

TALLINNA TEHNIKAÜLIKOOL
Infotehnoloogia teaduskond
Thomas Johann Seebecki elektroonikainstituut

IEE70LT
Eiko Priidel
122042IAEMM

Hingamissageduse monitooring UWB signaalidega
Magistritöö

Juhendaja:
Paul Annus PhD

Tallinn 2014

Olen koostanud antud töö iseseisvalt. Kõik töö koostamisel kasutatud teiste autorite tööd, olulised seisukohad, kirjandusallikatest ja mujalt pärinevad andmed on viidatud.

Käesolevat tööd ei ole varem esitatud kaitsmisele kusagil mujal.

Töö autor

(allkiri ja kuupäev)

Annotatsioon

UWB (*Ultra Wide Band*) ehk ultralairiba signaalid on üha enam kasutusel diagnostikas, materjaliuuringutes, pinnase sondeerimisseadmetes, ülikiires andmesides, radarites ja teistes valdkondades. Põhjuseks on nende signaalide hea materjali läbistusvõime, häirekindlus, peegelduste vähene mõju ning UWB seadmete väga väike häiriv mõju teistele raadiotehnilistele seadmetele.

Käesoleva töö eesmärk on valmistada ning testida UWB radari prototüüp, mis võimaldab mõne meetri kauguselt mõõta inimese hingamis- ning pulsisagedust. Töö käigus valmib tarkvara radari juhtimiseks ning signaalitöötluks. Hinnatakse radari sõlmede tehnilisi omadusi ja sobivust hingamissageduse mõõtmiseks. Uuritakse radari väljundimpulsi võimsust ning spektrit, töökauguse reguleerimise täpsust ning erinevaid antenne. Eesmärgiks on koguda andmeid, mille põhjal saaks projekteerida miniatuurse, väikese energiatarbega anduri pulsi ja hingamissageduse mõõtmiseks.

UWB radari põhilisteks tehnilisteks probleemideks on ülilühikese impulsi formeerimine, nõrkade signaalide vastuvõtt ning antennide sobitus laias sagedusvahemikus.

Töö tulemusena õnnestus mõõta katseisiku pulssi poole meetri kauguselt ning hingamissagedust kahe meetri kauguselt.

Lõputöö on kirjutatud eesti keeles ning sisaldab teksti 56 leheküljel, 6 peatükki, 45 joonist ja 2 tabelit.

Abstract

Respiration Rate Monitoring with UWB Signals

Devices using UWB (*Ultra Wide Band*) technology are gaining more and more popularity. Main applications are medical diagnostics, measuring properties of various materials, ground penetrating radars, high speed communications, radars etc. Main advantages of using UWB signals are ability to share frequency spectrum, ability to work in low SNR conditions, high performance in multipath channels, superior penetration properties, low transmission power and simple transceiver architecture.

The aim of current thesis is to manufacture, tune and debug UWB radar prototype for respiration and heart rate monitoring from distance. It includes development of embedded software for radar control and signal processing as well as measurement and evaluation of radar output power and spectrum, delay unit stability and jitter. With the aid of prototype technical properties of radar subunits as ultrashort pulse former based on SRD diode, adjustable delay generator with resolution of 13pS were measured. Multiple antennas are manufactured and tested.

Purpose of the collected data is to develop small size low power radar sensor optimized for measuring heart rate and breathing activity. Main challenges in development are generation of ultrashort impulses, receiving of weak signals and antenna impedance matching in wide frequency band. As the result of the work radar device was manufactured and tested. Heart rate and breathing signal received from the distance of 0.5m was strong and has good S/N rate. Breathing signal alone was clearly monitorable from up to 2m, detection of human movement was possible from up to 6m.

The thesis is in Estonian and contains 56 pages of text, 6 chapters, 45 figures and 2 tables.

SISUKORD

SISUKORD	5
JOONISTE LOETELU	6
SISSEJUHATUS	7
1 ULTRALAIRIBA TEHNOLOOGIA	9
1.1 Ultralairiba areng	9
1.2 Ultralairiba signaalid	10
2 FÜSIOLOOGILISTE PROTSESSIDE JÄLGIMINE UWB RADARI ABIL ..	15
3 ULTRALAIRIBA RADARI KOMPONENDID	26
3.1 Ultralairiba radari tööpõhimõte	26
3.2 Juhusliku kordussageduse generaator	28
3.3 Impulsside formeeriija	30
3.4 Viitelüli	36
3.5 Vastuvõtja	39
3.6 Signaali võimendi	40
3.7 ADC ja DAC	42
3.8 Digitaalosa	42
4 UWB antennid	45
5 KATSETULEMUSED	50
6 KOKKUVÕTE	53
KASUTATUD ALLIKAD	54
LISAD	57
Lisa 1 Radari skeem. Digitaalosa, protsessor, etherneti liides	57
Lisa 2 FIR filtri sagedus- ja impulsskarakteristikud	61

JOONISTE LOETELU

Joonis 1.1 Kitsariba ja UWB signaali võrdlus.	10
Joonis 1.2 FCC spektrimask UWB siseruumi rakendustele.	11
Joonis 1.3 ETSI spektrimask UWB siseruumi rakendustele.	12
Joonis 1.4 Gaussi impulss ja selle esimest järku tuletis ehk „monocycle”	13
Joonis 1.5 Spektri sõltuvus impulsi pikkusest ja tõusukiirusest.	14
Joonis 2.1 Peegeldunud signaali sumbumine kudedes sõltuvalt sagedusest.	16
Joonis 2.2 Signaali sumbumine kudedes.	17
Joonis 2.3 Peegeldunud signaali hilistumine.	17
Joonis 2.4 Immoreevi poolt mõõdetud radari signaal (sinine) ja EKG (punane).	21
Joonis 2.5 Käesolevas töös valminud radari väljundsignaal [mV].	22
Joonis 2.6 Radari ja EKG väljundsignaali Fourier` analüüsi tulemused.	22
Joonis 2.7 UWB radari signaali korelleerumine teiste mõõtemetoditega.	23
Joonis 2.8 UWB radari signaali võimalikud allikad	24
Joonis 3.1 UWB impulssradari plokskeem.	27
Joonis 3.2 Kordussageduse generaator.	28
Joonis 3.3 Juhuslikult varieeruva perioodiga generaator.	28
Joonis 3.4 Pseudojuhuslike arvude generaator.	29
Joonis 3.5 Laviintransistoriga impulsi formeeriija.	31
Joonis 3.6 Tunneldioidiga impulsi formeeriija.	31
Joonis 3.7 SRD diodi laengu tekkimise ja kadumise protsess.	32
Joonis 3.8 SRD diodil põhinev impulsi formeeriija.	33
Joonis 3.9 SRD formeeriija väljundimpulss.	33
Joonis 3.10 Impulsi formeeriija.	34
Joonis 3.11 Radari väljundimpulss.	34
Joonis 3.12 Radari väljundimpulsi spekter.	35
Joonis 3.13 Viitelüli skeem.	37
Joonis 3.14 Saehamba generaatori väljundsignaal (400mV/div, 10nS/div).	38
Joonis 3.15 Viitelüli viite pikkuse jitter (Histogramm 50pS/div).	38
Joonis 3.16 McEwansi poolt patenteeritud strobeerija.	40
Joonis 3.17 Integraatoriga diferentsiaalvõimendi	41
Joonis 3.18 Radari digitaalosa plokskeem	43
Joonis 3.19 FPGA struktuurskeem.	44
Joonis 4.1 Logoperioodilise ja elliptilise dipoolantenni dispersioon.	46
Joonis 4.2 Antenni järelvõnkumine.	46
Joonis 4.3 Antenn <i>Bow-tie</i>	47
Joonis 4.4 Antenni <i>Bow-tie</i> S11 (<i>Return loss</i>)	47
Joonis 4.5 Antenn <i>Self-grounded Bow-tie</i>	48
Joonis 4.6 Antenni <i>Self-grounded Bow-tie</i> S11 (<i>Return Loss</i>).	48
Joonis 4.7 Planaarantenn	48
Joonis 4.8 Planaarantenni S11 (<i>Return Loss</i>).	49
Joonis 5.1 Radari signaal 50 cm kaugusel objektist.	50
Joonis 5.2 Radari signaali 1.5 sek lõik 50 cm kaugusel objektist.	50
Joonis 5.3 Radari signaali 0.55 sek lõik 50 cm kaugusel objektist.	51
Joonis 5.4 Radari signaal 1.4 m kaugusel objektist.	51
Joonis 5.5 Inimese liikumine radarist 6 meetri kaugusel.	52

SISSEJUHATUS

Ultralairiba (UWB – *ultra wide band*) signaalidel põhinevat side- ja radaritehnoloogiat on uuritud Ameerika Ühendriikide (USA) sõjaväe poolt alates 1960. aastatest, kuid kahjuks ei ole enamuse tulemustest ikka veel avalikult kättesaadavad. UWB signaalide omadused – võime hästi läbida erinevaid materjale, levimine maa alla, raske tuvastatavus ja pealtkuulatavus – on olnud militaarsfääri huvi põhjuseks. USA kaitseministeerium käivitas 1990. aastal DARPA programmi uurimaks, kas UWB tehnoloogia võib olla läbimurdeks radaritehnoloogias või kas see võib tulla tehnoloogilise üllatusena vaenlase poolt. Tõdeti, et UWB ei lahenda olemasolevaid probleeme ega kujuta ka ohtu ning peale seda otsust hakkas ka UWB tehnoloogia kommertskasutusse tulema. Eriti hoogustus UWB kasutamisevõimaluste uurimine 1990. aastatel meditsiinivaldkonnas. Viimasel aastakümnel on ultralairiba tehnoloogia hoogsalt populaarsust kogunud ka kommunikatsioonis. Põhjuseid selleks on olnud mitmeid – elektroonikakomponentide ja signaalitöötluse areng, kasvav vajadus kiire andmeside järele infotehnoloogia valdkonnas, raadiospektri ülekoormatus ja vajadus sageduste paralleelseks kasutamiseks. Samuti vajadus objektide jälgimiseks ja täpseks asukoha määramiseks ning madala energiatarbega andurite andmeside järele. Ultralairiba radarid on ennast tõestanud ka maa alla ja läbi seinte „nägevate” rakendustena. Meditsiinis on UWB rakendused ennast tõestanud diagnostika, monitooringu ning mikrolaine tomograafia valdkonnas. Olulise tõuke valdkonna arengule on andnud UWB standardi vastuvõtmine Ameerika Ühendriikides 2002. aastal ning Euroopa Ühenduses aastal 2007. Tänapäeval on UWB kasutusel alates radaritest ja anduritest kuni ülikiire andmeedastuseni telekommunikatsioonis. Andmeedastuses lühikese vahemaa taha lähenevad kiirused 1 Gbit/s. Kinnitatud on kommunikatsioonistandard IEEE 802.15.3, millest on välja arenenud standard IEEE 802.15.4. madala kiiruse, kuid üliväikse voolutarbega seadmetele, mis on kasutusel WPAN (*Wireless Personal Area Network*) seadmetes ning standard IEEE 802.15.6 WBAN (*Wireless Body Area Network*) seadmetes. 2014 aastal jõudis turule ka esimene 802.15.4a standardil põhinev *chipset*, mis võimaldab lisaks andmesidele ka mõne sentimeetri täpsusega positsioneerimist.

Kuigi ultralairiba tehnoloogiaga on intensiivselt tegeletud aastaid, on tehnilist informatsiooni komplektsete lahenduste kohta väga vähe kättesaadaval. Uuringud on seotud pigem rakenduste spetsiifiliste komponentidega, nagu ülilühikese impulsi generaatorid, mitteresoneerivad antennid, vastuvõtumeetodid jne. Samas näiteks ultralairiba radari kui terviku tehnilisi lahendusi ja parameetreid ning suutlikkust käsitlevat informatsiooni on raske leida.

Käesoleva töö eesmärgiks on valmistada ning tööle panna autori bakalaureusetöö raames projekteeritud UWB radari prototüüp ja mõõta selle tehnilisi omadusi nagu tundlikkus, mürad, väljundimpulsi pikkus ning spekter, samuti uurida radari suutlikkust mõõta inimese hingamisrütmi ja pulsi sagedust.

Prototüüp võimaldab koguda informatsiooni vajalike kiiratavate võimsuste, impulsi pikkuse, vastuvõtja tundlikkuse, tagasipeegelduvate signaalide nivoode, signaalitöötamise algoritmide jm kohta, mis võimaldaks tulevikus välja töötada optimeeritud anduri inimese pulsisageduse ja hingamisrütmi jälgimiseks.

Käesolev töö on jaotatud viide ossa – esimene osa annab ülevaate UWB tehnoloogiast ja valdkonna arengust, UWB standardist ja signaalide tehnilistest parameetritest; teine osa käsitleb radari tööprintsipi ning peegeldunud signaalide tekkemehhanisme. Kolmandas osas, mis käsitleb radari tehnilist lahendust, kirjeldan radari ehitust ning mõõdetud sõlmede parameetreid ; neljandas osas UWB antennide omadusi ning viiendas osas katsetulemusi.

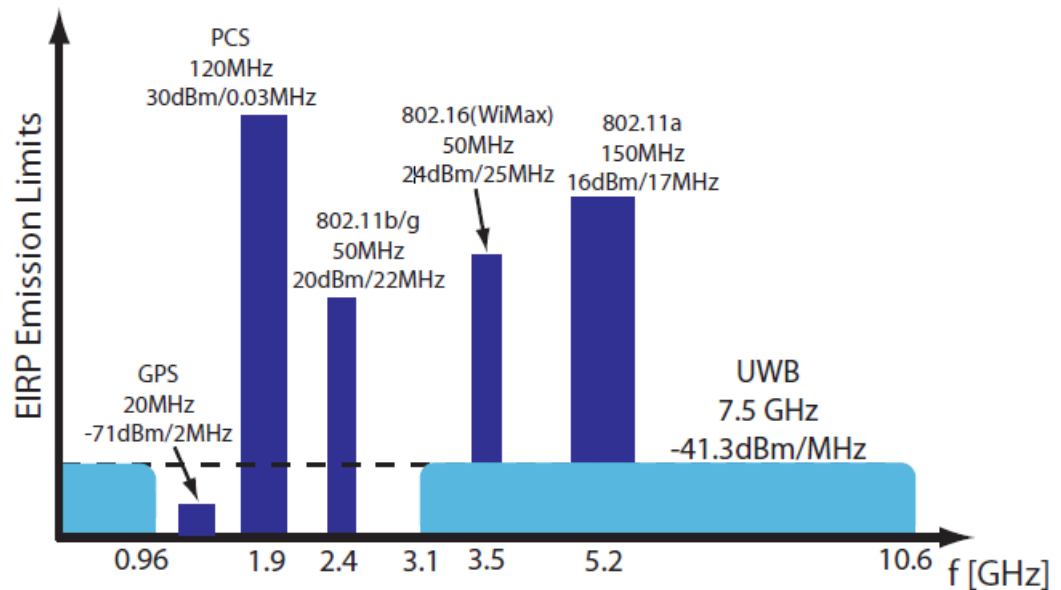
1 ULTRALAIRIBA TEHNOLOOGIA

1.1 *Ultralairiba areng*

Kuigi UWB seadmed on alles hiljuti laiapõhjalist rakendust leidnud, ei ole UWB tehnoloogias midagi uut. Printsip oli teada juba aastakümneid, kuid komponendibaasi ning standardite puudumise tõttu jäi see tehnoloogia tahaplaanile. Võib öelda, et esimene raadioülekanne, mille sooritas Heinrich Hertz sädelahendust kasutades 1870. aastatel, oli põhimõtteliselt UWB ülekanne. 20. sajandi algul suudeti genereerida juba pidevat signaali ning aastal 1912 võeti vastu esimene raadioside regulatsioon, mis Hertz'i raadio ära keelas, kuna see tekitas häireid amplituudmodulatsiooniga pikklainevastuvõtjates. UWB temaatika tõusis päevakorda uuesti alles 1960. aastatel, kui Ameerika Ühendriikide sõjatööstus leidis sellele rakenduse radarites. Kuuekümnendatel patenteeriti esimesed UWB lahendused, selle tehnoloogia pioneeriks olid Ross, McEwan, Harthmut ja Robbins. Suur mõju tehnoloogia arengule oli ka firmade Tektronix ja Hewlett-Packard arendustöödel kiirete ostsilloskoopidega ning nende kiired hoidelüli (strobeeriija) lahendused on kasutusel UWB seadmetes tänaseni. 1990. aastatel hakkas USA kaitsetööstus UWB tehnoloogiat tõsiselt arendama: 2002 kinnitati USA-s UWB standard, millele järgnes varsti ka Euroopa standardi kinnitamine aastal 2007. Pärast standardite vastuvõtmist on UWB tehnoloogia arenenud väga suure kiirusega ja on juba kasutusel andmeside ning radari- ja lokatsioonirakendustes. UWB radari- ja kommunikatsiooniseadmed pakuvad suurt huvi ka selle tõttu, et seadmed on suhteliselt lihtsad ning vähe energiat tarbivad. Oppermann [1] seletab odavust sellega, et UWB saatja genereerib ilma keeruliste RF sõlmedeta (mikserid, ostsillaatorid, väheefektiivsed lineaarvõimendid, sageduskonverterid jne.) ajavallas impulsi, mis on levib ja läbib hästi materjale ning vastuvõtja ei vaja samuti traditsioonilisi raadiotehnilisi sõlmi nagu sagedusmuundurid ja ostsillaatorid. UWB saatjas ning vastuvõtjas ei kasutata üldjuhul võnkeringe ja igasugune resonants on samuti üldjuhul vastunäidustatud.

