

Sustav za prijenos stereo audio signala infracrvenim zračenjem

Rustja, Ljudevit

Undergraduate thesis / Završni rad

2015

Degree Grantor / Ustanova koja je dodijelila akademski / stručni stupanj: **Karlovac University of Applied Sciences / Veleučilište u Karlovcu**

Permanent link / Trajna poveznica: <https://urn.nsk.hr/urn:nbn:hr:128:223125>

Rights / Prava: [In copyright](#) / [Zaštićeno autorskim pravom.](#)

Download date / Datum preuzimanja: **2024-07-31**



VELEUČILIŠTE U KARLOVCU
Karlovac University of Applied Sciences

Repository / Repozitorij:

[Repository of Karlovac University of Applied Sciences - Institutional Repository](#)



zir.nsk.hr



DIGITALNI AKADEMSKI ARHIVI I REPOZITORIJ

VELEUČILIŠTE U KARLOVCU
STROJARSKI ODJEL

Stručni studij mehatronike

Ljudevit Rustja

**Sustav za prijenos stereo audio signala infracrvenim
zračenjem**

ZAVRŠNI RAD

MENTOR:

Dr.sc. Darko Vyroubal, prof. V.Š.

Karlovac, 2015.



VELEUČILIŠTE U KARLOVCU

Stručni / specijalistički studij: Mehatronika
(označiti)

Usmjerenje: _____ Karlovac, 30.11.2015.

ZADATAK ZAVRŠNOG RADA

Student: Ljudevit Rustja Matični broj: 0112612069

Naslov: Sustav za prijenos stereo audio signala infracrvenim zračenjem

Opis zadatka:

U Završnom radu opisati tehničke i fizikalne zahtjeve, te konstrukciju uređaja za prijenos stereo audio signala infracrvenim zračenjem. Rad treba obuhvatiti sljedeće cjeline:

1. Općeniti prikaz tehnologije bežičnog prijenosa signala
prijenos elektromagnetskim zračenjem u radio spektru, prijenos infracrvenim zračenjem, usporedba vrsta prijenosa, značajke prijenosa infracrvenim zračenjem.
2. Specifični zahtjevi prijenosa infracrvenim zračenjem
latice zračenja i osjetljivosti infracrvene emitterske diode i foto diode po prostornom kutu, određivanje raspodjele zračenja i metode ujednačenja osjetljivosti.
3. Opis konstrukcije uređaja za infracrveni prijenos audio signala
blok-shema; opis sklopova: napajanja, modulatora, demodulatora, odašiljača, prijamnika sa sustavima automatske regulacije pojačanja, kompresije i regeneracije signala noseće frekvencije; tehnički zahtjevi na sklopove; dimenzioniranje elemenata.
4. Provjera konstrukcije uređaja simulacijom
simulacija rada sustava u programskom paketu TINA, analiza rezultata simulacije.
5. Primjene uređaja
primjena za bežični prijenos stereo audio signala sa računala i TV aparata.

Zadatak zadan:

Rok predaje rada:

Predviđeni datum obrane:

7.12.2015.

7.3.2016.

petnaest dana nakon predaje rada

Mentor:

Predsjednik ispitnog povjerenstva:


Dr.sc. Darko Vyroubal, prof. V.Š.


Dr.sc. Vladimir Tudić, viši predavač

Izjava

Izjavljujem da sam ovaj završni rad izradio samostalno, koristeći znanje stečeno tijekom studija i služeći se navedenom literaturom.

Zahvala

Zahvaljujem mentoru Dr.sc. Darku Vyroubalu, prof. V.Š. na savjetima, konzultacijama i pomoći ne samo pri izradi ovog završnog rada, već tokom cijelog studija. Isto tako hvala svima koji su mi bili podrška tijekom studiranja.

Sažetak

U vrijeme pisanja ovog rada, na tržištu gotovo da i nema infracrvenog (Infrared - IR) sustava za prijenos zvuka koji bi po dimenzijama odgovarao srodnim sustavima izvedenim u "bluetooth" tehnologiji. Stoga je cilj ovog rada realizirati sustav koji će korištenjem infracrvene tehnologije biti u mogućnosti prenijeti zvuk iz odašiljača u prijamnik koji se nalazi na udaljenosti od nekoliko metara. Sustav mora biti sposoban minimizirati ili u potpunosti eliminirati nepoželjni šum. Glasnoća ne smije varirati ovisno o kretnjama korisnika, što znači da za isti signal glasnoća zvuka na primjerice 1m udaljenosti od odašiljača mora biti ista kao na primjerice 3m. Sve to je potrebno izvesti sa što fizički manjim i sa što brojčano manje komponenata tako da sklop bude malih dimenzija i troši što manje energije. Baterija mora trajati barem nekoliko sati, što je trenutni limit komercijalno dostupnih ekvivalentnih sustava izvedenih u "bluetooth" tehnologiji. Potrebno je odabrati elektroničke komponente koje se napajaju naponom ne većim od 5V zbog zahtjeva za fizički malom baterijom.

