

УНИВЕРЗИТЕТ У БЕОГРАДУ
ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ



**ПРОТОТИП FMCW РАДАРСКОГ СИСТЕМА И ЊЕГОВА
ПРИМЕНА ЗА ОДРЕЂИВАЊЕ УДАЉЕНОСТИ ОБЈЕКТА**
Мастер рад

Ментор:
др Слободан Савић, доцент

Кандидат:
Ана Ћупурдија, 19/3078

Београд, август 2020.

САДРЖАЈ

САДРЖАЈ	I
1. УВОД.....	1
2. ПРИНЦИП РАДА FMCW РАДАРА.....	3
3. ДЕЛОВИ СИСТЕМА.....	9
3.1. ШЕМА СИСТЕМА.....	9
3.2. ДЕЛИТЕЉ СНАГЕ	10
3.3. МЕШАЧ	11
3.4. АУТОМАТСКА КОНТРОЛА ПОЈАЧАЊА.....	12
3.5. МОДЕЛОВАЊЕ У ПРОГРАМУ VSS.....	15
4. РЕАЛИЗАЦИЈА И МЕРЕЊА	19
4.1. РЕАЛИЗАЦИЈА КОЛА ЗА АУТОМАТСКУ КОНТРОЛУ ПОЈАЧАЊА	19
4.2. ТЕСТИРАЊЕ КОЛА ЗА АУТОМАТСКУ КОНТРОЛУ ПОЈАЧАЊА.....	20
4.3. ТЕСТИРАЊЕ РАДАРСКОГ СИСТЕМА.....	26
5. ОБРАДА СИГНАЛА – РЕАЛИЗАЦИЈА НА МИКРОКОНТРОЛЕРУ	32
6. МЕРЕЊЕ КОМПЛЕТИРАНОГ ПРОТОТИПА	34
6.1. МЕРНА ПОСТАВКА.....	34
6.2. РЕЗУЛТАТИ МЕРЕЊА	37
7. ЗАКЉУЧАК.....	41
ЛИТЕРАТУРА.....	42
СПИСАК СКРАЋЕНИЦА	43
СПИСАК СЛИКА.....	44
СПИСАК ТАБЕЛА.....	46
A. ПРОГРАМСКИ КОД ЗА МИКРОКОНТРОЛЕР <i>ARDUINO MEGA 2560</i>	47

1. УВОД

Радар (енгл. *Radio Detection and Ranging*) представља систем који омогућава детекцију присуства објеката, то јест одређивање њихове удаљености и брзине кретања емитовањем електромагнетског зрачења – радио-таласа, помоћу антена. Емитовано зрачење се, након рефлексије од објекта који се посматра, расипа у више праваца, при чему се одређен део енергије враћа директно радару. Анализом рефлектованог таласа добијају се жељене информације о објекту.

FMCW радар (енгл. *Frequency-Modulated Continuous-Wave*) је врста радара која одашиље синусоидални сигнал чија се учестаност мења са временом – тзв. чирп (енгл. *chirp*) сигнал. Најчешће је промена учестаности линеарна са временом. Уколико се на путу оваквог таласа нађе објекат, примљени рефлектовани талас биће закашњен у времену. На основу анализе разлике ова два чирп сигнала, могу се извући корисни подаци попут апсолутног растојања антена од објекта, његове релативне брзине и угла под којим се он налази (у односу на предајну антену).

FMCW радар реализован у овом раду састоји се од аналогних компоненти израђених у микротракастој (енгл. *microstrip*) технологији, кола за аутоматску контролу појачања и аналогно-дигиталну конверзију, као и склопова за дигиталну обраду сигнала, од којих су последња два интегрисана у склопу микроконтролера *Arduino MEGA 2560*.

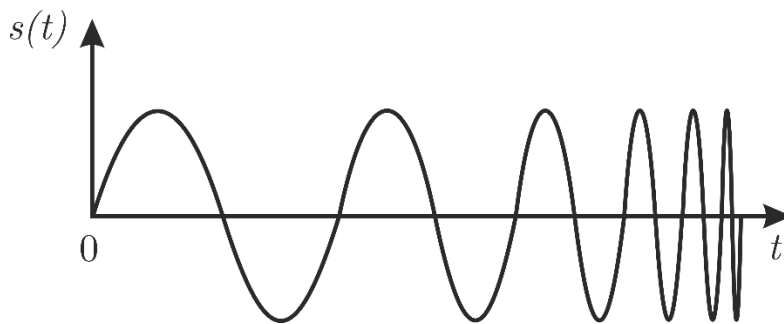
Микроталасне компоненте (мешач и Вилкинсонов делитељ снаге) пројектоване су и реализоване раније у [1]. Вилкинсонов делитељ снаге ради у опсегу 2 - 6 GHz, а микроталасни мешач на учестаности око 5 GHz. Коло за аутоматску контролу појачања пројектовано је у оквиру овог мастер рада. Коришћен је FR4 супстрат, а коначан лејаут (енгл. *layout*) одрађен је у програму *Altium Designer v18* [2]. Приликом тестирања комплетног радара коришћене су и две левак антене критичне учестаности око 4,6 GHz. На крају се сигнал доводи на коло за аналогно-дигиталну конверзију реализовану помоћу микроконтролера *Arduino MEGA 2560* [3], а помоћу њега се врши и дигитална обрада сигнала.

Рад је подељен у седам поглавља. У другом поглављу описана је теоријска основа функционисања FMCW радарског система. У трећем поглављу дата је шема посматраног система, те су укратко објашњени функционалност и параметри микроталасних компоненти из [1]. Показан је поступак пројектовања кола за аутоматску контролу појачања, и дат његов лејаут. Указано је на какве се изазове наишло приликом израде овог кола. Приказан је поступак моделовања радарског система у програму *Visual System Simulator (VSS)* [4]. У четвртном поглављу приказано је лабораторијско тестирање прототипа без блока за обраду сигнала и приказане су перформансе таквог радара, његова функционалност и резултати добијени мерењима. У петом поглављу приказана је логика која стоји иза алгорита за обраду сигнала и процену удаљености. Описана је реализација поменутог алгорита на микроконтролеру *Arduino MEGA 2560*. У шестом поглављу тестиран је комплетан прототип система, заједно са блоком за обраду сигнала. Описана је мерна поставка и изложени су

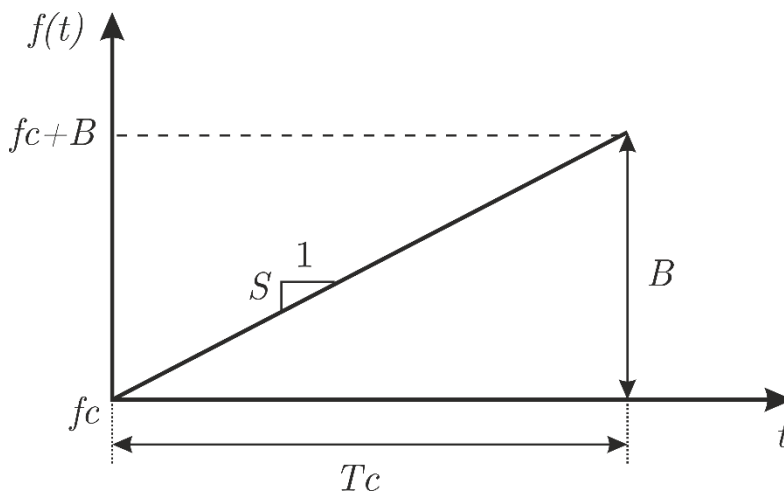
резултати. У седмом поглављу сумирани су закључци и искуства стечена приликом израде овог мастер рада.

2. ПРИНЦИП РАДА FMCW РАДАРА

FMCW радар [5]-[7] је врста радара која емитује таласе чија се учестаност мења са временом, а најчешће су ти таласи облика тзв. чирп сигнала (енгл. *chirp*). Чирп сигнал је синусоидални сигнал чија се учестаност мења линеарно са временом, као што је илустровано на слици 1.1(а) у временском домену. На слици 1.1(б) приказан је тзв. f - t дијаграм, односно, зависност учестаности сигнала од времена, сматрајући да је амплитуда константна. Уочавамо да чирп сигнал карактеришу пропусни опсег сигнала (на слици 1.1(б) означено са B), време трајања сигнала (означено са T_c) и почетна учестаност f_c . Нагиб криве представља брзину којом се "рампа пење на горе", и означен је са S .



(а) Изглед чирп сигнала у временском домену.



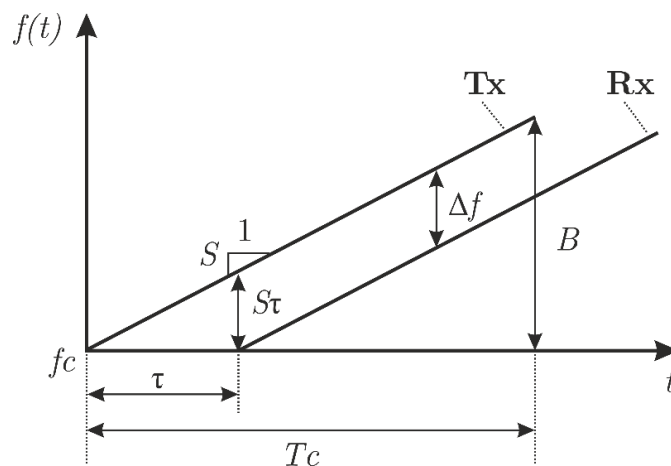
(б) Зависност учестаности чирп сигнала у времену.

Слика 2.1. Изглед чирп сигнала и релевантни параметри.

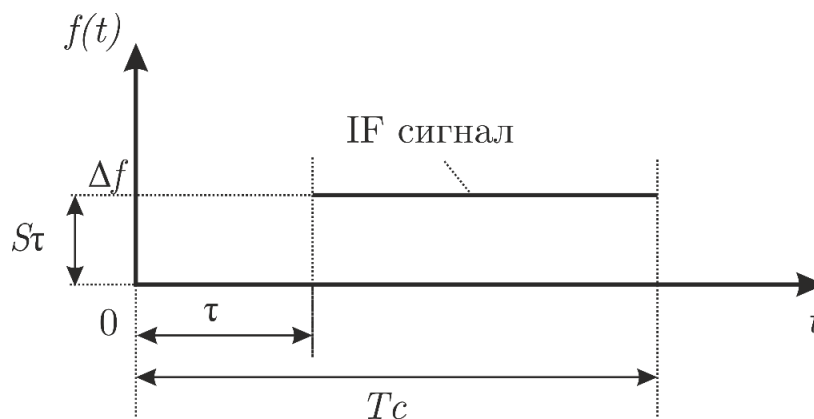
FMCW радар функционише тако што генератор чирпа синтетише сигнал, који се потом емитује предајном антеном. Овакав сигнал се рефлектује од објекта који је на путу електромагнетског таласа, и детектује се пријемном антеном. И предајни и примљени сигнал доводе се на мешач, где се добија тзв. IF сигнал (скраћено од енгл. *Intermediate Frequency*),

односно сигнал у основном опсегу учестаности. Више информација о раду мешача може се наћи у [8] и [9]. У наставку ћемо анализирати особине IF сигнала.

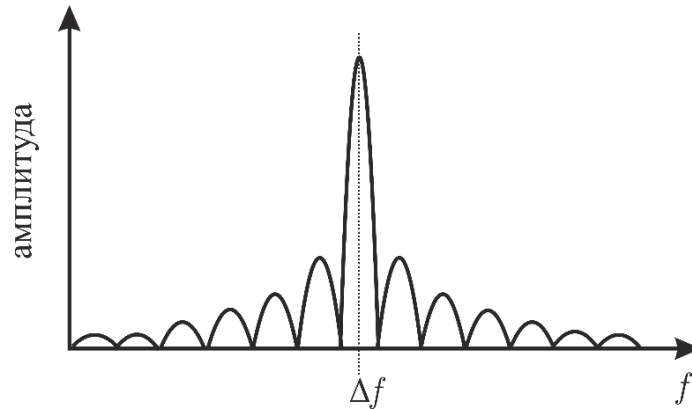
На слици 1.2(a) приказан је изглед чирп сигнала на предајној (Tx) антени и на пријемној (Rx) антени. Сматрамо да је укупно време потребно да електромагнетски талас стигне до објекта који се детектује и назад до пријемне антене τ , као и да се објекат који се детектује не креће. Примећујемо да је примљени сигнал истог облика у $f-t$ дијаграму као и послати, али да је померен тј. закашњен у времену за τ . На излазу мешача добија се сигнал разлике учестаности ова два сигнала. Као што се уочава на слици 1.2(a), ова учестаност износи Δf и једнака је на свим деловима криве. На слици 1.2(б) приказан је дијаграм зависности учестаности IF сигнала од времена. Овде се, такође, уочава константна разлика учестаности за наведена два чирп сигнала. Другим речима, на излазу мешача добија се синусоида константне учестаности. На основу учестаности те синусоиде може се одредити време τ . У пракси, пошто се учестаност чирп сигнала са слике 1.2(a) не може повећавати бесконачно дуго, већ се после одређеног времена мора вратити на почетну вредност, облик излазног сигнала незнатно се разликује у односу на онај приказан на слици 1.2(б). Међутим, то не умањује општост даље дискусије, а тим детаљима нећемо се бавити у оквиру овог рада.



(a) Изглед предатог и примљеног чирп сигнала у $f-t$ дијаграму.



(б) Изглед излазног IF сигнала у $f-t$ дијаграму.



(в) Спектар излазног сигнала.

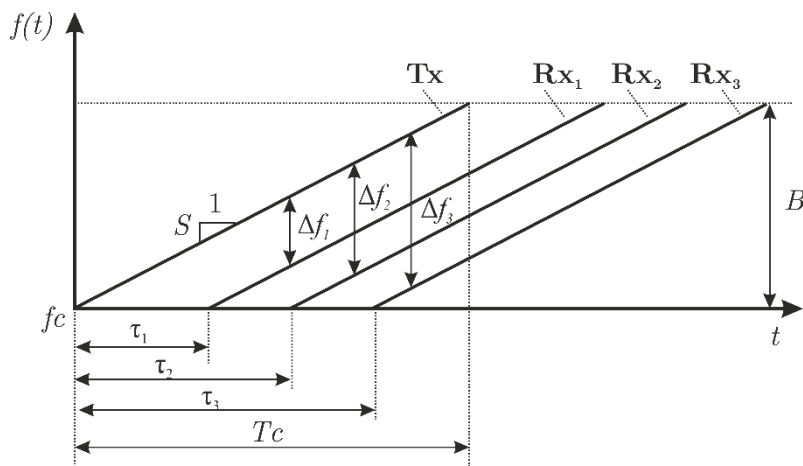
Слика 2.2. Релевантни дијаграми и параметри када је присутан само један непокретан објекат.

Ако се објекат на путу електромагнетског таласа налази на растојању d од предајне антене, онда ће кашњење τ бити једнако $\tau = \frac{2d}{c}$, зато што сигнал пређе двоструки пут d – до објекта и назад. Овде је c брзина простирања светлости у вакууму. Стога, учестаност излазног сигнала биће једнака

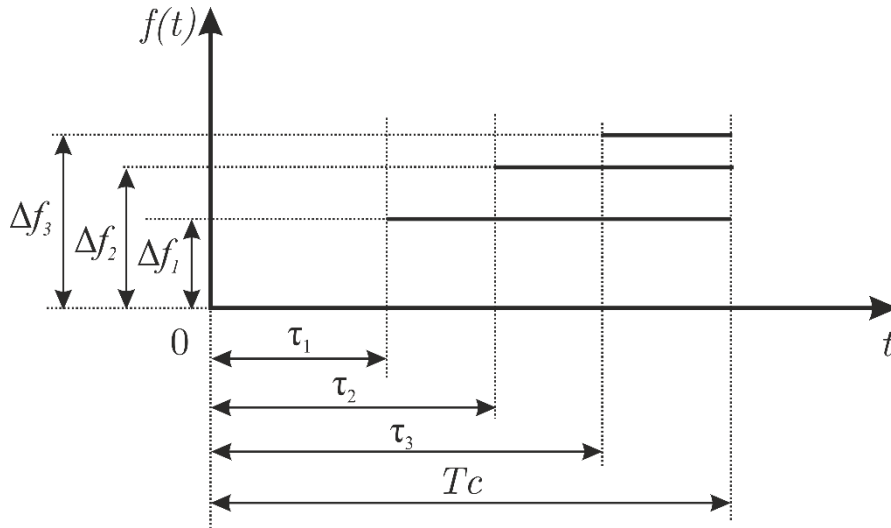
$$\Delta f = S\tau = S \frac{2d}{c}. \quad (1.1)$$

На слици 1.2(в) приказан је изглед спектра таквог сигнала. Због тога што тај сигнал није синусоида која постоји неограничено дуго у времену, већ коначно дуго, спектар сигнала није облика Дираковог импулса, но облика *sinc* функције.

