

Arto Karhu

Radiokorkeusmittarin radiotaajuusosion toteutus

Metropolia Ammattikorkeakoulu

Insinööri (AMK)

Tietotekniikka

Insinöörityö

3.12.2013

Alkulause

Tämä insinööriyö tehtiin Metropolia Ammattikorkeakoulussa yhden opiskeluvaiheen päätökseksi.

Koulun henkilökunnasta erityiset kiitokset kuuluvat Ville Jääskeläiselle työn ohjaamisesta ja Timo Kasuriselle mielenkiintoisesta aiheesta. Kiitokset kärsivällisyydestä ja vuosien mittaan saaduista opeista kuuluvat koulumme opettajille tasapuolisesti. Lisäksi läheiset ja ystävät – kotoa, töistä, vapaalta sekä menneiltä opintoajoilta – ovat todella kiitoksensa ansainneet.

Lisäksi erityiset kiitokset edesmenneelle Hans Tefkelle opeista ja ojennuksesta.

Vantaalla 3.12.2013

Arto Karhu

| | |
|--|--|
| Tekijä Otsikko | Arto Karhu Radiokorkeusmittarin radiotaajuusosion toteutus |
| Sivumäärä Aika | 50 sivua 3.12.2013 |
| Tutkinto | insinööri (AMK) |
| Koulutusohjelma | tietotekniikka |
| Suuntautumisvaihtoehto | tietoliikennetekniikka |
| Ohjaaja | yliopettaja Ville Jääskeläinen |
| <p>Työssä tarkasteltiin harrasterakenteisen radiokorkeusmittarin radiotaajuisten osien toteuttamista käytettävissä olevin menetelmin ja materiaalein.</p> <p>Radiokorkeusmittareiden käyttötarkoitus ja tyypillinen järjestelmätason toteutus on esitetty. Lisäksi on kiinnitetty erityistä huomiota mikroaaltoalueen elektroniikan suunnitteluun piirilevytekniikkaa käyttäen. Samalla on esitetty piirilevytekniikkaan liittyviä erityispiirteitä.</p> <p>Työn pääaiheena on Matjaž Vidmarin suunnittelema, harrasterakenteisen ilma-aluksen radiokorkeusmittariksi tarkoitettu toteutus. Erityisesti radiokorkeusmittarin radiotaajuuksilla toimivat osat ovat olleet tarkastelun kohteena. Työn yhteydessä on käytännössä luotu edellytykset Vidmarin toteutuksen toiminnalliselle analysoinnille, ja sen pohjalta on tarkasteltu, millaisilla muutoksilla, ja huomioitavilla rajoituksilla, vastaavan kaltaisen radiokorkeusmittarin radiotaajuisten piirilevyjen valmistaminen onnistuu.</p> <p>Suurimmat haasteet tulivat vastaan radiotaajuisten piirilevyjen fyysisen asettelun toteuttamiseen piirilevyjen suunnitteluohjelmistoilla, jotka lähtökohtaisesti on tarkoitettu reitittämään matalataajuisia tai digitaalisia kaksiarvoisia signaaleja asetelmissa, jotka eivät ole yhtä kriittisiä tarkkojen reititysten leveys- tai pituusmäärien arvojen suhteen.</p> <p>Tehdyt johtopäätökset ja niihin johtanut aiheen tarkastelu asettanee huomattavasti lähtökohtaa paremmat edellytykset lähteä suunnittelemaan radiotaajuisia piirilevytoteutuksia radiokorkeusmittarin valmistamista varten.</p> | |
| Avainsanat | radiokorkeusmittari, radiotekniikka, mikroaallot, taajuusmodulaatio, piirilevy |

| | |
|---|--|
| Author Title | Arto Karhu Analysis of Radio Altimeter RF Design |
| Number of Pages Date | 50 pages 3 December 2013 |
| Degree | Bachelor of Engineering |
| Degree Programme | Information Technology |
| Specialisation option | Telecommunications Technology |
| Instructor | Ville Jääskeläinen, Principal Lecturer |
| <p>A radio frequency design of a radio altimeter, intended to be used on an experimental aircraft, was the main topic of this thesis, with the final purpose being an eventual manufacturing of these devices.</p> <p>The overall concept of radio altimeters, including their usage environment and their typical design, at a system level, is presented. Of specific interest has been the microwave circuit design applicable to this construction, and the main aspects to be considered in this area of expertise.</p> <p>The main subject of this thesis is a radio altimeter, originally designed by Matjaž Vidmar to be used as a landing assistant on an experimental aircraft. Specifically, the radio frequency design has been analyzed in the thesis. During the work, a functional analysis of Vidmar's work was done, together with a review of design changes and limitations related to the recreation of his radio altimeter design using methods and materials available.</p> <p>It was found very likely that the greatest challenges remaining in the project of manufacturing of an equivalent unit will mostly be the ones of using computer aided design software, originally created for layouts used in low frequency or binary signal configurations, to create the layout for the manufacture. Their properties are not fundamentally as critical to the exact widths or lengths of the electrical traces in these circumstances as they are in the radio frequency designs.</p> <p>The conclusions reached, and the analysis that was used, will likely make a reasonably good starting point to design and manufacture these radio frequency circuit boards.</p> | |
| Keywords | radio altimeter, radio technology, microwaves, frequency modulation, printed circuit board |

Sisällys

Lyhenteet

| | | |
|-----|---|----|
| 1 | Johdanto | 1 |
| 2 | CW-tutkat ja radiokorkeusmittarit | 2 |
| 2.1 | CW-tutkien periaate ja käyttötarkoitukset | 2 |
| 2.2 | Radiokorkeusmittarit | 6 |
| 2.3 | Järjestelmän toiminta ja toteutus. | 11 |
| 3 | Piirilevyt ja RF-tekniikka | 19 |
| 3.1 | Sähkövirta ja tunkeutumissyvyys | 22 |
| 3.2 | Ominaisimpedanssi | 24 |
| 3.3 | Etenemisnopeus ja aallonpituus mikroliuskalla | 32 |
| 3.4 | Mikroliuska keskitetyn komponentin tilalla | 33 |
| 4 | RF-toteutuksen mitoitus ja analyysi | 35 |
| 4.1 | Lähettimen piirilevy | 38 |
| 4.2 | Vastaanottimen piirilevy | 40 |
| 4.3 | Wilkinsonin hybridit | 43 |
| 5 | Yhteenveto | 46 |
| | Lähteet | 49 |

Lyhenteet

| | |
|------|--|
| CW | Continuous Wave. Jatkuva kantaalto. Radiotekniikat, yleensä tutkien yhteydessä, joissa lähetetään ja vastaanotetaan jatkuvasti pulssien käytön sijaan. Esimerkiksi dopplertutka. |
| DA | Decision Altitude. Ratkaisukorkeus barometrisesti määritettynä. |
| DEU | Display Electronics Unit. Boeingin käyttämä nimitys näyttölaitteita ohjaavasta yksiköstä. |
| DH | Decision Height. Ratkaisukorkeus radiokorkeutena määritettynä. |
| EMI | Electro Magnetic Interference. Sähkömagneettiset häiriösignaalit, niiden kytkeytyminen ja vaikutukset. |
| FCC | Flight Control Computer. Boeingin nimitys eräitä lentokoneen ohjausjärjestelmiä käyttäville ja säätäville tietokoneyksiköille. |
| FMCW | Frequency Modulated Continuous Wave. Taajuusmoduloitu jatkuva kantaalto. Sama kuin CW, mutta taajuusmoduloituna. Esimerkiksi taajuusmoduloitu tutka. |
| HEMT | High Electron Mobility Transistor. Eräs kanavatransistorien luokka, joka soveltuu erityisen hyvin käytettäväksi suuritaajuisissa sovellutuksissa. |
| ILS | Instrument Landing System. Eräs suunnattuihin, amplitudimoduloituihin signaaleihin perustuva mittarilähestymisjärjestelmä. |
| IQ | In-phase - Quadrature. Koherentti lähetys-/vastaanottotekniikka, joka perustuu signaalin kvadratuurikomponentin erottamiseen, ja sen tulkitsemiseen itsenäisesti referenssivaiheessa olevasta signaalista. |
| MDH | Minimum Descend Altitude. Minimilähestymiskorkeus. Alin korkeus, johon lähestymistä voidaan jatkaa ilman maanäkyvyyttä ei-tarkkuuslähestymisiä käytettäessä. |

| | |
|------|---|
| PCB | Printed Circuit Board. Piirilevy. |
| PFD | Primary Flight Display. Nykyaikaisissa ilma-aluksissa tärkeimmät lentokoneen ohjaamiseen liittyvät tiedot visuaalisesti näyttävä näyttölaite. |
| RF | Radio Frequency. Radiotaajuinen, radiotaajuuksia käyttävä. |
| TCAS | Traffic and Collision Avoidance System. Ilma-alusten keskinäisiä törmäyksiä ehkäisevä järjestelmä. |
| TEM | Transverse Electro-Magnetic. Eräs sähkömagneettisen aaltoliikkeen etenemismuoto, jossa sekä sähkö- että magneettikenttä ovat poikittaisia etenemissuuntaan nähden, toisin sanoen, näillä ei ole komponenttia aaltoliikkeen etenemissuunnassa. |
| VCO | Voltage Controlled Oscillator. Jänniteohjattu oskillaattori, värähtelypiiri, jonka värähtelytaajuus riippuu piiriin syötettävästä jännitteestä. |

1 Johdanto

Matjaž Vidmar on suunnitellut ja valmistanut useita harrasterakenteiseen lentokoneeseen soveltuvia avioniikkatoteutuksia. Näihin lukeutuu muun muassa laskeutumisen helpottamiseen tarkoitettu pienitehoinen radiokorkeusmittari. Lehtori Timo Kasurisella on tämän työn tekohetkellä käynnissä projekti, jossa Vidmarin kuvaama ja dokumentoitu radiokorkeusmittari pyritään rakentamaan Metropolian laboratorioita, ja saatavilla olevia materiaaleja ja komponentteja hyödyntäen. Insinööriyön aiheena ovat radiokorkeusmittarin radiotaajuiset piirikokonaisuudet.

Radiokorkeusmittarit, tai avioniikkatoteutukset ylipäätään, eivät kuulu käytännössä lainkaan esimerkiksi Metropoliaassa noudatettavaan tietoliikennetekniikan opintosuunnitelmiin. Siitä syystä tässä työssä on perehdytty radiokorkeusmittareihin järjestelminä, alkaen kontekstista ja käyttötarkoituksesta. Lisäksi työssä käydään läpi laitteen toimintaperiaate ja tarkastellaan, mikä on radiokorkeusmittarin rooli ja miten laite on toteutettu tyypillisessä liikenneluokan ilma-aluksessa. Erityisesti työssä perehdytään Vidmarin toteutukseen ja pyritään hänen dokumentaatioonsa ja artikkeleihinsa perustuen saavuttamaan käsitys, paitsi laitteen toiminnasta ja toteutuksesta, niin myös radiotekniikan toteutukseen liittyvistä haasteista. Tavoitteena on ollut saavuttaa ymmärrys Vidmarin piiritoteutuksen avainratkaisuksista, ja sen myötä mahdollistaa radiotaajuisen osakokonaisuuksien uudelleenmitoittaminen käytettävissä oleville materiaaleille, valmistustekniikoille ja komponenteille.

Insinööriyön piiriin ei ole varsinaisesti luettu radiotaajuuksia käyttävien komponenttien ulkopuolista toteutusta, kuten mikropiirejä, virtalähteitä, näyttölaitteita ja niin edelleen, mutta näitä sivutaan työn aihetta yleisellä tasolla käsittelevissä osioissa. Myös radiotaajuisen komponenttien fyysinen valmistaminen ja toiminnan todentaminen jätettiin työn aihealueen ulkopuolelle aikataulusyistä johtuen. Sen sijaan työssä on määritetty aiheeseen liittyvät suunnittelukysymykset, esitetty lähtökohdat laitteen radiotaajuuskomponenttien fyysiselle toteutukselle, ja tunnistettu toteutukseen liittyviä käytännön haasteita. Näistä lähtökohdista pyritään jatkamaan laitteen fyysisen toteutuksen rakentamiseen.

Alkuperäinen toteutus on dokumentoitu lähdeluettelossa mainitulla Internet-sivulla. [1.]

2 CW-tutkat ja radiokorkeusmittarit

Työssä tarkasteltiin harrasterakenteiseen ilma-alukseen tarkoitetun radiokorkeusmittarin RF-toteutusta. Kyseessä on eräs niin sanotun FMCW-tutkan (Frequency Modulated Continuous Wave), suomeksi yleensä yksinkertaisesti taajuusmoduloidun tutkan, sovellutus. Taajuusmoduloitu tutka itsessään on nimensä mukaisesti eräs CW-tutkien tyyppi. Seuraavissa luvuissa perehdytään CW-tutkiin tutkien alatyypinä sekä niiden tyypillisiin käyttötarkoituksiin. Lisäksi tutustutaan erityisesti radiokorkeusmittareihin ja niiden tyypillisiin toteutuksiin ja käyttötarkoituksiin.

2.1 CW-tutkien periaate ja käyttötarkoitukset

Yleisesti ottaen radiotaajuuksia käyttävät tutkat perustuvat kaikki samaan ajatukseen: luodaan radiotaajuinen lähete, joka suunnataan kohteeseen ja jonka energiasta osa heijastuu kohteesta takaisin. Kohteesta heijastunut signaali, eli tutkakaiku, otetaan vastaan. Lähetetyn ja vastaanotetun signaalin ominaisuuksia aika- ja taajuustasossa vertaamalla pyritään löytämään tai seuraamaan kohteita, mittaamaan etäisyyttä niihin tai mittaamaan niiden nopeutta. [2.]

Ehkäpä tavanomaisin, ja monille tutuin toteutus perustuu tutkan lähettämien pulssien kulkuajan mittaamiseen. Koska radioaallot etenevät ilmassa likipitään valonnopeutta, saadaan etäisyys tutkasta kohteeseen helposti pääteltyä jakamalla pulssin mitattu edestakainen kulku-aika kahdella, ja kertomalla saatu arvo valonnopeudella. Mitatulle etäisyydelle r siis pätee yksinkertaisesti:

$$r = \frac{c\Delta t}{2} \quad (2.1)$$

Kaavassa c on valonnopeus, tai vaihtoehtoisesti signaalin etenemisnopeus väliaineessa, ja Δt on lähetyksen ja vastaanoton välillä kulunut aika.

Mikäli halutaan mitata myös kohteen suhteellinen nopeus, siis nopeuskomponentti kohti tutkaa, tai siitä poispäin, voidaan se päätellä vastaanotettuun pulssiin aiheutunutta taajuussiirtymää, niin sanottua doppler-siirtymää, tutkimalla. Doppler-ilmiössä on kyse havainnosta, jossa aaltoliikkeen, tai muun periodisen tapahtuman, taajuus muuttuu seurauksena havaitsijan liikkeestä lähteeseen nähden. Mikäli näiden välinen etäisyys

kasvaa, havaittu taajuus pienenee, ja päinvastoin. Ilmiö on tunnetusti kuultavissa korvin, mutta toisaalta vastaava ilmiö on havaittavissa myös valon, ja muun sähkömagneettisen aaltoliikkeen, kuten tutkasignaalien, tapauksessa. Kyse on tällöin pohjimmiltaan suhteellisuusteoreettisesta ilmiöstä, mutta koska tutkilla tyypillisesti seurataan kohteita, jotka liikkuvat paljon valonnopeutta hitaammin, voidaan doppler-siirtymän aiheuttama muutos Δf havaittuun taajuuteen arvioida samalla yhtälöllä [2.]. Tässä f_0 on alkuperäisen lähetteen taajuus, ja Δv on havaitsijan suhteellinen nopeus lähteeseen nähden.

$$\Delta f = \left(1 + \frac{\Delta v}{c}\right) f_0 \quad (2.2)$$

Monet nykyiset tutkat mittaavat sekä pulssin kulku-aikaa että doppler-siirtymää. Nämä ovat niin sanottuja pulssidopplertutkia, ja niitä löytyy esimerkiksi sotilaslentokoneiden nokalta. Pulssidopplertutkien etuna nimenomaan sotilaslentokonekäytössä on niiden kyky erotella kohteita etäisyystiedon lisäksi myös suhteellisen nopeuden perusteella. Tästä on erityistä hyötyä, kun pyritään havaitsemaan esimerkiksi matalalla lentäviä lentokoneita, jotka perinteisellä pulssitutkalla katoaisivat maastosta heijastuviin tutka-kaikuihin (niin sanottu ground clutter).

Kaikki tutkat eivät kuitenkaan perustu pulssien ajoitukseen. Niin sanotut CW-tutkat (Continuous Wave) eivät nimensä mukaisesti lähetä signaaliaan pulsseiksi pätkittynä, vaan lähetys on jatkuvaa. Lähtökohtaisesti tästä seuraa tietysti se, että kulkuajan mittaaminen ei onnistu samaan tapaan kuin pulssitutkassa. Moduloimatonta CW-tutkaa käytetäänkin yksinomaan mittaamaan kohteiden suhteellista nopeutta tutkaan nähden. Tämä perustuu lähetteen ja vastaanotetun tutkakaiun taajuuseron määrittämiseen. Suomenkielinen nimitys onkin usein juuri doppler-tutka.

Doppler-tutka on sangen yksinkertainen ja edullinen laite, ja niitä käytetäänkin paljon muun muassa urheilussa mittaamaan kohteiden (tennispalloista kilpa-autoihin) nopeuksia, kun niiden etäisyydellä mittalaitteeseen ei ole merkitystä, tai se saadaan selville muilla keinoilla. Teknisempiä sovellutuksia doppler-tutkalle ovat tuulen nopeutta mittaavat moodit sekä sotilaslentokoneiden tutkien niin sanotut nopeusetsintämoodit (Velocity Search, VS). Doppler-tutkan periaatetta hyödynnetään myös arkipäiväisemmässä sovellutuksessa, kuten automaattisesti avautuvien ovien sensoreissa.

Vaikka doppler-tutka ei lähtökohtaisesti kykene määrittämään etäisyyttä kohteeseen, eräs toinen CW-tutkan muoto pystyy, ja sen käytölle pulssitutkan sijaan tähän tarkoitukseen on eräitä hyviä perusteluja. Pulssitutkkaan eivät nimittäin helposti sovellu hyvin lyhyiden etäisyyksien tarkkaan mittaamiseen. Pulssitutkan käyttämä lähetysteho pulssin aikana on yleensä varsin suuri. Kaukaisesta kohteesta heijastuvat kaiut taas ovat tyypillisesti heikkoja, kohteesta heijastuneen kaiun teho pienenee etäisyyden neljänneen potenssiin. Järjestelmän pulssien dynamiikka on siis hyvin suuri, helposti suuruusluokkaa 200 desibeliä (10^{20}). Tästä seuraa se, että lähtevän pulssin teho peittää alleen pulssin lähetyksen aikana mahdollisesti vastaanotetut kaiut. Käytännössä vastaanotinpuolen sähköinen irtikytkeminen järjestelmästä lähtevän pulssin ajaksi niin sanotussa duplexerissa on usein ainoa järkevä toteutus herkän vastaanottimen suojaamiseksi. [2.]

