillaattoreita, joista valita sopiva vastaanotettavan taajuuden mukaan. Vastaanottimen yksinkertaisena pitämisen ja toiminnan kannalta on tärkeää, että välitaajuus säilyy aina samana riippumatta vastaanotettavan signaalin taajuudesta. Tällöin voidaan käyttää samaa rakennetta käsiteltäessä välitaajuutta. Tapoja paikallisoskillaattorin rakentamiseen ovat:

- kideoskillaattori
- PLL (Phase Locked Loop) -taajuussynteesi
- DDS (Direct Digital Synthesis) digitaalinen taajuussynteesi
- SAW-oskillaattori
- LC-oskillaattori
- onteloresonaattori
- aaltojohtoresonaattori
- taajuuskertojilla tai sekoittajilla taajuuden sopivaksi kertominen

Oskillaattorin tyyppi vaikuttaa paljon saatavan taajuuden tarkkuuteen, taajuusalueeseen, säätömahdollisuuteen ja kytkennän monimutkaisuuteen.

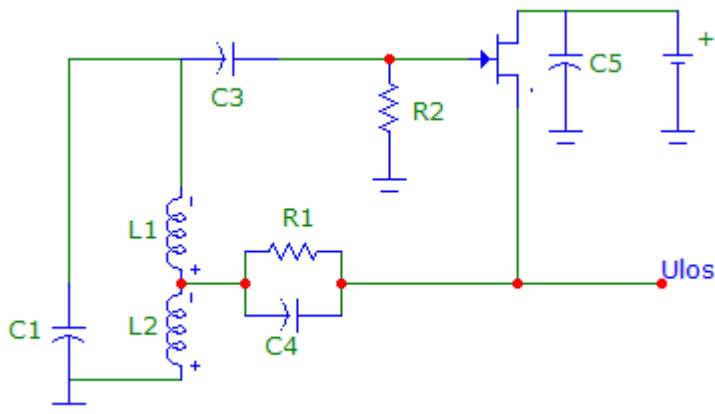
2.6.1 LC-oskillaattori

LC-oskillaattorin toiminta perustuu LC-piirin taipumukseen resonoida tietyllä taajuudella. Tämä taajuus saadaan laskettua kaavalla 3. Rakenteeltaan oskillaattori on yksinkertainen ja varsin helppo toteuttaa. Lisäksi taajuutta voidaan säätää tarpeen mukaan käyttämällä värähtelyn aikaan saantiin arvoltaan säädettävää kondensaattoria tai kela. Huonoja puolia ovat pieni Q-arvo ja satojen Mhz:ien taajuuksilla toimintaan vaadittavien kondensaattoreiden ja kelojen olemattoman pienet arvot. Lisäksi haittana on heikko lämpötilavakavuus, joka on luokkaa 1 ppm/K – 100 ppm/K [6, s. 5]. Yleisiä käytettyjä oskillaattorityyppejä ovat muun Colpitts- ja Hartley-oskillaattorit. Kuvassa 11 on esitetty Colpitts-oskillaattori.



Kuva 11. Colpitts-oskillaattorin kytkentä

Colpitts-oskillaattorissa kelan L1, sekä kondensaattoreiden muodostama LC-piiri värähtelee ja tämä saa aikaan oskillaattorista saatavan taajuuden. Kelan L2 tehtävänä kytkennässä on esittää vaihtovirran poistuminen kytkennästä maahan vastuksen R2 kautta. Kuvan 11 kytkennän taajuutta voidaan helposti säätää sijoittamalla kelan L1 tai kondensaattorin C1 paikalle säädettävää mallia oleva komponentti. Kytkennästä on olemassa myös sarjakytketty versio. Tuolloin L1 ja C1 on kytketty sarjaan. Toinen yksinkertainen oskillaattorikytkentä on nimeltään Hartley-oskillaattori. Tämä on esitettyä kuvassa 12.



Kuva 12. Hartley-oskillaattori.

Kuten kuvan 11 Colpitts-oskillaattoria, voidaan myös Hartley-oskillaattorin taajuutta säätää helposti laittamalla kondensaattorin C1 tilalle säädettävä komponentti.

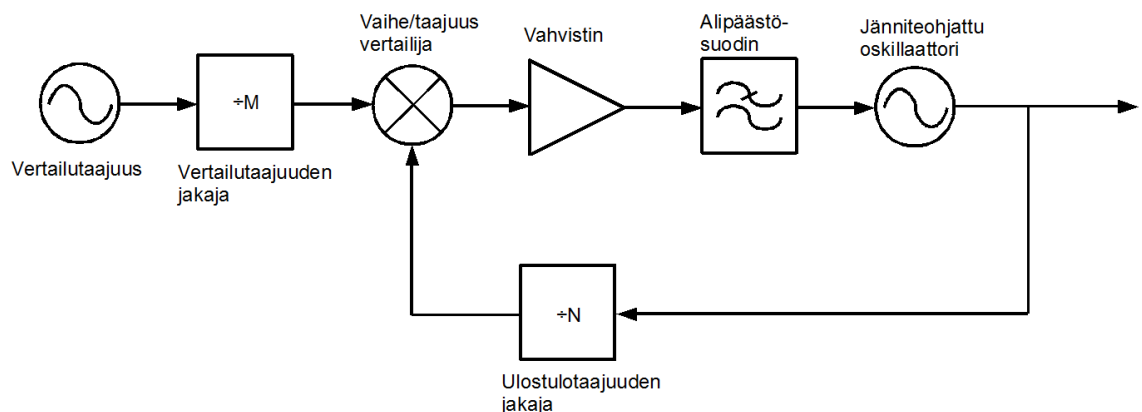
2.6.2 Kide- ja SAW-oskillaattori

Perustoimintaperiaatteeltaan kideoskillaattori vastaa LC-oskillaattoria, mutta kideä käytetään joko LC-piirin korvaajana tai vakauttamaan värähtely tietylle taajuudelle käyttäen hyväksi kiteen harmonisia. Käytettäessä harmonisia taajuus säädetään kondensaattorien ja kelojen arvoilla sopivaksi, ja lisäämällä kide saadaan aikaan huomattavan paljon tarkempi taajuus. Kiteiden suurista Q-arvoista johtuen tuloksena on paljon tarkempi taajuus kuin käytettäessä LC-oskillaattoria. Kiteillä on myös hyvä lämpötilavakavuus, joka on luokkaa $0,001 \text{ ppm/K} - 1 \text{ ppm/K}$ [6, s. 5]. Huonona puolena rakenteessa on vähäinen taajuuden säätövara. Muutos taajuuteen saadaan aikaan vetämällä kiteen taajuutta sitä kuormittamalla [6, s. 5].

SAW-oskillaattorin toimintaperiaate on vastaava kuin LC-oskillaattorilla ja kideoskillaattorilla. Suurimpana erona on värähtelevä osa, joka tällöin on SAW-resonaattori.

2.6.3 PLL-taajuussynteesi

PLL-piiriin pohjautuvan oskillaattorin hyviä puolia ovat tarkka haluttu taajuus ja ohjelmoitavissa olevien PLL-piirien avulla saatava säädettävä taajuus. Tällöin voidaan tuottaa useaa eri taajuutta käyttäen samaa kiinteää vertailutaajuutta. Vertailutaajuuden tuottaa yleensä kideoskillaattori, koska täten saadaan tarkka ja vähän vaeltava taajuus. Kuvassa 13 on esitettyä kahdella jakajalla varustetun vaihelukitun silmukan lohkokaavio.



Kuva 13. Kahdella jakajalla varustetun PLL:n lohkokaavio

Kuvan 13 mukaisesti vertailutaajuus, jonka tulisi olla mahdollisimman tarkka ja puhdas, syötetään vertailijalle mahdollisen M-jakajan kautta. Vertailija vertaa M-jakajalta saatavan signaa-

lin taajuutta N-jakajalta saapuvaan ja tuottaa ohjausjännitteen jänniteohjatulle oskillaattorille. Oskillaattori tuottaa ohjausjännitteen ohjaamana tietyllä taajuudella olevaa signaalia. Mikäli vertailija havaitsee eron saamissaan taajuuksissa tai niiden vaiheessa, muuttuu ohjausjännite, jolloin signaalit vastaavat jälleen toisiaan. Silmukassa on myös vahvistin, jolla vahvistetaan ohjausjännitettä. Alipäästösuodattimen tehtävänä on suodattaa pois korkeat taajuudet ohjausjännitteestä, jotta ne eivät aiheuttaisi ei-haluttuja muutoksia oskillaattorin tuottamaan taajuuteen. Ehtona silmukan lukittumiselle ovat vertailijan kannalta riittävän lähellä toisiaan olevat taajuudet, jolloin säätövara ohjausjännitteessä riittää. M- ja N-taajuuksienjakajien ulos antamien taajuuksien tulee siis olla riittävän lähellä toisiaan, jotta vertailija kykenisi säätämään VCO:n ohjausta riittävästi ja täten sallimaan silmukan lukittumisen halutulle taajuudelle. Silmukan jakajien ja vertailutaajuuden välillä on ehto, joka on esitettyä kaavassa 4 [5, s. 10.33].

$$\frac{f_{out}}{N} = \frac{f_{ref}}{M} \quad (4)$$

Kaavan mukaisesti ulos tuleva taajuus jaettuna N-jakajalla on vertailutaajuus jaettuna M-jakajalla. Tehtäessä oskillaattori 83 MHz taajuudelle käyttäen 10 MHz kidettä vertailutaajuuden tuottamiseen ja käytettäessä $M = 100$ saadaan vertailutaajuudeksi

$$f_r = \frac{10 \text{ MHz}}{100} = 100 \text{ kHz}$$

Tämä on samalla ulos saatavassa taajuudessa pienin mahdollinen muutos, joka saadaan aikaan muuttamalla N-jakajan arvoa, joka kyseisessä tapauksessa olisi 830.

On huomattava, että M-jakaja ei ole pakollinen silmukassa ja, että jakajia voi olla kytkettynä peräkkäin useampiakin, jotta saataisiin haluttu taajuus. Yleensä N-jakaja ei ole aiemman laskun mukainen kokonaisluvulla jakava, vaan käytetään dual-modulus-rakennetta. Tällöin N-jakaja on itse asiassa kaksi jakajaa, jotka toimiessaan tuottavat vertailu taajuutta pienemmän muutoksen ulos saatavaan taajuuteen.

Dual-modulus-rakenteessa on käytössä laskurit A ja B sekä esijakajat P ja P+1. Aluksi tarkkaillaan esijakajaa P+1 ja laskuria A. Jokaisella VCO:n jaksolla laskurin A sekä B arvot pienenevät yhdellä, kunnes $A = 0$. Tähän menee kaikkiaan $A(P+1)$ VCO-jaksoa. Tämän jälkeen tarkkaillaan laskuria B ja esijakajaa P. Kun B laskee arvoon 0, annetaan pulssi vaihevertailijalle ja P+1:n sekä P:n arvot palautetaan alkuarvoihin. Koska B jatkaa laskuaan, kun $A = 0$, on

ehdon $B \geq A$ täyttyvä. Suunniteltaessa dual-modulus-rakennetta tulee tiedossa olla käytettävät esijakajien arvot, jotka voivat olla esimerkiksi 8/9, 10/11, 16/17, 32/33, jne. haluttu N-jakajan arvo, vertailutaajuus, sekä haluttu taajuus. Oletetaan, että halutaan tuottaa vastaavan taajuuden antava PLL-silmukka käyttäen 16/17-esijakajia. Tällöin lasketaan pienin mahdollinen N-jakajan arvo, joka voidaan saavuttaa kyseisellä esijakajalla.

$$N_{min} = P(P - 1) = 16(16 - 1) = 240$$

Havaitaan, että haluttu arvo on suurempi kuin pienin saavutettavissa oleva arvo. Seuraavaksi lasketaan

$$B = \frac{N}{P} = 51,857$$

Koska B voi saada vain kokonaislukuarvon, täten $B = 51$. Seuraavana lasketaan

$$A = N - (B \cdot P) = 14$$

Havaitaan, että ehto $B \geq A$ täyttyy. Enää tarvitsee tutkia, riittävätkö bitit B-laskurissa. Koska $51d = 110011b$, täytyy B:n ilmaisuun olla käytössä vähintään 6 bittiä. Tämän ehdon täyttyminen riippuu käytetystä dual-moduluksesta. [8, s. 10-14]

Silmukan tuottamista varten markkinoilta löytyy useita valmiita PLL-piirejä, joissa on valmiina yhdessä paketissa kaikki muu paitsi vertailutaajuuden tuottava oskillaattori. Usein näiden piirien jakajat ovat ohjelmallisesti säädettävissä. Tällöin PLL-piirin tuottamaa taajuutta voidaan kontrolloida esimerkiksi liittämällä kytkentään mikroprosessori, joka ohjaa PLL:n toimintaa. Tämä on suuri apu, mikäli on tarve muuttaa oskillaattorin taajuutta ilman komponenttien vaihtoa.

2.6.4 Digitaalinen taajuussynteesi DDS

Digitaalinen taajuussynteesi perustuu digitaaliseen datan käsittelyyn, halutun taajuuden tuottamiseksi. Synteesin toiminta vaatii vähintään oskillaattorin, osoitelaskurin, muistia ja D/A-muuntimen.

Muistissa on ennalta tallennettuna sinin vaiheet järjestyksessä. Muistista haetaan toistuvasti uusi tieto sinin vaiheesta, edeten samalla eteenpäin muistissa ja täten myös sinin vaiheessa. Kun muistin sisältö on käyty loppuun, palataan muistin alkuun ja jatketaan kuten aiemminkin. Tämän muistissa olleen tiedon perusteella D/A-muunnin tuottaa analogisen jännitevaihtelun. Toiminta suoritetaan oskillaattorin tahdistamana. DDS:n tuottama taajuus riippuu täten oskillaattorin taajuudesta, muistissa olevien vaiheiden määrästä, sekä siirtymän suuruudesta haettaessa seuraavaa arvoa muistissa. DDS:n hyviä puolia ovat muun muassa tarkkaan säädettävissä oleva taajuus, nopea siirtymä taajuudelta toiselle ja se, että digitaalisen arkkitehtuurin vuoksi tarvetta ei ole laitteen säätöön lämpötilan tai ikääntymisen vuoksi. [9, s. 5–8.]

2.6.5 Onteloresonaattori

Onteloresonaattorin toiminta perustuu signaalin edestakaiseen heijastumiseen metalliontelon sisällä. Signaali syötetään suljettuun onteloon yhdestä pisteestä, ja kun resonaattorin pituus on aallonpituuden puolikkaan monikerta syntyy sisälle seisova aaltoliike. Mikäli edellä mainittu ehto ei täyty, vaimentaa sisääntuleva signaali itse itsensä resonaattorissa heijastuessaan. Onteloresonaattoreiden Q-arvot ovat suuria johtuen rakenteen aikaansaamasta eristyksestä muuhun kytkentään ja ulos suuntautuvan säteilyn puutteesta. On huomattava, että koska ehtona seisovalle aaltoliikkeelle on aallonpituuden puolikkaan monikerta, onteloresonaattorilla ei ole vain yhtä resonanssitaajuutta, vaan taajuuksia on ääretön määrä lähtien taajuudesta, joka täyttää ehdon. Onteloresonaattoreita käytetään yleensä mikroaaltotaajuudella. [10, s. 117, 118.] Mitä alemmille taajuuksille resonaattoria tehdään, sitä suuremman koon se vaatii neljäsosa aallonpituudesta ehdon täyttämiseksi. Resonaattorin matalilla taajuuksilla vaatiman koon ja muiden hyvien vaihtoehtoisten tapojen vuoksi ei onteloresonaattoria juurikaan kannata käyttää, ellei haluttu taajuus ole riittävän suuri.

2.6.6 Aaltojohtoresonaattori

Aaltojohtoresonaattorin toiminta perustuu signaalin heijastumiseen kuten onteloresonaattorillakin, mutta signaalia ei syötetä metallionteloon, vaan heijastuminen tapahtuu johtimessa. Johtimen ollessa toisesta päästään avoin seuraa seisova aaltoliike johtimen ollessa neljäsosa aallonpituudesta. Tällainen tilanne vastaa LC-sarjaresonanssipiiriä. Rinnakkaisresonanssipiiriä

vastaava resonaattori saadaan oikosuljettaessa neljäsosa aallonpituudesta oleva aaltojohdin tai käytettäessä aallonpituuden puolikkaan mittaista toisesta päästään avointa aaltojohdinta. [10, s. 117, 118.] Resonaattorin taajuutta voidaan säätää ylemmäs kytkemällä resonaattori sarjaan kondensaattorin kanssa. Mitä pienempi on kondensaattorin kapasitanssi, sitä korkeammalle resonanssitaajuus siirtyy.

