

TALLINNA TEHNIKAÜLIKOOL  
Infotehnoloogia teaduskond

Kristjan Soodla 172784

**LÜHIAJALISE KESTUSEGA  
RAADIOSIGNAALI SUUNA MÄÄRAMINE  
PSEUDO-DOPPLERILISE  
RAADIOPEILINGAATORIGA**

Bakalaureusetöö

Juhendaja: Ivo Mürsepp

Dotsent

Tallinn 2019

## **Autorideklaratsioon**

Kinnitan, et olen koostanud antud lõputöö iseseisvalt ning seda ei ole kellegi teise poolt varem kaitsmisele esitatud. Kõik töö koostamisel kasutatud teiste autorite tööd, olulised seisukohad, kirjandusallikatest ja mujalt pärinevad andmed on töös viidatud.

Autor: Kristjan Soodla

12.02.2019

## **Annotatsioon**

Käesoleva bakalaureusetöö eesmärgiks on uurida erinevaid võimalusi lühiajalise kestusega raadiosignaalide suuna määramiseks, kasutades selleks pseudo-Dopplerilist raadiopeilingaatorit *PA8W Doppler RDF MK2.3*. Leida võimaluste hulgast sobivam ja optimaalsem lahendus ja realiseerida see riistvara prototüübil. Vajadusel luua signaali ettevalmistusmoodul (*signal conditioning module*), mille ülesanne on tuvastada signaal valge müra keskkonnast (raadiovastuvõtja sagedusdetektori väljundi müra sisendsignaali puudumisel), korrigeerida raadio suuna mõõtmiseks sobivaks ning ajastada suuna määramise hetk, fikseerida lugemiseks tablo viimane näit valikuliseks ajahetkeks. Luua moodulile ümberseadistamise võimalus. Vajadusel peab olema võimalus mooduli seadistamiseks erinevate omadustega signaalide tuvastamiseks. Töö tulemusena valmistada vajalik seade ning kontrollida kas seade täidab soovitud eesmärgi.

Lõputöö on kirjutatud eesti keeles ning sisaldab teksti 52 leheküljel, 7 peatükki, 50 joonist, 0 tabelit.

## **Abstract**

### **Determination of Short-Term Radio Signal Direction with Pseudo-Doppler Radio Direction Finder**

The purpose of this Bachelor's thesis is to study the various options for determining the direction of short-term radio signals using the pseudo-Doppler based pelengator PA8W Doppler RDF MK2.3. Find a more suitable and optimal solution from the options and realize it on a hardware prototype. If necessary, create a signal pre conditioning module to detect the signal from the white noise environment (radio FM detector output in the absence of noise input signal), correct signal for the radio direction measurement, and schedule the moment to set the direction, to record the last reading of the display for an optional time interval. Create module to be reconfigurable. If necessary, it must be possible to configure the module to detect signals with different characteristics. As a result of the work, prepare the necessary device and check if the device fulfills the desired purpose.

The thesis is in Estonian and contains 52 pages of text, 7 chapters, 50 figures, 0 tables.

## Lühendite ja mõistete sõnastik

ATI	TTÜ Arvutitehnika instituut
AGC, AVR	<i>Automatic gain correction</i> . Automaatne võimenduse reguleerimine
RDF	<i>Radio direction finding</i> . Raadiosignaali suuna määramine
REF	<i>Reference</i> . Baasväärtus, tugiväärtus, normväärtus
OSC	<i>Oscillator</i> . ostsillaator
LPF, MPF (MP)	<i>Low pass filter</i> . Madalpääs filter
HPF, KPF (KP)	<i>High pass filter</i> . Kõrgpääs filter
BPF, RF	<i>Band pass filter</i> . Ribafilter
BSF, TF	<i>Band stop filter</i> . Tõkkefilter
RS	<i>Radio signal</i> . Raadiosignaali
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i> . Aditiivne valge Gaussi müra
FFT	<i>Fast Fourier's Transfer</i> , Kiire Fourier'i teisendus
DFFT	<i>Discrete Fourier's Transfer</i> , Diskreetne Fourier teisendus
DPFT	Diskreetne paaritu Fourier'i teisendus
EV	Eelvõimendus
ULL	Ultralühilaine (30...300MHz)
CRC	<i>Cyclic redundancy check</i> . Kontrollkood
FPGA	<i>field programmable gate array</i> , Programmeeritav loogikaelementide maatriks (süsteem, võre)
ARM	<i>Advanced (Acorn) RISC Machine</i> , Täiustatud vähendatud käsustikuga arvutamine
HAL	<i>Hardware abstraction layer</i> , riistvara abstraktsioonikiht
FSMC	<i>Flexible static memory controller</i> , staatilise mälu kontrollier
ADM	Analoog – digitaal muundur
DAM	Digitaal – analoog muundur

# Sisukord

1 Sissejuhatus .....	9
2 Eesmärk .....	10
3 Olukorra kirjeldus .....	10
3.1 Tüüpilised sidehäiringuid põhjustavad raadiosegajad.....	10
4 Pseudo-Dopplerilise raadiopeilingaatori tööpõhimõte.....	13
4.1 PIN diod.....	15
4.2 Pseudo-Dopplerilise peilingaatori täpsus ja selle parandamine.....	16
4.3 Peamised eelised ja rakendused .....	16
4.4 Pseudo-Dopplerilise raadiopeilingaatori MK2.3 põhimõte.....	17
4.5 PA8W skeemi järgi koostatud raadiopeilingaator MK2.3.....	24
5 Probleem.....	25
5.1 Probleemi uurimine .....	26
5.2 Probleemi võimalikud lahendused .....	31
5.2.1 Signaali tuvastamine - meetod 1 .....	31
5.2.2 Signaali tuvastamine - meetod 2 .....	32
5.2.3 Signaali tuvastamise meetod 3 .....	34
5.2.4 Signaali tuvastamine - meetod 4 .....	35
5.2.5 Kompassindikaatori lukustamissisendi lisamine.....	36
5.3 Lahenduste analüüs ja võrdlemine .....	37
6 Sobiva meetodi realisatsioon.....	47
6.1 Riistvara valik ja kirjeldus .....	47
6.2 Mikrokontrolleri arendusplaat .....	49
6.3 Tabloo.....	51
6.4 Kooder ja sisestusnupp.....	52
6.5 Skeemikomponentide ühendamine .....	53
6.6 Mikrokontrolleri lähtekoodi üldine kirjeldus.....	54
6.7 Seadme kirjeldus ja seadistamine.....	59
7 Kokkuvõte .....	62
Kasutatud kirjandus .....	63

## Jooniste loetelu

Joonis 1 Näide: Raadiosegaja signaal veekosk diagrammil.....	11
Joonis 2 Näide: Müraga (50 Hz ja harmoonilised) moduleeritud saade variant (a) veekosk diagrammil.....	12
Joonis 3 Näide: Müraga (50 Hz ja harmoonilised) moduleeritud saade variant (b) veekosk diagrammil.....	12
Joonis 4 Doppleri efektil töötava raadiosignaali suunamääraja selgitus [14].....	13
Joonis 5 Nulljoone detektori kasutamine faasinihke mõõtmisel [21].....	15
Joonis 6 PA8W Doppler RDF v2.3 plokk skeem [14].....	17
Joonis 7 Antennide kiirel- ja pehmel ümberlülitamisel tekkivate sagedusspektrite võrdlus [14] .....	17
Joonis 8 Ühe antenni juhtlülituse põhimõtteskeem [14].....	18
Joonis 9 Antennide lülitamise tüürsignaali ja PIN diodide toimed aegdiagrammid [14] .....	19
Joonis 10 Taktsignaali generaatori põhimõtteskeem [14].....	20
Joonis 11 Filter ja automaatne võimenduse regulaator AVR (AGC) [14].....	20
Joonis 12 Lülitavate kondensaatoritega filtri põhimõtteskeem [17].....	21
Joonis 13 Filtrite sisend- ja väljundsignaalide ajalised kujud [14].....	22
Joonis 14 Suunanäidu kuvamise ja nulljoone detektori elektroonika põhimõtte skeem [14].....	23
Joonis 15 Suunanäidu lukustamise ( <i>freeze</i> ) elektroonika põhimõtte skeem [14].....	24
Joonis 16 PA8W põhimõtteskeemi järgi koostatud raadiopeilingaatori foto.....	25
Joonis 17 Modemi saadetud tervikliku paketi aegdiagrammi näide.....	26
Joonis 18 Vastu võetud pooliku paketi aegdiagrammi näide.....	26
Joonis 19 AVR reaktsioonikiirus, mõõdetud $\tau$ ligikaudne väärtus (2 mõõtmist).....	28
Joonis 20 freeze funktsiooni rakendumisel ja taastumisel mõõdetud ümberlülitumisega seotud müra signaaliahelas.....	28
Joonis 21 Sisendi attenuaator, eelvõimendi ja ribafilter 33 – 10000 Hz (Joonis 21 suurendatud formaadis lisatud lissasse).....	29
Joonis 22 Siirdeprotsessi kestus seadme MP filtri väljundis keskmistava filtriga .....	30
Joonis 23 Siirdeprotsessi kestus seadme MPF väljundis ilma keskmistava filtrita.....	30
Joonis 24 Valge müra (ülemised) ja $f \approx 500$ Hz siinussignaali (alumised).....	33
Joonis 25 Ilma sisendsignaali sagedusdetektori väljundmüra spektridiagramm .....	35

Joonis 26	Kompassindikaatori lukustuse põhimõtteskeemi muudatus.....	36
Joonis 27	Kompassindikaatori lukustussignaali ajaskaalal.....	37
Joonis 28	Filtri signaalide ajalised ja sageduslikud kujud enne- ja pärast filtreerimist..	39
Joonis 29	Signaali tuvastamise tulemus <i>Matlab</i> -is punktis 5.2.1 kirjeldatud meetodil..	40
Joonis 30	Lõpliku siirdega keskmistava filtri impulsskajad koefitsient .....	41
Joonis 31	Libiseva aknaga autokorrelatsiooni funktsioon .....	42
Joonis 32	Libiseva aknaga <i>Pearsoni</i> korrelatsiooni tulemus lävitingimusel $\pm 0,7$ .....	43
Joonis 33	Raadiovastuvõtjast saabunud kolm erineva kestusega järjestikulist otsitavat signaali, markerite vahelised alad.....	44
Joonis 34	Käsitletavate signaalide spektridiagrammid lineaarsel skaalal.....	44
Joonis 35	Uuritava signaali spektridiagramm; FFT ( $N = 16$ ).....	45
Joonis 36	Signaali tuvastamise <i>Matlab</i> simulatsioon kindla sageduskomponendi alusel FFT ( $N = 16$ ); $f_0 = 8269$ Hz; $\Delta f = 0,005$ .....	46
Joonis 37	Uuritava signaali tuvastamise kiirus $t \approx 6$ ms.....	47
Joonis 38	Mikrokontroller STM32F407 Discovery kit vaade [22] .....	48
Joonis 39	Mikrokontroller STM32F407 ühendusklemmid ja lülitid [22] .....	49
Joonis 40	Mikrokontrolleri STM32F407 sokeldus ja viikude konfiguratsioon .....	50
Joonis 41	Tabloo 2,8" UNO moodul (ILI9341, 8bit andmesin) vaade.....	51
Joonis 42	Kooderi vaade ja elektriskeem.....	52
Joonis 43	Kooderi väljundite aegdiagramm - edasi ja tagasi keeramisel .....	52
Joonis 44	Seadme komponentide ühendusskeem.....	53
Joonis 45	Kooder ja kondensaatorid maketeerimisplaadil.....	54
Joonis 46	Detektori poolt tuvastatud signaali graafilise visualisatsiooni fotod .....	56
Joonis 47	Surunupu staatuse olekumasina voodiagramm.....	57
Joonis 48	Digitaalse keskmistava filtri voodiagramm.....	58
Joonis 49	Signaali detektori voo diagramm .....	59
Joonis 50	Seadme ekraanilt loetavate ja seadistavate parameetrite selgitus .....	61



# 1 Sissejuhatus

Alates aastast 2015 on minu igapäevaseks tööks Eesti juhtiva turvaettevõtte raadiovõrkude planeerimine (välja arvatud mobiilside) ja nende häireteta töö tagamine. Erinevad raadiovõrgud katavad suure osa Eestist. Kõige rohkem signaale edastatakse ULL (ultralühilaine) diapsoonis ( $f = 30 \dots 300$  MHz). Kõige lihtsama signalisatsiooni modemi koosluses on ainult raadiosaatja, seega ei saa realiseerida tagasisidet (NAK ja ACK signaale). Selline modem saadab juhusliku ajaintervalliga neli identset CRC (*cyclic redundancy check*) kontrollkoodiga (vea tuvastusega) paketti. Vigaselt vastu võetud pakette ignoreeritakse. Kui saatjad juhtuvad üheaegselt eetrisse minema, siis neljakordse edastusega tagatakse signaalide koju laekumine. Olukord muutub halvaks kui raadioeetrisse tekib segaja. See tähendab igal juhul käideldavus- või tervikluskadu. Osa signaale võivad moonduda ning sel juhul kontrollkood CRC ei klapi, ilmselt osa signaale ei jõua üldse vastuvõtjasse. Mõlemal juhul on tegemist turvaintsidendiga, millele tuleb kiirelt reageerida. Sellised juhtumid avastatakse testsignaalide ära jäämise või raadioetri kuulamisel. Segaja leidmine on võimalik suundantenni või raadio suuna-määrajaga ehk raadiopeilingaatoriga. Viimane on üldjuhul kiirem meetod kui suundantenni järgi juhendumine.

## 2 Eesmärk

Praktikale tuginedes, on olukordi, kui isegi tiptasemel raadiopeilingaatoriga jääb signaali lühiajalise kestuse tõttu raadiosignaali suund määramata. See seab valmis aparatuuri soetamisel teatud riski. Ei saa sobivuses kindel olla. Seepärast on selle töö eesmärgiks olemasoleva aparatuuri sobivaks kohaldamine.

Eesmärk on uurida erinevaid võimalusi kuidas määrata lühiajalise kestusega raadiosignaali suunda kasutades selleks pseudo-Dopplerilist raadiopeilingaatorit *PA8W RDF MK2.3*. Esimeses etapis uuritakse eelpool nimetatud raadiopeilingaatori tööpõhimõtte sobivust ja võimekust lühiajalise kestusega signaalide käsitlemiseks. Kui pika kestusega peab olema signaal, et seadmega saaks raadiosignaali suunda määrata? Uurida erinevate meetodite kasutamise positiivseid eeliseid ja puuduseid. Leida eesmärgi saavutamiseks optimaalseim tehniline lahendus, kasutades ainult helisagedusväljundiga raadiovastuvõtjat (RSSI signaali olemasoluta). Tehnilise lahenduse realiseerimine võimaldab anda parima ülevaate eesmärgi saavutuse kohta.

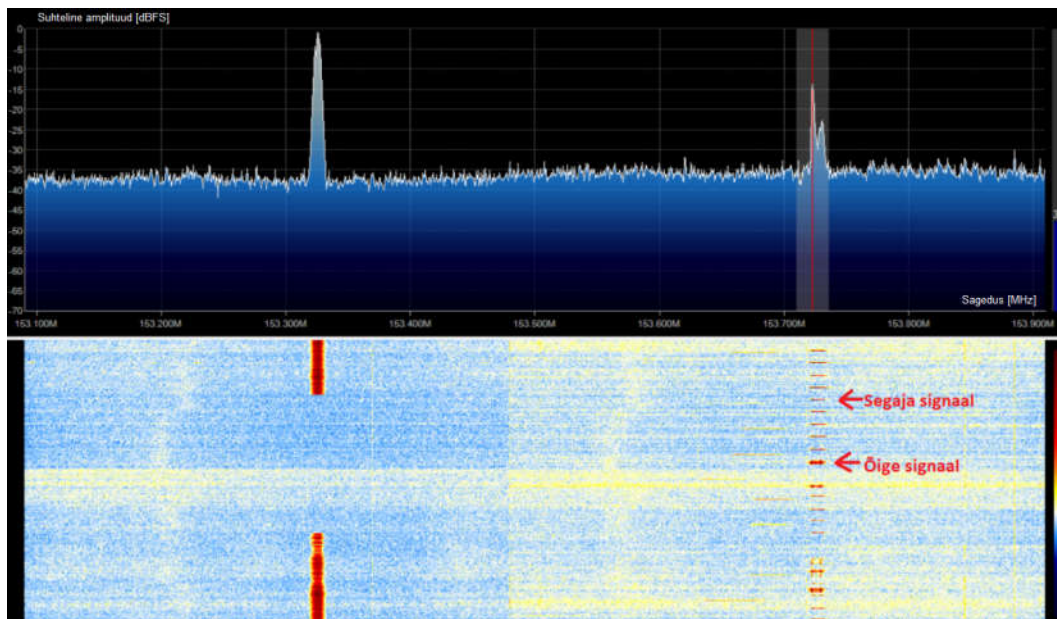
## 3 Olukorra kirjeldus

Signaalide edastamisel raadioetris on alati reeglid, milline raadiosaatja ja millal tohib oma signaali edastada. Kui raadiosaatja ei käitu reeglitele vastavalt, võib olla tegemist raadiosaatja rikkega ning see häirib teiste raadiosaatjate signaalide edastamist.

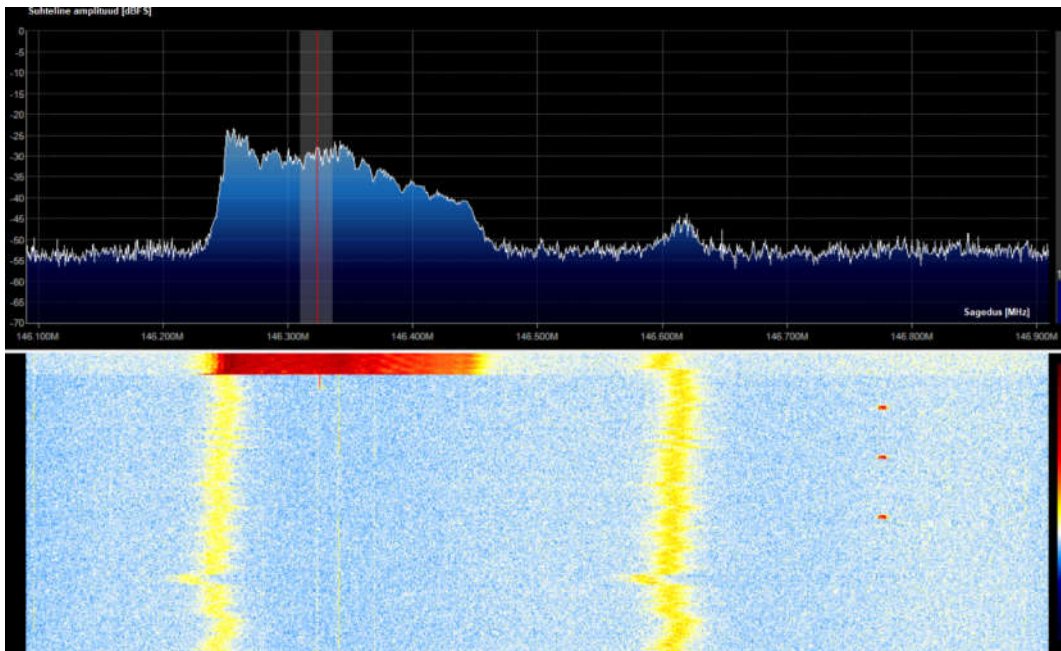
### 3.1 Tüüpilised sidehäiringuid põhjustavad raadiosegajad

- a) Modemi rike: Modem jääb pidevale saate režiimile - olenevalt tema kaugusest vastuvõtjast tekib ulatuslik pakettide kadu. Minu praktikas 1 juhtum. Saatja asus u. 10 km kaugusel vastuvõtjast, seega summutas osa signaale.

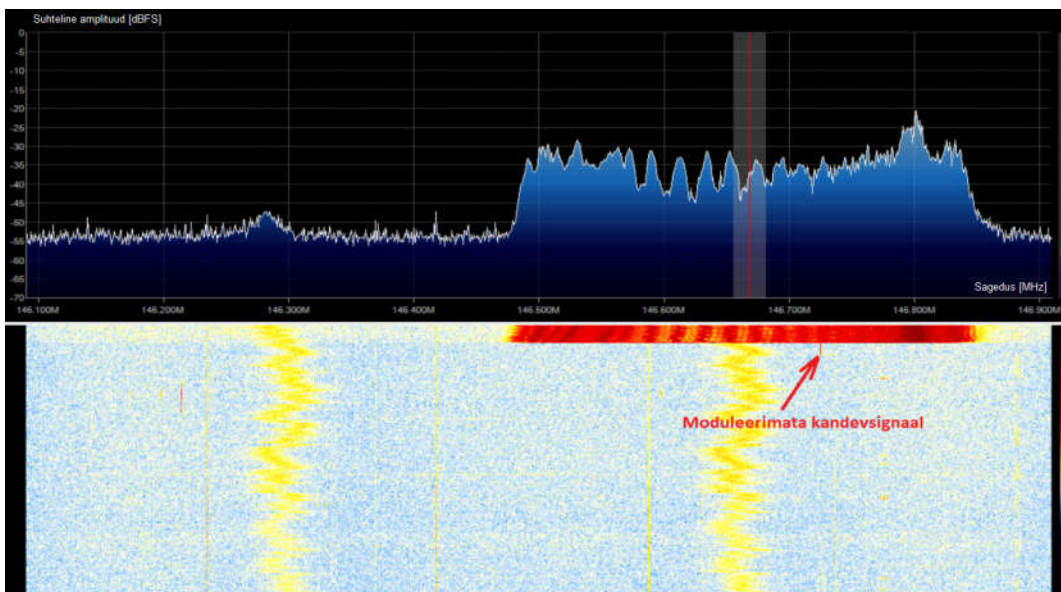
- b) Modemi rike: Modem jääb lõpmatult sisse – välja lülituma. Saadab lühikesi sisutuid raadiosignaale (ilma identifikaatorita). Tavaliselt aku või toiteploki viga. Aku eksploatatsiooni aeg on üle lubatu ja laadimisvool hakkab süsteemi üle koormama. Esineb väga sagedasti. Mõningatel juhtumitel mitu objekti korraga. Sel juhul on suundantenniga signaali allika otsimine raskendatud, sest ühesugune signaal kostab samaaegselt või kordamööda erinevatest suundadest. Joonisel 1 on näha, et tõenäoliselt kattub raadiosegaja signaal ajaliselt paljude korrektsete ning oluliste signaalidega. Korrektne signaal edastatakse *MILLER* kodeeringus, sümboli kestusega  $t_s = 833 \mu s$ , sõnumipaketi kestus  $t = 140 ms$ . Segaja signaali kestus varieerub  $t = 7 \dots 300 ms$ , seega tekitab sõnumipakettide dekodeerimisel bitivigu. Selline juhtum on ühtaegu ka kõige sagedamini esinev.
- c) Modemi rike: Oletatavasti toiteploki viga, võimalik kondensaatori rike (50 Hz moduleeritud saade). Saate ribalaius  $B$  väga suur, võib ületada 300 KHz. (Lubatud on 8 KHz, kanali samm 25 KHz)



Joonis 1 Näide: Raadiosegaja signaal veekosk diagrammil



Joonis 2 Näide: Müraga (50 Hz ja harmoonilised) moduleeritud saade variant (a) veekosk diagrammil

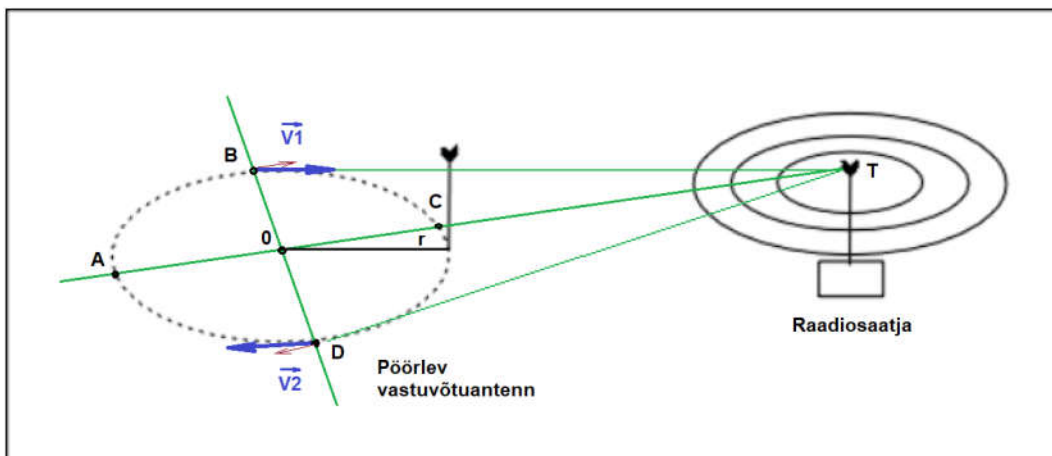


Joonis 3 Näide: Müraga (50 Hz ja harmoonilised) moduleeritud saade variant (b) veekosk diagrammil

Väga suur sagedusdeviatsioon muudab selle signaali vastuvõtu keeruliseks, samuti pseudo - Doppleriline peilingaator ei tööta, sest kasutab *FM* detektorit suuna määramiseks. Peilingaatoriga saab määrata joonisel 2 ja 3 noolega märgitud signaaliosa (-allika) suunda.