Koska samanaikainen lähetys ja vastaanotto ei ole mahdollista, määrää pulssin pituus pienimmän mitattavan etäisyyden perinteiselle pulssitutkalle. Toisaalta, lyhyempien pulssien käyttäminen myös kasvattaa tutkan kaistanleveyttä, ja käytännössä rajoittaa yksittäisen pulssin energiaa. Mikäli ongelmaa yritettäisiin kiertää nostamalla tutkan pulssintoistotaajuutta, tulee suurin mahdollinen mittausetäisyys äkkiä ongelmaksi: mikäli edellisen pulssin kaiut eivät ehdi vastaanottimeen ennen seuraavan pulssin lähetystä, ei etäisyyttä voida yksikäsitteisesti tulkita. Myös vaatimukset elektroniikan nopeuden ja tarkkuuden suhteen kasvaisivat. Tämän vuoksi lyhyiden etäisyyksien tarkkaan mittaamiseen käytetään usein niin sanottua taajuusmoduloitua tutkaa, siis teknisemmältä nimitykseltään tässäkin työssä käsiteltävää FMCW-tutkaa.

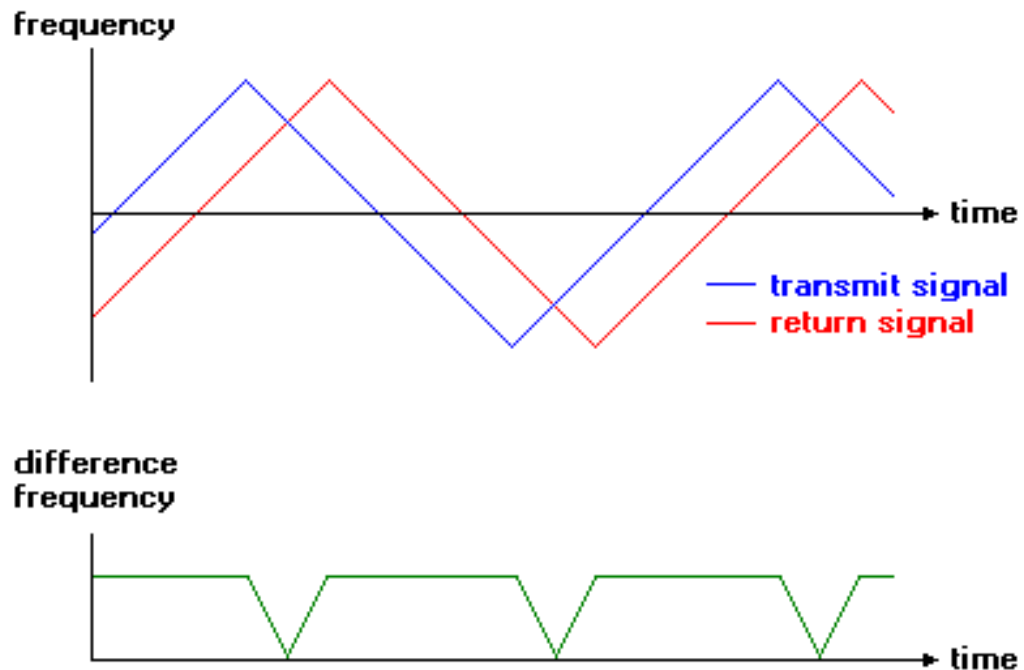
Taajuusmoduloitu tutka on periaatteeltaan sangen yksinkertainen. Sekä lähetin että vastaanotin ovat jatkuvasti käytössä. Jatkuvasti päällä olevaa kantoaaltoa taajuusmoduloidaan jaksollisella ohjaussignaaliilla, josta tässä käytetään nimitystä moduloiva signaali. Moduloiva signaali on usein kolmio- tai sahalaita-aallon muotoinen, mutta voi periaatteessa olla lähes mikä muotoinen hyvänsä. Taajuusmodulaatiossa muodostettavan lähtösignaalin hetkellinen taajuus (ennen suodatusta) riippuu suoraan moduloivan signaalin hetkellisestä arvosta. Lähtösignaalin deviaatio kertoo, kuinka paljon lähtösignaalin hetkellinen arvo vaihtelee.

On syytä pitää muistissa, että deviaatio on eri asia kuin kaistanleveys. Suodattamattomalla taajuusmoduloidulla lähtösignaalilla on taajuustasossa tarkasteltuna teoriassa ääretön määrä sivukeiloja, ja siten sen spektrillä on ääretön kaistanleveys. Havainnolli-

sesti ajateltuna jatkuva, lineaarisesti vaihteleva moduloiva signaali saa kaikki arvot vaihteluvälillään, ja taajuusmoduloidussa signaalissa jokaista näistä äärettömän monista arvoista vastaa jokin sivukeila. Sivukeilat ovat edelleen ohjaussignaalin jaksollisuudesta johtuen moduloivan signaalin jaksonpituuden käänteisluvun (perustaajuus) kokonaislukumonikertoja. Helppo ajatusvirhe on, että FM-signaalin kaistanleveys voidaan moduloivasta signaalista (eli lähetettävästä informaatiosta) riippumatta tehdä mielivaltaisen kapeaksi määrittelemällä hyvin kapea deviaatio. Tällöin jätetään huomioimatta se, että signaalin ajallinen muutos luo spektriin taajuuskomponentteja, jotka riippuvat kantataajuuden, moduloivan signaalin kaistanleveydestä. Käytännössä suurin osa signaalin energiasta on kuitenkin useimmiten muutamissa ensimmäisissä sivukeiloissa, joten jos tietty vääristymä hyväksytään, voidaan signaalin kaistanleveys suodattaa sopivaksi. [3, s. 357–361.]

Koska signaalilla kestää tietty etäisyydestä riippuva aika kulkea kohteeseen ja takaisin, on jatkuvasti taajuuttaan muuttavan signaalin kohteesta heijastuneen kaiun hetkellinen taajuus "jäljessä" vastaanottohetkellä lähetettävän signaalin taajuutta. Niitä vertaamalla voidaan lähtevän ja vastaanotetun signaalin taajuuserosta päätellä signaalin matkansa käyttämä edestakainen kulku-aika. Koska moduloivan signaalin jaksonpituus on tyyppillisesti hyvin suuri verrattuna signaalin edestakaiseen kulku-aikaan, suurin mahdollinen mittausetäisyys määräytyy käytännöllisillä pyyhkäisyajoilla periaatteessa vain kohteen heijastuvuuden, lähetystehon sekä tutkan vastaanottimen herkkyyden mukaan. Pienin mittausetäisyys on käytännössä mittaustarokkuuden rajoissa hyvin lähellä nollaa. Käytännössä päästään myös senttimetriluokan tarkkuuteen. Taajuusmoduloitu tutka soveltuu siten erinomaisesti lyhyiden etäisyyksien tarkkaan mittaamiseen.

Kuva 1 havainnollistaa lähetetyn ja vastaanotetun signaalin taajuuksien riippuvuutta ajasta. Kuvassa näkyy myös taajuuksien hetkellinen erotajuus.



Kuva 1. Lähetetyn ja vastaanotetun kolmioaallon kulkuajasta riippuva taajuusero (kuva: Greg Goebel / public domain). [2.]

Edellä sivuutettiin doppler-ilmiön vaikutus FMCW-tutkan tuottamaan etäisyystietoon. Lähtökohtaisesti, mikäli antenni ja kohde lähestyvät toisiaan, vastaanotetun signaalin taajuus on doppler-siirtymän johdosta hieman suurempi kuin staattisessa tapauksessa. Mikäli kohde loittonisi antennista, olisi taajuus vastaavasti hieman pienempi. Mikäli tätä ei järjestelmän suunnittelussa otettaisi huomioon, voisi siitä aiheutua mahdollinen virhelähde etäisyystietoon. Tilanteen korjaamista käsitellään hieman tuonnempana.

2.2 Radiokorkeusmittarit

Tässä analysoitava doppler-tutka on alkuperäisen suunnitelman mukaisesti tarkoitettu tarkaksi pienlentokoneen radiokorkeusmittariksi. Luvussa esitellään radiokorkeusmittareiden käyttötarkoitusta ja tekniikkaa ensin yleisesti esimerkkien avulla. Myöhemmin tarkastellaan myös työn varsinaisena aiheena ollutta mallitoteutusta.

Aluksi on hyvä ymmärtää ero "normaalin", eli niin sanotun barometrisen korkeusmittarin ja radiokorkeusmittarin välillä. Tyypillisesti puhuttaessa ylipäätään korkeusmittarista, tarkoitetaan nimenomaan barometristä korkeusmittaria, jonka tuottama korkeustieto

muodostetaan mittaamalla paikallista ilmakehän staattista painetta, joka laskee ylöspäin noustaessa.

Staattinen paine tarkoittaa ilmakehässä mittauspisteen yläpuolella olevan ilmamassan painosta johtuvaa painetta, johon ei sisälly ilman liikkeestä suhteessa mittariin (tai päinvastoin) aiheutuvaa "tuulen painetta", eli niin sanottua dynaamista painetta. (Dynaamista painetta käytetään ilma-aluksen ilmanopeuden mittaamiseen Pitot-putkiksi kutsutuilla instrumenteilla.) Merenpinnan tasalla niin sanotussa standardi-ilmakehässä vallitseva staattinen paine on 1013,25 hehtopascalia, ja esimerkiksi 11000 metrin korkeudessa enää vain 226 hehtopascalia. Nämä toki vaihtelevat jatkuvasti säätilan mukaan, ja myös paikasta riippuen.

Barometrisella korkeusmittarilla mitataan tavallisesti korkeutta keskimääräisestä merenpinnasta asettamalla korkeusmittausjärjestelmään paikallinen vallitseva merenpintapaine, eli niin sanottu QNH. Käytännössä säädöllä siis asetetaan referenssipaine, jolla korkeusmittari lukee nolaa. Näin ollen esimerkiksi lentokentällä seisovan ilma-aluksen korkeusmittari näyttää QNH-asetuksella lentokentän korkeutta merenpinnasta. Joskus (ja joissain maailmankolkissa yleensä ottaen) on tapana menetellä siten, että korkeusmittariin asetetaan niin sanottu QFE-asetus, joka on vallitseva staattinen paine lentokentän referenssikorkeuden tasalla - tällöin korkeusmittari näyttää nolaa lentokentällä.

Ylempänä, niin sanotun siirtopinnan yläpuolella lennettäessä jatkuva paikallisen paineasetuksen selvittäminen ja asettaminen, ja samalla potentiaaliset vaaratilanteet hyvistä yrityksistään huolimatta mahdollisesti eri korkeusmittariasetuksilla lentävien ilmalusten välillä vältetään käyttämällä niin sanottuja lentopintoja. Lentopinnot ovat korkeuksia mitattuna referenssisitasosta, jonka on määriteltävä olevan korkeus, jolla vallitsee standardi-ilmakehän merenpintapaineen suuruinen staattinen paine. Yksinkertaisesti hankalalta kuulostava määritelmä tarkoittaa vain sitä, että tiettyä lentopintaa lennetään lentämällä vastaavaa korkeusmittarin näyttämää korkeutta siten, että korkeusmittariin on asetettu standardiasetus 1013,25 hehtopascalia riippumatta vallitsevasta todellisesta merenpintapaineesta. Lentopinnot ovat siis vakiopainepintoja, joiden absoluuttinen korkeus merenpinnasta vaihtelee säätilan mukaan.

Edellä kerrotun perusteella on kuitenkin selvää, ettei staattisen paineen mittaamiseen perustuva korkeusmittari sinänsä tiedä mitään etäisyydestä alla olevaan maanpintaan,

jonka korkeus lähtökohtaisesti poikkeaa oleellisesti keskimääräisestä merenpinnan korkeudesta. Mikäli paikallinen vallitseva merenpintapaine ei ole tiedossa ja asetettuna, myös korkeus merenpinnan tasasta on lähtökohtaisesti epätarkka. Lennettäessä esimerkiksi matkalentoa reilusti maaston yläpuolella, ei näillä tiedoilla olekaan juuri merkitystä, mutta erityisesti lennon loppuvaiheissa, lähestymisen ja laskeutumisen aikana, mahdollisesti korkeudeltaan vaihtelevassa maastossa ja huonossa näkyvyydessä, tieto etäisyydestä alla olevaan maanpintaan voi olla monella tapaa hyödyllinen. Siksi moniin ilma-aluksiin on asennettuna radiokorkeusmittari, joka on järjestelmänä siis täysin erillinen varsinaisesta korkeusmittarista. Radiokorkeusmittarit ovat käytännössä aina taajuusmoduloituja tutkia (FMCW-tutkia), kuten on tässäkin työssä tarkasteltava toteutus.

Radiokorkeusmittareiden käyttötarkoitukset ovat moninaiset. Tässä työssä tarkasteltavan toteutuksen suunnittelija on tarkoittanut laitteen nimenomaan laskeutumisen apuvälineeksi helpottamaan loivenuksen ajoituksen kannalta kriittistä korkeuden arviointia, vaikkakin ensisijaisesti tämä tapahtuu aina visuaalisesti ja lentäjän ohjaustuntuman pohjalta. Vesitasoilla, varsinkin tynelle vedenpinnalle laskeuduttaessa, tarkka korkeuden arviointi silmämääräisesti on usein kuitenkin mahdotonta, joten radiokorkeuteen perustuva avustusjärjestelmä on erityisen hyödyllinen. Virheellisen korkeuden arvioinnin veden pinnan suhteen on arvioitu olleen syynä kuolemaan johtaneissa onnettomuuksissa Suomessa viime aikoina muun muassa ultrakevyelle Orivedellä 8.5.2013 tapahtuneessa onnettomuudessa, jossa kyydissä ollut matkustaja menehtyi koneen pyöriädettyä ympäri kovan laskun seurauksena [4], ja Vehmersalmella 29.6.2013 matalan ohilennon epäonnistuksessa, minkä seurauksena Cessna 185D osui vedenpintaan ja kolme koneessa olleesta neljästä henkilöstä, mukaan lukien erittäin kokenut ohjaaja, menehtyi.

Liikenneluokan ilma-aluksissa useimmat operaattorit käyttävät radiokorkeusmittarin korkeustietoon perustuvia puhesyntetisaattorin kuulutuksia läpäistäessä alaspäin tiettyjä korkeuksia tähän samaan tarkoitukseen, eli auttamaan korkeuden hahmottamisessa lennon loppuvaiheissa. Ensisijainen korkeustiedon lähde on kuitenkin aina barometrinen korkeusmittari, ja radiokorkeusmittarin rooli on toimia apuvälineenä. Lennettäessä niin sanottuja mittarilähestymisiä, eli lähestymisiä, jotka perustuvat mittareiden ja suunnistuslaitteiden käyttöön "tuulilasiin perustuvan" visuaalisen lentämisen sijaan, on lähestymismenetelmissä määritelty minimikorkeus (MDA, Minimum Descend Altitude), tai ratkaisukorkeus (DA, Decision Altitude), jonka alle lähestymistä ei voida jatkaa mittareiden varassa ilman näköyhteyttä kiitotiehen. Radiokorkeusmittari on hyödyllinen apu-

väline hahmottamaan kyseisen korkeuden lähestymistä. Muista mittarilähestymisistä poiketen, niin sanotuissa kategorioiden II ja III ILS-lähestymisissä (Instrument Landing System – eräs mittarilähestymismenetelmä, vaikka nimitys hämäävästi vaikuttaisi viittaavan ylipäättään mittarilähestymisiin), joissa ratkaisukorkeudet ovat hyvin matalia, ratkaisukorkeuksien määrittämiseen lähestymisen loppuvaiheissa käytetään yksinomaan radiokorkeusmittaria. Aivan tarkkoja ollaksemme, tällöin ratkaisukorkeudesta käytetään englanninkielistä nimitystä *Decision Height*, DH. Radiokorkeusmittaria hyödynnetään näissä tapauksissa usein myös osana automaattiohjauksen automaattista laskeutumisjärjestelmää (autoland). Tätä käytettäessä radiokorkeustietoa käytetään muun muassa ajoittamaan automaattisen tehonsäädön tyhjäkäynnille siirtyminen (retard-moodi), sekä automaattiohjauksen tuulikorjauskulman poisto sekä loivennus (flare-moodi). [5.]

Kuriositeettina mainittakoon, että ainakin yksi onnettomuus on ollut yhdeltä pääsyyltään seurausta nimenomaan radiokorkeusmittarin vikaantumisesta. Turkish Airlinesin lento 1951 oli 25.2.2009 lähestymässä Amsterdamin Schipholin lentoasemaa automaattiohjauksen ja automaattisen tehonsäädön ollessa kytkettynä. Vikaantunut radiokorkeusmittari lähetti automaattiselle tehonsäädölle virheellisen korkeustiedon -8 jalkaa (laitteen sisäisen korkeustietoasteikon pienin määritelty arvo), ja sai automaattisen tehonsäädön retard-moodin aktivoitumaan. Tämä tapahtui vasta lennon tässä vaiheessa, koska retard-moodin aktivoituminen edellyttää lennon loppuvaiheissa käytettävän, automaattiohjauksen ILS-suuntasäteeseen ja liukupolkuun koplaavan approach-moodin päälle kytkemistä ohjaamomiehistön toimesta. Automaattiohjaus, joka sai radiokorkeustietonsa toiselta, toimintakuntoiselta radiokorkeusmittarijärjestelmästä, jatkoi ILS-järjestelmän liukupolun seuraamista, ja tehoasetus pysyi tyhjäkäynnillä huolimatta vähenevästä ilmanopeudesta. Miehistö ei tarkkaillut koneen lentotilaa ja reagoi koneen aktivoituneeseen sakkauvaroitussjärjestelmään puutteellisesti sekä lopulta liian myöhään. Boeing 737–800 törmäsi sakattuaan perärunko edellä maanpintaan noin 1,5 kilometriä kiitotien kynnykseltä, ja 9 henkilöä, ohjaamomiehistö mukaan lukien, menehtyi. [6.]

Radiokorkeusmittari on liikenneluokan ilma-aluksissa tärkeänä osana nykyään pakollista EGPWS:ää (Enhanced Ground Proximity Warning System). EGPWS:n eri toimintamoodit on tarkoitettu varoittamaan ohjaamomiehistöä, mikäli maahan törmäämisen riski on ilmeinen muun muassa radiokorkeuden, lentoasun (laskusiivekkeet, laskutelineet) ja maan pinnan lähestymisnopeuden perusteella. Nykyisissä parannelluissa "enhanced"-

järjestelmissä hyödynnetään myös ilma-aluksen navigointijärjestelmien tuottamaa kolmiulotteista paikkatietoa sekä maailmanlaajuisista maasto- ja estetietokantaa ehkäisemään esimerkiksi jyrkkiin rinteisiin törmäämistä, johon ainoastaan etäisyyttä alla olevaan maan pintaan mittaava radiokorkeusmittari ei sinänsä tarjoa välttämättä riittävää varoitusaikaa. Järjestelmä otettiin käyttöön vuonna 1996, ja sen käyttöönoton pakollistamisen tarvetta osoitti osaltaan American Airlinesin lennolle 965 Kolumbiassa joulukuussa 1995 sattunut onnettomuus, jossa reittilennolla ollut Boeing 757–200 törmäsi yöllä muun muassa navigointivirheiden, ja niistä, sekä vallinneesta kiireestä seuranneen hämmingin johdosta vuoren rinteeseen. Perinteinen, ainoastaan radiokorkeusmittariin perustunut GPWS-varoitussjärjestelmä ei antanut tarpeelliseksi katsottua varoitusaikaa, joskin siitä huolimatta vasta väistömanööverin virheellinen suoritus (miehistö unohti sulkea vajoamisen jouduttamiseksi auki olleet lentojarrut) sinetöi tapahtuman. Ylipäätään ilma-aluksen korkeuden tiedostaminen suhteessa maastoon ja lennon vaiheen mukaisiin minimikorkeuksiin on edelleen virhealtis ja tarkkaavaisuutta vaativa prosessi, ja kriittinen osa lennon turvallista suoritusta.