Samoin kuin onteloresonaattorissa myös aaltojohtoresonaattorilla on ääretön määrä resonanssitaajuuksia, koska seisomaan jäävät aallot, jotka ovat ehdon täyttävän taajuuden monikertoja. Samoin kuin onteloresonaattorille on aaltojohtoon pohjautuvalla resonaattorille parempia vaihtoehtoja matalilla taajuuksilla.

2.6.7 Taajuuden kertojilla tai sekoittajilla tuotettava oskillaattori

Menetelmässä tuotetaan haluttu taajuus käyttäen hyväksi taajuuden kertojia tai sekoittajia, joilla oskillaattorilla tuotettu taajuus saatetaan halutuksi. Tällöin voidaan hyödyntää esimerkiksi kideoskillaattorin vakautta ja tuottaa tästä taajuudesta korkeampi taajuus hyödyntäen taajuuden kertomista, joko kertojilla tai sekoittajia hyödyntäen.

2.7 Välitaajuuden suodatin

Välitaajuuden kaistanpäästösuodattimella estetään muiden kuin halutulla välitaajuudella olevien signaalien kulkeutuminen eteenpäin laitteessa. Mikäli näitä ei-toivottuja taajuuksia ei karsita, voivat ne heikentää vastaanottimen toimintaa. Tällaisia ei-haluttuja taajuuksia syntyy vastaanottimen kohinan ja rakenteiden ominaisuuksien seurauksena. Mikäli suodatusta ei ole hoidettu kuntoon, voivat nämä ei-toivotut voimakkaat taajuudet haitata vastaanottimen toimintaa myöhemmissä vaiheissa. Yleensä suodattimena käytetään LC-piiriin, kiteisiin ja SAW-komponentteihin pohjautuvia suodattimia, mutta muunkin tyyppisiä suodattimia voidaan käyttää, mikäli ne soveltuvat tarpeeseen ja taajuudelle.

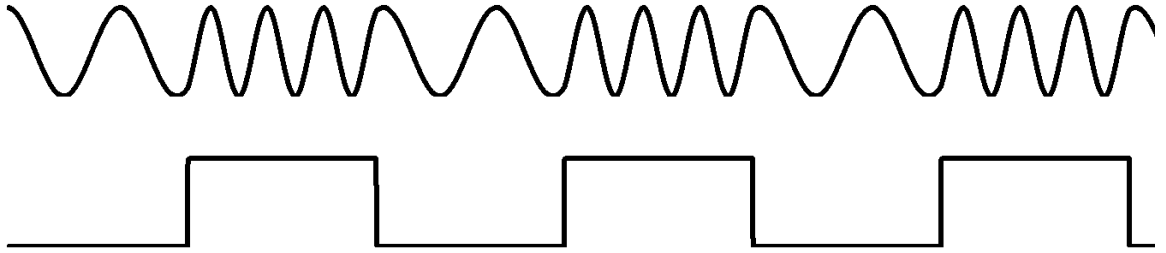
2.8 Välitaajuuden vahvistin

Välitaajuuden vahvistimella nostetaan signaalin tasoa joko seuraavaa sekoittajaa tai ilmaisua varten. Kohina ei ole yhtä vaarallinen tekijä tässä vaiheessa, koska signaalin taso verrattuna kohinaan on mitä suurimmalla todennäköisyydellä parempi kuin vastaanottimen alkupäässä olevalle LNA:lle saapuessaan. Samaa ratkaisua voidaan toki käyttää myös välitaajuuden vahvistimessa, mutta todennäköisesti vahvistinta joutuu hieman muokkaamaan, jotta ulos saataisiin mielekkäällä tasolla oleva signaali.

2.9 Modulaatio ja sen ilmaisin

Ilmaisimen tehtävänä on muuttaa signaalin sisältämä data haluttuun muotoon. Vastaanotettaessa taajuusmoduloitua FM (Frequency Modulation)-signaalia siirrettävä data on taajuusvaihtelussa. Amplitudimodulaatiossa AM (Amplitude Modulation) data on puolestaan taajuuden amplitudivaihtelussa. PM (Phase Modulation) sisältää datan puolestaan vaihemuutoksissaan. Tässä työssä rakennetun laitteen vastaanottama AFSK-moduloitu signaali on taajuusmoduloitua.

AFSK-modulaatiolla tarkoitetaan taajuusmodulaatiota, jossa käytetään audiotaaajuudella olevaa signaalia modulointiin. AFSK:ssa käytetään kahta eri taajuutta, jotka ovat nimeltään Mark ja Space. Mark vastaa arvoa ”1”, ja Space on ”0”. [11.] Käytettyjä taajuuksia ei ole vakinaistettu, vaan tapauskohtaisesti on oltava tiedossa, mikä on ollut kummankin arvon moduloinnissa käytetty taajuus. Käytettyjä taajuuksia moduloinnissa ovat muun muassa 2125 Hz Mark ja 2295 Hz Space, 1275 Hz Mark ja 1445 Hz Space [5, s. 9.8, s. 9.9], sekä 1200 Hz Mark ja 2200 Hz Space. Viimeisin mainittu vastaa niin sanotun Bell-202-modeemin ääniä. AFSK-modulaatiossa oleellista on signaalin vaiheiden jatkuvuus, eli tilan vaihtuessa ei signaaliin tule katkosta. Vain taajuus muuttuu ilman, että jännitteen muutossuunta muuttuu. [11.] Kuvassa 14 on esitettyinä AFSK-kantoaalto ja sen modulointiin käytetyn audiotaaajuuksisen signaalin sisältämä data.



Kuva 14. Moduloitu kanta-aalto ja modulointiin käytetyn signaalin data

Ilmaisimen tehtävänä on muuttaa modulaation tuloksena saadusta signaalista modulointiin käytetty signaali. Taajuusmoduloitua signaalia voidaan ilmaista esimerkiksi PLL:n avulla, taajuusdiskriminaattorilla tai käyttämällä kvadratuuri-ilmaisinta. Yhteistä suurimmalle osalle menetelmistä on vaihe-eroon perustuva taajuuden muutoksen havaitseminen.

PLL-ilmaisimessa syötetään piiriin vertailutaajuutena ilmaistava signaali. Edellä käydyn PLL:n toimintaperiaatteen mukaisesti piiri pyrkii säätämään oskillaattoriaan siten, että vertailutaajuus ja oskillaattorin taajuus pysyvät samoina. Tähän pyrkiessään vaihevertailija antaa oskillaattorille ohjausjännitteen, josta käy ilmi muutos taajuudessa. Täten saadaan ohjausjännitteestä alkuperäinen modulointiin käytetty signaali. [5, s. 11.13.]

Taajuusdiskriminaattorissa on kaksi piiriä, joista toinen on viritetty kanta-aaltotaajuuden yläpuolelle ja toinen alapuolelle. Toinen tuottaa positiivisen jännitteen ja toinen negatiivisen kanta-aaltotaajuuden läheisyydessä. Näiden summasta saadaan selville, onko diskriminaattoriin syötetty taajuus korkeampi vai matalampi kuin kanta-aaltotaajuus. [10, s. 222.]

Kvadratuuri-ilmaisimessa signaali syötetään sekoittajaan. Toiseen sekoittajan sisäänmenoon syötetään signaali suoraan ja toiseen sisäänmenoon syötetään muutoin sama, mutta kanta-aaltoltaan 90° viivästetty signaali. Tällöin sekoittajan kertoessa saamiaan taajuuksia tuloksena on kanta-aaltotaajuudella 0 jännite ja taajuuden muuttuessa muuttuu myös viive, joka tuotetaan toiseen sisäänmenoon. Tämän seurauksena muuttuu sekoittajasta saatava jännite vaihe-eron mukaan. [5, s. 11.12.]

3 LAITTEEN SUUNNITTELU

Suunnittelu aloitettiin perehtymällä supervastaanottimen toimintaan. Kirjastosta lainattiin runsas joukko radiotekniikkaa käsitteleviä kirjoja, joista alettiin tutkia supervastaanottimen toimintaperiaatetta ja rakennetta. Erityisen hyväksi tiedonlähteeksi havaittiin The ARRL handbook for radio communications 2007 [5]. Muutkin lähdeluettelossa olevat kirjat havaittiin hyödyllisiksi, mutta niiden sisältämä lisäinformaatio verrattuna ARRL:n kirjaan oli varsin vähäistä. Suunnittelun alussa valittiin toteutustavaksi normaali yhden sekoituksen superi, joka on esitettyä kuvassa 1 (s. 2). Tällainen rakenne verrattuna useamman sekoituksen rakentamiseen on yksinkertaisempi, joten mahdollisesti ongelmallisia kohtia, kuten paikallisoskillaattoreita, ei tarvita useaa. Samalla saadaan komponenttimäärä pidettyä pienenä. Tästä on etua varsinkin laitteen piirilevyä suunniteltaessa ja mahdollisten ongelmatilanteiden ratkaisussa. Myöskään piirilevyn koon 10 cm x 16 cm tuoma tilarajoitus ei tällöin ole yhtä ongelmallinen. Käytettäväksi jännitelähteeksi valittiin 9 V paristo, ja piirien tarvitsemat 5 V jännitteet päätettiin toteuttaa käyttäen LM7805-regulaattoria.

3.1 Kaistanpäästösuodatin

Tiedettiin, että vastaanotetaan 433,92 MHz:n taajuudelta. Työ aloitettiin etsimällä komponenttivalmistajilta käyttöön sopivia kaistanpäästösuodattimia. Valmiin suodatinkomponentin valintaan päädyttiin, koska LC-suodatinta ei todennäköisesti olisi saatu toimimaan halutulla tavalla. Sopivia suodattimia löytyikin Epcosin valikoimasta. Malliksi valikoitui lopulta B3750, joka on SAW-pohjainen kapeakaistainen kaistanpäästösuodin 433,92 MHz taajuudelle. Kyseessä on pintaliitoskomponentti, jonka koko on vain 5 x 5 mm [12, s. 2]. Huonona puolena kyseisessä komponentissa on sen kiinnitystapa, jonka odotettiin aiheuttavan ongelmia piirilevyn valmistamisessa ja juottamisessa.

3.2 Pienikohinainen vahvistin

Vahvistimen suunnittelu aloitettiin etsimällä käyttötarkoitukseen sopivia pienikohinaisia BJT-transistoreja. Kyseinen tyyppi valittiin, koska BJT-transistorivahvistimet olivat entuudestaan

tuttuja ja ne soveltuivat tarkoitukseen. Infineonin sivuilta [13] löytyi käyttötarkoitukseen so-
 pivia pienikohinaisia malleja, joista valittiin lopulta malli BFP650. Syitä valintaan olivat saata-
 vuus Farnellilta ja komponentille löytynyt spice-malli [14, s. 4], jonka avulla komponentti
 voitiin lisätä Micro-cap-ohjelmaan simulaatioita varten. Osien tilausvaiheessa kävi kuitenkin
 niin, että insinöörityön ohjaajallani Jukka Heinolla oli tallessa omista projekteistaan BFW92
 NPN-transistoreja [15] a täten käyttöön valittiin kyseiset transistorit. Vahvistinkytkenäksi
 valittiin CE (Common Emitter)-kytkentä, jolla saadaan aikaiseksi suuri tehon vahvistus.

LNA:n komponenttien arvojen määrittämisessä lähdettiin liikkeelle tiedoista, jotka oli jo pää-
 tetty. Käyttöjännite $U_{cc} = 9 \text{ V}$, kannan ja emitterin välinen jännite $U_{be} = 0,6 \text{ V}$, joka on
 yleensä lähellä oikeaa piipohjaisilla [15, 16] transistoreilla. Emitterijännitteeksi valittiin 2 V .
 Kollektorivirraksi $I_c = 15 \text{ mA}$, tämä saatiin työnohjaajan suosituksesta, joka oli $10\text{--}15$
 mA. Vahvistukseksi haluttiin 20 dB eli virtavahvistuskertoimeksi $h_{fe} = 100$. Koska kollek-
 torivirran ja kantavirran suhde on virtavahvistuskerroin, saadaan kantavirraksi I_b tällöin

$$I_b = \frac{100}{15 \text{ mA}} = 0,15 \text{ mA}$$

Kun tiedetään, että $I_e = I_b + I_c$, voidaan laskea kantavastus R_e

$$R_e = \frac{U_e}{I_e} = \frac{2 \text{ V}}{15,15 \text{ mA}} \approx 130 \Omega$$

Komponenttien arvojen ei tarvitse olla kohtuuttoman tarkkoja, vaan likimain saman arvon
 omaavat komponentit riittävät, koska pieniä eroja laskettujen ja käytettyjen komponenttien
 arvoissa ei tulla huomaamaan laitteen toiminnassa. Täten valitaan arvoksi $R_e = 120 \Omega$.
 Koska kollektorijännite on yleensä noin puolivälissä kantajännitettä $U_e = 2 \text{ V}$ ja käyttöjän-
 nitettä $U_{cc} = 9 \text{ V}$ [16, s. 2], päädytään valitsemaan arvoksi $U_c = 6 \text{ V}$. Kollektorivastuk-
 sen ylijääväksi jännitteeksi jää $U_{Rc} = U_{cc} - U_c = 9 \text{ V} - 6 \text{ V} = 3 \text{ V}$. Lasketaan kollek-
 torivastus.

$$R_c = \frac{U_{Rc}}{I_c} = \frac{3 \text{ V}}{15 \text{ mA}} = 200 \Omega$$

Emitterijännitteen $U_e = 2 \text{ V}$ ja kannan ja emitterin välisen jännitteen $U_{be} = 0,6 \text{ V}$ avulla
 voidaan laskea kannan jännite $U_b = U_e + U_{be} = 2 \text{ V} + 0,6 \text{ V} = 2,6 \text{ V}$. Seuraavaksi

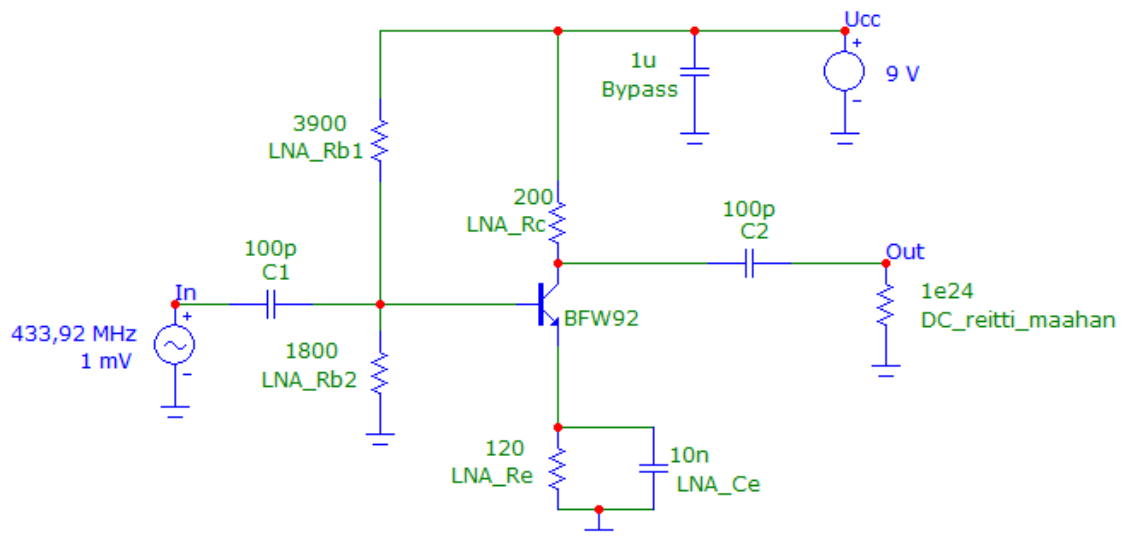
määritettään kannan vakavointipiirin virta, joka on yleensä noin kymmenkertainen kannanvirtaan $I_b = 0,15 \text{ mA}$ nähden [16, s. 2]. Täten voidaan laskea kannanvakavointipiirin vastus R_{b2} .

$$R_{b2} = \frac{U_b}{I_b \cdot 10} = \frac{2,6 \text{ V}}{0,15 \text{ mA} \cdot 10} \approx 1730 \Omega$$

Vastukselle valittiin arvo, joka on lähellä laskettua $R_{b2} = 1,8 \text{ k}\Omega$. Jäljellä on enää toinen kannan vakavointipiirin vastuksista R_{b1} , joka saadaan laskettua, kun tiedossa on vastuksen ylijäävä jännite $U_{Rb1} = U_{cc} - U_b = 9 \text{ V} - 2,6 \text{ V} = 6,4 \text{ V}$, sekä vastuksen kautta kulkeva virta $I_{Rb1} = 10 \times I_b + I_b = 1,5 \text{ mA}$.