## 4 Pseudo-Dopplerilise raadiopeilingaatori tööpõhimõte

Paneme raadiovastuvõtja antenni keskpunktist kaugusele  $r$  pöörlema näiteks  $n = 500$  pöört sekundis [p/s], sarnaselt nagu joonisel 4.



Joonis 4 Doppleri efektil töötava raadiosignaali suunamääraja selgitus [14]

Signaaliallikas asub punktis **T**. Antenn pöörleb ümber **O** punkti  $n = 500$  p/s (3000 p/min). Punktis **B** ja **D** on *Doppleri* efekti tõttu vastuvõetud sageduse nihe maksimaalne. Tekib kõigusagedus (sageduse tuiklemine), mis on seotud antenni pöörlemiskiirusega ehk antud juhul 500 Hz. Punktis **A** ja **C** on *Doppleri* nihe minimaalne (null).

$$r = 0,305 \text{ m}; \text{ ringjoone pikkus } l = 2 \cdot r \cdot \pi = 0,61 \cdot \pi = 1,92 \text{ m}$$

Eeldades, et raadiosaatja antenni kaugus vastuvõtuantennist on kordades suurem raadiusest  $r$ , siis võib lugeda radiaalkiiruse nurkkiirusega ligilähedaseks.

$$n = 500 \text{ p/s}; \text{ periood } T = 2 \text{ ms}$$

$$|v_{ant}| = \frac{l}{T} = 960 \text{ m/s}$$

Kiirusvektorid võib lugeda raadiosaatja suunaga paralleelseks, üksteise suhtes vastandmargilisteks.

$$v_1 = 960 \text{ m/s}; v_2 = -960 \text{ m/s}; v = -(v_{saatja} + v_{ant}); f = 153 \text{ MHz}$$

Doppleri sagedusnihe:

$$f_d = \pm \frac{v}{\lambda} = \pm \frac{v \cdot f}{c} = \pm \frac{960}{1,96} = \pm 489,7 \text{ Hz}$$

Kui antennide vahekauguseks on valitud soovituslik [14]  $d = 0,22 \cdot \lambda$ , ( $r = 0.305 \text{ m}$ ), antenn pöörleb  $n = 500 \text{ p/s}$ , siis tekib Doppleri sagedusnihkest tingituna raadiovastuvõtjas kandevasageduse deviatsioon:

$$f_{\text{vastuvõetud}} = 153,0 \pm 0,0004897 \text{ MHz}$$

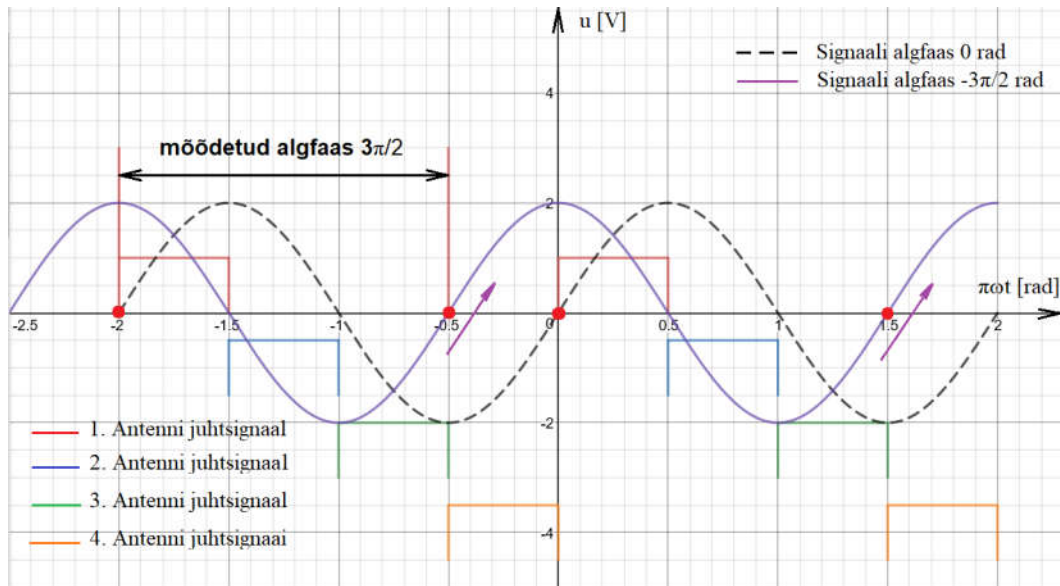
Reaalsetes süsteemides kasutatakse 2 või enam antenni ja väga kiiretoimelist ümberlülitit (multiplexerit, kommutaatorit). Antenni ümberlülitit realiseeritakse tavaliselt PIN diodidega. Päripingestatud  $pn$  siire ühendab ahela - ruumilaengud vähenevad, toimub katkematu aukude (positiivsete laengukandjate) difusioon läbi  $pn$  siirde ja nende rekombineerumine, elektronide juurdevool toiteallika miinuse poolt. PIN diodi detailsem selgitus on jaotises 4.1

Vastavalt signaali allika suunale tekib antenni iga pöördega sagedusnihe kõrgemale- ja madalamale sagedusele. Kasutades vastuvõtul sagedusdetektorit (*FM detektorit*), saame sagedusdetektori väljundis helisagedusliku signaali, mille sagedus on määratud antenni pöörlemissagedusega. Antud juhul  $f = 500 \text{ Hz}$ , mille faasinihe esimese antenni juhtsignaali suhtes ehk algfaas sõltub raadiosignaali suunast. Signaali amplituud on määratud maksimaalse Doppleri nihkega. See sõltub antennide omavahelisest vahekaugusest ja signaali allika asimuudist. Faasinihke (algfaasi) mõõtmiseks kasutatakse nulljoone (*zero cross*) detektorit.

Järgnevalt on lisatud algfaasi mõõtmise põhimõtet selgitav illustratiivne joonis.

Joonisel 5 on signaalide ajaline esitus. Mõõdetakse esimese antenni juhtsignaali tõusva fronti ja vastuvõetud signaali tõusva fronti vahelist faasinihet, mõõtepunktid tähistatud punaste punktidega.

Pseudo-Dopplerilise raadiopeilingaatori lihtsam alternatiiv on AM modulatsioonil töötav raadiopeilingaator, millel on üks antennivarras rohkem (keskmise). Antennide ümberlülitamisel saadakse pöörleva suunateguriga antenn. Selline seade võimaldab määrata lühikese kestusega RS suunda hõlpsamalt, aga väga tundlik raadioetri müradele ja -häiretele.



Joonis 5 Nulljoone detektori kasutamine faasinihke mõõtmisel [21]

## 4.1 PIN diood

PIN diood käitub päripingestamisel sarnaselt lineaarselt reguleeritavale takistile, sõltuvalt pärivoolest. Kasutatakse ka vastupingestatud *PIN* diodi tõkkekihi väga väikest siirdemahtuvust. Seega vastupingestatud *PIN* diod (*pn* siire) praktiliselt katkestab ahela, töötab nagu lüliti. Olgugi, et *PIN* diodi saab kasutada ka vastupingestamata lülituses, sellisel juhul tänu kõrgele laengukandjate arvule toimub lülitumine aeglasemalt. *PIN* diod on eriline, et *P* ja *N* pooljuhi materjalides on rohkelt lisandeid (doonoreid ja aktseptoreid) laia tõkkekihi saamiseks ning omab lisaks *P* ja *N* pooljuhi vahelist ilma lisanditeta pooljuhtmaterjali *I* tüüpi pooljuht (*intrinsic*). *I* ala omab neutraalset ruumilaengut, sest temas on positiivseid ja negatiivseid laengukandjaid võrdne arv, aga suurendab üldiselt kogu laengukandjate arvu, mistõttu saab PIN diod töötada pingega tüüritava muuttakistina. Pingestamata diodis tekib ruumilaengute (tõkkepotentsiaalide) mõjul *P* ja *N* ala vahele lai laengukandjate vaene ala (tõkkekiht). Diodi vastupingestamisel siire laieneb rohkem *N* pooljuhi suunas (positiivsete enamuslaengukandjate tõttu), seega siirde laius ja siirde geomeetria on samuti seotud. [18]

## 4.2 Pseudo-Dopplerilise peilingaatori täpsus ja selle parandamine

Peamiselt on pseudo-Dopplerilise peilingaatori täpsus seotud antennide arvuga. Üldiselt võib arvestada 4 antenni puhul  $\pm 5^\circ$  veaga ning 8 antenni puhul  $\pm 2,5^\circ$  veaga. Heades tingimustes nagu näiteks merel on võimalik, et täpsus suureneb isegi kaks korda. Linna tingimustes on täpsus häiritud peamiselt mitmekiirelisest levist tingituna. Juhul kui signaallallika ja peilingaatori vaheline otsenähtavus puudub, saame suure tõenäosusega vale tulemuse, sest saame suunaks objekti, millelt kiir peilingaatorile peegeldus. Täpsus on samuti seotud antenni omadustega. Statsionaarse peilingaatori puhul kasutatakse üldjuhul vertikaalsetest dipoolantennidest koosnevat süsteemi. Dipoolantennil on sümmeetriline toitepunkt ning maapinna olemasolu ei ole antenni häälestumise ja suuna omaduste osas oluline.

Liikuva peilingaatori puhul kasutatakse üldjuhul monopolantennide süsteemi. Selleks, et antennid täpselt häälestuksid ja suuna omadused oleksid samuti korrektsed, peavad kõikidel antennidel olema korralikud vastukaalud. Kui antennid asuvad auto katusel, siis on väga oluline kuidas antennid katusel paiknevad ning katuse pindala peab olema piisav. [1]

## 4.3 Peamised eelised ja rakendused

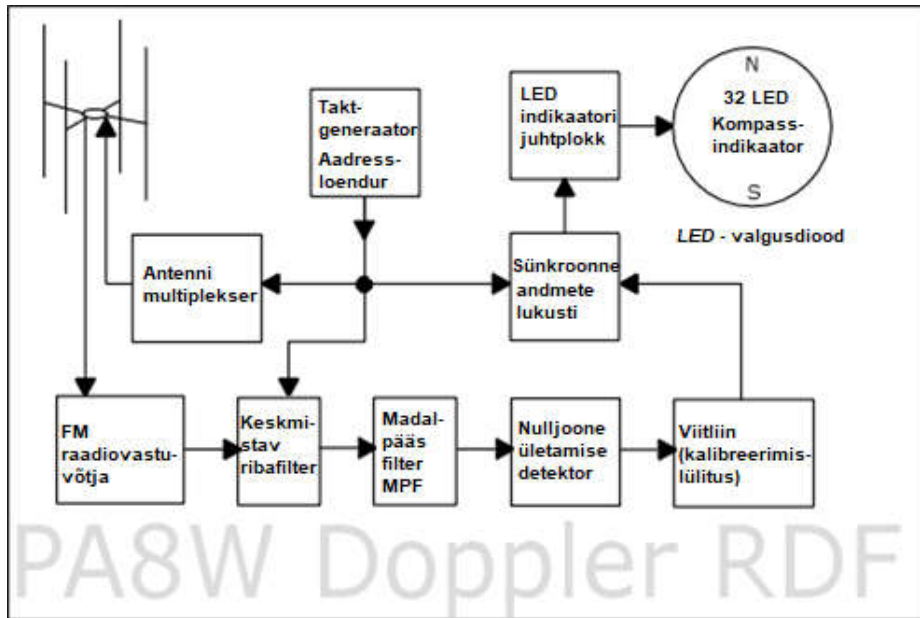
Pseudo-Dopplerilise peilingaatori peamine eelis eelkäijate ja liikuva antenniga peilingaatori ees ongi liikuvate osade puudumine. Teiseks oluliseks eeliseks on tema kiirus. Kui arvestada, et 4 antenniga antennide süsteemi kommuteerimise sagedus on  $f=500$  Hz, siis tuvastatakse raadiosignaali suund iga  $t = 2$  ms järel.

Kolmanda argumendina saab esile tuua hinna. Odavamate peilingaatorite hinnad on alates 300-st eurost. Personaalarvuti tarkvaraliste realisatsioonide puhul on vaja lisaks soetada antennid, antennide kommutaator ja raadiovastuvõtja.

Kiiretoimeliste raadio-peilingaatoritega 2 -st punktist korraga mõõtmisel on võimalik signaallallika asukoht kolmemõõtmelises ruumis väga kiiresti tuvastada. Sellepärast kasutatakse sellist tehnoloogiat laialdaselt militaarse eesmärgiga ja samuti teistes seireseadmetes.



#### 4.4 Pseudo-Dopplerilise raadiopeilingaatori MK2.3 põhimõte

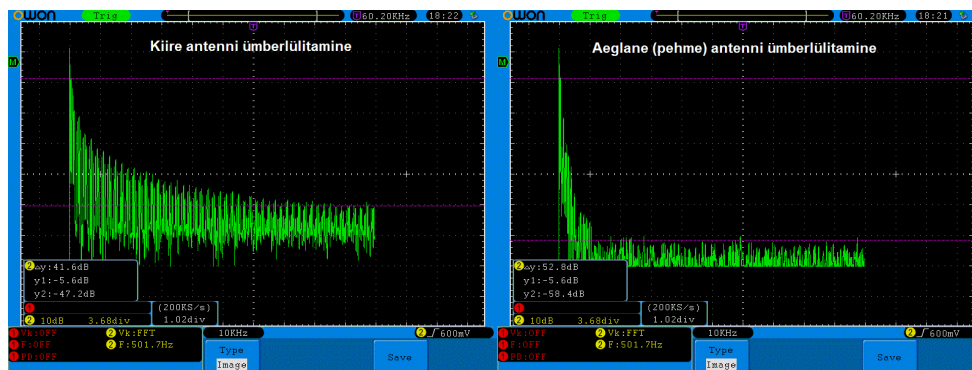


Joonis 6 PA8W Doppler RDF v2.3 plokk skeem [14]

PA8W elektroonika täielik põhimõtteskeem on esitatud lisas.

Erinevad allikad soovivad realiseerida väga kiiret antennide ümberlülitamist, mis tähendab ideaalilähedase ristküliksignaaliga antennide juhtimist.

Ristküliksignaali kasutamine antennide ümberlülitamisel tekitab paratamatult harmoonilisi sagedusi, mis hakkavad segama korrektset raadiosignaali suuna määramist, seepärast kasutatakse antud skeemis nn pehmet lülitamist. Joonisel 7 on kujutatud kahe lülituspõhimõttel tekkiva harmooniliste sageduste spektrogrammide võrdlus.



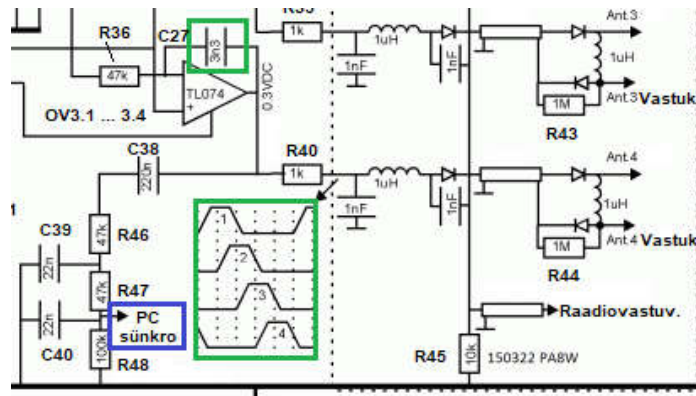
Joonis 7 Antennide nn kiirel- ja pehmel ümberlülitamisel tekkivate sagedusspektrite võrdlus [14]

Joonisel 7 on madalaima võimsusega spektrikomponendi (Y<sub>2</sub> kursori) järgi tekkinud harmooniliste sageduste võimsusnivoode erinevus 11,2dB (amplituudide erinevus 3,6 korda). Mida kiirem lülitus, seda pikem on spektrikomponentide jada, ristküliksignaali (impulsskaja näitel) spektrikomponentide võimsus jaotub *sinc* funktsiooni põhjal.

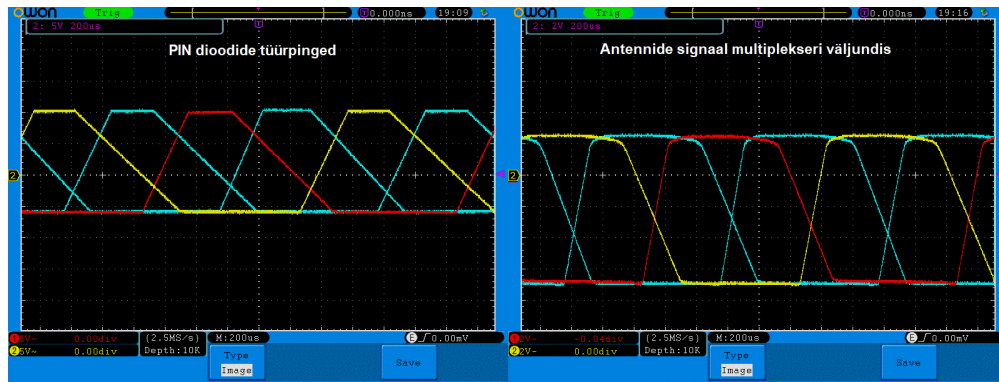
$$y = \frac{\sin(x)}{x}$$

Selleks on antenni juhtahelasse lisatud 3,3 nF kondensaator. Operatsioonvõimendi kasutamine võimaldab lihtsa meetodiga diode negatiivselt eelpingestada (laiema tõkkekihi saamiseks). 1µH drosselite omaresonantsi vältimiseks on need valmistatud õhksüdamikul.

PIN diodina ei pea kasutama 1N4148-t, Samuti sobib suurepäraselt 1N270, mille siirdemahtuvus  $C_j = 0,8$  pF vastupingel  $V_R = 1V$  [19]

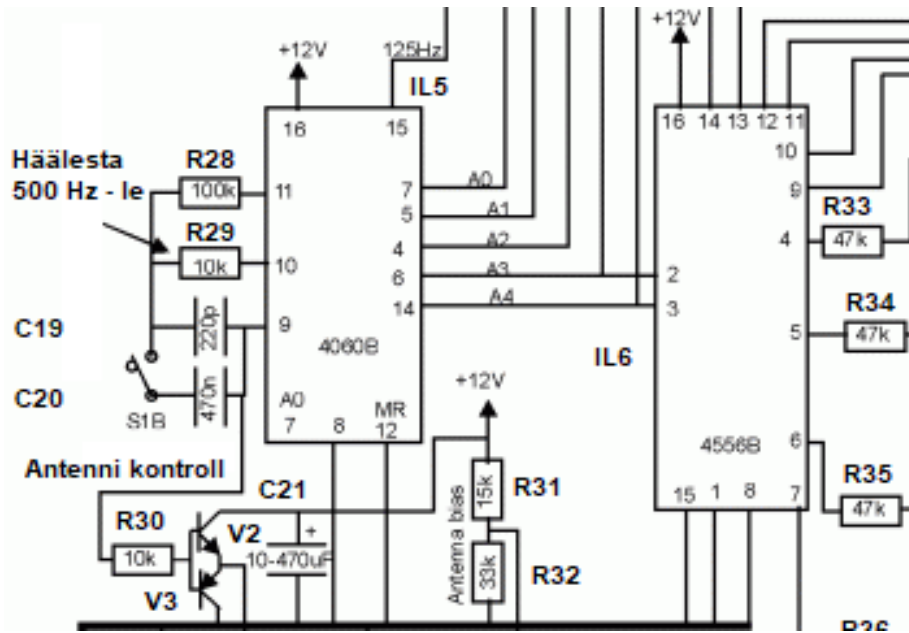


Joonis 8 Ühe antenni juhtlülituse põhimõtteskeem [14]

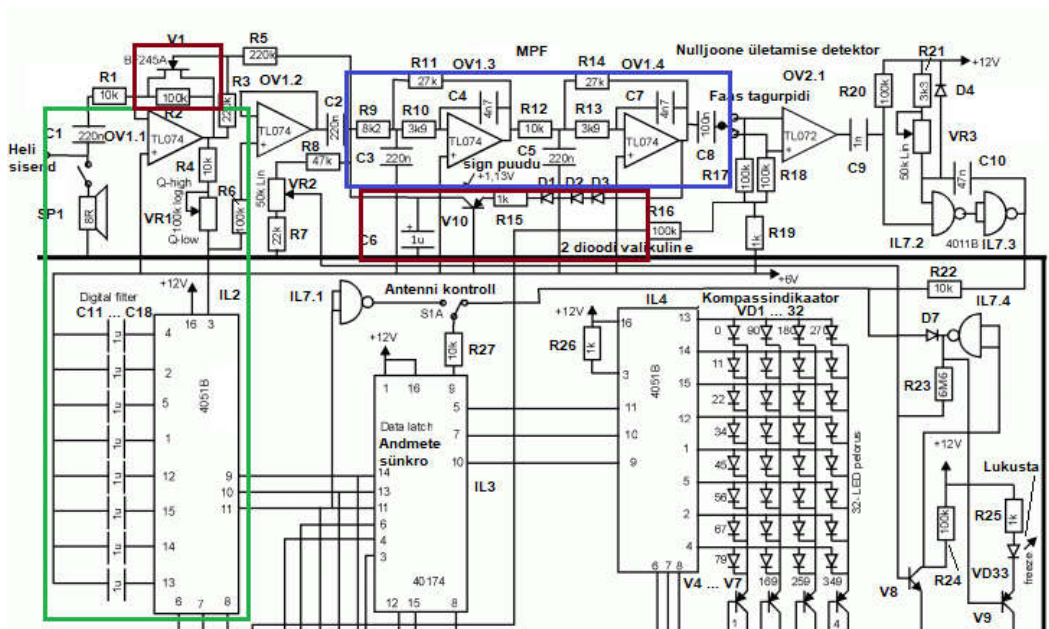


Joonis 9 Antennide lülitamise tüürsignaalid ja PIN diodide toimed aegdiagrammid [14]

Joonisel 10 IL5 - CD4060B näol on tegemist süsteemi taktgeneraatoriga ning erinevate taimerite lülitusega. Loendatakse taktsignaali, et adresseerida kompassindikaator, keskmistav filter ja antennide juhtsignaalid. Lülitati S1B võimaldab antennide testimiseks taktsignaali sagedust vähendada (ostillaatori klemmidel 128kHz-lt 128Hz-le). See on ligikaudu 1000 korda. C19 ja C20 paralleelühendusel RC ahela ajakonstant  $\tau$  muutub, takistust (R29, R28) muudetakse taktsageduse peenhäälestusel. CD4060 väljund 7 jagab taktsignaali 16-ga (8,0kHz), väljund 5 jagab 32-ga, väljund 4 jagab 64-ga, väljund 6- 128-ga, väljund 14- 256-ga, väljund 13- 512-ga, väljund 15- 1024-ga ning antenni testrežiimile lülitades muutub sagedus (125Hz-lt 0,125Hz-le) ehk kõikides loenduri väljundites muutub sagedus 1000 korda madalamaks. [16] Ostsillaatorilt saab ergutuse transistor V2 ja V3 koosnev võti, mis toodab antennide juhtlülitusele negatiivset toitepinget. See on eelkõige vajalik OV3 lineaarsuse ning PIN diodide viiteaja (*reverse recovery time*) elimineerimiseks. PIN diodi vastupingestamine suurendab samuti tema näivtakistust. IL6 on CD4556B dekooder (*decoder*) demultiplekseri baasil. IL6 on vajalik antennide juhtsignaalide eraldamiseks ning kompassindikaatori veeranditeks jagamisel.