Kuva 2. Radiokorkeusmittarin näyttämä -4 jalkaa, ja vastaavasti barometrisen korkeusmittarin näyttämä noin 185 jalkaa paineasetuksella 1005 hPa Boeing 737–800 -lentokoneen PFD:llä Helsinki-Vantaan lentoasemalla (nimelliskorkeus 179 jalkaa merenpinnasta). Ilmoitus "RADIO 100" viittaa järjestelmässä asetettuna olevaan ilmoitus-/hälytyskorkeuteen.

2.3 Järjestelmän toiminta ja toteutus.

Tarkastellaan seuraavaksi hieman radiokorkeusmittaria järjestelmätasolla. Järjestelmä koostuu pääasiassa lähetin-/vastaanotinyksiköstä, antenneista, näyttölaitteesta sekä tietysti näiden välisestä kaapeloinnista. Nykyään näyttölaite on usein vain numeerinen näyttämä jollakin ohjaamon useaa eri tietoa näyttävistä näyttölaitteista, tyypillisesti niin sanotulla PFD:llä (Primary Flight Display) kuten kuvassa 2. Radiokorkeusmittarit eivät sinänsä välttämättä vaadi erityistä käyttölaitetta, joskin usein järjestelmään on lisätty mahdollisuus asettaa hälytys jollekin tietylle radiokorkeudelle.

Lähetin-/vastaanotinyksiköt sijaitsevat tyypillisesti muiden avioniikkalaitteiden tapaan ilma-aluksen elektroniikkatiloissa, suuremmissa lentokoneissa tavallisesti niin sanottuihin räkkeihin asennettuna. On tarkoituksenmukaista sijoittaa lähetin-/vastaanotinyksiköt niin lähelle antenneja kuin käytännöllistä, jotta radiotaajuisten signaalien johdotusten pituus saadaan minimoitua. Antennit sijaitsevat suuremmissa lentokoneissa tyypillisesti rungon pohjassa sen keskiakselilla. Järjestelmä käyttää käytännössä aina erillistä lähetin- ja vastaanotinantennia lähettimen jatkuvan päällä olon vuoksi. Useimpien lentokoneiden alumiiniseoksista valmistetut runkorakenteet edellyttävät pintalevyn ulkopuolisen antennin käyttöä läpivienteineen. Monet yleisilmailukoneet on valmistettu radiotaajuuksilla varsin "läpinäkyvästä" lasikuituvahvisteisesta polymeeristä, jolloin voidaan käyttää myös rungon sisäistä antennia. Pienemmissä yleisilmailukoneissa antennien sijoituksen ratkaisevat yleensä käytännön tekijät, kuten tilan käyttö ja mahdollisuudet kenties tarvittaville läpivienneille.



Kuva 3. Radiokorkeusmittarin antennit Boeing 737-800 -lentokoneessa. Etummaisena on radiokorkeusmittausjärjestelmä 2:n lähetinantenni, ja sen takana saman järjestelmän vastaanotinantenni. Taaemmat antennit ovat järjestelmä 1:n vastaavat, mutta lähetin- ja vastaanotinantennien järjestys on kamerasta katsoen käänteinen. Antennit ovat fyysisesti identtisiä, ja keskenään vaihtokelpoisia.

Antennit ovat sijoituksestaan johtuen myös rungon sisäpuolisilta osiltaan tavallisesti suhteellisen alttiita ympäristötekijöille, kuten lämpötilan vaihteluille, kosteudelle sekä sen jäätymiselle. Tämän vuoksi herkempi elektroniikka on tapana sijoittaa, kuten aiemmin mainittiin, lämpötilaltaan suhteellisen hallittuihin avioniikkatiloihin, eikä välittö-

mästi antennin yhteyteen. Johdotus lähetin-/vastaanotinyksiköiltä antennille on toteutettu lähes yksinomaan koaksiaalikaapeleilla. Kaapeloinnin asennukseen ja kuntoon on syytä kiinnittää erityistä huomiota, ylipäättään lentokoneiden radiolaitteiden yleisimpiä vikatilanteiden aiheuttajia ovat liittimien korroosio-ongelmat, ja antenni- sekä johdotusvauriot. Antennien suuntaavuus on kompromissi: toisaalta intressinä on järjestelmän ylikuulumisen minimointi, mutta toisaalta radiokorkeusmittarin toiminta myös kohtalaisilla kallistuskulmilla. Ylikuulumisella tarkoitetaan tässä tapauksessa lähetinantennin signaalin vaikuttamista vastaanotinantenniin siten, että se voimakkuutensa johdosta häiritsee maastosta heijastuneen signaalin tulkintaa. Kahden erillisen järjestelmän keskinäistä ylikuulumista on kuvan 3 toteutuksessa vähennetty antennien sijoitusjärjestyksellä. Eräissä toteutuksissa luonnollista ylikuulumista käytetään myös hyväksi siten, että sen avulla saadaan suoraan vertailutaajuus vastaanottimeen.

Toimintaperiaatteeltaan radiokorkeusmittarit ovat tavallisesti jatkuvaa signaalia lähettäviä taajuusmoduloituja tutkia, joissa kantoaaltoa moduloidaan sahalaita- tai kolmioaalolla. Käytettävän radiotekniikan toimintataajuutena on useimmiten 4,2 ja 4,4 gigahertsin välinen taajuuskaista. Käytännössä signaalin keskitaajuus on useimmiten loogisesti 4,3 gigahertsin tuntumassa, deviaation ollessa suuruusluokka 40 megahertsiä, ja kais-tanleveyden 150 megahertsin luokkaa. [7.]

Lähetystehot ovat tyypillisesti muutamia satoja milliwatteja, mutta myös pienempitehoisia lähettämiä käytetään. Tässä työssä lähemmin tarkasteltu esimerkkitoteutus on lähetysteholtaan noin 40 milliwattia. Tavallisesti liikenneluokan lentokoneen radiokorkeusmittarin näyttöalue on suuruusluokkaa -20–2500 jalkaa (noin -6–760 metriä). Nollanäyttämä kalibroidaan tyypillisesti siten, että radiokorkeuslukema on nolla ilma-aluksen pyörien koskettaessa maanpintaa normaalissa laskeutumisasennossa. Mahdollisessa negatiivisessa näyttämässä ei sinänsä ole mitään erityistä, 'negatiivisen etäisyyden' kaltaista teknistä omituisuutta. Signaalien taajuusero poikkeaa useimmiten nolasta myös nollanäyttämän tapauksessa johtuen muun muassa kaapeloinnin pituudesta. Lisäksi, riippuen muun muassa antennien sijoituksesta, radiokorkeusmittareiden kalibroinnissa oletetusta runkokulmasta sekä ilma-aluksen kokonaispainosta, maassa paikallaan olevan ilma-aluksen radiokorkeusmittarin näyttämä poikkeaa tyypillisesti hie-man nolasta, kuten on nähtävissä kuvassa 2. Lukeman riippuvuus ilma-aluksen kokonaispainosta johtuu laskutelineiden joustimien kokoon painumisesta. [5.]

Itse lähetin-/vastaanotinyksikön tarkka toteutus on tyypillisesti hieman erilainen riippuen muun muassa siinä, että käytetäänkö sahalaita- vai kolmioaaltoa. Esimerkkinä sahalaita-aaltoa käyttävästä toteutuksesta, ja samalla esimerkkinä konkreettisesta järjestelmätason toteutuksesta liikenneluokan lentokoneessa, esitellään tässä lyhyesti eräs toteutus, jota käytetään muun muassa tietyissä Boeing 737NG -sarjojen koneyksilöissä.

Toteutuksessa lähetettävän signaalin taajuus pyyhkäisee lineaarisesti 4260 megahertsiä 4342 megahertsiin keskimäärin 123 kertaa sekunnissa. Taajuusmoduloidun signaalin deviaatio on 40 megahertsiä. Lähetettävästä signaalista ohjataan näyte taajuussekoittimeen. Taajuussekoittimeen ohjataan myös vastaanotettu ja vahvistettu, maanpinnasta heijastunut signaali. Taajuussekoittimen lähtösignaali sisältää näiden kahden signaalin taajuuksien erotuksen. Laitteen tavoitteena on säätää sahalaita-aallon "jyrkkyyttä", eli toisin sanoen moduloivan signaalin hetkellistä jaksonpituutta siten, että tuota erottaajuus pysyy 25 kilohertsissä. Laite määrittää radiokorkeuden laskemalla sahalaita-aallon syklejä, kun edellä mainittu ehto on voimassa. [5.]

Laite toimii kahdessa moodissa: etsintämoodissa (Search Mode), kun erottaajuus poikkeaa tavoitearvosta, ja seurantamoodissa (Track Mode), kun erottaajuus on, pienin heitto, tuon 25 kilohertsiä. Etsintämoodissa ollessaan laite muuttaa syklisti sahalaita-aaltogeneraattorin taajuutta, eli kantataajuuden signaalin jakson pituutta. Yhden etsintäsyklin aikana sahalaita-aallon jaksonaika pitenee lineaarisesti - toisin sanoen, sahalaita-aallon jyrkkyys loivenee etsintäsyklin aikana. Tämä aiheuttaa sen, että lähetetystä ja vastaanotetusta radiotaajuisesta signaalista taajuussekoittimessa muodostettu erottaajuus muuttuu jatkuvasti. Laite tarkkailee, koska erottaajuus on 25 kilohertsiä, ja vaihtaa tällöin seurantamoodiin. Etsintäsykli kestää noin 0,3 sekuntia ja alkaa sen jälkeen alusta, mikäli laite ei lukkiudu seurantamoodille. [5.]

Seurantamoodissa ollessaan laite vertaa erottaajuutta jatkuvasti 25 kilohertsin vertailutaajuuteen ja korjaa pienet poikkeamat siitä säätämällä sahalaita-aallon jakson pituutta. Laitteen ollessa seurantamoodissa tuo jakson pituus on siis suoraan verrannollinen radiokorkeuteen. Näin muodostettava radiokorkeustieto lähetetään kahta ARINC 429 -dataväylää käyttäen muun muassa seuraaville lentokoneen järjestelmille:

- FCC A tai FCC B (Flight Control Computer, automaattiohjausta, sekä tiettyjä muita lentokoneen hallintaan liittyviä toimintoja hoitavat tietokoneet)
- Autothrottle Computer (automaattista tehonsäätöä hallitseva tietokone)

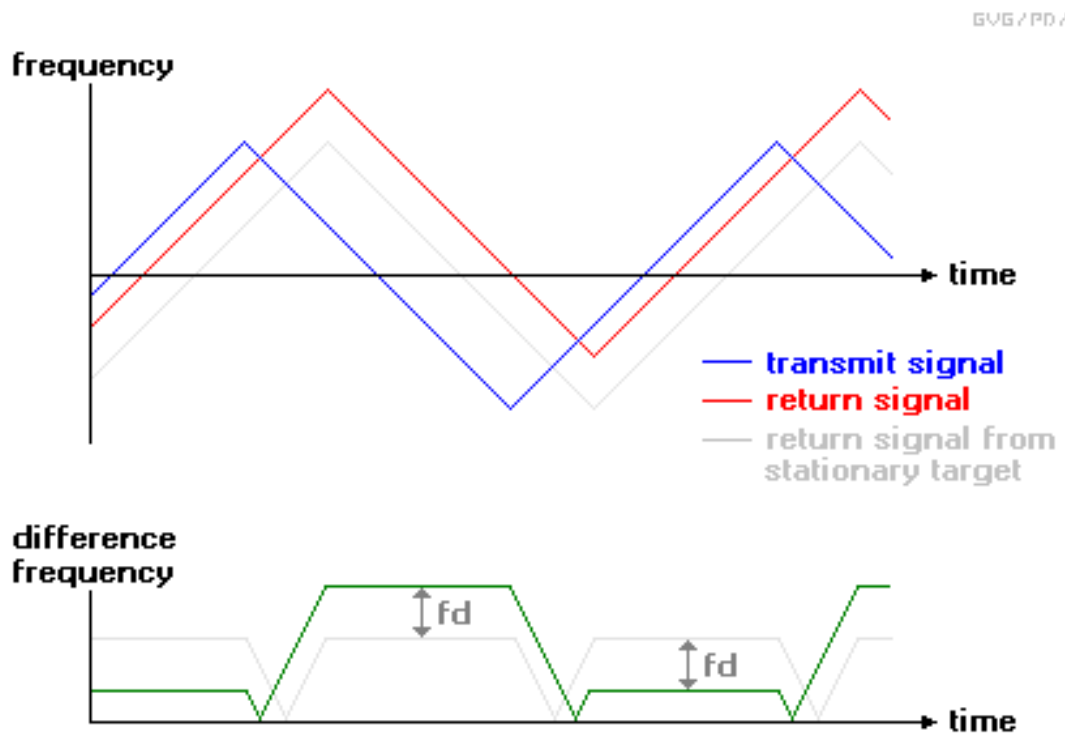
- DEU 1 ja DEU 2 (Display Electronics Unit, ohjaamon kuutta päänäyttölaitetta ohjaavat yksiköt)
- EGPWS (Enhanced Ground Proximity Warning System, maastoon törmäämisen riskistä varoittava järjestelmä)
- TCAS Computer (Traffic and Collision Avoidance System, ilma-alusten välisiä törmäyksiä ehkäisevä järjestelmä – radiokorkeustiedon tarkoituksena on estää järjestelmää komentamasta väistökäskyä alaspäin, mikäli tästä seuraisi maastoon törmäämisen riski).

Boeing 737NG -sarjan lentokoneissa on kaksi erillistä radiokorkeusmittaria, ja ne lähettävät korkeustietoa osin eri järjestelmille. [5.]

Tämän työn toteutusta tarkemmin vastaava ratkaisu perustuu toiseen vaihtoehtoon, eli kolmioaallon käyttöön moduloivana signaalina sahalaita-aallon sijaan. Vastaavanlainen toteutus on hieman yleisempi kuin edellä kuvattu sahalaita-aallon käyttöön perustuva variaatio, ja käydään läpi seuraavassa. Samalla esitellään Matjaž Vidmarin (S53MV) suunnittelema, yleisilmailu- ja harrasterakenteisiin lentokoneisiin tarkoitettu radiokorkeuden mittausjärjestelmä, johon tässä työssä erityisesti perehdyttiin.

Myös kolmioaaltoa moduloivana signaalina käytävä radiokorkeusmittari perustuu pohjimmiltaan lähetettävän ja vastaanotettavan signaalin taajuussekoittimessa muodostetun erotajuuteen, jonka suuruus siis on suoraan verrannollinen signaalin kulku aikaan, ja siten etäisyyteen alla olevasta pinnasta. [7.] Kolmioaaltototeutuksella on oleellinen etu siinä suhteessa, että doppler-siirtymän vaikutus korkeustietoon voidaan ottaa luonnollisella tavalla huomioon. Tätä havainnollistavat hyvin kuvat 1 ja 4. Kuvassa 4 on esitetty lisäksi, kuinka doppler-siirtynyt paluusignaali aiheuttaa myös erotajuuteen siirtymän. Doppler-siirtymä on samansuuntainen sekä nousevalle että laskevalle kanta-aallon hetkelliselle taajuudelle. Se siis joko kasvattaa tai pienentää vastaanotetun signaalin taajuutta suhteessa staattiseen tilanteeseen. Tästä johtuen erotajuus on vuoroin suurempi ja vuoroin pienempi, kuin mitä se olisi staattisessa tapauksessa. Doppler-siirtymän vaikutus siis voidaan suodattaa pois esimerkiksi seuraamalla signaalin taajuuseron suuruutta kolmioaallon jaksonpituuteen nähden pitkän aikavälin yli, siis käytännössä määrittämällä taajuuseron keskiarvoa tietyllä aikavälillä. Doppler-siirtymä voitaisiin myös päätellä erillisellä järjestelmällä, joka mittaa erotajuuden nollassa käyntien toistuvuuden vaihtelua (kuva 4), ja ottaa näin saatu arvio doppler-siirtymän suuruudesta huomioon radiokorkeustietoa laskettaessa.

Mikäli doppler-siirtymä haluttaisiin mitata esimerkiksi nopeuden määrittystä varten viis-
toon kulmaan asennetulla antennilla, myös se onnistuisi signaalinkäsittelyn keinoin joko
erotaajuuden vaihtelusta, tai sitten erotaajuuden amplitudin nollassa käyntien välisen
eron vaihtelua tutkimalla. Itse asiassa doppler-periaatetta hyödyntäviä navigointitutkia
onkin hyödynnetty muun muassa maanopeustiedon hankkimisessa ennen inertia- ja
satelliittinavigointijärjestelmien kehittymistä.



Kuva 4. Doppler-siirtymän vaikutus kolmioaalto toteutuksen erotaajuuteen. Harmaa viiva vas-
taa kuvan 1 tilannetta. (kuva: Greg Goebel / public domain). [2.]

Vidmarin toteutus on korkeuden määrittymisen perusajatuksen osalta varsin tyypillinen. Lähetettävän ja vastaanotettavan signaalin erotaajuus on suuruusluokaltaan oleellisesti pienempi kuin käytettävät radiotaajuudet. Suuruusluokka on yleensä alle 1 megahertsin. Tämä on sen verran alhainen taajuus, että lyhyellä aikavälillä sinimuotoisen erotaajuussignaalin nollanohitukset voidaan muuttaa pulsseiksi, jotka puolestaan voidaan rekisteröidä mikropiirissä, ja laskea. Mikropiirillä toteutettu laskuri muuttaa laskentatulojensa radiokorkeustiedoksi. [7.]

Kuvatunlaisen radiokorkeusmittarin lähettämän signaalin kaistanleveyttä voidaan kasvattaa moduloivan kolmioaallon taajuutta kasvattamalla. Käytännössä samalla kasvaa myös mittaustarkkuus, mutta toisaalta myös vastaanottimen kohinakaistanleveys. Mit-

taustarkkuuden paraneminen kolmioaallon taajuuden funktiona on suoraan pääteltävissä esimerkiksi kuvasta 3. On ilmeistä, että mikäli kolmioaallon jaksonpituutta kasvatettaisiin, eli toisin sanoen signaalia loivennettaisiin, ehtisi signaalin taajuus muuttua vähemmän sen edestakaisena kulkuaikana. Pienempi taajuusero korostaa mittausepä-tarkkuuden ja kohinan vaikutusta etäisyystietoon.

Vidmar on toteutuksessaan hakenut vaihtoehtoisia keinoja kaistanleveyden kasvattamiselle radiokorkeusmittarin tarkkuuden parantamiseksi. Hänen toteutuksessaan on ensinnäkin hyödynnetty kahden kolmioaallon summaa toisen aallon ollessa varsinainen pyyhkäisy, jonka taajuus on 150 hertsiä, ja toisen niin kutsuttu ”dither-signaali”, jonka taajuus on 15 hertsiä. Dither-signaalin amplitudi on 10 prosenttia varsinaisen signaalin amplitudista. Näiden summasignaalilla ajetaan suoraan 4,3 gigahertsin taajuudella toimivaa jänniteohjattua oskillaattoria. Kyseessä on siis niin sanottu suora taajuusmodulaatio. [8.]