$$R_{b1} = \frac{U_{Rb1}}{I_{Rb1}} = \frac{6,4 \text{ V}}{1,5 \text{ mA}} \approx 4270 \Omega$$

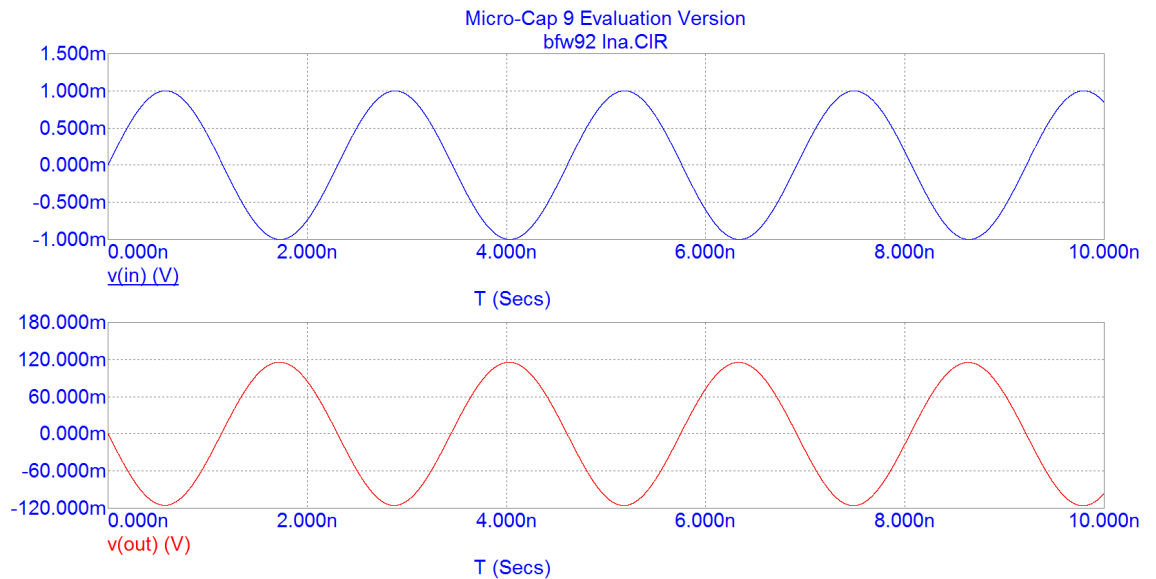
Arvoksi valittiin $R_{b1} = 4,3 \text{ k}\Omega$. Kuvassa 15 on esitettyä suunniteltu vahvistin.



Kuva 15. Suunniteltu LNA CE -kytkentä

Kuvan 15 kytkennässä C1 ja C2 ovat estämässä tasajännitteen pääsemistä vahvistimeen ja siitä pois. Vastuksilla R_{b1} ja R_{b2} säädetään kantajännite. R_c säätaa kollektorijännitettä ja R_e emitterijännitteen suuruuden. C_e päästää vaihtojännitteen maahan, jolloin saadaan emitterin jännite pidettyä tasaisena. DC_reitti_maahan-vastus on mukana, koska Micro-cap

ilmoittaa muutoin DC-maapuutuksesta. Vahvistimen toiminnan Micro-cap-simulaatio on esitettyä kuvassa 16.



Kuva 16. LNA:n toiminnan simulaatio. Huomioitava eri asteikot.

Simulaatiosta havaitaan, että 1 mV signaali vahvistuu hieman yli 20 dB, siniaallon säilyessä puhtaana. Simulaatioista havaittiin myös, että vahvistimelle ei kannata syöttää juurikaan yli 1 mVpp, koska tällöin alkaa vahvistetun siniaallon muoto kärsiä.

3.3 Sekoittaja

Sekoittajaksi valittiin SA602, koska se ja sen uudemmat versiot, kuten SA612, on radioamatööripiireissä havaittu hyväksi [5, s. 11.26-11.28]. Koululla oli myös kyseisiä komponentteja valmiina, joten saatavuusongelmia ei tarvinnut miettiä.

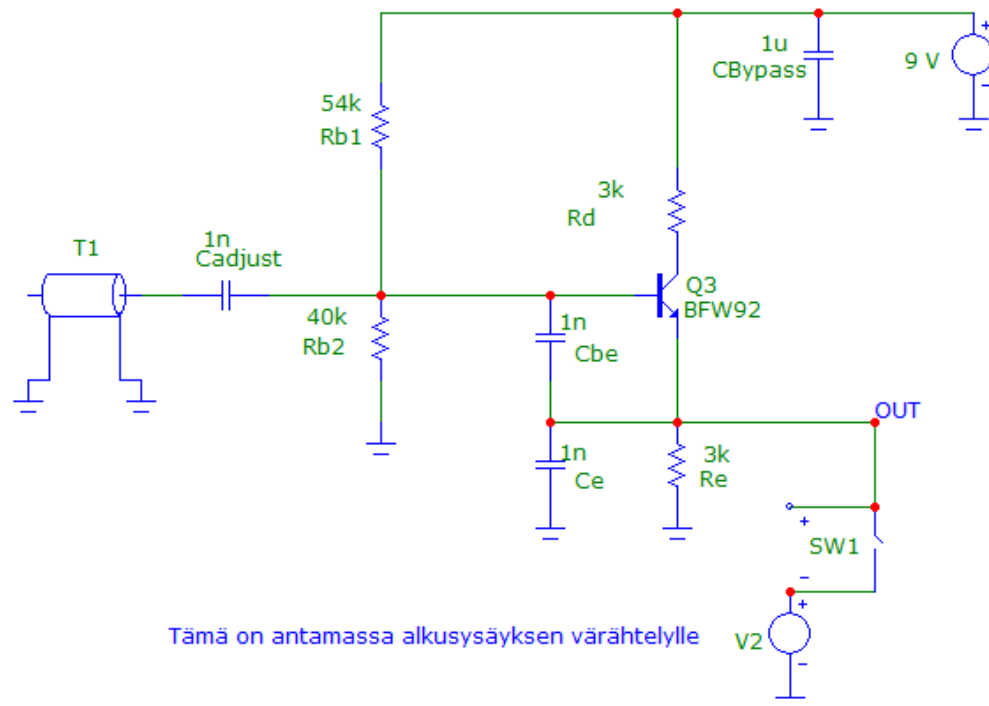
Vaikka SA602-sekoittajaa on mahdollista käyttää myös paikallisoskillaattorin tuottamiseen, ei kyseistä ominaisuutta päätetty hyödyntää, koska valmistaja ilmoitti oskillaattorin riittävän 200 MHz taajuudelle asti [17, s. 2]. Paikallisoskillaattori päätettiin toteuttaa erillisenä osana, jolloin voidaan käyttää valmiita markkinoilta löytyviä 10,7 MHz kidesuodattimia välitaajuudella. Sekoittajan käyttöjännitteeksi valittiin 5 V, joka tuotettaisiin 9 V jännitteestä regulaattorilla.

3.4 Paikallisoskillaattori

Paikallisoskillaattorin suunnittelusta lähdettiin liikkeelle halusta rakentaa se toimimaan 423,22 MHz taajuudelle, koska tällöin saataisiin välitaajuudeksi $433,92 \text{ MHz} - 423,22 \text{ MHz} = 10,7 \text{ MHz}$. Tämä on varsin yleinen välitaajuus, ja sille löytyykin valmiita kidekaistanpäästösuodattimia.

PLL-ratkaisu oli pitkään suunnitteilla, saatavan tarkan ja vähän vaeltavan taajuuden vuoksi, mutta etsittäessä sopivia valmiita piirejä havaittiin, että koulun käyttämiltä komponenttitoimittajilta ei löytynyt haluttuja PLL-piirejä. Suunnitelmat vaihdettiin SAW-resonaattoripohjaiseen ratkaisuun. Tämäkään vaihtoehto ei tuottanut tulosta, koska sopivia komponentteja ei saatu tilattua mistään. Sekoittajilla suoritettava kideoskillaattoreiden taajuuksien kertominen halutuksi sivuutettiin sen vaatiman kytkennän koon vuoksi. Vaihtoehdoksi valikoitui täten onteloresonaattori tai aaltojohtoresonaattori, joista onteloresonaattori hylättiin sen vaatiman koon takia, joten jäljelle jäi aaltojohtoresonaattori. Resonaattori päätettiin toteuttaa piirilevyllä juotetun BNC-liittimen ja siihen kytketyn koaksiaalilin avulla. Jotta resonaattorin taajuutta voitaisiin säätää, päätettiin koaksiaali kytkeä sarjaan säädettävän kondensaattorin kanssa.

Oskillaattorin tyyppiä valittiin Colpitts-oskillaattori, jonka LC-piiri korvattiin koaksiaalilla, joka toimii resonaattorina. Transistoriksi valittiin sama BFW92 kuin LNA:ssa, koska kyseisiä transistoreja oli valmiina ja spice-malli oli jo Micro-cap-ohjelmassa LNA:n suunnittelun ansiosta. Kuvassa 17 on Micro-capilla suunniteltu ja simuloitu kytkentä.



Kuva 17. Paikallisoskillaattorin Micro-cap-kytkentä

Kytkenän jännitelähde V2 ja kytkin SW1 ovat antamassa simulaatiossa tarvittavan pulssin. Ilman tätä ei oskillaattori ala värähdellä, koska simulaatiossa ei oteta huomioon aina läsnä olevaa kohinaa, joka muutoin käynnistäisi oskillaattorin.

Simulaatioista havaittiin, että oskillaattori toimii parhaiten, kun kapasitanssit Cadjust, Cbe ja Ce ovat suunnilleen kuvan 17 mukaisia. Kapasitanssien Cbe ja Ce havaittiin muuttavan oskillaattorin Q-arvoa suuremmaksi, kun Cbe kasvaa ja Ce pysyy samana, joskin eron kasvaessa noin kymmenkertaiseksi alkoi toiminta hiipua. Amplitudia saatiin lisättyä pienentämällä Ce:n arvoa. Cadjustin arvon muutoksilla ei havaittu olevan juurikaan merkitystä muuhun kuin taajuuteen. Cadjustin kasvaessa saatava taajuus laskee. Vastaava vaikutus taajuuteen oli odotetusti muillakin edellä mainituilla kapasitansseilla. Koska Cadjust vaikutti lähinnä vain taajuuteen, päätettiin laitteen antaman signaalin amplitudi säätää sopivaksi kapasitanssien Cbe ja Ce avulla. Taajuus päätettiin jättää hieman haluttua alhaisemmaksi mitoittamalla kaapeli hieman pitkäksi. Lopullinen taajuus päätettiin säätää kohdalleen kapasitanssilla Cadjust. Cadjust päätettiin toteuttaa kytkemällä rinnan säädettävä ja 1 nF kondensaattori.

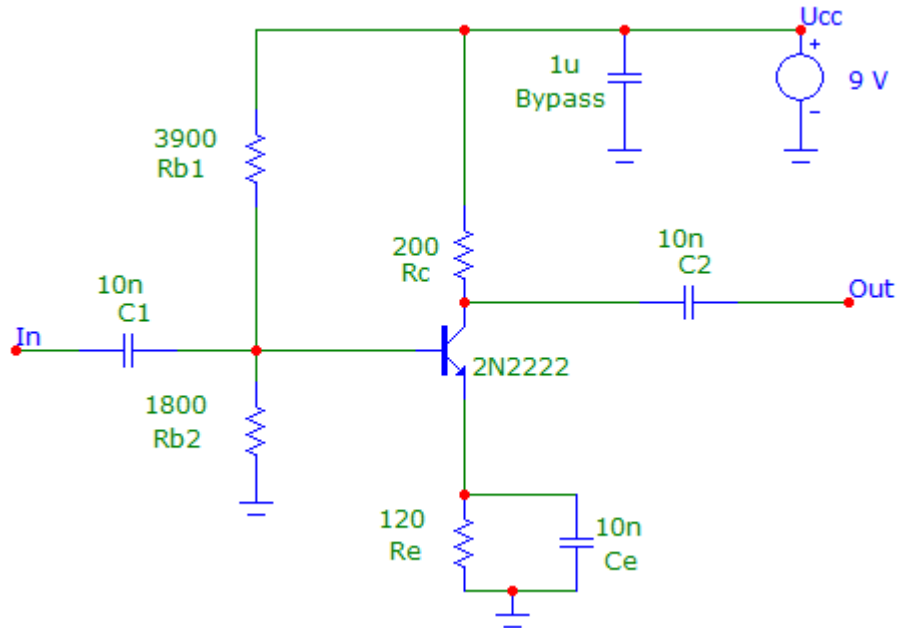
3.5 Välitaajuuden suodatin

Jo hyvissä ajoin välitaajuuden suodatus päätettiin toteuttaa käyttäen valmista kidesuodinta, koska ne vievät vähän tilaa, ovat edullisia ja helppoja käyttää. Sopivia 10,7 MHz kaistanpäästösuodattimia löytyikin Elfan valikoimasta ja niitä tilattiin muutama.

Ongelmaksi muodostuivat saadut komponentit. Ne eivät olleet haluttuja 10,7 MHz kaistanpäästösuodattimia, vaan 10 MHz kideresonaattoreita. Suunnitelmia muutettiin ja kyseisistä resonaattoreista koitettiin rakentaa noin 10 MHz taajuudelle soveltuva suodatin. Tämä taajuuden muutos ei ollut merkittävä, koska ajateltiin, että paikallisoskillaattorin koaksiaalikaapeli voitaisiin mitoittaa uudelleen. Kun resonaattoreista ei saatu rakennettua mieluista suodinta, kovasta yrityksestä huolimatta, päätettiin tilata uudestaan haluttuja suotimia. Tällä kertaa tilaus annettiin tarkoin määriteltynä, jotta osat olisivat oikeat. Tilattiin siis Muratan valmistamia SFELF10M7JAA0-B0 10,7 MHz keraamisia suodattimia ja palattiin alkuperäiseen suunnitelmaan. Kyseiseen malliin päädyttiin, koska Elfalla oli niitä myynnissä ja koska mallin ominaisuudet vastasivat toivomuksia, joita olivat kohtuullisen kapea läpäisykaista, pieni suodatus läpäisykaistalla ja helposti juotettavat jalat [18, s. 21-23].

3.6 Välitaajuuden vahvistin

Välitaajuuden vahvistimen kytkennäksi valittiin LNA:ssa käytetty CE-kytkentä, mutta transistoriksi vaihdettiin 2N2222 ja komponentit mitoitettiin uudestaan. Kyseinen transistori valittiin, koska se on riittävä 10,7 MHz vahvistukseen, eikä kohina ole välitaajuuden vahvistimessa LNA:n tapaan yhtä kriittinen tekijä. Lisäksi koululla oli kyseisiä transistoreja valmiina, joten muiden komponenttien kohdalla vastaan tulleet saatavuusongelmat eivät koituisi ongelmaksi. Kuvassa 18 on esitettyä suunniteltu vahvistin.

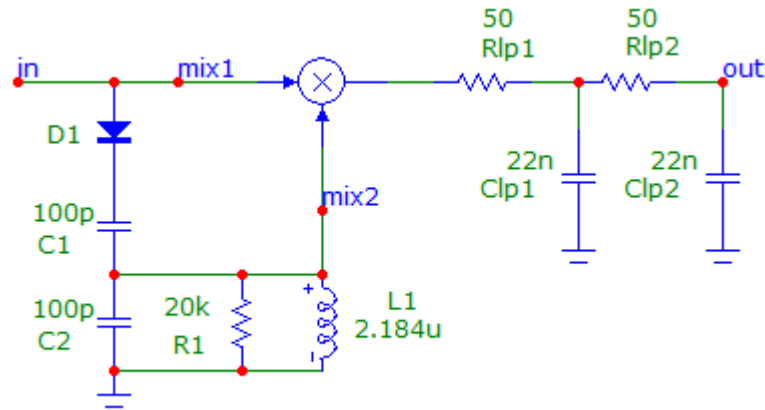


Kuva 18. Välitaajuuden vahvistin, joka vahvistaa noin 20 db

3.7 Ilmaisim

Ilmaisinta valittaessa mietittiin aluksi PLL-ilmaisinta, mutta mikään saatavilla olevista vaihtoehtoista ei miellyttänyt, joten kyseinen vaihtoehto hylättiin. Valmistaa diskriminaattoria 10,7 MHz taajuudelle harkittiin, koska tällöin jännite saataisiin taajuuden mukaan, mutta saatavilla ei ollut sopivia komponentteja, täten tämäkin lähestymistapa päätettiin hylätä ja rakentaa ilmaisimeksi kvadratuuri-ilmaisim.