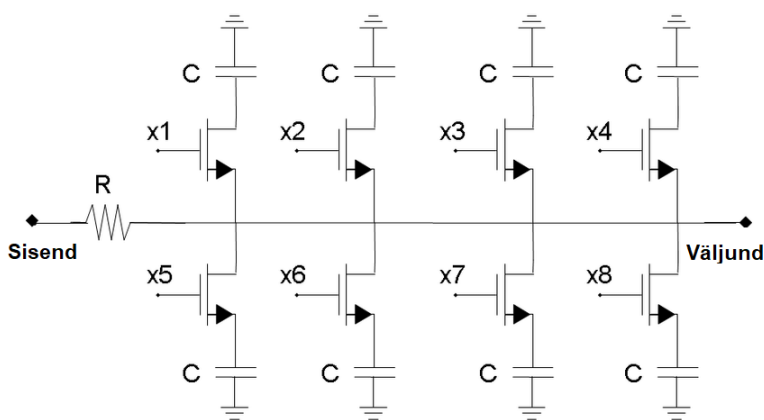
Joonis 10 Taktsignaali generaatori põhimõtteskeem [14]



Joonis 11 Filter ja automaatne võimenduse regulaator AVR (AGC) [14]

Joonisel 11 pruuniga tähistatud alade sees on automaatne võimenduse regulaator. 500 Hz sageduse filtreerimiseks on sinisega tähistatud ala sees operatsioonvõimendiga IV järku madalpääs filter (-24dB/oct).

Rohelisega tähistatud ala sees on samuti multiplekseril realiseeritud 500 Hz ribafilter, mis oma olemuselt on lülitavate kondensaatoritega filter (joonis 12). Kondensaatoreid lülitatakse ringi nii, et iga kondensaator on ahelasse lülitatud  $t = 1/8 T$ , selline filter tõkestab kõik ülejäänud sagedused, mis ei vasta  $f = 1/T$  -le ning samuti keskmistab sisendsignaali. Potentsiomeetri VR1 reguleerimisel muutub filtri hüvetegur  $Q$



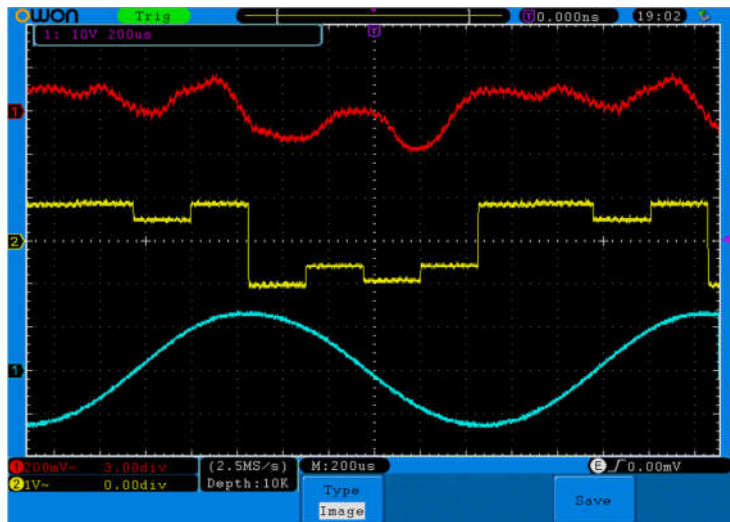
Joonis 12 Lülitavate kondensaatoritega filtri põhimõtteskeem [17]

Keskmistamisega kaasneb asjaolu, et väga lühikese ajalise kestusega signaalid ei jõua väljundisse kui keskmistamise ajaaken ei ole sobivas proportsioonis signaali kestusega, sest lühikese ajalise kestusega signaalid mõjutavad kogukeskmist väga vähesel määral. See sõltub konkreetsetest filtri parameetritest, mida käsitleb punkt 4.2.

Samuti vajavad uurimist täiendavate signaalitöötluste meetodite kasutusvõimalused.

Järgnev aegdiagramm (joonis 13) kirjeldab signaale filtrite sisendis ja väljundites.

Joonisel **punane** signaal tuleb otse raadiovastuvõtjast. **Kollane** signaal on joonisel digitaal filtri väljundil viik 3. **Sinine** signaal on mõõdetud madalpääsfiltri väljundist.

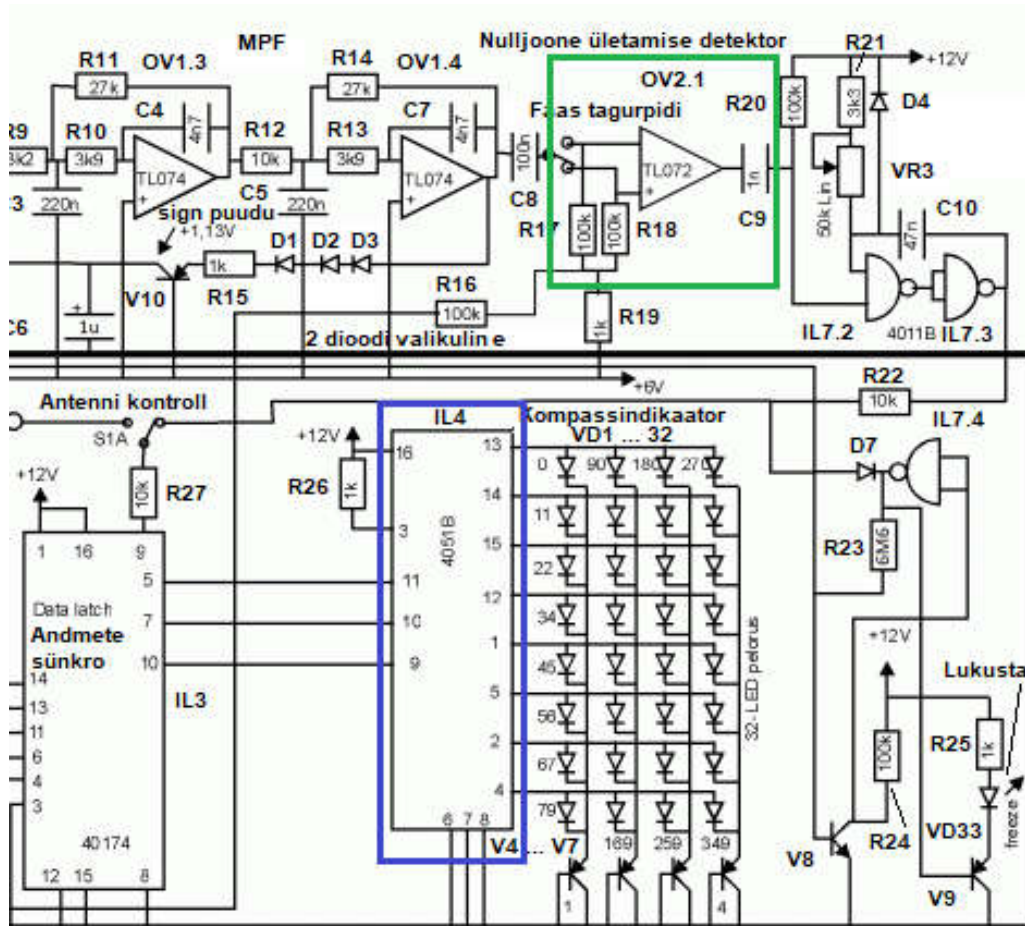


Joonis 13 Filtrite sisend- ja väljundsignaalide ajalised kujud [14]

Peale filtreerimist liigub signaal nulljoone detektorisse (joonis 14), mille väljund uuendab ekraani näidu. Nulljoone detektor on realiseeritud vastusidestamata (*open loop*) OV baasil. Sel juhul on OV 2 TL072 võimendustegur üle 100dB [16] ja väljundpinge kasvukiirus 13 V/ $\mu$ s (*Slew rate*). Väga väike sisendsignaal muudab OV väljundi kas positiivse või negatiivse toitepinge piirile. Nulljoone ületamisel muutub OV väljund väga kiiresti negatiivsest piirisuurusest positiivseks ja vastupidi. Väljundi muutumise hetke võib lugeda nulljoone ületamise hetkeks.

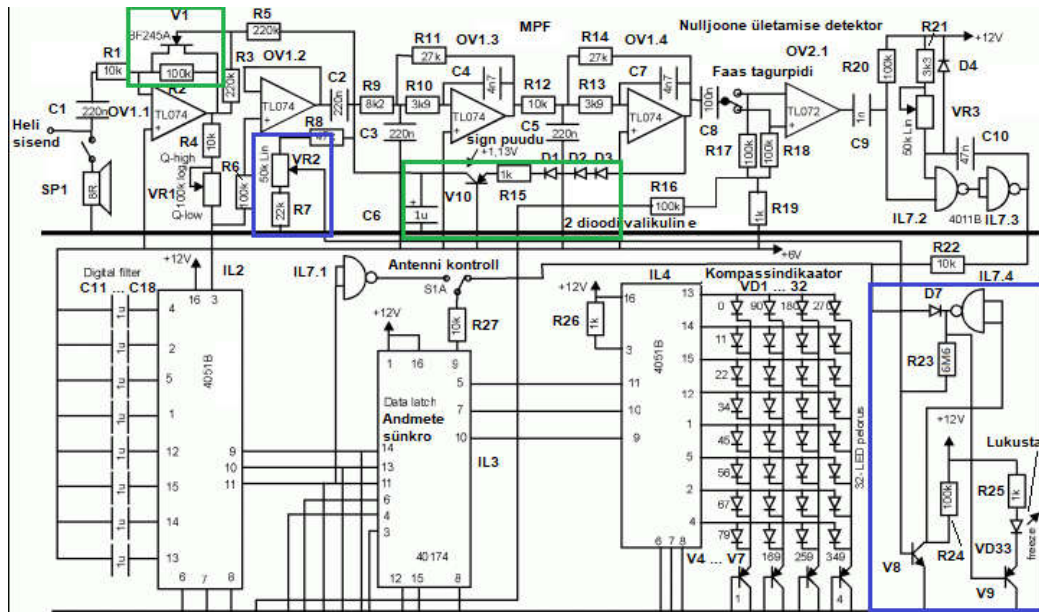
Kui nullpunkt on tuvastatud, operatsioonvõimendi (rohelisega tähistatud ala) lülitub ümber, kondensaator C9 1n tühjeneb ja tekitab impulsi. Vastavalt faasi lüliti asendile tekib alati kaks impulssi tõusvast ja langevast frondist tingituna. Lüliti asendiga saame kalibreerida skaala samapidiseks tegeliku suunaga. IL7 CD4011 NAND element reageerib siis, kui OV 2.1 väljund muutub positiivsest negatiivseks ning IL 7.3 väljund muutub hetkeks kõrgeks. Sel ajal muudetakse skaala näitu. IL 7.2 mõlemad sisendid on ooterežiimis läbi takistite R20 ja R21 kõrge (loogiline 1) nivooaga, väljund madala nivooaga (inverteeritud) ning IL7.3 väljund kõrge nivooaga. Kondensaator C10 mõlemal klemmil on 12V,  $U_{C10} = 0V$ . OV2.1-st signaali saabudes muutub üks IL7.2 sisenditest madalaks, IL7.3 väljund muutub madalaks, kondensaator C10 laetakse läbi R21 ja VR3. VR3 takistuse muutmiselega reguleeritakse RC ahela ajakonstanti, mis mõjutab ajaliskestust, mil IL7.3 väljund madal saab püsida. Potentsiomeeter VR3 reguleerimisega kalibreeritakse kompassindikaatori suunanäit ja tegelik suund samaks, sest järgmine lülitus IL3 CD40174 sinisega märgitud alas koosneb sünkroonsetest D-trigeritest, mis reageerivad tõusvale sisendsignaali frondile.

IL3 CD40174 juhhib omakorda multiplekserit, vastavalt süttib korraga üks valgusdiod, mis näitab peilingaatori ( IL5 väljund 15) esimese antenni sünkroniseerimissignaali ja vastuvõetud signaali faasierinevust ehk raadiosignaali suunda.



Joonis 14 Suunanäidu kuvamise ja nulljoone detektori elektroonika põhimõtte skeem [14]

Raadiosignaali puudumisel reageerib peilingaator valges müras sisalduva 500Hz spektrikomponendile, mille faasinihe on pidevalt juhuslikult muutuv ning kompassindikaator näitab sel hetkel juhuslikku suunda. Freeze funktsioon võimaldab raadiosignaali puudumisel kompassindikaatori suunanäidu lukustada viimasesse positsiooni. Joonisel 15 signaali lävinivoo reguleerimiseks on potentsiomeeter VR2. Kui signaal filtri OV2.1 väljundis ületab etteantud nivoo, hakkab AVR väljundis pinge tõusma, mis omakorda suurendab signaalivõimendusastme negatiivset tagasisidestust (transistor V1 kanalitakistus väheneb) ning seeläbi väheneb EV astme võimendus.



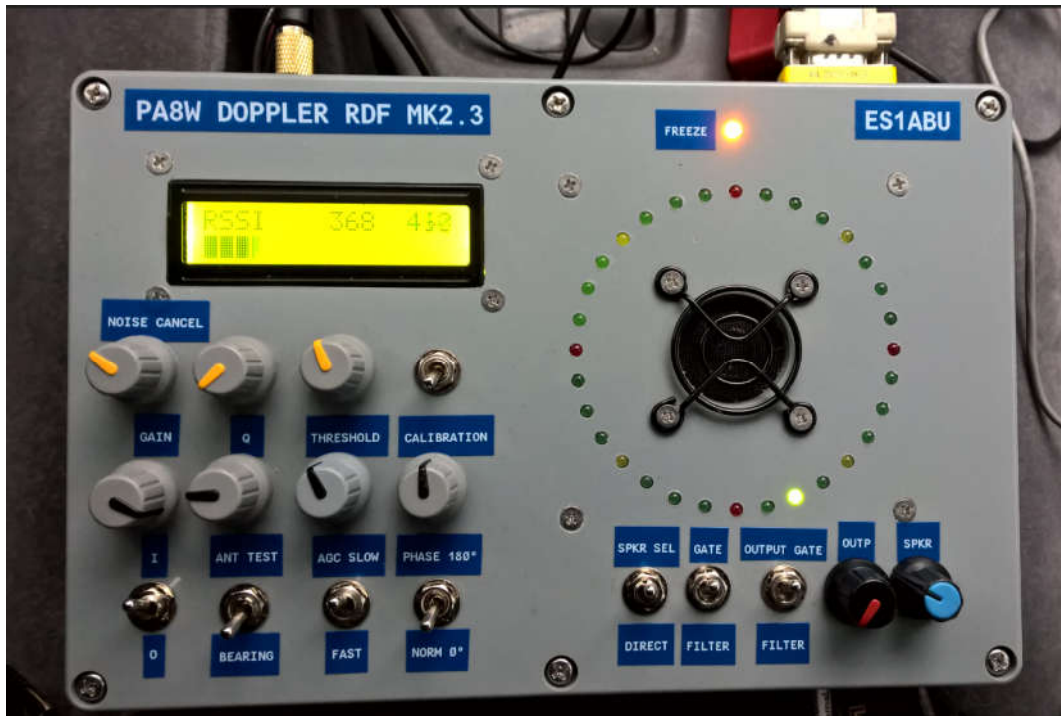
Joonis 15 Suunanäidu lukustamise (freeze) elektroonika põhimõtte skeem [14]

#### 4.5 PA8W skeemi järgi koostatud raadiopeilingaator MK2.3

Skeemis on tehtud mõningad muutused. Sisend on tehtud RSSI signaalilt tüüritavaks, kasutatud on *Arduino* arendusplaati ja optronit.

Lisatud on signaali eelvõimendi Joonis 21



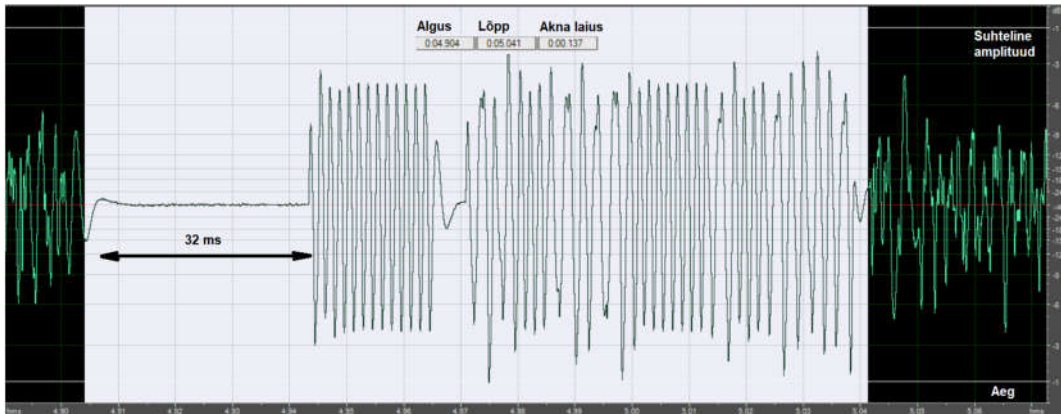


Joonis 16 PA8W põhimõtteskeemi järgi koostatud raadiopeilingaatori foto

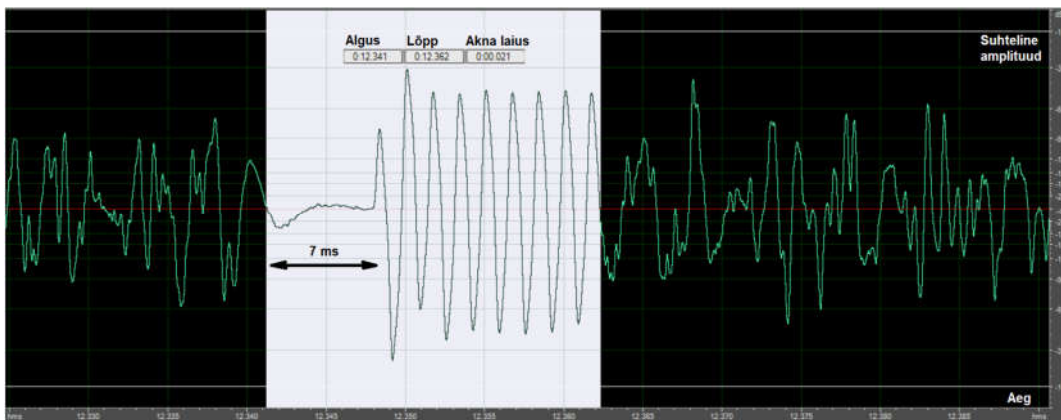
## 5 Probleem

Katseliselt on proovitud, et raadiopeilingaator MK 2.3 võimaldab suurepäraselt raadiosaatja suuna kindlaks määrata, kui raadiosignaali ajaline kestus on vähemalt 1s või pikem. Antud olukordades on signaalid enamasti lühemad. Joonisel 17 on kujutatud töökorras modemi saadetud andmepakett. Joonisel 18 on tegemist rikkis raadiomodemi saadetud pooliku andmepaketiga. Poolikud paketid sisaldavad heal juhul ainult infopaketi algust *preambula* ning nende ajaline kestus varieerub vahemikus  $t = 5 \dots 140$ ms. Need modemid kasutavad sagedusmodulatsiooni, seega sagedusdeviatsioon võib mõõtetulemuse täpsust mõjutada.

Joonistel 17 ja 18 on näha, et peale saaterežiimile lülitumist on paus, et siirdeprotsessid (hüppekaja) vaibuksid, seejärel saadetakse info. Joonisel 18 poolik pakett ei sisalda saatja identifikaatori infot, seega selliste signaallikate otsimine peab toimuma raadio suuna määramise abil.



Joonis 17 Modemi saadetud tervikliku paketi aegdiagrammi näide



Joonis 18 Vastu võetud pooliku paketi aegdiagrammi näide

Joonisel 2 kujutatud raadiosegaja signaali kestus võib olla mõõtmiseks piisav, aga sagedusdeviatsioon võib olla sedavõrd suur, et ületab vastuvõtukanali ribalaiuse, see omakorda tekitab sagedusdetektoris soovimatu amplituudkomponendi, mis rikub mõõtetulemust. [1] Olemasolevat *freeze* funktsiooni ei saa lühiajalise kestusega signaalide puhul kasutada, hüsterees on liiga suur ning lukustumine toimub liiga aeglaselt.

## 5.1 Probleemi uurimine

Probleem väljendub eelkõige selles, et suunamääraja ei jõua reageerida lühiajalise kestusega signaalile, signaali puudumisel on suunamääraja sisendis valge müra.

Suunaindikaator hüpleb valge müra põhjal juhuslike suunanäitude vahel. Ei ole aru saada, kas indikaator vilgub hetkeks otsitava signaali suunal või ei? Sellest tuleneb vajadus signaali eksisteerimise hetkel suunanäit lugemiseks piisavaks ajaks lukustada. Pikema kestusega signaalide lukustamine toimub signaali lukustusnivoo (lävinivoo) (*threshold*) reguleerimisega potentsiomeetrist VR2 - *freeze* funktsioon. Lühiajalise signaali korral ei ole võimalik reguleerides muutust märgata.

Esmalt tuleb võtta vaatluse alla skeemis need lülitused kus toimub viide, keskmistamine või ahelad, mis on seotud ajakonstandiga  $\tau = R \cdot C$ . Võimalik on signaali sumbumine liiga suure ajakonstandi tõttu.

Täpsuse suurendamise eesmärgil on RDF MK2.3 põhimõtteskeemis keskmistav multiplexeri (CD4051) baasil lülitatavate kondensaatoritega filter (joonis 11 ja 12). Keskmistamine võimaldab muuhulgas vähendada ka kandevasageduse modulatsioonist tulenevat viga. Selle filtri siirdeaega saab hinnata ajakonstandiga  $\tau = R \cdot C$ ; antud juhul  $C = 1\mu\text{F}$  ning  $R = 10\dots 110\text{ k}\Omega$

$$\tau(Q = \text{min}) = 1 \cdot 10 = 10\text{ ms}$$

$$\tau(Q = \text{max}) = 1 \cdot 110 = 110\text{ ms}$$

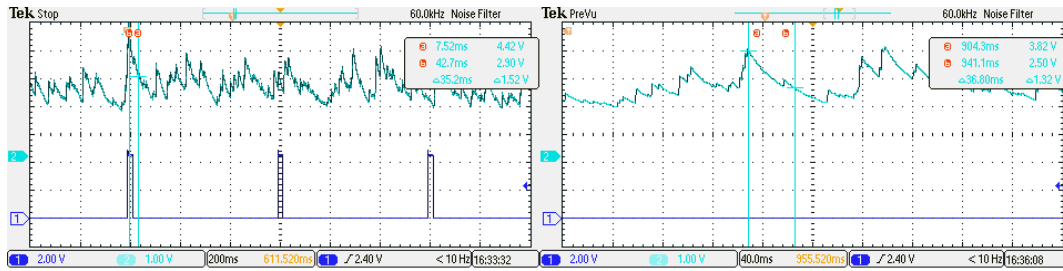
100 k $\Omega$  takistust OV sisendis ei arvesta, sest eeldame, et OV sisendtakistus on mitmeid suurusjärke kõrgem.