Odašiljač će biti izveden tako da zvučni signal u električnom obliku, transformira u ekvivalentni IR signal i pošalje u prostor. Prijamnik mora biti u stanju prihvatiti taj signal, transformirati ga prvo natrag u električni, a potom vjerno u akustični oblik. To podrazumijeva većinu zvukova koji se pojavljuju u prirodi, uključujući ljudski govor i glazbu.

Summary

At the time of writing this text, almost no equivalent infrared (IR) system exists for sound transmission, which would match related systems implemented in "bluetooth" technology regarding dimensions. Therefore the goal of this thesis is to realise the system which would be able to transfer sound from transmitter to receiver separated few meters apart using infrared technology. The system must be capable of minimizing or completely eliminating unwanted noise. Loudness must not vary as the user moves, which means that for the same signal, loudness of the sound at for example 1m distance from transmitter, must be the same as that at 3m distance for example. Everything must be as small as possible, dimension wise as well as quantity wise, so the system would draw as little power as possible. Battery must last at least few hours, which is the current limit of commercially available equivalent systems implemented in bluetooth technology. It is necessary to pick electronic components which are powered with no more than 5V regarding demand for as small as possible battery size.

Transmitter will be able to transform the sound in its electric form to its equivalent IR signal and emit it in space. Receiver must be able to transform the received signal to its electric equivalent first, and then transform it back to the correct acoustic form. This includes most sounds that appear in nature including human voice and music.

Sadržaj

1. Optička bežična komunikacija	7
2. Elektronički elementi	8
2.1 Fotodioda	8
2.1.1 Najvažniji parametri	9
2.1.2 Načini spajanja	10
2.2 Infracrvena (Infrared - IR) dioda	11
2.2.1 Najvažniji parametri	11
2.3 Logaritamsko pojačalo	13
2.3.1 Princip rada	14
2.4 Petlja fazne povratne veze (Phase Locked Loop - PLL)	15
3. Proračuni	16
3.1 Izvod jednadžbe prostornog kuta	16
3.2 Snaga na fotodiodi ovisno o udaljenosti od izvora	20
3.2.1 Interpolacija polinomom	21
3.2.2 Problem međusobnog položaja (IR diode i fotodiode)	25
3.3 Modulacija	27
3.3.1 Amplitudna modulacija	28
4. Detaljan opis rada sklopova	32
4.1 Opis blok-sheme sustava	32
4.2 Sklop napajanja	33
4.3 Modulator	34
4.4 Audio utičnica i mjerenje izlaznih napona TV/monitora	35
4.5 NE555 Timer	38
4.6 Visokopropusni CR filter i analogno zbrajanje	39
4.7 Sklop odašiljača	41
4.7.1 Naponski djelitelj	43
4.7.2 Radna točka tranzistora	44
4.8 Sklop prijamnika	45
4.8.1 Fotodioda	46
4.8.2 Logaritamsko pojačalo	47
4.9 Automatska regulacija pojačanja (Automatic Gain Control)	51
4.9.1 Pojačalo s varijabilnim pojačanjem (Variable Gain Amplifier - VGA) ..	52

4.9.2 Pretvarač efektivne/srednje/vršne vrijednosti signala (RMS - peak/DC converter)	54
4.9.3 Mikrokontroler	57
4.10 Demodulacija	63
4.10.1 Pojasnopropusni filter	64
4.10.2 Problem noseće frekvencije	64
4.10.3 Pojačalo, komparator, PLL i demodulator	66
4.10.4 Visokopropusni CR filter, odvojni stupanj i niskopropusni filter	67
4.10.5 Kontrola glasnoće	68
Zaključak	71
Literatura	72

1. Optička bežična komunikacija [1],[2],[3]

Optička bežična komunikacija (Optical Wireless Communication - OWC) u prostoru koristi svjetlost koja može biti vidljiva, infracrvena ili ultraljubičasta (ultraviolet - UV) i prolazeći kroz prostor prenosi podatke korištene u telekomunikacijske svrhe ili za računalne mreže. Prostor može značiti vakuum, zrak, svemir i slično. To je način prijenosa podataka bez fizičkog povezivanja korištenjem svjetla, za razliku od optičkih kablova ili prijenosnih linija (transmission lines). Tehnologija se koristi kada su fizičke konekcije nepraktične bilo zbog cijene ili nekih drugih okolnosti.