Dither-signaalin käytöstä saatava hyöty liittyy Vidmarin mukaan ilmiöön, jossa radiokorkeuden muutos aiheuttaa vastaavasti muutoksen vastaanottimessa tuotettavaan pulssikuviin, joka taas aiheuttaa pulssilaskurin heilahtelun kahden arvon välillä. Dither-signaalin summaus varsinaiseen moduloivaan signaaliin aiheuttaa sen, että heilahtelut tasoittuvat useiden peräkkäisten mittausten myötä. Haittapuoleksi suunnittelija toteaa lievän kaistanleveyden hukkaamisen dither-signaalille. [8.]

Toinen, radiotekniikan näkökulmasta mielenkiintoisempi ratkaisu on toisen vastaanotinkanavan lisääminen. Myös tähän kanavaan syötetään erotaajuuden määrittämistä varten näyte lähetettävästä signaalista ja vastaanotettu signaali, mutta siten, että erotaajuus on vaihe-erossa toiseen kanavaan nähden. Vidmar viittaa materiaaleissaan tähän IQ-vastaanotona, jossa Q-, eli kvadratuurikomponentti, määritellään olevan 90 asteen vaihe-erossa. Vidmar on toteuttanut tämän siten, että toiseen kanavaan syötetään lähettimeltä saatu referenssisignaali 45 asteen vaihe-erolla antennilta vastaanotetun signaalin ollessa koskematon, ja toiseen kanavaan taas syötetään vastaavan suuruisella vaihe-erolla vastaanotettu signaali referenssisignaalin ollessa luonnollisessa vaiheessaan.

Toinen vastaanotinkanava on tuota itse kanavassa luotavaa vaihe-eroa lukuun ottamatta identtinen toisen kanavan kanssa, ja siten myös siinä muodostettava erotaajuus on periaatteessa vaihe-eroa lukuun ottamatta identtinen toisessa kanavassa tuotetta-

vaan erotaajuuteen nähden. Toisen kanavan lisäämisen tarkoitus onkin yksinomaan tuplata vastaanottimessa muodostettavien pulssien määrä. Vidmarin mukaan tämä kaksinkertaistaa laitteen tarkkuuden ja mahdollistaa dither-signaalin amplitudin puolittamisen. [8.]

Työssä tarkasteltu toteutus käyttää samaa PIC16F84A-mikropiiriä, jolle pulssilaskuri on toteutettu, ohjaamaan sekä nelinumeroista nestekidenäyttöä, jolla laskettu radiokorkeus esitetään numeerisesti, ja puhesyntetisaattoria, jolle on tallennettu tiettyjä radiokorkeuksia vastaavat äänitiedostot, pitkälti samaan tapaan kuin tyypillisissä liikennelentokonetoteutuksissa [8.]. Vidmarin suunnitelman RF-toteutusta tarkastellaan komponentitasolla luvussa 4.

Radiokorkeusmittareita valmistavat muun muassa Rockwell Collins, Bendix/King (nykyään osa Honeywelliä), ja uutena tulokkaana radiokorkeusmittareiden kentälle, joihin ei avioniikkalaitteisiin, myös Garmin.

3 Piirilevyt ja RF-tekniikka

Useimmat elektroniikan laitteet valmistetaan nykyään käyttäen hyväksi piirilevytekniikkaa, eli niin sanottua PCB-tekniikkaa (Printed Circuit Board). Piirilevyillä tarkoitetaan levyjä, jotka yhdistävät niille asetetut komponentit sähköisesti toisiinsa ilman erillisiä johtimia ja jotka samalla toimivat, joko kokonaan tai osittain, elektronisen laitteen "tuki-rankana".

Piirilevy koostuu yksinkertaisuudessaan eristekerroksesta, sekä sen pinnoille levitetystä johdemateriaalikerroksista. Näitä kerroksia voi olla päällekkäin periaatteessa mielihaltainen määrä. Käytetyt eristemateriaalit vaihtelevat laajalti. Johdemateriaali on useimmiten kuparia, mutta myös muita metalleja käytetään satunnaisesti. Komponenttien sähköinen kytkentä tapahtuu valmistamalla halutut johdinrakenteet, yleensä poistamalla piirilevyn johdemateriaalikerroksesta ylimääräinen johdemateriaali (joskin käytössä on myös additiivisia prosesseja, joissa johdinliuskat lisätään paljaan eristeen pinnalle). Lähes jokaista piirilevyjen suunnitteluun, valmistukseen, ja niin edelleen, liittyvää aspektia standardisoi IPC-järjestö. Lisäksi on myös lukematon joukko kansallisia ja yritystason standardeja. [9.]

Piirilevy vaatii tavallisesti enemmän suunnittelupanosta kuin yksinkertainen johtokytkentä, mutta on toisaalta edullisempi valmistaa, erityisesti suurina määrinä. Piirilevyn suunnittelu tapahtuu nykyään useimmiten tietokoneohjelmistoilla. Yleensä piirilevyn suunnittelun lähtökohdaksi oletetaan jo valmis käsitys piiriin kuuluvista komponenteista, ja ylipäätään piirin sähköisestä toteutuksesta ja toiminnasta. Itse piirilevyn suunnitteluohjelmistoja ei ole yleensä tarkoitettu esimerkiksi toiminnallisen kytkennän suunnitteluun tai sen simulointiin. Näihin tarkoituksiin on tarvittaessa saatavilla omat ohjelmistonsa, joskin muutamien nykyisten suunnitteluohjelmistojen modulaarinen toteutus mahdollistaa eri tarkoituksiin luotujen ohjelmistomodulien jouhevahkon yhteiskäytön.

Ensimmäisenä vaiheena piirin komponentit ja niiden väliset loogiset kytkennät luodaan piirikaavioeditorilla. Voidaan usein ajatella, että varsinaisen sähkölaitteen toiminnallinen suunnittelu, ja lopullisen fyysisen piirilevyn suunnittelu ovat kaksi erillistä prosessia. Mikäli piirin toiminnallinen suunnittelu on tehty jollakin siihen tarkoitettulla ohjelmistolla, saattaa piirilevyn suunnitteluohjelmiston piirikaavioeditori mahdollistaa kyseisen tiedostomuodon tuonnin. Tämä saattaa tietysti vähentää samojen työvaiheiden toistoa, mutta toisaalta vaatii hieman tarkkuutta mahdollisten yhteensopivuusongelmien johdosta.

Riippumatta käytetyistä ohjelmistoista tämän ensimmäisen vaiheen tarkoituksena on määrittää piirilevyn sähköiset kytkennät komponenttien välillä. Usein tässä vaiheessa komponentit määritetään myös fyysisellä tasolla, eli käytännössä piirikaavion symboleihin yhdistetään komponentin todellinen kotelointi ja johdinpinnijärjestys, eli niin sanottu footprint.

Seuraavaksi aloitetaan varsinaisen piirilevyn suunnittelu. Tässä vaiheessa määritetään lopullisen fyysisen levyn mitat, sijoitetaan komponentit ja läpiviennit levyille, ja reititetään fyysisesti aiemmin loogisella tasolla luodut, komponenttien väliset kytkennät. Käytännössä tärkein päätös piirilevytoteutuksen järkevyyden kannalta on komponenttien sijoittelu. Hyvällä sijoittelulla mahdollistetaan mahdollisimman lyhyet ja yksinkertaiset reititykset komponenttien välillä. [9.]

Varsinainen reititys voidaan tehdä joko käsin tai automaattisesti. Usein käsin tekemällä saadaan parempi, tai ainakin esteettisempi, lopputulos, mutta toisaalta hyvin monimutkaisten piirien kytkentöjen reititysten löytäminen käsin on aikaa vievää, ja mahdollistaa myös vaihtelevan mielenkiintoisia seurauksia aiheuttavat huolimattomuusvirheet. Yksi-puolisen levyn suunnittelussa on jo komponenttien sijoitusvaiheessa tärkeää pitää mielessä se, että liuskareititykset eivät tietenkään voi ylittää toisiaan ilman oikosulkua. Tämä tekee kaksipuolisen piirilevyn suunnittelusta monissa tapauksissa jossain määrin helpompaa. [9.]

Suunnitteluprosessin tuotoksena syntyy siis lopullista fyysistä piirilevyä vastaava graafinen suunnitelma. Suunnitelma on tässä vaiheessa vielä ohjelmistokohtaisissa tiedostomuodoissa. Valmistusta varten tiedostot viedään standardoituun formaattiin. Ylivoi- maisesti yleisin on niin sanottu Gerber-formaatti. Gerber-formaatti on nykyään belgialaisen Ucamcon hallinnoima, ja sen spesifikaatiot ovat vapaasti ladattavissa omistajansa Internet-sivuilta. Formaattista on olemassa kaksi eri versiota: RS-274X, eli nykyään käytössä oleva laajennettu muoto, ja RS-274-D, jonka käyttöä suositellaan nykyään vältettäväksi ilman erityisiä perusteita. Käytännössä Gerber-formaatissa on kyse vektorikuvatiedostosta, siis kuvatiedostosta, joka on määritelty resoluutiosta riippumattomina, graafisina objekteina. Objektit kuvaavat tiedostossa erikseen määritellyn koordinaatiston mukaisesti edellä suunnitellun piirilevyn. Gerber-tiedosto on sinällään täysin itsenäinen, ja sisältää tavallisesti kaikki piirilevyn kuvaamiseen tarvittavat tiedot ja määritte- lyt. [9.]

Valmistuksessa käytettävää laitteistoa ohjaava ohjelmisto kääntää Gerber-tiedoston valmistusprosessin ymmärtämiin muotoihin, ja ohjaa sen perusteella valmistusta. Valmistukseen käytettäviä tekniikoita on muutamia erilaisia. Tavanomaisimmat perustuvat ylimääräisen kuparin poistamiseen levyaihion pinnalta joko syövyttämällä (etsaus) tai jyrsimällä.

Syövyttäminen toteutetaan tavallisesti siten, että kuparin pinnalle tulostetaan piirilevyn kuva syövyttämistä kestäväällä aineella. Tämän jälkeen levy upotetaan märkäetsauksessa happokylpyyn. Tämän menetelmän käyttö on nykyään vähenemään päin, ja esimerkiksi mikroprosessorien valmistuksessa käytetään lähes yksinomaan plasmaet-sausta, joka on vaihtoehtoinen, ja usein parempi tapa saavuttaa sama lopputulos. Märkäetsaus on kuitenkin edelleen käyttökelpoinen menetelmä, jota voidaan tietysin rajoituksin käyttää piirilevyjen valmistukseen myös suuren mittakaavan teollisuuden ulkopuolella.

Erityisesti yksittäiskappaleiden valmistuksessa käytetään usein etsauksen sijaan jyrsimistä. Tässä menetelmässä jyrsimä ohjaava ohjelmisto ajaa laitetta suoraan annetun datan perusteella. Gerber-formaatissa oleva kuvaustiedosto kääntyy ohjelmiston toimesta jyrsimen terää ohjaaviksi komentosarjoiksi. Jyrsimisen etuna voidaan pitää sitä, että sitä käytettäessä vältetään syövyttävien kemikaalien käsittelyyn liittyvät epämiellyttävydet. Lisäksi on käytännöllistä porata levyn läpiviennit osana samaa prosessia. Menetelmän käytön lähinnä yksittäiskappaleisiin, tai parhaimmillaankin pieniin sarjoihin, rajoittaa kuitenkin menetelmän hitaus. Riippuen piirilevyn koosta yhden kappaleen jyrsiminen saattaa viedä useita tunteja. Yhtenä hyvänä suunnitteluperiaatteena voidaan piirilevyssä pitää sitä, että levyille ei tulisi jättää ”kuollutta kuparia”, siis kuparia, joka ei ole osa piirin toimintaa. Suurien kuparialueiden poistaminen on jyrsimellä erityisen hidasta. Lisäksi jyrsimisen jyrsimäsyvyyden määrittely ja tarkka säätö on tehtävä kullekin levypaksuudelle yleensä erikseen.

Tässä työssä käsitellyt piirilevyt ovat sinänsä tavanomaisia yksipuolisia toteutuksia: eristelevyn taustapuolella oleva johdemateriaalilevy toimii sellaisenaan piirin maataso-na, ja komponentit sijoittuvat levyn vastakkaiselle puolelle. Komponentit toisiinsa yhdistävät johdinliuskat on valmistettu piirilevyn komponenttipuolelle, ja komponenttien maadoitus on toteutettu yhdistämällä komponentti maatasoon läpiviennillä. Piirilevyjen suunnittelua yleisellä tasolla käsittelee ja ohjeistaa varsin kattavasti IPC 2221 -standardi. [9.]

Yksi asia, joka on hyvä ottaa esille tässä vaiheessa, on piirilevyjen mitoituksessa tyypillisesti käytettävät tuumayksiköt. Usein piirilevyjen yhteydessä nähtävä yksikkö ”mil” ei suinkaan viittaa millimetriin, vaan tuuman tuhannesosaan. Englannin kielessä käytetäänkin joskus sekaannusten välttämiseksi kyseiselle yksikölle nimitystä ”thou”. Lisäharmia aiheuttaa se, että vaikka piirilevyt usein mitoitetaan tuumayksiköissä, on läpivientien poraamiseen käytettävät terät tavallisesti millimetrimitoitettuja. [9.]

Toinen asia, joka itse asiassa nousi tähän työhön liittyvässä projektissa varsin ratkaisevaksi ongelmaksi, on useimpien piirilevysuunnitteluohjelmien oletusarvoinen nojautuminen ruudukkoasetteluun (”grideihin”). Tämä on hyödyksi laadittaessa useimpia piiritoteutuksia, mutta suunniteltaessa tarkoista mitoituksista ja asetteluista riippuvaisia RF-toteutuksia, joudutaan ruudukon valinnassa usein olemaan tietoisia piirin lopullisista mikroliuskan leveyksistä ja pituuksista. Ylipäätään, lähtökohtaisesti tavanomaisten piirien suunnitteluun tarkoitettujen ohjelmistojen käytön RF-piireille tyypillisten elementtien suunnitteluun todettiin olevan varsin haastavaa, ja edellyttävän erittäin hyvää tuntumaa kyseiseen ohjelmistoon.

3.1 Sähkövirta ja tunkeutumissyvyys

Käytännössä matalataajuisissa toteutuksissa johdinliuskosten mitoituksen määrittävät ainoastaan komponenttien asettelu, maksimijännitteet ja johtimissa kulkevat maksimivirrat. Koska johdemateriaalilevy, tai ehkä pikemminkin kalvo, eristemateriaalin pinnalla on useimmiten hyvin ohut, soveltuvat järkevän levyiset johdinliuskat kohtalaisen huonosti hyvin suurien virtojen kuljettamiseen johtimen lämpenemisen vuoksi. Tasavirran, ja likipitään ylipäätään matalataajuisen sähkövirran, johdinta lämmittävä vaikutus riippuu käytännössä ainoastaan johtimen resistanssista ja poikkipinta-alasta. Johdinliuskan paksuuteen voidaan vaikuttaa käytännössä vain piirilevyn valinnalla (eli levyn johdemateriaalikerroksen paksuudella), joten johdinliuskan leveys sanelee sen, kuinka paljon tietty johtimessa kulkeva sähkövirta aiheuttaa lämpötehoa. Eristelevyn pinnalla olevan johdinliuskan mitoituksen lähtökohtaisen maksimivirran laskemiseksi avoimen lähdekoodin KiCad-ohjelmisto hyödyntää seuraavaa kaavan (kaavan lähteeksi ohjelmiston käyttöliittymässä ilmoitetaan IPC 2221).

$$J = 0,048 \cdot dT^{0,44} \cdot (W \cdot H)^{0,725} \quad (3.1)$$

Kaavassa siis J on johtimen maksimivirta, dT on lämpötilan nousu suhteessa ympäristön vallitsevaan lämpötilaan, ja W sekä H ovat vastaavasti mikroliuskan leveys ja paksuus. Kaavan vakiokertoimet edellyttävät, että $W:n$ ja $H:n$ yksikköinä on tuuman tuhannesosa.

Todellinen astemääräinen lämpeneminen riippuu totta kai myös lämmön johtumisesta piirilevyssä, ja muista jäädyttävistä tekijöistä, kuten ilmankierto, mahdolliset jäähdytysrivat, piirilevymateriaalin lämmönjohtavuus ja niin edelleen. Käytännössä mikroliuskan suurimman hyväksyttävän lämpötilannousun määrittää piirilevyn eristemateriaalin lämpötilaherkkyys. Pieniä virtoja käyttävien laitteiden tapauksessa yksittäisten komponenttien lämpeneminen on käytännössä usein kriittisempää kuin liuskan mitoitus. Lentokonekäyttöä erityisesti koskevana huomiona voidaan nostaa esiin se, että ilman kyky jäädyttää kuljettamalla lämpöä pois, esimerkiksi konvektion tai jäähdytinpuhaltimen vaikutuksesta syntyneen virtauksen myötä, pienenee oleellisesti ilman tiheyden laskiessa. Tämä saattaa nousta tekijäksi painekorkeuden kasvaessa.

Hyvin suuritaajuisia vaihtovirtoja sisältävien RF-toteutusten tapauksessa tulee lisäksi huomioida virran rajallisesta tunkeutumissyvyydestä seuraava virran ahtautuminen. Kyseessä on ilmiö, jossa johtimessa vaikuttavan vaihtovirta jakautuu johtimen poikkeileikkauksen suhteen siten, että virran tiheys on suurimmillaan johtimen pinnalla, ja pienenee eksponentiaalisesti syvemmälle siirryttäessä. Lyhyesti ilmiön syynä on se, että sähkövirran muutos saa aikaan johtimen ympärille, ja sen sisään, vastaavasti muuttuvan magneettikentän. Koska Lenzin lain [10, s. 412–413.] mukaan magneettikentän muutoksen indusoima virta on suunnaltaan aiheuttajaa vastaan, pyrkii johtimen sisäisen magneettikentän muutos indusoimaan sähkövirran, jonka suunta on johtimessa vallitsevan hetkellisen virran vastainen. Tämä pyrkii kumoamaan alkuperäistä sähkövirtaa johtimen keskellä.

Tunkeutumissyvyys δ on määritelty syvyytenä johtimen pinnasta, jolla virran virrantiheys on pienentynyt $1/e$:een osaan, eli noin 0,37-kertaiseksi johtimen pinnalta mitattavissa olevaan huippuarvoon nähden. Hyville johteille voidaan seuraavalla kaavalla laskea tavallisesti riittävän tarkka tunkeutumissyvyys [11, s. 94–95].

$$\delta = \frac{2\rho}{\omega\mu} = \frac{2\rho}{2\pi f\mu_0\mu_r} \quad (3.2)$$

Kaavassa p on johtimen resistiivisyys (resistanssi pituusyksikköä kohden), ω vaihtovirran kulmataajuus, ja μ johteen magneettinen permeabiliteetti. Johteen magneettinen permeabiliteetti on ei-magneettisilla aineilla tyypillisesti hyvin lähellä tyhjiön permeabiliteettia, luonnonvakio μ_0 :aa. Esimerkiksi ferriiteillä tämä ei tietenkään päde. On lisäksi myös yleisempi lauseke huonoille johteille, tai erittäin suurille taajuuksille (hyvissä johteissa suuruusluokkaa 10^{18} hertsiä), mutta sen tarkastelu sivuutetaan. Työssä tarkastellun piirilevyn maksimivirrat ovat sängen alhaisia kupariliuskojen pieneen resistanssiin, ja käytettävien levy materiaalien hyvään lämmönsietoon nähden.