Kvadratuuri-ilmaisimen toimintaperiaatteen mukaisesti ilmaisim suunniteltiin siten, että sekoittajalle syötettiin toiseen sisäänmenoon vahvistimelta saatu signaali ja toiseen sisäänmenoon syötettiin sama signaali vaiheensirron kokoneena. Vaiheensirto saatiin aikaan kapasitanssien ja induktanssin avulla. Tämän lisäksi kytkentään kuului vielä vastus, jolla vaikutetaan vaiheensirron nopeuteen suhteessa taajuudenmuutokseen. Värähtelytaajuudeksi LC-piirille mitoitettiin 10,7 MHz. Kuvassa 19 on esitettyä Micro-cap-kytkentä suunnitellusta ilmaisimesta.



Kuva 19. Micro-capilla suunniteltu ja testattu ilmainen

Kytkenän kela on mitoitettu siten, että diodin 1N4148 sekä kondensaattorien C1 ja C2 kanssa muodostuva LC-piirin värähtelytaajuus on lähellä kantoaaltotaajuutta 10,7 MHz. Diodi on kytkennässä estämässä vaiheensiirron aikaansaavan LC-piirin vaikutusta vahvistimen toimintaan. Samalla se noin 1,34 pF kapasitanssillaan saa aikaan yhdessä kondensaattorien C1 kanssa kapasitanssin, joka on noin 1,32 pF. Tästä kapasitanssin pienenemisestä seuraa tarve suuremmalle induktanssille, joka muutoin olisi hyvin paljon pienempi ja hankalampi toteuttaa riittävän tarkasti kelalla, joka on valmistettu johtimesta. Tarvittavan kelan induktanssi saadaan laskettua kaavasta 3 johdetulla kaavalla 4.

$$L = \left(\frac{1}{f_r 2 \pi \sqrt{\frac{C_{DI} \cdot C_1}{C_{DI} + C_1} + C_2}} \right)^2 \approx 2,184 \mu H \quad (4)$$

Kela päätettiin valmistaa itse johtimesta, koska kyseessä on varsin yksinkertainen toimenpide. Kelan kierrosten määrä saadaan laskettua likiarvon antavalla kaavalla 5 [5, s. 4.33].

$$n = \frac{\sqrt{L(18d + 40l)}}{d} \quad (5)$$

Kaavassa n on kierrosten määrä, L on induktanssi, joka halutaan mikrohenreinä. Kelan halkaisija d ja pituus l annetaan tuumina. Kaavalla laskettiin 2,18 μ H kelan kierrosten määrä, kun kelan pituus ja halkaisija ovat 2 cm

$$n = \frac{\sqrt{(2,18 \mu H \cdot (18 \cdot 0,79'' + 40 \cdot 0,79''))}}{0,79''} \approx 12,7$$

Kierrosten määräksi saadaan noin 12,7. Luku ei ole tarkka, koska kaava on likiarvon antava. Laitte toimii, vaikka kela ei olisikaan aivan halutunlainen. Mikäli induktanssi ei ole vastaava, ei ulos saada simulaatiota vastaavaa jännitettä ja jännitteen muutos taajuuden muuttuessa voi olla erisuuntainen, riippuen vaiheensiiirtymäalueen muutoksesta.

Ilmaisimen vastuksen R1 avulla voidaan säätää vaiheen muutoksen ja taajuuden muutoksen suhdetta. Vastuksen kasvaessa vaiheenmuutos nopeutuu suhteessa taajuuden muutokseen. Tämä on seurausta LC-piirin resonoinnin vaimenemisesta vastuksen päästäessä maihin.

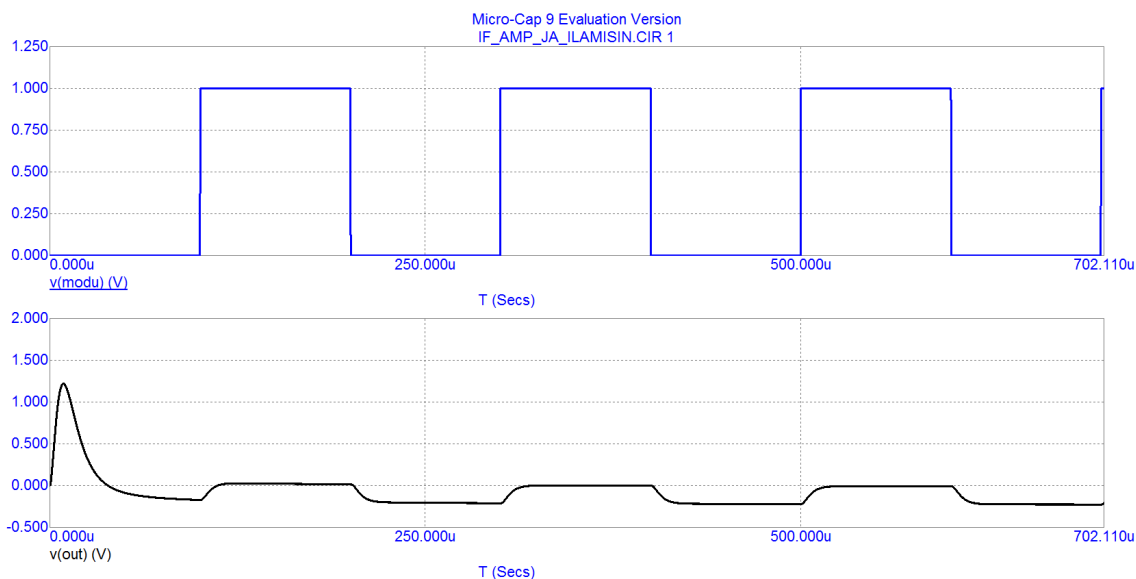
Alipäästösuodatin on suodattamassa pois sekoituksessa syntyviä korkeita taajuuksia. RC-suodattimen rajataajuustaajuus, jolla suodatus on 3 dB, saadaan laskettua kaavalla 6.

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \quad (6)$$

Koska tarkoituksena oli vain suodattaa korkeimmat taajuudet pois, valittiin suodattimen komponenttien arvoiksi $R = 50 \Omega$ ja $C = 22 \text{ nF}$ ja rajataajuudeksi saatiin

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \Omega \cdot 22 \text{ nF}} \approx 145 \text{ kHz}$$

Suodatus on tarkoituksella korkeammalla taajuudella kuin olisi tarve, koska muutoin suodattimen hidastaisi halutun DC-jännitteen muutosta. Suodattimia on lisäksi kaksi peräkkäin, koska tällöin saadaan 40 dB/dekadi suodatus 20 dB/dekadi sijaan. Samalla 3 dB rajataajuus laskee hieman. Kuvassa 20 on esitettyä simulaation tulos.



Kuva 20. Taajuuden kasvaessa 1,2 kHz kasvaa jännite noin 0,2 V.

Simulaatiosta havaitaan, että ilmaisim antaa ulos 10,7 MHz taajuudella noin -0,2 V ja taajuuden kasvaessa 1,2 kHz ulos saadaan noin 0 V. Arvot on saatu, kun välitaajuuden vahvistimelta saatava amplitudi on noin 1,3 V_{pp}. Ilmaisimelta saatu jännitevaihtelu ei sovellu mikroprosessorille vietäväksi, koska tavoitellaan 0–5 V alueella olevaa muutosta. Tilanne saadaan korjattua kasvattamalla induktanssia hieman. Jännitteen muutos taajuuden muuttuessa 1,2 kHz on riittävä, koska mikroprosessorin A/D kykenee havaitsemaan noin 20 mV muutokset. Tämä on seurausta 8-bittisestä A/D-muuntimesta ja vertailujännitteenä käytettävästä käyttöjännitteestä, jona päätettiin käyttää samaa 5 V jännitettä kuin sekoittajalla, koska kyseinen jännite sopi prosessorin käyttöjännitteeksi [19, s. 3, 31]. Ilmaisimen komponenttiarvojen pilkulleen viilaaminen tässä vaiheessa ei ole mielekäästä, koska tosielämässä ei kuitenkaan ole käytettävissä yhtä tarkkoja komponentteja kuin simulaatioissa. Ilmaisimen toiminta päätettiin säätää halutuksi vasta testausvaiheessa.

3.8 Mikroprosessori

Mikroprosessoria valittaessa katse suuntautui Microchipin PIC10F202-mikroprosessoriin, koska näitä oli koululla valmiina ja työni ohjaajan Jukka Heinon mukaan kyseinen prosessori sopi tarkoitukseen, joka oli muuntaa ilmaisimelta saatu jännitevaihtelu TTL-tasoiseksi. Myöhemmin kävi kuitenkin ilmi, että 202-malli ei sisältänyt yhtään analogista sisäänmenoa, jolla ilmaisimen antama jännite voitaisiin mitata. Täten etsittiin Microchipin valikoimasta muutoin

vastaava, mutta A/D-muuntimella varustettu PIC10F222-malli. Muutoksen jälkeen päätettiin suunnitella laitteelle koodi siten, että prosessorin A/D-muuntimelta saadun arvon muutoksen perusteella annetaan ulostulojalkaan joko 0 V tai 5 V, riippuen siitä, onko muutos jännitteessä ollut nouseva vai laskeva.

Mikroprosessorin koodi tuotetaan Assembler-koodina, mutta koska Assembler ei ollut hyvin hallussa ja löydettiin ohjelma, jolla koodi voitiin kirjoittaa helpommin luettavassa ja ymmärrettävässä Basic-muodossa, päädyttiin käyttämään Oshon softwären PIC10F simulator IDE-ohjelmaa. Kyseinen ohjelma on nimensä mukaisesti tarkoitettu PIC10F-sarjan mikroprosessorien koodin tuottamiseen ja toiminnan testaamiseen. Ohjelmalla koodi voidaan tuottaa Basic-koodina, jonka ohjelma kääntää Assembler-koodiksi, mutta koodi voidaan tuottaa myös suoraan ohjelman Assemblerillä. Samalla ohjelmalla voidaan myös simuloida prosessorin toimintaa tehdyllä koodilla. Tämä on hyödyllinen ominaisuus, koska tällöin voidaan tutkia koodin toimintaa huomattavan paljon nopeammin kuin itse prosessorin ohjelmoinnilla ja toiminnan testauksella. Alla on tuotettu Basic-koodi, ja PIC10F simulator IDE:n tuottama Assembler-koodi on liitteenä 1.

```

Define CONF_WORD = 0x00b
Define CLOCK_FREQUENCY = 8
Dim ad As Byte @ 0x1b
Dim muutos As Byte @ 0x1c
Dim vanhaad As Byte @ 0x1d
ADCON0.ANS1 = 0
Config GP1 = Output
loop:
    Adcin 0, ad
    If vanhaad < ad Then 'Tämä käydään läpi, jos A/D:N antama arvo kasvaa
        muutos = ad - vanhaad
        If muutos > 1 Then
            High GP1
        Endif
    Else 'Käydään läpi mikäli arvo on pienentynyt
        muutos = vanhaad - ad
        If muutos > 1 Then
            Low GP1

```



```
Endif
```

```
Endif
```

```
vanhaad = ad 'laitetaan silmukan alussa A/D:ltä saatu arvo talteen seuraavaa vertailua varten
```

```
Goto loop
```

Yllä olevalla koodilla prosessori mittaa A/D-muuntimella jännitettä ja vertaa saatua arvoa edellisen mittauksen tulokseen. Mikäli arvo on kasvanut edellisestä vähintään kahden pienimmän mahdollisen mitattavissa olevan jännitemuutoksen verran, asetetaan GP1-jalka antamaan ulos 5 V, ja mikäli muutos on ollut laskeva, antaa GP1 ulos 0 V.

Ohjelman tuottama heksamuotoinen koodi syötettiin prosessoriin koululla olevan Dataman-PRO40-ohjelmointilaitteen ja sen ohjaukseen käytettävän Datamanin PG4UW-ohjelman avulla.

4 TESTAUS KOEKYTKENTÄALUSTALLA JA EPÄONNISTUNEELLA PIIRILEVYLLÄ

Suunnitellun laitteen osien toimintaa testattiin koekytkentäalustalla ja jo aiemmin tehdyllä epäonnistuneella piirilevyllä. Piirilevyä ei kelpuutettu lopulliseen laitteeseen, koska sen suunnittelussa sekä toteutuksessa oli tullut muutama pieni virhe. Käytettyjä laitteita testauksissa olivat Agilent E4420B-signaaligeneraattori, Agilent E4411B-spektrianalysaattori, Agilent 54622D-oskilloskooppi, Hameg HM404-oskilloskooppi sekä Meterman 33XR -yleismittari. Jännitelähteenä käytettiin TL303:a.

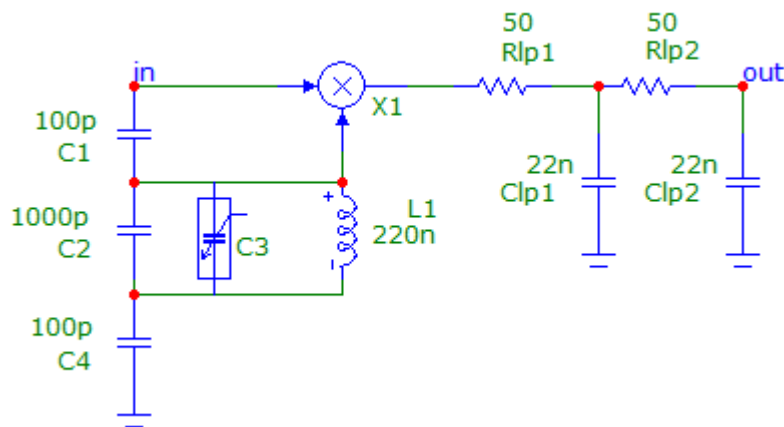
Tiedettiin, että koekytkentäalusta ei ole toimiva ratkaisu korkeilla taajuuksilla, alustan rakenteen vuoksi, joten alustalla testattiin vain sekoittajan jälkeisten osien toimintaa. Miltei koko muu kytkentä pystyttiin testaamaan epäonnistuneella piirilevyllä, pois lukien kaistanvalintasuodatin, jonka jalkojen paikat olivat tulleet väärin piirilevyllä.

4.1 Testaus koekytkentäalustalla

Välitaajuuden vahvistimen havaittiin toimivan kuten simulaatioissa, vahvistaen 10,7 MHz läheisyydessä noin 20 dB. Vahvistimen lisäksi koekytkentäalustalla testattiin myös samalla ilmaisimen ja mikroprosessorin toimintaa.

Ilmaisinta testattaessa havaittiin, että simulaatioissa käytetty diodi oli tarpeeton, samoin kuin vastus, ja että simulaatioissa käytetyt komponenttien arvot olivat muutenkin soveltumattomia. Komponenttien arvot laskettiin uudestaan ja simulaatiot ajettiin Micro-capilla. Alun perin kapasitanssit olivat $C_1=C_2=100\text{ pF}$, mutta muuttamalla $C_2=1\text{ nF}$ ja lisäämällä noin alueella 1–100 pF säädettävissä oleva kondensaattori $C_2:n$ rinnalle saatiin säädettävä kapasitanssi vaiheensirtoa varten. Samalla kela muutettiin arvoon $L_1\approx 220\text{ nH}$, jolloin saatiin vaiheensirto oikealle kohdalle. Säädettävän kondensaattorin arvoa ei tiedetä tarkalleen ja kyseiset kapasitanssirajat on saatu tutkimalla LC-piirin resonanssitaajuutta. Kytkentää testatessa havaittiin sen toimivan hyvin, kun spektrianalysaattori oli kytketty mittaamaan LC-piirin resonanssin aiheuttamaa vaimennusta, joten maakontakti päätettiin korvata kondensaattorilla $C_3=100\text{ pF}$. Täten toiminta saatiin säilymään ilman analysaattoria. Kondensaattorin

C_3 lisäys saa aikaan toisen vaiheensiirron myös toiseen sekoittajalle menevään signaaliin, mutta tästä ei ole haittaa, koska vaiheensiirtojen taajuudet poikkeavat toisistaan riittävästi. Lopputuloksena saatiin noin 20 mV jännitemuutos 1 kHz deviaatiolla syötettäessä vahvistimelle -20 dBm. Muutos ei ole yhtä paljon kuin aiemmin simuloitu 0,2 V / 1,2 kHz, mutta kuitenkin riittävä ottaen huomioon mikroprosessorin noin 20 mV muutoksien erottelukyky. Kuvassa 21 on esitettyä koekytkentäalustalla toimivaksi havaittu ilmaisinkytkentä.