Samuti saab ajakonstandiga hinnata eelvõimend1 automaatse võimendusregulaatori siirdeaega (joonis 19). Arvestame ÜB ühenduses transistori väljundtakistuseks 0,5...2 M $\Omega$  [2]

ÜE ühenduses transistori sisendtakistuseks (*freeze* ahel) 0,2...2 k $\Omega$  [2], seega saame  $R$  väärtuse arvutades paralleelühenduse kui  $R = 47\text{ k}\Omega \parallel 220\text{ k}\Omega \parallel 500\text{ k}\Omega$

$$R = \frac{1}{\frac{1}{47} + \frac{1}{220} + \frac{1}{500}} = 35\text{ k}\Omega$$

$$\tau = 1 \cdot 35 = 35\text{ ms}$$



Joonis 19 AVR reaktsioonikiirus, mõõdetud  $\tau$  ligikaudne väärtus (2 mõõtmist)

Piisava võimsusega (katseliselt reguleeritud) sisendsignaali tekitamisel, tõuseb signaali tase OV1.4 väljundis üle 3,3 V (arvutus allpool) ning AVR – transistor V10 kollektori pinge suureneb üle 1,3 V. Suurenemine on seotud eelpool arvatud ajakonstandiga  $\tau = 35 \text{ ms}$

$$H_{fe}(BC556) = 300 [20]; U_C = 1,3 \text{ V}$$

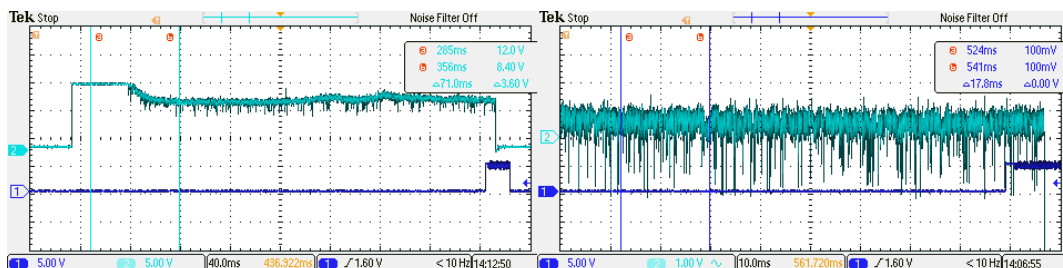
$$R_{KV10} = (R3 + R5) \parallel R8 = 42,5 \text{ k}\Omega; U_{RK} = 6 - 1,3 = 4,7 \text{ V}; I_K = I_C = \frac{4,7}{42,5 \cdot 10^3} = 110,6 \mu\text{A}$$

$$I_B = \frac{I_C}{h_{fe}} = 0,4 \mu\text{A}; I_E = I_C + I_B = 111 \mu\text{A}; U_{R15} = 111 \cdot 10^{-6} \cdot 1000 = 111 \cdot 10^{-3} \text{ V}$$

Kondensaatori C6 pinget siluv toime võimaldab võtta  $U_{vOV1.2}$  võrdseks 6V-ga.

$$U_{vOV1.4} = U_{vOV1.2} - (U_pD1 + U_pD2 + U_pD3 + V_{BE}V10 + U_{R15}) = 6 - 2,8 + 0,111 \approx 3,3 \text{ V}$$

Joonisel 19 on kontrollitud mõõtmise ja arvutuse vastavust. Ajakonstant  $\tau$  kestus on mõõdetud hinnanguliselt 63% amplituudi skaalalt. Mõõtetulemus kursorite vahele jääv aeg  $\Delta t = 35,2 \text{ ms}$  ja  $\Delta t = 36,8 \text{ ms}$

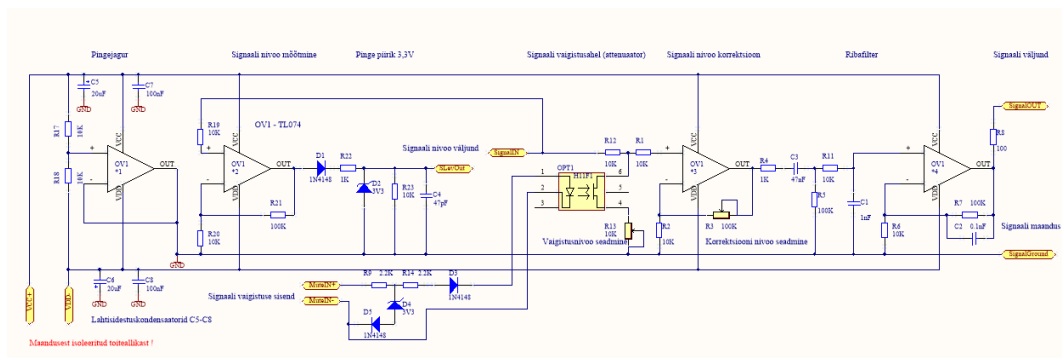


Joonis 20 freeze funktsiooni rakendamisel ja taastumisel mõõdetud ümberlülitumisega seotud müra signaaliahelas

Joonisel 20 on kujutatud Freeze funktsiooni rakendumise protsess. *Freeze* funktsiooni hüsterees on liiga suur, rakendumisel genereeritakse kõrgsageduslikku müra, mis omakorda segab kompssindikaatori näidu.

Lühiajalise kestusega signaali puhul tuleb keskmistava filtri mõju minimaliseerida, et seadme reaktsiooni kiirus oleks minimaalne. See omakorda mõjutab *freeze* funktsiooni tööd läbi AVR ahela. *Freeze* funktsiooni kasutamine sama põhimõtte alusel osutub võimatuks.

Signaali puudumisel on sagedusdetektori väljundis mürasignaali, mis on signaali võimsusega samas suurusjärgus (nivoode erinevus näha Joonisel 17 ja 18). Seade reageerib mürale samamoodi kui signaalile, näitab juhuslikku suunda, sel juhul saab audiosignaali sisendit juhtida RSSI signaali järgi. Selleks on kasutatud optronit OV sisendis mürasignaali summutamiseks.



Joonis 21 Sisendi attenuaator, eelvõimendi ja ribafilter 33 – 10000 Hz  
(Joonis 21 suurendatud formaadis lisatud lissasse)

Joonisel 21 eelvõimendi pingevõimendus

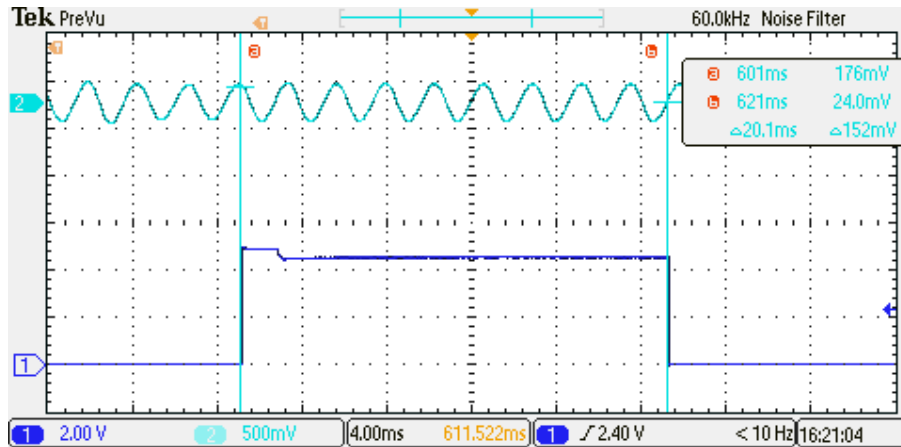
$$K_U = 1 + \frac{R_{TS}}{R_1} = 1 + \frac{100}{10} = 11$$

Optroni minimaalne kanali takistus valgusdiodi päripingestamisel  $R_{kanal} = 100 \Omega$

Attenuatsioon vastavalt -3dB .... -40dB  $20 \log\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)$

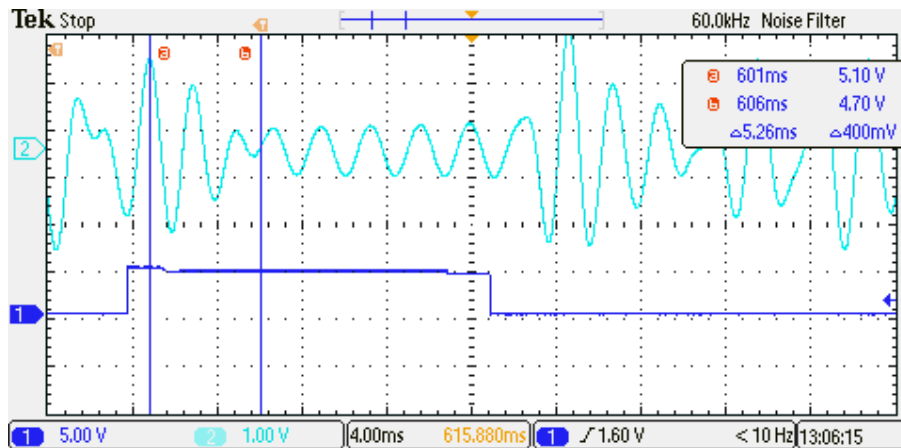
Raadiosignaali ja RSSI signaali kaavad üheaegselt, pigem RSSI signaali väikese viivitusega, seega optron laseb raadiosignaali lõppedes osaliselt müra suunamäärarjasse, mille tulemusel muutub ikkagi suunanäit valesks.

On vaja selgitada, mis on antud seadmega suuna määramiseks minimaalne vajalik signaali kestus ning milline näeb välja siirdeprotsess raadiosignaali tekkides. Mõõtmine on teostatud suunamääraja MP filtri väljundist (joonis 22).



Joonis 22 Siirdeprotsessi kestus seadme MP filtri väljundis keskmistava filtriga

Joonisel 22 on näha, et keskmistav filter filtreerib sagedusdetektoris tekkivast müra välja 500 Hz sageduskomponendi. Olgugi, et minimaalseks reguleerituna on see filter  $t = 20$  ms kestusega signaali jaoks liiga aeglane.



Joonis 23 Siirdeprotsessi kestus seadme MPF väljundis ilma keskmistava filtrita (kordumõõtmised lisatud lisasse)

Joonisel 23 kanal 1 näitab raadiosignaali eetrisse tekkimist ehk on antud katses raadiosaatja juhtsignaal. Kanal 2 järgi saab hinnata siirdeprotsessi kestuseks 5,26 ms.

## 5.2 Probleemi võimalikud lahendused

Signaali tuvastamine RSSI signaali olemasoluta on keeruline. Olgugi, et raadioetri müra on kirjeldatav AWGN profiiliga, kuid sagedusdetektori väljundis on tegu non AWGN profiiliga, sest müra võimsus sagedusdetektori väljundis on võrdeline sageduse ruuduga ning selle profiili kohta üks-ühest matemaatilist mudelit kirjutatud ei ole. Signaali tuvastamine on esimene funktsionaalsus, mis tuleb realiseerida. Selle projekti puhul algab signaal alati hetkelise vaikusega, mis kestab  $t = 5 \dots 7$  ms. See on üheks signaalile omaseks tunnuseks. Mõnedel juhtudel sisaldab signaal  $f = 600$  Hz erineva kestusega perioodilist signaali. Seda võib lugeda teiseks signaalile omaseks tunnuseks, aga perioodiline komponent ei esine alati. Perioodilise komponendi näol on tegemist andmepaketi algusega (*preambula*). Osadel juhtumitel katkeb saade enne *preambula* saatmist.

Samuti võib lähtuda sellest, et valge müra on juhuslik, saab kontrollida juhusliku müra omadusi. Kui seos puudub, siis on tegemist signaaliga ja vastupidi.

Valge müra sisaldab kõike spektrikomponente, signaal ilmselt mitte. Kui teostada reaalaaja spektri analüüsi, saab signaali spektrikomponentide põhjal tuvastada.

### 5.2.1 Signaali tuvastamine - meetod 1

Joonisel 2, 3 signaalidel on ühine moduleerimata kande-signaali lõik kohe alguses (näiteks  $t = 6$  ms), mis demoduleeritud helisignaali aegdiagrammil on samuti tuvastatav (joonisel 17 ja 18 – vaikus enne paketi algust). Kõige lihtsam lahendus on kasutada programmeeritavat mikrokontrollerit.

- a) Defineerida lubatud pingevahemik. Näiteks seadistatav potentsiomeetri või muul viisil. Tuleb defineerida ka teisi lubatud seoseid, näiteks kahe järjestikmõõtmise erinevus. Võimalik, et selle meetodi puhul on vajalik  $f = 500$ Hz signaal detektori sisendis maha suruda, mille algfaasi põhjal tuvastatakse peilingaatoris raadiosaatja suund.
- b) Mõõta otse seadme audio sisendsignaali muutust  $t = 0,1$ ms intervalliga
- c) Loendada mõõtetetsükleid
- d) Vahemiku väline mõõtetulemus nullib loenduri.

- e) kui loenduri väärtus on võrdne 60 – teostatakse kohe suunamääramine. Ja paus  $t = 1s$ .

Signaal jääks analoogvormingusse. Keskmistav digitaalfilter tuleb välja lülitada. Kompassindikaatori lukustamiseks tuleb muuta põhimõtteskeemi – eraldi kirjeldus punktis 5.2.5 Mikrokontrollerile tabloole lisamisel on võimalik mõõtetulemus visualiseerida, joonistada tabloole signaali kuju. Aitab seadet reguleerida.

### 5.2.2 Signaali tuvastamine - meetod 2

Teise variandi puhul tuleb samuti kasutada mikrokontrollerit ning rakendada digitaalset signaalitöötlust.

Autokorrelatsiooni funktsioon (AKF):

$$\Psi(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) \cdot S(t + \tau) \cdot dt = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) \cdot S(t - \tau) \cdot dt$$

[5]

Autokorrelatsioon on ristkorrelatsioon iseendaga. AKF leiab rakendamist perioodiliste signaalide tuvastamisel, sünkroniseerimisel. Saab rakendada perioodilise signaali eristamiseks juhusliku müra keskkonnas. Kui müra on juhuslik signaal, võimsus iseenda suhtes on samuti 0, sest signaali kuju ei kordu kunagi, väljaarvatud viite  $\tau = 0$  korral. Otsitava signaali puhul on võimsus iseenda suhtes nullist suurem juhul kui esineb mingi perioodilisus.

Autokorrelatsiooni funktsioon  $B(n)$  diskreetse aja korral:

$$B(n_0) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot x(n + n_0)$$

$N$  – periood (nihutatava akna pikkus);  $n_0$  – viide [5] [6]

ADM diskreetimissagedus  $f_d \geq 2 \cdot f_s$ ;  $f_s$  – kõrgeim signaali sagedus. [5] Sellest kõrgemad sagedused tuleb enne AD muundust maha lõigata.

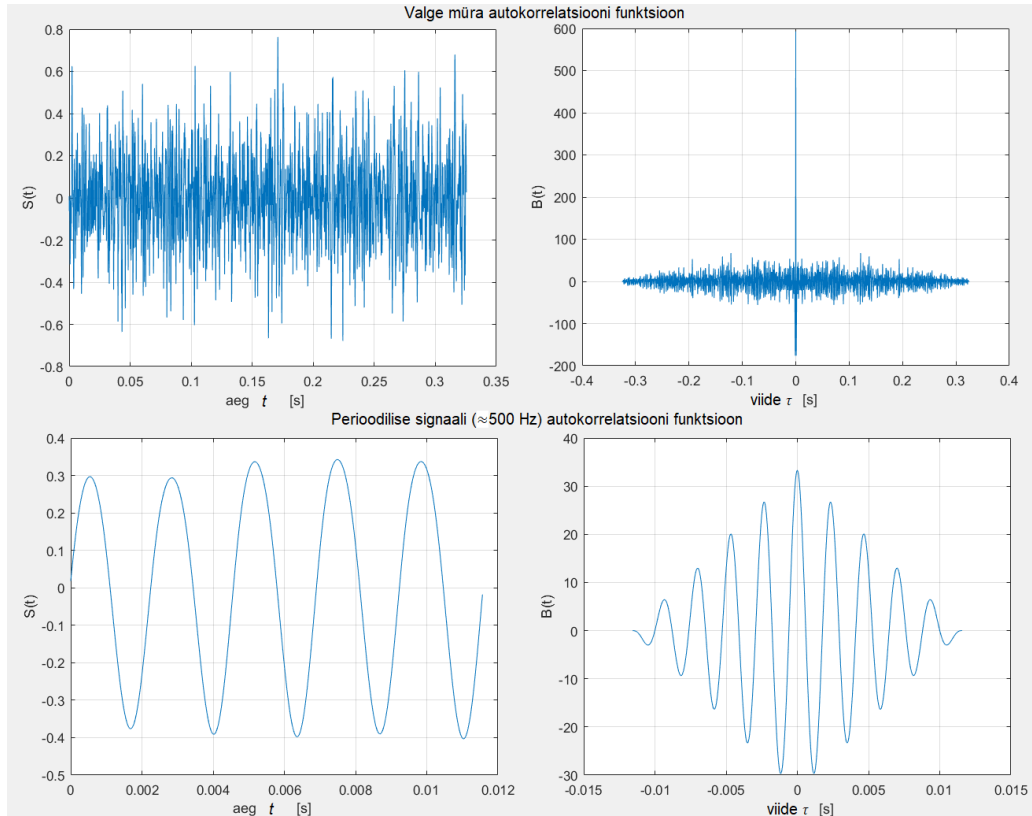


Nyquist – i tingimus peab olema täidetud.

Madalpääsfiltri (MPF) lõikesagedus  $f_c$ :

$$f_c < \frac{f_d}{2}$$

[5]



Joonis 24 Valge müra (ülemised) ja  $f \approx 500$  Hz siinussignaali (alumised) ajalised kujud ning nende autokorrelatsiooni funktsioonid

Joonisel 24 (ülemine) on diskreetne signaal diskreetimissagedusega  $f_d = 44100$  Hz läbi jagatud, võimaldab signaale kujutleda ajateljel. Joonisel 24 kujutatud diskreetne signaal koosneb  $N = 14352$  punktist. Mida suurem on  $N$  väärtus, seda vähem mõjutab ajahetke  $t = 0$  s väärtus signaali aritmeetilist keskmist väärtust.

$$\bar{B} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} B(n)$$

Arvutades  $\bar{B}$  libisevas aknas, saame moodustada  $\bar{B}$  vektori  $B_{mov}$  :

$$B_{mov}(m) = \bar{B}(m)$$

$\bar{B}$  väärtusele maksimaalse ja minimaalse lävinivoo seadmisega saab tuvastada perioodilise signaali tekkimist, tulemus on kujutatud Joonisel 24 (alumised) signaali kujud.

Protsessi lühikirjeldus:

- a) MPF ja ADM
- b) Salvestada digitaalne signaal sünkroonselt seadme 1. antenni juhtsignaaliga libisevasse nihkeregistrisse (realiseeritakse massiivina).
- c) Teostatakse jooksvalt autokorrelatsiooni, teostatakse hinnangulist analüüsi, kui hinnang ületab lävi – võetakse registrist ettemääratud tagasiulatusega andmed, muundatakse analoogvormingusse (sünkroonselt 1. antenni juhtsignaaliga). Autokorrelatsiooni funktsiooni arvutusmahu optimeerimiseks on võimalik teostada FFT, tõsta spekter ruutu ning teostada IFFT (FFT ja IFFT selgitus jaotises **5.3 ja 5.2.4**)
- d) Samuti saab tablo kasutamisel signaali kuju graafiliselt visualiseerida – aitab seadet reguleerida.

### 5.2.3 Signaali tuvastamise meetod 3

Sarnaselt eelnevale meetodile arvutatakse *Pearsoni* korrelatsiooni koefitsient jooksvalt libisevas aknas. *Pearsoni* korrelatsiooni koefitsient ehk kahe muutuja kovariatsioon, mis on jagatud nende standardhälbega (Lineaarne korrelatsioonikordaja) [11-12]

$$r_{X,Y} = \frac{E[(X - \mu_X)(Y - \mu_Y)]}{\sigma_X \sigma_Y}$$

$\mu_X$  ja  $\mu_Y$  on  $X$  ja  $Y$  keskväärtused (mean value)

$E$  on oodatud väärtus (*expected value*), ehk pikaajaline keskmine (akna ulatuses)

Normeerimiseks jagatakse kovariatsioon standardhälvete korrutisega. Sel juhul muutub tulemus vahemikus  $[-1, 1]$  ning on ühikuta suurus.  $\sigma_X$  ja  $\sigma_Y$  on  $X$  ja  $Y$  standardhälbed (standard deviation) ehk ruutjuur dispersioonist. Dispersioon (*variance*) on hälvete ruutude aritmeetiline keskmine.

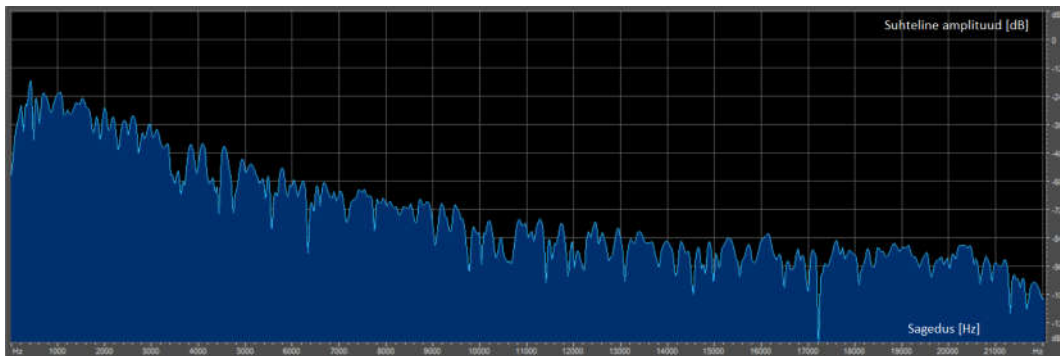
$$\mu_X = \sqrt{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2} ; \mu_Y = \sqrt{\sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2} \quad [11]$$

Korrelatsiooni absoluutväärtus iseloomustab kahe signaali  $X$  ja  $Y$  vahelist seose tugevust. Seega kui  $X$  on radiovastuvõtjast tulev signaal ning  $Y$  omab oodatavat signaali ajaliskuju, saame luua seose kaudu lävitingimuse ning eristada sarnased signaalid.

Protsessi lühikirjeldus vastab punktis **5.2.2** kirjeldusele, autokorrelatsiooni funktsioon asendub *Pearsoni* korrelatsiooni funktsiooniga .

#### 5.2.4 Signaali tuvastamine - meetod 4

Joonisel 25 on näidatud sagedusdetektori müra, kui puudub sisendsignaali, amplituud-sagedussõltuvus on logaritmiline



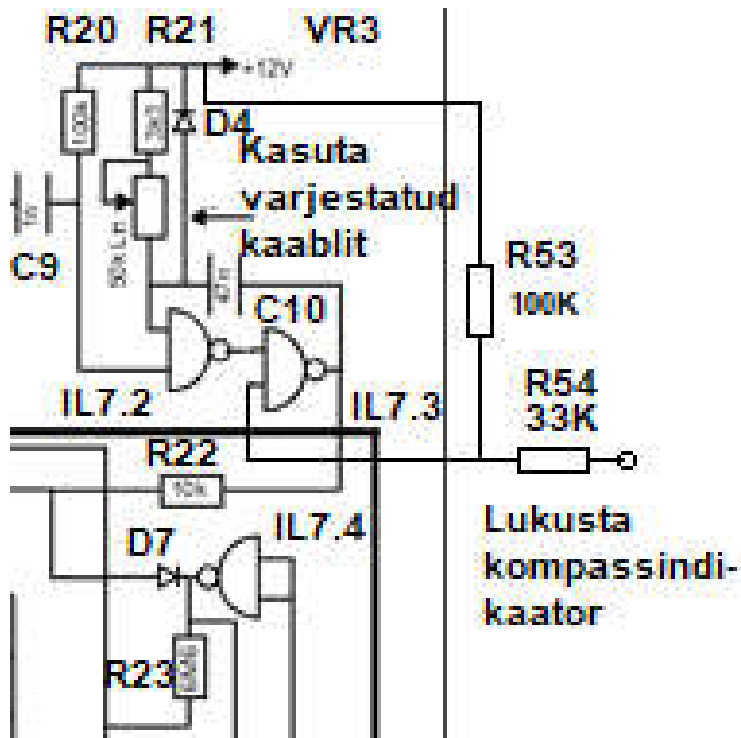
Joonis 25 Ilma sisendsignaali sagedusdetektori väljundmüra spektridiagramm

Joonisel 25 on näha, et antud müra sisaldab kõiki helisagedusspektri komponente. Sageduskomponendi alusel saab signaali müra eristada vaid põhimõttel, et mingi tõenäosusega signaal ei sisalda tervet helispektrit. Sageduskomponentide alusel filtreerimine on võimalik LPF, BPF ja HPF väljundite võrdlemisel või teostada spektraalteisendus. Kiire *Fourie* teisendus (FFT) ning vastav spektrianalüüs oleks samuti võimalik signaali tuvastamise meetod. See eeldab analoog-digitaal muundamist (ADM)

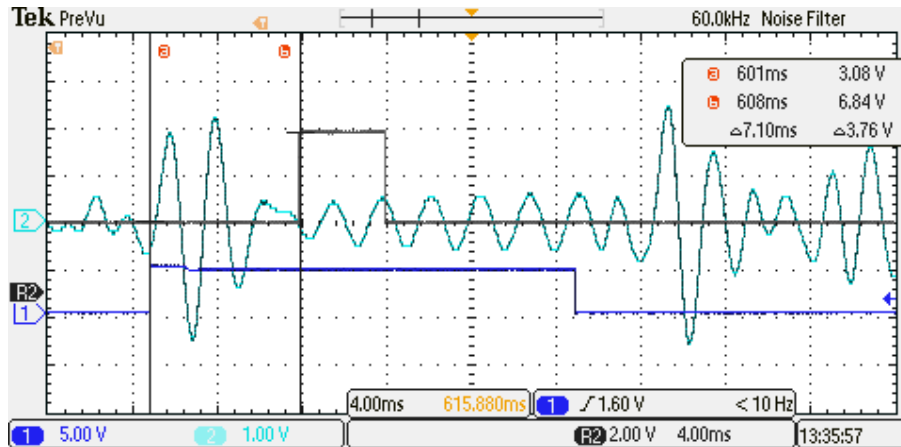
Protsessi lühikirjeldus:

- a) MPF ja ADM
- b) FFT
- c) Salvestada spektrikomponendid libisevasse nihkeregistrisse
- d) Võrrelda spektrikomponentide võimsust  $E = \sum_{n=0}^{N-1} |x[n]|^2$  tehet võib sooritada valitud spektrialades eraldi (0 viitega autocorrelatsioon) [4]
- e) Samuti saab tabloo kasutamisel signaali kuju graafiliselt visualiseerida – aitab seadet reguleerida.