3.2 Ominaisimpedanssi

Suuremmilla taajuuksilla johdeliuskan mitoitukseen vaikuttavat oleellisesti myös signaalin rajallisesta etenemisnopeudesta, toisin sanoen, sen aaltomuodosta paitsi ajan, myös paikan funktiona, johtuvat ilmiöt. Kun johdinta myöten etenevän signaalin suurimpien merkittävien taajuuskomponenttien aallonpituudet alkavat olla samaa suuruusluokkaa johtimen pituuden kanssa, tulee johdinta käsitellä niin sanottuna siirtojohtona. Mitä "samaa suuruusluokkaa" tarkoittaa, riippuu piirin toteutuksesta ja käyttötarkoituksesta, mutta käytännössä mikäli johtimen pituus alkaa olla noin kymmenesosa lyhyimpiin merkittäviin aallonpituuksiin verrattuna, alkaa tässä käsiteltävillä asioilla viimeistään olla käytännön merkitystä. Radiokorkeusmittareiden RF-osien toimintataajuuDET ovat 4,3 gigahertsin tuntumassa, jolloin aallonpituus piirilevyn mikroliuskalla on suuruusluokkaa 5 senttimetriä. On siis selvää, että siirtojohtoteoria tulee huomioida tarkastelussa ja suunnittelussa.

Tässä työssä puhutaan tarkoituksella sekä johdinliuskasta että mikroliuskasta. Mikroliuskalla tarkoitetaan johdinliuskaa erityisesti impedanssimitotettuna siirtojohtona.

Matalataajuisen piirien analyysissä käytettävien piiriteorioiden oletuksiin lukeutuvat oleellisesti seuraavat. Ensinnäkin, virta ja jännite ovat komponentit yhdistävien johtimien koko pituudelta samat. Tämä on käytännössä sama kuin johtimien oletaminen äärettömän lyhyiksi, tai vaihtoehtoisesti signaalin eteneminen – siis esimerkiksi syötetyn askeljännitteen nousuaika koko johtimen pituudella – äärettömän nopeaksi. Toiseksi, komponentteja tarkasteltaessa nojataan niin sanottuun keskitettyjen komponenttien malliin. Tällöin käytännössä oletetaan, että komponentit, kuten vastukset, kelat ja kon-

densaattorit, ovat ideaalisia ja pistemäisiä ja että virta niiden molemmissa päissä on kullakin hetkellä sama.

Siirtojohtomallissa otetaan huomioon todellisten johtimien käyttäytymiseen vaikuttavat johtimen induktanssi ja johdinparin välinen kapasitanssi johdon pituusyksikköä kohden. Havainnollisesti johdinparin välillä oleva kapasitanssi kuvaa johtimien välille muodostuvaan sähkökenttään sitoutunutta energiaa. Johdinta tulee ”varata” tietyllä varauksella pituusyksikköä kohden, jotta sen jännite kohoaa päähän kytketyn jännitelähteen arvoon. Mikäli johtimen resistanssi oletetaan nolaksi, aiheutuisi teoriassa tämän jännitteen kytkemisestä kestoaltaan äärettömän lyhyt, suuruudeltaan ääretön virta, joka aiheuttaisi välittömästi johtimen kapasitanssin ”varautumisen” johtimen koko pituudelta, ja jännitteen välittömän nousun lopulliseen arvoonsa. Johtimen sarjainduktanssi kuitenkin kuvaa tuon virran muutoksen aiheuttamaan, muuttuvaan magneettikenttään varastoituvaa energiaa. Tuon magneettikentän muutos indusoi vastaavasti muutosta vastustavan jännitteen, joka rajoittaa johtimeen syntyvän virran äärelliseksi.

Johtimen ominaisimpedanssi kuvaa johtimeen syötetyn, siinä etenevän jänniteaallon suhdetta etenevään virta-aaltoon. Ominaisimpedanssin yksikkö on siis $V/A = \Omega$. Suhde riippuu häviöttömällä johtimella suoraan johtimen induktanssista, L' , ja johdinparin välistä kapasitanssista, C' , molemmat siis pituusyksikköä kohti, oheisen kaavan mukaisesti [11, s.308–309; 12, s. 20.3].

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (3.3)$$

Johtimen epäideaalisuus voidaan tarvittaessa huomioida lisäämällä kaavaan johtimen resistanssi R' , ja johdinparin välisen vuotovirran mahdollistava johdinparin välisen eristeen konduktanssi G' . Nämäkin ovat luonnollisesti pituusyksikköä kohti. Tällöin ideaalisessa tapauksessa yllä olevaan muotoon supistuva kaava on seuraava. [11, s.308–309, 337–338.]

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad (3.4)$$

Kaavojen johtaminen, ja aiheen analyttinen käsittely on esitelty varsin kattavasti monessa lähteessä, kuten esimerkiksi Kimmo Silvosen kirjassa Sähkötekniikka ja piiriteo-

ria. On syytä myös mainita, että kuten muun muassa yllä olevassa kaavaparissa on implikoitu, johtimen ominaisimpedanssi ei ole kyseisen johtimen epäideaalisuuksista johtuva suure, vaan seurausta nimenomaan johtimen nolaa suuremmasta pituudesta, ja siten johtimen nolasta poikkeavista kapasitanssista ja induktanssista. Näiden oletaminen nolaksi on piiriteorioihin usein liitettävä yksinkertaistus, joka ei enää käytännössä päde suurilla taajuuksilla, tai vastaavasti pitkillä johtimilla. Ominaisimpedanssilla ei ilmiönä ole myöskään mitään tekemistä johtimen sarjavastuksen kanssa, vaikka molempien yksikkö onkin ohmi.

Siirtojohtoon kapasitanssi pituusyksikköä kohden riippuu ”tavallisen kondensaattorin” tapaan johdinparin välisestä etäisyydestä ja välillä olevasta eristemateriaalista. Tyypillisesti juuri johtimen mitoitukselta riippuva kapasitanssi on vallitseva muuttuja ominaisimpedanssia mitoitettaessa. Johtimen geometria vaikuttaa asiaan oleellisesti, ja esimerkiksi parihoitojen, koaksiaalikaapeleiden ja aaltoputkien ominaisimpedanssin määrittämiseksi on johdettu omat laskumenetelmänsä. Seuraavassa keskitytään tämän työn kannalta mielenkiintoisimpaan tapaukseen, eli mikroliuskaan.

Mikroliuskajohtimen ominaisimpedanssin määrittämiseksi on johdettu useita likiarvokaavoja ja numeerisia laskentamenetelmiä, jotka perustuvat esimerkiksi kenttäsimulaatioon. Tunnetuimpia kaavoja edustavat muun muassa Wheelerin sekä Hammerstadin ja Jensenin yhtälöt. Usein on täysin riittävää käyttää johonkin näistä, tai muihin likiarvomenetelmiin perustuvia laskentaohjelmia, kuten Dan McMahillin Internetissä julkaisemaa Wcalc-työkalua, tai avoimen lähdekoodin KiCad-suunnitteluohjelmistoon sisältyvää Pcb Calculator –työkalua. Siksi yhtälöiden tarkempi analyysi sivuutetaan tässä tarpeettomana. Karkean arvion saamiseksi voi halutessaan käyttää esimerkiksi seuraavaa likiarvokaavaa, mikäli sopivaa laskuvälinettä ei ole käytettävissä. [12, s. 33.]

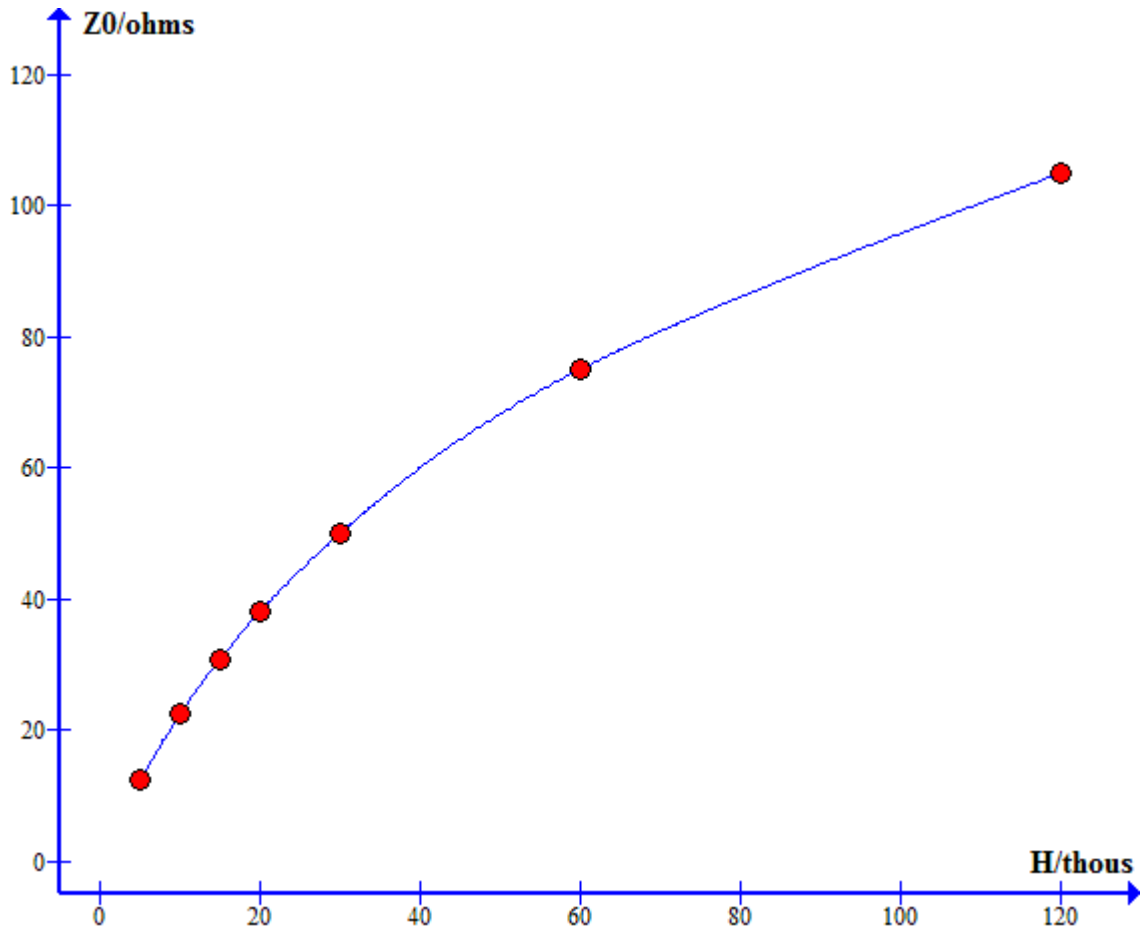
$$Z_0 = \frac{377}{\left(\frac{W}{H}+1\right)\sqrt{\epsilon_r+\sqrt{\epsilon_r}}} \quad (3.5)$$

Kaavassa W ja H ovat liuskan leveys ja korkeus keskenään samoissa yksiköissä. Asian ymmärtämiseksi paremmin perehdytään seuraavassa havainnollisella tasolla siihen, miten ja miksi eräät liuskan ja piirilevyn ominaisuudet käytännössä vaikuttavat mikroliuskan ominaisimpedanssiin. Likiarvokaavassa esiintyy myös suure ϵ_r , eli eristeen suhteellinen permittiivisyys. Tämä on kullekin levymateriaalille ominainen vakio. ϵ_r :n rooli käsitellään hieman tuonnempana. Lyhyesti, eristemateriaalin permittiivisyys (ϵ) kuvaa

eristemateriaalin "vastustusta" materiaaliin muodostettavalle sähkökentälle, ja on seurausta aineen rakenneosasten polarisoitumisesta sähkökentän vaikutuksesta.

Kuten siis siirtojohdoilla tyypillisesti, mikroliuskankin kapasitanssi pituusyksikköä kohden on normaaleissa toteutuksissa suurin muuttuja mikroliuskaa mitoitettaessa. Mikroliuskaa fyysisesti tarkasteltaessa havaitaan välittömästi, ettei se poikkea rakenteeltaan millään perusteellisella tavalla levykondensaattorista. Itse asiassa sopivasti mitoitettua liuskarakennetta voidaan käyttää piirissä kapasitanssina erillisen kondensaattorin sijaan.

Yksi oleellinen tekijä mikroliuskan ominaisimpedanssin kannalta on piirilevyn eristemateriaalin paksuus. Tämä on sama asia kuin esimerkiksi johdinparin etäisyys toisistaan. Kuten levykondensaattorin tapauksessakin, eristemateriaalin paksuuden kasvattaminen vähentää mikroliuskan kapasitanssia, ja kasvattaa näin ollen mikroliuskan ominaisimpedanssia.



Kuva 5. Eristemateriaalin paksuuden vaikutus ominaisimpedanssiin. Muut oleelliset arvot ovat laskennassa $\epsilon_r = 2,94$, $f = 4,3$ GHz ja liuskan leveys $W = 0,075''$. Valitut datapisteet edustavat tyypillisiä levyjen eristekerrosten paksuuksia.

Toinen tekijä mitoituksen kannalta on edellä sivuttu eristemateriaalin suhteellinen permittiivisyys, eli dielektrisyysvakio (tunnetaan myös eristevakiona). Permittiivisyyden yksikkö on faradia per metri (F/m). Eristemateriaalin suhteellinen permittiivisyys sitoo eristemateriaalin permittiivisyyden ϵ ja tyhjiön permittiivisyyden (luonnonvakio ϵ_0) toisiinsa yksinkertaisesti.

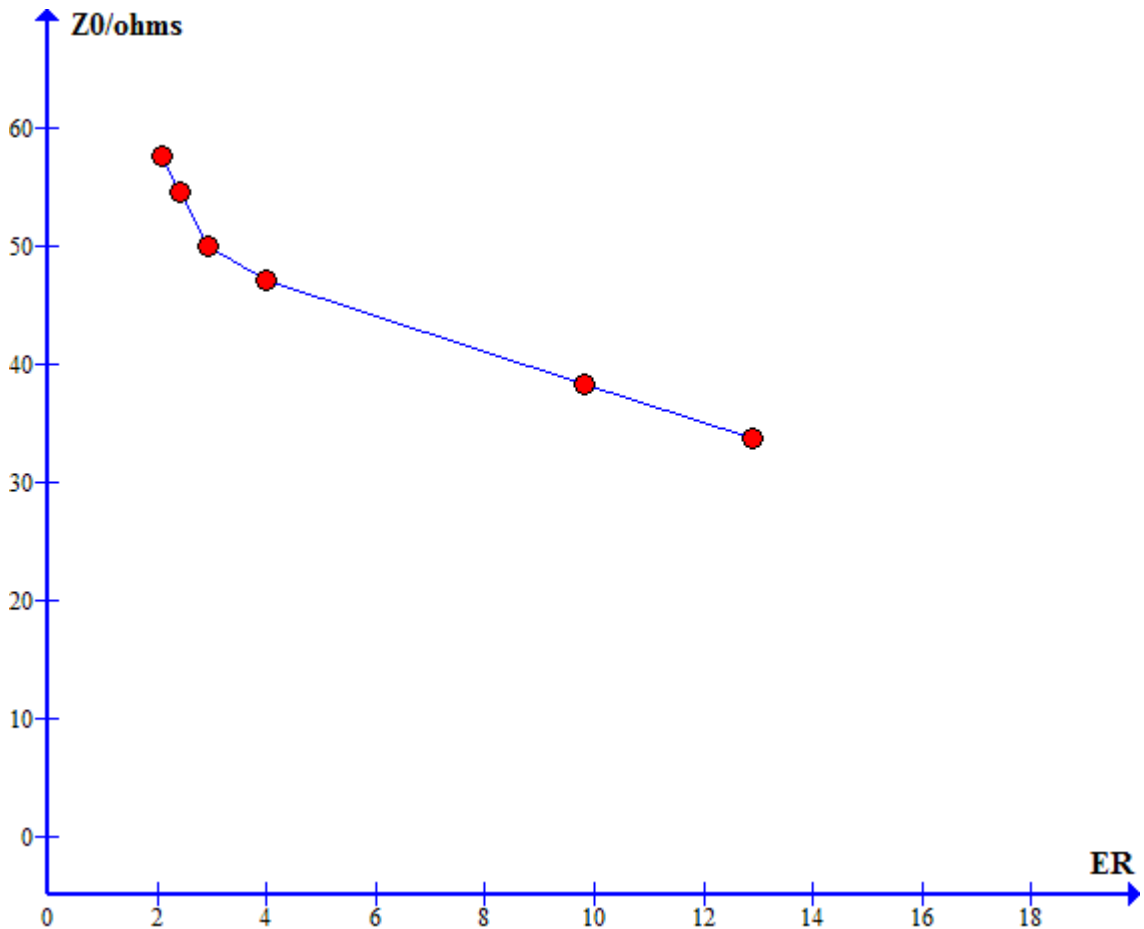
$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r \quad (3.6)$$

Suhteellisen permittiivisyyden (ϵ_r), joka on suureeton suhdeluku, voidaan katsoa kuvastavan sitä, paljonko tietyn suuruinen sähkökenttä varastoi energiaa kyseiseen materiaaliin verrattuna tyhjiöön. Itse asiassa eristeen suhteellinen permittiivisyys voidaan staattisessa tapauksessa suoraan määrittää levykondensaattorin avulla siten, että verrataan kondensaattorin, jonka levyt on eristetty kyseisellä materiaalilla, kapasitanssia

C_x mitoiltaan vastaavan tyhjiöllä eristetyin levykondensaattorin kapasitanssiin C_0 . Tällöin ϵ_r saadaan laskettua suoraan seuraavasti. [14.]