1.2 Ultralairiba signaalid

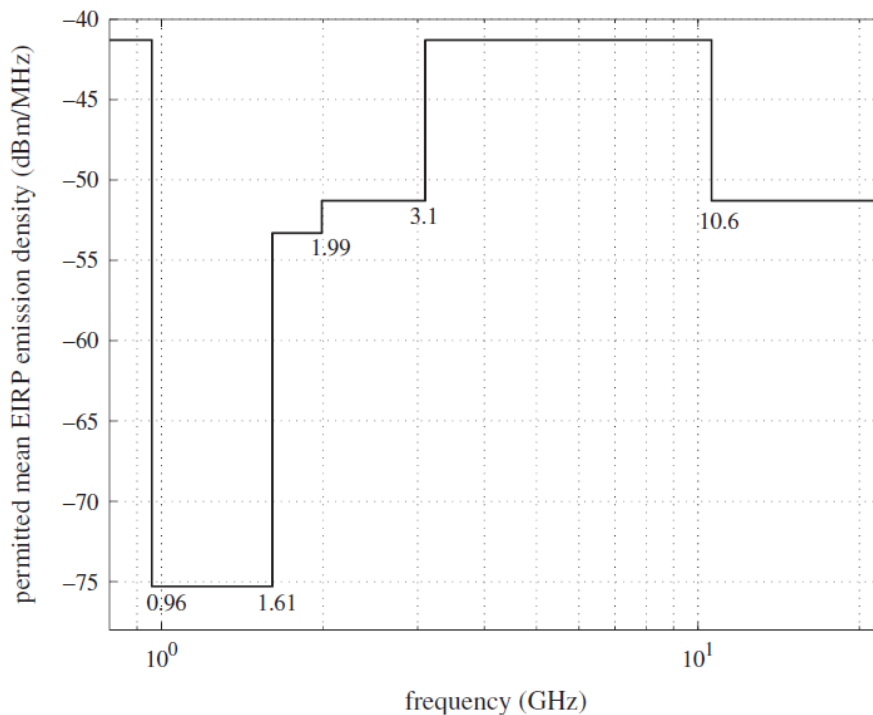
Standard defineerib UWB signaalidena signaale, mille ribalaius on vähemalt 20% spektri kesksagedusest või vähemalt 500 MHz. Kui pideva kandevasagedusega saatjad kontseentreerivad võimsuse kitsasse sagedusvahemikku, siis UWB puhul kiiratakse võimsust väga lühikese aja jooksul ning võimsus jaotub väga laia spektrisse nagu on näha jooniselt 1.1 [31], kitsas ribas jääb seega energia nii väikseks, et on kitsaribaseadmete vastuvõtja sisendis alla termilise müra piiri.



Joonis 1.1 Kitsariba ja UWB signaali võrdlus.

Näiteks radarirakendustes, kus saatja hetkevõimsus on 1W, mida kiiratakse 100ps jooksul ning impulsside kordussagedus on 1 MHz, siis keskmine kiiratud võimsus tuleb 0.1 mW ehk -40dBm. Kui see võimsus jaotub näiteks spektrisse 2..12GHz, siis kitsariba vastuvõtja jaoks, mille ribalaius on 10 kHz (näiteks AM raadio), saame kiiratavaks keskmiseks võimsuseks 0.1 pW (-100dBm) ning ribas 1 MHz võimsuse 10pW ehk -80dBm. UWB radarites töökaugusega kuni 10 meetrit on impulsi

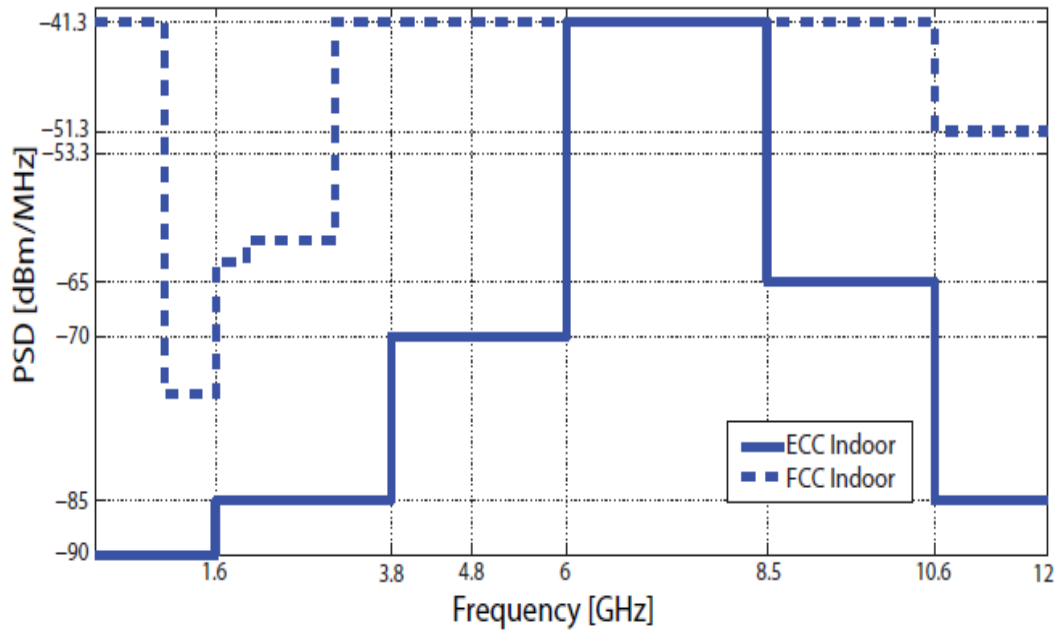
võimsus tavaliselt 50-200mW mis tähendaks eelmise näitega võrreldes 200mW puhul veel -7dB signaali vähenemist. See on aga saatja võimsus, vastuvõtjasse jõuaks kiiratud signaalist ainult murdosa mis jääb alla termilise müra piiri (GPS vastuvõtja termiline müra 2MHz sagedusribas on -111dBm). Keskmist kiiravat võimsust on lihtne muuta kordussagedust reguleerides. Standard sätestab erinevad spektrimaskid siseruumides ja väljas kasutatavatele seadmetele. Siseruumides lubatakse kasutada rohkem võimsust 2 GHz piirkonnas. Põhjuseks on GPS signaalid sageduspiirkonnas 1.5 GHz, mille segamist soovitakse igal juhul vältida välitingimustes. FCC standardi poolt lubatud spektrimask on toodud joonisel 1.2 [2].



Joonis 1.2 FCC spektrimask UWB siseruumi rakendustele.

Euroopas kehtiv ETSI standard lubab UWB tarbeks märksa kitsamad sagedusvahemikud. Ameerika ning Jaapani spektrimaskidega võrreldes on Euroopas maksimum võimsus -41.3dBm lubatud ainult vahemikus 6-8.5GHz (Ameerikas 3.1-10.6GHz). Kahjuks ei ole Euroopas lubatud litsentsivabalt kasutada ka sagedusvahemikku 0-960MHz. See sagedusvahemik on hea läbistavuse tõttu kasutusel maapinda läbistavates radarites ning inimese kudedes neeldub see sagedusvahemik ka kõige vähem.

ETSI standardi spektrimask võrdluses USA FCC maskiga on toodud joonisel 1.3 [31]



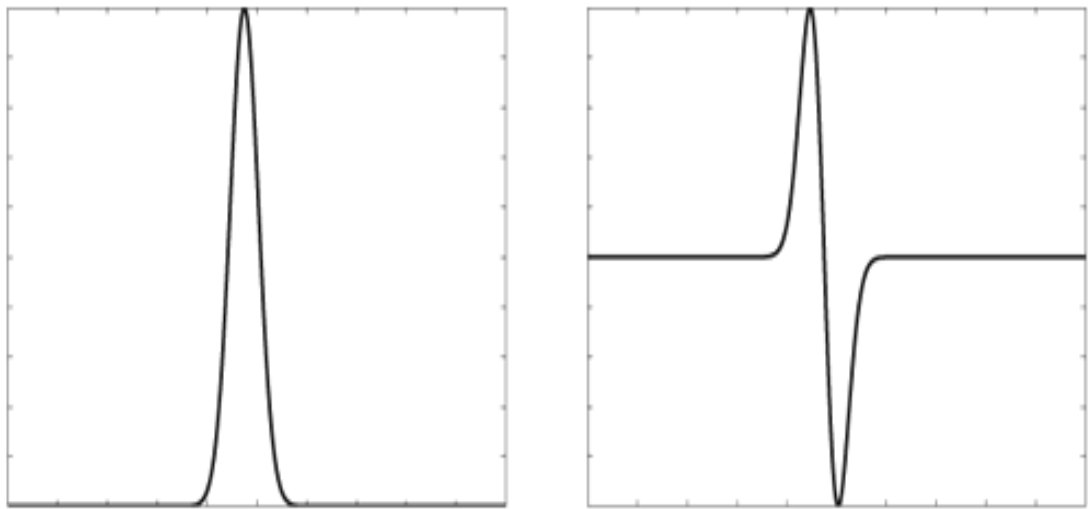
Joonis 1.3 ETSI spektrimask UWB siseruumi rakendustele.

Nagu jooniselt 1.3 võib näha, on Euroopas lubatud võimsus oluliselt madalam kui Ameerikas. ETSI jagab UWB seadmed eraldi klassidesse (üldised, lokaliseerimisseadmed, GPR (maapinda läbistav radar), materjaliuuringud, nivoomõõtmisseadmed kinnistes mahutites), mille spektrimaskides on kohati suuri erinevusi. Praegu on ka arutlusel UWB spektrimaski kitsendamise vähendamise, otsus võetakse vastu ilmselt veel 2014. aastal ja see peaks EU spektrimaski tooma oluliselt lähemale USA omale. Kuid hetke seisuga tuleks maksimaalse võimsuse kasutamiseks võtta seadme tööpiirkonnaks 6-8.5GHz. See vahemik ei ole parim meditsiinilisteks uuringuteks, kuna signaali sumbuvus kudedes on juba väga suur.

UWB kasutab pidevate signaalide asemel impulsse. Joseph Fourier` järgi võib iga mittekorduvat signaali kirjeldada perioodiliste signaalide summana. See tähendab, et impulssi ajavallas võib teisendada signaalideks sagedusvallas ja vastupidi. Seda seost kasutabki UWB tehnoloogia – lühikese impulsi genereerimine tekitab energia väga

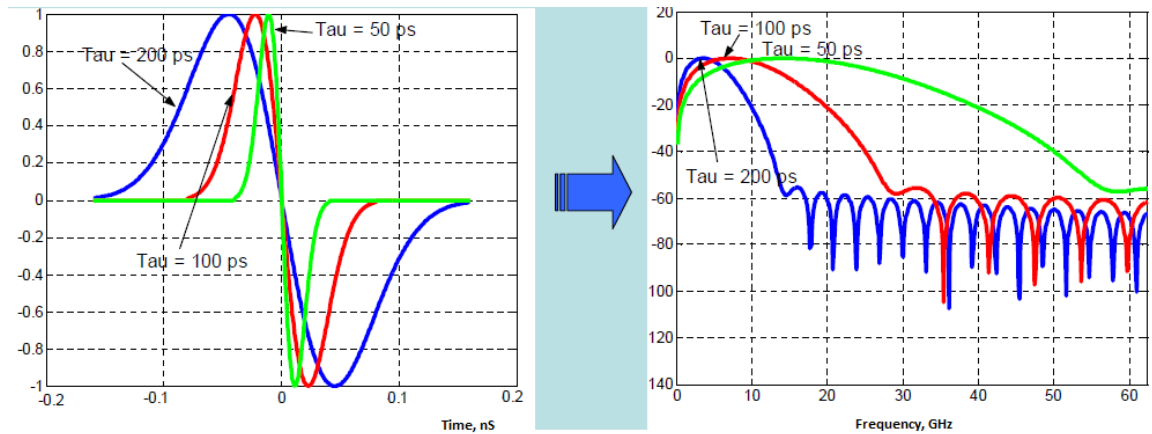
laias sagedusspektris. Impulsi pikkused jäävad tavaliselt vahemikku mõnekümnest pikosekundist mõne nanosekundini. Impulsi pikkus ja frontide kiirus määrab otseselt ära spektri laiuse, mis võib ulatuda kümnetesse gigahertsidesse. Spektri laius ei ole ainukeseks kriteeriumiks impulsi pikkuse või frondi kiiruse valikul, pikkus määrab UWB radari puhul ära ka eraldusvõime, s.t. kui täpselt me suudame ruumiliselt mõõta materjali omadusi või määrata objekti või peegelduse asukoha ruumis.

Enamlevinud impulsid on Gaussi impulsid ja Gaussi impulsi tuletised. Gaussi impulsi spekter ulatub väga madalate sagedusteni ning on kasutusel harvemini, tavaliselt „läbi seinte nägevates” radarites ning pinnast läbistavates radarites. Gaussi impulsi teist ja kõrgemat järku tuletised nihutavad kiiratava spektri alguse kõrgemate sageduste suunas. See võimaldab lihtsamate vahenditega saadud signaali lubatud spektrimaski mahutada. Kõrgemat järku signaalide genereerimine on aga keerukam, rohkem kasutatakse Gaussi impulsi esimest järku tuletist ehk monotsükli (*monocycle*), vaata joonis 1.4 [3].



Joonis 1.4 Gaussi impulss ja selle esimest järku tuletis ehk „monocycle”

Joonis 1.5 näitab spektri laiuse sõltuvust impulsi laiusest, mis monotsükli puhul on otseselt seotud tõusukiirusega [4], impulsi pikkus või periood määrab maksimumvõimsuse sageduse spektris.



Joonis 1.5 Spektri sõltuvus impulsi pikkusest ja tõusukiirusest.

Ultralairiba impulsid suudavad hästi läbida erinevaid materjale nagu plastikud, puit, kivid, kuiv pinnas, klaas, betoon jne. Üldiselt on madalama kesksagedusega impulsside läbimisvõime parem kui kõrge kesksagedusega impulssidel. Bioloogiliste materjalide nagu naha, lihaste, rasva ja luude läbimise võime on oluliselt madalam ning hea juhtivusega materjale, nagu metallid ja merevesi, impulsid läbida ei suuda.

2 FÜSIOLOOGILISTE PROTSESSIDE JÄLGIMINE UWB RADARI ABIL

Meditiinis kasutatakse UWB seadmeid organite ja nende liikumise jälgimiseks. Erinevalt ultraheli seadmetest ei vaja UWB seadmed otsest kontakti nahaga ning uuringuid on võimalik teha distantsilt. Samuti ei ole UWB impulsid ioniseerivad, olles täiesti ohutud võrreldes röntgeni ja kompuutertomograafia. Kuigi UWB diagnostika ei anna suure lahutusvõimega pilti, on see tehnoloogia kasutatav esialgsete uuringute tegemiseks. UWB kuvamisseadmega saavutatavad pildiresolutsioonid jäävad sentimeetri piiridesse. Erinevalt mikrolaine ja teraherts'i kuvamisseadmetest mis kasutavad kitsast sagedusriba ning mille signaal peegeldub täielikult nahapinnalt, suudavad laiaribalised ja madalama sageduskomponendiga UWB signaalid tungida kudedesse ning võimaldavad saada 3D pilti. Lisaks on UWB seadmed sobilikud patsiendi pidevaks ja teda mitte häirivaks juhtmevabaks monitooringuks [6].

Meditiinilised uuringud UWB seadmete abil baseeruvad enamjaolt kahel põhimõttel – erinevate kudede piiridelt tagasipeegelduva impulsi hilistuse mõõtmine või kudesid läbiva impulsi analüüsimine. Kuna erinevad koed on erineva dielektrilise konstandiga, siis toimub läbiva signaali nõrgenemine ning osaline tagasipeegeldumine. Sumbumise ning peegeldumise koefitsiendid on otseselt sõltuvuses dielektrilisest konstandist, vastavalt:

$$\tau = \frac{2 \cdot \sqrt{\epsilon_{r1}}}{\sqrt{\epsilon_{r1}} + \sqrt{\epsilon_{r2}}} \quad \text{ja} \quad \Gamma = \frac{\sqrt{\epsilon_{r1}} - \sqrt{\epsilon_{r2}}}{\sqrt{\epsilon_{r1}} + \sqrt{\epsilon_{r2}}}$$

kus ϵ_{r1} ja ϵ_{r2} on vastavalt kahe keskkonna dielektrilised konstandid. Nende väärtused varieeruvad organismi eri kudedes väga laiades piirides võimaldades

eristada kudede piiridelt peegeldunud signaale. Kudede parameetrid on toodud tabelis 2.1 [30] kus:

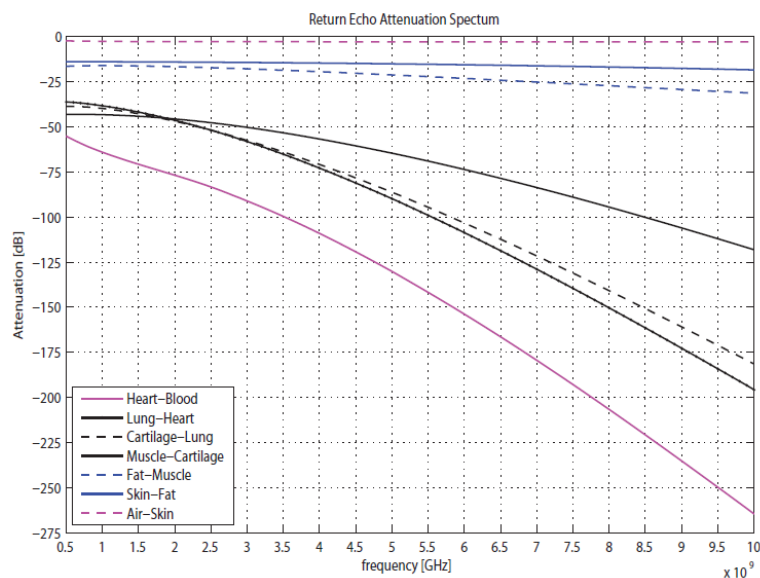
σ -juhtivus [S/m], ϵ_r -relatiivne läbitavus, α - sumbuvustegur [1/m], η - impedants [Ω]

Media	σ	ϵ_r	α	η
air	0.00	1.00	0.00	376.73
fat	0.25	5.50	20.08	160.64
Muscle	3.50	50	93.24	53.28
Cartilage	3.00	35	95.52	63.68
Lung	1.50	20	63.18	84.24
Heart	4.00	55	101.60	50.80

Tabel 2.1 Kudede elektromagnetilised omadused [30].