Pouzdanost ovakvog prijenosa podataka na veće udaljenosti je oduvijek bio problem za komercijalne telekomunikacije. Konstantno, istraživanja pokazuju preveliki broj izgubljenih paketa i grešaka signala pri relativno malim udaljenostima (~450m). Vojska redovito postiže bolje rezultate u svojim istraživanjima kada je riječ o pouzdanosti prijenosa, a maksimalnu udaljenost procjenjuju na ~3km. Sve studije se slažu u jednom; stabilnost i kvaliteta najviše ovise o atmosferskim faktorima kao što su kiša, magla, toplina, prašina i sl.

Od svega navedenog, glavni razlog zbog kojeg je ovaj način prijenosa podataka još uvijek rezerviran za nekomercijalne svrhe je magla koja na udaljenostima većim od 500m ne dozvoljava laserskim vezama (laser links) pouzdanost od 99.999%.

Kako bi se ublažili ovi problemi proizvođači su pronašli neka rješenja; sustavi sa više zraka i više puteva propagacije koji koriste više odašiljača i prijamnika, neki sustavi pojačavaju svjetlosni signal kod kišnog ili maglovitog vremena ili pri pojavi dima.

Bez obzira na navedene probleme, istraživanja se nastavljaju najviše za vojne i svemirske potrebe uključujući među satelitsku komunikaciju. Godine 2004. u Japanu je osnovan "Visible Light Communication Consortium". Baziran je na istraživanjima koja su koristila bijele diode koje emitiraju svjetlost (Light Emitting Diode - LED), sustav za osvjetljenje korišteno za LAN (Local Area Network) u zatvorenom prostoru. Takvi sustavi pokazuju prednosti nad tradicionalnim UHF RF prijenosima uključujući bolju izolaciju među sustavima, veličinu i cijenu prijamnika i odašiljača i kombinaciju prostornog osvjetljenja i načina komunikacije u istom sklopu. RF tehnologija je najzaslužnija za brzi uspon bežičnog prijenosa podataka zadnjih 40-ak godina ali EM (elektromagnetski) spektar koji RF koristi postaje ograničen kapacitetom kako broj uređaja na tržištu raste. Suvremena OWC koristi ili lasere ili diode koje emitiraju svjetlost (LED) pa zagušenje spektra ne predstavlja problem u zatvorenim prostorima pošto IR, UV ili vidljiva svjetlost ne prolazi kroz prepreke.

Sve gušće raspoređeni vodovi u mikroprocesorima zbog zahtjeva za sve manjim komponentama sa sve više funkcija dovodi do povećanja parazitnog kapaciteta u mikroprocesorima i duljeg vremena propagacije (propagation delay). Taj fenomen poznat je pod nazivom "interconnect bottleneck" i postaje glavni problem modernih računalnih sustava. Problem može biti riješen zamjenom metalnih spojeva optičkim.

Svjetlosna zraka može biti vrlo uska, što ju čini težom za presresti neautoriziranoj trećoj strani što povećava sigurnost komunikacije, a niti enkripcija nije ništa kompliciranija od RF prijenosa. Treba napomenuti i izostanak elektromagnetske interferencije (Electromagnetic Interference - EMI) koja je prisutna pri korištenju mikrovalova pri komunikaciji.

Li-Fi je dvosmjerna, visokobrzinska i potpuno umrežena bežična komunikacija koja podsjeća na Wi-Fi. Li-Fi je "podskup" OWC-a i može biti dodatak RF komunikaciji ili potpuna zamjena. Koristi vidljivi, infracrveni ili ultraljubičasti elektromagnetski (EM) spektar, prenosi veću količinu podataka i predstavljeno je kao rješenje za "RF-bandwidth" sve prisutnija ograničenja. Li-Fi tržištu se predviđa godišnji rast (compound annual growth rate) od 82% u razdoblju od 2013. do 2018. godine i vrijednost preko \$6 milijardi godišnje do 2018.