### 5.2.5 Kompasindikaatori lukustamissisendi lisamine



Joonis 26 Kompasindikaatori lukustuse põhimõtteskeemi muudatus



Joonis 27 Kompassindikaatori lukustussignaali ajaskaalal

Must karakteristik – lukustussignaali

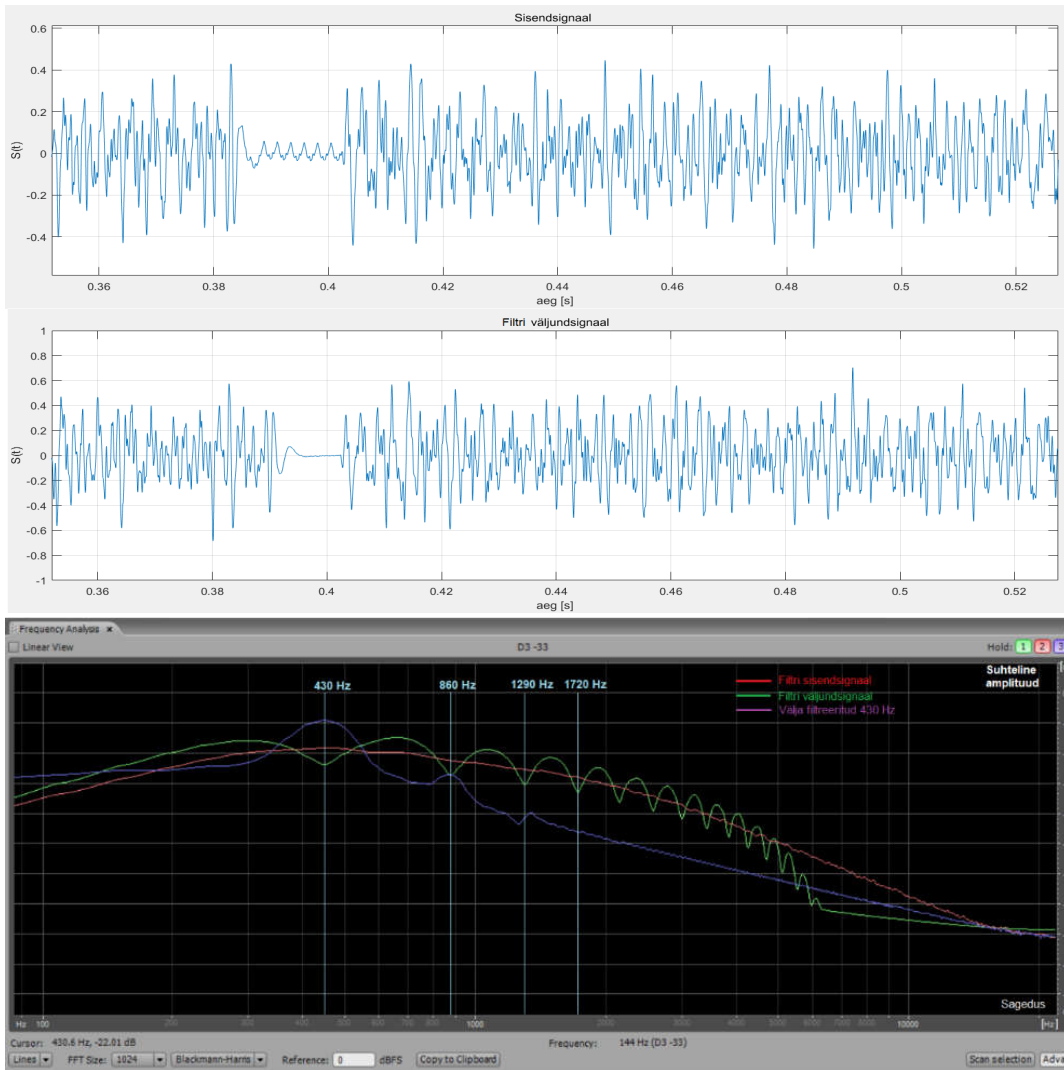
Roheline karakteristik – Mõõdetav signaal

Sinine karakteristik – raadiosaatja juhtimissignaali

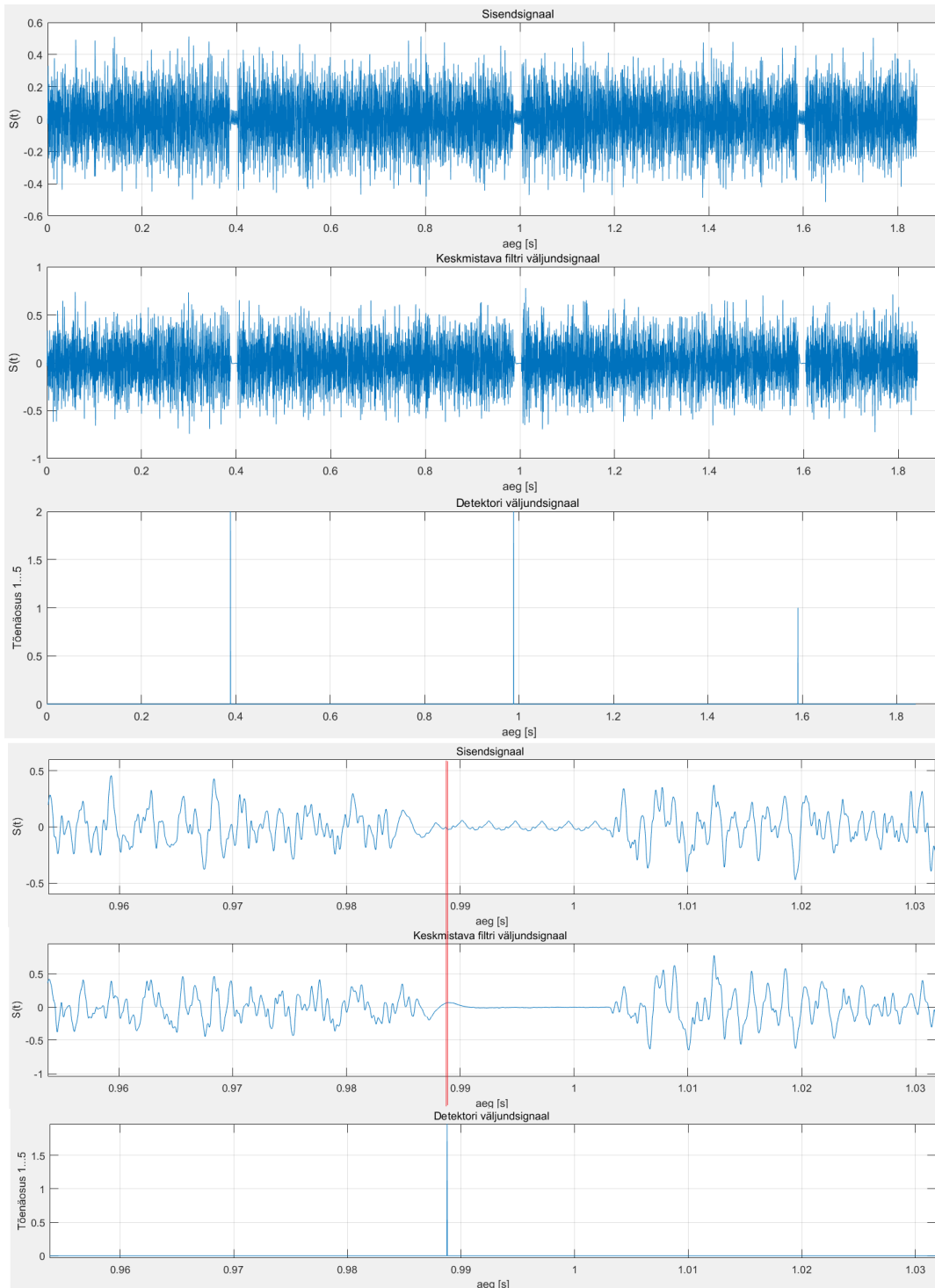
### 5.3 Lahenduste analüüs ja võrdlemine

Raadiosignaali tekkimisel raadiovastuvõtja (ICOM RF20) väljundis ja peilingaatori sisendis tekivad hüppekajad (joonisel 23, 27, kordumõõtmised lisatud lisasse) seab piiritingimuseks, et  $t = 5$  ms on kõige lühema kestusega RS, mille suunda saame määrata. Erinevate vastuvõtjatega võib see aeg erineda. YAESU FT-26 andis mõõdetes sama tulemuse. Siirdeprotsessist vabaneda ei ole võimalik, kuid klassikalise raadiovastuvõtja skeemides kasutatakse erinevaid võnkesüsteeme rohkem kui SDR vastuvõtjas. SDR direct RF puhul on tegemist otse AD muundusega ning see oleks tõenäoliselt parim valik siirdeprotsessi mõju vähendamiseks, aga sellega seoses tekib signaali hiline mine, mis nõuab sünkroniseerimist raadiopeilija taktsignaali (1. antenni järgi). Minimaalne RS kestus  $t = 7$  ms rahuldab selle projekti vajaduse, seega SDR vastuvõtjaga ei arvesta.

Punktis 5.2.1 kirjeldatud signaali tuvastamise meetod nr 1 on nende variantide hulgas kõige lihtsam implementeerida, seega oleks see antud konkreetses olukorras kõige optimaalsem. Antud olukorras just sellepärast, et see töötab ainult juhul, kui RS-i (raadiosignaali) kestus on üle  $t > 5$  ms moduleerimata kandevsageduse lõik. Positiivne on see, et signaali ei ole vaja digitaalselt kujult analoog kujule tagasi muundada, kuna mikrokontroller tuvastab signaali reaalajas. Raadiosignaali olemasolul ja antennide kommuteerimisel, lisandub uuritavale signaalile  $f \approx 500$  Hz (antud seadme puhul  $f = 430$  Hz) sageduskomponent. See sageduskomponent esineb ka otsitaval eetrivaikuse hetkel. Selline olukord võib segada signaali tuvastamist. Ühe võimalusena vähendada antennide kommuteerimisest tulenevat mõju on see sageduskomponent  $f = 430$  Hz koos harmooniliste sagedustega välja filtreerida. *Matlab*-i katse tulemusena, õnnestus selline filter väga lihtsalt realiseerida. Signaalide sageduslikud ja ajalised kujud enne ja pärast filtreerimist joonisel 28. Signaali tuvastamise *Matlab*-i katse tulemus joonisel 29. Filtreerimise tulemuses on näha  $t = 7$  ms kestusega siirdeprotsessi. Juhul kui see osutub liiga pikaks ning raadiosignaali suuna määramine osutub võimatuks, on võimalik kasutusele võtta ka digitaal – analoog muundus ning peilingaatori sisendsignaali samuti hilistada, kasutades selleks näiteks nihkeregistrit. Joonisel 29 selgub, et antud olukorras kulub signaali tuvastamisele vähem kui  $t = 5$  ms. Libiseva aknaga keskmistava lõpliku siirdega filtri (FIR) kasutamine annab hea tulemuse, kui filtri järk  $N$  (akna laius) langeb ajaliselt kokku välja filtreeritava sageduskomponendi perioodiga  $T$ , sest kõik selle sageduse harmoonilised sageduskomponendid filtreeritakse samuti välja. Filtri impulsskaja Joonisel 30 selgitab hästi, kuidas libiseva aknaga keskmistava filtri koefitsiendid  $b1 = 1 / N$ ,  $b2 = N$  võimaldab realiseerida ainult vastandfaasis tagasisidet ning võimaldab välja filtreerida ainult soovitud sageduskomponendi. Joonisel 29 tõenäosus arvutatakse uuritava signaali muutumise kiiruse alusel. Iga mõõdetavat väärtust mõõdetakse valitud akna keskmise väärtusega 0 ... 5 palli hindamisskaalas. Selline hindamine ei ole otseselt vajalik, aga võimaldab detailsemat signaalide selektsiooni. Lisatabloo signaalikuju monitoorimiseks ei ole samuti otseselt vajalik, aga muudab reguleerimise hõlpsamaks.



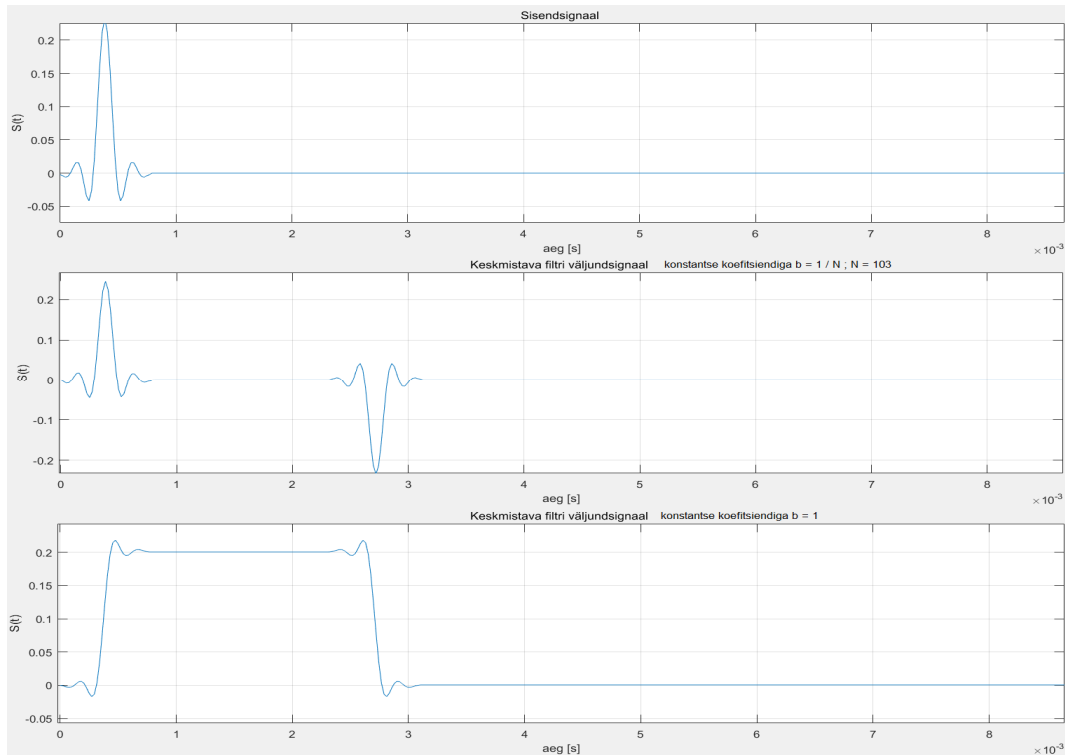
Joonis 28 Filtri signaalide ajalised ja sageduslikud kujud enne- ja pärast filtreerimist



Joonis 29 Signaali tuvastamise tulemus *Matlab*-is punktis 5.2.1 kirjeldatud meetodil

Signaali tuvastamise kiirus  $t \approx 4$  ms



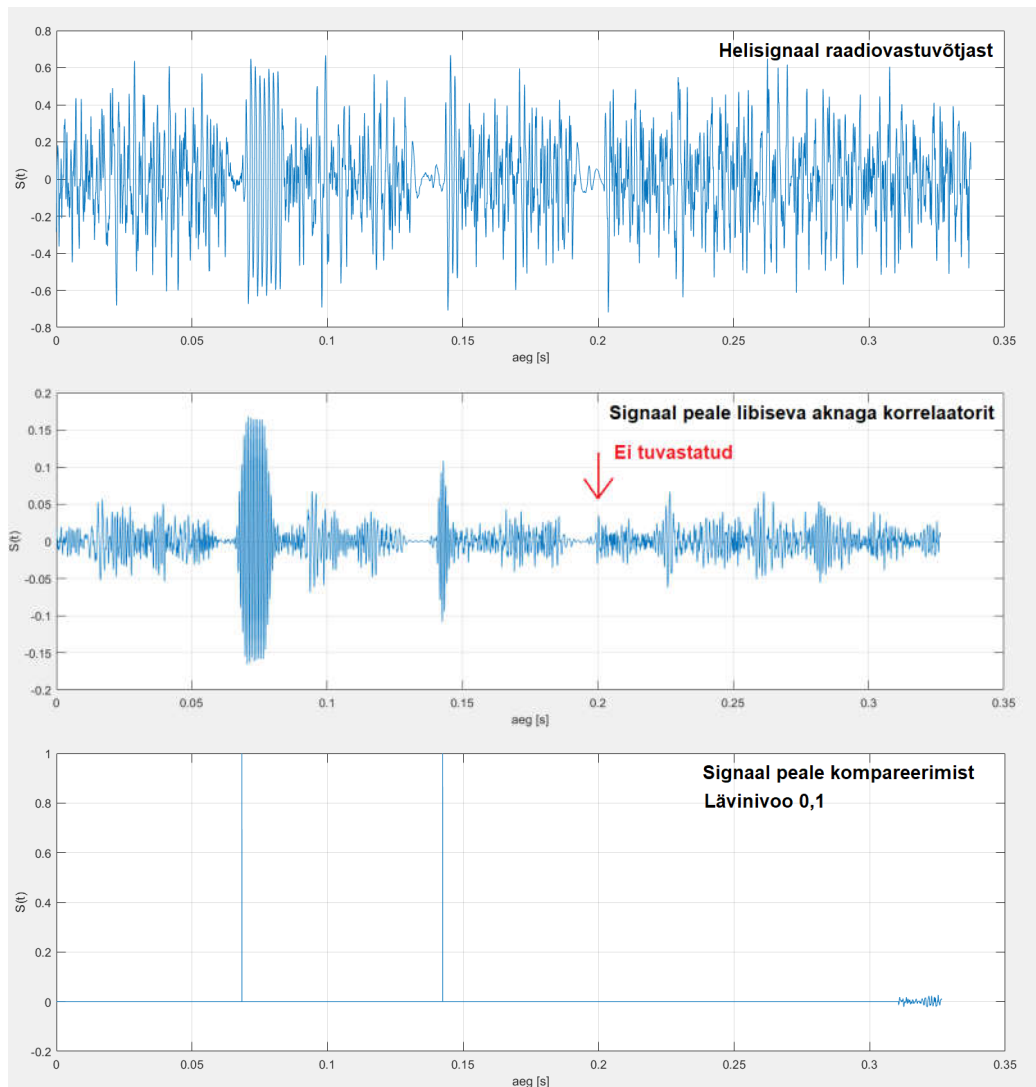


Joonis 30 Lõpliku siirdega keskmistava filtri impulsskajad koefitsient

$$b1 = 0,01; b2 = 103 \text{ ja } b1 = 1; b2 = 103$$

Punktis 5.2.2 kirjeldatud signaali tuvastamise meetod nr 2 töötab samuti tingimusel, et tuvastamine toimub juhusliku müra seest. Näiteks valge müra autokorrelatsioon annab joonis 24 -le sarnase tulemuse. Joonisel 31 on realiseeritud libiseva aknaga autokorrelatsioon.

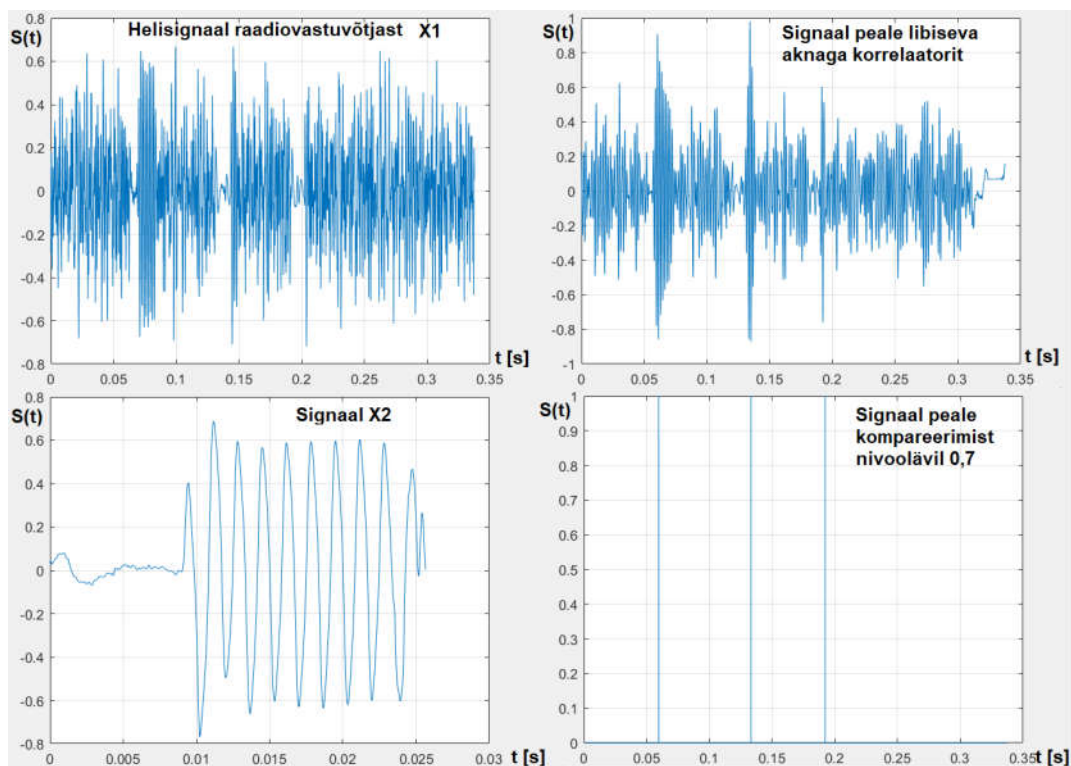
Valge müra on Gaussi normaaljaotusega AWGN, aga antud projekti raames on tegemist nonAWGN müraga, ehk mitte Gaussi jaotusega. Mistahes juhusliku müra profiili puhul on võimalik konstrueerida sobitav filter (*matched filter*), mis võimaldab nonAWGN müra käsitleda AWGN – na. Mõlemal juhul on ikkagi tegemist juhusliku müraga.