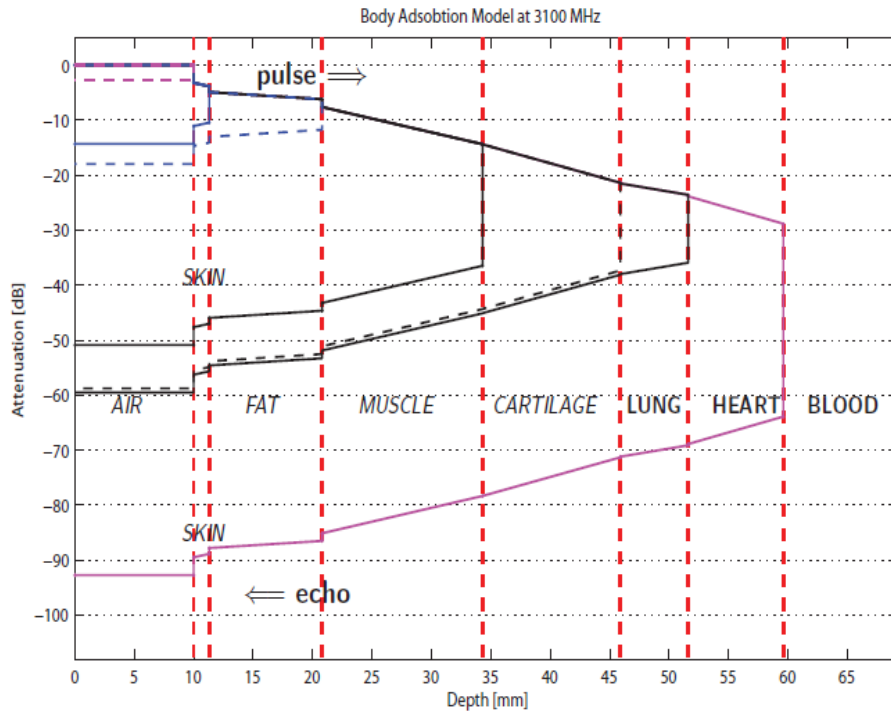
Kuna koed on erineva paksusega ning ka impulsi levimise kiirus sõltub keskkonna dielektrilisest konstandist, siis tagasipeegeldunud impulss on oluliselt sumbunud ning hilistunud. UWB signaalide puhul on tegemist laia sagedusspektriga, seega tuleb ka arvestada dispersiooninähtusega – erinevad sagedused levivad samas keskkonnas erineva kiirusega. Dispersiooninähtus hägustab tagasipeegeldunud signaali ning teeb signaalitöötuse keerulisemaks.

Signaali sumbumine kudedes on tugevas sõltuvuses signaali sagedusest, järgmisel joonisel 2.1 [7] on välja toodud tagasipeegeldunud signaali väärtused erinevatelt sisemistelt keskkonna üleminekutelt.

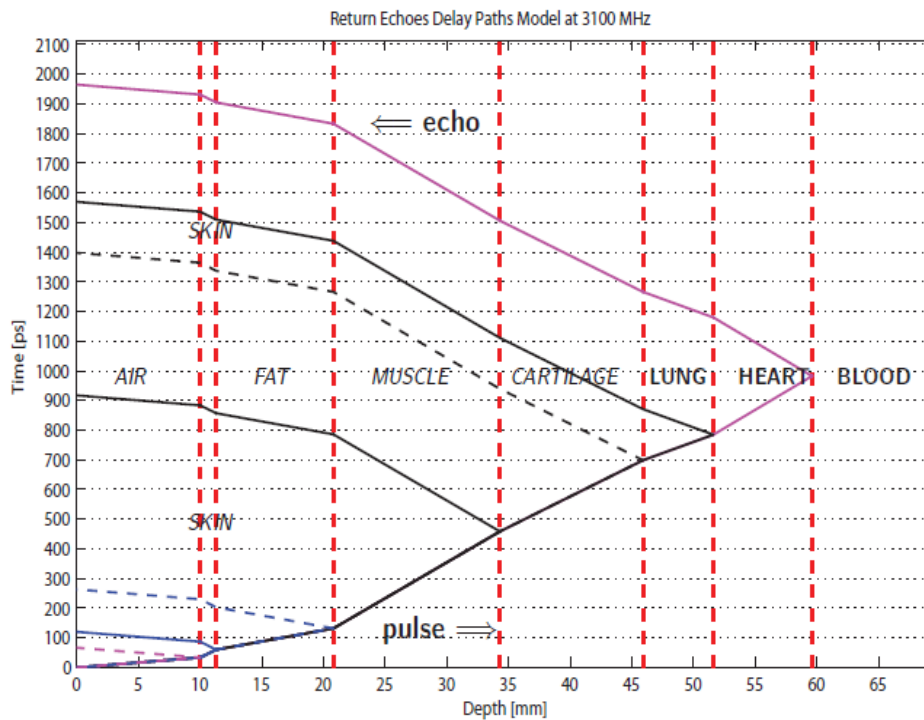


Joonis 2.1 Peegeldunud signaali sumbumine kudedes sõltuvalt sagedusest.

Impulsi sumbumist ja peegeldumist iseloomustavad graafikud joonistel 2.2 ja 2.3 [7].



Joonis 2.2 Signaali sumbumine kudedes.



Joonis 2.3 Peegeldunud signaali hilistumine.

Et hinnata tagasipeegeldunud signaali võimsust, tuleb lähtuda radarivõrrandi energeetilisest bilansist. Kasutades klassikalist radari võrrandit

$$P_E = \frac{P_S G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 L}$$

kus:

P_E – peegeldunud signaali võimsus (W)

R – objekti kaugus (m)

P_S – saadetud võimsus (W)

G – antenni võimendus (dB)

λ – lainepikkus (m)

σ – objekti peegeldumispinna suurus (m^2)

L – kaod radaris ja atmosfääris (dB)

ning teades signaali sumbuvalt kudedes, mis vastab radari võrrandis kadudele atmosfääris ja kudede piiri peegeldust ning pindala, millele vastab radari võrrandis objekti peegeldumispinna suurus (Radar Cross Section), saame arvutada tagasipeegeldunud signaali võimsuse vastuvõtja sisendis. Suhteliselt keeruline on täpselt määrata objekti peegeldumispinna suurus, kuna see sõltub objekti kujust, suurusest ning kudede omadustest.

Carlos G. Bilich on oma uurimistöös [32] seda energeetilist bilanssi hästi määratlenud ning tema lahenduskäiku kasutades annan hinnangu hingamist iseloomustavale signaali tugevusele vastuvõtja sisendis, käesoleva töö raames valminud radari parameetritest lähtuvalt. Radari impulsi võimsus on 160mW ehk 22dBm (keskmine võimsus on mitu suurusjärku väiksem). Kasutatud antenni võimendus on suurusjärgus $G_t = 5$ dB. Radari võimsustihedus kaugusel R :

$$P_\Delta = \frac{P_t \cdot G_t}{4\pi R^2}$$

Siit edasi saame arvutada objektilt tagasipeegeldunud signaali võimsuse peegeldumispinna suuruse σ abil:

$$P_i = \frac{P_t \cdot G_t}{4\pi R^2} \cdot \sigma$$

Peegeldumispinna suurus σ koosneb kolmest komponendist:

$$\sigma = \left| A_{tgt} \cdot \Gamma_{tgt} \cdot G_{tgt} \right| \text{ [m}^2\text{]}$$

A_{tgt} – objekti pindala

Γ_{tgt} – objekti peegeldumistegur

G_{tgt} – objekti võimendus (analoogne antenni võimendusega)

Objekti peegeldumistegur, mis on kiiritava P_{Impg} ja peegeldunud signaali P_{Refl} suhe

$$\Gamma_{tgt} = \frac{P_{Refl(tgt)}}{P_{Impg(tgt)}}$$

sõltub kahe keskkonna dielektrilisest läbitavusest.

Lainetakistuse kaudu saame selle arvutada järgnevalt:

$\Gamma_{tgt} = \frac{Y - 1}{Y + 1}$ kus $Y = \frac{Z_{\text{öhk}}}{Z_{\text{nahk}}}$ ning $Z_{\text{öhk}}$ ja Z_{nahk} on vastavate keskkondade lainetakistused, mis avalduvad dielektrilise läbitavuse kaudu järgnevalt:

$$Z = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_r \epsilon_0}} \text{ [\Omega]}$$

Võttes kuiva naha relatiivse dielektrilise läbitavuse väärtuseks $\epsilon_{r_nahk} = 40$, millele vastab $Z_{nahk}=59.6[\Omega]$ ja $\epsilon_{r_\text{öhk}} = 1$, millele vastab $Z_{\text{öhk}}=376.7[\Omega]$, saame Γ_{tgt} väärtuseks 0.72.

Objekti võimenduseks võtame kõige pessimistlikuma väärtuse 1 ning pindalaks 20cm küljepikkusega ruudu pindalaga 0.04 m². Siit saame objekti peegeldumispinna suuruseks $\sigma = 0.038 \text{ [m}^2\text{]}$.

Objektilt peegeldunud signaal võetakse vastu vastuvõtuantenniga, mida iseloomustab efektiivne pindala, juhul kui antenn ei ole isotroopne ehk omab võimendust, siis tema efektiivne pindala A_e avaldub valemiga

$$A_e = \frac{G_r \cdot \lambda^2}{4\pi} \quad \text{kus}$$

G_r – vastuvõtuantenni võimendus

λ – lainepikkus

Kuna ükski antenn ei ole 100% efektiivne, siis tuleks efektiivne pindala veel läbi korrutada efektiivsuskoefitsendiga K_a , mis jääb tavaliselt vahemikku 0.6-0.7.

Lisaks tuleb arvestada keskkonna kadudega L , mis radari puhul on üldjuhul atmosfäärikadu ehk sumbuvus õhus. Antud juhul on distants nii väike, et atmosfäärikadu ei oma tähtsust, küll aga omavad üliolulist tähtsust kaod kudedes. Antud juhul mõõdetakse signaali peegeldumist naha pinnalt – seega kudedes signaal ei sumbu ning L -i väärtuseks võtame $L=1$. Kuid mõõtes signaali näiteks südamekopsu piirilt, tuleb arvestada signaali sumbuusega rasvkoos, lihastes ja luus. Lisaks ei ole süda tasapinnaline peegel (30cm lainepikkuse juures võib suure pinnaga nahka vaadelda kui tasapinnalist peeglit) ning südame peegeldumisteguri arvutamine ei ole enam lihtne ülesanne. Carlos G. Bilich on oma töös [32] signaali peegeldumist südamele analüüsinud.

Vastuvõetud signaali tugevus avaldub radari valemiga, kus neli komponenti on eraldi välja toodud:

$$P_r = (P_t G_t) \cdot \left[\frac{\sigma}{4\pi R^2} \right] \cdot \left\{ \frac{A_e}{4\pi R^2} \right\} \cdot \frac{1}{L}$$

$P_t G_t$ – Efektiivne kiiratud võimsus (EIRP Effective radiated power)

$\left[\frac{\sigma}{4\pi R^2} \right]$ - objektini jõudnud ja sealt tagasi peegeldunud signaali võimsuse osa

$\left\{ \frac{A_e}{4\pi R^2} \right\}$ - vastuvõtjasse jõudnud signaali võimsuse osa

$\frac{1}{L}$ - signaali neeldumise kaod

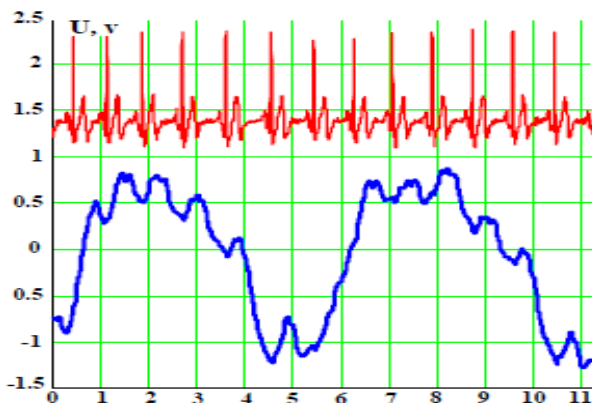
Arvutame vastuvõetud naha pinnalt peegeldunud signaali tugevuse kaugusel 0.5m - radari järgmiste andmete põhjal: $P_t = 22.04\text{dBm}$; $G_t, G_r = 5\text{dBi}$; $\sigma = 0.038 \text{ [m}^2\text{]}$; $L=1$; vastuvõtuantenni efektiivsus 0.7.

$$P_r = (22.04\text{dBm} + 5\text{dB}) \cdot \left[\frac{0.038}{4 \cdot 3.14 \cdot 0.5^2} \right] \cdot \left\{ \frac{5 \cdot 0.15^2 \cdot 0.7}{4 \cdot 3.14 \cdot 0.5^2} \right\} \cdot \frac{1}{1} =$$

$$= 27\text{dBm} - 38\text{dB} - 27\text{dB} = -38\text{dBm} = 158 \text{ nW}$$

Seega on naha pinnalt peegeldunud signaal suhteliselt tugev. Olukord muutub, kui mõõta signaali peegeldumist südamest – vastuvõetava signaali võimsus on sellisel juhul juba suurusjärgus -83dBm ehk 5pW.

Hingamis- ja südamerütmi mõõtmine põhineb rindkere ja kudede väikestel liikumistel radari suhtes. Kuna radar mõõdab signaalitugevust ühes konkreetses ruumipunktis, siis avaldub kudede kauguse muutus radari poolt vastuvõetud signaali tugevuses. UWB radar võimaldab samaaegselt jälgida nii hingamissagedust ja -ulatust kui ka pulsisagedust. Radari väljundiks on üldjuhul suure amplituudiga hingamist iseloomustav signaal, millega on liitunud kõrgema sagedusega südametööd iseloomustav signaal vt joonis 2.4 [5].



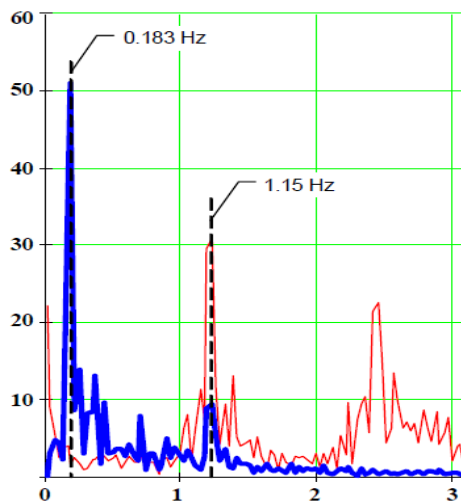
Joonis 2.4 Immoreevi poolt mõõdetud radari signaal (sinine) ja EKG (punane).

Käesoleva töö käigus radariga mõõdetud tulemus (joonis 2.5) on eelmise joonisega sarnane. Mõõtmise käigus hoiti 4 sekundit hinge kinni, saades puhta pulsi signaali.



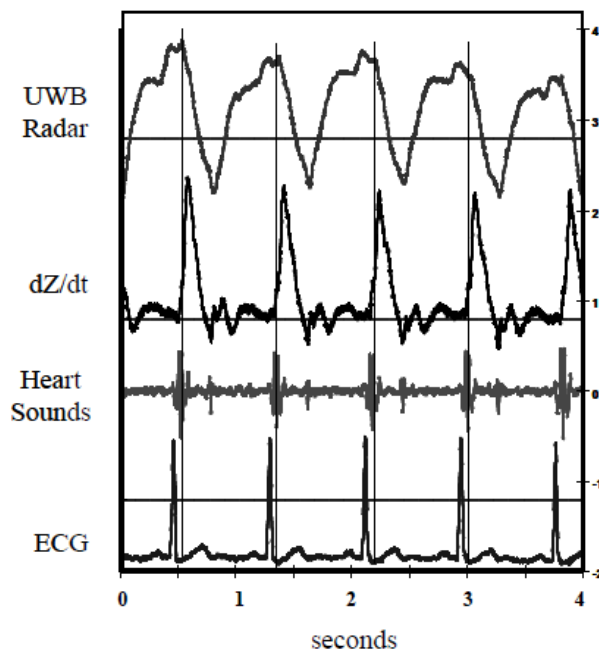
Joonis 2.5 Käesolevas töös valminud radari väljundsignaal [mV].

Immoreevi eksperimendid [5] UWB radariga (impulsi võimsus 0.4W, keskmine võimsus 240 uW) on näidanud, et pulssi on raske otseselt mõõta, kuna hingamist iseloomustav signaal on kordades tugevam, kuid signaalile Fourier` analüüsi rakendades on pulsisagedus hästi eristatav, nagu on näha jooniselt 2.6 [5], kus radari väljundsignaal on sinist ja EKG punast värvi.



Joonis 2.6 Radari ja EKG väljundsignaali Fourier` analüüsi tulemused.

UWB radari tagasipeegelduvad signaalid koreleeruvad traditsiooniliste südame monitooringu meetoditega. Joonisel 2.7 [6] on toodud võrdluseks signaalid UWB radarist, impedantsi andurist, akustilisest andurist ning EKG-st.

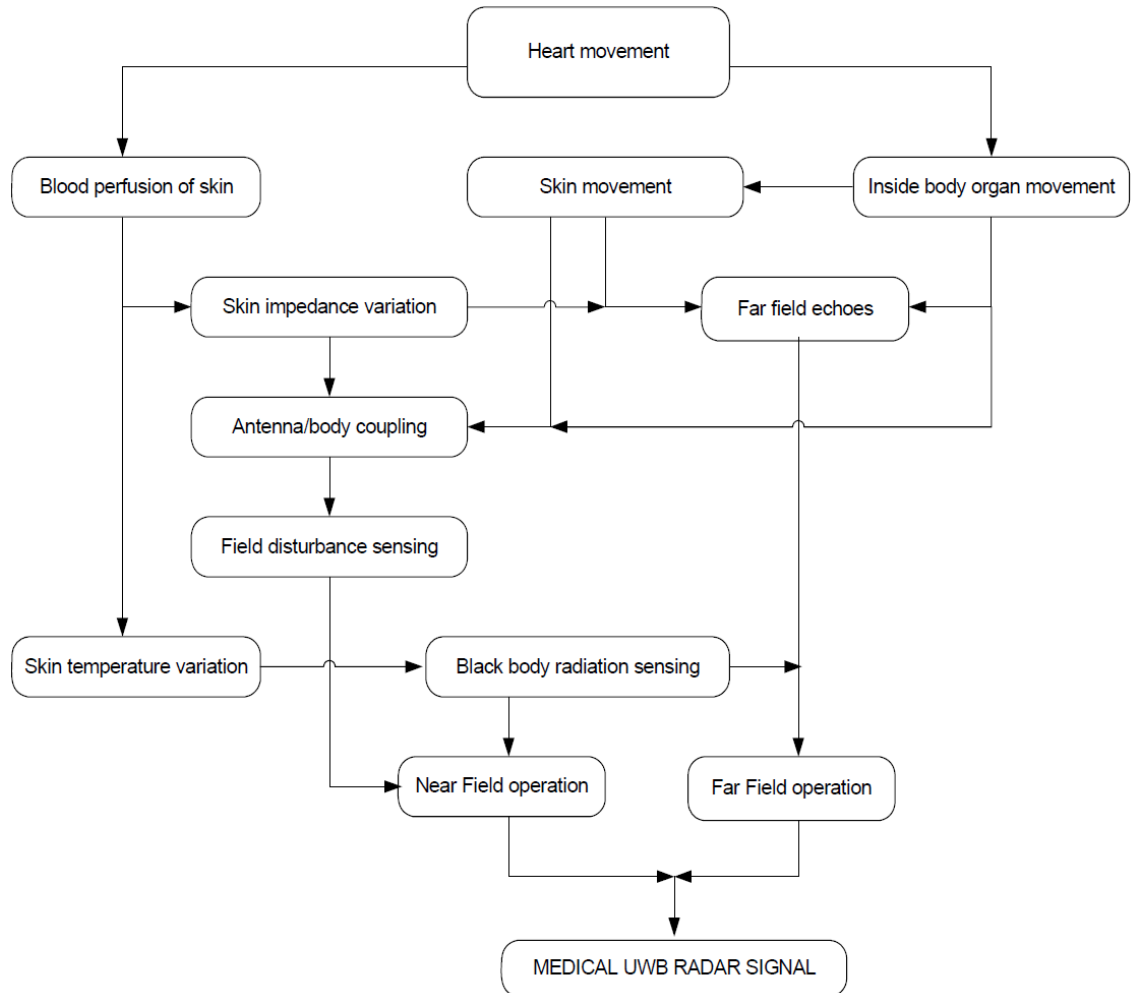


Joonis 2.7 UWB radari signaali korelleerumine teiste mõõtemetoditega.