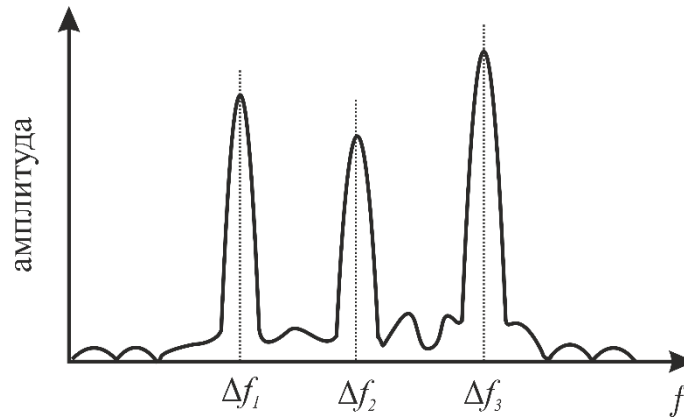
Аналогна анализа важи и када се на путу предајног сигнала налази више објеката, што је илустровано на слици 1.3, за пример три објекта.



(а) Изглед емитованог чирп сигнала и одговарајућих примљених сигнала у f - t дијаграму.



(б) Изглед излазног IF сигнала у $f-t$ дијаграму.



(в) Спектар излазног сигнала.

Слика 2.3. Релевантни дијаграми и параметри када су на путу сигнала присутна три објекта.

Међутим, поставља се питање колико размакнути по учестаности морају бити максимуми са слике 1.3(в) да би радар могао једнозначно да их разликује. Овим растојањима по учестаности одговарају растојања у простору објеката који се посматрају. Стога се уводи појам резолуције растојања или тзв. *range resolution*. Овај параметар описује способност радара да разликује два објекта који се у простору налазе врло блиско. Да би се разликовала два објекта у спектру, на основу [10], мора важити

$$\Delta f > \frac{1}{T_c}. \quad (1.2)$$

Нека је разлика растојања између два објекта Δd . Тада следи

$$S \frac{2\Delta d}{c} > \frac{1}{T_c} \Rightarrow \Delta d > \frac{c}{2B}. \quad (1.3)$$

Одавде се добија израз за резолуцију растојања

$$d_{res} = \frac{c}{2B}. \quad (1.4)$$

Дакле, резолуција растојања зависи искључиво од пропусног опсега чирп сигнала и пропорционална му је. Да бисмо повећали резолуцију радара, то јест да бисмо могли да

разликујемо објекте на мањем међусобном растојању, потребно је користити чирп сигнал већег пропусног опсега.

Максимална учестаност IF сигнала зависи од очекиваног максималног растојања објекта, као

$$f_{IF,max} = S \frac{2d_{max}}{c}. \quad (1.5)$$

Ако је f_s учестаност одабирања кола за аналогно-дигиталну конверзију на чији се улаз доводи IF сигнал, и узевши у обзир услов $f_s \geq f_{IF,max}$ [5], одређује се максимално растојање која се може детектовати, као

$$d_{max} = \frac{f_s c}{2S} \quad (1.6)$$

Дакле, за предефинисан нагиб чирп сигнала (S), учестаност одабирања аналогно-дигиталног конвертора ограничава максимално растојање које се може детектовати радаром. За предефинисану учестаност одабирања (f_s), да би се повећало максимално растојање које се може детектовати потребно је смањити нагиб чирп сигнала (S), односно повећати T_c , то јест смањити B (што је у супротности са захтевом из (1.4) за повећање резолуције по растојању). Овакав сигнал води се даље на коло за обраду сигнала и из њега се извлаче релевантни параметри растојања помоћу тзв. *range* FFT-а (за детаље видети поглавље 5).

Међутим, поставља се питање како разликовати два објекта који се налазе на истом растојању од радара. Њих је могуће разликовати по релативној брзини којом се крећу у односу на радар. За то је врло битно посматрати фазу одговарајућих сигнала.

Два објекта која се налазе на истом растојању од антена, а крећу се различитим брзинама у правцу радара, резултоваће сигнаlima у основном опсегу који имају максимуме на истим местима у спектру (попут оних на слици 1.3(в)). Са друге стране, фазе ових сигнала биће другачије, а то се може искористити за њихову сепарацију.

Претпоставимо да посматрамо сигнале које добијамо у два узастопна чирп сигнала. Уколико емитујемо два чирп сигнала раздвојена у времену за период T_c , промена фазне разлике између емитованог сигнала и примљеног рефлектованог таласа са променом растојања (Δd) од објекта одређује се као

$$\Delta\varphi \approx \beta(2\Delta d) = \frac{4\pi\Delta d}{\lambda} = 2\pi f_c \Delta\tau, \quad (1.7)$$

где је λ таласна дужина таласа учестаности f_c у вакууму, а β је фазни коефицијент. Та промена фазне разлике сигнала је врло осетљива на мале промене растојања. Такође, битно је напоменути да је пропусни опсег чирп сигнала (B) у пракси доста мањи од вредности почетне учестаности f_c . Стога се у формули (1.7) за прорачун промене фазне разлике сме користити почетна учестаност f_c , уместо тачне учестаности рефлектованог таласа у тренутку његове детекције, а како се не би заборавило да је учињена ова апроксимација, у формули (1.7) стављен је знак приближне једнакости.

Померај објекта Δd може се изразити преко брзине кретања објекта и времена трајања чирп сигнала, те се добија

$$\Delta\varphi = \frac{4\pi v T_c}{\lambda} \Rightarrow v = \frac{\lambda \Delta\varphi}{4\pi T_c}. \quad (1.8)$$

Дакле, релативна брзина којом се објекат креће у правцу радара одређена је променом фазне разлике између емитованог електромагнетског таласа и примљеног рефлектованог

електромагнетског таласа. Пошто се фаза сигнала у основном опсегу учестаности (IF сигнал) добија као разлика фаза емитованог и примљеног рефлектованог електромагнетског таласа, ова промена фазне разлике одговара промени почетне фазе IF сигнала између два чирп сигнала.

Међутим, та једнозначност важи само уколико је $|\Delta\varphi| < \pi$. Одавде се добија услов за максималну брзину која се једнозначно може детектовати оваквим радаром, односно граница са „горње стране“ за брзину

$$v < \frac{\lambda}{4T_c} . \quad (1.9)$$

Стога, да би могла да се детектује већа релативна брзина кретања објекта, потребно је одашиљати краће чирп сигнале (T_c мора бити краће), што је у супротности са условом (1.6) за максимално растојање.

Аналогно резолуцији растојања дефинише се и резолуција брзине, као минимална разлика брзине два објекта која се може детектовати радаром (разликовати у спектру). Ова граница је у ствари граница са „доње стране“ брзине, а износи

$$v_{res} = \frac{\lambda}{2T_f} , \quad (1.10)$$

где је T_f укупно време трајања свих послатих чирп сигнала. За укупно N генерисаних чирп сигнала важи $T_f = NT_c$.

Подаци о брзини објекта добијају се обрадом сигнала и применом тзв. *Doppler* FFT-а [11], што ће бити предмет неког од будућих истраживања.

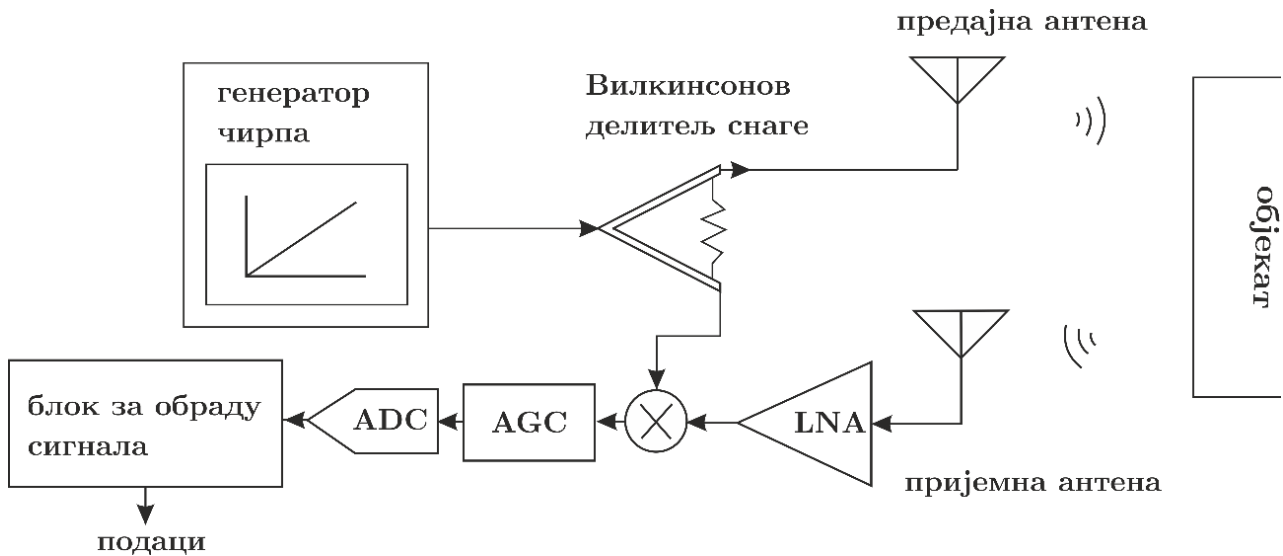
У наставку ће бити детаљно описана практична реализација једног оваквог FMCW радарског система.

3. ДЕЛОВИ СИСТЕМА

3.1. Шема система

Систем FMCW радара који се разматра приказан је на слици 2.1. У овој конкретној реализацији, чирп сигнал генерише се помоћу анализатора мрежа и доводи на Вилкинсонов делитељ снаге. Пошто је у оквиру овог рада циљ био формирање функционалног прототипа како би се доказао концепт, акценат није стављен на димензијама и цени система. У некој од следећих реализација, када ће се водити рачуна и о оваквим аспектима, уместо анализатора мрежа може се користити генератор чирп сигнала EVAL-ADF4158, који је ауторима на располагању. Параметри чирп сигнала су пропусни опсег $B = 200$ MHz (од 4,8 GHz до 5 GHz) и трајање чирпа $T_c = 10$ ms. Даље, сигнал се дели на два сигнала истог облика (чирп), али снаге приближно једнаке четвртини снаге улазног сигнала (у питању је делитељ са два степена, слабљења око 6 dB).

Један излаз делитеља води се на предајну антену која емитује радио-талас истог облика попут генерисаног чирпа. Други излаз доводи се на улаз једноструко балансираног диодног мешача. Приликом рефлексије таласа емитованог предајном антеном од неког објекта, део тог рефлектованог таласа биће детектован пријемном антеном. Уколико је објекат непокретан, рефлектовани сигнал имаће исти облик попут емитованог (чирп), али ће бити померен у времену. Са пријемне антене, преко малошумног појачавача, примљени сигнал се појачава и доводи на други улаз мешача. На излазу мешача добија се сигнал учестаности која је пропорционална удаљености антена од објекта који се посматра. Овај сигнал се, потом, појачава колом са аутоматском регулацијом појачања (AGC - *automatic gain control*), те доводи на коло за аналогно-дигиталну конверзију, којим се добијени сигнал одабира и пребацује у дигитални облик. Ови подаци доводе се на блок за дигиталну обраду сигнала. У овом случају и аналогно-дигитална конверзија и обрада сигнала врше се микроконтролером *Arduino MEGA 2560*. Обработом сигнала добијају се жељени подаци, попут удаљености објекта.



Слика 3.1. Шематски приказ система FMCW радара.

У наставку ће бити изложен целокупан процес реализације оваког система, избор компоненти и њихови параметри. Биће описано пројектовање кола за аутоматску контролу појачања и моделовање оваког система у програму *VSS*.

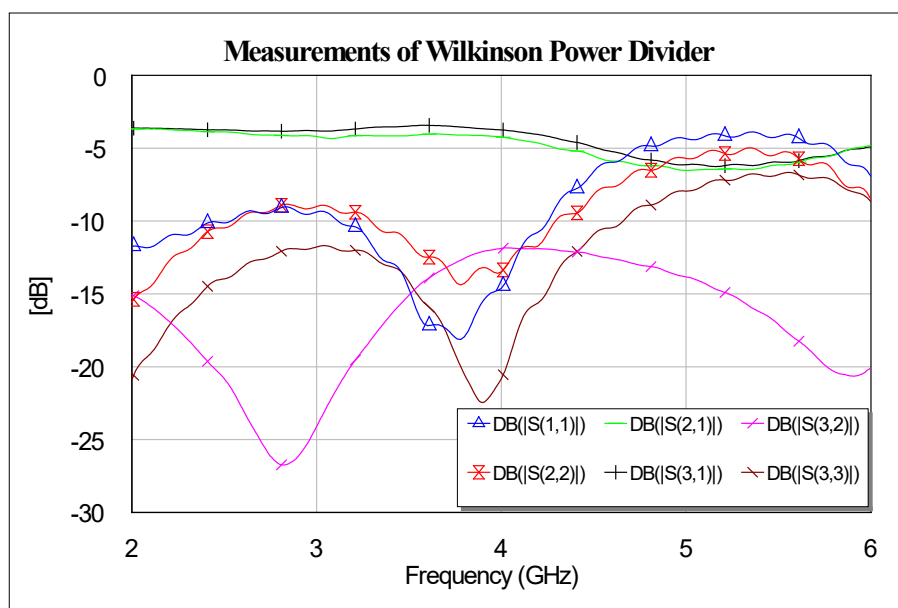
3.2. Делитељ снаге

Вилкинсонов делитељ снаге који се користи израђен је на супстрату (енгл. *substrate*) *Rogers Duroid 5880* (тефлон) у микрострип технологији. Састоји се од два сегмента, те је широкопојасан; ради у опсегу 2 – 6 GHz.

Изглед прототипа делитеља дат је на слици 3.2, а резултати добијени мерењима на слици 3.3. Више детаља о пројектовању делитеља и његовим параметрима може се наћи у [1].



Слика 3.2. Изглед прототипа делитеља снаге.

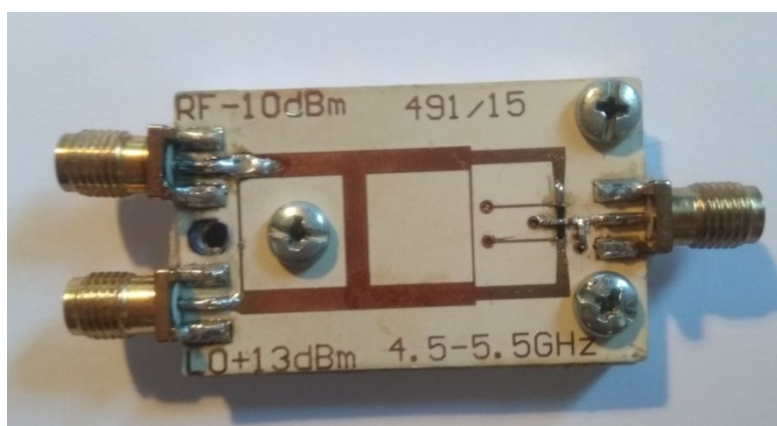


Слика 3.3. Измерени s-параметри Вилкинсоновог делитеља снаге.

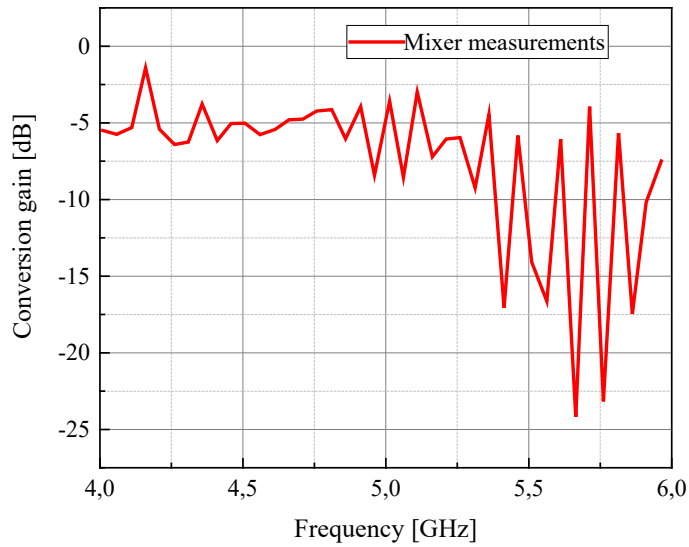
3.3. Мешач

Микроталасни мешач који се користи израђен је у микрострип технологији на супстрату *Rogers RO3003*. У питању је једноструко балансирани диодни мешач са конверзијом надоле. Пројектован је за учестаност локалног осцилатора око 5 GHz, номиналне снаге 13 dBm. Учестаност RF улаза креће се у опсегу 4 – 5,2 GHz, номиналне снаге –10 dBm.