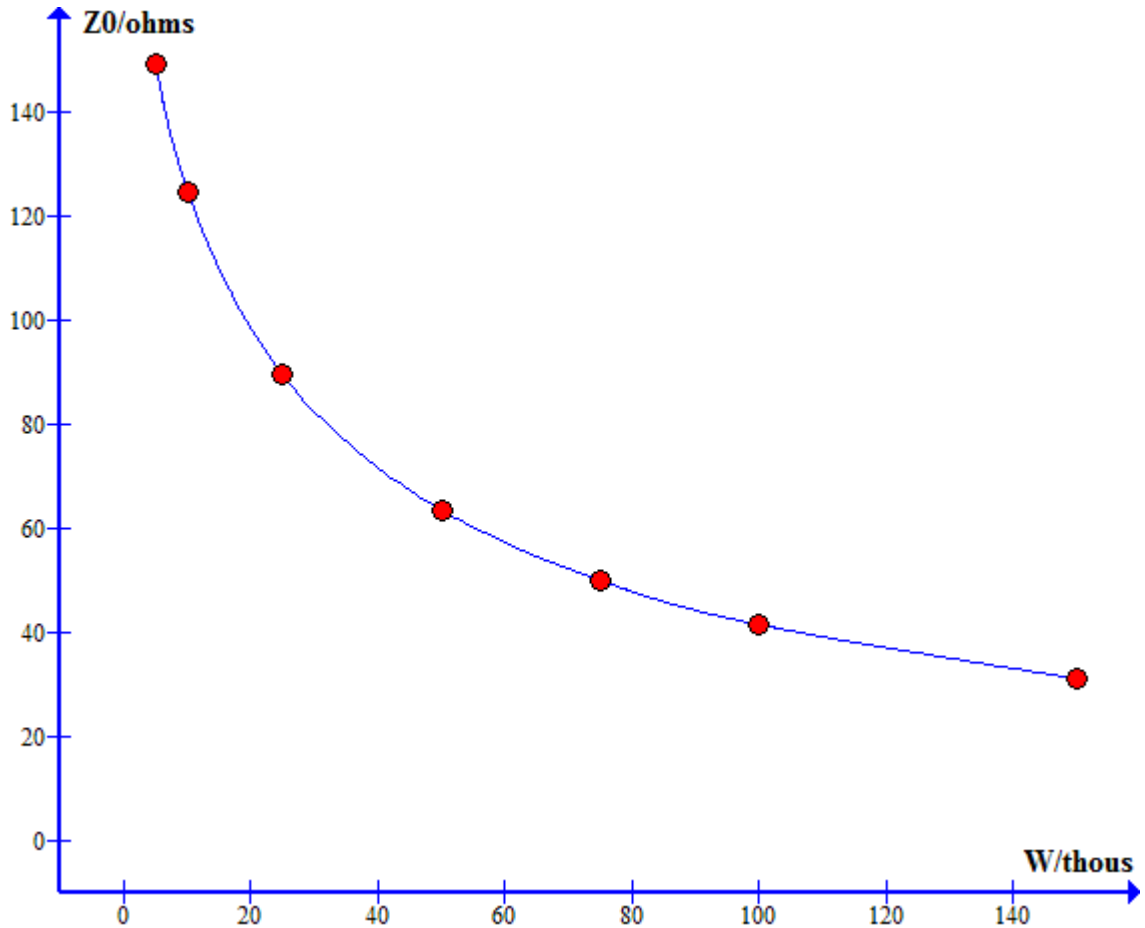
$$\epsilon_r = \frac{C_x}{C_0} \quad (3.7)$$

Tästä voimme käänteisesti päätellä sen, että mikroliuskan kapasitanssin täytyy riippua eristeen ominaisuuksista siten, että suhteellisen permittiivisyyden kasvaminen kasvattaa myös mikroliuskan kapasitanssia, ja siten pienentää mikroliuskan ominaisimpedanssia. Eristeen ϵ_r on myös enemmän tai vähemmän riippuvainen taajuudesta. Taajuusriippuvuus on niin ikään kunkin eristemateriaalin ominaisuus, ja tarkkoja mitoituksia tehtäessä saattaa olla tarpeellista tietää, millä taajuudella piirilevyille ilmoitettu ϵ_r on mitattu.



Kuva 6. Suhteellisen permittiivisyyden vaikutus ominaisimpedanssiin. Muut arvot ovat kuten edellisessä kuvassa, ja lisäksi eristemateriaalin paksuus $H = 0,030''$. Datapisteet edustavat eräitä vaihtelevan yleisiä piirilevyissä käytettäviä eristemateriaaleja.

Seuraava vaikuttava tekijä mitoitukselle löytyy ymmärrettävästi liuskan leveydestä. Ehkä jo itsestään selvästi, liuskan leveyden kasvattaminen lisää mikroliuskan kapasitanssia pituusyksikköä kohden, ja siten myös laskee johtimen ominaisimpedanssia.



Kuva 7. Mikroliuskan leveyden vaikutus ominaisimpedanssiin. Muut arvot ovat samoja kuin edellisissä kuvissa. Datapisteet on poimittu erinäisissä sovellutuksissa käytettyjen leveyksien joukosta.

Kerrotun perusteella voidaan siis päätellä seuraavaa.

- Paksumpi eristemateriaali *kasvattaa* mitoiltaan muutoin vastaavan mikroliuskan ominaisimpedanssia.
- Eristemateriaalin suhteellisen permittiivisyyden kasvattaminen *pienentää* mikroliuskan ominaisimpedanssia.
- Leveällä mikroliuskalla on *pienempi* ominaisimpedanssi kuin kapealla.

Koska käytännön tilanteissa piirilevyateriaalin valintaan vaikuttavat muun muassa kustannustekijät, piirilevyateriaalin herkkyys ympäristötekijöille (lämpötila, lämpötilan

vaihtelut, kosteus, mekaaniset kuormitukset, kuten värinä, ja niin edelleen), saatavuus sekä myös lukuisat muut mahdolliset suunnittelutekijät, voidaan luetelluilla nyrkkisäänöillä pyrkiä kompensoimaan tiettyjä suunnitteluvaatimuksia. RF-toteutukset ovat käytännössä usein erittäin riippuvaisia tarkasta fyysisestä mitoituksistaan, jolloin oleelliset muutokset fyysiseen asetteluun vaatisivat herkästi täyden uudelleen suunnittelun. Siksi, jos esimerkiksi suunnitteluvaatimukset sanelevat tietyn piirilevyn paksuuden, voi olla helpompaa vaikuttaa vastaavasti levymateriaaliin, ja siten sen suhteelliseen permittiivisyyteen, kuin lähteä suoraan mitoittamaan mikroliuskarakenteita uudestaan.

Siirtojohtoteoriassa on pohjimmiltaan kyse varausten, ja niiden liikkeiden aiheuttamien kenttien tarkastelusta. Tässä vaiheessa on tarkasteltu ainoastaan mikroliuskan ja maatason välistä tilaa, johon vaikuttavat oleellisesti eristemateriaalin ominaisuudet. Mikroliuskan ”yläpuoli” on kuitenkin RF-siirtojohdoksi hieman poikkeuksellisesti avoin johdinpinta, ja siitä lähtöisin oleva kenttä siis vaikuttaa ilmatilassa mikroliuskan yläpuolella. Tästä johtuu se, että toisin kuin esimerkiksi koaksiaalikaapelin käsittelyssä, joudutaan mikroliuskan tapauksessa arvioimaan niin sanottu efektiivinen dielektrisyysvakio. Tämä on suuruusluokaltaan jotain eristemateriaalin ja ilman suhteellisten permittiivisyyksien väliltä. Se on myös syy siihen, minkä takia eristekerroksen sisään (oikeammin ehkä kerrosten väliin) valmistettu liuska on mitoituksellisesti eri asia kuin eristeen pinnalla kulkeva mikroliuska.

Asiaan saattaa edelleen vaikuttaa johdinliuskan yläpuolella mahdollisesti oleva ”katto”, ja sen etäisyys johdinliuskasta. Kyseisen katon tarkoituksena toteutuksessa on tyypillisesti piirin suurtaajuusosien säteilyn vaikutuksen minimointi – mikroliuska on avoimudestaan johtuen varsin heikko EMI-ominaisuksiltaan verrattuna esimerkiksi koaksiaalikaapeliin, tai aaltoputkeen. Käytännössä efektiivisen dielektrisyysvakion laskemiseen johdetut kaavat, ja niiden pohjalta ohjelmoidut laskentatyökalut, yksinkertaisesti olettavat katon olevan tasaista, hyvin johtavaa materiaalia, ja syöteparametrina annetaan kyseisen katon etäisyys mikroliuskan yläpinnasta. Oleellista on lisäksi ainakin tiedostaa, että mikäli johtava katto tuotaisiin hyvin lähelle mikroliuskaa, saattaisi tila mitoillaan mahdollistaa erinäisten etenevien aaltomuotojen muodostumisen väliin jäävään tilaan. Tällä olisi ratkaiseva vaikutus mikroliuskan toimintaan, koska katon ja liuskan väliin syntynyt tila käyttäytyisi aaltoputken tapaan. Petollisesti laskennan numeeriset apuvälineet eivät tyypillisesti ota huomioon muuta kuin järkevissä mikroliuskatoteutuksissa vallitsevan kvasi-TEM-aaltomuodon. [10, s. 32.]

Useimmiten mikroliuskan mitoituksen tarkin säätö tapahtuu liuskan leveyden mitoituksella. Se onkin tyypillisesti ainoa suure, johon pystytään täsmällisesti vaikuttamaan suunnittelun ja valmistuksen yhteydessä.

3.3 Etenemisnopeus ja aallonpituus mikroliuskalla

Monet oleelliset mikroliuskamitoitukset edellyttävät liuskalta myös sopivaa pituutta. Yksi esimerkki tästä on työssä käsiteltävän toteutuksen vastaanottimen toisen haaran 45 asteen vaihe-eron luominen, joka on saatu aikaan yksinkertaisesti reitittämällä kyseisen haaran signaali aallonpituuden kahdeksasosan verran pidemmän matkan. Usein siirto johdon niin sanottu sähköinen pituus ilmaistaankin juuri asteina tai aallonpituuden osana. Myös mikroliuskarakenteista koostuvat suodattimet perustuvat suhteessa aallonpituuteen mitoitettuihin mikroliuskaelementteihin. Mitoitusta varten täytyy siis tietää signaalin etenemisnopeus ja sitä kautta aallonpituus siirto johdossa.

Ehkä ymmärrettävästi, etenemisnopeus siirto johdossa riippuu samoista asioista kuin siirto johdon ominaisimpedanssikin, eli käytännössä siirto johdon induktanssista ja kapasitanssista seuraavan yhtälön mukaisesti.

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.8)$$

Tässä v on nimenomaan signaalin vaihenopeus. Edelleen, koska siirto johdon kapasitanssi on riippuvainen käytetystä eristeestä, on siirto johdossa etenevän signaalin nopeudella seuraava yhteys. [12, s. 20.2–20.3.]

$$\frac{v}{c} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon}} \quad (3.9)$$

Tässä c on valonnopeus tyhjiössä, ja signaalin etenemisnopeuden suhteesta valonnopeuteen käytetään muun muassa nimitystä etenemiskerroin. Kuten millä tahansa etenevällä aaltoliikkeellä, aallonpituuden, taajuuden ja etenemisnopeuden välinen yhteys on sama.

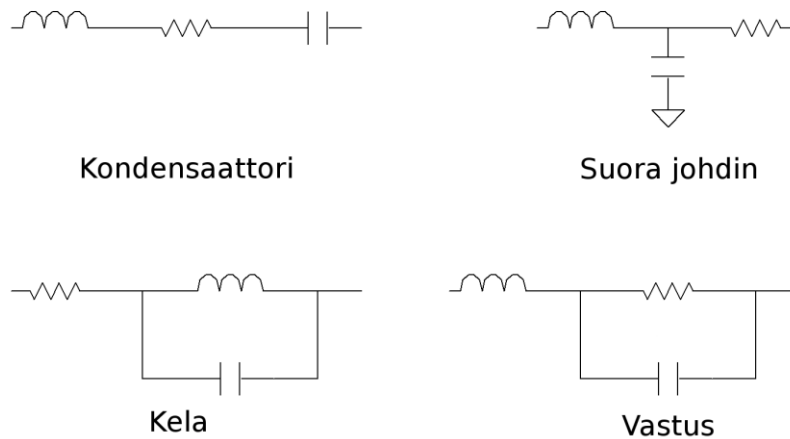
$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (3.10)$$

3.4 Mikroliuska keskitetyn komponentin tilalla

Aiemmin todettiin, että siirto johdon käsittelyssä otetaan käytännössä huomioon johtimen fyysiset mitat. Samalla mainittiin yksinkertaisten piiriteorioiden oletuksiin sisältyvän sen, että myös komponentit ovat pistemäisiä, ja virta niiden molemmissa päissä on sama. On kuitenkin järkeenkäypää ajatella, että signaalin äärellisestä aallonpituudesta seuraavat ilmiöt liittyvät myös komponentteihin, mikäli näiden koko alkaa olla suuruusluokassa aallonpituuden kanssa.

Käytännössä kaikilla komponenteilla on jonkin suuruinen, nolosta poikkeava sarjainduktanssi. Induktanssin vaikutus käy usein oleelliseksi vasta suurilla taajuuksilla, ja on yksinomaan haitallista, koska se saa komponentin todellisen käyttäytymisen poikkeamaan nimellisestä. Yksi keino haitallisen induktanssin minimoimiseksi on käyttää pintaliitoskomponentteja läpivientikomponenttien sijaan. Tämä eliminoi komponenttien jaloista aiheutuvat impedanssin epäjatkuvuusongelmat: pinni ei lähtökohtaisesti ole millään tavoin impedanssikontroloitu suhteessa mikroliuskarakenteisiin, joihin se asennetaan. Pintaliitoskomponentit ovat tavallisesti myös huomattavasti pienempiä kuin vastaavat jalalliset komponentit, mistä on hyötyä komponenttien tarkan sijoittelun suunnittelussa.

Myös millä tahansa sähköpiirin osilla, jotka ovat keskenään eri potentiaalissa, on jonkin verran keskinäistä kapasitanssia. Pintaliitoskomponenttien käyttö toisaalta vähentää komponenttien induktanssia, mutta toisaalta se lisää niiden päiden välistä kapasitanssia. Yhdessä nämä epäideaalisuudet saavat komponentit poikkeamaan oleellisesti nimellisarvoistaan viimeistään jollain taajuudella. Tämän takia suurtaajuuselektronikan komponenttien valintaan on syytä kiinnittää erityistä huomiota varsinkin kondensaattoreiden osalta.



Kuva 8. Eräitä keskitettyjä komponentteja suurilla taajuuksilla kuvaavat sijaiskytkennät. Suoran johtimen sijaiskytkentä on suoraan siirtojohtoon malli, joskin tässä ilman vuotovirran mahdollistavaa konduktanssia, joka olisi rinnan kuvassa näkyvän kapasitanssin kanssa. [12, s. 2.]

Kuten aiemmin todettiin, ei mikroliuskan rakenne sinänsä poikkea levykondensaattorista mitenkään. Ja kuten millä tahansa johtimella, on erityisesti kapealla mikroliuska myös merkittävästi induktanssia. Näitä ominaisuuksia voidaan hyödyntää suoraan, ja käyttää mikroliuskoja sähköisinä komponentteina.

Käytännössä mikroliuskaan liitetty kapeampi, siis ominaisimpedanssiltaan suurempi, mikroliuskan pätkä toimii lisättynä induktanssina. Sarjainduktanssi saadaan aikaan yksinkertaisesti muovaamalla suoraan mikroliuskaan kapeampi pätkä, ja rinnakkaisinduktanssi saadaan aikaan kytkemällä tuo kapeampi mikroliuskan pätkä varsinaisen liuskan kylkeen, ja maadoittamalla sen pää. Kytkemällä varsinaisen liuskan kylkeen vastaavasti leveä liuskanpätkä, mutta jättämällä sen pää avoimeksi, voidaan muodostaa rinnakkaiskapasitanssi. Kyseisten rakenteiden induktanssi tai kapasitanssi riippuu luonnollisesti kyseisten pätkien pituudesta ja leveydestä: tyypillisesti 50-ohmisessa piirissä käytetään induktanssin luomiseen 100-ohmista liuskaa, ja kapasitanssille vastaavasti 30-ohmista. Näitä rakenteita yhdistelemällä voidaan valmistaa esimerkiksi suodattimia. Myös impedanssien sovitus eri ominaisimpedansseja hyödyntävien piirinosien kesken haitallisten heijastusten eliminoimiseksi ominaisimpedanssin epäjatkuvuuskohdissa voidaan toteuttaa näillä rakenteilla. Tähän palataan myöhemmin käytännössä Wilkinsonin hybridien yhteydessä. Tämä voisi tulla tarpeen esimerkiksi myös, jos antennikaapelina käytetään muuta kuin 50-ohmista syöttöjohtoa.

4 RF-toteutuksen mitoitus ja analyysi

Alkuperäisessä toteutuksessa on käytetty Rogers Corporationin ULTRALAM® 2000 -levymateriaalia. Kyseinen levy on sittemmin poistunut tuotannosta, joten toteutus mitoitettiin uudestaan saman valmistajan RT/duroid® 6002 -levymateriaalille. Levymateriaalien ominaisuudet poikkeavat jonkin verran toisistaan. Alkuperäisten RF-osien tarkat mitoituserusteet eivät ole tiedossa, joten ne päätellään tässä luvussa siinä määrin kuin on tarpeen, jotta muutos toiselle levymateriaalille voidaan toteuttaa. Arvojen määrittämiseen käytettiin KiCad-ohjelmiston Pcb Calculator -laskentatyökalua.

Taulukko 1. Alkuperäisen suunnittelijan käyttämän ULTRALAM® 2000 ja tässä tehdyn mitoituksen RT/duroid® 6002 -levymateriaalien tärkeimpien ominaisuuksien vertailu. [14; 15.]

| Ominaisuus | ULTRALAM® 2000 | RT/duroid® 6002 |
|------------------------------------|-------------------------------|-------------------------------|
| Eristeen paksuus | 0,019", 0,483 mm | 0,030", 0,762 mm |
| Kuparikerrosten paksuus | 35 µm, 1 unssi per neliöjalka | 35 µm, 1 unssi per neliöjalka |
| Dielektrisyyskerroin, ϵ_r | 2,4 | 2,94 |
| Häviötekijä, $\tan \delta$ | < 0,0022 | 0,0012 |

RF-toteutus on tehty kahdelle erilliselle piirilevyille, kukin mitoiltaan 80 millimetriä kertaa 20 millimetriä. Toinen piirilevy komponentteineen muodostaa lähetinpuolen, eli käytännössä jänniteohjatun oskillaattorin ja vahvistinasteet, ja toinen taas vastaanottimen taajuussekoittimiseen. Kumpikin näistä käsitellään erikseen.

Kaikki tässä tehdyt laskelmat on tehty KiCad-ohjelmiston Pcb Calculator -työkalulla. Kuvissa 9 ja 10 on kuvankaappaukset mikroliuskan ominaisuuksien laskemisesta kummankin levymateriaalin tapauksessa, joista ilmenee myös muita aiheeseen liittyviä lukuarvoja. Alkuperäisen suunnittelijan käyttämät liuskan leveydet ja pituudet on määritetty suunnitelman dokumentaatioon sisältyneitä suunnittelutiedostoja tutkimalla.

Suurin osa varsinaisesta mitoitustyöstä pätee sellaisenaan kaikille piirin liuskarakenteille. Alkuperäisessä toteutuksessa suunnittelija on käyttänyt RF-signaaleita kuljettaville mikroliuskoille 0,060 tuuman liuskan leveyttä. Tämä vastaa liuskan ominaisimpedanssina noin 46,6 ohmia, joten on perusteltua olettaa, että mitoitus on mukailut 50 ohmin sovitusta, joka on yleisin standardi mikroaaltosovelluksissa. 4,3 gigahertsin signaalin aallonpituudeksi kyseisessä liuskassa saadaan vastaavasti noin 1,94 tuumaa, eli noin 49,2 millimetriä. Efektiivinen ϵ_r on varsin tarkkaan 2. Levyissä käytettyjen lukuisten $\lambda/8$ -

mitoitusten pituutena suunnittelija on käyttänyt 0,24 tuuman liuskan pituutta, joka täsmää tehtyyn oletukseen erittäin hyvin. Alkuperäisen suunnittelijan käyttämistä pyöreähköistä lukuarvoista voidaan tehdä varovaisia johtopäätöksiä alkuperäisen suunnitelman kriittisyydestä mitoituksen tarkkuudelle.