Paulson [6] väidab, et kuigi korellatsioon on olemas, ei osata saadud UWB signaale tõlgendada ja otseselt seostada südamegevuse protsessiga. UWB signaal väljendab südamelihase liikumist, mitte elektrilisi impulsse ja selle tõlgendamist tuleb täpsemalt uurida. Võib osutada võimalikuks, et UWB tehnoloogia annab informatsiooni südametööst, mida on raske mõõta teiste meetoditega. Samas on hiljutises uurimustöös [7] Varotto väitnud, et südame mehaaniline liikumine on liiga väike selleks, et saadud signaali põhjendada ning et UWB radari tööpõhimõte ehk signaali muutuse põhjused ei ole tegelikult lõpuni selged, võimalikud põhjus-tagajärg hüpoteesid on esitatud joonisel 2.8 [7]. Välja pakuti kolm hüpoteesi signaali allika kohta:

- Kiirgusliku kaugtsooni (*far-field region*) puhul
 - klassikaline selgitus – signaali peegeldumine kopsu-südame piirilt
 - signaali peegeldumine naha pinnalt, mis on moduleeritud naha mehhaanilise liikumisega südame töö tõttu
- Naha pinna loomulik kiirgus käsitledes nahka kui musta keha, signaal on moduleeritud naha mehhaanilise liikumise ning temperatuuri muutusega vere hulga muutuse tõttu kudedes. See on passiivne kiirgus mis ei tulene radari tööst kuid avaldab mõju vastuvõtja sisendile.

- Kiirgusliku lähitsooni (*near-field region*) puhul on tegemist induktsoonisoonis antenni ning naha ja siseorganite otsese sidestusega. Signaal tekib antenni sobituse muutumise tõttu, mille tekitab siseorganite asendi või vere hulga muutus kudedes.



Joonis 2.8 UWB radari signaali võimalikud allikad

Põhilised meditsiinilised rakendused UWB radarile võiksid olla:

- südame biomehhaanika hindamine
- rindkere liikumise hindamine
- obstruktiivse uneapnoe monitooring
- pehmete kudede biomehhaanika uuringud
- südamemonitooring vastsündinutel ja põletushaavadega patsientidel

- hingamise jälgimine
- imiku äkksurma ohuga seotud jälgimine

UWB seadmete rakendusi meditsiinidiagnostikas on uuritud laiemalt. Impedantsi mõõtmisel põhinevad rakendused on näiteks leukeemia diagnoosimine [8], kudedes absorbeerunud kiirgusdoosi jälgimine [9], lihaste kontraktsioonide mõõtmine [10]. UWB radarit on testitud nahavähi [11] ja rinnavähi [12] uuringutel ning hematoomi [6] diagnoosimisel. Samuti uuritakse UWB radari võimalusi vererõhu mõõtmisel aordi läbimõõdu muutuste kaudu [13].

3 ULTRALAIRIBA RADARI KOMPONENDID

3.1 *Ultralairiba radari tööpõhimõte*

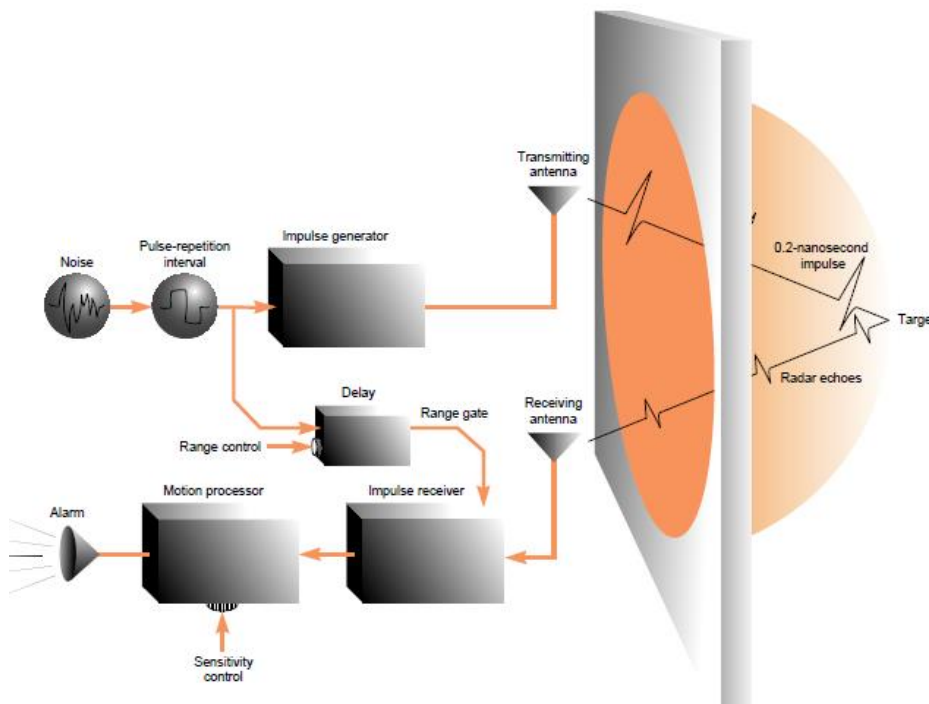
UWB radari tööpõhimõte erineb oluliselt enamlevinud impulss-, sagedusmoduleeritud ja doppleri radaritest. Impulssradar kiirgab kitsas sagedusribas lühikest aega, lülitub vastuvõtule ning mõõdab signaali tagasipeegeldumiseks kulunud aega. Doppleri radar ning sagedusmoduleeritud radar kiirgavad pidevalt ning mõõdavad sagedusmuutust vastavalt objekti kiirusele või kaugusele. UWB radar aga mõõdab etteantud kauguselt tagasipeegeldunud signaali tugevust. Seega peab UWB radar objekti leidmiseks huvipakkuva piirkonna läbi skaneerima. Radari resolutsioon on otseselt seotud kiiratava impulsi pikkusega.

Radari ehitus on suhteliselt lihtne – põhisõlmedeks on impulsi generaator, saate- ja vastuvõtu antenn, ajalise viite generaator, strobeerija või korellaator ja integraator/signaalivõimendi. Koos väljasaadetava impulsiiga käivitatakse viitegeneraator hilistusega impulsi genereerimiseks. Hilistunud impulss avab vastuvõtukanali strobeerija väljasaadetud impulsi pikkuseks ajaks. Hilistus määrab ära kauguse, kust peegelduvat signaali oodatakse. Objekti leidmiseks tuleb seega vahemaa, kust objekti otsitakse, läbi skaneerida. Erinevalt traditsioonilisest radarist, kus mõõdetakse aega peegelduse saabumiseni, mõõdab UWB radar alati peegelduse väärtust ühelt kindlalt kauguselt, mis on määratud viite pikkusega. Kui peegeldunud signaal ei satu täpselt ajaaknasse, mille ajal vastuvõtja on aktiivne, siis vastuvõetud signaali väärtus kahaneb. Seega saab mõõta väga väikseid objekti kauguse muutusi, mis mahuvad impulsi pikkuse sisse, jälgides signaali tugevust. Inimese hingamissageduse ja pulsi mõõtmine toimub just eelkirjeldatud meetodil.

Kahe- või kolmemõõtmelise pildi saamiseks kasutatakse mitut antenni, mis on teineteisest ruumis lahku viidud. Kuna signaalid saabuvad vastuvõtjasse eri ajahetkedel, on võimalik välja arvutada peegelduse konkreetne asukoht ruumis.

Enamus väikese võimsusega UWB impulssradareid põhinevad McEvani patentidel 5361070 [14] ja 5345471 [15] aastast 1994.

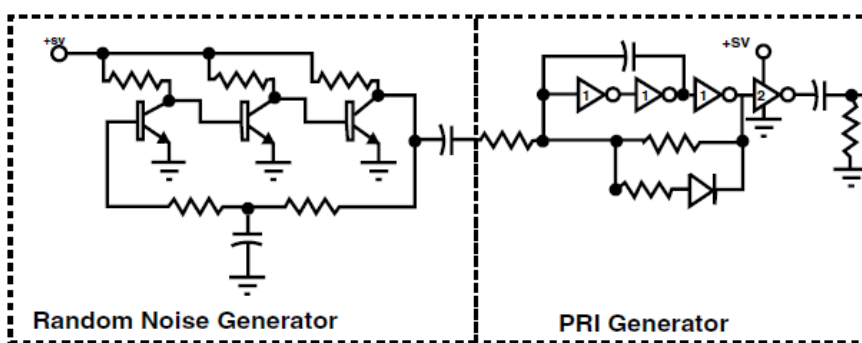
Tüüpilise UWB radari plokk skeem [16] on toodud joonisel 3.1. Impulsside genereerimiseks kasutatakse generaatorit, mis määrab impulsside kordussageduse. Kordussagedus sõltub radari tööulatusest ning UWB impulsside formeeriija omadustest, näiteks laviintransistori baasil formeeriija vajab taastumiseks pikka aega, mis omakorda viib kordussageduse madalamale. Üldiselt jääb kordussagedus piiridesse 10kHz-10MHz. Kordussageduse generaatori sagedust moduleeritakse väikestes piirides juhusliku suuruse võrra, mis väldib UWB spektris häiriva signaali koreleerumist kordussagedusega ja võimaldab mitmete seadmete paralleelset tööd. Vastuvõtu ajaaken saadakse viitelüliliga ning peegeldunud signaal võetakse vastu strobeerijaga, mis on sisuliselt ülikiire lüliti. Kuna vastuvõetud peegeldunud impulsid on väga nõrgad, siis integreeritakse tuhandeid impulsse, mis tõstab vastuvõtja võimendust. Integreerimisel on ka teine põhjus – tulenevalt juhuslikust kordussagedusest keskmestuvad välised interferentsi signaalid nulliks, tõstes oluliselt radari signaali-müra suhet.



Joonis 3.1 UWB impulssradari plokk skeem.

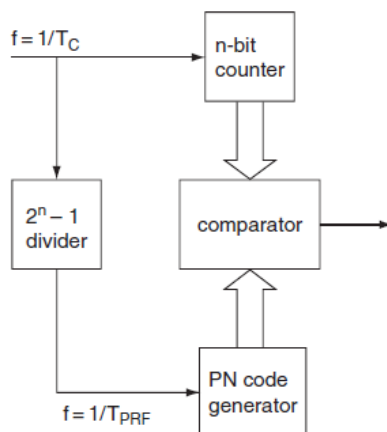
3.2 Juhusliku kordussageduse generaator

Kordussagedus (PRF – *Pulse Repetition Frequency*) määrab ära, kui tihedalt radar impulsse kiirgab. Juhuslikuks tehakse see sagedus kolmel põhjusel – et vältida spektris energia kontsentreerumist kitsasse ribasse, võimaldada paljude seadmete samaaegset tööd ja vähendada väliseid mürasid. Kõige lihtsamal juhul, joonis 3.2, on generaator lahendatud inverteritel põhineva generaatoriga, mida moduleeritakse müraga. Mürasignaali tekitamiseks võimendatakse üles transistori müra [17].



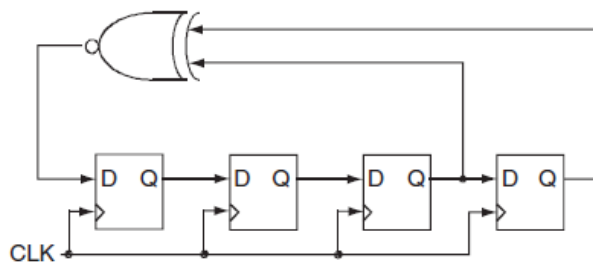
Joonis 3.2 Kordussageduse generaator.

Analoogkomponentidel generaator ei ole kuigi paindlik. Kuna radaris on tavaliselt ka protsessor signaalitöötamiseks ja juhtimiseks, siis on teiseks võimaluseks ehitada pseudojuhuslikele arvudele baseeruv digitaalne generaator FPGA või mikroprotsessoriga. Juhuslikult varieeruva kordussagedusega generaatori tööpõhimõte on toodud joonisel 3.3 [1].



Joonis 3.3 Juhuslikult varieeruva perioodiga generaator.

Taktsagedus f jagatakse soovitavaks impulsside keskmiseks kordussageduseks. Sama sagedusega genereeritakse pseudojuhuslik kood, mida võrreldakse järjestikloendi väljundiga. Juhul kui loendi väärtus võrdub juhusliku koodi väärtusega, genereeritakse väljundimpulss. Pseudojuhusliku generaatorina (PRN – *Pseudo Random Noise*), joonis 3.4 [1], on kasutusel tagasisidega nihkeregister (LFSR), mille pikkus määrab juhuslike arvude kordusperioodi. 16-bitise registriga oleks see 2^{16} ehk 65536. Sama palju võib ka erinevaid seadmeid korraga töötada ilma üksteist segamata. Signaali vastuvõtuks korrutatakse seda sama PRN-ga moduleeritud, kuid ajalise viitega kordussagedust vastuvõetud signaaliga, mille tulemusena saame väljasaadetud ja vastuvõetud signaali riskorellatsiooni.



Joonis 3.4 Pseudojuhuslike arvude generaator.

Käesolevas töös valmistatud radar kasutab FPGA-s realiseeritud LFSR-i, mille väljundiga varieeritakse kordussageduse perioodi. Testimise käigus selgus, et digitaalselt realiseeritud PRN ei ole piisav juhul, kui radari teised digitaalsed sõlmed kasutavad sama taktsagedust. Nimelt ühise taktsageduse tõttu korelleerub saadud PRN alati mingil määral teiste lokaalsete digitaalsignaalidega, tekitades vastuvõtutraktis müra. Näiteks katsete käigus ilmnis katseobjekti ja antenni ühe konkreetse vahemaa korral radari väljundis nõrk 1 Hz sagedusega signaal, mida alguses ekslikult pulsiks tõlgendasin. Täpsemal kontrollil ilmnis siiski väike erinevus südame löögisagedusega. Selgus, et põhjuseks oli kord sekundis vilkuv valgusdiod, mille sisselülitamisest tuleva impulsi peegelduse katseobjektilt antenn vastu võttis. Probleemi lahenduseks on analoogmüral põhinev mürageneraator koos PRN-ga või täiesti omaette taktsageduse generaator kordussageduse tekitamiseks.

3.3 Impulsside formeerija

Kordussageduse generaatori väljundimpulssidest formeeritakse ülilühikesed UWB impulsid. Meetodeid selleks on palju, enamlevinud on lahendused laviintransistoril, tunneldioodil või SRD dioodil. Impulsi parameetrite võrdlused on toodud tabelis 3.1.

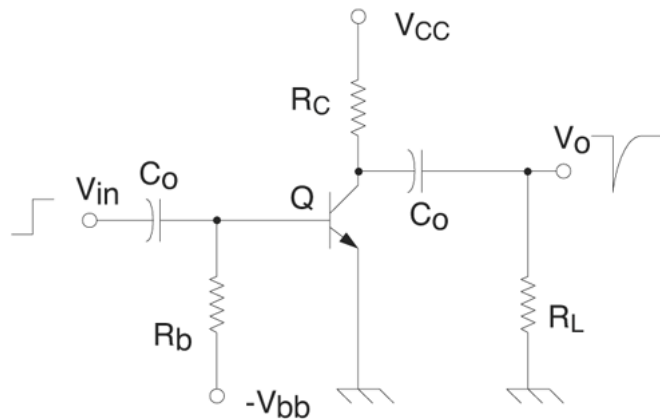
TABLE I				
TYPE OF PULSE SOURCES AND THEIR CHARACTERISTICS ⁵				
Type	Step/Pulse	Best Available Risetime at Amplitude		Notes
Mercury switch	step	70 ps	300 V	max PRF = 200 Hz
Avalanche transistor	pulse	150 ps	12 V	device selection necessary
Tunnel diode	step	25 ps 100 ps	0.25 V 1.0 V	fastest transition time
Step recovery	step	60 ps 100 ps 200 ps	20 V 50 V 200 V	commercially available specially ordered four-stack
Avalanche diode	impulse	400 ps	125 V	MHz rep. rate

Tabel 3.1. Erinevate impulsi formeerimismeetodite võrdlus [18].

3.3.1 Laviintransistor

Laviintransistor ei erine oluliselt tavalisest transistorist, kuid on võimeline töökindlalt toimima töörežiimil, mis võimaldab laengukandjate laviinpaljunemist kollektoriirdel. Üldiselt tuleb laviinlülitust vältida, sest see rikub transistori, kuid kui kollektorivool kontrolli all hoida, on ohutu laviinlülitus võimalik. Laviinrežiim tekib emitter-kollektori pinge lähenemisel läbilöögipingele. Selles režiimis transistori avamisel kasvab vool ülikiiresti, mis võimaldab saada väga järsu tõusuga impulsse. Impulsi tõusukiirused jäävad mõnesaja pikosekundi piiridesse ning kordussagedus kümnetesse kilohertsidesse. Laviinrežiim nõuab kõrget pinget, 80-100V, mis teeb antud lülituse kasutamise ebamugavaks. Laviintransistoriga formeerijad on madala kordussagedusega, sest energiat talletava kondensaatori laadimine on aeglane ning transistori lubatav hajuvõimsus on väike. Samas on impulsi amplituud suur ja hästi

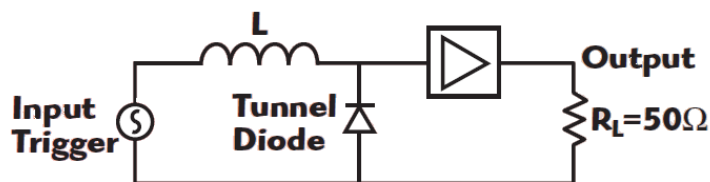
kasutatav radari rakendustes. Tüüpiline formeeriija skeem on toodud joonisel 3.5 [19].