Joonis 31 Libiseva aknaga autokorrelatsiooni funktsioon

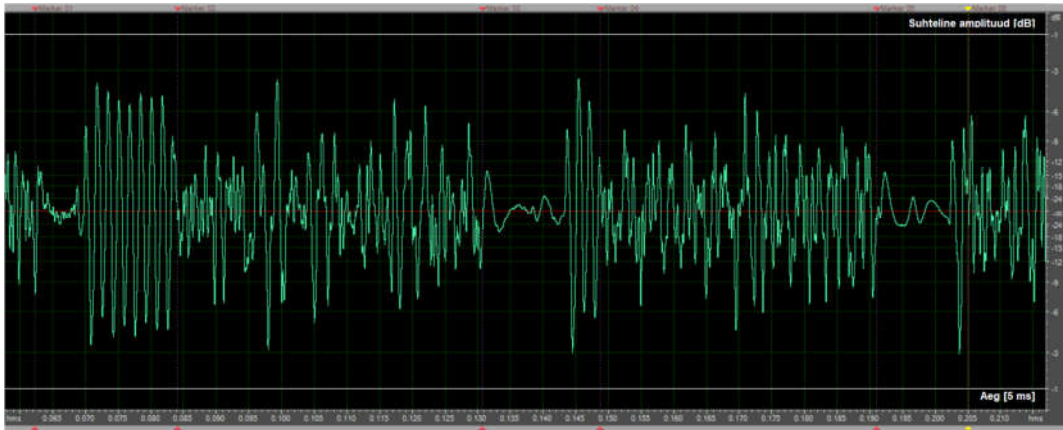
Joonis 31 *Matlab* –i simulatsioonis on sisendsignaali 3 erinevat signaali võimalikku situatsiooni (salvestus reaalsest olukorrast). Meetod töötab ainult juhul kui signaalis sisaldub perioodiline komponent. Raadiosignaali vastuvõtmisel lisandub vastuvõetud signaalile  $f = 430$  Hz antennide kommuteerimissagedus, mis on perioodiline, aga *Matlab* simulatsiooni tulemus ei olnud rahuldav. Lisaks on selle meetodi puuduseks keerukus (keerukusest punktis 5.2.3). Selle variandi implementeerimine nõuab võimekamat riistvara kui eelnev, aga on universaalne perioodiliste signaalide tuvastamisel.

Punktis **6.1.3** kirjeldatud signaali tuvastamise meetod põhineb samuti korrelatsiooni arvutamisel. Meetod võrdleb sisendsignaali kuju teadaoleva (oodatud) kujuga. Mida tugevam on signaalide vaheline seose absoluutväärtus, seda lähedasem on tulemus ühele. Positiivne on see, et meetod võimaldab tuvastada oodatud signaali mürarikas keskkonnas, müra profiil ei ole oluline. Puuduseks on see, et oodatava (otsitava) signaali kuju peab olema eeldelineeritud. See eeldab teatud tegevusi. Samuti on protsess arvutusmahukas, keerukusega  $O(N^2)$ . Kasutades FFT funktsiooni on võimalik arvutuse keerukust vähendada  $O(N \cdot \log N)$  -ni. Järgnevalt on meetodi kontrollimiseks kasutatud *Matlab*-s implementeeritud funktsiooni *movcorr()*. [12]



Joonis 32 Libiseva aknaga *Pearsoni* korrelatsiooni tulemus lävitingimusel  $\pm 0,7$

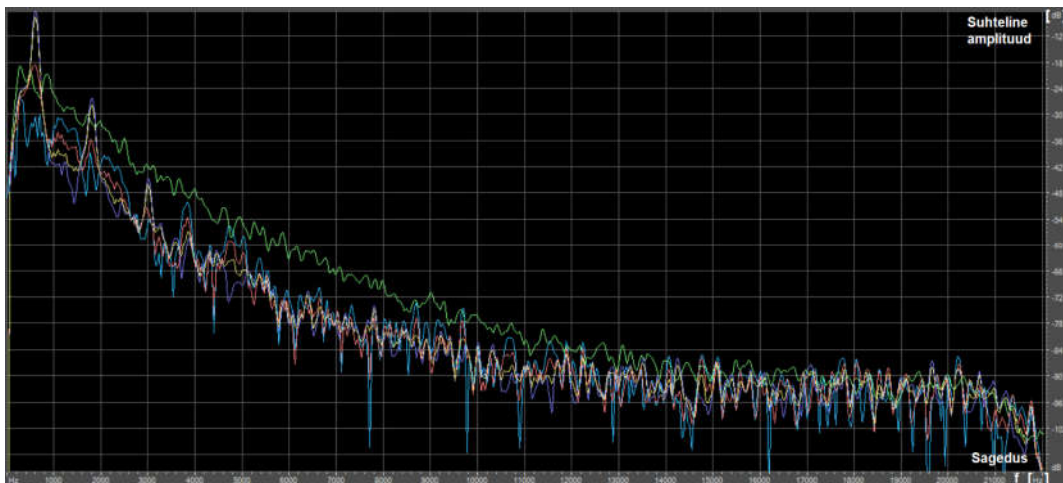
Sisendsignaalis sisaldub kolme erineva kestusega raadiosaatja (raadiosegaja) signaali ning kõik signaalid on tuvastatud. Joonisel 33 selgitab, mille poolest need kolm signaali erinevad. Markerite vahelised alad on 21ms, 17ms ja 13ms.



Joonis 33 Raadiovastuvõtjast saabunud kolm erineva kestusega järjestikulist otsitavat signaali, markerite vahelised alad

Punktis 5.2.4 kirjeldatud signaali tuvastamise meetod nr 4 võimaldab otsitavat signaali tuvastada ka mittejhusliku müraga keskkonnast. Oluline on eelnevalt defineerida otsitava RS-i spektrikomponendid.

Käsitletavate signaalide spektri diagrammid on kujutatud joonisel 34.



Joonis 34 Käsitletavate signaalide spektridiagrammid linearsel skaalal

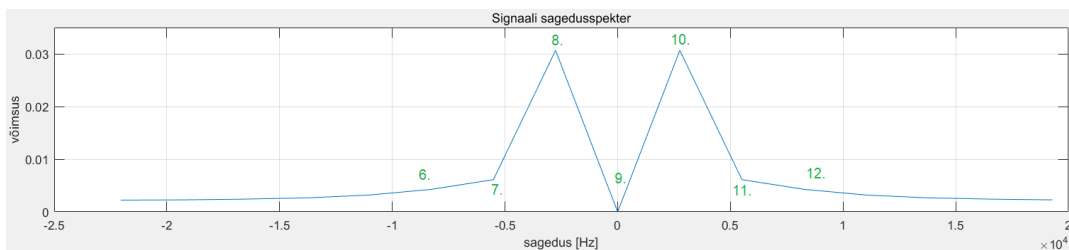
- 1) Roheline karakteristik - sagedusdetektori väljundi müra
- 2) Punane karakteristik - otsitava signaali moduleerimata lõik
- 3) Lilla karakteristik - otsitava signaali *preambula*, infopaketi algus
- 4) Kollane karakteristik - punase ja lilla joone summaarne spekter

Reaalselt manipuleeriksime selle projekti raames 100...10000 Hz vahemikus. Joonis 34 sagedusvahemik hõlmab täielikku helispektrit . Spektrogrammid on sarnase profiiliga, suurepärane erinevus on *preambula* spektri (lilla joon) ja müra (roheline joon) vahel, aga mõnedel otsitavatel juhtudel on RS lühiajalisema kestusega, sel juhul tekib võrdlusemoment punase ja roheline karakteristiku vahel. Sageduskomponendid erinevad vähe, aga võimsused palju. Selle variandi puhul tuleb arvestada rohkete seadistamisvõimalustega. Kui realiseerida spektraalteisendus väiksema perioodiga, näiteks ( $N = 4$ ) DFFT, saame võrrelda 4 spektri komponendi alusel. Tulemus samuti madalama resolutsiooniga, suurem periood, aga eeldab rohkem arvutusressurssi. Näiteks joonisel 34 FFT periood on  $N = 1024$ . [9 - 10]

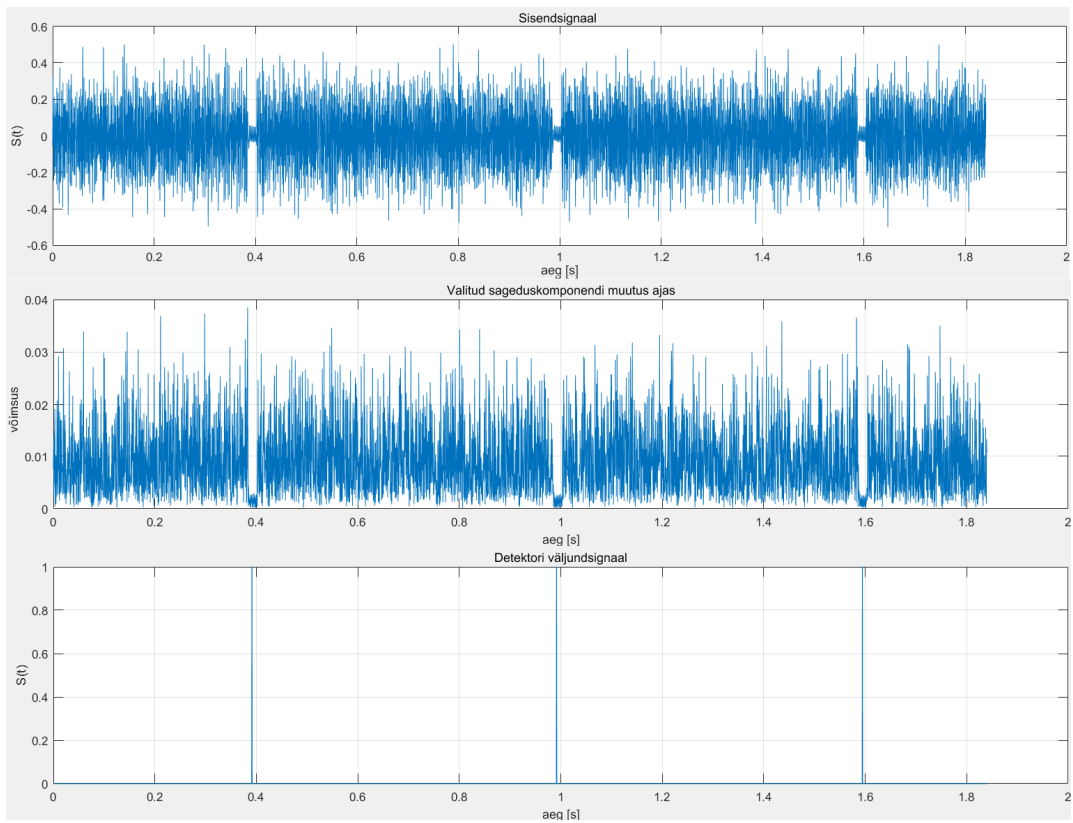
Spektri komponentide võimsuse võrdlemisel tõstetakse komponentide väärtused ruutu, seega suurenevad ka kaugused üksteisest.

Selle meetodi puhul on rohkem seadistamise vajadust kui eelnevate meetodite juures. Sel juhul on mõistlik kasutada seadistuste muutmiseks puutetundlikku ekraani või rootorkooderit ja seadistusel hierarhilist menüüd. See on võimekas lahendus. Küsimus on selles, et rohke seadistamine ning keerukus võivad selle meetodi kahjuks rääkida. Portatiivsuse juures on kindlasti oluline ka kasutamismugavus.

Joonisel 35, 36 on meetod 5.2.4 *Matlab* -i simulatsiooni tulemus. FFT teisendus teostatakse jooksvalt, akna suuruseks valitud 16 punkti. Sageduskaala on nihutatud, see tähendab, et 9. sageduskomponent on  $f = 0$  Hz (alaliskomponent). Signaali tuvastamisel mõõdetakse 6. või 7. sageduskomponenti  $f = \left| \frac{F_s}{N} \left( \frac{N}{2} + 1 - \text{komponent} \right) \right|$  |  $f_6 = f_{12} = 8269$  Hz Absoluutväärtusena sobivad mõlemad komponendid.  $f_7 = f_{11} = 5512$  Hz Erinevates olukordades võib valida sobivama sageduskomponendi.

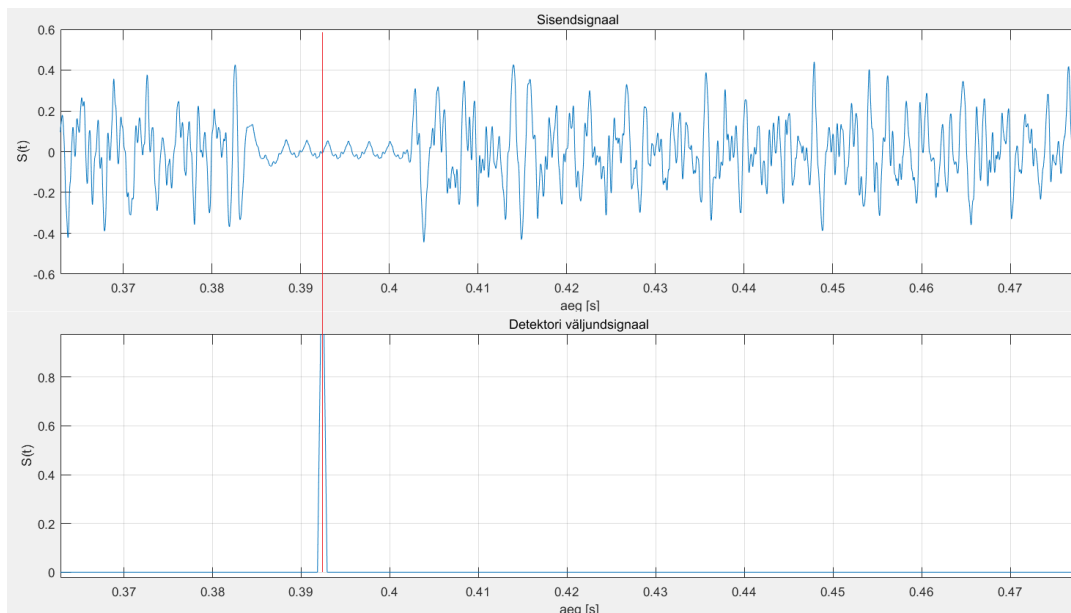


Joonis 35 Uuritava signaali spektridiagramm; FFT ( $N = 16$ )



Joonis 36 Signaali tuvastamise *Matlab* simulatsioon kindla sageduskomponendi alusel FFT ( $N = 16$ );  
 $f_6 = 8269$  Hz; lävinivoo = 0,005

Seda meetodit on võimalik kasutada ka kombineeritult, näiteks punktis 5.2.1 kirjeldatuga.



Joonis 37 Uuritava signaali tuvastamise kiirus  $t \approx 6$  ms

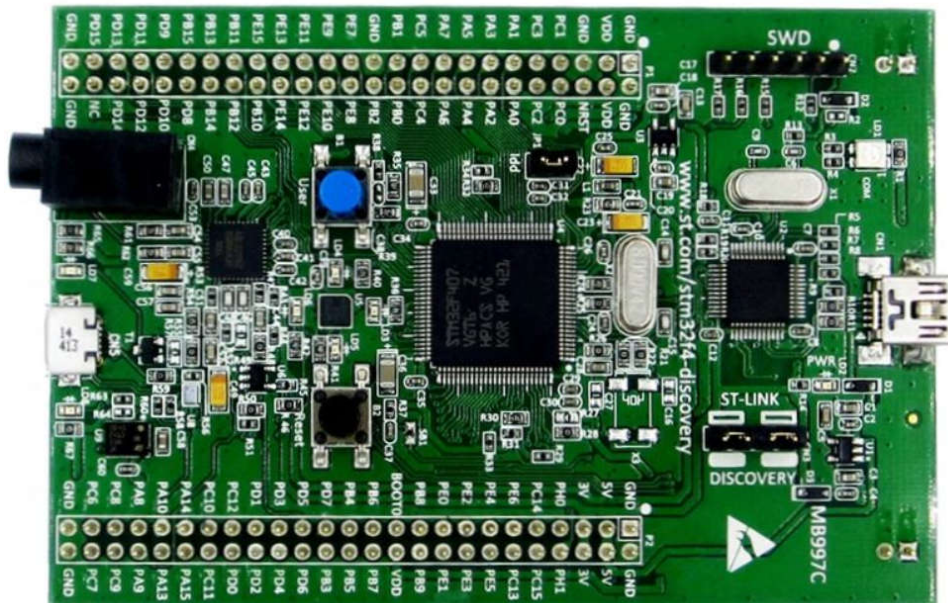
## 6 Sobiva meetodi realisatsioon

Sobivaks meetodiks võib lugeda need meetodid mille tulemusena tuvastati kõik testsignaaliid. Need oleksid punktides 5.2.1, 5.2.3 ja 5.2.4 käsitletud meetodid. Otsides nende kolme meetodi hulgast keerukuselt kõige optimaalsemat, osutub valituks meetod mida käsitleti punktis 5.2.1 ehk esimene meetod.

### 6.1 Riistvara valik ja kirjeldus

Punktis 5.2.1 kirjeldatud meetod on realiseeritav samuti ka koos teiste meetodite kombinatsiooniga. Tegemist on reaalaaja signaalitöötusega. Kui ADM –s mõõdetakse signaali hetkväärtus, siis mikrokontrolleri jõudlus peab tagama, et signaalitöötusprotsessi tsüklil lõpeb enne ADM -st saabuvat järgmist signaali hetkväärtust. Seega kõrgem diskreetimissagedus  $fd$  eeldab võimekamat mikrokontrollerit. Meetodit simuleeriti *Matlabis*  $fd = 44100$  Hz ning sealjuures kasutati signaalitöötuses kahte libiseva aknaga signaali keskmistamist. Riistvaralise või FPGA (*field programmable gate array*) realisatsiooni puhul kasutatakse akna nihutamiseks

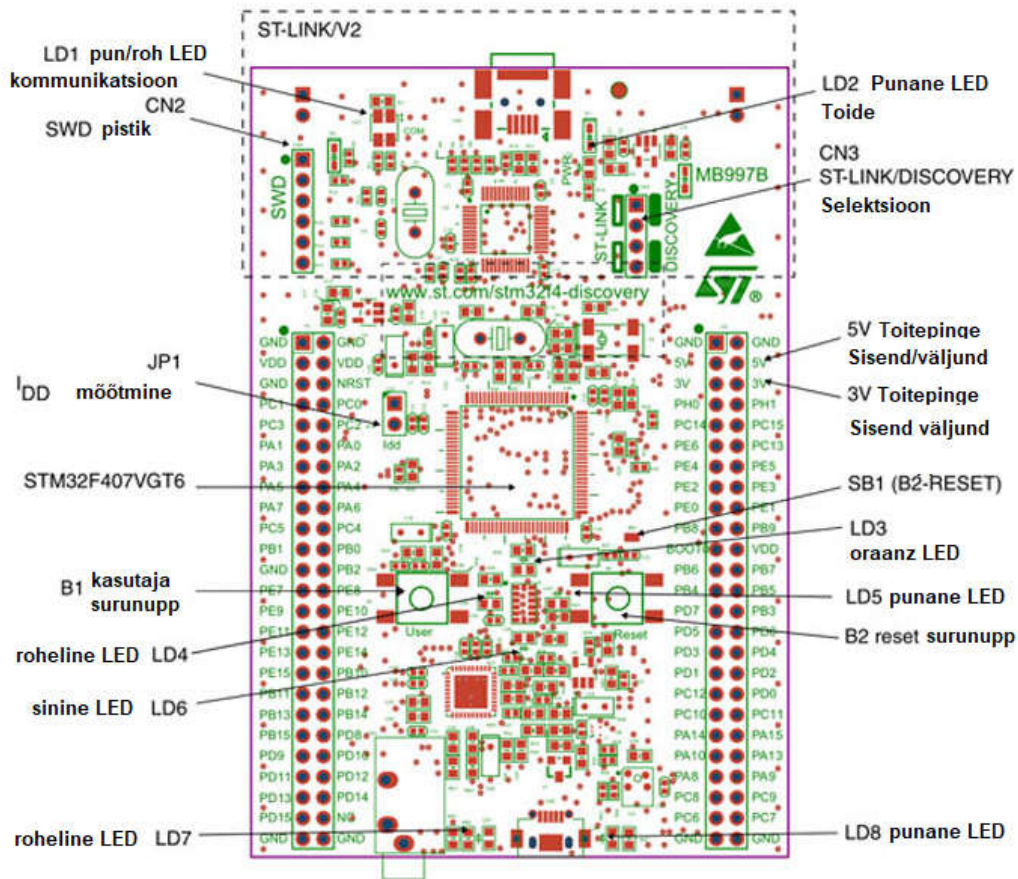
nihkeregistreid, ajaliselt tähendab see ühte protsessori taktitsükli. Sama protsessi tarkvaralise realiseerimise puhul nihutatakse massiivi elemendid eraldi ehk ajaliselt vähemalt neljakordse akna suuruse jagu protsessori taktitsükleid (1. käsuregistri laadimine, 2. väärtus mäluaadressilt vaheregistrisse, 3. käsuregistri laadimine, 4. väärtus vaheregistrist uuele mäluaadressile). Sellegipoolest kasutatakse prototüüpimisel laialdaselt arendustöökäsitamiseks mõeldud universaalseid mikrokontrolleri platvorme. Valin platvormiks *ST Microelectronics* poolt toodetud 32bit *STM32F407 Discovery kit* – i, ARM (*Advanced RISC Machine*) mikroprotsessori taktisagedusega  $f_{clk} = 168 \text{ MHz}$



Joonis 38 Mikrokontroller STM32F407 Discovery kit vaade [22]



## 6.2 Mikrokontroleri arendusplaat



Joonis 39 Mikrokontroler STM32F407 ühendusklemmid ja lülitid [22]

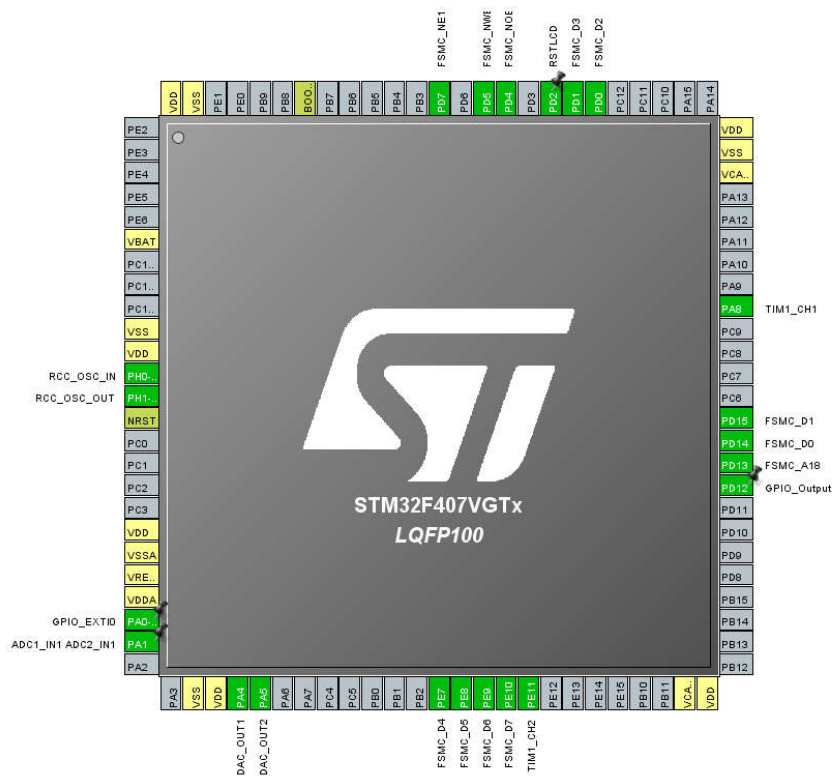
STM32F407 – mikrokontroleril on riistvaraliselt realiseeritud 14 erineva konfiguratsiooniga taimerit. Antud implementatsioonis kasutatakse TIM1 – kooderi jaoks, TIM2 – ADM juhtimiseks, TIM3 – väljundklemmi lülitamiseks, TIM6 – DAM juhtimiseks. Nende taimerite (loendurite) ülelaadumiste lippude olekute põhjal käivitatakse katkestuse programme. See millisest allikast loendur taktsignaali saab, on seotud kiibi sisemise arhidektuuriga. Riistvara abstraktsioonikihi tasemel (HAL) saab määrata loenduri eelskaleerimisparameetri ja ümberlaadimisperioodi. Sisuliselt saab määrata väga täpselt, millise aja intervalliga katkestuse programm käivitatakse. ADM ja DAM puhul määratakse loenduri eelskaleeringu ja laadimisperioodiga diskreetimissagedus.

STM32F407 – on 3 integreeritud ADM-t ja 15 kanalit. Antud projektis kasutatakse

ADM1, sisend 1. Iga mõõdetud hetkväärtus on 144 mõõtetulemuse keskmine, mõõtetetsükli arv on seadistatav.

STM32F407 – on integreeritud 1DAM kahe kanaliga.