Изглед прототипа мешача дат је на слици 3.4, док је карактеристика појачања конверзије добијена мерењима приказана на слици 3.5. Ова карактеристика добијена је тако што је за оба улаза генерисан сигнал у опсегу учестаности од 4 GHz до 6 GHz, при чему су одабране такве вредности да излазна IF учестаност износи 10 MHz. Измерени су нивои сигнала на RF и LO улазу мешача, као и на излазу мешача у четрдесет тачака и на основу тих података одређено је појачање конверзије у зависности од улазне RF учестаности. Више детаља о пројектовању мешача и његовим параметрима може се наћи у [1].



Слика 3.4. Изглед прототипа мешача.

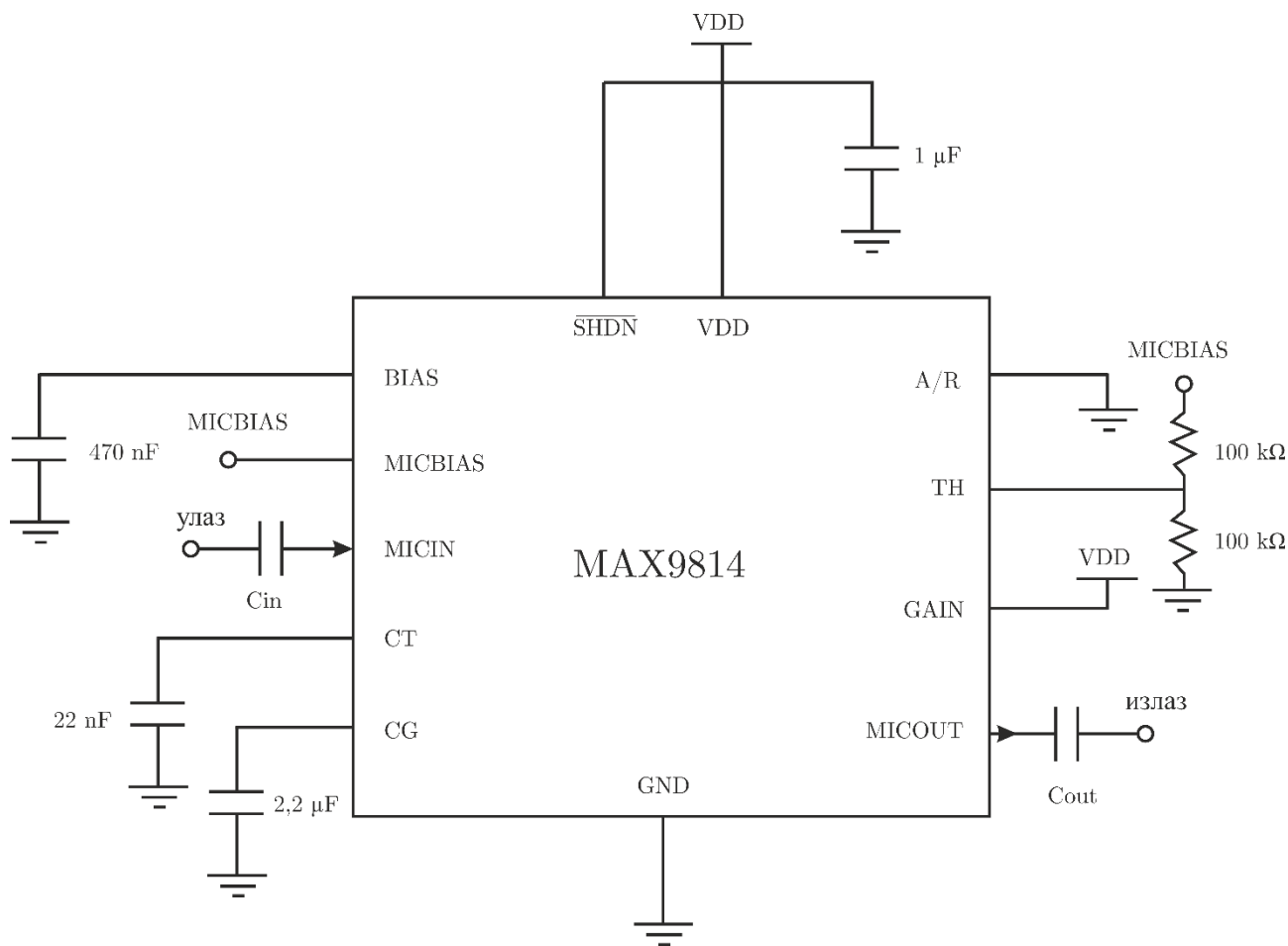


Слика 3.5. Појачање конверзије мешача добијено мерењима.

3.4. Аутоматска контрола појачања

Коло за аутоматску контролу појачања (енгл. *automatic gain control* - AGC) [12] служи да би се сигнал са излаза мешача појачао, али и да би се ниво тако појачаног сигнала на излазу држао константним за одређени опсег напонских нивоа улазног сигнала. То је врло битно да би се увек користио максимални динамички опсег кола за аналогно-дигиталну конверзију, на чији се улаз доводи сигнал са AGC-а.

Коло за аутоматску контролу појачања реализовано је помоћу чипа MAX9814 [13]. Шема кола дата је на слици 3.6.



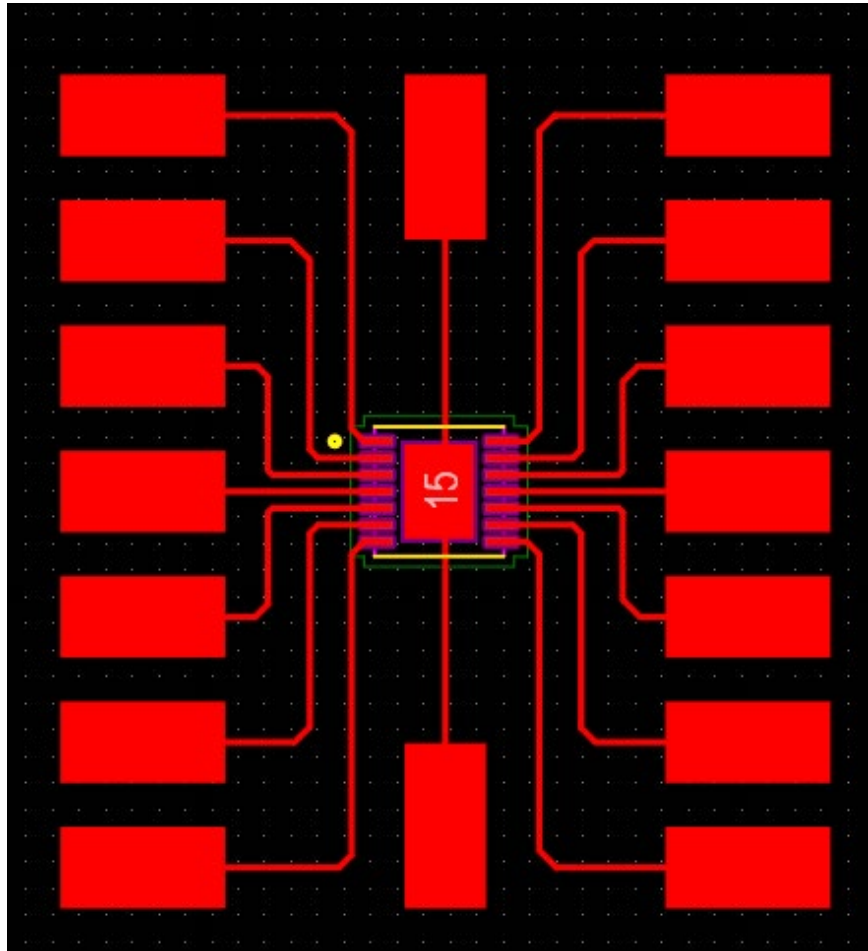
Слика 3.6. Шема кола за аутоматску контролу појачања.

На пин CG везан је кондензатор капацитивности $2,2 \mu\text{F}$ да би DC офсет појачавача био близак нули. Кондензатор на VDD пину служи за стабилизацију напона. Пинови A/R и CT конфигурисани су тако да се добију најмања *attack* и *release* времена појачавача, као што је описано у [13]. Узевши у обзир да је улазни чирп сигнал у опсегу учестаности $4,8 - 5 \text{ GHz}$, те знајући да је RF сигнал на улазу у мешач снаге -10 dBm и посматрајући карактеристику мешача дату на слици 3.5, закључујемо да се на улазу кола за аутоматску контролу појачања очекује сигнал снаге у опсегу од -19 dBm до -13 dBm . У складу са тиме конфигурисани су и пинови TH и GAIN, а на основу података из [13], тако да се излазни напон држи константним за што већи опсег улазних напона. Како је напон на пину MICBIAS око 2 V , амплитуда напона на излазу кола за аутоматску контролу појачања држи се константном на вредности 1 V . Дакле, за релативно широк опсег улазних напона, на излазу се добија сигнал $2 \text{ V}_p\text{-p}$, који даље иде на коло за аналогно-дигиталну конверзију (ADC). На тај начин, могуће је у сваком тренутку максимално искористити динамички опсег ADC кола. Кондензатори C_{in} и C_{out} бирају се тако да се филтрира једносмерна компонента сигнала, али и сачувају ниске учестаности од интереса за детекцију. Оне су одређене тестирањем и мерењем приказаног кола на протоборду (енгл. *protoboard*) и износе:

- $C_{in} = 1 \mu\text{F}$;
- $C_{out} = 1 \mu\text{F}$.

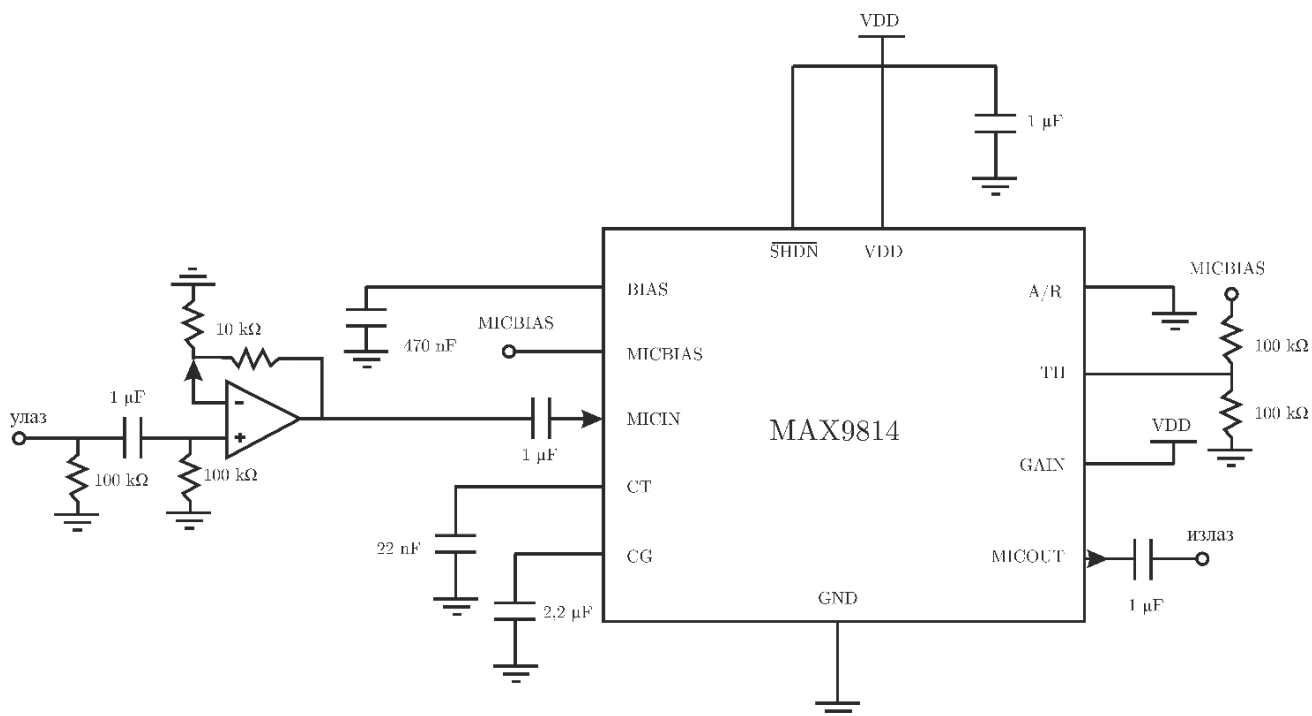
За тестирање на протоборду било је неопходно направити одвојену штампану плочицу као својеврсну врсту адаптера за лакше повезивање линија за рутирање на педове (енгл. *pads*)

чипа, узевши у обзир да су они широки 0,25mm. Лејаут овог дела кола направљен је у програму *Altium Designer v18* и приказан је на слици 3.7.

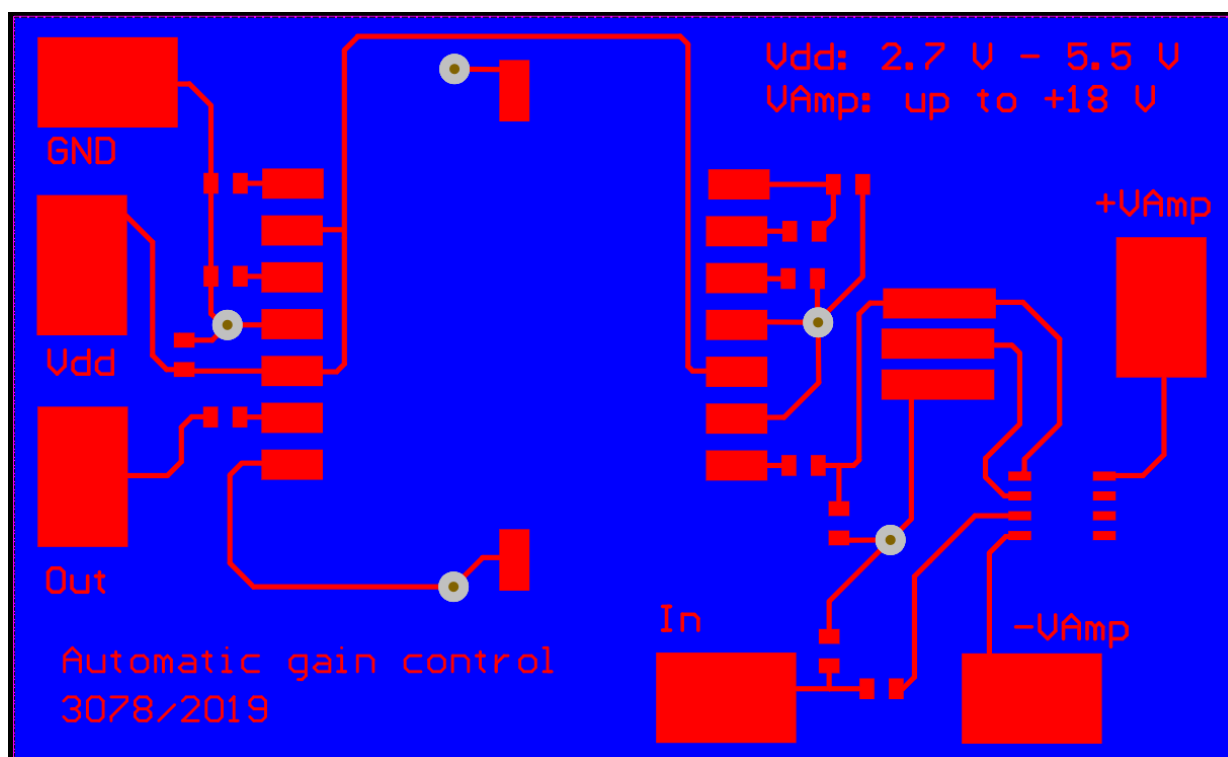


Слика 3.7. Шема адаптера за чип за аутоматску контролу појачања.

Поред дела приказаног на слици 3.6, у коло су везани и додатни кондензатори за DC блокаду, као и припадајући отпорници, који омогућавају да се кондензатори испразне у релативно кратком року. Такође, везан је и операциони појачавач TL082 у неинвертујућој спрези, помоћу ког се, по потреби, додатно појачава сигнал са улаза. На тај начин, сигнал на улазу чипа подешава се тако да уђе у опсег улазних напона за које се на излазу појачавача добија стабилан напон $2 V_p$ -р. Шема таквог, допуњеног кола, приказана је на слици 3.8, а припадајући лејаут одрађен у програму *Altium Designer v18* и приказан је на слици 3.9.



Слика 3.8. Потпуна шема кола за аутоматску контролу појачања.