Joonis 3.5 Laviintransistoriga impulsi formeeriija.

3.3.2 Tunneldiod

Tunneldiodiga formeeriijad on kõige kiiremad lülitused impulsi tõusuajaga kümned pikosekundid, kuid impulsi amplituud on väga väike – mõnisada millivolti. Reaalsetes rakendustes tuleks kasutada ülikõrgsagedusvõimendit, mis teeks lahenduse keeruliseks. Põhimõtteline tunneldiodformeeriija skeem on toodud joonisel 3.6 [18].

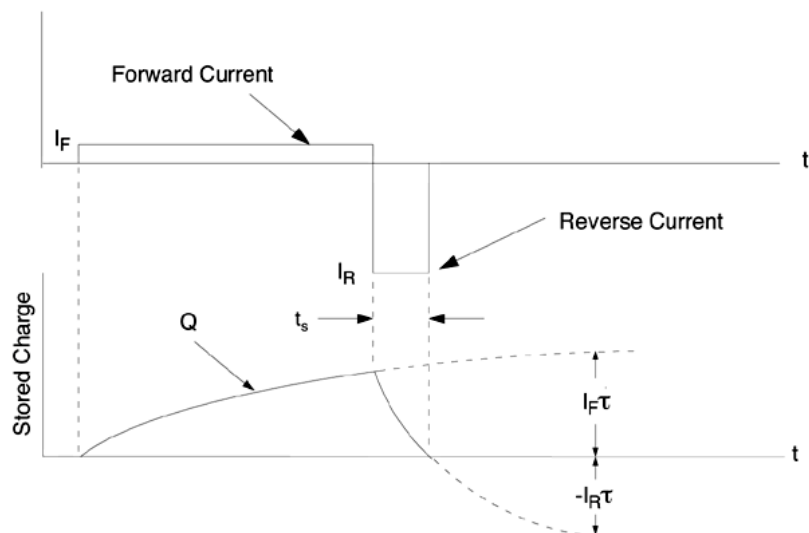


Joonis 3.6 Tunneldiodiga impulsi formeeriija.

3.3.3 SRD diod

Kõige sobilikumaks impulsi formeerimise elemendiks on SRD (*Step Recovery Diode*) ehk sammtaastvdiod ehk laengudiod. SRD diodil on ebatavaline

legeerimisprofiil, kuna laengukandjate tihedus selles siirde ligidal väheneb. Sellist nähtust nimetatakse „reverssiivpäästmiseks” (*reverse snap-off*). Päriivoolu ajal diod juhivad nagu tavaline alaldusdiod [20]. Kuid vastupinge ajal eksisteerib vastuvool vaid hetke salvestatud laengu tõttu, vaata joonis 3.7 [21], seejärel langeb vool ülikiiresti nulli. SRD diodil põhinevate formeerijate impulsi tõusukiirused jäävad alla saja pikosekundi ning amplituud ulatub kümnetesse voltidesse.

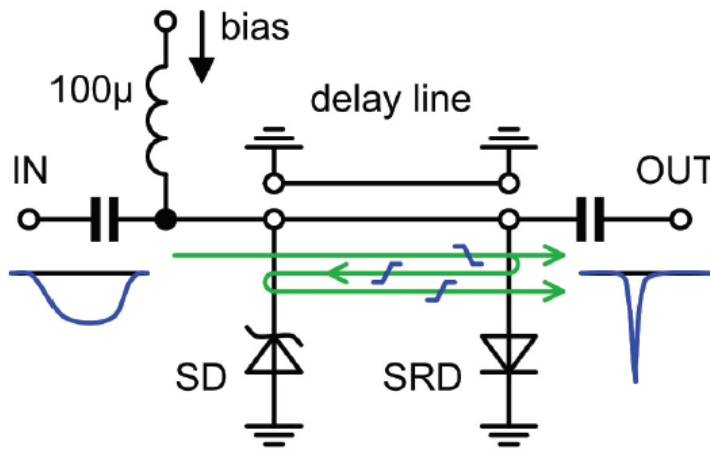


Joonis 3.7 SRD diodi laengu tekkimise ja kadumise protsess.

Põhimõtteliselt toimib SRD diod nagu laenguga juhitud lüliti, mis võib minna madala impedantsiga olekust kõrge impedantsiga olekusse ülisuure kiirusega.

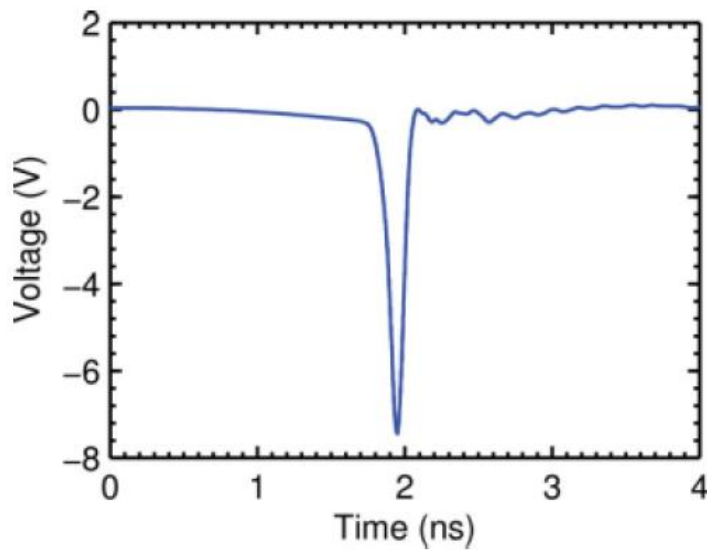
Protiva [22] poolt välja pakutud suure amplituudiga formeerija skeemis toimib SRD diod sissetuleva impulsi langeva frondi teravdajana. Normaalolekus läbib SRD diodi päriivool (joonis 3.8), diod on madala impedantsiga olekus ning on salvestanud laengu Q (joonis 3.7). Negatiivse impulsi saabudes läbib see sidestuskondensaatori ja viiteliini ning jõuab SRD diodini (joonis 3.8). Peale SRD diodi väljalülitumist levib ülikiire negatiivne front SRD diodist mõlemas suunas eemale – formeerijast välja ning teine osa läbi viiteliini tagasi sisendi poole. Kui Schottky diod viiteliini sisendis oli enne vastupingestatud ning kõrge impedantsiga, siis nüüd on ta avatud negatiivse impulsi tõttu ning viiteliini sisend on lühistatud „maaga”. Tagasiliiikunud impulss SRD diodist peegeldub lühise tõttu invertteerituna tagasi SRD diodi poole. Pärast viiteliini läbimist liitub invertteeritud impulss

esialgsega ning formeerub Gaussi impulss. Tekkinud impulsi pikkuse määrab ära viiteliini pikkus.



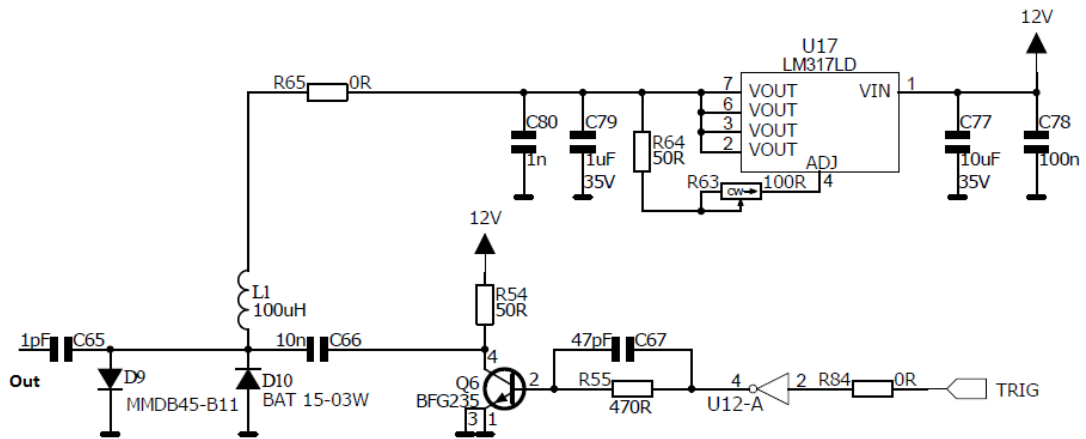
Joonis 3.8 SRD diodil põhinev impulsi formeerija.

Prototüübi mõõtmistulemused [22] näitasid 12 V toitepinge puhul väljundimpulsi amplituudiks ligi 8 V ning impulsi pikkuseks alla 200 ps, mis annab hetkevõimsuse 50 oomisel koormusel umbes 1 W. Väga heaks tulemuseks antud lahenduse juures tuleb pidada väga väikseid järelvõnkeid impulsi lõpus, vaata joonis 3.9.



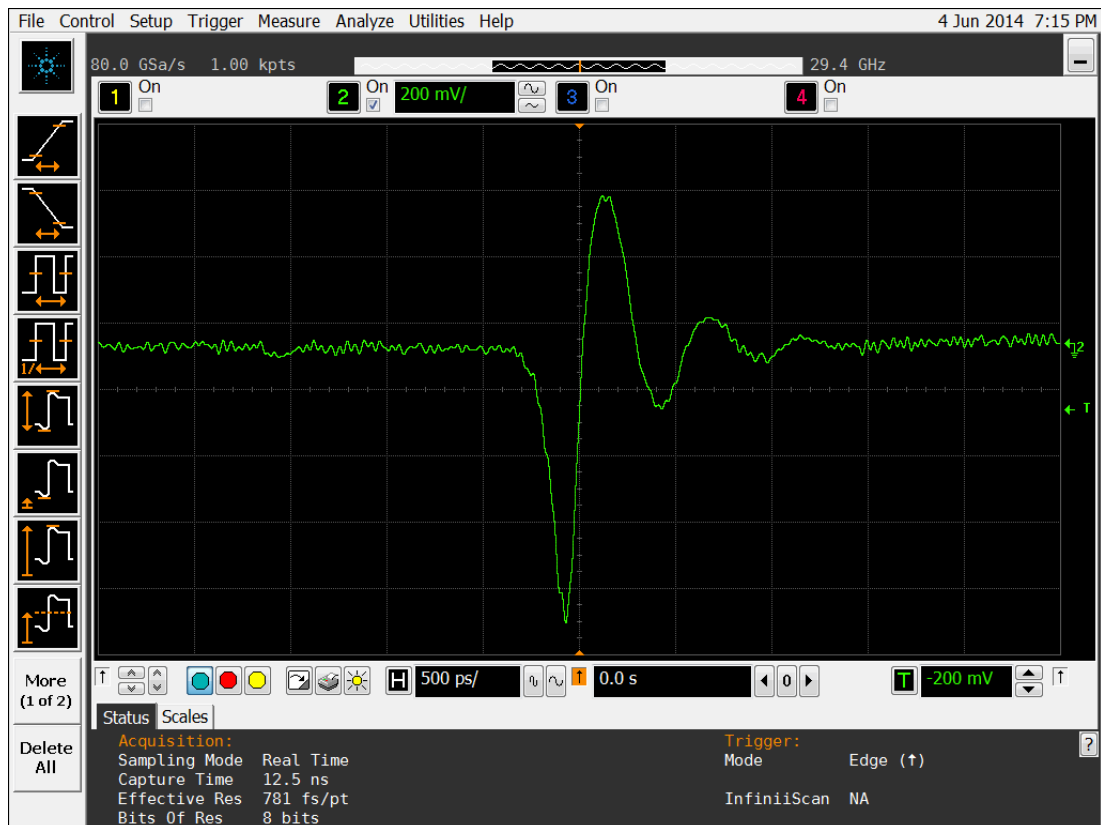
Joonis 3.9 SRD formeerija väljundimpulss.

Radaris realiseeritud impulsi formeerija (joonis 3.10) amplituud on 4.03 Vpp, $\tau=140\text{pS}$ ning impulsi pikkus 500nS.



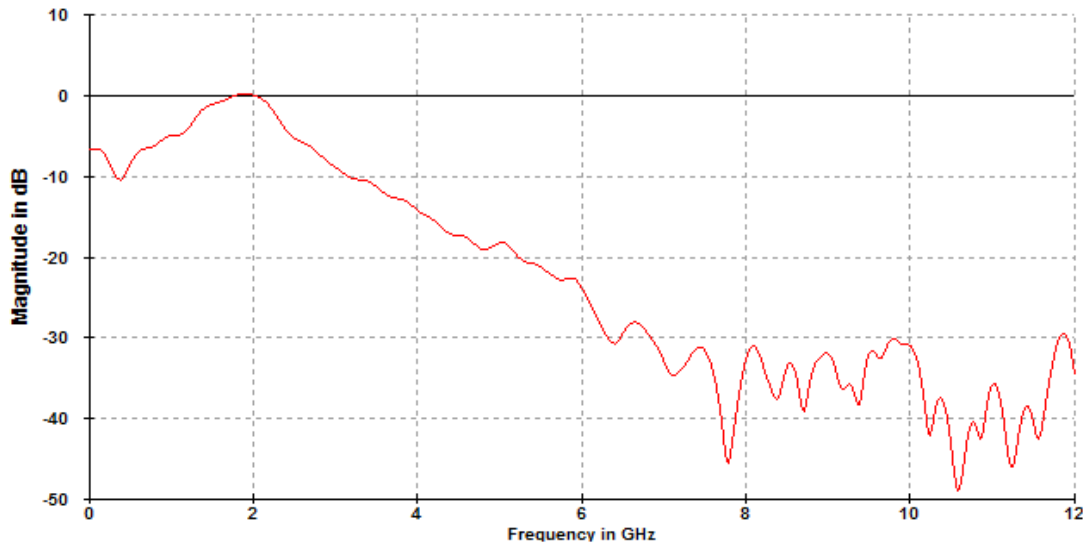
Joonis 3.10 Impulsi formeerija.

Agilent 92804A ostsilloskoobiga mõõdetud impulss on toodud joonisel 3.11. Kuna mõõtmisel on kasutatud 10dB attenuaatorit, siis on impulsi amplituud 3.16 korda tegelikust väiksem.



Joonis 3.11 Radari väljundimpulss.

Fourier' teisendust rakendades saame arvutada impulsile vastava spektri, mis on toodud joonisel 3.12. Nagu ka impulsi pikkusest järeldada võis, on võimsuse maksimum 2GHz piirkonnas.



Joonis 3.12 Radari väljundimpulsi spekter.

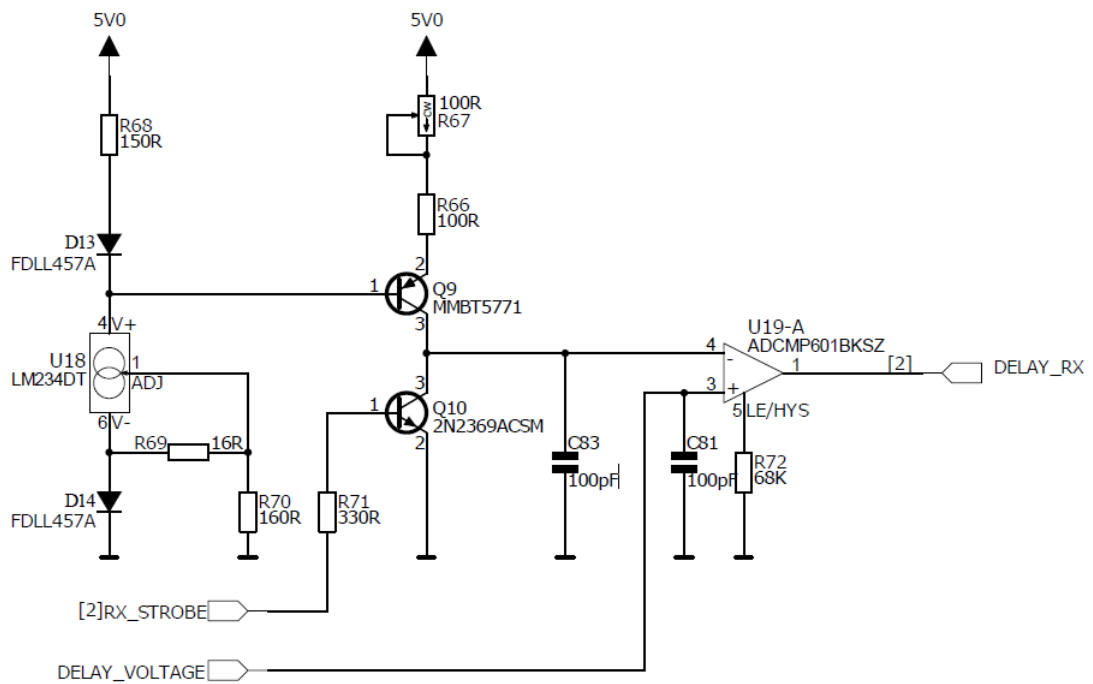
Nagu signaali spektrist näha, on enamus energiat jaotunud sagedusvahemikku 1GHz-3GHz. Signaali kudedes neeldumise seisukohalt on see vahemik hea, kuid jääb UWB standardis lubatud piiridest välja. Samuti olid kasutatud antennid optimeeritud kõrgematele sagedustele, mistõttu ei olnud nende efektiivsus eksperimentides optimaalne. Laia impulsi teine probleem seisneb selles, et radari eraldusvõime halveneb – radari sisendisse saabuvas peegeldused umbes 10 cm paksusest piirkonnast. Planeerisin genereerida umbes 200 pS laiust impulssi, kuid kahel põhjusel ei vastanud tulemus ootustele

- SRD diodi, mille omaduste järgi oli trükkplaat projekteeritud, ei õnnestunud hankida ning asendavat diodi ei õnnestunud plaadiga sobitada.
- Radari prototüüp oli projekteeritud universaalsena, et katsetada erinevaid impulsi genereerimise meetodeid, kuid signaalide väljundisse ümberlülitamine ei olnud hästi läbi mõeldud, mille tulemusena ei ole formeeriija ning radari väljundi vaheline sobitus 50Ω.

Radari keskmise võimsuse ligikaudseks hindamiseks 1MHz sagedusribas arvutame impulsi võimsuse ning jagame selle harvendusteguri ja spektri laiusega. Impulsi võimsus oleks 50Ω koormusel 320mW, kuid radari katsetustel oli antenni paremaks sobitamiseks antenni ja väljundi vahel 3dB attenuaator, seega antenni suunatud võimsus oli 160mW. Kuna impulsse saadetakse kordusperioodiga 120nS ja impulsi pikkus on 500ps, siis keskmine võimsus tuleb 240 korda madalam ehk 666uW (-1.7dBm). Arvestades, et võimsus jaotub enamuses 2GHz laiuses sagedusvahemikus, saame võimsuse 1MHz kohta: -31.7dBm/MHz. See ületab standardis lubatud -41.3dBm/MHz ligi 10dB võrra. Tegelikult jaotub võimsus laiemasse spektrisse, kuid tõenäoliselt jääb võimsus 1MHz sagedusribas siiski lubatust suuremaks. Lihtsaim meetod keskmise võimsuse vähendamiseks on harvendusteguri suurendamine ehk impulsside kordussageduse vähendamine. Kordusperiood 540nS annaks standardis lubatud väärtuse -41.3dBm/MHz.