Kuva 21. Koekytkentäalustalla testauksen aikana toimivaksi havaittu ilmaisinkytkentä

Mikroprosessorin toimintaa ehdittiin testata hetken aikaa, ennen kuin toinen prosessoreista hajosi. Tämä tapahtui todennäköisesti varomattoman käsittelyn takia. Toiseen käytössä olleeseen prosessoriin syötettiin vahingossa suojattu koodi, joka ei ollut haluttu ja täten testaus jäi kesken. Prosessori ehdittiin kuitenkin havaita tarkoitukseen sopivaksi, mutta luotettavasti ilmaisinkytkentä- ja prosessoriyhdistelmää ei saatu toimimaan. Syynä oli koekytkentäalustan maapotentiaali, jossa oli runsas määrä voimakkaita taajuuksia.

4.2 Testaus epäonnistuneella piirilevyllä

Kytkenän toimintaa testattaessa havaittiin muutama selkeä ongelma, joita saatiin korjattua ennen lopullisen piirilevyn tuottamista. Merkittävimpiä näistä olivat SAW-suodattimen peilikuvana olevat jalat, komponenttien juottamisen kanalta turhan isot reiät ja pienet juotospinnat. Merkittävimpänä tutkinnan kohteena piirilevyllä olivat paikallisoskillaattorin ja ilmaisimen toiminta, koska muiden kohtien kanssa ei ajateltu olevan suurempia ongelmia lopullisessa laitteessa.

Oskillaattorin toimintaa testattaessa ei taajuutta saatu halutuksi, vaan jäätiin noin 200–300 MHz välille ja oskillaattorin seuraavat harmoniset olivat liian korkealla taajuudella. Lisäksi havaittiin, että oskillaattori on varsin herkkä ympäristössä tapahtuville asioille, kuten testajan liikkeille. Värähtelytaajuuden havaittiin myös helposti leviävän useiden MHz:ien alueelle. Osansa näihin ongelmiin varmasti aiheuttivat lähinnä harjoitteluksi menneet juotokset ja toimintaa testattaessa tarkoituksellisesti katkotut johtimet piirilevyllä.

Sekoittajan toimintaa testattaessa havaittiin, että sekoittajan Application Notesin [20, s. 10] mukainen oskillaattorin ja LO-signaalin kytkentä parantaa toimintaa huomattavasti, joten lopulliselle piirilevyllä lisättiin kyseiset komponentit.

Ilmaisimen toiminta ei ollut toivotunlaista piirilevyllä, ja selvisikin, että ennen välitaajuuden vahvistinta oleva kaistanpäästösuodatin oli vähintään yhtä suuri vaikuttaja ilmaisussa kuin itse ilmaisimen LC-piiri. Suodattimen läpäisykaistan kummallakin puolella olevat estokaistan alut saivat aikaan ilmaisimen toiminnan. Ilmeisesti voimakas amplitudinmuutos tai mahdollinen vaiheenmuutos, joko yksin tai yhdessä, oli syy toimintaan. Lopputuloksena oli sen verran jännitevaihtelua taajuuden muuttuessa läpäisykaistojen reunoilla, että prosessori kykeni havaitsemaan luotettavasti noin 1 kHz deviaation, kun modulaationopeus oli 1 kHz.

Koko laitetta ei saatu toimimaan testattaessa epäonnistuneella piirilevyllä. Todennäköisin syy tähän oli oskillaattorin huono toiminta, joka tehokkaasti esti ilmaisimen toiminnan.

5 PIIRILEVYN SUUNNITTELU JA RAKENTAMINEN

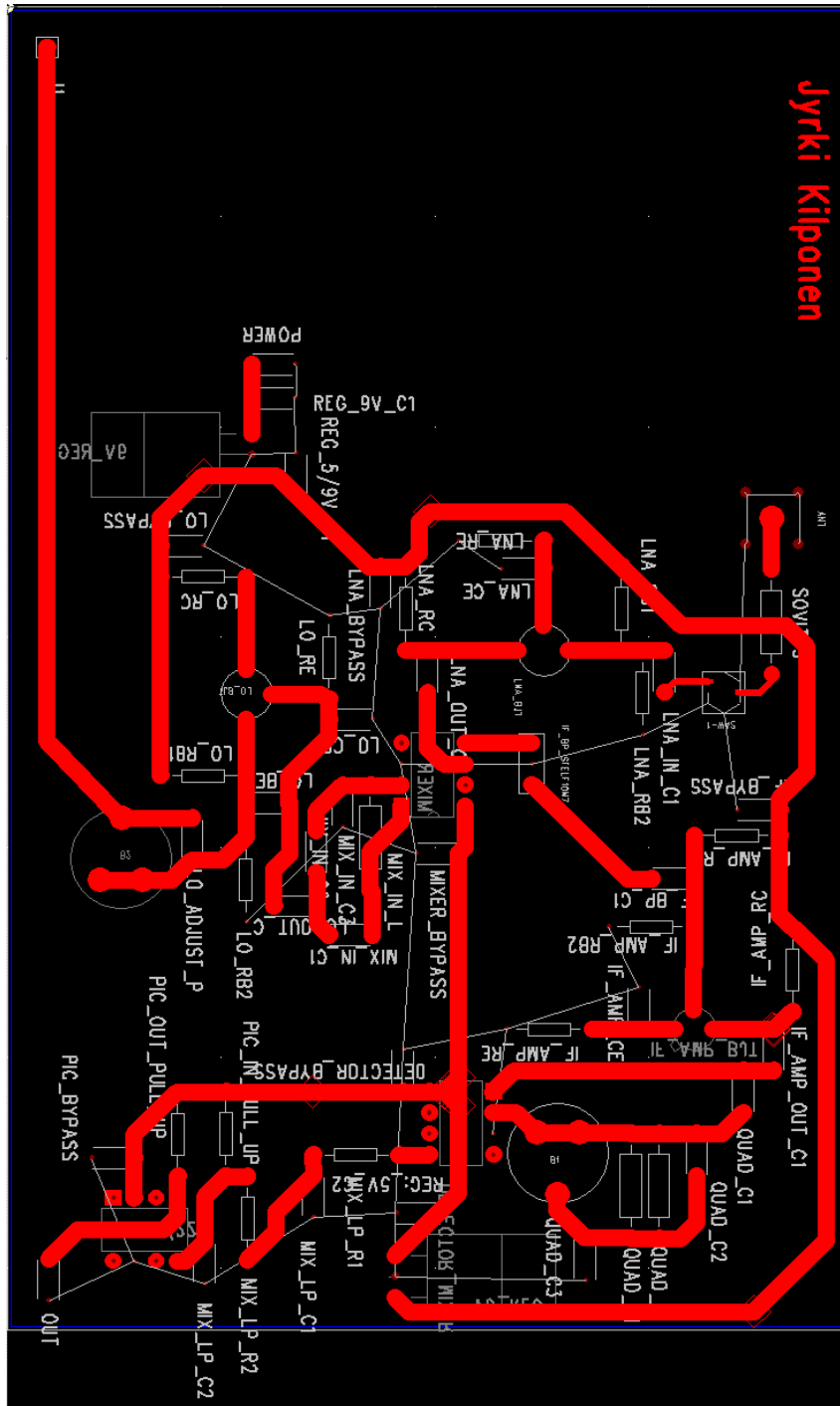
Piirilevyn tuottamisessa käytettiin Mentor Graphicsin PADS-ohjelmistoa. Erityisesti käytössä olivat PADS Logic ja PADS Layout. Logicin puolella tehtiin kytkentäkuva laitteesta ja Layoutin puolella aseteltiin komponentit halutuille paikoille ja vedettiin tarvittavat johtimet. Layoutilla tehtiin myös jrsintää varten tarvittavat Gerber- ja Excellon-tiedostot, jotka avattiin MDA Electronicsin IsoCAM-ohjelmalla. Kyseisellä ohjelmalla lisättiin piirilevyn ulkopuolelle kiinnitysreiät sekä peilattiin piirilevyn johdinpuolen jrsittävät alueet. Itse jrsintä suoritettiin käyttäen Bungardin CCD CNC-jrsintä, jota ohjattiin MDA Electronicsin RoutePro 2000 -ohjelmalla.

Piirilevyn suunnittelussa lähdettiin liikkeelle kytkennän rakentamisella PADS Logic-ohjelmassa, josta kytkentä siirrettiin Layoutiin komponenttien asettelua ja johtimien vetoa varten. Kytkentä rakennettiin Micro-capin simulaatiokytkentöjen mukaiseksi, muutamaa poikkeusta lukuun ottamatta.

Antenniliitäntää varten PADSiin tehtiin naaraspuolinen BNC-liitin, jonka jälkeen lisättiin kela SAW-suodattimen impedanssisovitusta varten. Kela lisättiin, koska kyseisen B3750-suodattimen datalehdessä oli ilmoitettu noin 39 nH kelan tarpeesta sovitettaessa suodin 50 Ω impedanssiin [12, s. 4]. Myös kyseisen B3750 SAW-suodattimen komponentti tehtiin ohjelmaan. Oskillaattorin koaksiaali korvattiin johtimella piirilevyllä, koska tilaa oli riittävästi ja samalla saatiin kytkentä yksinkertaisemmaksi. Johdin jätettiin tarkoituksella pitkäksi, jotta lyhentämällä johdinta ja kapasitanssia säätämällä saataisiin oskillaattorin taajuus oikeaksi. Sekoittajalle lisättiin aiemmin toimintaa parantaneet kondensaattorit ja kela, joka päätettiin rakentaa itse. 10,7 MHz välitaajuuden suodatin sijoitettiin sekoittajan ja vahvistimen väliin. Loppuun lisättiin vielä mikroprosessori ja sen mahdollisesti tarvitsemien ylösvetovastusten paikat. Ilmaisimen vastuksen paikka jätettiin kytkentään varmuuden vuoksi. Kytkentään lisättiin myös regulaattori sekoittajien ja prosessorin tarvitsemaa 5 V jännitettä varten sekä mahdollisuus lisätä kytkentään myös 9 V regulaattori vahvistimien jännitteiden vakaana pitämistä varten. Regulaattoreille lisättiin myös kondensaattorit häiriöiden poistoa varten. Käytetyt Logic-kytkentäkuvat ovat liitteenä 2.

Layoutissa komponentit aseteltiin paikoilleen ja piirilevyn johtimet vedettiin käsin paikoilleen. Laitteen piirilevyn johdotukset käyttävät kaikki piirilevyn samaa puolta ja vastaanotti-

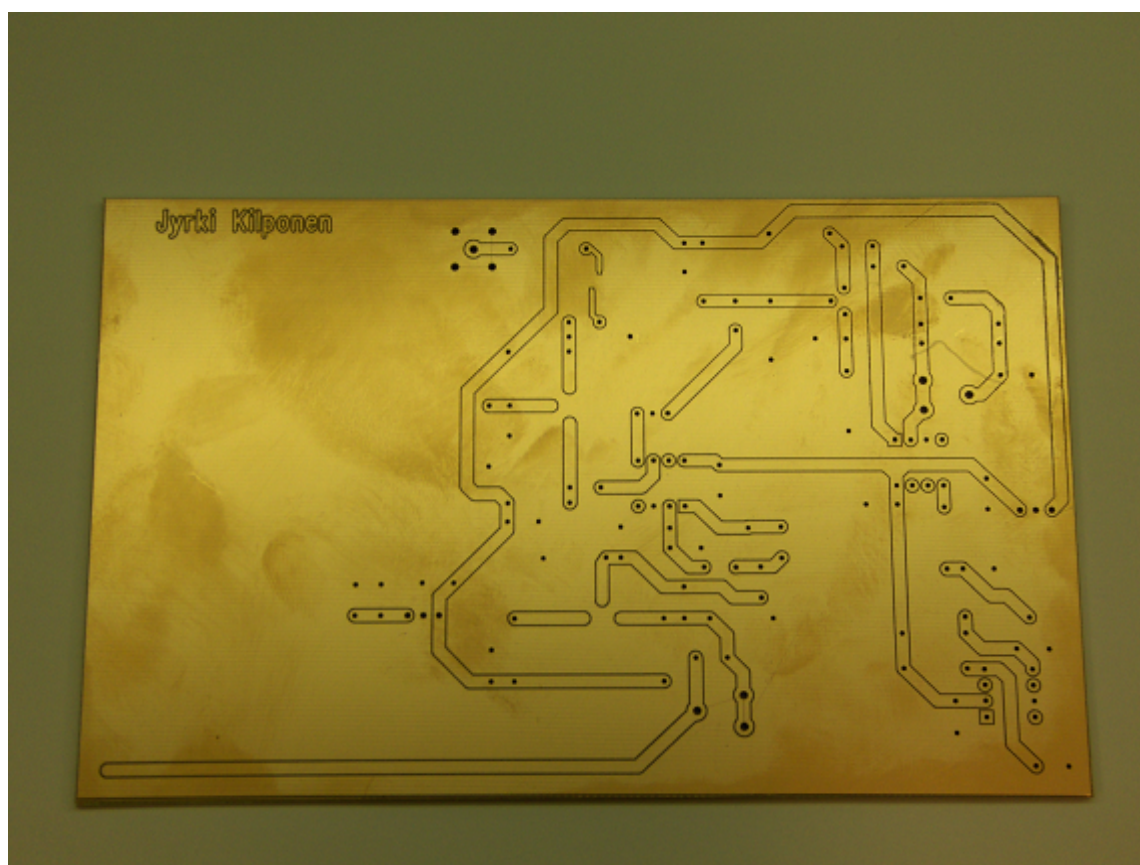
men etupään johtimien pituudet pyrittiin pitämään mahdollisimman lyhyinä, koska noin 1/20 aallonpituutta pidemmillä johtimilla alkaisi olla tarvetta impedanssi sovituksille. Toinen puoli piirilevystä on varattu kokonaisuudessaan maatasoksi, koska tällöin maajohtimien vetämiseltä vältytään ja vastaanotin toimii todennäköisesti paremmin yhtenäisen maatasan ansiosta. Kuvassa 22 on Layout-kuva laitteesta.



Kuva 22. Laitteen komponenttien paikat ja johdotukset piirilevyllä.

Kuvan 22 johtimetta olevat komponenttien jalat on kaikki kiinnitetty piirilevyn maapuolelle, eikä niillä täten ole erillistä johdinta. Miltei kaikki laitteen komponentit kiinnitetään siten, että itse komponentti sijaitsee maatasopuolella piirilevyä ja jalat tulevat levyn läpi johtimille. Vain pintaliitoskomponentit on sijoitettu johdinpuolelle levyä. Nämä komponentit ovat BFW92-transistorit ja SAW-suodin. Piirilevyn vasemmassa reunassa oleva tila on varattu 9 V paristoa varten.

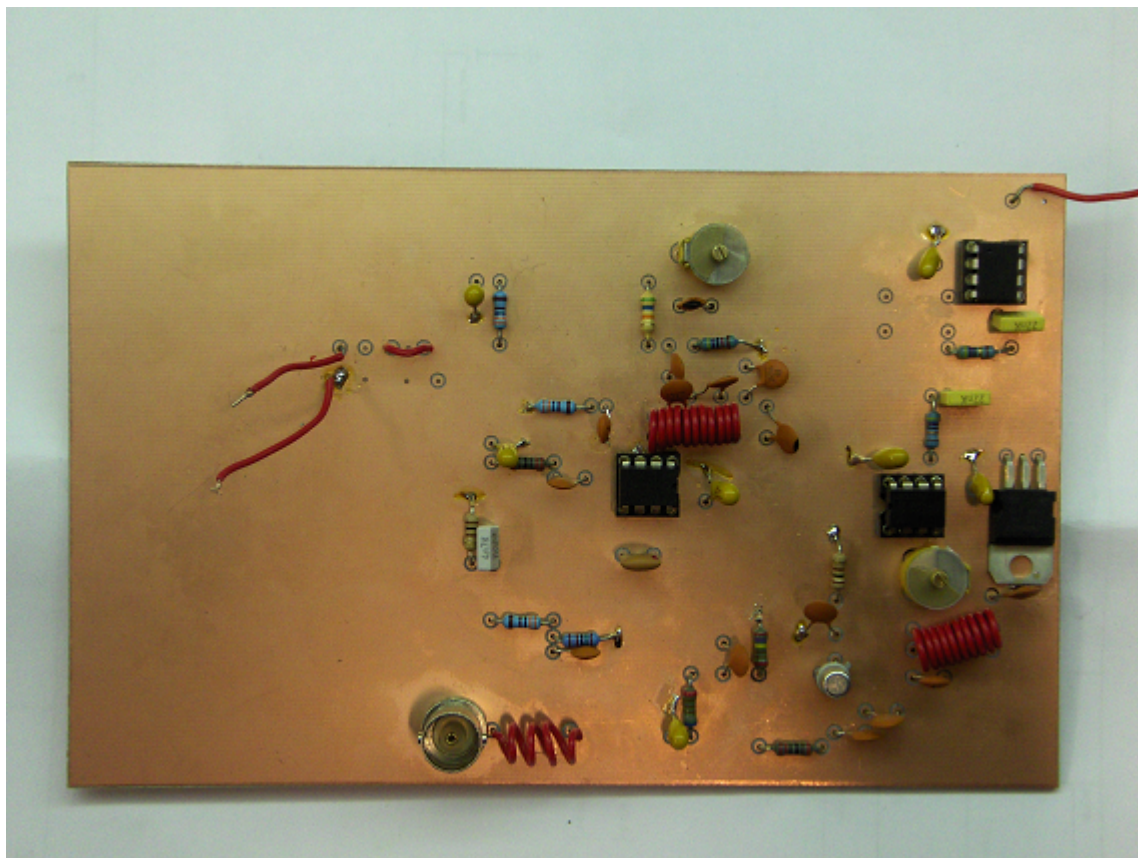
Kun piirilevy oli jyrstetty ja ylimääräinen levy reunoilta leikattu pois, havaittiin, että kuvan 22 oikeassa alanurkassa olevien jännitteen ja vaiheensierron johtimiin oli jäänyt muutama sentti kuparia jyrstityihin kohtiin. Kyseiset kohdat korjattiin puukonterällä varovasti raapimalla. Muutoin jyrstintä oli onnistunut. Kyseinen epätasainen tulos ei ollut yllätys, ja mikäli kohdat olisi havaittu jo jyrstittäessä, olisi kyseiset kohdat voitu korjata samalla. Kuvassa 23 on jyrstityn piirilevyn johdinpuoli.