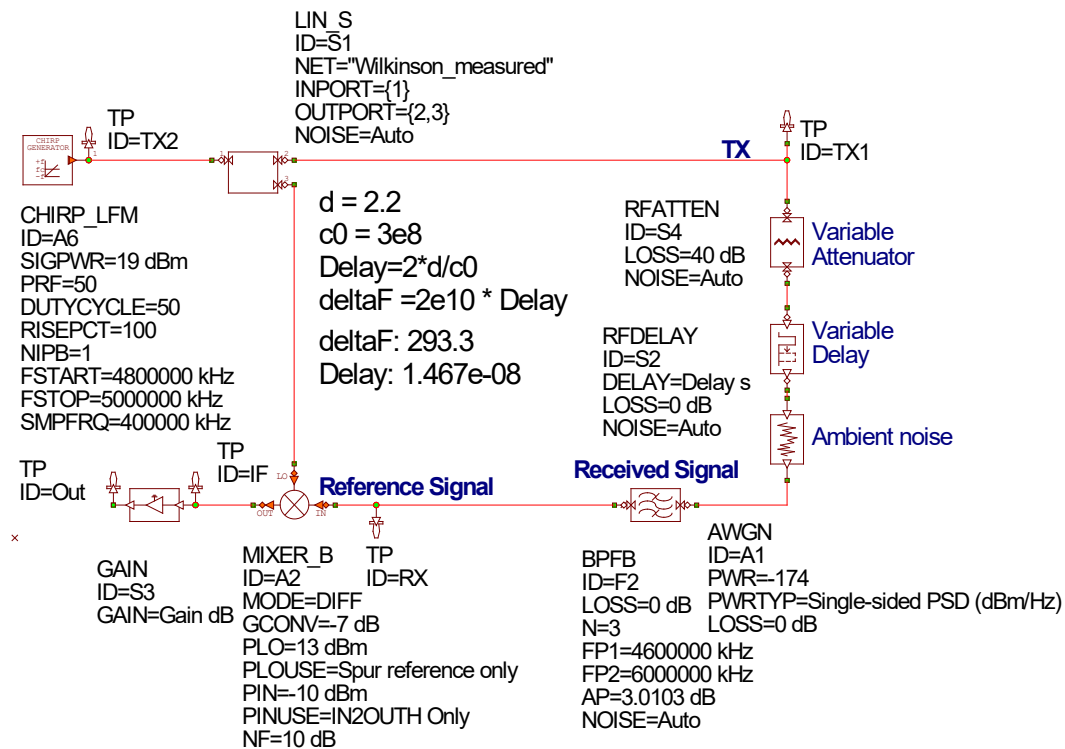
Слика 3.9. Лејаут кола за аутоматску контролу појачања са додатим операционим појачавачем.

3.5. Моделовање у програму *VSS*

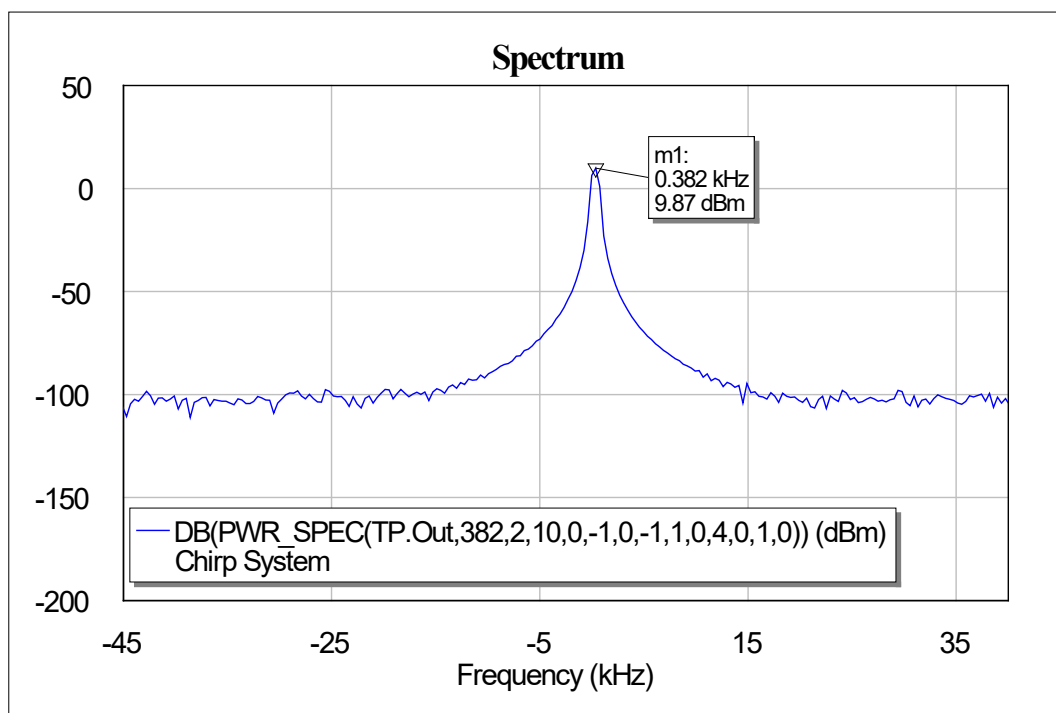
Описани систем моделован је у програму *Visual System Simulator* помоћу одговарајућих блокова. Блок *CHIRP_LFM* моделује генератор чирпа, са задатим параметрима тако да се добије време трајања чирпа 10 ms и пропусни опсег 200 MHz, са

почетном учестаношћу 4,8 GHz. Снага му је подешена на 19 dBm, тако да се добије сигнал снаге 13 dBm на LO улазу мешача. Елемент LIN_S моделује тропортну мрежу Вилкинсоновог делитеља, узевши у обзир измерене *s*-параметре прототипа. Пошто није могуће прикладно моделовати антену, додати су блокови који симулирају пропагационо слабљење (атенуатор моделован елементом RFATTEN). Кашњење повратног сигнала вештачки се убацује блоком RFDELAY, где му је вредност параметра који описује кашњење срачуната помоћу већ изведених формула, узевши у обзир одређено растојање објеката, као што је приказано на сликама 3.10 и 3.12. Елемент AWGN моделује бели (Гаусов) шум који би антене „покупиле“ из спољашности. Елемент BPFB представља пропусник опсега учестаности и вештачки узима у обзир критичне учестаности коришћених антена. Мешач је моделован елементом MIXER_B, тако да су му узети у обзир губици конверзије и очекивани нивои снаге на LO и RF улазима. Елемент GAIN моделује променљиво појачање кола за аутоматску контролу појачања. На одређеним местима постављене су тачке за тестирање (сонде) у којима се посматрају сигнали (на шеми елементи означени са TP) и спроведена је симулација којом се одређује спектар снаге на излазу система PWR_SPEC.

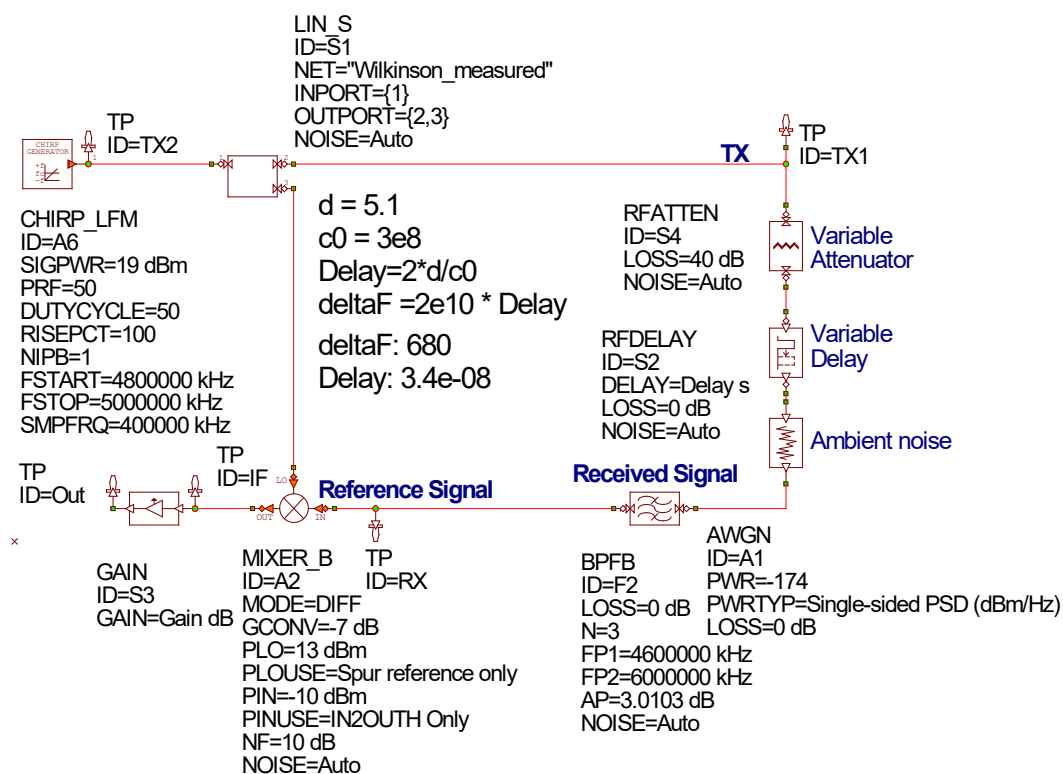
Најпре је извршена симулација за објекат који се налази на растојању од 2,2 m, као што је приказано на слици 3.10. Спектар сигнала на излазу приказан је на слици 3.11. Уочава се разлика од 89 Hz између очекиване учестаности и учестаности на излазу кола добијене симулацијом. Слично је одрађено и за мету на растојању 5,1 m, где је уочено одступање од 84 Hz. Спектар сигнала на излазу радара добијен симулацијом у том случају дат је на слици 3.13. Оваква конзистента одступања од очекиваних резултата представљају занимљив предмет истраживања неког од будућих радова. Овим симулацијама спроведена је провера исправности рада комплетног система, пре него што се крене на формирање прототипа комплетног система.



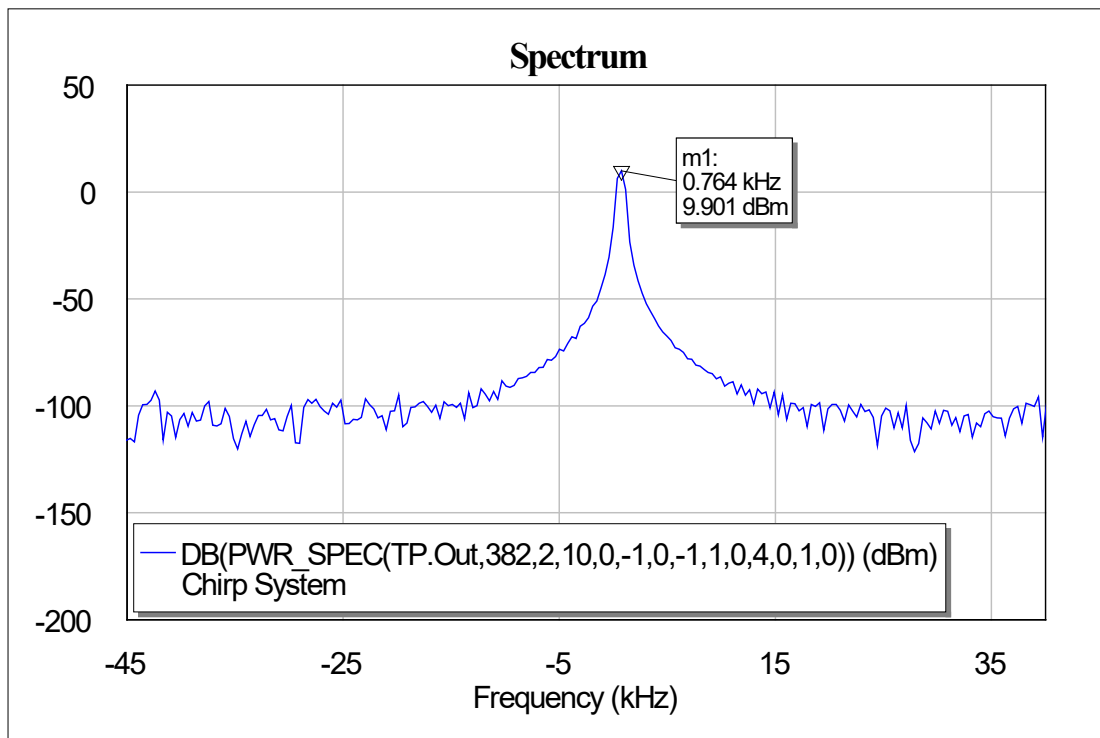
Слика 3.10. Шематски приказ модела радара са датим прорачунима за мету на растојању 2,2 m.



Слика 3.11. Спектар на излазу радара добијен симулацијом за metu на растојању 2,2 m.



Слика 3.12. Шематски приказ модела радара са датим прорачунима за metu на растојању 5,1 m.

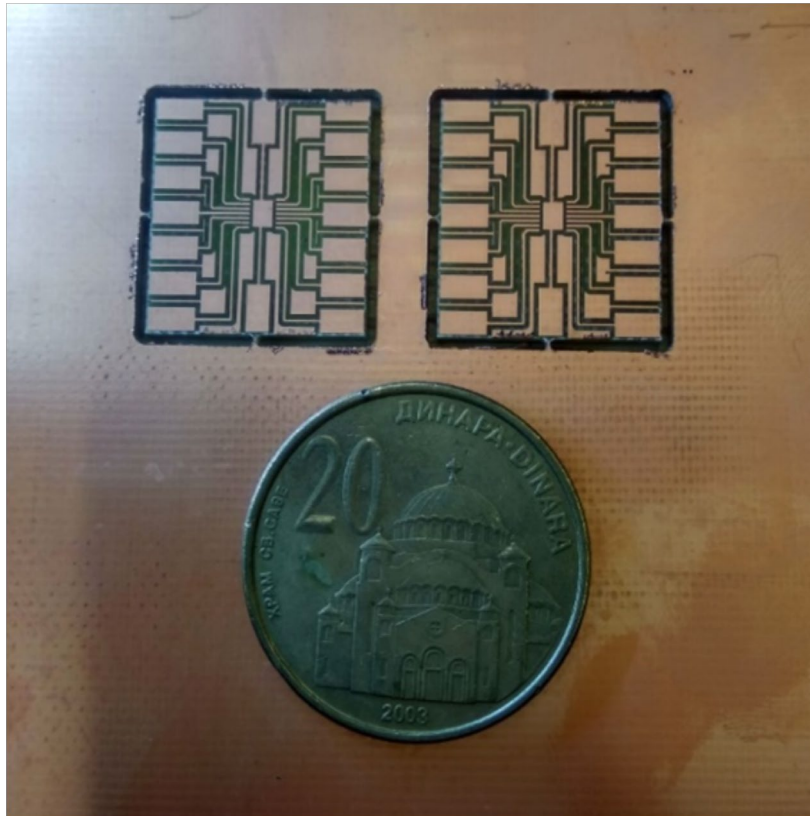


Слика 3.13. Спектар на излазу радара добијен симулацијом за metu на растојању 5,1 m.