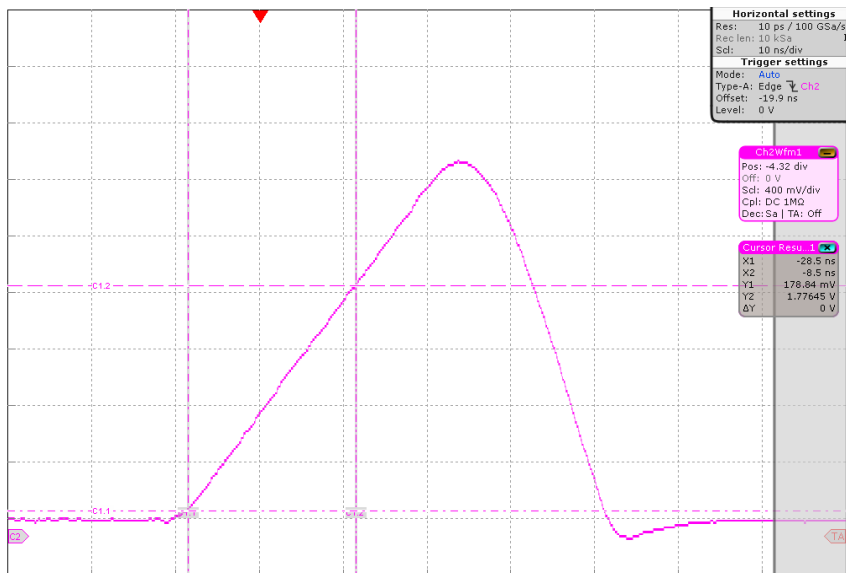
3.4 Viitelüli

Viitelüli seob omavahel UWB radari saatja ja vastuvõtja. Saatja käivitab viitelüli pärast UWB impulsi genereerimist ning viitelüli genereerib vastuvõtja tarbeks hilistunud impulsi, millega avatakse vastuvõtukanal. Viitelüli hilistumise reguleerimise resolutsioon määrab ära täpsuse, millega radar suudab kaugust mõõta. Hilistus 100 ps tähendab kauguses distantssi 1,5 cm. Viitelüli peab olema väga stabiilne, sest hilistuse muutus avaldub kauguse muutusena. Töös realiseeritud viitelüliliks on analoogtehnikas saehambageneraator ning kiire komparaator, mille lävepinget saab reguleerida DAC muunduriga (joonis 3.13).



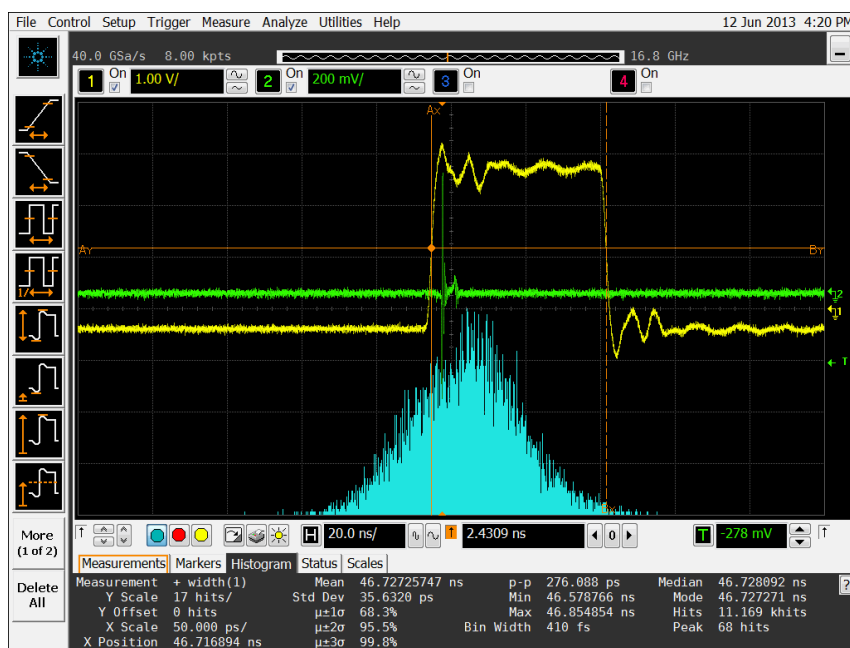
Joonis 3.13 Viitelüli skeem.

Antud skeemilahenduse puuduseks oli kondensaatorit tühjendava transistori Q10 aeglane väljalülitumine, mis esimese paari nanosekundi jooksul pingetõusunurga madalamaks viis. Seetõttu ei õnnestunud lühikesi viiteid genereerida. Probleemi leevendas laengukandjate kiiremaks eemaldamiseks baasilt diodi kasutamine paralleelselt takistiga R71. Lõplikuks lahenduseks hilistasin saatja väljundimpulssi ühe FPGA takti (5 nS) võrra, mille tõttu pikenesid viitelüli viited 5ns võrra ning transistor Q10 oli juba lõplikult sulgunud. Joonisel 3.14 on näha Rohde&Schwarz RTO1004 ostsilloskoobiga mõõdetud saehamba signaal, amplituud 2.5V, tõusu aeg 35ns ja kondensaatori tühjakslaadimine 15ns.



Joonis 3.14 Saehamba generaatori väljundsignaal (400mV/div, 10nS/div).

Viitelüli lineaarsus osutus piisavaks, resolutsiooniks seadsin 13ps DACi sammu kohta, mis teeb kauguse seadmise resolutsiooniks 2mm. Viitelüli viite pikkuse keskmine jitter osutus mõõtes natuke suuremaks kui oodatud - 34pS, mis teeb kauguses 5mm. Jitter avaldub radari töös mürana. Komparaatori tekitatud jitter oli andmelehe järgi 10pS, ülejäänud osa tuleb ilmselt müradest ning transistori Q10 sulgumise ebastabiilsusest. Jitterit mõõtsin Agilent 92804A ostsilloskoobiga. Jitteri mõõtetulemus on näha joonisel 3.15



Joonis 3.15 Viitelüli viite pikkuse jitter (Histogramm 50pS/div).

3.5 Vastuvõtja

UWB vastuvõtja lahendused baseeruvad tavaliselt RF võimenditel ja mikseril (mis on sisuliselt korellaator, s.t. referents impulss korrutatakse vastuvõetud impulsiga), tunneldiodidil, laviintransistoril või ülikiiretel strobeerijatel. Strobeerijaga vastuvõtja lahenduste ideed on paljuski pärit Tektronixi ja HP kiirete ostsiloskoopide lahendustest. UWB radari jaoks on need kõige lihtsamini realiseeritavad ja odavamad lahendused.

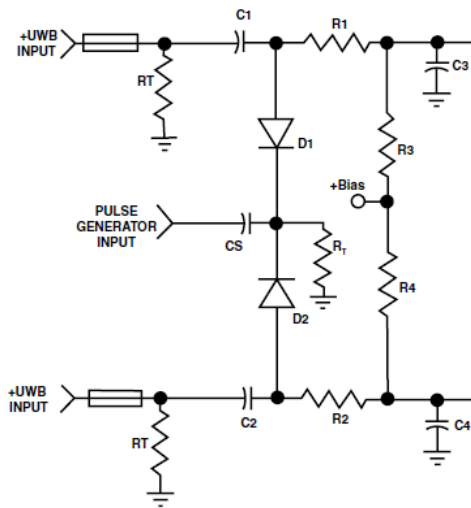
Strobeerijad on tavaliselt realiseeritud McEwansi patendil [15] või Lee [27] poolt välja pakutud lahendusel UWB radari jaoks, mida ta kasutas pinnast läbistava radari [26] katsetel ja mille aluseks on Hewlett-Packardi kiire ostsiloskoobi mõõtepeade lahendused [28] [29]. McEwansi skeem vajab ühte strobeerimisimpulssi, mida on lihtsam genereerida, kuid mis töötab diferentsiaalse sisendsignaali. Lee poolt pakutava skeemi puuduseks on see, et vajatakse kahte erineva polaarsusega sümmeetrilist strobeerimisimpulssi. Strobeerija tundlikkus on madalam kui McEwansi skeemil.

Mõlema skeemi puudus on selles, et lühikese strobeerimisimpulsi ajal saadakse kätte umbes 5% antennist tulevast energiast. Diodide siirete vahelise mahtuvuse tõttu avaldab antennist tulev signaal läbi nende mahtuvuse mõju ka strobeerimisimpulsi puudumise ajal ning halvendab sellega vastuvõtja signaali-müra suhet.

3.5.1 McEwansi strobeerija

Radaris kasutatud McEwansi strobeerija (vt joonist 3.16) on diferentsiaalne, suhteliselt hea tundlikkusega (~ 1 uV), töötab kõrge impulsside kordussagedusega

(>10MHz) ning omab head signaali-müra suhet. Joonisel 3.16 on toodud strobeerija põhimõtteline skeem. Kondensaatorid C1 ja C2 hoiavad laengut. Negatiivne strobeerimisimpulss avab diodid D1 ja D2 ning kondensaatorid C1 ja C2 laaduvad antennist tulnud energia arvel. Takistid R1 ja R2 takistavad strobeerimisimpulsi šunteerimist C3 ja C4 poolt ning R1C3 ja R2C4 takistavad strobeerimisimpulsi jõudmist strobeerija väljundisse. Strobeerimisimpulsi lõppedes sulguvad diodid ning kondensaatorite C1 ja C2 ning C3 ja C4 potentsiaalid ühtlustuvad. Strobeerija väljundpinge muutub seega proportsionaalselt strobeerimisimpulsi jooksul antennist kogutud energiaga. Kondensaatoritest C3 ja C4 võib loobuda, kui raadiosageduslikud häired ei sega järgmise astme võimendeid. Vastuvõtja tundlikkust veel mõõdetud ei ole. Mõõtmiseks peab signaali generaatori sünkroniseerima vastuvõtja strobeerimisimpulsiga kuna vastasel juhul avaldub generaatori mittekorelleeruv signaal vastuvõtjale mürana.



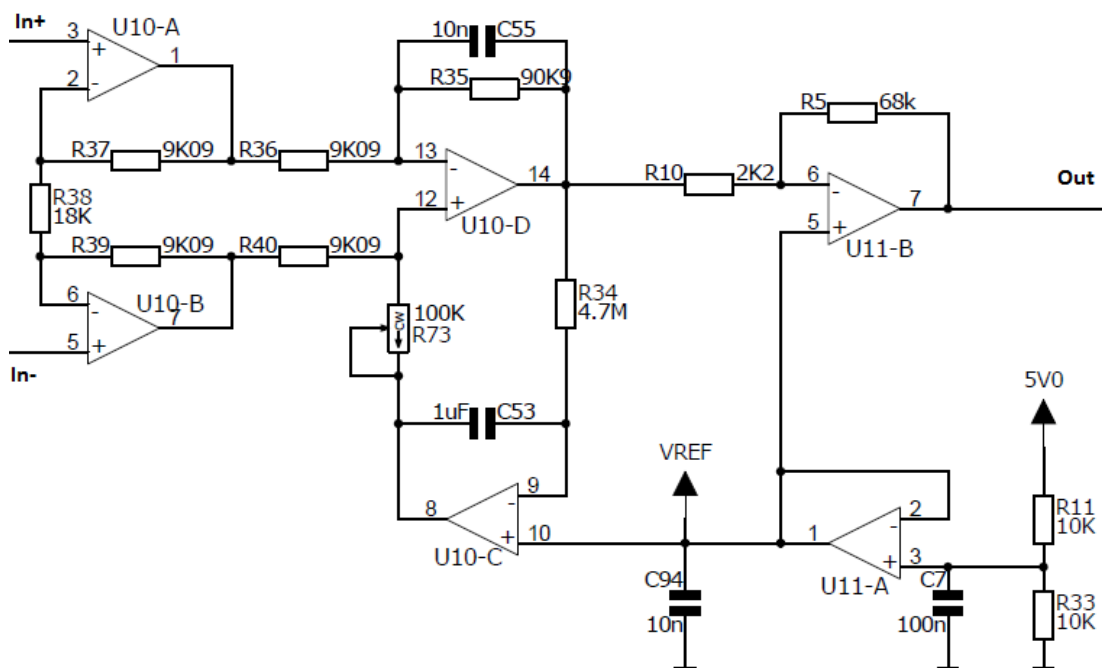
Joonis 3.16 McEwansi poolt patenteeritud strobeerija.

3.6 Signaali võimendi

Strobeerija väljundsignaal on juba madalsageduslik, kuna vastuvõetud impulsid integreeritakse. Signaal on siiski väga nõrk ning seda võimendatakse enne analoog-

digitaal muundurit. UWB signaalide võimendamisel kasutatakse ära *processing gain* efekti – vastuvõetud impulsid integreeritakse, see tähendab, et integreerides näiteks 1000 impulsi energia saavutatakse võimendus 30 dB, kusjuures ilma aktiivset võimendit kasutamata. Integreerimise tulemusena saadud tugevamat signaali on juba võimalik võimendada operatsioonvõimendiga. Integreerimise negatiivne külg on ribalaiuse vähenemine, mis muudab võimatuks kiiresti toimuvate protsesside avastamise. Kui impulsside kordussagedus on 1MHz ning integraatori ajakonstant 1mS, siis integreeritakse 1000 impulssi ning objekti liikumissagedus üle 1kHz jääb märkamatuks. Bioloogiliste objektide jälgimiseks on 1kHz aga enam kui piisav. Kiired impulsi formeerijad lubavad kasutada ka kordades kõrgemaid kordussagedusi.

Radaris kasutatud skeemilahendus on toodud joonisel 3.17. Operatsioonvõimendiga U10-C lahutatakse väljundsignaalist strobeerija alaliskomponent, mille tekitab staatilistelt objektidelt peegeldunud signaal. Sisuliselt on tegemist kõrgpääsfiltriga, mille lõikesagedus on 0.03Hz, kondensaatoriga C55 lõigatakse kõrgemaid sagedusi, et vältida aliase tekkimist ADC muundis. Katsetuste käigus seati võimendi võimenduseks 2000 korda.



Joonis 3.17 Integraatoriga diferentsiaalvõimendi

Mõõtmiste käigus selgus, et võimendil on suhteliselt suur müra, väljundis 200mVpp. Müra on madala sagedusega, jäädes 5-20Hz piiridesse. Võimalikud põhjused võivad olla takistite termiline müra või operatsioonvõimendi sisendvoolu müra, mis tekitab pinge strobeerija takistitel. Müra põhjuseid on vaja täpsemalt uurida.

3.7 ADC ja DAC

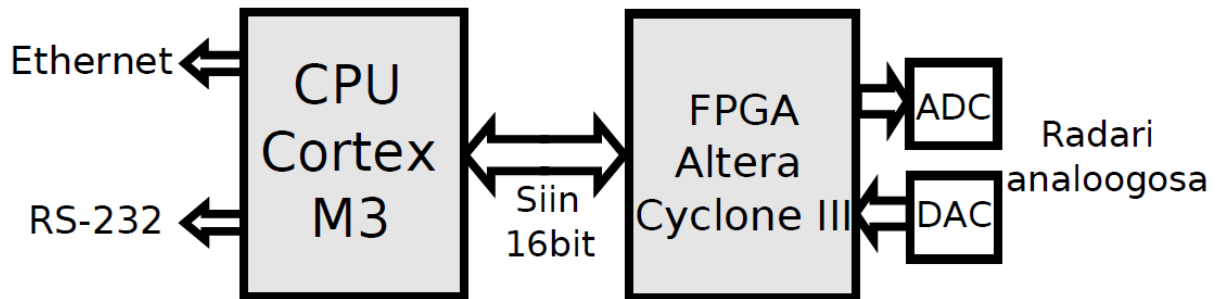
Radari signaali mõõtmiseks kasutan SAR-tüüpi 12-bitist analoog–digitaal muundurit ADS7842 (Texas Instruments) muundamiskiirusega 100 kS/s. Radari impulsside integreerimise tõttu on ADC kiirus antud rakenduses piisav.

Viitelüli reguleerimiseks on kasutusel digitaal–analoog muundur TLV5619, mis on samuti 12-bitine ning võimaldab reguleerimisulatust 4096 sammu, väljundpinge seadekiirus 1us. 13ps sammu puhul oleks seega radari maksimaalne kauguse reguleerimisulatus natuke üle 8 meetri.

3.8 Digitaalosa

Digitaalosa ülesanne radaris on genereerida kordussagedusega strobeerimisimpulsse, genereerida viitega impulss vastuvõtukanalile ning mõõta diferentsiaalvõimendi väljundpinget. Kõik radari juhtimisega seotud toimingud on realiseeritud FPGA abil. Andmeedastuseks ning võimalikuks signaalitöötluseks on digitaalosas kasutatud mikroprotsessorit. Valitud protsessoriks on Luminary (Texas Instruments) 32bitine Cortex-M3 (LM3S9B95) mis on ARM7 protsessoriseeria edasiarendus. Valiku põhjuseks oli suur jõudlus, välise andmesiini kasutamise võimalus, integreeritud Etherneti kontroller ning kõrgel tasemel arendusvahendite kättesaadavus. Lisaks võimaldab protsessori arhitektuur otsese mälupöörduse (DMA – *Direct Memory Access*) vahendite abil laadida andmemassiive FPGA-st otse protsessori mällu ilma protsessori ressursse kasutamata. See meetod võimaldab väga suurt andmete ülekandekiirust FPGA ja protsessori vahel. Sama meetodiga on võimalik ka kiire andmevahetus mälu ning Etherneti kontrolleri vahel, mis teeb võimalikuks kiire andmete ülekande radarist arvutivõrku reaalsajas.