Kuva 23. Jyrstityn piirilevyn johdinpuoli. Oikeassa ylänurkassa huonosti jyrstityt kohdat

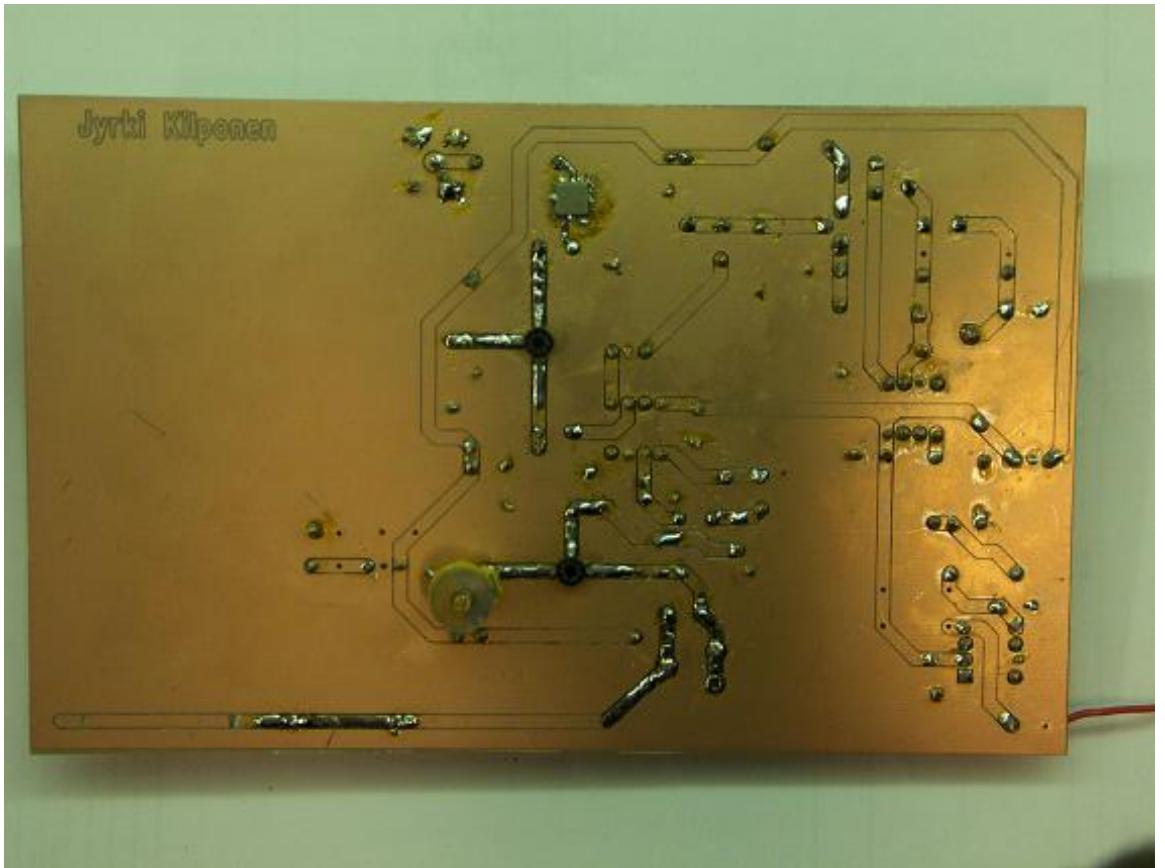
Komponentit juotettiin käsin paikoilleen. Hankalimmaksi juotettavaksi oletettu SAW-suodin saatiin hyvin paikoilleen levittämällä ohut juotekerros piirilevylle komponentin jalkojen koh-

dalle, sijoittamalla komponentti paikoilleen ja sulattamalla juote juottimen kärjellä. Johdinpuolella olevat tarpeettomat kuparialueet yhdistettiin maatasoon juottamalla maahan menevien komponenttien jalat molemmilta puolilta levyä kiinni, mikäli komponentin rakenne tai jalkojen pituus salli tämän. Sekoittajia ja mikroprosessoria varten paikoilleen juotettiin DIL-8-jalat, joihin kyseiset komponentit on helppo kiinnittää ja irrottaa. Näin päästään helpommin tutkimaan laitteen osien toimintaa, ilman että loppukytkentä on vaikuttamassa merkittävässä määrin. Kuvissa 24 ja 25 on piirilevy komponenttien juottamisen jälkeen.



Kuva 24. Piirilevyn komponentit juotettu paikoilleen.

Kuvassa 24 on nähtävissä vasemmalla käyttöjännitteen johtimet, jotka ovat jännitelähteeseen liittämistä varten. Myöhemmin johtimet tullaan korvaamaan 9 V pariston liittimellä. Oikeassa ylänurkassa näkyvä johdin on samoin testauksen ajan piirilevyllä ja korvataan liittimellä myöhemmin. Piirilevyllä juottamatta olevat kohdat ovat 9 V regulaattoria ja prosessorin ylösveto-vastuksia varten, joita ei kuitenkaan tarvittu.



Kuva 25. Johdinpuolen juotokset.

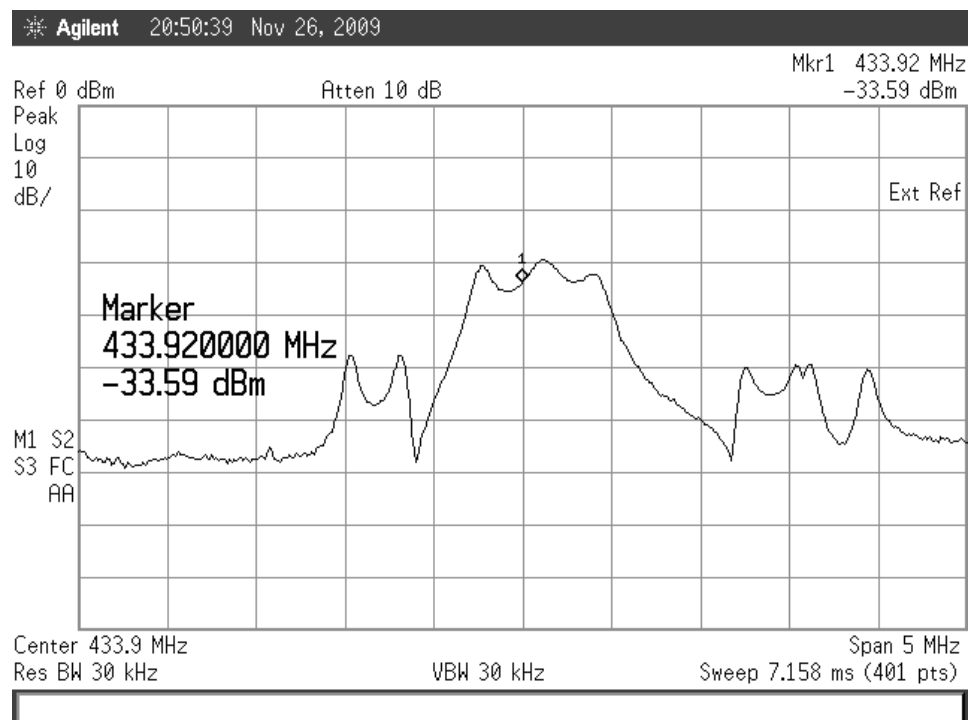
Kuvassa 25 on lisättyä oskillaattorin kollektorin ja maan väliin säädettävä kondensaattori. Kyseinen kondensaattori lisättiin, koska oskillaattori ei toiminut ilman pientä kapasitanssia kollektorin ja maan välissä; tarkemmin tilanne on selitettyä sivulla 43. Alalaidassa näkyy oskillaattorin aaltojohdin, jonka oli tarkoitus säätää taajuutta. Johtimen pituudella ei kuitenkaan vaikuttanut olevan juurikaan merkitystä taajuuteen.

6 LAITTEEN TOIMINNAN TESTAUS

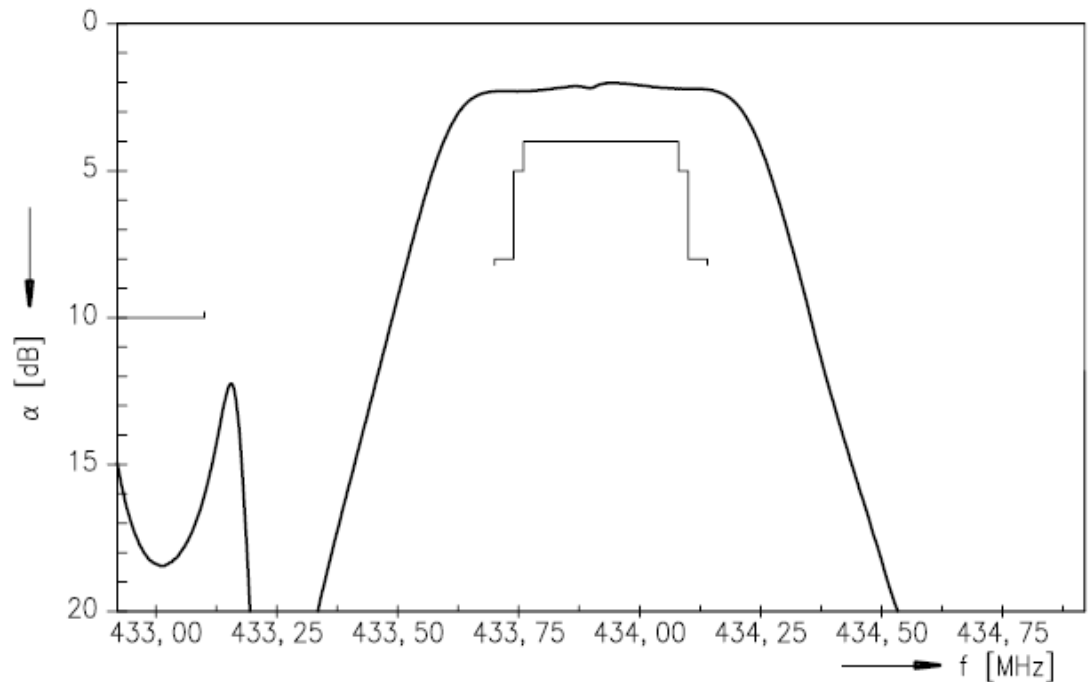
Laitteen toimintaa testattiin samoilla välineillä kuin aiemminkin. Laitteen osia testattiin pääasiassa poistamalla mittauksen ajaksi halutusta kohtaa piiri DIL-8-liittimestä ja kytkemällä täten vapautuviin jalkoihin tarvittavat laitteet.

6.1 Vastaanottimen osien toiminnan testaus

Kaistanvalintasuodattimen havaittiin päästävän läpi haluttu 433,92 MHz, mutta havaittiin, että kyseisellä taajuudella signaalista hävisi noin 8 dB ja että läpäisykaista suotimella ei ollut suora, vaan vaimennus vaihteli noin 10 dB. Suuri vaihtelu suodattimen läpäisykaistalla viittaa siihen, että kaikki ei ollut kuten pitäisi. Syytä vaihteluun ei kuitenkaan saatu selvitettyä. Suodinta ennen olevan sovituskelan havaittiin vaimentavan noin 3 dB. Kaiken kaikkiaan kaistanvalinta tuottaa siis huomattavan vaimennuksen läpäisykaistallaankin. Käytetyn BNC-liittimen havaittiin olevan heikkolaatuinen tai huonosti kosketuksen saava, koska liittintä varovasti heiluteltaessa vaihteli vaimennus noin 3 dB. Kuvissa 26 ja 27 on kytkennästä mitattu ja valmistajan ilmoittama suotimen läpäisykaista.



Kuva 26. Kytkennästä mitattu kaistanvalintasuotimen läpäisykaista



Kuva 27. Valmistajan ilmoittama läpäisykaista [12, s.5]

On huomattava, että kuvan 26 läpäisykaista on mitattu, kun signaali syötetään BNC-liittimen kautta kytkentään ja se käy myös läpi LNA:n ennen mittausta, mutta silti ero on huomattava.

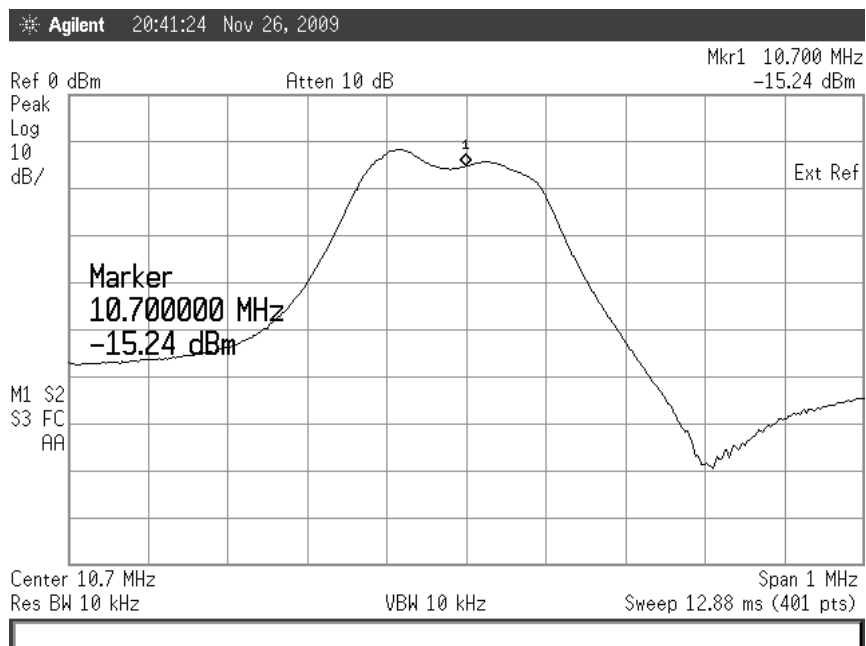
Vahvistimen havaittiin vahvistavan noin 8 dB, mikä ei vastaa suunniteltua. Yhdessä kaistanvalintasuodattimen ja muiden havaittujen vaimentavien osien kanssa se sai aikaan tilanteen, jossa vahvistin ei riittänyt tuottamaan samaa tehoa sekoittajalle, kuin kytkentään oli syötetty.