4. РЕАЛИЗАЦИЈА И МЕРЕЊА

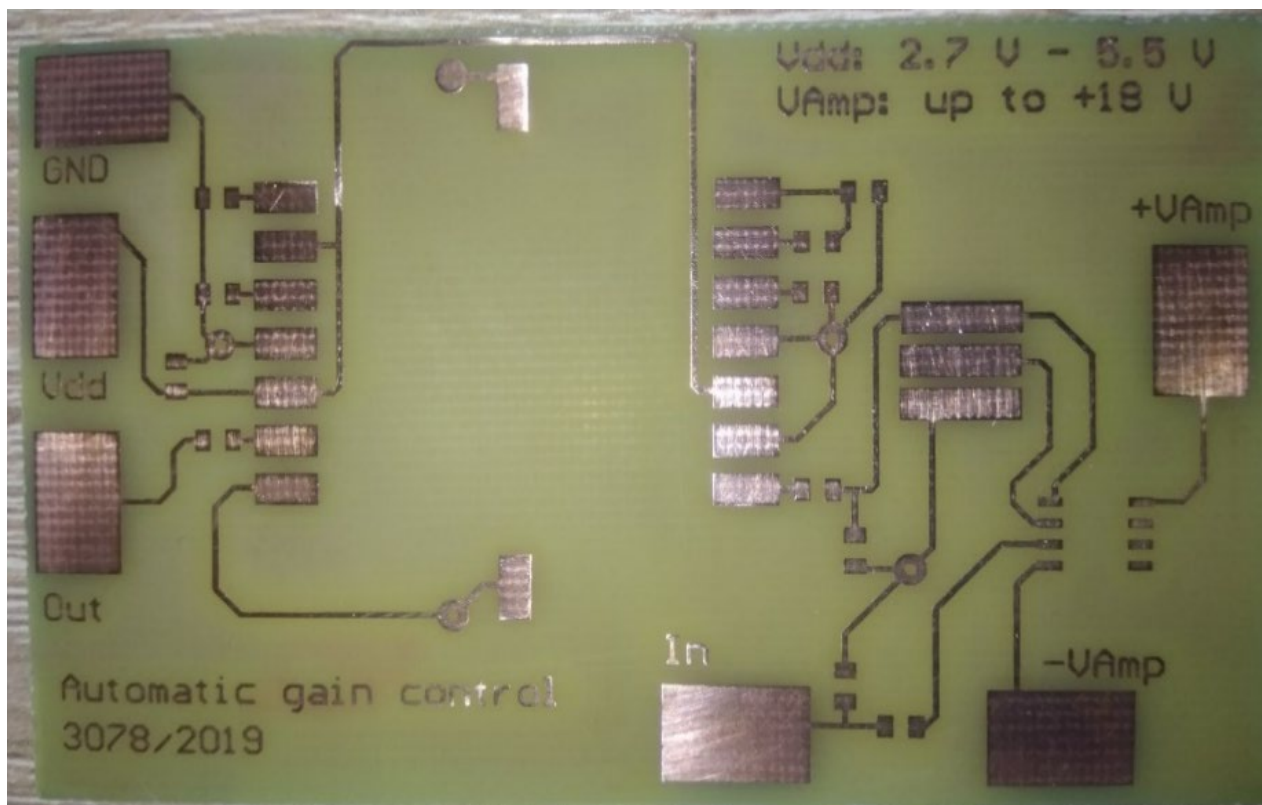
4.1. Реализација кола за аутоматску контролу појачања

Израда поменутог адаптера за чип кола за аутоматску контролу појачања представљала је изазов, јер је овакву плочицу било врло тешко израдити стандардном процедуром, због малих ширина линија и процепа између ножица. Стога је она направљена на глодалици, на супстрату FR4, користећи се бургијицама пречника 200 μm . Због неравне метализације на супстрату, процес израде на глодалици морао је бити итеративан, тако да се постепено подешава дубина слоја бакра који се скида са површине супстрата. Изглед завршене две плочице адаптера дат је на слици 4.1. Изглед целокупне плочице кола за аутоматску контролу појачања без залемљених компоненти дат је на слици 4.2.

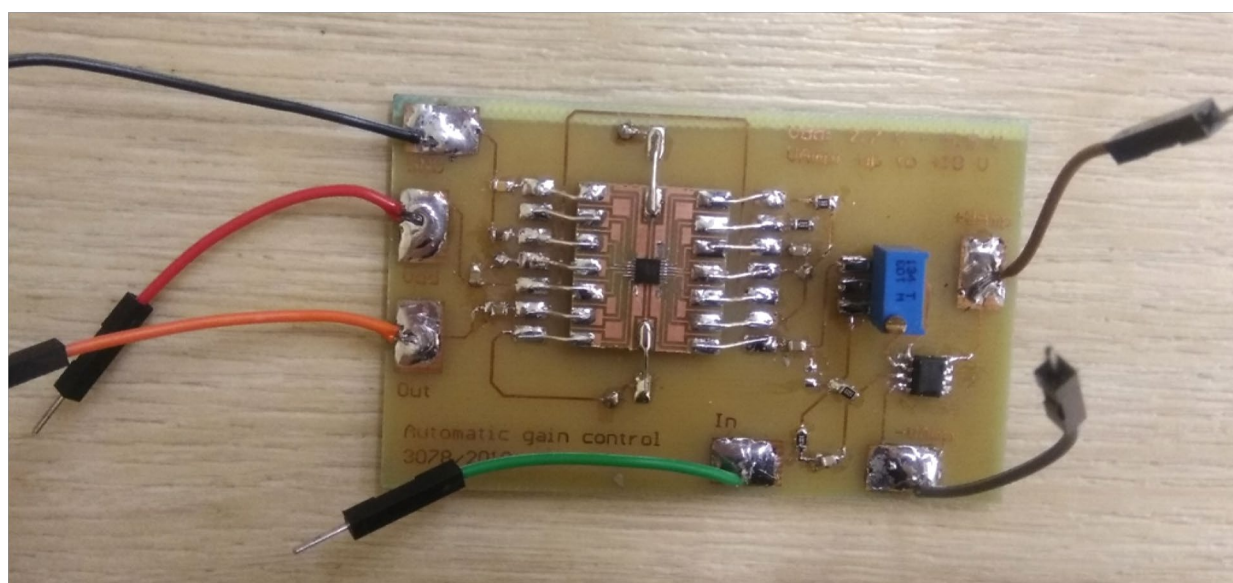


Слика 4.1. Прототипови адаптера за чип *MAX9814* израђени помоћу глодалице.

На плочицу адаптера чип је залемљен употребом рерне. Плочица је потом залепљена на припадајуће место на целокупној плочи са слике 4.2, тако да су жичицама залемљени одговарајући пинови адаптера и главне плоче. Изглед комплетиране плоче кола за аутоматску контролу појачања приказан је на слици 4.3.



Слика 4.2. Прототип кола за аутоматску контролу појачања без залемљених компоненти.



Слика 4.3. Комплетан прототип кола за аутоматску контролу појачања.

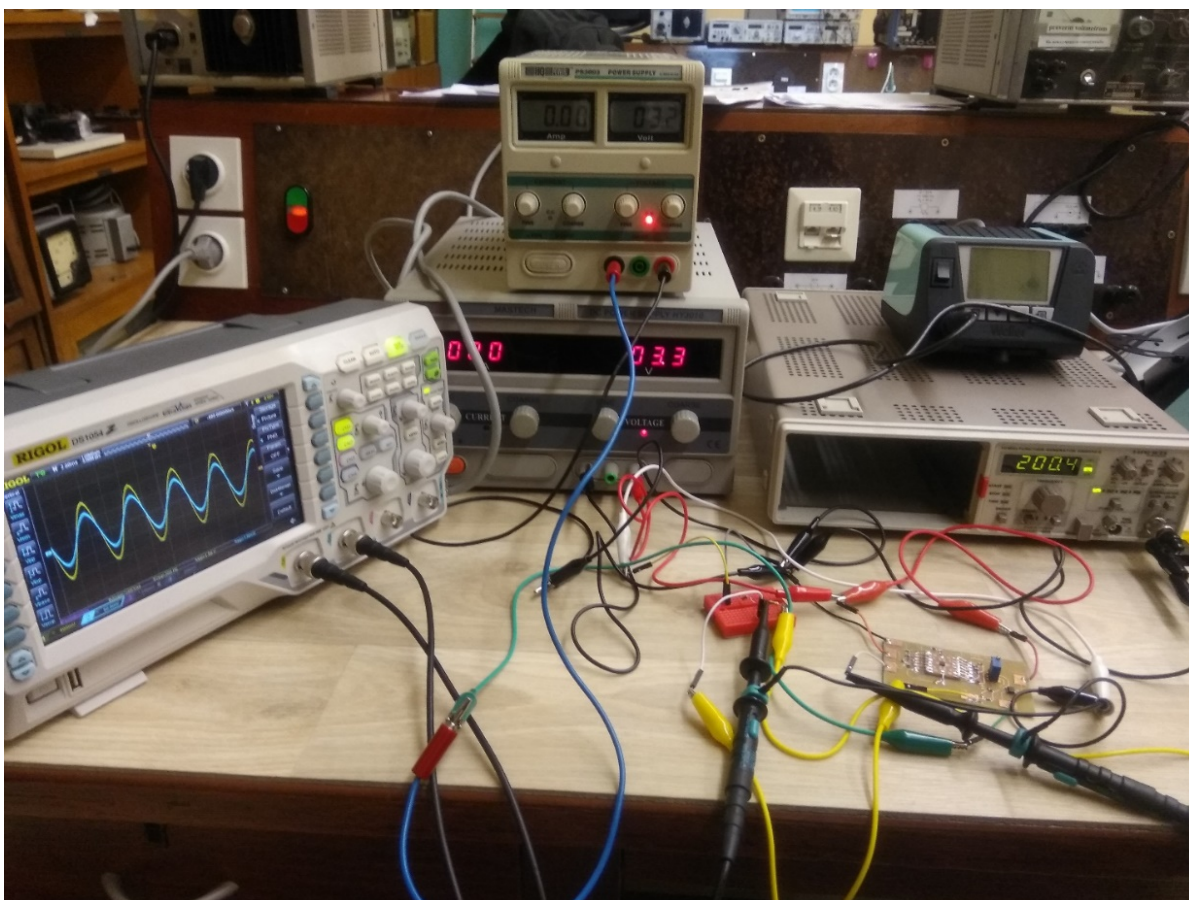
4.2. Тестирање кола за аутоматску контролу појачања

Коло за аутоматску контролу појачања тестирано је тако што му је на пин за напајање V_{dd} доведен напон од 3,3 V. На пинове за напајање операционог појачавача $+V_{amp}$ и $-V_{amp}$ доводи се 3,3 V и $-3,3$ V, респективно. На улаз кола доводи се синусоидални сигнал са сигнал-генератора. Појачање операционог појачавача подешено је да буде јединично, како би се директно снимила преносна карактеристика кола за аутоматску контролу појачања и

упоредила са спецификацијама. Излаз и улаз појачавача посматрани су сондама осцилоскопа и забележени су нивои напона на њима. Такође, посматрано је до којих учестаности коло ради адекватно, као и за које улазне напоне. На слици 4.4 приказан је изглед описане мерне поставке.

Најпре су испитане граничне учестаности за које ово коло ради прикладно. Установљено је да доња гранична учестаност износи око 15 Hz, а горња око 72 kHz. На слици 4.5 приказани су временски облици напона за учестаност сигнала практично на доњој учестаности на којој је задовољена функционалност кола (14,8 Hz). Уочава се да излаз постаје нижи од 2 V_{p-p}. Аналогно, на слици 4.6 приказани су временски облици напона за учестаност сигнала изнад горње учестаности у којој је задовољена функционалност кола (115 kHz). Евидентно је изобличење излазног сигнала.

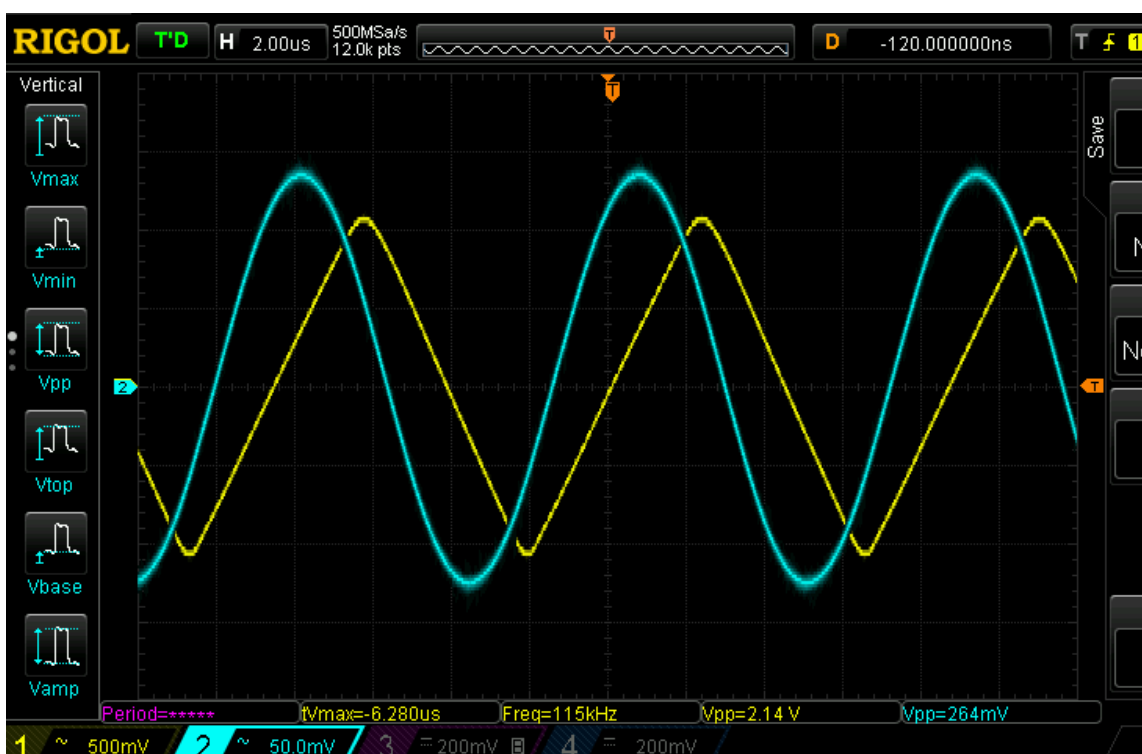
Узевши у обзир изложене резултате, за учестаност сигнала на улазу мора се изабрати вредност у опсегу у коме коло ради задовољавајуће, да би се адекватно тестирала преносна карактеристика кола. Усвојено је да то буде 200 Hz. За сигнал те учестаности, међан је ниво напона на улазу и посматран ниво напона на излазу. Уочено је да коло на излазу креће да даје стабилан напон 2 V_{p-p} за улазне напоне изнад 25 mV_{p-p}. Испод тога, коло и даље појачава улазни сигнал, али недовољно да се на излазу добије напон 2 V_{p-p}, што је приказано на слици 4.7, за пример улазног напона 12,4 mV_{p-p}. На слици 4.8 приказани су временски облици напона за случај када коло ради адекватно. Уочава се врло стабилан напон на излазу, како је и очекивано.



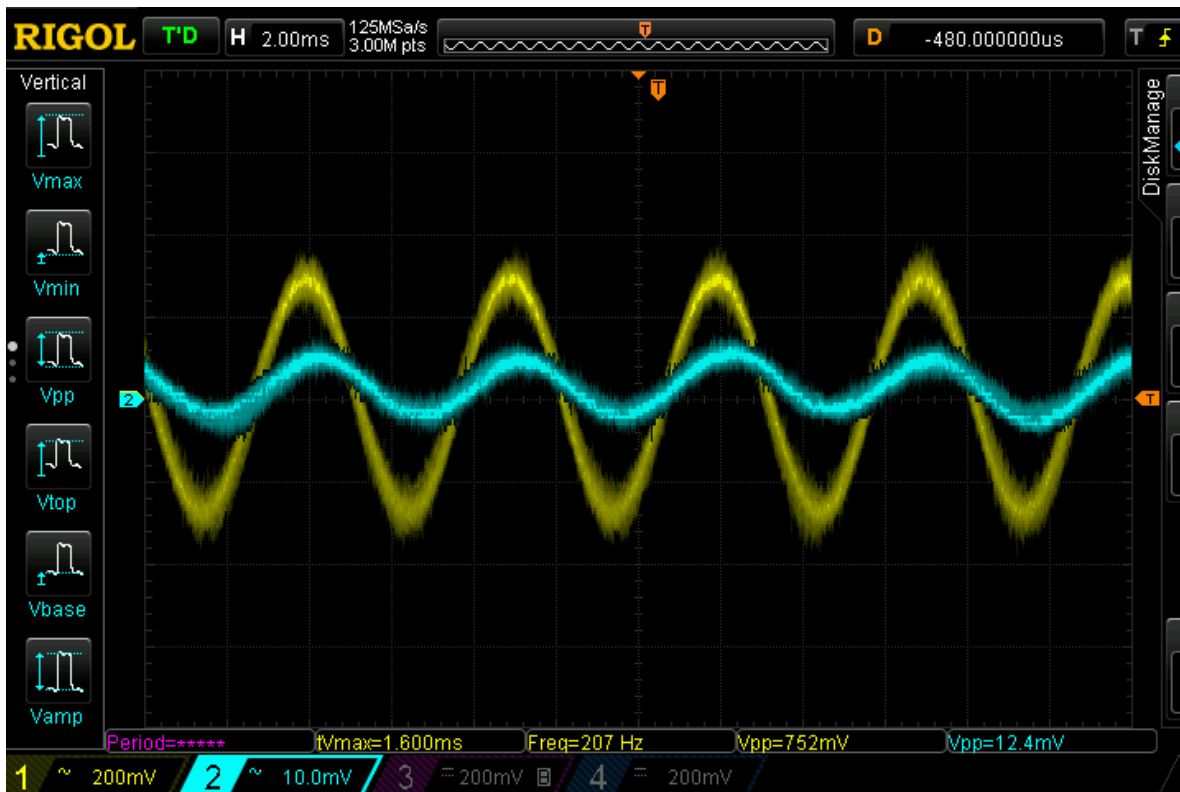
Слика 4.4. Мерна поставка за испитивање преносне карактеристике кола за аутоматску контролу појачања.