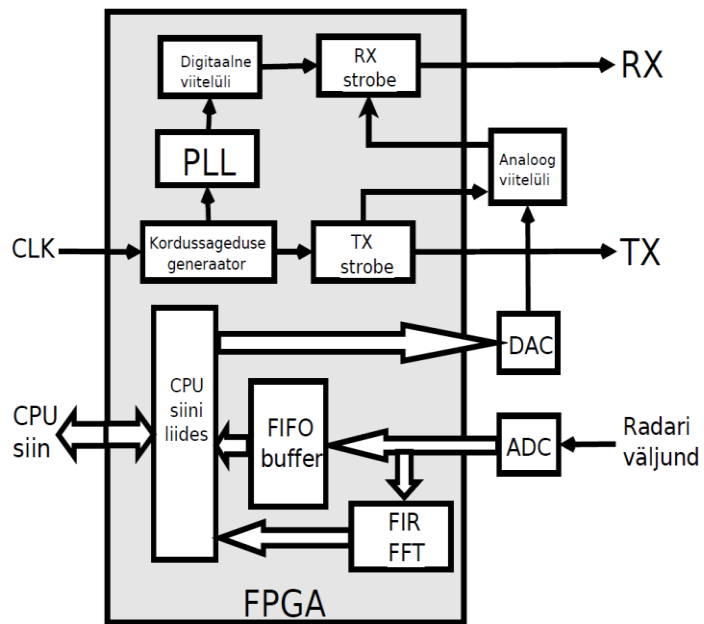
Andmevahetus FPGA ja protsessori vahel toimub üle 16bitise siini, protsessor otseselt radari juhtimisega ei tegele, vaid konfigureerib FPGA registrid vastavalt soovitud töörežiimile. Digitaalosa plokkskeem on toodud joonisel 3.18.



Joonis 3.18 Radari digitaalosa plokkskeem

FPGA juhib analoog-digitaal ja digitaal-analoog muundureid ning genereerib vajalikud juhtsignaalid saatja ning vastuvõtja impulsgeneraatoritele. Diferentsiaalvõimendist mõõdetud signaal digitaliseeritakse, FPGA loeb mõõtetulemused ning kirjutab need FIFO (*First In First Out*) puhvrise. Puhvri kasutamine on vajalik, kuna mikrokontroller ning FPGA töötavad asünkroonselt ja kontrolleril ei ole võimalik katkestusteta andmeid vastu võtta. Sellel ajal täidetakse FPGA puhvrit, mis siis hiljem kontrolleri poolt tühjendatakse. FPGA siiniliides on kontrolleri ühendamiseks sobiliku kahesuunalise andmesiini ning juhtsignaalide tarbeks. FPGA abil on ka realiseeritud FIR filter mürade vähendamiseks löikesagedusega 500Hz ja attenuatsiooniga -72dB. 100kHz võendamissageduse juures tuli filter 1600 järku, filtri sagedus – ja impulsskarakteristikud on toodud lisas 2. Kuna FPGA ressursi puudust ei ole, loobusin esialgu võendamissageduse vähendamisest, kuigi see oleks FIRi suurust drastiliselt vähendanud.

FPGA põhimõtteline struktuurskeem on toodud joonisel 3.19. FPGA konfiguratsioonist on realiseeritud radari juhtimine, FIR filter ning protsessori liides. Programmeerimiseks on kasutatud riistvara kirjelduskeelt Verilog.



Joonis 3.19 FPGA struktuurskeem.

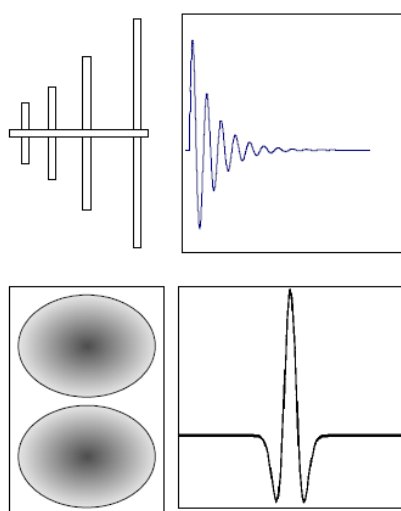
4 UWB antennid

UWB antennidele esitatavad nõuded erinevad osaliselt kitsariba süsteemides kasutatavate antennidele esitatavatest. Suunadiagramm ja võimendus, mis on kitsariba antennide põhiparameetrid, ei ole piisavad UWB antennide iseloomustamiseks.

Dispersioon, grupiviide, impulsikaja, sagedussõltuvus, impedantsi sobitus laias sagedusvahemikus ja antenni järelvõnkumine on olulised parameetrid UWB puhul, kuid ei oma suurt tähtsust kitsas sagedusribas, pideva signaali puhul või on kitsa riba tõttu iseenesest piisavalt heal tasemel.

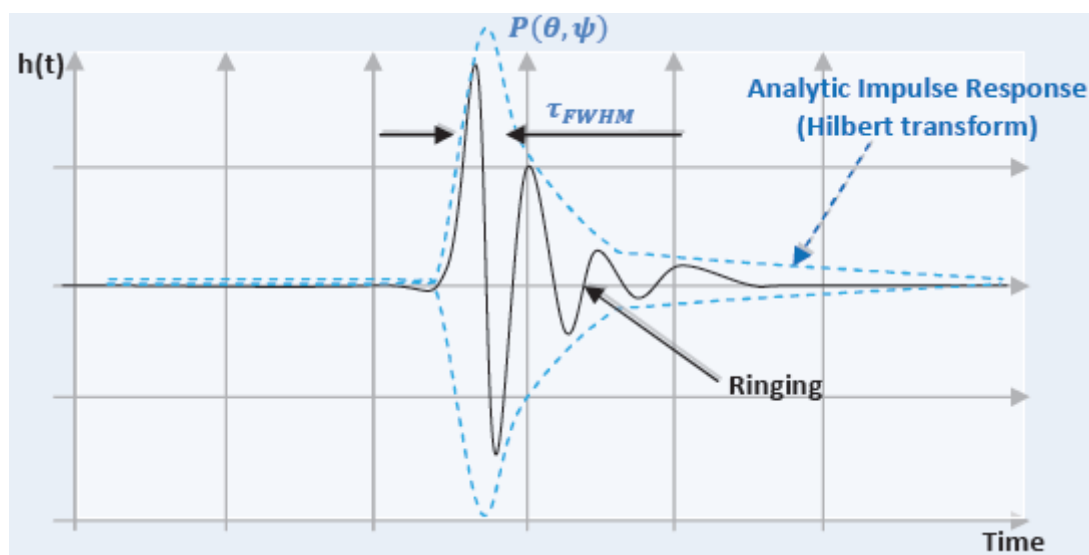
UWB antennide disainimisel on tavaliselt aluseks jooksevaine, sagedussõltumatud, mitme resonantspunktiga või elektriliselt väiksed konfiguratsioonid [33]. Levinuimad UWB antennide tüübid on Biconical, Helical, Bow-tie, Diamond dipoolid, Vivaldi ja Fractal antennid.

Dispersiooni tõttu antennis muutub lühike impulss Chirp-i sarnaseks signaaliks, mille pikkus on oluliselt suurem algsest impulsist. Näiteks logoperioodilise antenni suuremad elemendid kiirgavad madalamaid sagedusi ning väiksemad kõrgemaid ja kuna elemendid asuvad erinevatel kaugustel, ongi tulemuseks dispersioon. Joonisel 4.1 on logoperioodilise antenni ja elliptilise dipooli signaalid, kus dipool on praktiliselt dispersioonivaba.



Joonis 4.1 Logoperioodilise ja elliptilise dipoolantenni dispersioon.

Analoogiline probleem tekib antenni järelvõnkumise tõttu. Järelvõnkumise põhjuseks on signaali mitmekordne peegeldumine antenni sees või resonantsi efekt energia salvestumise tõttu antennis (joonis 4.2 [33]).

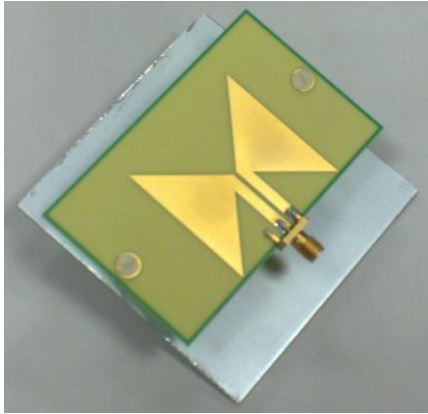


Joonis 4.2 Antenni järelvõnkumine.

Antenni impedantsi sobitus kogu sagedusvahemiku ulatuses on raskesti saavutatav parameeter UWB antennide puhul. Sellest sõltub otseselt antenni efektiivsus, UWB puhul loetakse heaks sobituseks S_{11} väärtust vähemalt -10dB .

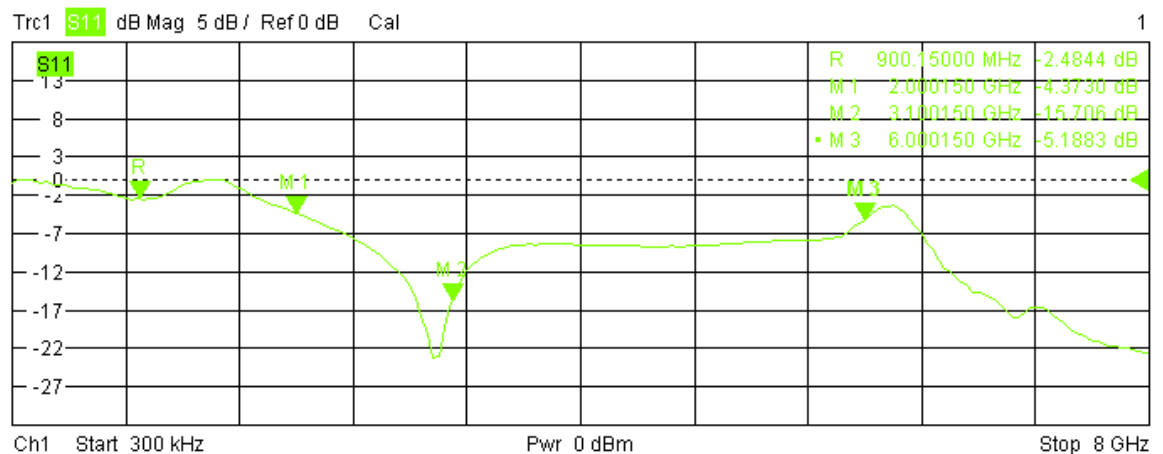
Radari testimise käigus valmistasin 3 antenni – kaks suundantenni ning ühe isotroopilise väikeste mõõtmetega antenni.

Antenn 1: *Bow-tie* tüüpi suundantenn (joonis 4.3). Mõõtmed 80x80x20mm.



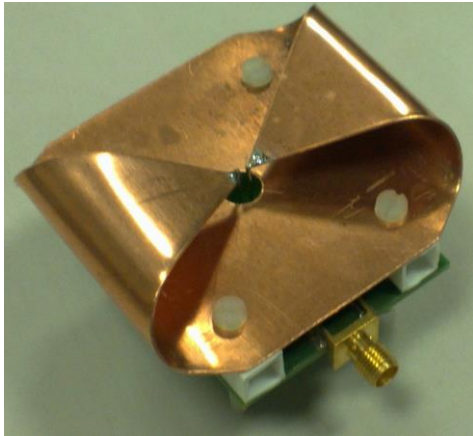
Joonis 4.3 Antenn *Bow-tie*

Antenni S11 väärtused on -10dB piirides sagedusvahemikus 2.5GHz-5.8GHz (joonis 4.4). See on hea suundantenn UWB sagedusribas, radari spektrile ei sobi, töötaks normaalselt radari väljundspektri sagedusvahemikus 2.5-3GHz, seega antud rakenduses väheefektiivne.



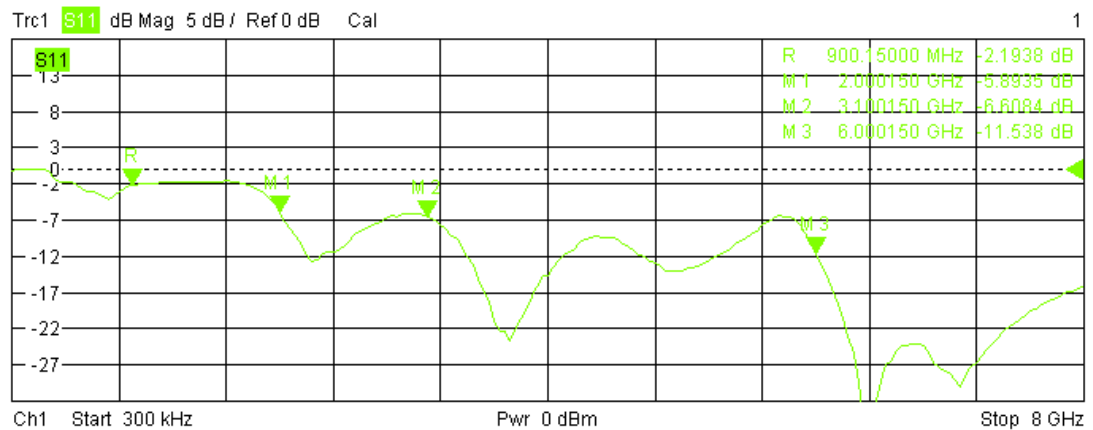
Joonis 4.4 Antenni *Bow-tie* S11 (Return loss)

Antenn 2: *Self-Grounded Bow-Tie* tüüpi antenn (joonis 4.5). Mõõtmed 65x58x15mm. Kitsa suunakarakteristikuga, kuid balanseeritud sisendiga, impedants 150 Ω . Sobituseks 50 Ω liiniga on kasutusel Balun (*balanced-unbalanced matching*), mille valmistamine FR4 baasil ebaõnnestus.



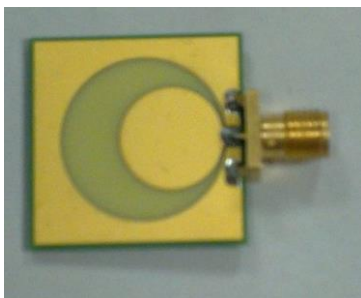
Joonis 4.5 Antenn *Self-grounded Bow-tie*

S11 on sagedustel 1GHz-3GHz 2-3dB (joonis 4.6), mis antud radari spektri puhul ei ole kasutuskõlblik.



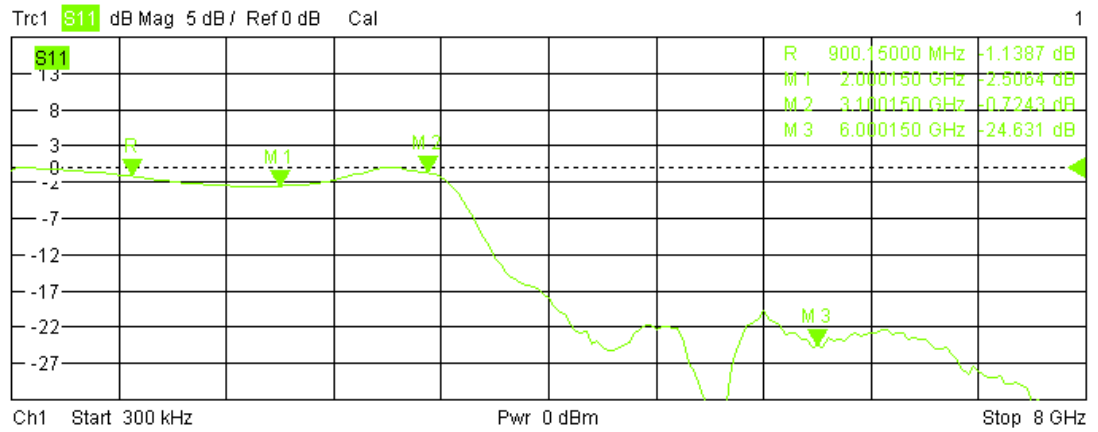
Joonis 4.6 Antenni *Self-grounded Bow-tie* S11 (Return Loss)

Antenn 3: Planaarantenn (joonis 4.7) Mõõdud 25x25mm. Väiksemõõtmeline isotroopilise suunakarakteristikuga antenn.



Joonis 4.7 Planaarantenn

Väga hea efektiivsusega antenn UWB sagedustel 3.1GHz - 10GHz (joonis 4.8). Antud radari jaoks kasutuskõlbmatu, kuna alla 3 GHz sagedustel jääb S11 alla -2dB.

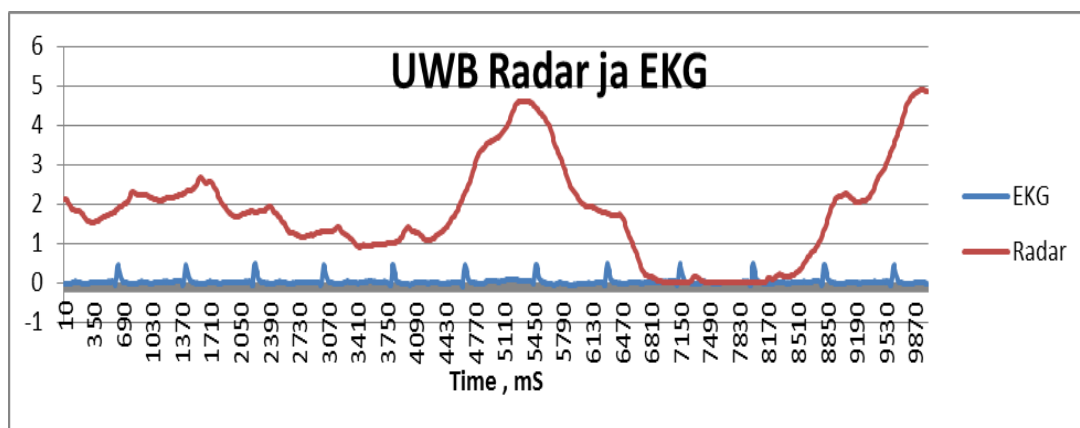


Joonis 4.8 Planaarantenni S11 (*Return Loss*)

5 KATSETULEMUSED

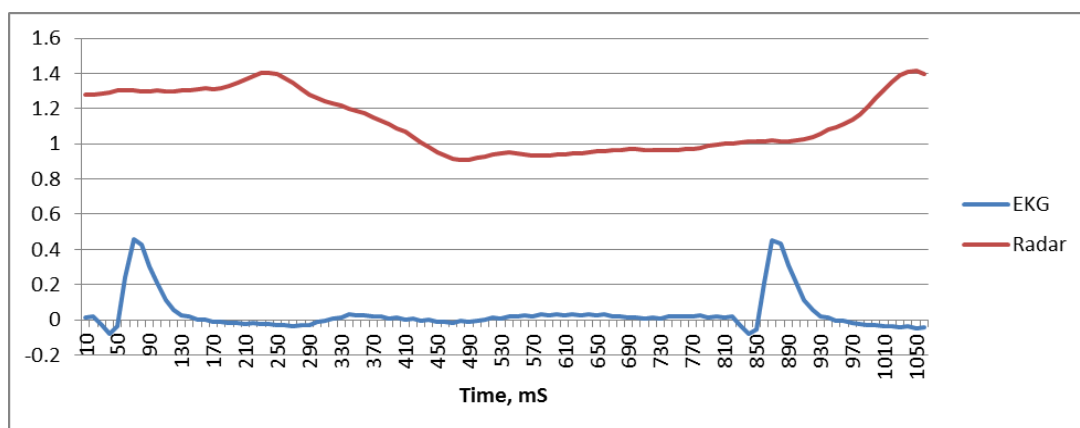
Katse eesmärgiks oli tuvastada korellatsioon radari väljundsignaali ning südame töösükli vahel. Südame töö jälgimiseks kasutati EKG võimendit „Right Leg Drive“ kolme punkti ühendusega. EKG ning radari analoogväljundi signaalid salvestati sünkroonselt NI DAQ kaardiga.