Paikallisoskillaattori ei aluksi toiminut ollenkaan, mutta oskillaattorin kollektoria ja maata kosketettaessa havaittiin värähtelyn alkavan, joten kollektorin ja maan väliin lisättiin pieni kapasitanssi, joka korvattiin varsin pian säädettävällä kondensaattorilla. Säädettävä kondensaattori mahdollisti oskillaattorin Q-arvon säätämisen, joka osoittautui varsin hyödylliseksi ominaisuudeksi, koska aiemmin epäonnistuneella piirilevyllä testattaessa olivat ongelmana olleet varsin leveät värähtelykaistat. Taajuutta säädettäessä kohdalleen havaittiin, että oskillaattori ei toiminut, kuten oli haluttu, vaan resonaattoriksi tarkoitetun johtimen pituudella ei ollut juurikaan vaikutusta taajuuteen, joten oskillaattorin kapasitanssit valittiin siten, että oskillaattori saatiin halutulle 423,22 MHz taajuudelle. Loppujen lopuksi taajuus saatiin säädettyä kohdalleen juottamalla kannan ja emitterin välinen 100 pF kondensaattori jalkojensa päistä kiinni johtimiin ja kiertämällä kondensaattoria. 444,62 MHz olisi ollut myös toimiva taajuus, mutta alempi valittiin, koska kyseisellä taajuudella oskillaattori saatiin toimimaan paremmin. Saatu oskillaattori ei kuitenkaan ollut yhtä hyvä kuin olisi haluttu, vaan halutun taajuuden teho jäi

noin arvoon -40 dBm, sen ollessa useilla muilla taajuuksilla parhaimmillaan -20 dBm. Vaikutinkin siltä, että juuri haluttu taajuus oli jostain syystä miltei saavuttamattomissa. Muutoinkaan toiminta ei ollut suunnitellun mukaista, vaan taajuuden säätö kohdalleen oli hyvin hankalaa, koska oskillaattorin taajuus muuttui liikuttaessa kytkennän läheisyydessä. Tilanne olisi todennäköisesti parantunut huomattavasti koteloidulla oskillaattorilla.

Sekoittajan havaittiin toimivan muutoin kuten oli odotettukin, mutta sekoituksen tuloksena saadun signaalin voimakkuus oli varsin heikko. Tämä oli suora seuraus laitteen alkupään ongelmista.

IF-suodattimen ja -vahvistimen havaittiin toimivan miltei kuten pitääkin. Suodin läpäisee noin 10,6–10,8 MHz välillä. Läpäisykaista ei ole aivan tasainen, vaan siinä on noin 5 dB vaihtelua. Estokaistalla suodin vaimentaa noin 40 dB. Vahvistus halutun 10,7 MHz läheisyydessä mitattaessa väliä sekoittajalta ilmaisimen sekoittajalle on noin 5 dB. Tämä ei vastaa odotettua, mutta on kuitenkin parempi kuin vastaanottimen alkupään toiminta. Kuvassa 28 on esitettynä IF-alueen taajuusvaste.



Kuva 28. Mitattu IF-alueen taajuusvaste

Ilmaisimen toimintaa testattiin yhdessä IF-alueen ja mikroprosessorin kanssa. Havaittiin, että ilmaisu toimi parhaiten 10,82 MHz välittömässä läheisyydessä. Tätä hieman heikompa toiminta oli 10,65 MHz välittömässä läheisyydessä. Suotimen varsinaisella läpäisykaistalla ilmaisinta ei saatu toimimaan halutulla tavalla, vaan saatu jännitevaihtelu vastaavalla deviaatiolla

oli vain murto-osa suotimen läpäisyalueen reunojen vastaavasta. Pääteltiin, että voimakkaasti muuttuva vaimennus tai vaiheensiirto saa aikaan tilanteen, jolloin seuraa nopea jännitteen muutos, johon sekoittaja reagoi. Paras tulos saavutettiin 10,82 MHz kanta-aaltotaajuudella ja syötettäessä kytkentään 15 dBm. Tällöin prosessori kykeni tuottamaan varman ja vakaan muutoksen taajuuden muuttuessa. Parhaat saavutetut kanta-aaltotaajuuden modulaationopeudet, joilla laite toimi syötettäessä 15 dBm ja mahdollisimman pienellä deviaatiolla, on esitettyinä taulukossa 1.

Taulukko 1. Laitteen sekoittajan jälkeisen osan toiminta 15 dBm teholla ja eri deviaatioilla

Kanta-aaltotaajuuden deviaatio kHz	Kanta-aaltotaajuuden modulaationopeus kHz
0,9	2,2
1	3
1,1	3,5
1,2	3,9

Tuloksista havaitaan, että deviaation kasvaessa 100 Hz kasvaa samalla suurin toimiva modulaationopeus. Tämä oli odotettavissa oleva tilanne.

Mittauksia tehdessä havaittiin, että ilmaisimen parhaan toiminnan taajuus muuttui syötetyn tehon mukaan hieman. Havaittiin, että tehon pienentyessä 5 dBm toimivin kanta-aaltotaajuus laski noin 10 kHz ja samalla pienin toimiva deviaatio kasvoi. Tulokset toiminnan muutoksesta on esitettyinä taulukossa 2.

Taulukko 2. Tehon pienentyessä 5 dBm kasvatettiin samalla deviaatiota niin paljon että toiminta palasi

Syötetty teho dBm	Pienin toimiva deviaatio kHz	Kanta-aaltotaajuus MHz
15	0,9	10,820
10	1,4	10,816
5	1,9	10,805
0	3,8	10,792

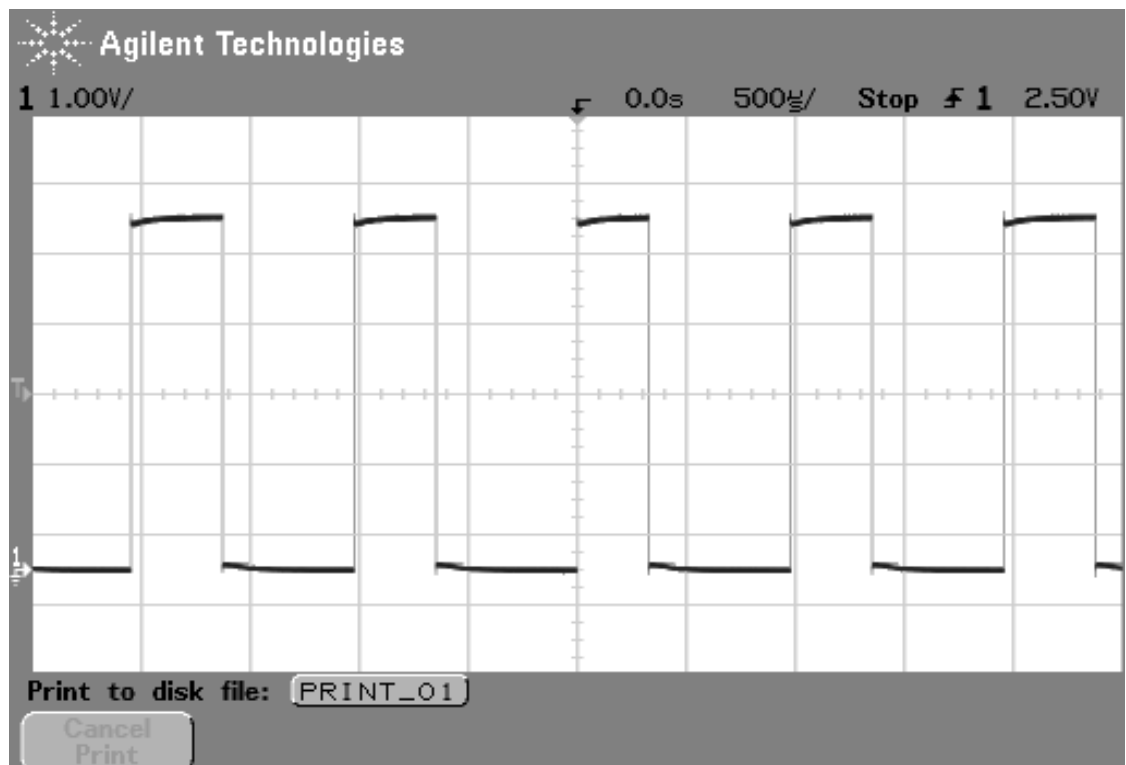
Toiminta vaikutti olevan parhaimmillaan IF-suotimen läpäisykaistan reunoilla, joten tutkittiin myös alempi noin 10,65 MHz taajuudella oleva kohta, jossa toimintaa ei kuitenkaan saatu yhtä hyväksi kuin 10,82 MHz läheisyydessä. Itse läpäisykaistalla ei ilmaisinta saatu toimimaan yhtä hyvin.

Kun prosessorin koodista poistettiin arvojen vertailusta ehto muutoksen määrälle, niin saatiin tulos läpäisykaistalla, mutta tällöin havaittiin myös, että laitteen toiminnan kannalta parempi vaihtoehto on käyttää aiempaa muutosrajaa prosessorin koodissa, koska kohina kytkennässä sai hyvin helposti aikaan tilanteen, jossa se yksin riitti ulostulon tilan muuttamiseen. Pienin syötetty teho, jolla kohina sai aikaan muutoksen, oli -12 dBm. Suuremmilla tehoilla kohina ei välttämättä vaikuttanut ilmaisuun kaikilla tehoilla tai taajuuksilla, mutta hyvin helposti tuli eteen tilanne, jossa toiminta oli muutoin haluttua, mutta muutoskohdissa oli silloin tällöin noin 50 μ s mittaisia tilanvaihtoja. Pääteltiin, että aika, joka prosessorilla menee mittaukseen ja ulostulon muuttamiseen, on noin 50 μ s.

Parhaiten ilmaisin toimi odotetusti koodista riippumatta aiemmin havaittujen suotimen läpäisykaistojen reunoilla. Havaittiin, että prosessori muutti antamaansa jännitettä jopa 100 Hz deviaatiolla, kun syötettiin 15 dBm ja kantaaltaajuutena oli 10,818 MHz. Tämän pienempää deviaatiota ei tutkittu, koska kyseinen deviaatio oli käytetyn signaaligeneraattorin pienin mahdollinen. Samalla taajuudella testattiin myös suurin modulaationopeus. 1 kHz deviaatiolla ja 7 kHz modulaationopeudella toimintaa havaittiin rajoittavan prosessorin noin 50 μ s aika, joka tarvitaan A/D:n mittaukseen ja tilan muuttamiseen. Kokonaisuudessaan IF-alue toimi varsin hyvin, vaikka ilmaisimen rooli jäi vähäisemmäksi kuin oli tarkoitus, eikä ilmaisua saatu säädettyä kunnolla kohdalleen 10,7 MHz välittömässä läheisyydessä, koska tämä olisi vaatinut todella tarkkaan oikean kapasitanssin LC-piirille ja ympäristön liikkumattomuuden. Kotelointi olisi varmasti auttanut tässäkin tilanteessa toimintaa.

6.2 Kokonaisen laitteen toiminnan testaus

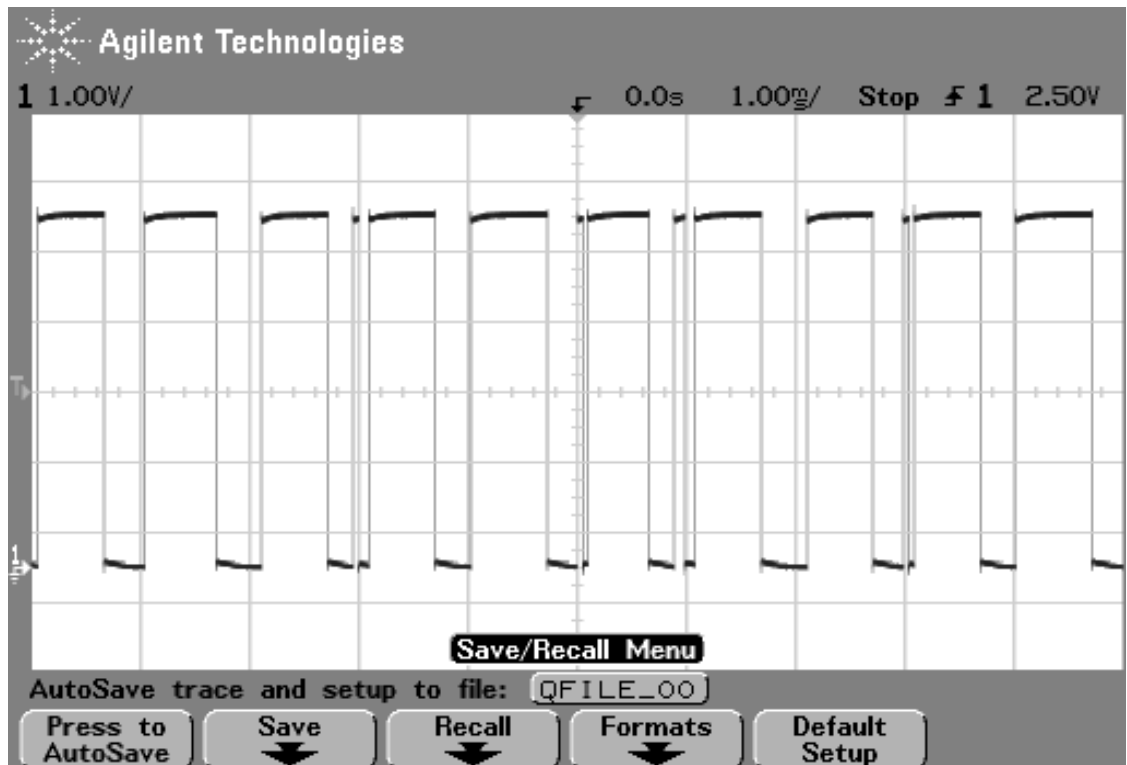
Vastaanottimen havaittiin toimivan testattaessa heikosti. Suurimmat ongelmat aiheutuivat vastaanottimen alkupään toiminnasta ja kytkennän herkkyydestä lähellä tapahtuneille liikkeille. Kuitenkin syötettäessä 15 dBm ja 433,92 MHz kantoaaltotaajuudella saatiin toiminta aikaiseksi 5 kHz deviaatiolla ja 1 kHz modulaationopeudella, prosessorin ottaessa mahdollisimman pienet muutokset huomioon. Kuvassa 29 on esitettyä 10 kHz deviaatiolla muutoin vastaava tilanne.



Kuva 29. 15 dBm ,10 kHz deviaatio, 1 kHz modulaationopeus ja 433,92 MHz syötetty

Kuvassa 29 esitetystä, prosessorilta saadusta pulssijonosta havaitaan, että joko oskillaattorin, ilmaisimen LC-piirin tai molempien taajuudet eivät ole aivan kohdallaan, mikä ilmenee 0 ja 5 V jaksojen pituuksien eroina.

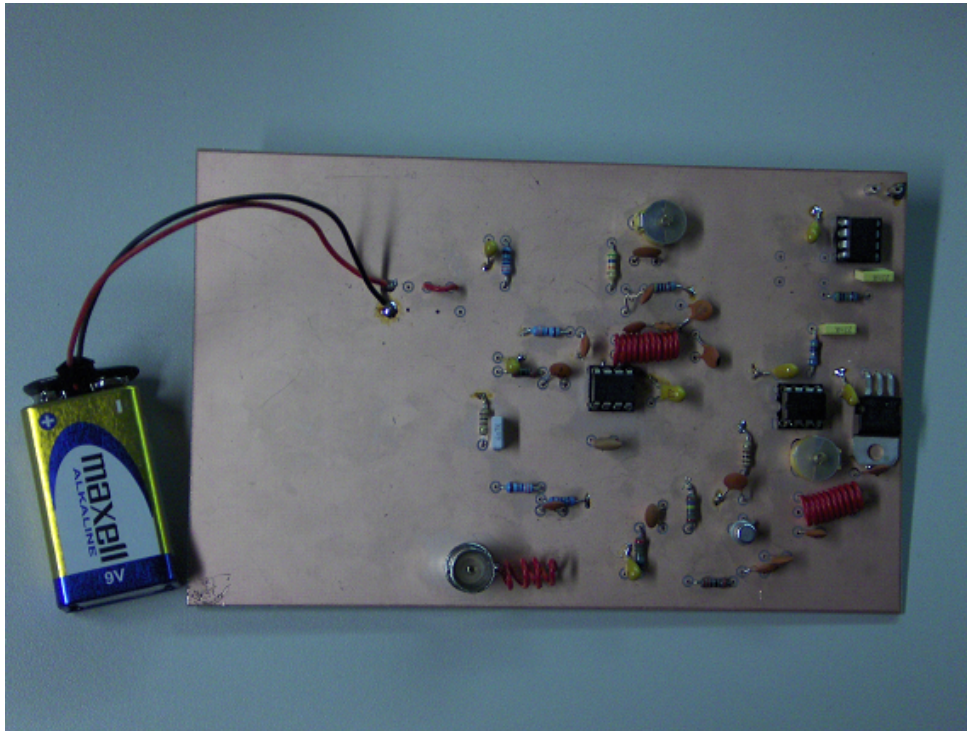
Koska laitetta ei saatu toimimaan halutulla taajuudella, päätettiin tutkia, olisiko jokin muu taajuus, jolla vastaanotin toimisi paremmin. Taajuudella 434,451 MHz saatiinkin laite toimimaan miltei toivotulla tavalla. Toiminta oli miltei hyväksyttävissä olevaa 1 kHz deviaatiolla. Tilanne on esitettyä kuvassa 30.