Слика 4.5. Временски облик напона на улазу (плаво) и на излазу (жуто) кола за аутоматску контролу појачања за учестаност сигнала испод учестаности у којима је задовољена функционалност кола (14,8 Hz).



Слика 4.6. Временски облик напона на улазу (плаво) и на излазу (жуто) кола за аутоматску контролу појачања за учестаност сигнала изнад учестаности у којима је задовољена функционалност кола (115 kHz).



Слика 4.7. Временски облик напона на улазу (плаво) и на излазу (жуто) кола за аутоматску контролу појачања за учестаност сигнала 200 Hz, када је на улазу напон испод границе стабилизације (12,4 mVp-p).

За напоне изнад 240 mVp-p на улазу, коло више не може да држи излаз стабилним и ниво напона на излазу креће да расте изнад 2 Vp-p. Тај случај илустрован је на слици 4.9. За напоне изнад 280 mVp-p на улазу, коло за аутоматску контролу појачања улази у засићење, и синусоида на излазу постаје одсечена (слика 4.10), док се даљим повећавањем напона улази у све дубље засићење и добија сигнал близак поворци правоугаоних импулса (слика 4.11).



Слика 4.8. Временски облик напона на улазу (плаво) и на излазу (жуто) кола за аутоматску контролу појачања за учестаност сигнала 200 Hz.



Слика 4.9. Временски облик напона на улазу (плаво) и на излазу (жуто) кола за аутоматску контролу појачања за учестаност сигнала 200 Hz, када је на улазу напон изнад границе стабилизације.

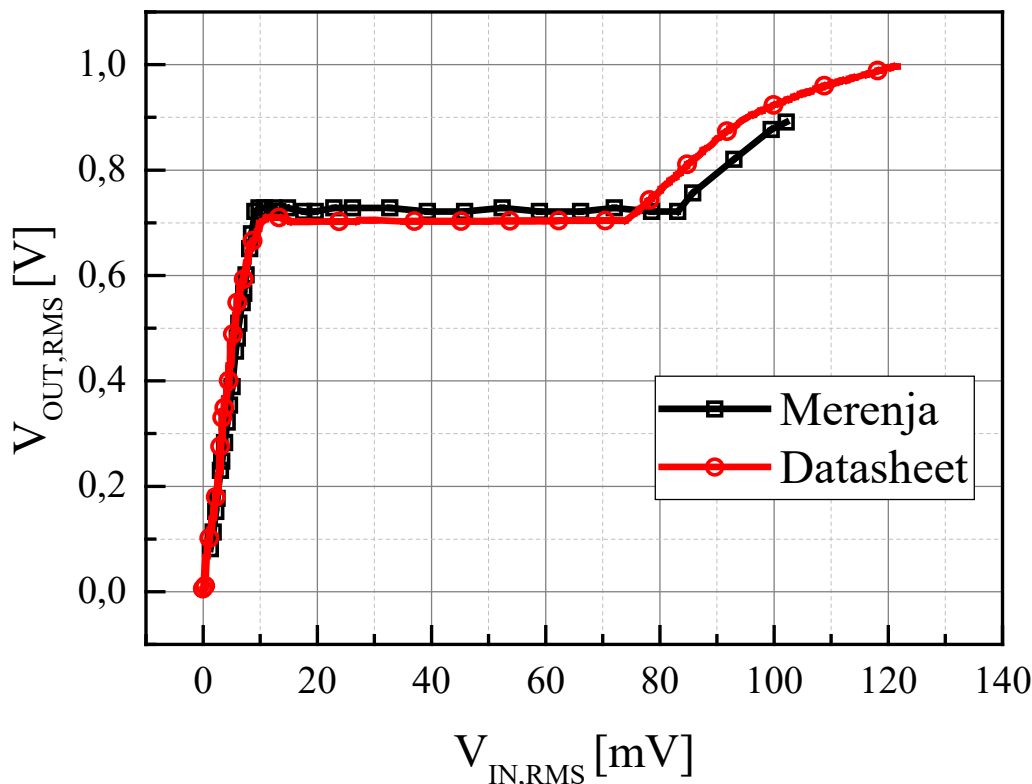


Слика 4.10. Временски облик напона на улазу (плаво) и на излазу (жуто) кола за аутоматску контролу појачања за учестаност сигнала 200 Hz, при уласку у засићење.



Слика 4.11. Временски облик напона на улазу (плаво) и на излазу (жуто) кола за аутоматску контролу појачања за учестаност сигнала 200 Hz, када је коло у дубоком засићењу.

Нивои напона на улазу и излазу измерени су у 41 тачки и упоређени са преносном карактеристиком датом у [13], као што је приказано на слици 4.12. Уочава се одлично поклапање измерене криве са очекиваним вредностима датим спецификацијом. Овиме је потврђена жељена функционалност кола за аутоматску контролу појачања.

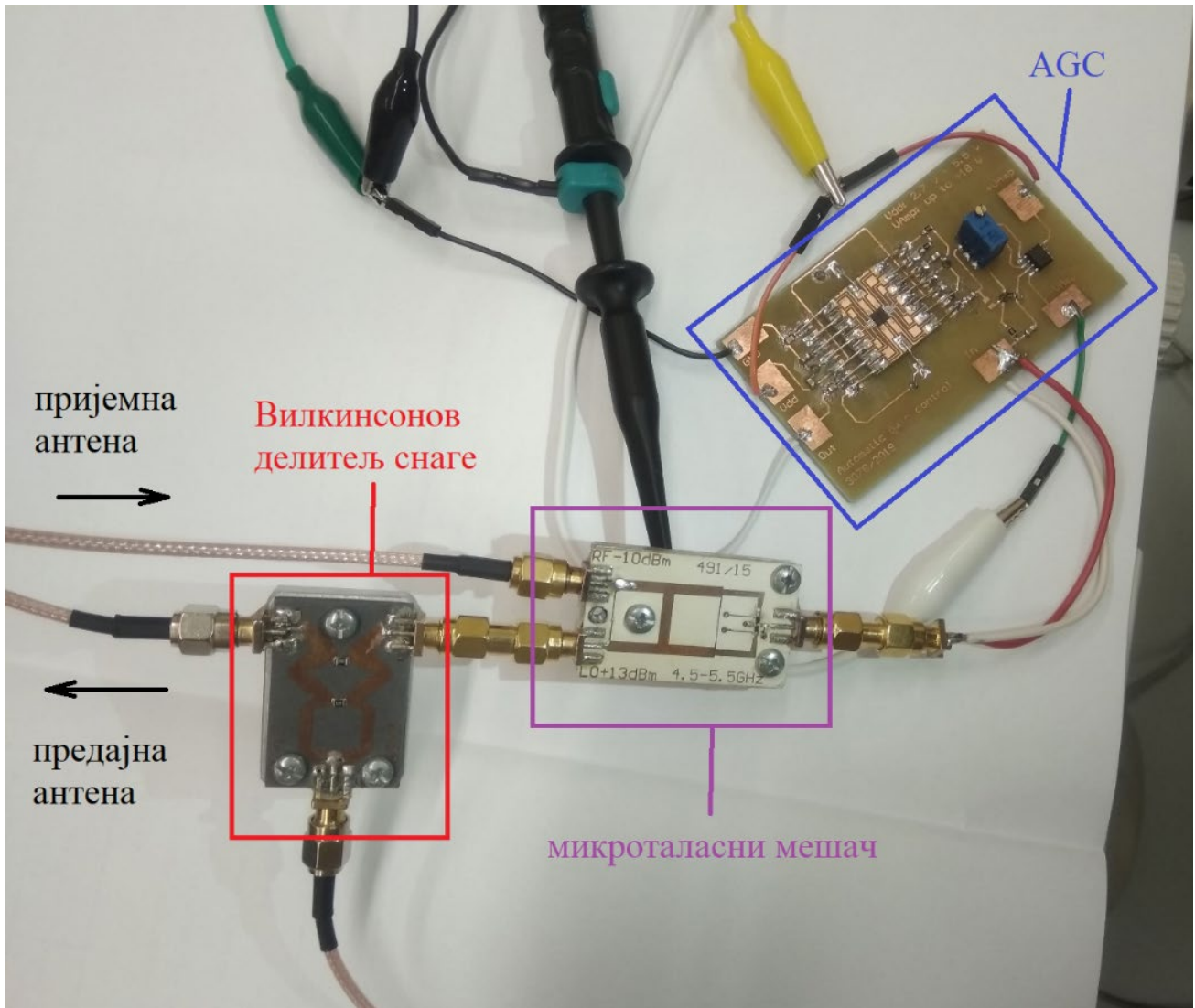


Слика 4.12. Преносна карактеристика кола за аутоматску контролу појачања дата документацијом и добијена мерењима.

4.3. Тестирање радарског система

Радарски систем реализован је као што је раније илустровано на слици 3.1, са једином разликом да малешумни појачавач није коришћен, јер се тестовима показало да није неопходан за адекватан рад система, то јест, да коло за аутоматску контролу појачања само може обезбедити адекватне нивое сигнала. Чирп сигнал генерише се помоћу анализатора мрежа и има параметре као што је описано у потпоглављу 3.1. Доња учестаност му је 4,8 GHz, узевши у обзир да у овом опсегу мешач ради задовољавајуће. Сигнал се доводи на улаз Вилкинсоновог делитеља снаге, одакле се једним делом шаље на предајну левак антену, а другим на улаз локалног осцилатора мешача, као што је приказано на слици 4.13. На други улаз мешача доводи се сигнал са пријемне левак антене, а излаз мешача повезан је на коло за аутоматску контролу појачања. На излазу АГЦ кола, сигнал се посматра осцилоскопом на коме је урађен и FFT, да би се на лицу места увидело да ли се добијају смислени резултати. Обрада сигнала је касније посебно одрађена и изложена у поглављу 5. Комплетан систем приказан је на слици 4.14. Битно је напоменути да утицаји коаксијалних водова у овој првој поставци мерења нису постављени тако да се ефекти пропагације кроз њих уклоне, узевши у обзир да се ради о лабораторијском мерењу прототипа. У даље процене је урачунато кашњење које ови водови уносе и које одговара померају удаљености од око 0,9 m.

За тестирање система коришћене су две мете – квадратне металне плоче, као добри рефлектори. Ближа мета налази се на растојању 2,2 m од радара, а даља на 5,1 m од радара, у складу са примерима из одељка 3.5. Мете су приказане на слици 4.15. Узевши у обзир да ближа мета заклања даљу, при првом мерењу очекује се да ће се она доминантно видети на пријему.



Слика 4.13. Главни део мерне поставке за тестирање радарског система.



Слика 4.14. Мерна поставка за тестирање целокупног радарског система.



Слика 4.15. Приказ два објекта који се детектују (две плоче) испред антена радара.

Сигнал детектован на излазу радара приказан је на слици 4.16 (изнад), заједно са својим спектром (испод). Паузе које се уочавају у временском облику сигнала последица су чињенице да анализатор мрежа који се користи за синтезу чирп сигнала не може континуално да генерише ове сигнале, него има паузу фиксног трајања између сваког генерисаног чирпа. Примећује се да примљени сигнал има главну компоненту у спектру на учестаности 420 Hz. Узевши у обзир формулу 1.1, познајући параметре чирп сигнала, добијамо да то одговара мети на растојању 3,15 m. Уколико се урачуна кашњење које уносе коаксијални водови које одговара пређеном растојању од 0,9 m, закључујемо да је процена удаљености антене након ове корекције од објекта 2,25 m, што се веома добро поклапа са физичким растојањем мете које износи 2,2 m (0,05 m разлике). Друга мета приказана је на слици 4.17. Временски облик излазног сигнала пријемника при детекцији ове мете дат је на слици 4.18, заједно са припадајућим спектром. У овом случају, детектована је спектрална компонента на 780 Hz, што одговара мети на растојању 5,85 m. Уколико узмемо у обзир процењен померај као последицу водова, након корекције добијамо процену растојања на око 4,95 m, што је врло блиско стварном растојању од 5,1 m на коме се мета налази (0,15 m разлике). Треба узети у обзир да спектар добијен осцилоскопом служи само за грубу процену и тестирање функционалности система, те су детаљнија процена растојања и обрада сигнала обрађени у поглављу 6. Овиме је потпуно потврђена функционалност изложеног радарског система.

Поредећи резултате из овог поглавља (измерене на прототипу) и резултате добијене симулацијама у поглављу 3.5 долази се до следећег, врло занимљивог, запажања. Наиме, у случају ближе мете ($d = 2,2$ m) уместо теоријски очекиване учестаности у IF опсегу од 293,3 Hz, симулацијом је добијено 382 Hz, а мерењем прототипа 420 Hz. У случају даље мете ($d = 5,1$ m) уместо теоријски очекиваних 680 Hz, симулацијом је добијено 764 Hz, а мерењем прототипа 780 Hz. Одступања између резултата симулације и мерења у односу на теоријски очекивану вредност су 89 Hz и 127 Hz за ближу мету, односно 84 Hz и 100 Hz. Међутим, на мереном прототипу јасно је да је та разлика последица кашњења које уносе коаксијални водови, док такво кашњење уопште није моделовано у програму *VSS*, али евидентно постоји. Иако још увек није утврђен узрок ове систематске грешке у моделу, очигледно да је он поприлично конзистентан (за различита растојања од мете), а истраживање узрока ове систематске грешке симулација биће једна од тема даљег истраживања.



Слика 4.18. Приказ временског облика сигнала на излазу радара (жуто) и спектра тог сигнала (љубичасто), као последица присуства даље мете.

5. ОБРАДА СИГНАЛА – РЕАЛИЗАЦИЈА НА МИКРОКОНТРОЛЕРУ

Узевши у обзир теоријску анализу изнесену у претходним поглављима, у ситуацијама када постоји доминантна рефлексја од једног објекта, јасно је да се растојање до тог објекта може једноставно одредити одређујући доминанту учестаност примљеног сигнала. Због тога обрада сигнала помоћу које се врши процена удаљености објекта може да се заснива на брзој Фуријеовој трансформацији (енгл. *Fast Fourier Transformation - FFT*).

У овом систему утврђено је да нема потребе обраду вршити персоналним рачунаром опште намене, што би допринело цени и сложености система, већ се обрада сигнала може спровести и на микроконтролеру *Arduino MEGA 2560*. На тај начин добија се заокружено решење које се релативно лако може преточити у економски приступачан производ, а код који је написан са овом наменом за микроконтролер дат је у прилогу А. Детаљи у вези са реализацијом овог микроконтролера дати су у наставку.

На аналогни пин *A0* микроконтролера доводи се сигнал са излаза кола за аутоматску контролу појачања, за који се очекује да има максималну амплитуду 1 V (2 V_{p-p}). На овај пин се, преко разделника напона, уједно доводи и DC напон од 1 V . Разлог за то је тај што A/D конвертор микроконтролера дозвољава само позитивне напоне. На тај начин се прави офсет који подиже напон из опсега од -1 V до 1 V у опсег од 0 V до 2 V . Како је напон пуне скале 2 V_{p-p} , неопходно је наместити напонску референцу A/D конвертора као екстерну референцу и на пин *AREF* довести напон од 2 V . Тиме се обезбеђује одговарајући напон пуне скале.

Сигнал са аналогног пина *A0* одабира се аналогно-дигиталним конвертором у одређеном броју тачака. У овом случају, тај број износи 512, као највећа вредност која се може сместити у меморију микроконтролера *Arduino MEGA 2560*. Очитане вредности смештају се у одговарајући вектор (*sensorValueReal*). На основу податка о томе колико је времена прошло од почетка извршавања програма до почетка читавања одбирака сигнала и податка о томе колико је времена прошло од почетка извршавања програма до тренутка завршетка читавања одбирака, процењује се просечно време потребно да се заврши један циклус читања података аналогно-дигиталним конвертором. На основу те вредности, добија се процена учестаности одабирања A/D конвертора.

Функција којом се израчунава брза Фуријеова трансформација над аквизираним сигналом позива се из библиотеке *arduinoFFT.h*. Као аргументи прослеђују се, између осталог, низови са реалним и имагинарним вредностима аквизираниг сигнала, у које се уједно и уписују израчунате излазне реалне и имагинарне вредности спектралног садржаја сигнала. Због тога, од вредности прочитаних података праве се вектори који садрже реалне и имагинарне одбирке напона *sensorValueReal* и *sensorValueImag*, при чему је јасно да ће други вектор имати све нулте чланове (јер се мерењем напона добијају реалне вредности). Над овим векторима врши се FFT и позива се функција којом се подаци у ова два низа пребацују у формат изражен помоћу амплитуде и фазе, уместо реалних и имагинарних делова. Дакле, сада се у вектору *sensorValueReal* налазе подаци о модулима спектралног

садржаја очитаног сигнала. Овакав начин манипулације подацима урађен је због расподеле меморије. На овај вектор примењује се дигитални филтар, чији је облик одређен са циљем да се елиминишу ефекти слабљења сигнала услед пропагације, као и да се смањи утицај рефлексије од блиске околине предајне мете. Облик преносне функције филтра одређен је експериментално са циљем да се повећа домет радарског система, а даља изучавања у вези са тиме могу представљати неки од наредних истраживања.