Mõõtmisel 50 cm kauguselt (joonis 5.1) on hingamise signaal väga tugev, amplituudiga $V_{pp}=5$ volti, pulsi signaali amplituud on umbes 10 korda madalam, kuid signaali-müra suhe on väga hea.



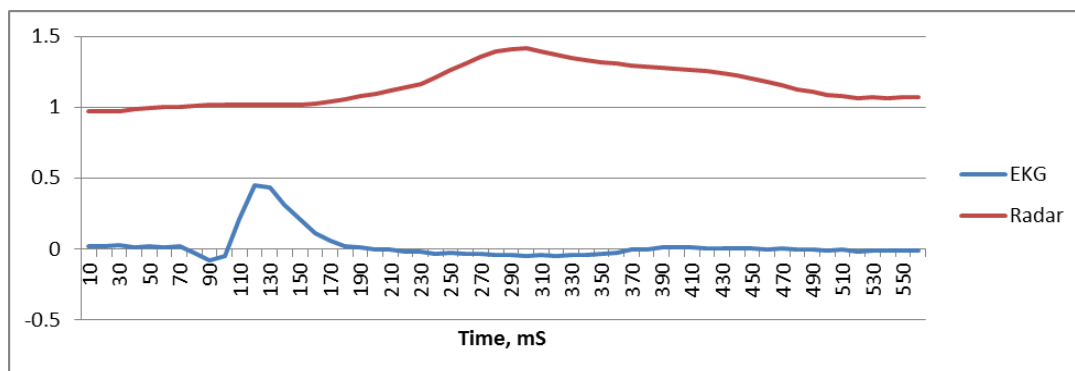
Joonis 5.1 Radari signaal 50 cm kaugusel objektist.

Joonisel 5.2 on sama signaali lõik ajavahemikust 3050mS kuni 4090mS. Siit mõõdetud pulsi sagedus on 75 lööki minutis, pulsi periood 800mS.



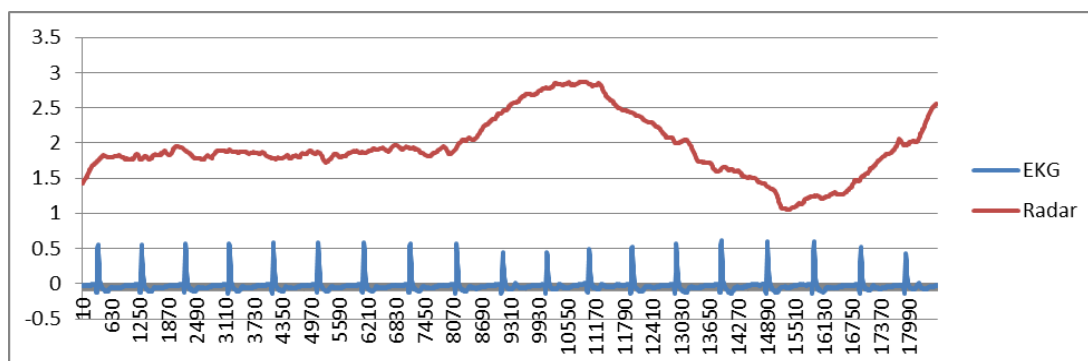
Joonis 5.2 Radari signaali 1.5 sek lõik 50 cm kaugusel objektist.

Järgmisel suurendusel (joonis 5.3) samast signaalist (joonise 5.2 ajavahemik 800mS – 1050mS) on täpsemalt näha EKG signaali ja radari poolt mõõdetud signaali ajaline nihe. Radari signaali maksimum on 170-180mS hiljem EKG signaalist.



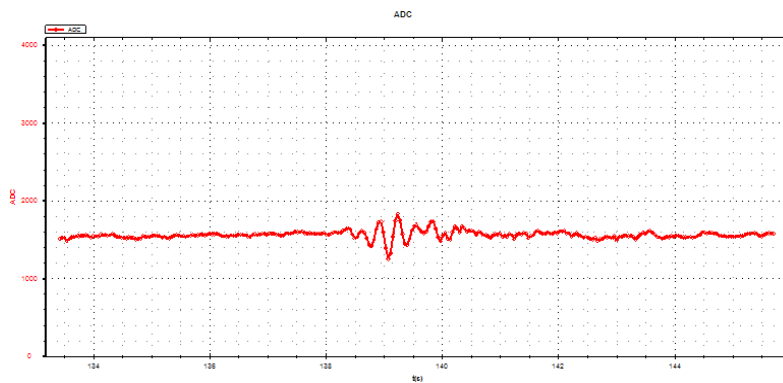
Joonis 5.3 Radari signaali 0.55 sek löik 50 cm kaugusel objektist.

Mõõtmisel 1.4 meetri kauguselt (joonis 5.4) on hingamise signaal veel väga tugev, amplituudiga $V_{pp}=2V$, kuid südame töö signaal ei ole enam äratuntav. Võimalik, et seda oleks veel võimalik registreerida signaali filtreerides või spektraalanalüüsi tehes.



Joonis 5.4 Radari signaal 1.4 m kaugusel objektist.

Radari suudab tuvastada inimese liikumise veel 6 meetri kauguselt. Liikumisel radari suunas tekib signaal amplituudiga 0.5 V_{pp} (joonis 5.5).



Joonis 5.5 Inimese liikumine radarist 6 meetri kaugusel.

Leian, et katsetulemustega võib üldjoontes rahule jääda, arvestades, et planeeritud pikkusega väljundimpulssi ei õnnestunud genereerida, mille tõttu ei olnud võimalik kasutada spektri kõrgemaid sagedusi, kuhu antennid olid projekteeritud. Seega jäi antennide efektiivsus väga madalaks ning signaali võimsus vastuvõtja sisendis väikeseks.

6 KOKKUVÕTE

Käesoleva töö käigus valmistati ja käivitati UWB radari prototüüp, kirjutati FPGA tarkvara seadme juhtimiseks ning sooritati mõõtmised radari parameetrite hindamiseks.

Uuriti radari suutlikkust mõõta inimese hingamisrütmi ning pulsisagedust. Radar on võimeline mõõtma pulssi enam kui poole meetri kauguselt ning hingamisrütmi 2 meetri kauguselt. Vahemaa oleks ilmselt suurem, kui antennid töötaksid madalamatel sagedustel või kui väljundimpulss oleks lühem.

Prototüübis on kasutatud SRD diodil põhinevat ülilühikese impulsi formeerijat, kiiret diodlülitiga strobeerijat ning analoogviitelüli mõnekümne pikosekundi reguleerimistäpsusega. Saadud signaali võimendatakse diferentsiaalse võimendiga ning mõõdetakse analoog-digitaal muunduriga. Signaalitöötlus, radari juhtimine ja andmete kogumine ning edastamine on lahendatud FPGA ning etherneti liidesega mikroprotsessori baasil.

Edaspidises töös tuleks eelkõige optimeerida impulsi parameetreid ning sobitust erinevate antennidega, viitelüli jitterit ning vähendada võimendi müra.

Üheks oluliseks ülesandeks on implementeerida objekti kauguse automaatne tuvastamine ning selle kauguse hoidmine sõltumata objekti liikumisest. Kogutud andmetele tuginedes on eesmärgiks valmistada radari lõplik optimeeritud variant.

KASUTATUD ALLIKAD

1. Ian Oppermann, Matti Haämäläinen, Jari Iinatti. (2004) UWB Theory and Applications. John Wiley & Sons Ltd.
2. Thomas Kaiser and Feng Zheng. (2010) Ultra Wideband Systems with MIMO. John Wiley & Sons Ltd.
3. Jeffrey H. Reed. (2005) An Introduction to Ultra Wideband Communication Systems. Prentice Hall PTR.
4. Álvaro Álvarez Vázquez. (2005) UWB Technologies. COST-289 Meeting.
5. Igor Y. Immoreev, P.G. Sergey V. Samkov, Teh-Ho Tao. (2004) Short - Distance Ultra-Wideband Radars. Theory and Designing. International Conference on Radar Systems.
6. C. N. Paulson, J. T. Chang, C. E. Romero, J. Watson, F. J. Pearce, N. Levin. (2005) Ultra-wideband Radar Methods and Techniques of Medical Sensing and Imaging Lawrence Livermore National Laboratory. UCRL-CONF-216016.
7. Graziano Varotto and Enrico M. Staderini. (2011) On the UWB medical radars working principles. Int. J. Ultra Wideband Communications and Systems, Vol. 2, No. 2.
8. Mohamed A.A. Eldosoky, Haytham Mamdouh. (2011) Detection of the Blood Leukemia by using the Ultra wide band pulses. Dept of Biomedical Eng, Faculty of Engineering Helwan university. IEEE 2011 978-1-4244-5118-0/11
9. E. D'Agostino , P. Reynaert , P. Leroux. (2011) Design of an ultra-wideband transceiver for in vivo dosimetry. Maarten Strackx Katholieke Universitet Leuven.
10. Mohamed A.A. Eldosoky. (2010) Classification of finger movements by using the ultra-wide band radar. Computer Methods in Biomechanics and Biomedical Engineering Vol. 13, No. 6, 865–868
11. Mohamed A.A. Eldosoky. (2008) The Ability of Ultra Wideband Signals in Detection of the Skin Tumor. Dept of Biomedical Eng, Faculty of Engineering Helwan university.
12. Sayad Arafath Ruzdiana. (2011) An UWB Antenna Array for Breast Cancer Detection. University of Gävle, Sweden. Master's Thesis in Electronics/Telecommunication

13. Lars Erik Solberg, Ilanko Balasingham, Svein-Erik Hamran† and Erik Fosse. (2009) A Feasibility Study on Aortic Pressure Estimation Using UWB Radar. Intervensjonssenteret, Oslo universitetssykehus HF. IEEE 9781-4244-2931-8/09
14. Thomas E. McEwan. (1994) Ultra – Wideband Radar Motion Sensor. United States Patent 5,361,070
15. Thomas E. McEwan. (1994) Ultra – Wideband Receiver. United States Patent 5,345,471
16. Thomas E. McEwan, Stephen Azevedo. (1996) Micropower Impulse Radar. Science & Technology Review January/February.
17. James D. Taylor. (2001) Ultra-wideband radar technology. CRC Press LLC.
18. Y.W. YEAP. (2005) Ultra Wideband Signal Generation. Microwave Journal. Septemper isuse.
19. Jeffrey H. Reed. (2005) An Introduction to Ultra Wideband Communication Systems. Prentice Hall.
20. Valeri Vodovozov, Raik Jansikene. (2006) Elektroonika ja Pooljuhttehnika.
21. Pulse and Waveform Generation with Step Recovery Diodes. (1984) Application Note 918. Hewlett Packard.
22. Pavel Protiva, Jan Mrkvica, Jan Machac. (2008) Universal Generator of Ultra-Wideband Pulses. RADIOENGINEERING, VOL. 17, NO. 4, December isuse.
23. Altera. (2011) Cyclone III Device Handbook.
24. Analog Devices. AD9500 DigitallyProgrammable DelayGenerator. Datasheet.
25. ON Semiconductor. MC100E195 ECL Programmable Delay Chip. Datasheet.
26. Jeong Soo Lee, Cam Nguyen, and Thomas Scullion. (2004) A Novel, Compact, Low-Cost, Impulse Ground-Penetrating Radar for Nondestructive Evaluation of Pavements. IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. 53, NO. 6, December issue.
27. Jeong S. Lee and Cam Nguyen. (2001). A Low-Cost Uniplanar Sampling Down-Converter with Internal Local Oscillator, Pulse Generator, and IF Amplifier IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 49, NO. 2, February issue.

28. Hewlett – Packard Journal. (1966) An Ultra – Wideband Oscilloscope Based on an Advanced Sampling Device.
29. Hewlett – Packard. (1973) Schottky Diodes for High Volume Low Cost Applications. Application Note 942.
30. Carlos G. Bilich. (2007) Feasibility of Dual UWB Heart Rate Sensing and Communications under FCC power restrictions. University of Trento, Italy.
31. Gabriela Quintero Dkaz De Leon. (2010) Analysis and Design of Ultra-Wideband Antennas in the Spectral and Temporal Domains.
32. Carlos G. Bilich. (2006), Bio-Medical Sensing using Ultra Wideband Communications and Radar Technology: A Feasibility Study. University of Trento, Italy.
33. Otar Javashvili (2009), UWB-Antennas for Wall Penetrating Radar Systems
34. Hans Gregory Schantz. (2003), Introduction to Ultra-Wideband Antennas. IEEE

LISAD

Lisa 1 Radari skeem. Digitaalosa, protsessor, etherneti liides



Digitaalosa, FPGA

18

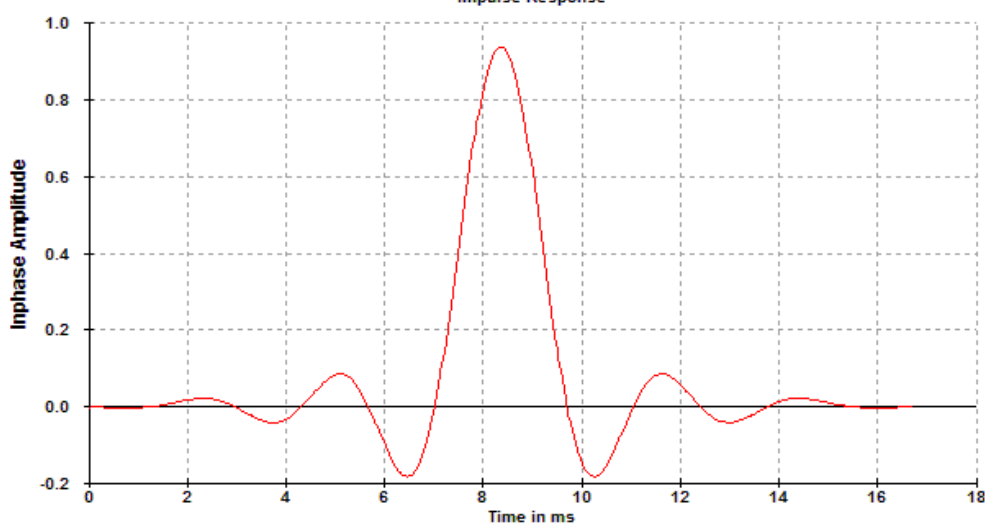
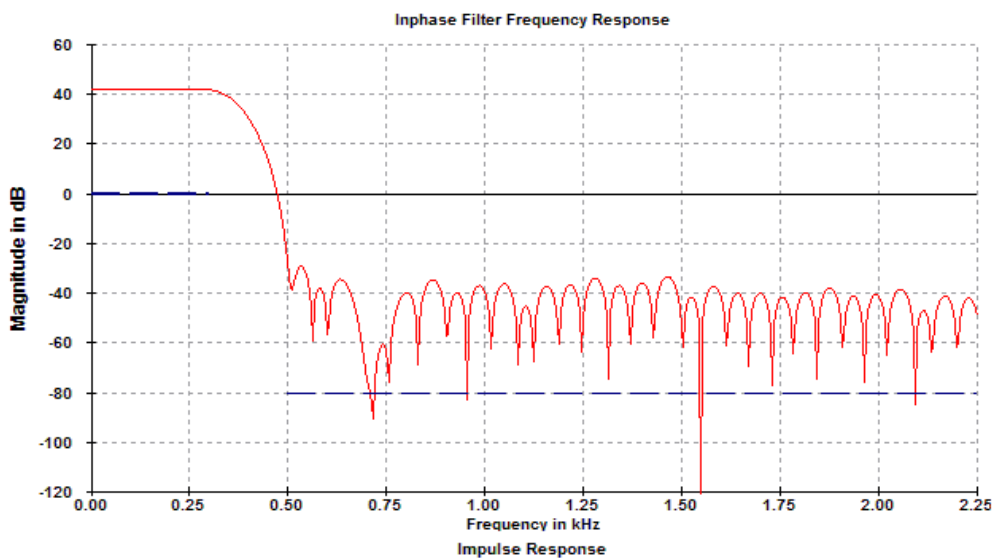
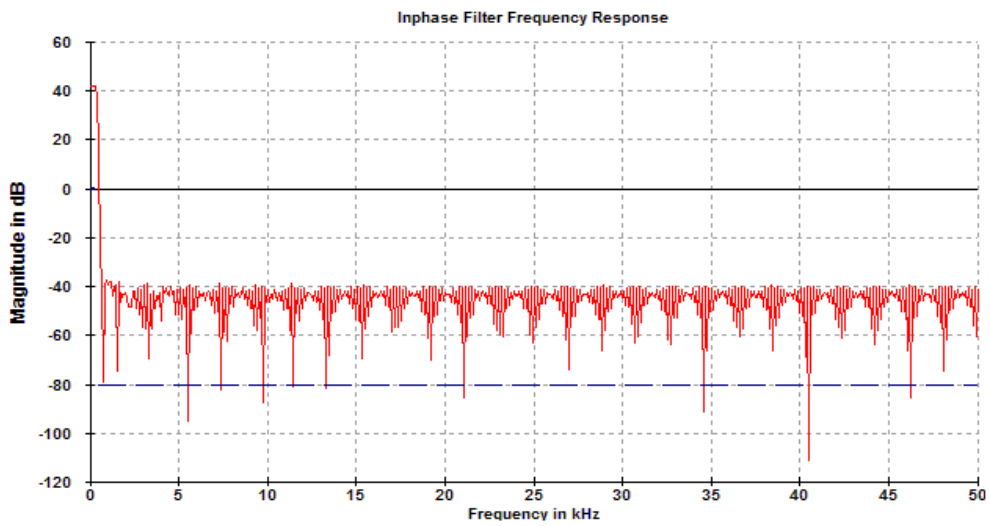
Analoogosa.



Toide.

— 10 —

Lisa 2 FIR filtri sagedus- ja impulsskarakteristikud



Lisa 3 UWB Radari foto