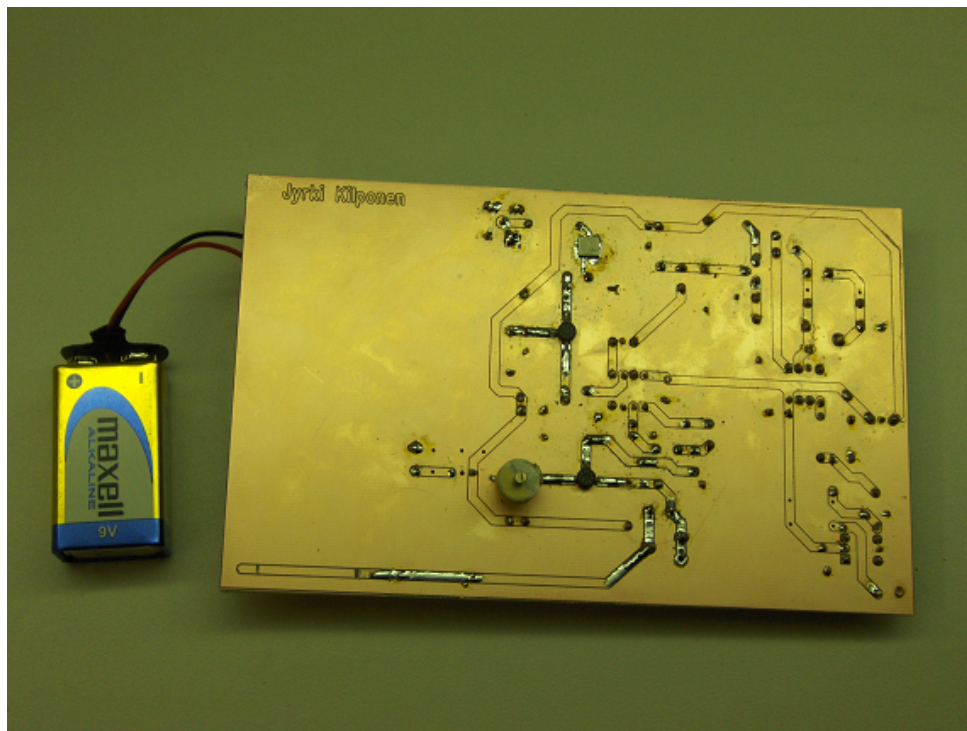
Kuva 30. 15 dBm, 1 kHz deviaatio, 1 kHz modulaationopeus ja 434,451 MHz

Kuvasta 30 havaitaan pikaiset tilan vaihdot edestakaisin, jonka kohina todennäköisesti aiheuttaa. Mikäli oskillaattorin ja ilmaisimen taajuudet olisivat osuneet kohdalleen, ei kyseisiä nopeita tilan vaihtoja todennäköisesti olisi, koska suunta ei halutuilla muutoksilla vaikuttaisi olevan aina sama. Taajuus 434,451 MHz sattuu myös melko tarkasti kuvassa 26 (s. 43) esitetyn etupään suodatuksen piikin kohdalle. Tilanne saa olettaa, että mikäli kytkennän vahvistukset olisivat olleet haluttuja, olisi laite toiminut paremmin myös 433,92 MHz taajuudella.

Kokonaisuuden toiminta oli pitkälti vastaavaa, kuin sen osien toiminnasta pystyi oletamaan. Vahvistusta ja vakautta olisi kaivattu lisää. Kuvissa 31 ja 32 on lopullinen rakennettu laite, ja liitteenä 3 on lopullinen kytkentäkuva lopullisine komponenttiarvoineen.



Kuva 31. Vastaanottimen maapotentiaali



Kuva 32. Vastaanottimen johdinpuoli

7 LOPPUTULOKSET JA JOHTOPÄÄTÖKSET

Rakennetun laitteen toiminta ei aivan vastannut haluttua, mutta varsin lähelle asetettua 1 kHz deviaatiota ja 1 kHz modulaationopeudella vastaanotettavaa datalähetyksen vastaanottoa päästiin. Suurimman esteen tavoitteeseen pääsulle asetti vastaanottimen etupään heikko toiminta ja herkkyys liikkeille laitteen läheisyydessä. Jos laitetta halutaan käyttää vastaanottimena, on pidettävä huoli riittävästä vahvistuksesta ennen laitetta. Vahvistus voidaan toteuttaa erillisellä vahvistimella, joka vahvistaa signaalia ennen vastaanottimeen syöttämistä. Oskillaattorin toimintaa voitaisiin todennäköisesti parantaa eristämällä se esimerkiksi kuparista valmistetulla kappaleella, joka sijoitettaisiin oskillaattorin ympärille estämään lähistöllä tapahtuvien liikkeiden vaikutusta taajuuteen. Sama olisi varmaankin syytä tehdä myös ilmaisimelle. Muutoinkin koko vastaanotin kannattaisi sijoittaa ja huolella liittää metalliseen koteloon, joka vakauttaisi koko laitteen toimintaa.

Mikäli laitteen rakennetta haluttaisiin muokata, olisi oskillaattorin korvaaminen jollain muulla menetelmällä ensisijainen toimenpide. Jos saatavilla olisi tarvittavat komponentit, kannattaisi oskillaattori toteuttaa joko PLL- tai DDS-menetelmällä, jolloin taajuuden säätö kohdalleen ja paikoillaan pysyminen olisi huomattavan paljon varmempaa. Tässä työssä käytetty vaihtoehto osoittautui varsin huonosti toimivaksi, joskin todennäköistä on, että laitteen voisi saada toimimaan paremminkin. Rakenteen toimivuudesta antoivat viitteitä muut taajuudet, jotka oskillaattori tuotti. Antennilta saatavan signaalin suodatus ja vahvistus jäivät myös heikosti toimiviksi. Rakenteessa ei sinänsä liene suuria vikoja tai puutteita. Loppupää laitteesta toimi pitkälti halutulla tavalla, eikä suuria ongelmia toiminnassa ollut.

Yksi muutoksista, jolla laitteen toimintaa voitaisiin parantaa, olisi siirtyminen kokonaan pintaliitoskomponenttien käyttöön. Pintaliitoskomponentteja käyttäen saataisiin johtimet pidettyä lyhyinä ja toiminta saataisiin todennäköisesti paranemaan ylimääräisten induktanssien ja kapasitanssien pienetessä sekä impedanssisovituksien tarpeen vähetessä.

8 YHTEENVETO

Tässä työssä tavoitteena oli suunnitella ja toteuttaa 433,92 MHz taajuudelta AFSK-datalähetystä vastaanottava radio. Rakenteena on käytetty yhden sekoituksen supervastaanotinta.

Työssä on käyty läpi yleisimmät UHF/VHF-alueen keinot toteuttaa vastaanottimen eri lohkot ja valittu näistä käyttöön sellaiset, jotka olivat toteutettavissa komponenttien saatavuuden kannalta ja mahdollisimman diskreeteillä komponenteilla. Samalla kuitenkin pyrittiin pitämään laite mahdollisimman yksinkertaisena ja toimivana.

Simulointien ja testausten tulokset eivät olleet joka tilanteessa aivan vastaavia, ja yksi syy tähän on simuloinneissa käytettyjen komponenttien ideaalisuus ja äärettömän tarkat arvot, joita ei ole todellisuudessa olemassa. Myös simuloinneissa huomiotta jätetyt johtimet, hajakapasitanssit ja -induktanssit olivat varmasti osallaan vaikuttamassa laitteen toimintaan.

Rakennetun laitteen alkupää ei toiminut halutulla tavalla ja kaipaisikin parannusta. Loppupääsen sijaan toimi varsin hyvin ja vastasi toiminnaltaan varsin pitkälle suunniteltua ja simulaatioissa havaittua.

LÄHTEET

- 1 Green, D, C. 1995. Radio Systems for Technicians. Longman Group Limited. Englanti
- 2 Honkanen, Harri. Impedanssisovituset. [WWW-dokumentti] <http://gallia.kajak.fi/opmateriaalit/yleinen/HonHar/ma/EMCs_Impedanssisovituset.pdf> (Luettu 26.2.2009)
- 3 Honkanen, Harri. Suodattimet. [WWW-dokumentti] <<http://gallia.kajak.fi/opmateriaalit/yleinen/HonHar/ma/SUODATTIMET.pdf>> (Luettu 26.2.2009)
- 4 Honkanen, Harri. Vaihtosähköpiiri. [WWW-dokumentti] <http://gallia.kajak.fi/opmateriaalit/yleinen/HonHar/ma/STEK_VAIHTOSÄHKÖPIIRI.pdf> (Luettu 23.2.2009)
- 5 Wilson, Mark, J. (Toim.) 2006. The ARRL Handbook For Radio Communications 2007. USA
- 6 Honkanen, Harri. Oskillaattorit. 21.5.2005 [WWW-dokumentti] <<http://gallia.kajak.fi/opmateriaalit/yleinen/HonHar/ma/OSKILLAATTORIT.pdf>> (Luettu 22.2.2009)
- 7 Biddulph, Dick. (toim.) 1997 VHF/UHF Handbook. Radio Society of Great Britain
- 8 Banerjee, Dean. National Semiconductor. PLL Building Blocks. [WWW-dokumentti] <http://www.national.com/AU/files/PLL_Building_Blocks.pdf> (luettu 7.9.2009)
- 9 Analog Devices Inc. A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis. [WWW-dokumentti] <http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/450968421DDS_Tutorial_rev12-2-99.pdf> (Luettu 7.9.2009)
- 10 Räisänen, Antti & Lehto, Arto. 2003. Radiotekniikan perusteet. 11. painos. Helsinki: Hakapaino
- 11 Tunteaton. AFSK. 25.10.2008 [WWW-dokumentti] <<http://wiki.ham.fi/AFSK>> (Luettu 15.3.2009)
- 12 Epcos AG. SAW Components B3750 Data Sheet. [WWW-dokumentti] <<http://www.epcos.com/inf/40/ds/ae/B3750.pdf>> (Luettu 6.3.2009)
- 13 Infineon Technologies AG. Si, SiGe RF Transistors, $f_T = 24$ to 70 GHz. [WWW-dokumentti] <<http://www.infineon.com/cms/en/product/channel.html?channel=ff80808112ab681d0112ab6b2c590752>> (Luettu 11.8.2008)
- 14 Infineon Technologies AG. BFP650 Data Sheet. [WWW-dokumentti] <<http://www.infineon.com/dgdl/bfp650.pdf?folderId=db3a30431400ef68011425b291f205c5&fileId=db3a30431400ef6801142743b0330715>> (Luettu 11.8.2008)

- 15 BFW92 Data Sheet. [WWW-dokumentti] <<http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/siemens/Q68000-A4669.pdf>>
- 16 Honkanen, Harri. BJT-asteen toimintapisteen mitoitus. [WWW-dokumentti] <[http://gallia.kajak.fi/opmateriaalit/yleinen/HonHar/ma/TRAN_BJT-asteen toimintapisteen mit.pdf](http://gallia.kajak.fi/opmateriaalit/yleinen/HonHar/ma/TRAN_BJT-asteen_toimintapisteen_mit.pdf)> (Luettu 28.2.2008)
- 17 SA602A Data Sheet. [WWW-dokumentti] <http://www.nxp.com/acrobat_download/datasheets/SA602A.pdf> (5.3.2008)
- 18 Murata Manufacturing Company, Ltd. CERAFIL® (Filters/Traps/Discriminators) for Audio/Visual Equipment. [WWW-dokumentti] <<http://www.murata.com/products/catalog/pdf/p50e.pdf>> (Luettu 6.2.2009)
- 19 Microchip Technology Inc. PIC10F220/222 Data Sheet. [WWW-dokumentti] <<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/41270E.pdf>> (Luettu 26.3.2009)
- 20 Philips Semiconductors. Application Note. [WWW-dokumentti] <http://ae6pm.com/Application_Notes/Philips/AN1993.pdf> (Luettu 20.11.2009)

LIITTEIDEN LUETTELO

LIITE 1	PIC10F IDE:n tuottama Assembler koodi
LIITE 2	PADS-Logic kytkentäkuvat
LIITE 3	Lopullinen laitteen kytkentäkuva

```
list p=10f222
#include <p10f222.inc>
radix dec
; Compiled with: PIC10F Simulator IDE - Evaluation Copy v1.42
; Microcontroller model: PIC10F222
; Clock frequency: 8.0 MHz
; Begin
    R0L EQU 0x9
    R0H EQU 0xA
    R4L EQU 0xB
    R6L EQU 0xC
    R7L EQU 0xD
    ORG 0x000
    MOVWF OSCCAL
    BCF STATUS,5
    CLRF FSR
    MOVLW 0xFF
    MOVWF R6L
    MOVWF R7L
    GOTO L0002
; Waitus Routine - Byte Argument
X001: MOVLW 0x05
    SUBWF R4L,F
    BTFSS STATUS,C
    RETLW 0x00
    GOTO X002
X002: MOVLW 0x03
    SUBWF R4L,F
    BTFSS STATUS,C
    RETLW 0x00
    GOTO X002
; Adcin Routine
A001: RLF R0L,F
    RLF R0L,F
    MOVLW 0x0C
```

```
    ANDWF R0L,F
    MOVLW 0xC0
    ANDWF ADCON0,F
    INCF R0L,W
    IORWF ADCON0,F
    MOVLW 0x14
    MOVWF R4L
    CALL X001
    BSF ADCON0,GO
A002: BTFSC ADCON0,GO
    GOTO A002
    BCF ADCON0,ADON
    RETLW 0x00

; Begin of program
L0002:
; 1: Define CONF_WORD = 0x00b
; 2: Define CLOCK_FREQUENCY = 8
; 3: Dim ad As Byte @ 0x1b
;    The address of 'ad' is 0x1B
    ad EQU 0x1B
; 4: Dim muutos As Byte @ 0x1c
;    The address of 'muutos' is 0x1C
    muutos EQU 0x1C
; 5: Dim vanhaad As Byte @ 0x1d
;    The address of 'vanhaad' is 0x1D
    vanhaad EQU 0x1D
; 6: ADCON0.ANS1 = 0
    BCF 0x07,7
; 7: Config GP1 = Output
    BCF R6L,1
    MOVF R6L,W
    TRIS 6
; 8: loop:
L0001:
; 9: Adcin 0, ad
```



```
    MOVLW 0x00
    MOVWF R0L
    CALL A001
    MOVF ADRES,W
    MOVWF 0x1B
; 10: If vanhaad < ad Then "Tämä käydään läpi, jos A/D:N antama arvo kasvaa
    MOVF 0x1B,W
    SUBWF 0x1D,W
    BTFSC STATUS,C
    GOTO L0003
; 11: muutos = ad - vanhaad
    MOVF 0x1D,W
    SUBWF 0x1B,W
    MOVWF 0x1C
; 12: If muutos > 1 Then
    MOVF 0x1C,W
    MOVWF R0L
    MOVLW 0x01
    MOVWF R0H
    MOVF R0L,W
    SUBWF R0H,W
    BTFSC STATUS,C
    GOTO L0004
; 13: High GP1
    BCF R6L,1
    MOVF R6L,W
    TRIS 6
    BSF GPIO,1
; 14: Endif
L0004: BCF FSR,5
; 15: Else 'Käydäänläpi mikäli arvo on pienentynyt
    GOTO L0005
L0003: BCF FSR,5
; 16: muutos = vanhaad - ad
    MOVF 0x1B,W
```

```
        SUBWF 0x1D,W
        MOVWF 0x1C
; 17: If muutos > 1 Then
        MOVF 0x1C,W
        MOVWF R0L
        MOVLW 0x01
        MOVWF R0H
        MOVF R0L,W
        SUBWF R0H,W
        BTFSC STATUS,C
        GOTO L0006
; 18: Low GP1
        BCF R6L,1
        MOVF R6L,W
        TRIS 6
        BCF GPIO,1
; 19: Endif
L0006: BCF FSR,5
; 20: Endif
L0005: BCF FSR,5
; 21: vanhaad = ad 'laitetaan silmukan alussa A/D:ltä saatu arvo talteen seuraavaa vertailua
varten
        MOVF 0x1B,W
        MOVWF 0x1D
; 22: Goto loop
        GOTO L0001
; End of program
L0007: GOTO L0007
; Oscillator calibration value
        ORG 0x1FF
        MOVLW 0xFE
; Configuration word settings
        ORG 0xFFF
        DW 0x000B
; End of listing
```

END

LITE 1/5