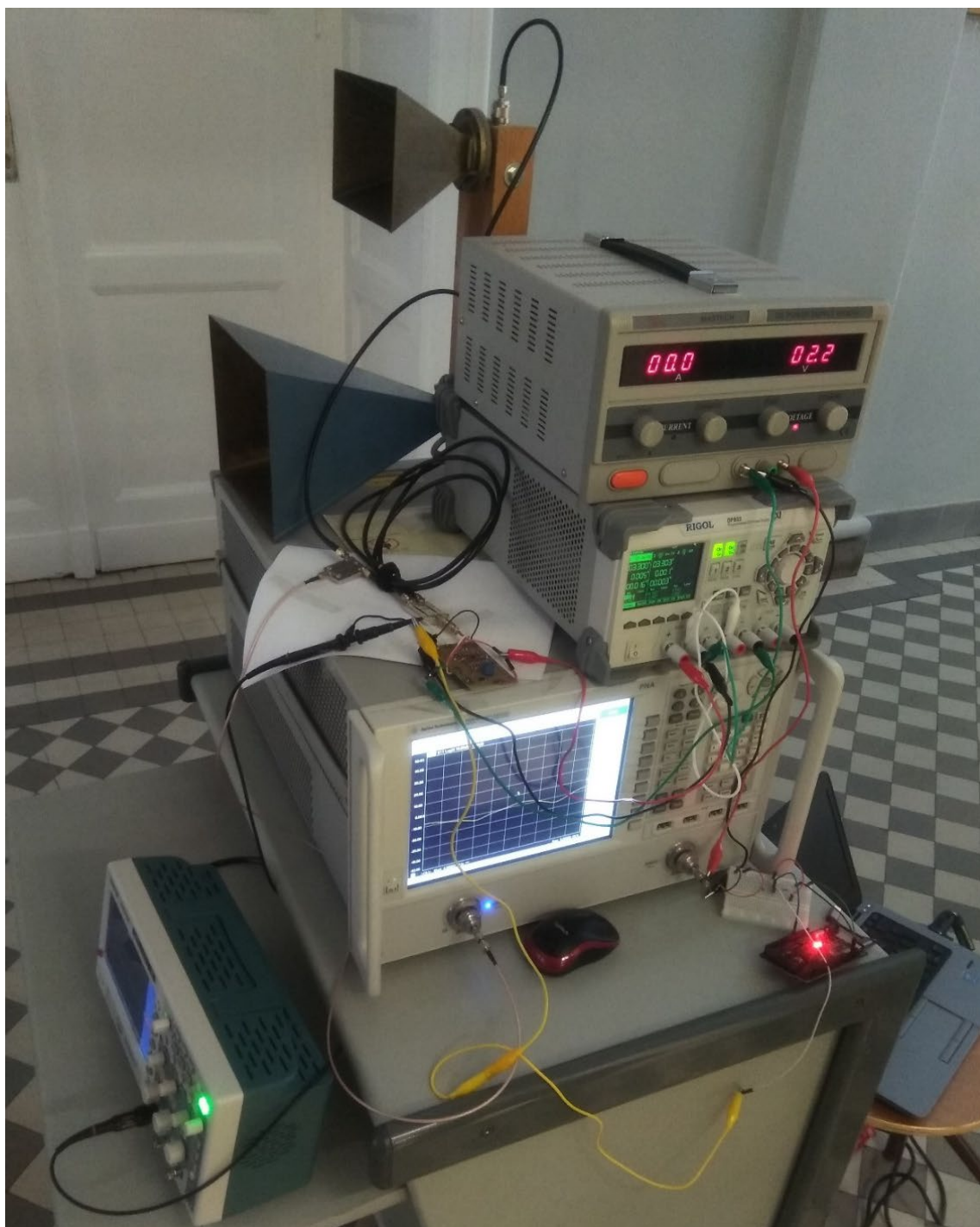
Помоћу функције *MajorPeak* одређује се учестаност доминанте спектралне компоненте овако исфилтрираног низа. На основу формуле 1.1, познајући параметре чирп сигнала који се шаље, одређује се удаљеност од посматраног објекта (променљива *distance*) и исписује на серијском монитору. Брзина преноса података серијске комуникације је 115200 bit/s. Опционо, на серијском порту може се одштампати и комплетни спектрални садржај.

Код који је написан има потпуно исту функционалност и на микроконтролеру *Arduino UNO*, са једином разликом да микроконтролер *Arduino MEGA 2560* има већу SRAM меморију (енгл. *Static Random-Access Memory*), те се обрада може вршити са више тачака одабирања, самим тим повећавајући прецизност процене удаљености.

6. МЕРЕЊЕ КОМПЛЕТИРАНОГ ПРОТОТИПА

6.1. Мерна поставка

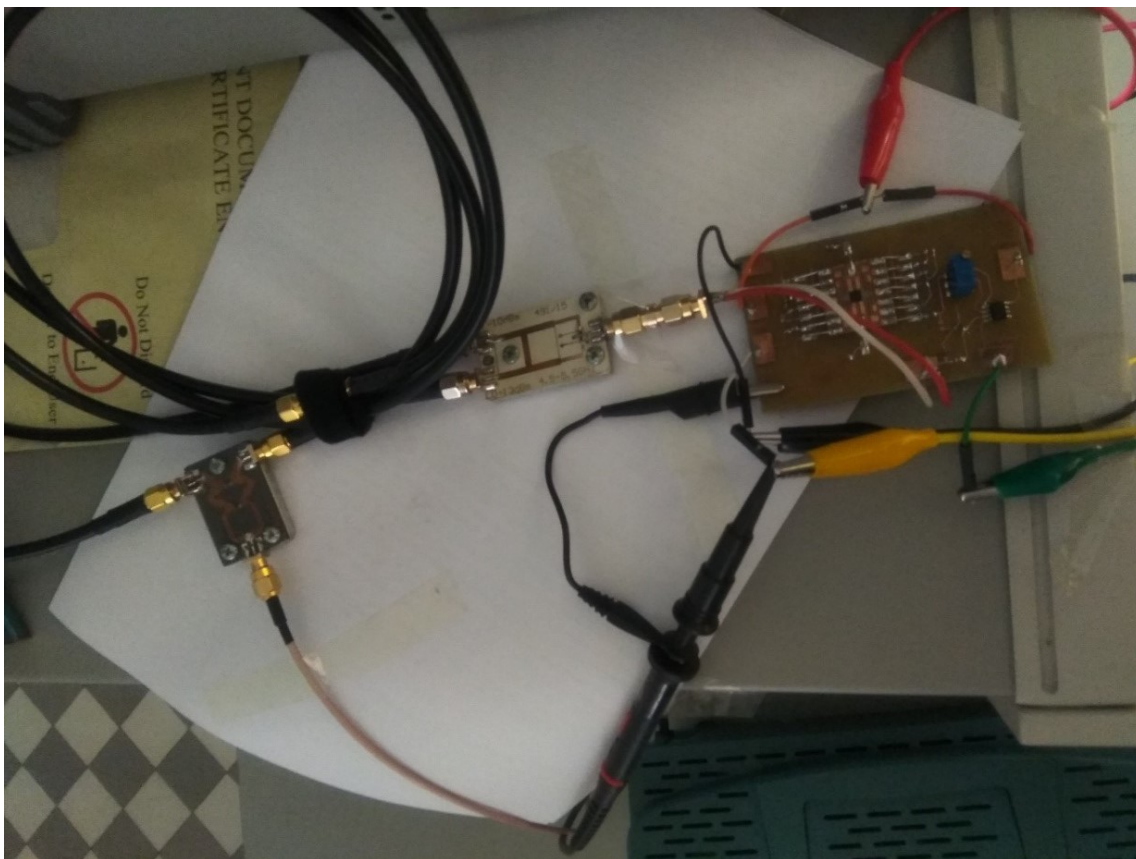
Сви до сада описани делови повезани су у функционални прототип радарског система приказан на слици 6.1 и испитане су његове перформансе.



Слика 6.1. Компетиран FMCW радарски систем.

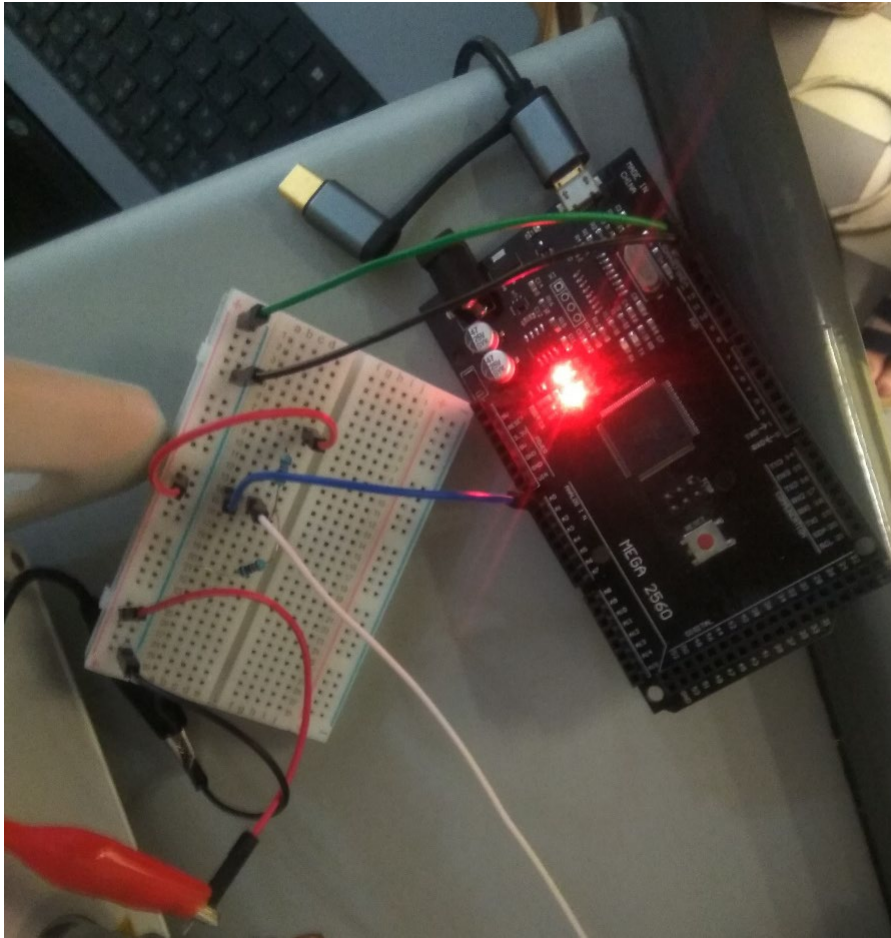
Чирп секвенца генерише се векторским анализатором мрежа и доводи на Вилкинсонов делитељ снаге. Пропусни опсег чирп секвенце износи 200 MHz од (4,8 GHz до 5 GHz) и трајања је 10 ms. Снага емитованог сигнала износи 15 dBm. Са делитеља снаге се сигнал даље дели на два сигнала приближно једнаке снаге, од којих се један води на предајну антену, а другим се емитовани сигнал доводи на LO улаз једноструко балансираног диодног мешача.

Емитовани сигнал рефлектује се о посматрану мету, која у овом случају представља алуминијумску плочу постављену на столицу на тачно одређеним удаљеностима од радара. Рефлектовани сигнал детектује се пријемном антеном и преко коаксијалних водова доводи на други улаз мешача, што је приказано на слици 6.2. Ту се може уочити да су коаксијални водови на LO улазу мешача доста дугачки, и намотани у круг. Разлог за то је правилна дистрибуција сигнала кроз систем, тако да се кашњење које уносе водови на повратном путу сигнала (примљени сигнал) изједначи са кашњењем које уносе водови којима се спроводи емитовани сигнал до LO улаза мешача. На тај начин, дужина водова неће реметити добијену процену удаљености, уносећи неочекивана кашњења која би се тумачила као померај у простору. Тиме је елиминисано уношење помераја од око 0,9 m у процену удаљености, које се јављало раније при првом лабораторијском мерењу (поглавље 4).



Слика 6.2. Хардвер FMCW радара – Вилкинсонов делитељ снаге, мешач и коло са аутоматском контролом појачања (са лева на десно).

На излазу мешача добија се сигнал у основном опсегу, одакле се доводи на улаз кола са аутоматском регулацијом појачања. Напон на излазу овог кола је у опсегу 2 V_{p-p}. Сигнал се одавде доводи на средишњи извод напонског разделника који се састоји од два отпорника од по 10 kΩ. Крај једног отпорника везан је на масу, док је други везан на извор напајања од 2 V. На тај начин, на излазни сигнал AGC кола додаје се DC офсет напона 1 V, чиме се обезбеђује да се на аналогни пин микроконтролера увек доводи позитиван напон. Тај напон води се на пин A0 микроконтролера *Arduino MEGA 2560*. На пин *AREF* микроконтролера доводи се извор напајања од 2 V, а *GND* пин везује се на масу сигнала. Веза микроконтролера са описаним деловима приказана је на слици 6.3.

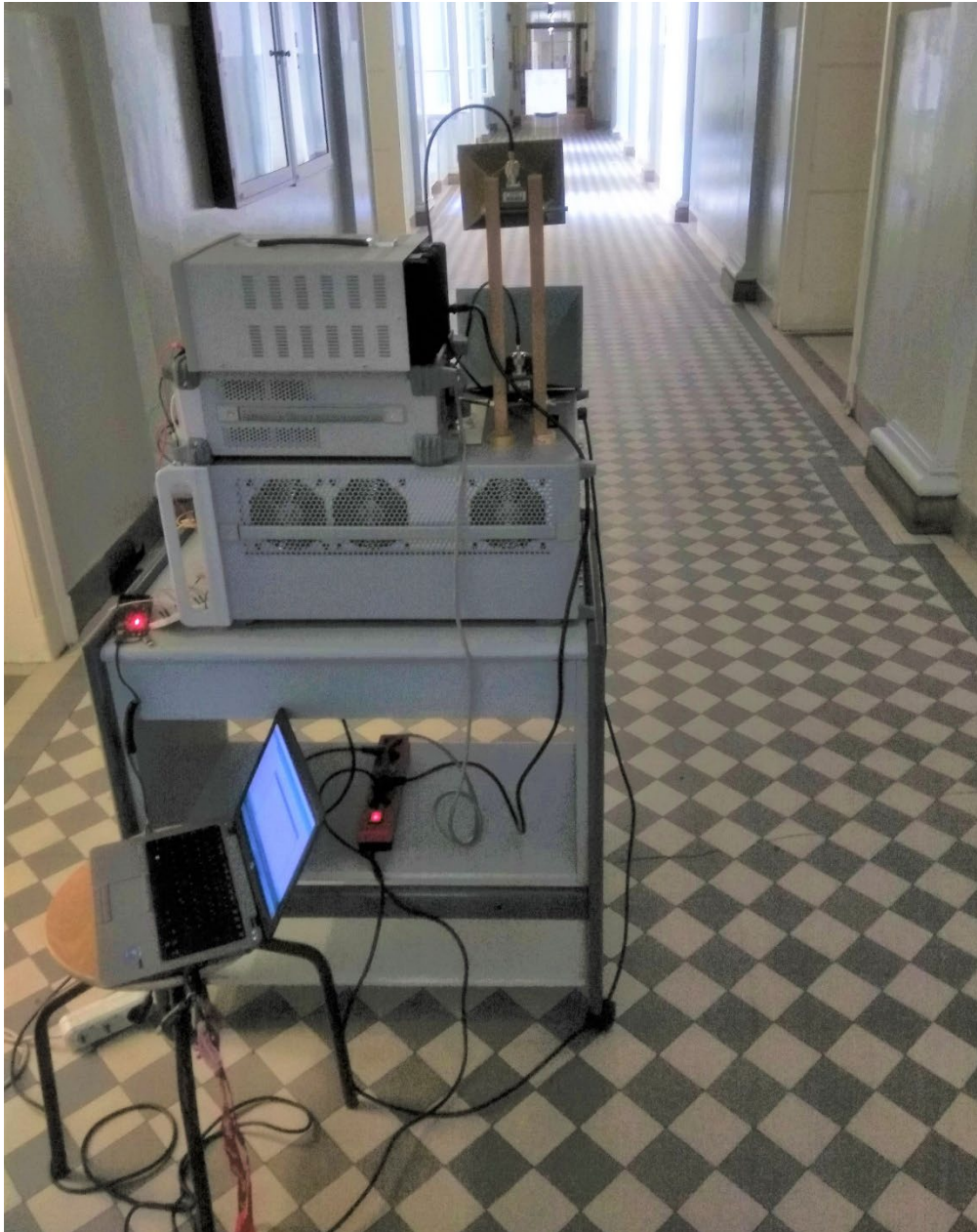


Слика 6.3. Веза микроконтролера *Arduino MEGA 2560* са радарским системом.