Komunikacija vidljivom svjetlošću se zasniva na paljenju i gašenju LED dioda mjerljivom u nanosekundama što je daleko više nego potrebna brzina kako ljudsko oko ne bi primjetilo titranje. Prepreke između odašiljača i prijamnika nisu problem pošto svjetlost koja se reflektira od zida i dalje može postići brzinu prijenosa podataka od 70 Mbit/s.

Li-Fi ne uzrokuje elektromagnetske smetnje pa je pogodan za korištenje u elektromagnetski osjetljivim okruženjima kao što su zrakoplovi i bolnice.

U Kolovožu 2013. brzine preko 1.6Gbit/s su ostvarene korištenjem jedne LED diode.

Procjenjuje se da će Li-Fi biti deset puta jeftiniji od Wi-Fi i to uz brzinu od preko 10Gbit/s što je 250 puta brže od superbrzog širokopojsnog prijenosa (broadband).

2.Elektronički elementi

2.1 Fotodioda [4]

Fotodioda je poluvodički element koji pretvara svjetlosnu energiju u električnu. Struja se generira kada se fotoni apsorbiraju u fotodiodi. Mala količina struje se generira i dok svjetlost nije prisutna (tzv. tamna struja - dark current). Obična, tradicionalna solarna ćelija korištena za

generiranje solarne snage je fotodioda velike površine. Fotodioda je namijenjena za korištenje u zapornom (reverse bias) modu.

Kada foton pogodi fotodiodu, stvara se par elektron-šupljina, mehanizam poznat pod nazivom unutarnji fotoelektrični efekt. Ako se apsorpcija dogodi u području barijere, nositelji naboja se nađu pod utjecajem električnog polja unutar barijere i šupljine se premještaju prema anodi a elektroni prema katodi što čini električnu struju.

Ukupna struja kroz fotodiodu je suma tamne struje (dark current) i struje proizvedene na gore opisani način. Tamna struja mora biti što manja kako bi osjetljivost uređaja bila veća.

2.1.1 Najvažniji parametri

Parametri o kojima ovisi kvaliteta fotodiode su sljedeći:

- **Odziv** (responsivity). Spektralni odziv je omjer generirane struje u fotodiodi (fotostruje) i snage svjetlosti koja pada na njenu aktivnu površinu. Izražava se u A/W. Ovisnost o valnoj duljini može biti prikazana pod nazivom kvantna efikasnost (quantum efficiency), odnosno omjer generiranih nositelja i fotona prikupljenih na aktivnoj površini.
- **Tamna struja** (dark current). Struja koja se generira u fotodiodi kada nema svjetla. Uključuje struju generiranu od strane pozadinskog zračenja i struje zasićenja PN spoja. Potencijalni je izvor šuma u sustavima optičke komunikacije.
- **Vrijeme odziva**. Foton apsorbiran u poluvodičkom materijalu generira par elektron-šupljina koji se pod utjecajem električnog polja gibaju kroz materijal čineći struju. Preraspodjela tih nosioca je poznata pod nazivom "transit-time spread". Električni otpor i kapacitet fotodiode i vanjskog kruga čine dodatno vrijeme odziva poznato pod nazivom RC vremenska konstanta. Ta kombinacija R i C produljuje odziv na impuls. Ako se koristi za optičke komunikacije, vrijeme odziva određuje širinu frekvencijskog pojasa (bandwidth) prijenosa podataka.
- **Ekvivalentna snaga šuma** (Noise-Equivalent Power - NEP). Minimalna ulazna svjetlosna snaga potrebna za generiranje fotostruje. To je u suštini minimalna snaga koju je fotodioda u stanju detektirati.

Kada se fotodioda koristi u svrhe OWC-a svi ovi faktori doprinose osjetljivosti optičkog prijamnika, što je minimalna ulazna snaga potrebna prijamniku za postizanje potrebne kvalitete komunikacije ("bit error rate").

PIN diode imaju široko intrinzično područje između P i N regija što ih čini inferiornim ispravljačima ali imaju brzo vrijeme odziva (do nekoliko desetaka GHz) i osjetljivije su od PN dioda i stoga su idealne za OWC.