The screenshot shows the KiCad Pcb Calculator interface with the following data:

| Substrate Parameters | |
|----------------------|-----------|
| Er | 2,4 |
| TanD | 0,0022 |
| Rho | 1,72e-008 |
| H | 19 |
| H_t | 1e+030 |
| T | 35 |
| Rough | 0 |
| Mur | 1 |
| MurC | 1 |

| Physical Parameters | |
|---------------------|---------|
| W | 60 |
| L | 1937,01 |

| Electrical Parameters: | |
|------------------------|---------|
| Z0 | 46,6298 |
| Ang_I | 359,999 |

| Component Parameters: | |
|-----------------------|-----|
| Frequency | 4,3 |

| Results: | |
|-------------------|--------------|
| ErEff | 2,00804 |
| Conductor Losses | 0,0720774 dB |
| Dielectric Losses | 0,0513846 dB |
| Skin Depth | 1,00658 |

Kuva 9. Alkuperäisen mitoituksen ominaisimpedanssin ja aallonpituuteen liittyvien lukuarvojen määrittely KiCad-ohjelmiston Pcb Calculator -työkalulla. Syötteenä on annettu ULTRALAM® 2000 -levymateriaalin ominaisuudet, sekä alkuperäisessä mitoituksessa käytetty liuskan leveys.

RT/duroid® 6002 -levymateriaalille mitoitettaessa oleelliset lukuarvot ovat 50 ohmin ominaisimpedanssia vastaava mikroliuskan leveys, sekä käytettävän taajuuden aallonpituus kyseisellä liuskalla. Näiden selvittäminen käy helpoiten syöttämällä RT/duroid® 6002 -levymateriaalin ominaisuudet samaan laskelmaan kuin edellä. 50 ohmin mikroliuskalle saadaan leveydeksi kohtalaisella tarkkuudella 0,075 tuumaa. Aallonpituudeksi tulee vastaavasti noin 1,78 tuumaa (noin 45,3 millimetriä). Aallonpituus on varsin lähellä alkuperäisen levymateriaalin vastaavaa, mutta erityisesti vastaanotinpulella ero on syytä ottaa huomioon.

Käyttämällä alkuperäistä mikroliuskan leveyttä 0,060 tuumaa mikroliuskan ominaisimpedanssiksi tulisi noin 57 ohmia. Tämä poikkeaa tavoitearvosta eri suuntaan kuin alku-

peräisen toteutuksen arvo 46,6 ohmia. Siksi liuskojen leveys on syytä mitoitaa uudelleen.

The screenshot shows a simulation software interface with the following sections:

- Substrate Parameters:** Er: 2,94; TanD: 0,0012; Rho: 1,72e-008; H: 30 (unit: mil); H_t: 1e+030 (unit: mm); T: 35 (unit: um); Rough: 0 (unit: mm); Mur: 1; MurC: 1.
- Physical Parameters:** W: 75,0312 (unit: mil); L: 1783,36 (unit: mil).
- Electrical Parameters:** Z0: 50 (unit: Ohm); Ang_I: 360 (unit: Degree).
- Component Parameters:** Frequency: 4,3 (unit: GHz).
- Results:** ErEff: 2,36897; Conductor Losses: 0,0476 dB; Dielectric Losses: 0,0283849 dB; Skin Depth: 1,00658.

Kuva 10. Vastaavat lukuarvot RT/duroid® 6002 -levylle.

Voidaan siis todeta, että luultavasti riittävän hyvä mitoitus RT/duroid® 6002 -piirilevymateriaalille saadaan aikaan käyttämällä 0,075 tuuman liuskanleveyttä, ja tarvittaessa aallonpituutta 1,78 tuumaa.

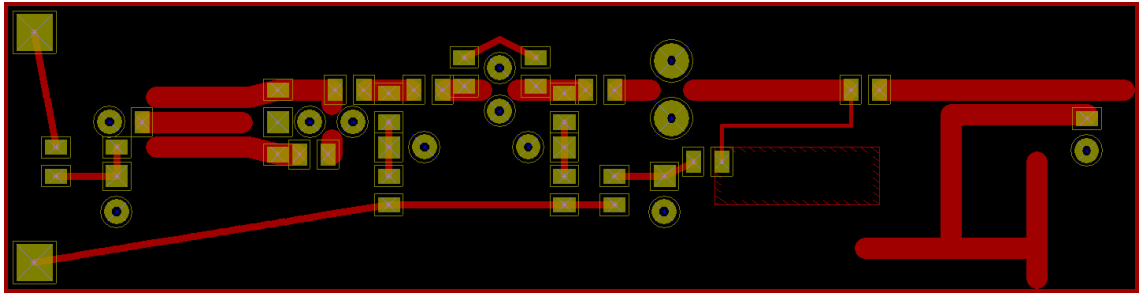
Yhteenvedona kaikki edellä mainitut arvot on luetteloitu myös taulukkoon 2. Taulukkoon on listattu käytännöllinen likiarvo kustakin suureesta suunnitteluohjelmiston ruudukkoon sovittamista varten. ULTRALAM® 2000:n arvot ovat alkuperäisessä toteutuksessa käytettyjä, ja poikkeavat siksi hieman edellisten kuvien numeerisen laskennan tuottamista, tarkemmista likiarvoista.

Taulukko 2. Mitoituksen kannalta tärkeimpien lukuarvojen listaus.

| Suure | ULTRALAM® 2000 | RT/duroid® 6002 |
|-----------------------------|------------------|------------------|
| 50 Ω mikroliuskan leveys | 0,060" (1,5 mm) | 0,075" (1,9 mm) |
| Aallonpituus mikroliuskalla | 1,920" (48,8 mm) | 1,785" (45,3 mm) |
| λ/8 mikroliuskalla | 0,240" (6,1 mm) | 0,225" (5,7 mm) |

4.1 Lähettimen piirilevy

Lähettimen piirilevy on toteutettu mikroliuskoja käyttäen piirilevylle siten, että asennettavat komponentit ja mikroliuskarakenteet tulevat levyn etupuolelle, ja taustapuoli toimii maatasona.



Kuva 11. Lähettimen piirilevysuunnitelman mikroliuskarakenteet.

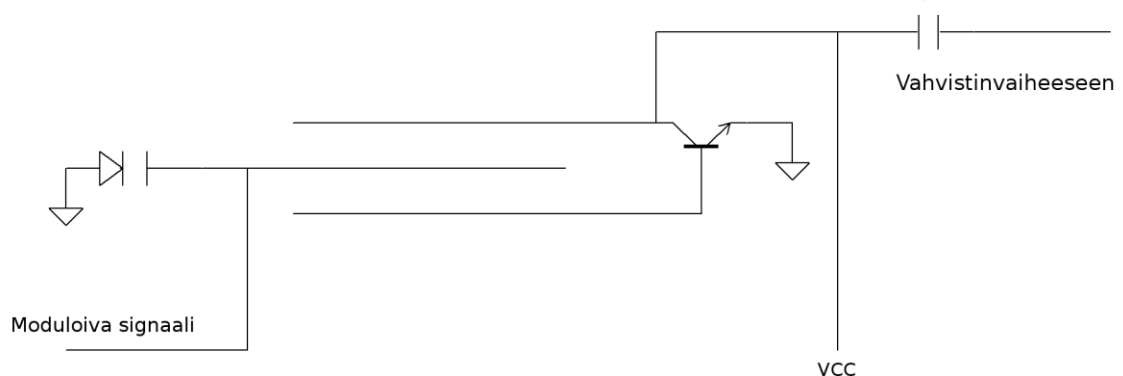
Tarkastellaan toteutuksen oleellisimpia toiminnallisia komponentteja. Ensinnäkin toteutus hyödyntää BBY51-varaktoria, eli kapasitanssidiodia, sekä BFP420-transistorivahvistinta jänniteohjatussa oskillaattorissa. Transistorin takaisinkytkennässä käytetään hajakomponenttitoteutuksella tehtyä interdigitaalista suodatinta. Kapeahkon pyyhkäisyn vuoksi vain keskimmäistä resonaattoria mikroliuskarakenteessa säädetään varaktorilla.

Varaktori on sähkötekniikan komponentti, joka toimii kuten pienikapasitanssinen kondensaattori, jonka kapasitanssi muuttuu komponentin yli olevan jännitteen funktiona. BBY51-varaktorit ovat matalajännitteisiin sovellutuksiin tarkoitettuja säätödiodeita. Suurin virta, jolle varaktori on luokiteltu, on 20 milliampeeria. Suurin estosuuntainen jännite on 7 voltia. [17.] Toteutuksessa varaktori on kytketty VCO:n keskimmäiseen liuskaan siten, että liuska on estosuunnassa, ja varaktorin anodi on kytketty maahan. Kytkeä perustuu lähekkäin, ja pituuksiltaan eri potentiaalissa olevien liuskojen kapasitiiviseen kytkeytymiseen. Vidmarin sovellutuksessa keskimmäiseen liuskaan kytketään suoraan kolmioaaltomodulaattorilta tuleva matalajännitteinen moduloiva signaali.

Resonaattorin kytkeytyvissä liuskarakenteissa on käytetty 0,26 tuuman pituisia rinnakkaisia liuskoja. Alkuperäiseen aallonpituuteen suhteutettuna tämä on suhteellisen lähellä $\lambda/8$:aa, joskin tässä jätetään huomioimatta päästään avoimessa liuskassa ilmenevä niin sanottu "end effect", jolle ei liene vakiintunutta suomenkielistä nimeä. Tämä tarkoittaa

taa ilmiötä, jossa päästään avoimen liuskan sähköinen pituus on karkeasti 5 prosenttia enemmän kuin suoraan laskemalla saatu. [11, s. 46.] Alkuperäisessä suunnitelmassa tätä ei ilmeisesti ole erityisesti mitoitettu, mutta ilmiön olemassaolo on silti hyvä tiedostaa. Uudella levymateriaalilla, jolla $\lambda/8$ on siis noin 0,22 tuumaa, voitaisiin lähtea liikkeelle esimerkiksi 0,24 tuuman rinnakkaisista liuskanpituuksista. Käytännössä resonaattorin hienosäädön joutuu usein tekemään käytännössä liuskanpituuksia säätämällä. Komponenttien ja niiden juotosten epäideaalisuudet eivät sisälly edes simulaatioiden tuloksiin.

BFP420-transistori on RF-taajuuksille tarkoitettu NPN-tyypin bipolaaritransistori. BFP420 on tarkoitettu suurille taajuuksille aina 10 gigahertsiin asti. [18.] Toteutuksessa transistorin emitteri on kytketty maahan, kanta kuvissa 11 ja 12 alempaan liuskaan etuvastuksen kautta, ja kollektori vastaavasti ylempään. Kollektoriin on kytketty myös käyttöjännite, joka siis vaikuttaa ylempään liuskaan. Tasavirtakomponentin kytkeytyminen vahvistinvaiheen BFP420-transistorin kantaan on estetty sarjakondensaattorilla.



Kuva 12. VCO:n periaatteellinen kytkentä, joka havainnollistaa transistorin roolia värähtelypiirin osana. Kuvaa on yksinkertaistettu, ja siitä on jätetty pois muun muassa vastukset.

Tämän jälkeen signaali vahvistetaan kaksivaiheisella puskurivahvistimella, joka koostuu toisesta BFP420-transistorista, ja sen lisäksi MGF4918 HEMT:istä. Tämä vahvistimenä toimiva BFP420 on kytketty siten, että transistorin kantaan tulee VCO:n ulostulosignaali. Emitteri on kytketty maahan, ja kollektori tämän vahvistinvaiheen lähtöön. Kollektoriin on jälleen kytketty myös käyttöjännite, joten tasavirtakomponentin kytkeytyminen HEMT:in kantaan on estetty sarjakondensaattorilla. Takaisinkytkentä on toteu-

tettu vastusrakenteilla. MGF4918 HEMT (High Electron Mobility Transistor) on GaAs-kanavatransistori, joka on erityisesti tarkoitettu toimimaan suurilla taajuuksilla aina 12 gigahertsiin asti, juurikin mikroaaltoalueen vahvistimissa. [19.] Kuvassa 11 ääriiviivana näkyvä, mikroliuskarakenteella toteutettu levykondensaattori on osa tehonsyöttöä tähän suurtaajuuspiirin osaan, jossa ovat koko RF-osion suurimmat tehot. Vahvistinvaiheen ulostulossa RF-teho on noin 40 milliwattia (16 dBm).

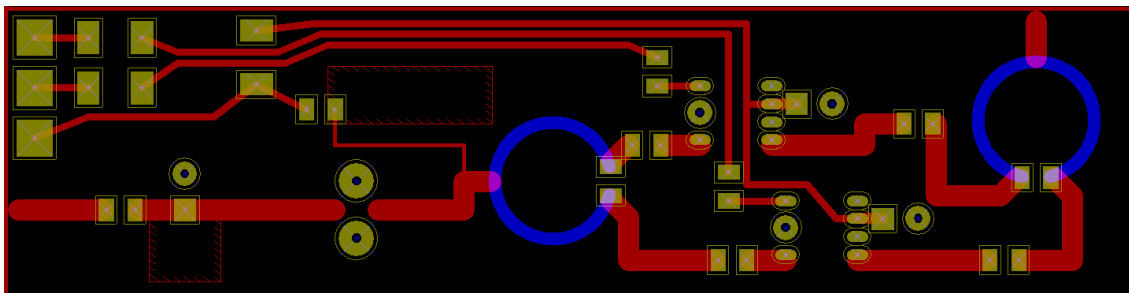
Vahvistettu signaali lähetetään lähetinantennille. Tästä signaalista kytketään noin 1 milliwatti käytettäväksi vastaanottimessa. Kytkeä on toteutettu alun perin 0,380 tuumaa pitkällä, rinnakkaisella suuntakytkimellä. Tämä vastaa noin $\lambda/5$:ttä, joka uudelle levylle sovitettuna tarkoittaisi noin 0,360 tuuman liuskaa. Tämä kytketty signaali kulkee lisäksi $\lambda/8$ -mitoitetuilla mikroliuskaelementeillä toteutetun suodattimen läpi.

Lähettimen komponenttien tehonsaanti on hoidettu kuvassa 11Kuva 11 alhaalla näkyvällä johdinliuskalla. Liuska on leveydeltään 0,020 tuumaa. Poikkipinta-ala 35 mikrometrin kuparikerroksesta muokatulla johdinliuskalla olisi siis noin 0,018 neliömillimetriä, mikä laskentatyökälulla pikaisesti arvioituna riittää noin kahden ampeerin virralle, mikäli sallitaan 20 celsiusasteen lämpötilan nousu.

On syytä huomata, että suurtaajuuselektronikan hetkellinen tehontarve vaihtelee hyvin nopeasti. Tämä edellyttäisi, paitsi tehonsyöttöjohtimen mitoitusta näille suurille taajuuksille minkä tahansa muun siirtojohdon tapaan, myös tehonlähteeltä erittäin nopeaa reagointikykyä. Asia hoidetaan käytännössä aina asettamalla niin sanotut ohituskondensaattorit mahdollisimman lähelle sähkötehoa tarvitsevia komponentteja. Ohituskondensaattorin tehtävänä on toimia suodattimena tehonsyötössä. Kondensaattorin varusta käytetään tasaamaan nopeita virtapiikkejä, jolloin ne eivät näy tehonlähteelle, eivätkä aiheuta ongelmia tehonsyöttöjohtimissa. Tietyissä suurissa tehoissa käytetyt puskuriakut ovat periaatteessa vastaava asia.

4.2 Vastaanottimen piirilevy

Vastaanotin on toteutettu mitoiltaan vastaavalle piirilevylle kuin lähetinpuolikin. Myös tässä piirilevyssä levyn taustapuoli toimii maatasona, ja komponentit sekä mikroliuskarakenteet valmistetaan piirin etupuolelle.



Kuva 13. Vastaanottimen piirilevy-suunnitelman mikroliuskarakenteet.

Vastaanotin on periaatteeltaan niin sanottu homodyne-vastaanotin. Tämän ero yleisempään heterodyne-vastaanottimeen on ainoastaan siinä, että homodyne-vastaanottimeessa, toiselta nimeltään suoramuunnosvastaanottimeessa, erotajuus muodostetaan suoraan taajuussekoittimessa ilman erillisen välitaajuusvaiheen käyttöä. [3, s. 364–365.] Vastaanotin on, kuten aiemmin kuvattiin, kaksikanavainen, kahta erillistä taajuussekoitinta käyttävä toteutus. Kuvassa 13 oikeassa ylänurkassa oleva liuska liittyy suoraan lähettimen alipäästösuodattimelta tulevaan liuskaan, ja vastaanotin saa sitä kautta paikallisen oskillaattorisignaalin. Vastaanotin-antennilta tuleva signaali liittyy vasemmalta, alhaalta tulevaan liuskaan.

Kuvassa 13 näkyvät sinisellä värillä kaksi Wilkinsonin hybridiä, joista toisella lähettimeltä otettu näytesignaali, ja toisella vastaanotin-antennilta tuleva signaali jaetaan kahteen osaan. Ennen hybridiä antennilta tuleva signaali vahvistetaan samanlaisella MGF4918 HEMT:llä kuin lähetinpuolellakin. Wilkinsonin hybridi toimii tehonjakajana, ja koostuu kahdesta, samasta pisteestä (tuloportista) alkavasta, $\lambda/4$ -pituisesta siirtojohdon osasta, jotka ovat toisista päistään erotettu toisistaan vastuksella. Tämän alkuperäinen suunnittelija on ilmeisesti tilankäyttöä optimoidakseen toteuttanut hybridit ympyräkaaren osina, mutta muunkinlainen toteutus on mahdollinen. Wilkinsonin hybrideitä ja niiden mitoitus-tarkastellaan vielä erikseen.

Signaalien jakamisen jälkeen toista signaalihaaraa kustakin lähdöstä viivästytetään. Tämä on toteutettu yksinkertaisesti reitittämällä toinen signaalihaara $\lambda/8$:n verran pidemmän matkan. Asia on sinänsä triviaali, mutta voi uudelleenmitoituksen käytännön suunnitteluvaiheessa aiheuttaa pieniä ongelmia komponenttien tarkkaan sijoitukseen liittyen – yhdenkin komponentin siirtäminen aiheuttaa lähtökohtaisesti pituusmuutoksen kaikkiin siihen johtaviin mikroliuskareitityksiin. Tilannetta kuitenkin helpottaa huomatta-

vasti se, että nimenomaan reititysten absoluuttinen tuumamääräinen pituusero on ainoa kiinnostava asia.

Vidmar on toteutuksessaan siis käyttänyt kahta erillistä taajuussekoitinta. Toisen lähtöä hän kutsuu nimityksellä I-MIX ja toista Q-MIX. I-MIX:n taajuussekoittimen tulosignaaleina on vastaanottoantennilta tuleva signaali, ja $\lambda/8$:n (45 asteen) verran viivästytetty, lähettimeltä saatu referenssisignaali. Vastaavasti Q-MIX:n taajuussekoittimen tuloina on viivästytetty, antennilta tuleva signaali, ja suora lähettimen referenssisignaali. [7.]

On ehkä syytä vielä palauttaa mieleen se, että vain samasta lähteestä, siis joko vastaanottoantennilta tai lähettimen referenssilähdöstä, saatavien tulosignaalien kulkumatkoilla, ja siten niistä jaettujen signaalikomponenttien keskinäisellä vaihe-erolla, on väliä. Vastaanotetun signaalin ja lähettimeltä saatavan referenssisignaalin keskinäisellä taajuuserolla, vaihe-erosta puhumattakaan, ei ole lähtökohtaisesti mitään merkityksellistä nollakohtaa tai referenssitason. Tämä johtuu tietenkin siitä, että muun muassa antennikaapeleiden pituus, sekä lähetys- että vastaanottoantenneissa, on tässä vaiheessa tuntematon. Samoin on lentokoneeseen asennetun antennin perusetäisyys maanpinnasta. Tämä asia huomioidaan valmista mittariasennusta kokonaisuutena kalibroitaessa, ja on toteutettu vasta erotaajuuksista muodostettujen pulssien tulkinnessa mikropiirillä, eikä siten vaikuta mitenkään radiolaitteiden toteutukseen.