Микроконтролер аквизира доведени сигнал интерним колом за аналогно-дигиталну конверзију. Процењена учестаност одабирања је око 8,6 kHz. Алгоритмом описаним у поглављу 5 (код у прилогу А) врши се обрада аквизираног сигнала и процена удаљености објекта, која се исписује на серијском монитору. Мерење је извршено на ходнику Електротехничког факултета у Београду, те је присуство нежељених рефлексција било врло изражено. У наставку су дати резултати.

6.2. Резултати мерења

Мета која се посматра је алуминијумска квадратна плоча постављена на столицу, под углом под којим је емпиријски процењено да се добија највећа рефлексција сигнала ка пријемној антени. Поглед од радара ка мети приказан је на слици 6.4, а поглед од мете ка радару приказан је на слици 6.5.



Слика 6.4. Поглед ка мети са локације радара.



Слика 6.5. Поглед ка радару са локације мете.

Мета је померана на предефинисане удаљености, које су премерене мерном траком. Потом је извршена процена удаљености имплементираним алгоритмом. Ови резултати упоредо су дати у табели 1, заједно са апсолутним грешкама мерења.

Табела 1. Упоредни приказ удаљености објекта добијених мерењима мерном траком и пројектованим радарским системом, заједно са апсолутним грешкама мерења.

Физичко растојање измерено мерном траком [m]	Резултат процене растојања добијен радарским системом [m]	Апсолутна грешка [m]
1	1,35	0,35
2	2,23	0,23
3	3,11	0,11
4	4,02	0,02
5	4,91	0,09
10	10,25	0,25
15	15,15	0,15
20	20,48	0,48
25	25,4	0,4

На основу табеле 1 уочава се да пројектовани радарски систем даје врло добру процену удаљености објекта. Највећа апсолутна грешка мерења растојања износи 0,48 m, за мету на 20 m. Уочено је да се ова грешка смањује померањем нагиба алуминијумске плоче, те би разлог за то могао бити недовољна усмереност рефлектованог таласа ка пријемној антени, односно, поставља се питање од ког дела алуминијумске плоче се рефлектује највећи део таласа.

Оно што је још занимљиво је то да систем ради и за мету на 25 m растојања, што је више од онога за шта је систем иницијално пројектован (максимално 20 m). Веће удаљености од ових није било могуће тестирати, због ограничене дужине ходника и дужина каблова којима се систем напаја.

7. ЗАКЉУЧАК

Реализација FMCW радарског система и његова примена за одређивање удаљености објеката изискивала је теоријска знања која се односе на принципе рада FMCW радара, дизајн кола са аутоматском регулацијом појачања, као и обраде сигнала. Била су неопходна и одређена практична знања попут коришћења мерне опреме, програмирања микроконтролера, као и лемљења, што је представљало посебан изазов при реализацији АГС кола. Уз то, било је неопходно правилно искомбиновати практична и теоријска знања, не да би се направио функционалан радарски систем са задовољавајућом проценом удаљености од објеката.

Вилкинсонов делитељ снаге и диодни мешач раније су пројектовани у оквиру дипломског рада аутора. Коло за аутоматску регулацију појачања представљало је изазов по питању израде и лемљења коришћеног чипа, који је био изузетно малих димензија. Стога је на глодалици направљено посебно кућиште за овај чип, а лемљење је урађено помоћу рерне, те је овај изазов успешно превазиђен. Премерена преносна карактеристика овог кола слаже се одлично са очекиваном кривом. Пројектовано коло одржава амплитуду напона на излазу константно на 1 V, за очекиване улазне напоне.

При моделовању система у програму VSS уочена је системска грешка од око 90 Hz на излазу из мешача. Узрок овога биће тема неких од наредних истраживања.

Имплементација алгоритма за обраду сигнала и процену удаљености објекта урађена је на микроконтролеру *Arduino MEGA 2560*. Сигнал је аквизиран одабирањем у 512 тачака, одређена је брза Фуријеова трансформација сигнала на коју је примењено дигитално филтрирање којим се уклања утицај слабљења сигнала услед пропагације и смањује рефлексија од мета у непосредној близини антена. Из тако добијених података одређена је доминантна учестаност у спектру, те на основу ње процена удаљености до посматраног објекта.

При тестирању целокупног радарског система постављане су мете на унапред одређеним, и мерном траком премереним, растојањима. Мете су упоредо детектоване реализованим FMCW радарским системом. Добијени резултати одлично се слажу са очекиваним. Максимална апсолутна грешка одступања износи 0,48 m, за мету на 20 m. Та грешка смањује се померањем нагиба мете у односу на радар, те се претпоставља да је узрок већег одступања угао под којим се мета налазила, односно питање је који део мете доминантно рефлектује талас. Уочено је и да систем успешно лоцира мете на 25 m, што је већа раздаљина од оне за коју је радар пројектован (максимално 20 m). Систем адекватно лоцира мете, иако су мерења вршена на ходнику Електротехничког факултета, где је постојало доста нежељених рефлексија.

На основу финалних експеримената, може се закључити да је успешно реализован FMCW радарски систем, са веома добром могућношћу процене удаљености посматраних објеката. Осим тога, приликом израде овог рада наишло се на неколико тема које би могле да представљају наставак истраживања у вези са FMCW радарским системима.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Ана Ћупурдија, „Пројектовање подсклопова Доплеровог радара: микроталасног мешача и Вилкинсоновог делитеља снаге“, Зборник 27. Телекомуникационог форума TELFOR 2019, Београд, Србија, 26-27. новембар 2019., стр. 779-782, ISBN: 978-1-7281-4789-5, IEEE Catalog Number: CFP1998P-CDR
- [2] Altium, Altium Designer 18.0, Altium, 2018, <https://www.altium.com/>
- [3] Arduino, <https://www.arduino.cc/>
- [4] NI AWR VSS, <https://www.awr.com/awr-software/products/visual-system-simulator>
- [5] Sandeep Rao, Introduction to mmwave Sensing: FMCW Radars, Texas Instruments, https://training.ti.com/sites/default/files/docs/mmwaveSensing-FMCW-offlineviewing_0.pdf
- [6] Joshua Semeter, Basic Radar Signal Processing, Boston University, https://www.sgo.fi/Greenland2011/1/08_Semeter_Radar_SP.pdf
- [7] Ivan M. Milosavljević, Sintetizator učestanosti za integrisane FMCW radarske senzore u milimetarskom talasnom opsegu, doktorska disertacija, Beograd, 2020.
- [8] David M. Pozar, Microwave Engineering, Hoboken, JohnWiley & Sons, Inc., 2012.
- [9] Stephen A. Maas, Microwave Mixers, 2nd ed., Artech House, 1993.
- [10] https://www.onosokki.co.jp/English/hp_e/c_support/faq/fft_common/fft_general_4.htm
- [11] https://en.wikipedia.org/wiki/Pulse-Doppler_signal_processing
- [12] <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/understanding-automatic-gain-control/>
- [13] Datasheet of Microphone Amplifier with AGC, <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX9814.pdf>

СПИСАК СКРАЋЕНИЦА

ADC	<i>Analog-to-digital Converter</i>
AGC	<i>Automatic Gain Control</i>
FMCW	<i>Frequency-Modulated Continuous-Wave</i>
IF	<i>Intermediate Frequency</i>
RADAR	<i>Radio Detection and Ranging</i>
SRAM	<i>Static Random-Access Memory</i>
VSS	<i>Visual System Simulator</i>

СПИСАК СЛИКА

Слика 2.1. Изглед чирп сигнала и релевантни параметри.	3
Слика 2.2. Релевантни дијаграми и параметри када је присутан само један непокретан објекат.	5
Слика 2.3. Релевантни дијаграми и параметри када су на путу сигнала присутна три објекта. 6	
Слика 3.1. Шематски приказ система FMCW радара.	10
Слика 3.2. Изглед прототипа делитеља снаге.	10
Слика 3.3. Измерени s -параметри Вилкинсоновог делитеља снаге.	11
Слика 3.4. Изглед прототипа мешача.	11
Слика 3.5. Појачање конверзије мешача добијено мерењима.	12
Слика 3.6. Шема кола за аутоматску контролу појачања.	13
Слика 3.7. Шема адаптера за чип за аутоматску контролу појачања.	14
Слика 3.8. Потпуна шема кола за аутоматску контролу појачања.	15
Слика 3.9. Лејаут кола за аутоматску контролу појачања са додатим операционим појачавачем.	15
Слика 3.10. Шематски приказ модела радара са датим прорачунима за мету на растојању 2,2 m.	16
Слика 3.11. Спектар на излазу радара добијен симулацијом за мету на растојању 2,2 m.	17
Слика 3.12. Шематски приказ модела радара са датим прорачунима за мету на растојању 5,1 m.	17
Слика 3.13. Спектар на излазу радара добијен симулацијом за мету на растојању 5,1 m.	18
Слика 4.1. Прототипови адаптера за чип <i>MAX9814</i> израђени помоћу глодалице.	19
Слика 4.2. Прототип кола за аутоматску контролу појачања без залемљених компоненти. ...	20
Слика 4.3. Комплетан прототип кола за аутоматску контролу појачања.	20
Слика 4.4. Мерна поставка за испитивање преносне карактеристике кола за аутоматску контролу појачања.	21
Слика 4.5. Временски облик напона на улазу (плаво) и на излазу (жуто) кола за аутоматску контролу појачања за учестаност сигнала испод учестаности у којима је задовољена функционалност кола (14,8 Hz).	22
Слика 4.6. Временски облик напона на улазу (плаво) и на излазу (жуто) кола за аутоматску контролу појачања за учестаност сигнала изнад учестаности у којима је задовољена функционалност кола (115 kHz).	22
Слика 4.7. Временски облик напона на улазу (плаво) и на излазу (жуто) кола за аутоматску контролу појачања за учестаност сигнала 200 Hz, када је на улазу напон испод границе стабилизације (12,4 mV _{p-p}).	23
Слика 4.8. Временски облик напона на улазу (плаво) и на излазу (жуто) кола за аутоматску контролу појачања за учестаност сигнала 200 Hz.	24
Слика 4.9. Временски облик напона на улазу (плаво) и на излазу (жуто) кола за аутоматску контролу појачања за учестаност сигнала 200 Hz, када је на улазу напон изнад границе стабилизације.	24
Слика 4.10. Временски облик напона на улазу (плаво) и на излазу (жуто) кола за аутоматску контролу појачања за учестаност сигнала 200 Hz, при уласку у zasiћење.	25

Слика 4.11. Временски облик напона на улазу (плаво) и на излазу (жуто) кола за аутоматску контролу појачања за учестаност сигнала 200 Hz, када је коло у дубоком засићењу.	25
Слика 4.12. Преносна карактеристика кола за аутоматску контролу појачања дата документацијом и добијена мерењима.	26
Слика 4.13. Главни део мерне поставке за тестирање радарског система.	27
Слика 4.14. Мерна поставка за тестирање целокупног радарског система.....	28
Слика 4.15. Приказ два објекта који се детектују (две плоче) испред антена радара.	28
Слика 4.16. Приказ временског облика сигнала на излазу радара (жуто) и спектра тог сигнала (љубичасто), као последица присуства ближе мете.	30
Слика 4.17. Приказ даљег објекта који се детектује (метална плоча) испред антена радара...	30
Слика 4.18. Приказ временског облика сигнала на излазу радара (жуто) и спектра тог сигнала (љубичасто), као последица присуства даље мете.....	31
Слика 6.1. Комплетиран FMCW радарски систем.....	35
Слика 6.2. Хардвер FMCW радара – Вилкинсонов делитељ снаге, мешач и коло са аутоматском контролом појачања (са лева на десно).....	36
Слика 6.3. Веза микроконтролера <i>Arduino MEGA 2560</i> са радарским системом.	37
Слика 6.4. Поглед ка мети са локације радара.	38
Слика 6.5. Поглед ка радару са локације мете.	39

СПИСАК ТАБЕЛА

Табела 1. Упоредни приказ удаљености објекта добијених мерењима мерном траком и пројектованим радарским системом, заједно са апсолутним грешкама мерења.....	40
--	----

A. ПРОГРАМСКИ КОД ЗА МИКРОКОНТРОЛЕР *ARDUINO MEGA 2560*

```
1. /* Program that samples the signal on an analog pin on Arduino Uno board
2. and calculates the Fast Fourier Transformation of that signal.
3. It estimates the dominant frequency in the spectrum, and based on that,
4. calculates the distance to
5. an observed object, for the given chirp parameters.
6. Author: Ana Ćupurdija
7. Date of creation: 08.05.2020.
8. Last revision 19.08.2020.
9. */
10.
11.
12. #include "arduinoFFT.h"
13. #include <avr/pgmspace.h>
14. #define POINTS 512 //Number of sine wave samples.
15.
16. arduinoFFT FFT = arduinoFFT();
17.
18. int sensorPin = A0; // Select the input pin for the
    signal.
19. double sensorValueReal[POINTS]; // Variable to store the real part of
    sine wave serial values.
20. double sensorValueImag[POINTS]; // Variable to store the imaginary
    part of sine wave serial values.
21. int i = 0; // Counter.
22.
23. double startMicroseconds; // Variables used for determining //
24. double stopMicroseconds; // the sampling frequency of ADC.
25. double samplingFrequency; // The sampling frequency.
26. double distance; // Estimated distance to an object.
27. double chirpBandwidth = 200e6; // Chirp bandwidth.
28. double chirpPeriod = 10e-3; // Chirp period.
29. double c0 = 3e8; // Speed of light in vacuum.
30. double peak; // Dominant frequency in the spectrum.
31.
32. void setup() {
33.
34.     Serial.begin(115200);
35.     analogReference(EXTERNAL); // Analog reference set to external, 2 V
    in this case (tolerated from 0 to 5 V).
36.
37. }
38.
39. void loop() {
40.
41.     startMicroseconds = micros(); // Time (in microseconds) that passed
    since starting the program.
```

```

42.     for (i=0;i<POINTS;i++)
43.     {
44.
45.         sensorValueReal[i] = analogRead(sensorPin); // Read analog pin.
46.
47.     }
48.
49.     stopMicroseconds = micros(); // Time (in microseconds) that passed
    since starting the program.
50.
51.     /* Determine the sampling frequency based on the average time that
    took the ADC to finish one reading cycle. */
52.     samplingFrequency = 1000000.0 / (( stopMicroseconds -
    startMicroseconds ) / POINTS);
53.
54.     /* Loop to prescale the samples to voltage values, and send them to
    the serial monitor. */
55.     for (i=0; i < POINTS; i++)
56.     {
57.
58.         sensorValueReal[i] = sensorValueReal[i] * (2.0 / 1023.0); //
    Prescaling to voltage.
59.         sensorValueImag[i] = 0; //
    Initialise imaginary values of the signal.
60.
61.         //Serial.println(sensorValueReal[i]); // Send voltage samples to
    serial monitor.
62.     }
63.
64.     // Serial.println(samplingFrequency); // Print the sampling
    frequency.
65.
66.
67.     /* Using the Hamming window, evaluate FFT */
68.
69.     FFT.Windowing(sensorValueReal, POINTS, FFT_WIN_TYP_HAMMING,
    FFT_FORWARD);
70.     FFT.Compute(sensorValueReal, sensorValueImag, POINTS, FFT_FORWARD);
71.     FFT.ComplexToMagnitude(sensorValueReal, sensorValueImag, POINTS);
72.
73.     for(i = 0; i < POINTS; i++){
74.
75.         sensorValueReal[i] = sensorValueReal[i] * pow((1.0 * i / POINTS),
    1.0); // Apply digital filter on signal values.
76.
77.     }
78.
79.     peak = FFT.MajorPeak(sensorValueReal, POINTS, samplingFrequency); //
    Find the dominant frequency in signal spectrum.
80.     //Serial.println(peak);
    //Print out what frequency is the most dominant.
81.
82.     /* Parameter estimation */
83.
84.     distance = peak * chirpPeriod / chirpBandwidth * c0 / 2; // Estimate
    the distance to an object.
85.     Serial.println(distance); // Print out
    the distance to an object.
86.

```

```
87.    //for( i = 0; i < POINTS/2; i++){                                // Print out
      the spectral components.
88.        //Serial.print(i * samplingFrequency *1.0 / POINTS);
89.        //Serial.print(" ");
90.        // Serial.println(sensorValueReal[i], 10);
91.    // }
92.    delay(1000);                                                    // Repeat
      every second.
93.        //while(1);
94.    }
```