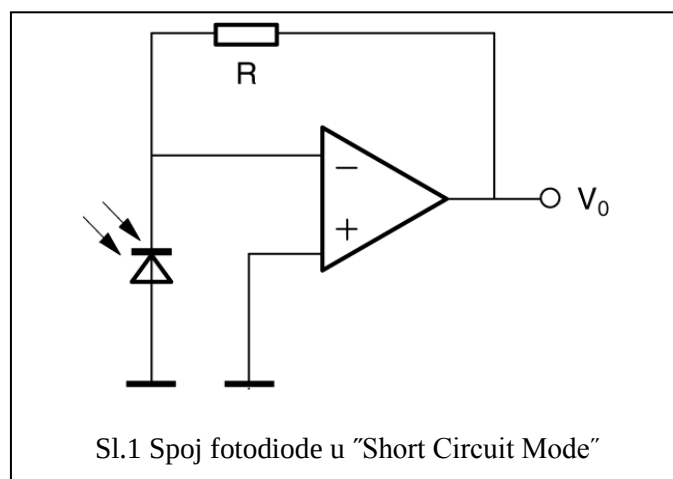
2.1.2 Načini spajanja [5]

Postoje četiri glavna načina spajanja fotodioda i ostalih komponenata strujnog kruga. To su:

- Open Circuit Mode - fotodioda neopterećena, naponski izvor
- Short Circuit Mode - fotodioda u kratkom spoju, strujni izvor
- Photoconductive Mode - fotodioda opterećeni strujni izvor
- Photovoltaic Mode - fotodioda opterećeni naponski izvor

U ovom radu koristi se "Short Circuit Mode" pa je potrebno implementirati strujno-naponski pretvarač prikazan na Sl.1. Sklop na slici smanjuje efekte tamne struje jer nema značajnog pada napona na diodi a time niti električnog polja koje bi pojačalo tamnu struju. U usporedbi sa "Photovoltaic Mode" temperaturna ovisnost izlaznog signala je puno manja. Temperaturni koeficijent reverzne struje je pozitivan za $\lambda > 900nm$ i raste sa povećanjem valne duljine. Za $\lambda < 600nm$, temperaturni koeficijent je negativan.

Unutar navedenih valnih duljina, izlaz gotovo i ne ovisi o temperaturi a izlazni napon V_0 je direktno proporcionalan primljenoj snazi Φ_e .



$$V_o = -R \cdot \Phi_e \cdot S(\lambda) \quad (1)$$

$$V_{oc} = -I_{sc} \cdot R \quad (2)$$

2.2 Infracrvena (Infrared - IR) dioda [6]

Infracrveno zračenje je elektromagnetsko zračenje čija je valna duljina veća nego kod vidljive svjetlosti. IR-A 780 nm do 1400 nm, IR-B 1.4 μm do 3 μm , IR-C 3 μm do 1mm.

LED je PN spoj koji emitira svjetlost kada je aktivan, odnosno kada minimalno potreban napon djeluje na njegovim krajevima. Elektroni se tada rekombiniraju sa šupljinama i oslobađaju energiju u obliku svjetla. Boja emitiranog svjetla ovisi o širini zabranjenog energetskog pojasa (band gap) poluvodiča. Najvažniji razlog zašto se infracrvene diode koriste za optičku komunikaciju su t_r (Rise time) i t_f (Fall time) koji iznose svega nekoliko ns, a objašnjeni su kasnije u tekstu.

2.2.1 Najvažniji parametri

Najvažniji parametri kod izbora infracrvene diode su:

- **sr**, "Steradian" je mjerna jedinica prostornog kuta Ω , koji ima hvatište u centru sfere. Oblik površine sfere nije bitan. Bilo koja dva (ili više) oblika na površini sfere koji imaju jednake površine imaju isti i prostorni kut.

- **I_e** , "Radiant intensity" (izvora u danom smjeru). Omjer "radiant flux" $d\Phi_e$ koji izlazi iz izvora i prostornog kuta $d\Omega$ kroz koji prolazi. $I_e = \frac{d\Phi_e}{d\Omega}$, mjerna jedinica: $\frac{W}{sr}$

- **Φ_e ; Φ ; **P****, "Radiant flux; radiant power". Predana ili primljena snaga u obliku zračenja, jedinica: W

- **$S(\lambda)$** , "Absolute spectral sensitivity" pri valnoj duljini λ je omjer izlazne količine y i ulazne količine x u rasponu valnih duljina λ do $\lambda + \Delta\lambda$. $S(\lambda) = \frac{dy(\lambda)}{dx(\lambda)}$. Ako "radiant power" $\Phi_e(\lambda)$ neke valne duljine λ padne na svjetlosno osjetljivu (radiationsensitive) površinu detektora i generira struju I_{ph} , $S(\lambda)$ je omjer generirane struje I_{ph} i "radiant power" $\Phi_e(\lambda)$ koja pada na detektor. $S(\lambda) = \frac{I_{ph}}{\Phi_e(\lambda)}$, jedinica: $\frac{A}{W}$

- **Ω** , "Solid angle". Prostorni kut, tj. prostor omeđen zrakama koje izviru iz točke i čine

zatvorenu krivulju na sferi. Površina (A) na sferi nastala ovim putem iznosi $A = \Omega \cdot r^2$.