STM32F407 – on integreeritud välise staatilise mälu kontrolleri (FSMC), mida antud projektis kasutatakse tablooregistri juhtimiseks. (projektis NOR FLASH baas) [23] Taktsignaali genereerimiseks kasutatakse välist  $f = 8$  MHz kristallostsillaatorit. Peale kordistamist on mikroprotsessori taktsignaali sagedus  $f_{clk} = 168$  MHz. (PLL\_clk)



Joonis 40 Mikrokontroleri STM32F407 sokeldus ja viikude konfiguratsioon

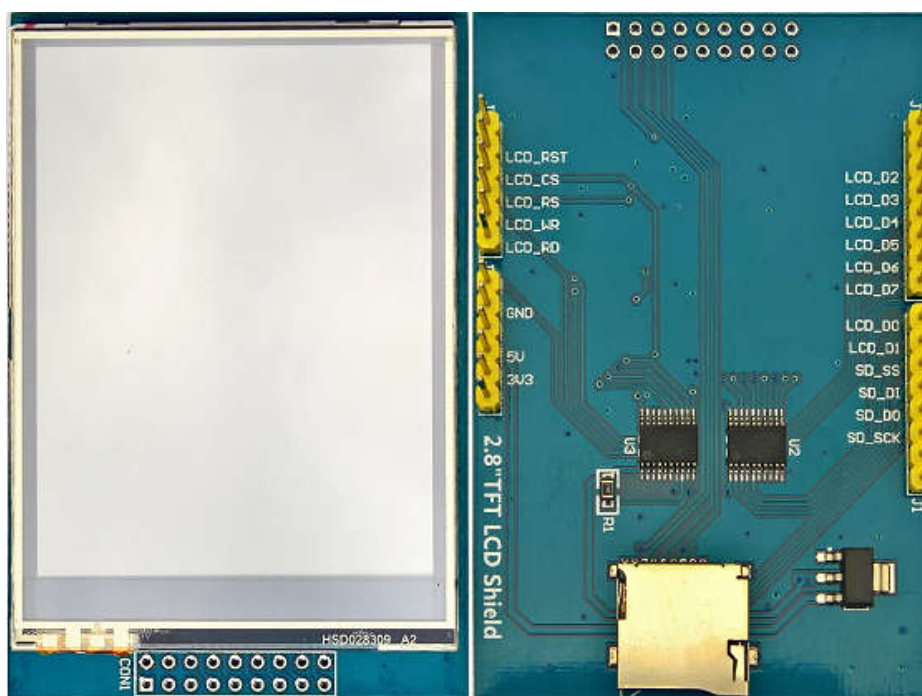
Kontroleri viikude tähendus on üldiselt eelpool kirjeldatud. GPIO\_EXTIO on rootorkooderi surunupu sisend. TIM1\_CH1 ja -CH2 on rootorkooderi sisendid. GPIO\_OUT on väljund peilingaatorisse, ehk selle süsteemi väljund. RCC\_OSC\_IN ja OUT on taktsignaali generaatori kristallostsillaatori ühendusklemmid. FSMC ja RST klemmid on tablooregistri juhtimiseks. ADC1\_IN on helisignaali sisend, DAC\_OUT1 on kolmnurksignaali generaatori väljund, ainult testimise eesmärgil. DAC\_OUT2 on helisignaali väljund, mida

saab kasutada filtri reguleerimiseks, aga ei ole otseselt vajalik. Kollasega tähistatud klemmid on toite, võrdluspinge ja maanduse klemmid.

### 6.3 Tabloo

Signaali detektori seaded ei ole üheselt määratud, seega peab olema võimalus seadistusi reguleerida. Samuti aitaks signaali kuju ajaline visualiseerimine parameetrite korrigeerimist, sest see annab otsest tagasisidet reguleerimise mõjust. Saadaolevate tabloode hulgast sobib projekti jaoks „2.8" TFT Touch Shield for Arduino“ (240x320 pixel). Kasutusel olev 8 bitine paralleelne andmesiid ei ole parim lahendus, aga see on poekettides saadav.

Selle tabloo puutekraan kasutab jagatud terminaale, CS – *chip select* terminaaliga (kiibi valik) ja RS – *register select* (kas käsklus või andmed).



Joonis 41 Tabloo 2,8“ UNO moodul (ILI9341, 8bit andmesiid) vaade

LCD\_wr – *write* – andmete kirjutamine

LCD\_rd – *read* – andmete lugemine

LCD\_rst – *reset*

LCD\_d0...LCD\_d07 – *data* – paralleelandmesiid

Toited 5,0V ja 3,3V (Kui 5V on kasutusel, siis 3,3V jääb vabaks)

GND – ground – maandus (miinus)

SD kaardi terminaalid jäävad kasutamata.

Samuti jääb selle projekti puhul kasutamata puutekraan, sest rootor-kooderiga on autoga liikudes mugavam seadistada kui väikese puutekraaniga.

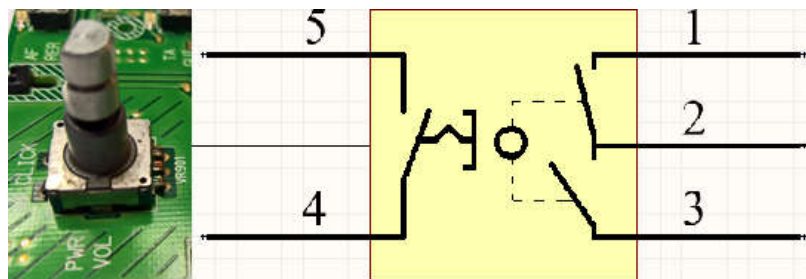
FSMC seadistused seatakse järgnevalt:

Tabloo registri aadressi seadeaeg – 6 taktitsüklit.

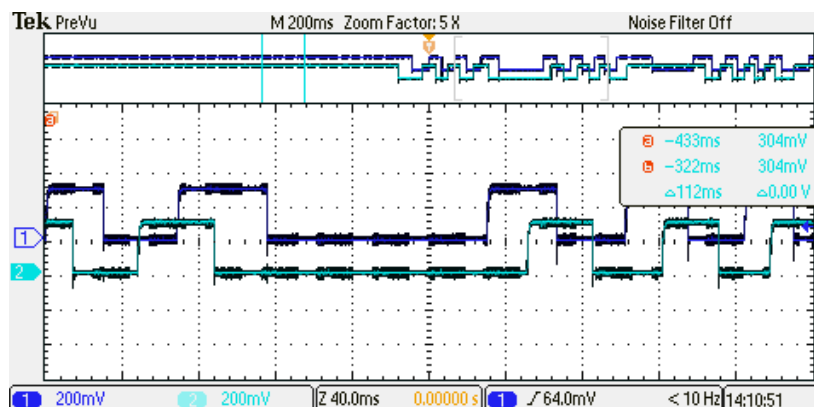
Tabloo registrisse andmete kirjutamise seadeaeg – 6 taktitsüklit.

Siini sisse lülitumise aeg – 0 taktitsüklit.

## 6.4 Kooder ja sisestusnupp



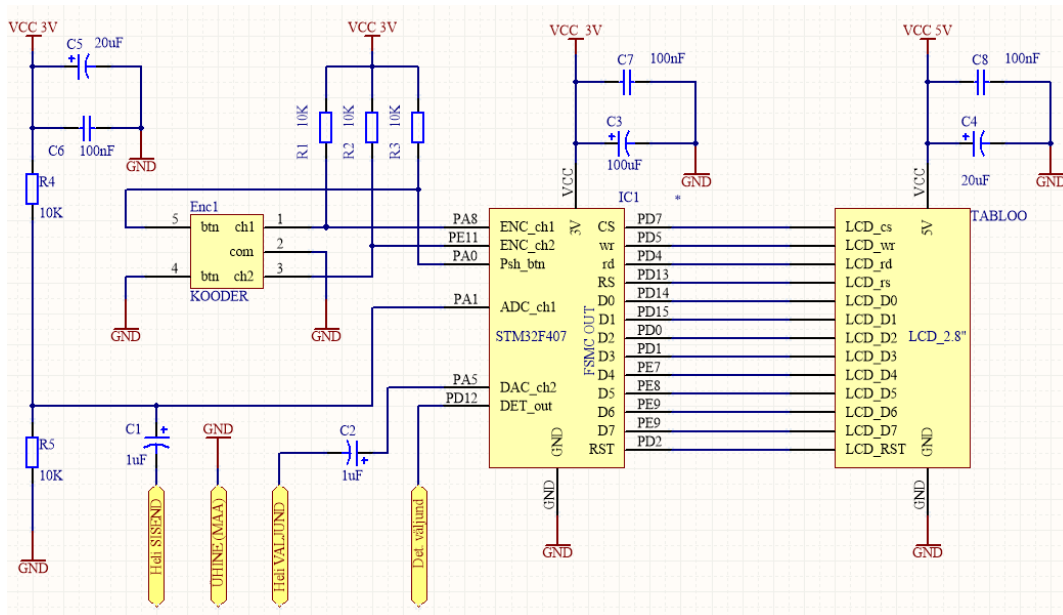
Joonis 42 Kooderi vaade ja elektriskeem



Joonis 43 Kooderi väljundite aegdiagramm - edasi ja tagasi keeramisel

Antud kooder koosneb kahest lülitist ja surunupust (Joonisel 42). Rootorit pöörates lülitavad lülitid erineval pöördenurgal, mis võimaldab tuvastada rootori liigutamise suunda. Joonisel 43 on mõõdetud kooderi väljundite aegdiagramm, kui rootorit keerata järjest päripäeva ja vastupäeva. Projektis kasutatav kooder pärineb vana raadio seest.

## 6.5 Skeemikomponentide ühendamine

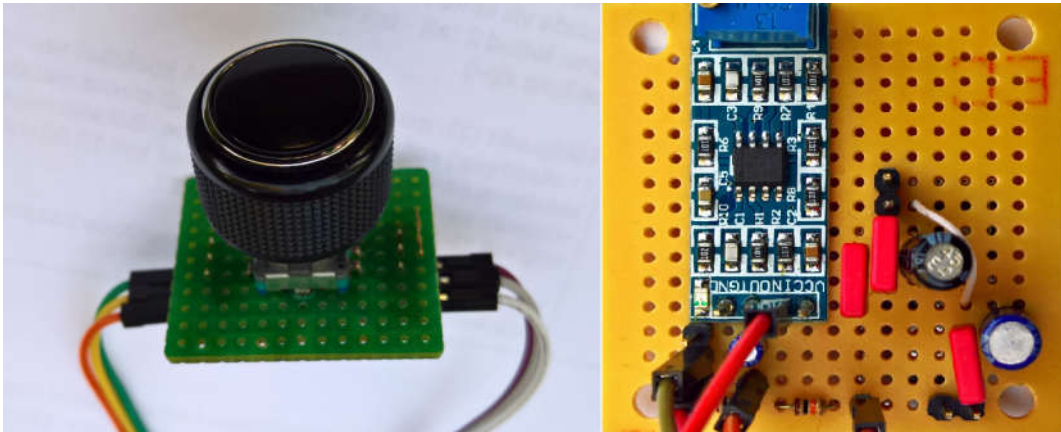


Joonis 44 Seadme komponentide ühendusskeem

Joonisel 44 on kujutatud eelpool kirjeldatud komponentide ühendamise põhimõtteskeem. Prototüübi komponentide kokku ühendamisel on kasutatakse maketeerimislauda juhtmeid.

Samuti on kooder, vastukaalu takistid, heli sisend-, väljundahela ja lahti sidestuse kondensatorid joodetud maketeerimisplaadile Joonis 48.

Detektori väljundi puhul tuleb arvesse võtta, et  $I_{max} = 40 \text{ mA}$ . Mikrokontrolleri ja tabloo töövool  $I = 250 \text{ mA}$ .



Joonis 45 Kooder ja kondensaatorid maketeerimisplaadil

## 6.6 Mikrokontrolleri lähtekoodi üldine kirjeldus

Lähtekood sisaldab riistvara konfiguratsiooni- ja programmikoodi. Riistvara konfiguratsioon on genereeritud ST Microelectronics poolt loodud arvuti programmiga STM32CubeMX (edaspidi CubeMX). Riistvara konfiguratsiooni saab luua ka ilma selleta, aga CubeMX lihtsustab oluliselt seadistamist. Lähtekood sisaldab palju makrosid ja tüüpi definitsioone. Need read ei ole lähtekoodis eranditult kommenteeritud, aga nendest olulisemad read on.

Riistvara konfigureerimiseks kasutatakse `static void...(){...}` tüüpi funktsioone, mida käivitatakse üks kord programmi käivitamisel. Seda näitab `static` funktsiooni poolt tagastatava andmetüübi ees. Riistvara abstraktsiooni kihi käsklused algavad kõik `HAL_...` eesliitega. See näitab, et tegemist on *Hardware Abstraction Layer* käsklusega. Lähtekoodi redaktoriks on kasutatud Keil  $\mu$ Vision v5.27.0.0 MDK ARM 5 versiooni.

Mikrokontroller peab toime tulema reaalaja signaalitötlusega, seega antud projekti puhul peab kontroller suutma programmi tsükli läbi töötada  $t = 1/44,1$  ms vältel. Samal asjaolul tuleb etteruttavalt tõdeda, et heli diskreetimissagedus  $f_d = 44100$  Hz tuli hiljem langetada  $f_d = 22050$  Hz ni, aga see ei ole probleem, sest analoogsignaali eelvõimendusaste löikab üle  $f = 10$  KHz sagedusega signaalis maha (joonis 21). Analoo digitaalmuundur töötab katkestuse tsükliks, iga kindla ajavahemiku vältel käivitatakse muundusprotsess, st analoogsignaali väärtus mõõdetakse 144 korda ning keskmine väärtus kirjutatakse ADM väljundregistrisse. Programmis kasutatakse riistvara draiveri funktsiooni, mis käivitub täpselt siis, kui AD muundus on teostatud.

Funktsioonis *HAL\_ADC\_ConvCpltCallback* saadakse helisignaali hetkväärtus täpselt  $f = 22050$  korda sekundis ning see on sünkroonis ADM väljundiga. Sel põhjusel teostatakse selle funktsiooni sees ka signaalitöötlus, mitte põhiprogrammitsükliks. Samuti on selle funktsiooni prioriteet kõrgem kui põhiprogrammil. Kui signaalitöötluse protsess ei jõua enne järgmist mõõtettsükli lõpuni, siis põhiprogramm ei käivitu ning üks mõõtmistsükkel jääb samuti vahele. Seega kiirus on väga oluline. Sel samal põhjusel on kiiret töötlemist teostavates funktsioonides kasutatud globaalseid muutujaid, sest ei ole aega, et iga kord kui funktsioon käivitub, hakataks muutujatele mälu eraldama ja väärtusi omistama. Samuti on kõikide alamfunktsioonidega. Programmikoodi loetavuse parandamiseks on võimalusel alamfunktsioone kasutatud. Tablool signaali graafiline visualiseerimine on küll ressursimahukas, aga see on vajalik detektori reguleerimisel tagasiside saamiseks. Kuna tablo pilt muutub alles siis, kui vastav register üle kirjutatakse, ei pea menüü punkte iga programmitsükliga uuesti uuendama, seega menüü punkte uuendatakse siis, kui on toimunud muutus.

Helisignaali keskmistava filtri implementeerimisel on erinevalt *Matlab*-i skriptist välja jäetud tingimus, kui tsükli korduste arv on veel väiksem filtri akna laiuusest (hetkel kui programm alustab), kuna keskmist signaali taset ei nullita, siis valge müra sisendi puhul muutub keskmise tase sujuvalt peale paari sekundit töötamist õigeaks. Filtri väljund (*filtrist*) kirjutatakse DAM sisendregistrisse: (*HAL\_DAC\_SetValue*). DAM töötab ADM – ga samal diskreetimissagedusel, mida seadistatakse taimer 6 eelskaleeringu ja perioodi väärtuse määramisega (TIM6). Signaalitöötluse järgmises etapis (signaali detektoris), kus arvutatakse esimesena erinevus eelmisest väärtusest ning seejärel võrreldakse erinevust etteantud väärtuse suhtes, oletame, et erinevus on näiteks 2, seejärel otsitakse sirgjoonelist või lineaarselt muutuvat signaali, see tähendab, et eeldatakse, et järgmine signaali hetkväärtus erineb eelmisest samuti 2 võrra jne. Selleks, et sellist võrdlust teostada, on vaja, on vaja arvutada signaali hetkväärtuste järjestikuliste erinevuste keskmine.

Olgugi, et programmis on kasutatud erinevuste absoluutväärtust, võimaldab meetod siiski hästi eristada signaali juhuslikust signaalist. Programmis leitakse signaali hetkväärtuste erinevuste keskmine, selle muutumise kiirus on seotud seadetes eeldefineeritud detektori akna laiuusega, aga kuna programm nullib keskmist (programmis muutuja *sum*) peale igat piiridest väljapoole jäävat erinevust, siis keskmise leidmisel ei jagata summat alati akna

laiusega (nii nagu seda teostati keskmistava filtri puhul). Jagatakse summeeritavate väärtuste arvuga mis on loendatud peale nullimist, seni kuni summeeritavate arv on võrdne akna suurusega. Vastasel juhul annaks täisarvuliste muutujate omavahel jagamine nullise tulemuse ja see ei oleks tõene. Keskmistamisel kasutatakse samuti funktsiooni *Nihe()*.

Seadete menüüs punkt „Vajalik sobivuste arv“ defineerib nende järjestikuliste punktide arvu, mille erinevus üksteisest jääb keskmisega võrreldes lubatud piiridesse, seejärel muudetakse lipp nimega *väljund = 1*. Seda lippu hoitakse seni kuni on määratud seadistusega *hoideaeg* ( $t = 1 \text{ sek} = 22050$  katkestuse tsüklit). Muutuja *väljund* väärtust kontrollitakse katkestuse programmis, mida käivitab taimer 3 (TIM3), see on funktsioon nimega *HAL\_TIM\_PeriodElapsedCallback()*.

Kui on tuvastatud, et *väljund* on kõrge, siis muudetakse kõrgeks ka detektori väljund *DetValjund*, ehk kirjutatakse GPIO registris väljundklemmi number 12 väärtus korraks kõrgeks, lukustatakse  $t = 200 \text{ ms}$  –ks tablool signaali aegdiagramm ja värvitakse punase värviga, punktid mis järgnevad tuvastatud signaali ajahetkele - fotod Joonisel 46



Joonis 46 Detektori poolt tuvastatud signaali graafilise visualisatsiooni fotod

Signaali kuva joonistamisel kasutatakse alamfunktsiooni *Plotpixel()*. Kuva ajaperioodist sõltuvalt tekkivad joonistatud punktide vahel suured vahekaugused, visuaalselt arusaadavama signaali kuju saamiseks kasutatakse interpolatsiooni. Iga mõõdetud punkti vahele arvutatakse 3 punkti lisaks.

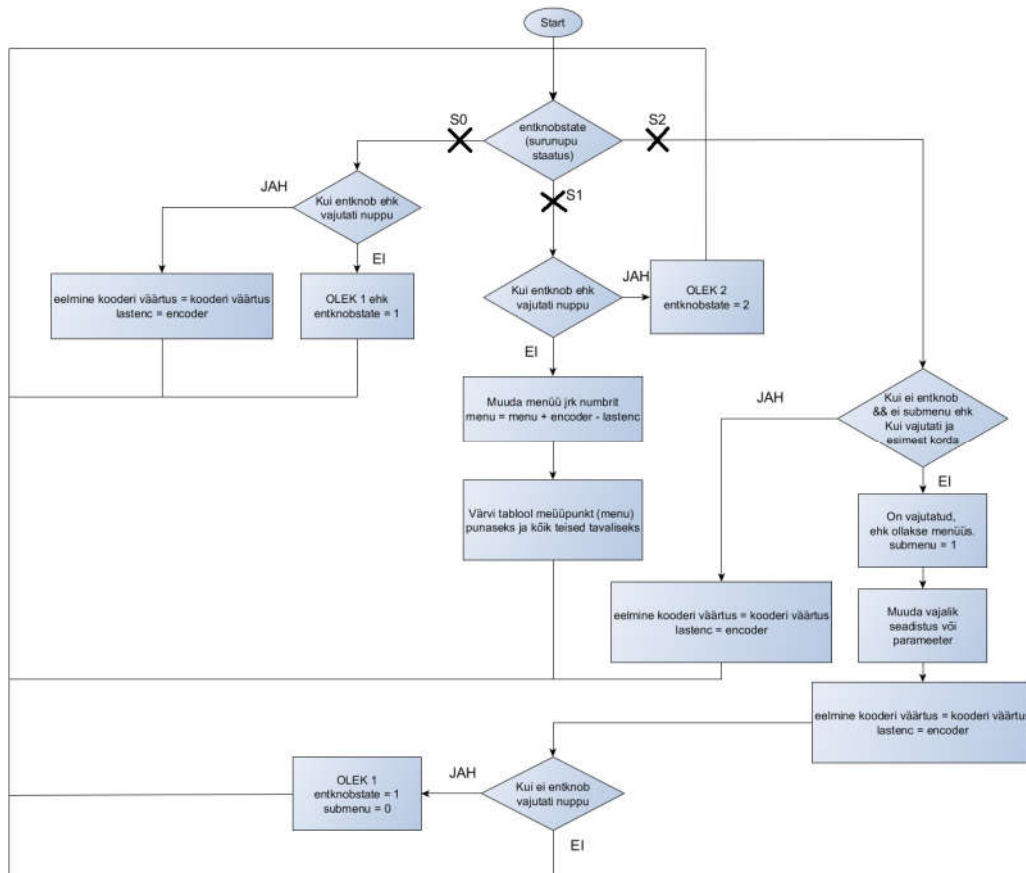
Menüüs liikumiseks kasutab programm rootorkooderi positsiooni (*encoder*) ja surunuppu (*entknob*). Kooderi positsiooni mõõdetakse HAL funktsioonis, mida käivitatakse taimer



TIM1 järgi. Menüü alamprogramm uuendab *encoder* –i väärtust taimer 1 registrist CNT siis kui vaja ( $encoder = TIM1 \rightarrow CNT$ ).