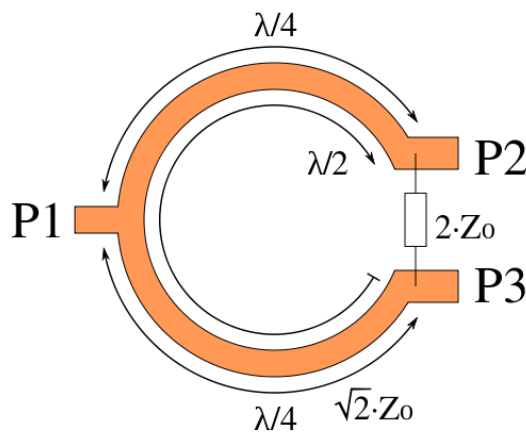
Taajuussekoittimina Vidmarin toteutus käyttää aktiivisia IAM81008-taajuussekoittimia. Kuten hän toteaaakin, on tämän toteutuksen käyttötarkoitus kyseisten taajuussekoittimien käyttötaajuusalueen yläpäässä. Valmistaja mainitsee komponenttien olevan käyttökelpoisia viiteen gigahertsiin asti, mutta datalehdessä on nähtävissä, että komponentit alkavat jo menettää suorituskykyään tässä toteutuksessa käytetylle 4,3 gigahertsin alueelle tultaessa. Taajuussekoittimet käyttävät viiden voltin nimellisjännitettä, ja niiden maksimi tehonkäyttö on 300 milliwattia tyypillisen lukeman ollessa valmistajan mukaan 65 milliwatin luokkaa. [20.]

Taajuussekoittimien lähtö on siis muodostettava erotaajuus. Erotajuus on oleellisesti alhaisemmalla taajuusalueella kuin mikroaaltototeutus muuten, ja Vidmar on käyttänyt sen johtamiseen impedanssimitoittamatonta johdinliuskaa. Leveydeltään liuska on samaa 0,020 tuuman liuskaa kuin esimerkiksi käytetyt tehonsyöttöliuskat. Jos oletamme, kuten Vidmar [7], erotaajuuden olevan esimerkiksi megahertsin luokkaa, olisi aallonpituus yli 200 metriä. Tätä ratkaisua voidaan siis pitää hyvin perusteltuna.

4.3 Wilkinsonin hybridit

Wilkinsonin hybrideihin liittyy oikeastaan ainoa vastaanotinlevyn mitoitustilanne, joka poikkeaa mitenkään lähetinpuolesta. Kuten jo mainittiin, koostuu Wilkinsonin hybridi kahdesta $\lambda/4$ -mittaisesta siirtojohdon osasta, jotka lähtevät samasta tulopisteestä. Lähtöjen välillä on Z_0 :aan nähden kaksinkertainen erotusvastus. [21.]

Symmetrinen Wilkinsonin hybridi jakaa tulosignaalin kahteen yhtä suureen, samanvaiheiseen signaaliin. Tämän vuoksi erotusvastuksen läpi ei kulje virtaa – vastuksen molemmat päät ovat kullakin hetkellä samassa potentiaalissa. Vastuksen funktiona onkin erottaa lähtöportit toisistaan. Mikäli kuvan 14 porttiin P2 kytkeytyisi esimerkiksi heijastunut signaali, tästä puolet kytkeytyisi erotusvastukseen, ja puolet jatkaisi hybridiä pitkin. Näistä hybridiä pitkin jatkaneesta signaalista edelleen puolet kytkeytyisi porttiin P1, ja vastukseen jakautuneesta puolet kuluisi siinä. Vastuksen läpi tullut signaali on siis samansuuruinen kuin koko hybridin kiertänyt signaali, ja vaihe-eron ollessa 180 astetta ne kumoavat toisensa portilla P3. [21.]



Kuva 14. Wilkinsonin hybridin mitoitusehdot graafisesti esitettynä. (Kuva: Stündle / public domain)

Pyöreää toteutusta käytettäessä määräytyy kaaren pituus periaatteessa suoraan vastaavan ympyrän puolikkaan säteen perusteella. Mitoitusta voi helpottaa päättelemällä tästä suoraan yksinkertaisen, tälle geometrialle karkeasti pätevän yhtälön.

$$l_{arc} = \lambda/4 = \frac{2\pi r}{2} = \pi r \quad (4.1)$$

$$r = \frac{\lambda/4}{\pi} \quad (4.2)$$

Kaavassa l_{arc} on kaaren puolikkaan pituus, siis periaatteessa suoraan $\lambda/4$.

Tässä jätetään huomioimatta muun muassa se, että hybridin lähdöt ovat tietyllä etäisyydellä toisistaan ja yhdistetty 100 ohmin vastuksella, eikä suinkaan yhtenäisellä kaarella, mutta saamme suuntaa antavan tuloksen. Käytetyn puolijohdevastuksen pituus on noin 0,08 tuumaa. Lisäksi kaareva mikroliuska ei aivan suoraan vastaa sähköiseltä pituudeltaan mekaanisesti samanmittaista mikroliuskaa. Erot ovat kuitenkin pieniä.

Wilkinsonin hybridissä käytetyt mikroliuskat ovat muuta RF-mikroliuskaa hieman kaapeampia. Siis, niiden ominaisimpedanssi on suurempi, ja tällä on merkitystä $\lambda/4$:n pituuteen. Selitys on luonnollinen. Wilkinsonin hybridi on tehonjakajan lisäksi itse asiassa myös neljännesaallon mittainen impedanssimuuntaja, joka sovittaa sisääntuloon rinnakkaisina näkyvät lähdöt. Kaksi rinnakkaista lähtöä, mikäli ominaisimpedanssi on kummallakin sama Z_0 kuin sisääntulolla, näkyisivät lähtöporttiin kuten yksi $Z_0/2$ suuruinen impedanssi. Molemmat lähdöt pitää siis muuntaa vastaamaan tulolle $2Z_0$:n suuruista impedanssia. Tällaiselle, symmetrisessä Wilkinsonin hybridissä tavanomaiselle tilanteelle pätee, että neljännesaallon mittaisten mikroliuskan pätkien tulee olla ominaisimpedanssiltaan Z_0 kerrottuna kahden neliöjuurella, noin 1,414:llä. Siis, kun Z_0 on 50 ohmia, on Wilkinsonin hybridin liuskan ominaisimpedanssi noin 70 ohmia. [21.]

Alkuperäistä suunnitelmaa analysoitaessa pääsemme parempaan tulokseen, kun muistamme, että alkuperäisen suunnitelman mikroliuskan ominaisimpedanssi ei täysin vastaa 50 ohmia. Kuvasta 10 näemme paremmin vastaavan lukuarvon 46,6 ohmia. Tällöin oikea hybridin liuskan ominaisimpedanssi onkin 65,9 ohmia. Liuskan leveys olisi noin 0,034 tuumaa ja $\lambda/4$ vastaavasti noin 0,495 tuumaa.

Nyt voidaan sijoittaa yhtälöön arvot seuraavasti.

$$r = \frac{0,495''}{\pi} \approx 0,158'' \quad (4.3)$$

Alkuperäisessä suunnitelmassa ympyrän säteenä on käytetty 0,160 tuumaa liuskan keskelle mitattuna. Liuskan leveytenä hybridissä Vidmar on käyttänyt 0,036 tuumaa. Suuruusluokka täsmää siis varsin hyvin, mikä tukee tehtyjä päätelmiä.

Mitoitettaessa Wilkinsonin hybridiä RT/duroid® 6002:lle käytetään ominaisimpedanssin arvoa 50 ohmia, ja hybridin liuskalle siis vastaavasti noin 70,7 ohmia. Hybridin liuskalle saadaan näillä arvoilla, ja muutetuilla piirilevymateriaalin ominaisuuksilla, leveydeksi 0,041 tuumaa, ja $\lambda/4$:ksi 0,457 tuumaa. Sijoittamalla kuten yllä, saamme hybridin ympyrän säteen seuraavasti.

$$r = \frac{0,457''}{\pi} \approx 0,145'' \quad (4.4)$$

Uudelleenmitoitus on näin ollen lähtökohtaisesti sangen yksinkertainen toimenpide, kun on ensin toteuttanut hieman takaisinmallinnusta.

5 Yhteenveto

Vidmarin radiokorkeusmittarin toteutus, kuten FMCW-tutkilla yleensäkin, on periaatteessa suhteellisen yksinkertainen. Kokonaisuutena järjestelmä koostuu vain tässä analysoiduista kahdesta RF-piirilevystä, ja kantataajuuspuolen kolmioaalto-generaattorista, pulssinmuodostajasta ja laitteen aivoina toimivasta mikropiiristä. Muutaman, toteutusta yleisellä tasolla esittelevän artikkelin kirjoittamisen lisäksi Vidmar on dokumentoinut toteutuksensa sinänsä varsin kattavasti. Muun muassa mikropiirien ohjelmointiin käytetyt ohjelmakoodit on sisällytetty sellaisenaan dokumentaatioon. Dokumentaatio sisältää myös käsin piirretyt sähkökaaviot eri piiriosioista, sekä radiotaajuisiin piirilevyihin käytetyt piirilevyjen suunnittelutiedostot. Piirikaavioiden kuvatiedostot ovat kuitenkin vanhoja, skannattuja gif-tiedostoja, ja sangen huonoja resoluutioltaan. Lisäksi piirilevyjen suunnittelutiedostot ovat osin vanhentunutta tiedostomuotoa. Projektin yhteydessä osoittautui myös, että piirilevymateriaali, jolle alkuperäinen toteutus on valmistettu, ei ole enää tuotannossa.

Radiotaajuusosien toteutus on Vidmarin toteutuksessa tehty käyttäen hyväksi monia lähes yksinomaan mikroaaltototeutuksissa käytettäviä tekniikoita. Monet näistä vaativat lähtökohtaisesti harkittuja mitoitusratkaisuja, eikä toteutuksen suora kopioiminen erilliselle piirilevymateriaalille ole helposti tehtävissä. Lisäksi, koska monien toteutustapojen taustalla olevat syyt eivät ole dokumentaatioissa perusteltuja, kävi äkkiä selväksi, että projektissa tulee olemaan tarpeen Vidmarin työn odotettua syvällisempi takaisinmallinnus.

Tältä pohjalta aloitettiin luomalla yleinen katsaus suunnittelun lähtökohtiin. Tämä piti sisällään tutustumisen radiokorkeusmittareiden peruseriaatteisiin, toimintaan ja esimerkkitoteutuksiin. Näin pyrittiin hankkimaan yleistietoa aihepiiristä, jonka osaltaan toivottiin avaavan. Lisäksi perehdyttiin radiotaajuussuunnittelun erityispiirteisiin piirilevyjä laadittaessa, sekä piirilevyn suunnittelun tekniikkaan ylipäätään.

Kävi pian selväksi, että radiotaajuuspiirien tietokoneavusteinen suunnittelu tulisi vaati-
maan erityisen hyvää käyttötuntumaa, paitsi käytössä oleviin työkaluihin, niin myös yleisiin suunnitteluperiaatteisiin. Käytännössä lopullisten suunnitelmien laadinnassa tulee olemaan tarpeen päättää käytettävä ruudukko riittävän tiheäksi. 1/128 tuumaa voisi olla vartenotettava vaihtoehto: esimerkiksi aallonpituuden kahdeksasosa on karkeasti 27/120 tuumaa, jolloin ruudukko olisi kohtalaisen lähellä aallonpituuden moniker-

toja. Valinta olisi myös riittävän tiheä rinnakkaisten, kapasitiivisesti kytkeytyvien liuskojen riittävän tarkkaan asetteluun. Edelleen, koska käytetyt komponenttivalinnat eivät ole millään tapaa lukkoon lyötyjä, komponenttien lopullinen ”footprint” tulee vielä vaikuttamaan esimerkiksi liuskojen reititykseen. Koska erityisesti vastaanotinpuoli on jossain määrin kriittinen reititysten pituuserojen suhteen, on poikkeuksellisen tiheään kohdistusruudukon käyttö näiltäkin osin perusteltavissa. Ylipäätään, piirien suunnittelun tietokoneella voidaan katsoa olevan ehkä projektin vaativin osio.

Erityinen huomio, joka tehtiin Vidmarin suunnitelmia tarkasteltaessa, oli se, että useimmat mitoitukset olivat pyöristettyjä sopivaan tuumalukemaan tarkemman mitoituksen sijaan. Yhtenä esimerkkinä voidaan pitää käytettyjen mikroliuskojen tarkkaa ominaisimpedanssia, joka on noin 46,6 ohmia tavoitearvon 50 ohmia sijaan. (Päätelmän 50 ohmin tavoitearvosta voi osoittaa hyvin perustelluksi esimerkiksi viittaamalla tätä vastaaviin aallonpituusmitoituksiin, sekä esimerkiksi Wilkinsonin hybrideissä käytettyyn 100 ohmin erotusvastukseen). Epätarkkuuden sallimiseen on osaltaan varmasti vaikuttanut se, että radiokorkeusmittari on suhteellisen immuuni erinäisille suunnittelu- ja toteutusratkaisuista seuraaville poikkeamille ideaalisesta toteutuksesta. Tämä johtuu toisaalta siitä, että yksinkertainen kolmioaalto on spektriltään jo muutamien ensimmäisten harmonisten jälkeen varsin hyvin määrittynyt, ja siten varsin helppo signaali käytettäväksi taajuusmodulaatiossa, eikä vaadi kovin leveää lineaarista taajuusvastetta esimerkiksi käytetyiltä suodattimilta tai vahvistimilta. Toisaalta syynä on myös se, että järjestelmä on kokonaisuutena rakennettu vasta valmiina kalibroitavaksi. Tämän vuoksi mahdolliset poikkeamat tavoitearvoista nollautuvat prosessissa – sikäli kun poikkeamat ovat kohtuullisen lineaarisia laitteen toiminnan taajuuskaistalla. Lisäksi tulee muistaa, että esimerkiksi impedanssisovituksessa ei minkään tietyn ominaisimpedanssin käyttö sisällä sen suurempaa totuutta, lähinnä impedanssin epäjatkuvuuksien minimointi on tärkeää haitallisten heijastusten välttämiseksi. Toki merkittävät poikkeamat ominaisimpedanssitavoitteesta vaikuttavat ennen pitkää myös komponenttien arvojen valintoihin.

Takaisinmallinnuksen pohjalta voitiin päätellä varsin hyvällä luottamuksella eräitä arvoja, joita voidaan käyttää piirilevyjen suunnittelun perustana käytettäessä projektia varten hankittua RT/duroid® 6002 -piirilevymateriaalia alun perin suunnittelussa oletetun ULTRALAM® 2000:n sijaan. Oleellisimpia näistä ovat seuraavat:

- 50 Ω mikroliuskan leveys 0,075”
- aallonpituuden kahdeksasosa 0,225” (monikertoineen)

- Wilkinsonin hybridien kaaren säde 0,145''
- Wilkinsonin hybridien mikroliuskan $70,7 \Omega$ ominaisimpedanssia vastaava mikroliuskan leveys 0,040''.

Yllä luetellut lukuarvot on pyöristetty lähimpään tuuman kahdessadasosaan.

Kokonaisuutena työssä on selvitetty radiokorkeusmittareiden toiminta, toteutustavat ja näiden toteutuksiin liittyvät tekijät. Työssä on myös saatu käsitys oleellisimmista Vidmarin radiokorkeusmittarin radiotaajuuksia käyttävien osien toteutukseen liittyvistä asioista. On perusteltua olettaa, että radiotaajuusosien toteutus on näistä lähtökohdista suoraan toteutettavissa, mikäli käytetty suunnitteluohjelmisto on käyttäjensä puolesta hyvin hallittu. Näiltä osin voidaan todeta työn tavoitteiden toteutuneen, vaikka tulosten todentaminen käytännön toteutusta analysoimalla ei tähän työhön valitettavasti ehtinyt.

Lähteet

- 1 Vidmar, Matjaž – A Landing Radio Altimeter for Small Aircraft. Verkkodokumentti. <<http://lea.hamradio.si/~s53mv/avionics/radalt.html>> (viitattu 25.11.2013).
- 2 Goebel, Greg. 1.10.2013. Introduction To Radar Technology v2.1.5. Verkkodokumentti. <<http://vectorsite.net/ttradar.html>> (viitattu 25.11.2013).
- 3 Silvonon, Kimmo. 4.2.2009. Elektroniikka ja puolijohdekomponentit. Otatieto.
- 4 Onnettomuustutkintakeskus. 31.5.2013. Ultrakevyen lentokoneen lento-onnettomuus Orivedellä 8.5.2013. Raportti alustavasta tutkinnasta L2013-E1.
- 5 The Boeing Company. 15.2.2012. 737-600/700/800/900 Aircraft Maintenance Manual, Introduction, Document ID D633A101-ILF.
- 6 The Dutch Safety Board. 6.5.2010. Crashed during approach, Boeing 737-800, near Amsterdam Schiphol Airport, 25 February 2009. Tutkintaselostuksen englanninkielinen käännös, diaarinumero M2009LV0225_01.
- 7 Vidmar, Matjaž. 16.7.2005. Design Improves 4.3-GHz Radio Altimeter Accuracy. Verkkodokumentti. <<http://mwrf.com/systems/design-improves-43-ghz-radio-altimeter-accuracy>> (viitattu 25.11.2013).
- 8 Jones, David L. 29.6.2004. PCB Design Tutorial. Revision A.
- 9 Ucamco. Standardien esittelyt hallinnoijan verkkosivuilla. Dokumentit vapaasti ladattavissa. <<http://www.ucamco.com>> (viitattu 25.11.2013).
- 10 Schultz, Mitchel E. 2011. Grob's Basic Electronics, 11th Edition. McGraw-Hill.
- 11 Silvonon, Kimmo. 21.1.2009. Sähkötekniikka ja piiriteoria. Otatieto.
- 12 ARRL. 2012. The ARRL Handbook for Radio Communications 2013, 90th Edition.
- 13 Sayre, Cotter W. 2008. Complete Wireless Design, 2nd Edition. McGraw-Hill.
- 14 Agilent. Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials. Application note.
- 15 Rogers Corporation, Microwave Materials Division. Helmikuu, 1999. ULTRALAM® 2000 Series DATA UL1.2000.

- 16 Rogers Corporation, Advanced Circuit Materials Division. 20.5.2013. RT/duroid® 6002 Data Sheet.
- 17 infenon. 14.6.2011. BBY51 Silicon Tuning Diode. Datalehti.
- 18 infenon. 2.12.2009. BFP420 NPN Silicon RF Transistor. Datalehti.
- 19 Mitsubishi Semiconductor. MGF4910D Series Tape Carrier Super Low Noise InGaAs HEMT.
- 20 Hewlett Packard. Silicon Bipolar MMIC 5 GHz Active Double Balanced Mixer/IF Amp Technical Data.
- 21 P-N Designs, Inc. 15.10.2010. Wilkinson power splitters. Verkkodokumentti. <http://www.microwaves101.com/encyclopedia/Wilkinson_splitters.cfm> (viitattu 25.11.2013).