Surunupu vajutus käivitab välise katkestuse, mis inverteerib eelmise väärtuse. *EXTIO\_IRQHandler()*, mis asub teegis nimega *stm32f4xx\_it.c*

Menüüs liikumiseks on implementeeritud kaks olekumasinat, surunupu staatus (*entknobstate*) ja Menüü staatus (*menu*). Surunupu staatuse olekumasinat on vaja selle jaoks, et nupuvajutusel on ainult 2 staatust (*entknob* = sees või väljas), aga menüüs ja alammenüüdes liikudes peab nupuvajutus mõjutama vaid aktiivset menüüd. Surunupu olekumasinat voodiagramm on kujutatud joonisel 47. Surunupu staatuse olekumasinat voodiagramm:

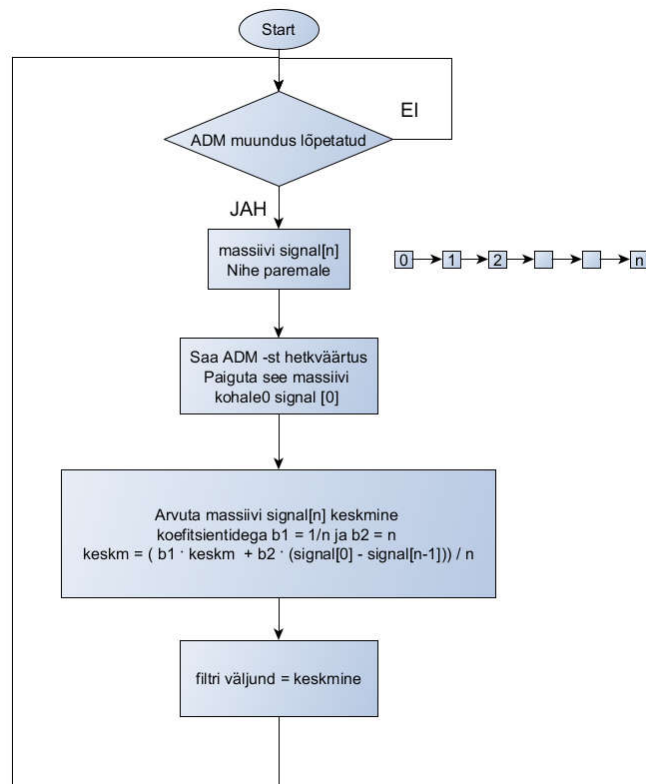


Joonis 47 Surunupu staatuse olekumasinat voodiagramm

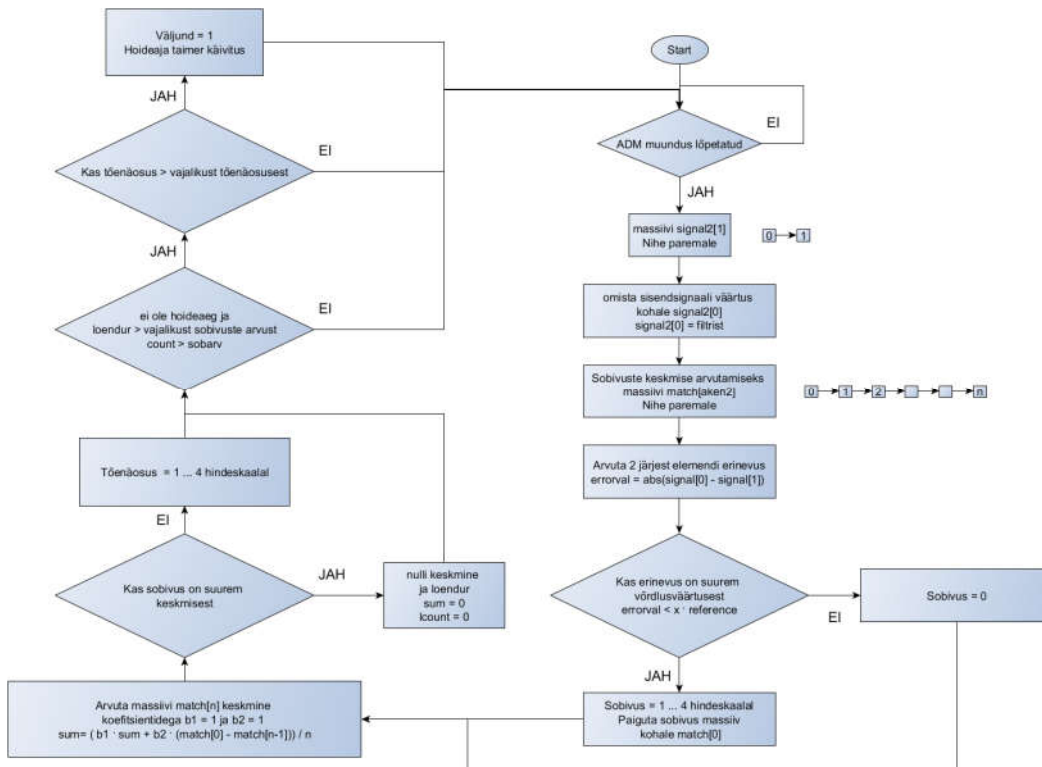
Menüü olekumasinat on samapalju olekuid kui menüüs on jaotusi. Näiteks kui Menüü staatus on 1 ( $menu = 1$ ), siis surunupu vajutusega saab aktiveerida ja deaktiveerida vaid

esimese seadistuse muutmist rootorkooderiga, deaktiveerimisel muudab rootorkooder menüü järjekorra ehk jaotise numbrit. Menüüs seadete väärtuste muutmisel teostatakse sisestuskontrolli ning mõnede parameetrite muutmisel kasutatakse kordajat.

Digitaalse keskmistava filtri kirjeldamiseks sobib samuti voo diagramm joonisel 49. Filtri väljundi muutuja on lähtekoodis *filtrist*. Filtrit saab menüüst sisse ja välja lülitada, samuti saab muuta akna laiust, mis voo diagrammil on tähistatud *n* (lähtekoodis *aken1*).



Joonis 48 Digitaalse keskmistava filtri voodiagramm



Joonis 49 Signaali detektori voo diagramm

## 6.7 Seadme kirjeldus ja seadistamine

Signaali detektori kõige olulisem ülesanne on tuvastada reaajas helisignaali kuulates teatud omadusega signaal. Esimese etapina on vaja pidevaja signaal (helisignaali) muundada diskreetsele kujule, seda teeb mikrokontrolleris riistvaraliselt realiseeritud ADM. Seejärel otsitakse signaali seest tuttavat mustrit. Samuti on oluline, et seadet oleks võimalik reguleerida nii, et tuvastatakse võimalikult palju õigeid- ja võimalikult vähe valesid signaale. Signaali graafiline visualiseerimine on seadme reguleerimisel suuresti abiks. Vähem oluline on seadme helisignaali väljund. Seega saab funktsionaalsed prioriteedid määrata nii, et esimene prioriteet on signaali tuvastamine. Graafiline visualiseerimine töötab põhiprogrammis, programmi katkestused on prioriteedilt kõrgemad ja põhiprogrammis katkestusi ei keelata, seega graafika ei sega signaali detektori tööd. DAM töötab riistvara tasandil ning ei sega signaali detektori tööd. Antud projektis õnnestus kõik funktsioonid implementeerida nii, et need üksteist ei sega.

Detektor saab ADM- st signaali hetkväärtuse, paigutab selle massiivi, samuti teise ja kolmanda jne kuni filtri akna (*aken1*) täitumiseni.

Kui menüüst on valitud „*filter sees = 1*“ siis samaaegselt arvutatakse nende massiivielementide keskmist arvestades filtri koefitsiente. Kuna seade otsib signaali seest eetrivaikust, siis tekkis vajadus filtrile, sest peilingaatorist tulev signaal sisaldab eetrivaikuse asemel antennide kommuteerimisest tulenevat sageduskomponenti  $f = 430$  Hz, selgitav joonis 28. See sagedus on muutumatu. Filter lõikesagedust saab arvutada valemiga:

$$f = \frac{f_d}{aken} \quad \text{või vastupidi} \quad aken = \frac{f_d}{f}; f_d = 22050 \text{ Hz}$$

Samuti saab filtrit kasutada mõne muu soovimatu sageduskomponendi välja filtreerimiseks. Seadmiseks tuleb muuta menüüs parameetrit „*filtri aken*“,  $f = 430$  Hz tingimusel *filtri aken* = 51 diskreetimissammu.

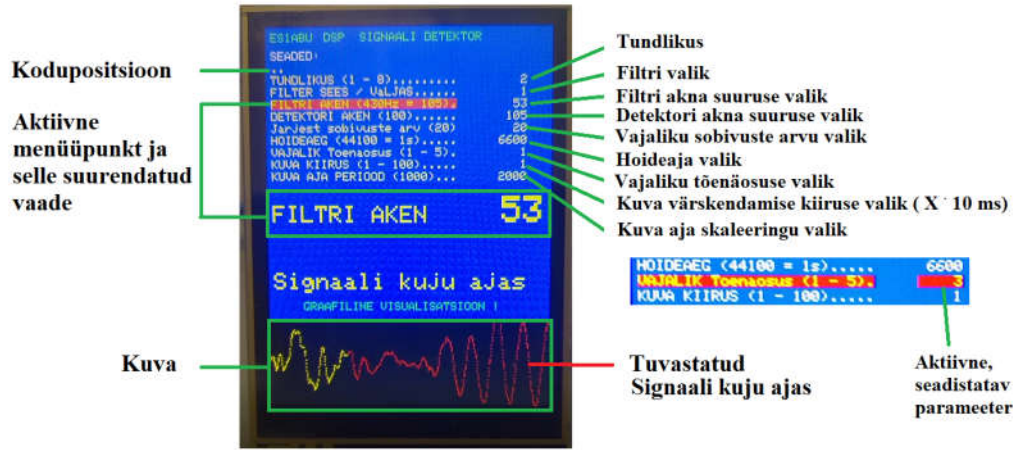
Detektor otsib sirgjoonelist või lineaarselt muutuvat signaali. Menüüs „*tundlikuse*“ muutmisega defineeritakse kui suur tohib olla kahe järjestikuse signaali hetkväärtuse erinevus. Vastavalt erinevuse suurusele hinnatakse väärtuse sobivust skaalal 0 ... 5.

Menüüs „*detektori aken*“ määrab, kui palju on lubatud signaali muutumisel erineda eelnevatest muutumistest, ükskõik millises suunas. *Detektori aken* tähistabki arvestatavat eelnevate muutuste arvu, vaikumisi on selleks väärtuseks 100 ühikut. Arvutatakse signaali muutumiste keskmine väärtus *detektori akna* ulatuses, seda keskmist väärtust võib pidada signaali esinemise tõenäosuseks. Kui tekitab vajalik arv järjest sobivusi (menüüs „*järjest sobivusi*“) ja need ületavad ka menüüs eeldefineeritud „*vajalik tõenaosus*“ skaalal (1 ... 5), tuvastab seade signaali ning ei tee enam uut mõõtmist kui vajalik „*hoideaeg*“ on möödunud (loetakse programmi tsükleid).

Signaali graafilise visualisatsiooni aknaga seonduvalt saab reguleerida kahte parameetrit. Terve kuva värskendamise kiirus „*kuva kiirus*“ reguleerib kahe ekraanipildi vahelist pausi kestust, vaikumisi on see seadistatud  $t = 200$  ms. Kuva aja periood seadistab seda, kui pikk aja periood mahutatakse ühele kuvale, see on kokkuleppeline number. Valikule 2000 vastab ligikaudu 20 ms.

Kui aktiivne menüüpunkt seadistada kodupositsioonile, siis seadistuste kuva ei värskendata, see säästab mikrokontrolleri ressursi.

Joonisel 50 On eelneva jutu selgituseks, seadme ekraani foto ja lühiselgitused.



Joonis 50 Seadme ekraanilt loetavate ja seadistatavate parameetrite selgitus

## 7 Kokkuvõte

Projektis uuritud pseudo-Doppleri efektil põhinev raadiopeilingaator PA8W RDF MK2.3 on ehitatud 2016 aastal. Seadet on korduvalt täiendatud ning peilingaatori täpsus on samuti paranenud, aga ei ole olnud siiski piisavalt usaldusväärne. Eelnevalt on kasutatud raadiosignaali tuvastamiseks raadiovastuvõtja RSSI signaali väljundit, aga esiteks enamusel portatiivsetel raadiovastuvõtjatel see väljund puudub ja teiseks ei ole saavutatud vajalikku täpsust.

Raadiopeilingaatori MK2.3 tööpõhimõtte selgitamine oli väga vajalik ning ühtlasi probleemi uurimise aluseks. Probleemi uurimisel saadud info põhjal avanes võimalus simuleerida selle projekti raames valmistatavat signaali detektorit ning raadiopeilingaator MK2.3 hakkas tööle üllatava täpsusega. Esmapilgul utoopilisena näiv ülesanne sai hoogu ning muutus tõeliseks väljakutseks. Küsimusele: „kuidas otsitav signaal tuvastada?“ leidis erinevate meetodite simuleerimisel samuti õige vastus.

Meetodi realiseerimine riistvaral algas esiteks tabloole seadmisest, teiseks ADM ja DAM tööle seadmisest, kolmandaks rootorkooderi ja surunupu tööle seadmisest, neljandaks menüü ja signaali graafilise visualisatsiooni tööle saamisest. Sellise platvormi peale signaali tuvastamise meetodi implementeerimine õnnestus edukalt. See ei oleks kindlasti samaväärselt õnnestunud ilma eelneva analüüsi ning *Matlab* simulatsioonideta.

## Kasutatud kirjandus

**1) Radio Monitoring Problems, Methods, and Equipmen**

Anatoly Rembovsky, Alexander Ashikhmin, Vladimir Kozmin, Sergey Smolskiy

© Springer Science+Business Media, LLC 2009

<https://epdf.tips/radio-monitoring-problems-methods-and-equipment.html>

**2) Raadioseadmete Üksikosad**

Lembit Abo

© Kirjastus Valgus 1981

**3) Elektroonika ja infotehnika Leksikon**

Lembit Abo

© Lembit Abo 2010

**4) Conventional Energy Detector**

**Springer** – Energy detector for cognitive radio

[http://www.springer.com/cda/content/document/cda\\_downloaddocument/9781493904938-c1.pdf?SGWID=0-0-45-1447124-p176544244](http://www.springer.com/cda/content/document/cda_downloaddocument/9781493904938-c1.pdf?SGWID=0-0-45-1447124-p176544244)

**5) Signaalitöötlus II Loengumaterial**

Toomas Ruuben, Julia Berdnikova 2018

**6) A robust detector of known signal in non-Gaussian noise using threshold systems**

Gencheng Guo, Mrinal Mandal, Yindi Jing 2011

<https://sites.ualberta.ca/~gencheng/paperPattern/afterRevised.pdf>

**7) Digitaalne signaalitöötlus**

Rain Ferenets

TTÜ kirjastus 2011

**8) White noise time series Python**

<https://machinelearningmastery.com/white-noise-time-series-python/>

**9) Signal Processing**

<https://dsp.stackexchange.com/questions/37927/what-happens-when-n-increases-in-n-point-dft>

**10) Digitaalsignaali Töötlemine**

Ilmar Arro, Julia Derkatš  
TTÜ kirjastus 2005

**11) Statistika**

Ako Sauga  
TTÜ kirjastus 2017  
© Ako Sauga

**12) Pearsoni korrelatsioon**

[https://en.wikipedia.org/wiki/Pearson\\_correlation\\_coefficient#For\\_a\\_sample](https://en.wikipedia.org/wiki/Pearson_correlation_coefficient#For_a_sample)

**13) Matlab central**

<https://uk.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/65342-movcorr-x-y-k-varargin-compute-windowed-correlation-coefficient>

**14) Radio Direction Finding PA8W, PD0G**

<https://radiodirectionfinding.wordpress.com/>

**15) Radar basics**

<http://www.radartutorial.eu/21.semiconductors/hl14.en.html>

**16) Texas Instruments official site**

<http://www.ti.com>  
TL072, 074 datasheet: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl074.pdf>  
CD40174 datasheet: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd40174b.pdf>  
CD4060 datasheet: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd4060b.pdf>  
CD4556 datasheet: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd4556b.pdf>

**17) Research gate**

[https://www.researchgate.net/figure/Switched-capacitor-filter-architecture\\_fig1\\_265282127](https://www.researchgate.net/figure/Switched-capacitor-filter-architecture_fig1_265282127)

**18) Elektroonika alused – loengumaterjal**

Mihhail Pikkov. 2016.

**19) Solidstate INC /Farnell PIN diode 1N270 datasheet**

[http://www.farnell.com/datasheets/723889.pdf?\\_ga=2.110143429.1145380709.1551731110-2023769827.1551731110](http://www.farnell.com/datasheets/723889.pdf?_ga=2.110143429.1145380709.1551731110-2023769827.1551731110)

**20) Mouser Electronics**

[https://www.mouser.com/ds/2/302/nxp\\_bc556\\_557-1188849.pdf](https://www.mouser.com/ds/2/302/nxp_bc556_557-1188849.pdf)

**21) Desmos**

<https://www.desmos.com/calculator>

**22) ST Microelectronics**

[https://www.st.com/content/st\\_com/en.html](https://www.st.com/content/st_com/en.html)



### 23) FSMC wiki and ILI9341 drivers

[https://github.com/hampussandberg/HexConnect/wiki/LCD-ER\\_TFTM070\\_5](https://github.com/hampussandberg/HexConnect/wiki/LCD-ER_TFTM070_5)

[https://drive.google.com/file/d/1f4WZ3Bz8Tb-dCiqacXoX\\_CF3trXw5EcH/view](https://drive.google.com/file/d/1f4WZ3Bz8Tb-dCiqacXoX_CF3trXw5EcH/view)

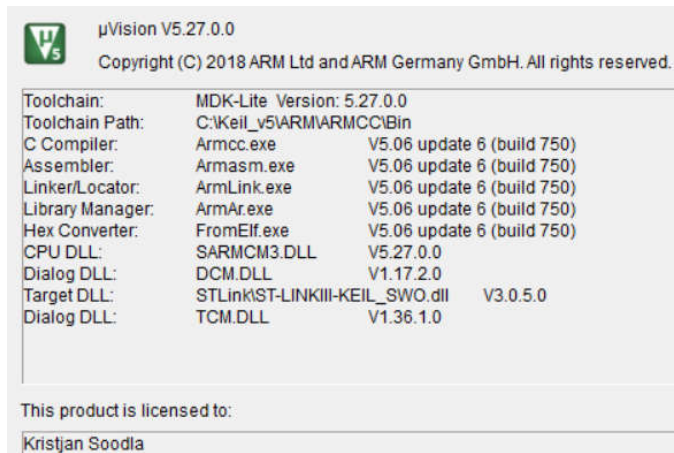
#### Kasutatud PC tarkvara:

Matlab 2016

Adobe Audition V3

STM32 CubeMX

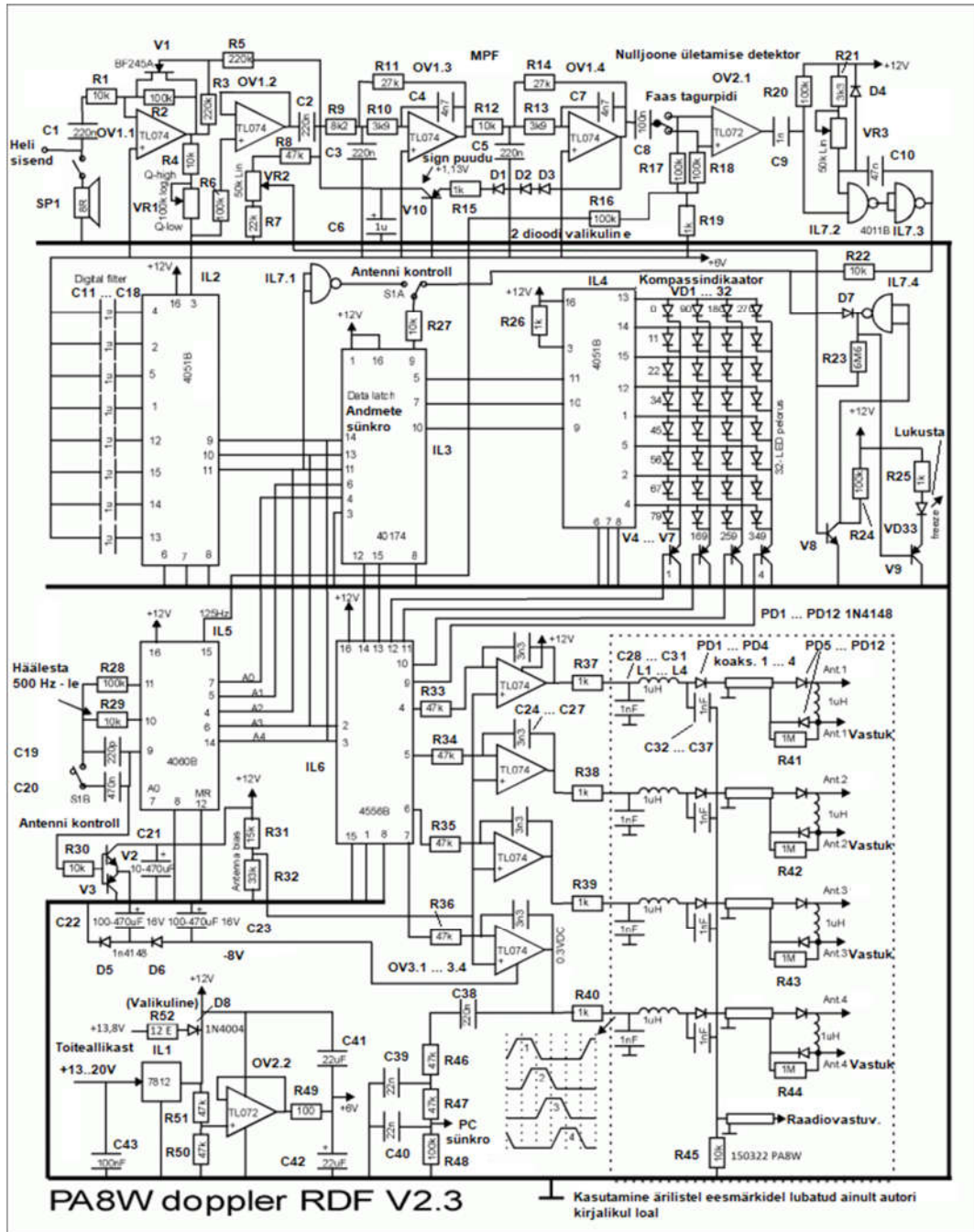
Keil Microvision versioon ja tööriista pakett:



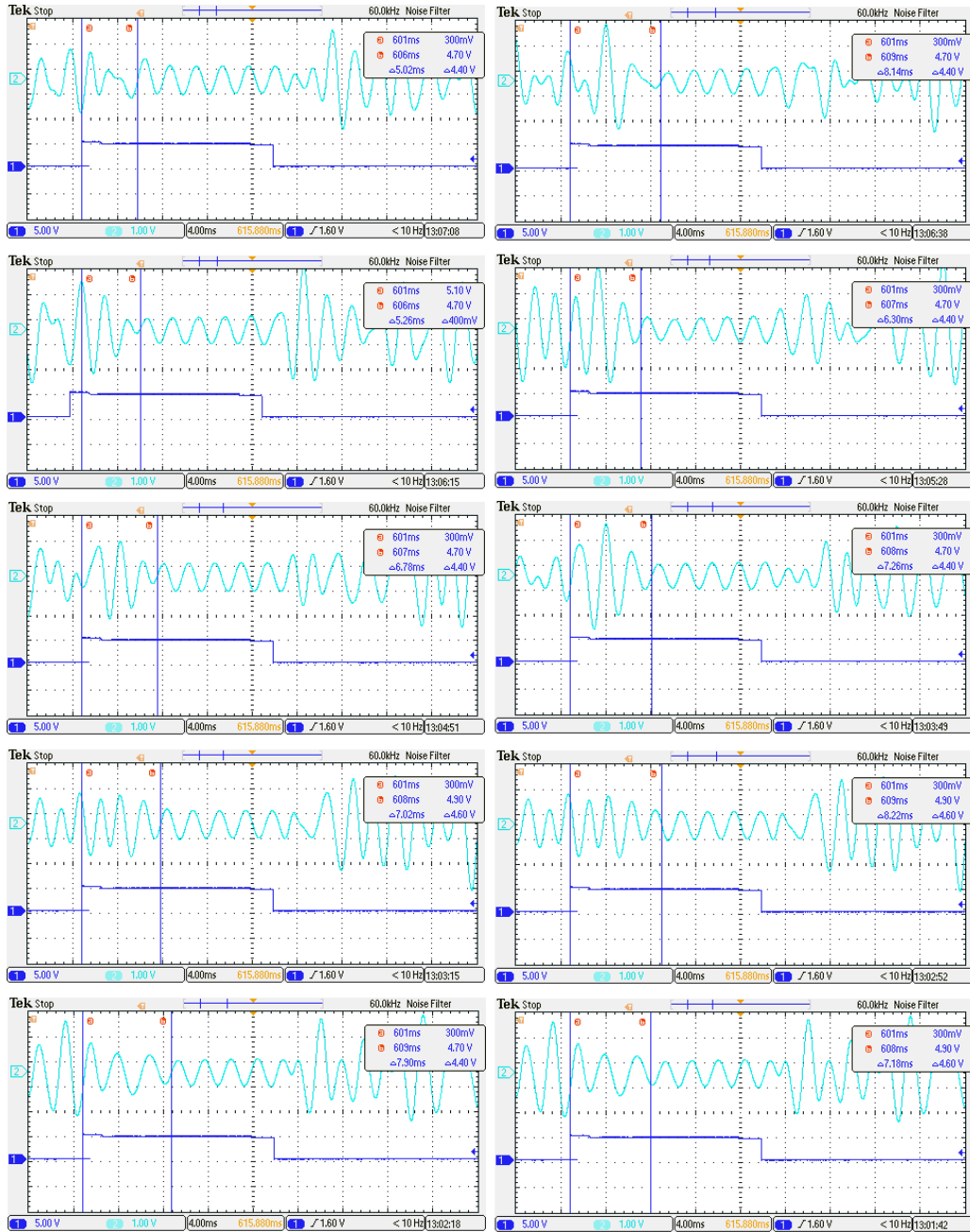
# Lisad:

## Lisa 1 – PA8W pseudo-Dopplerilise raadiopeilingaatori elektroonika põhimõtte skeem

[14]



## Lisa 2 – Siirdeaja (hüppekaja) mõõtmise raadiovastuvõtja helisagedusväljundis



Lisa 3 – Signaali eelvõimendusaste ja ribafilter 33 – 10000 Hz