Prostorni kut cijele sfere iznosi $4\pi \text{ sr}$. Konus kuta $\frac{\alpha}{2}$ čini prostorni kut

$$\Omega = 2\pi \left(1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \right) = 4\pi \sin^2\left(\frac{\alpha}{4}\right), \text{ jedinica: sr}$$

- $\varphi = \alpha/2$, "Half-Intensity angle". Kut pri kojem je intenzitet zračenja jednak polovici maksimalnog intenziteta.

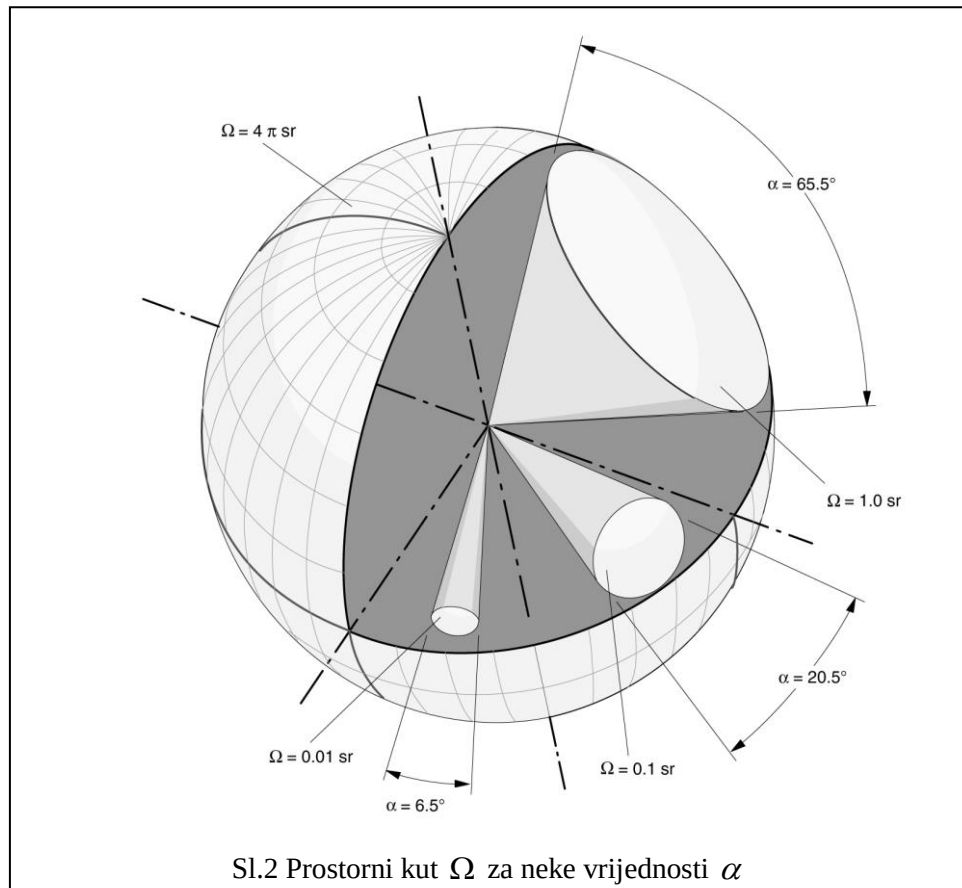
- λ_p , "Wavelength". Valna duljina najveće osjetljivosti.

- t_r , "Rise time". Vremenski interval između najmanjeg intenziteta i najvećeg intenziteta zračenja. Obično se uzima 90% i 10% za gornju i donju vrijednost.

- t_f , "Fall time". Vremenski interval između najvećeg intenziteta i najmanjeg intenziteta zračenja. Obično se uzima 90% i 10% za gornju i donju vrijednost.

- I_f , "Continuous forward current". Konstantna struja kroz diodu.

Primjer prostornog kuta Ω je dan na Sl.2.

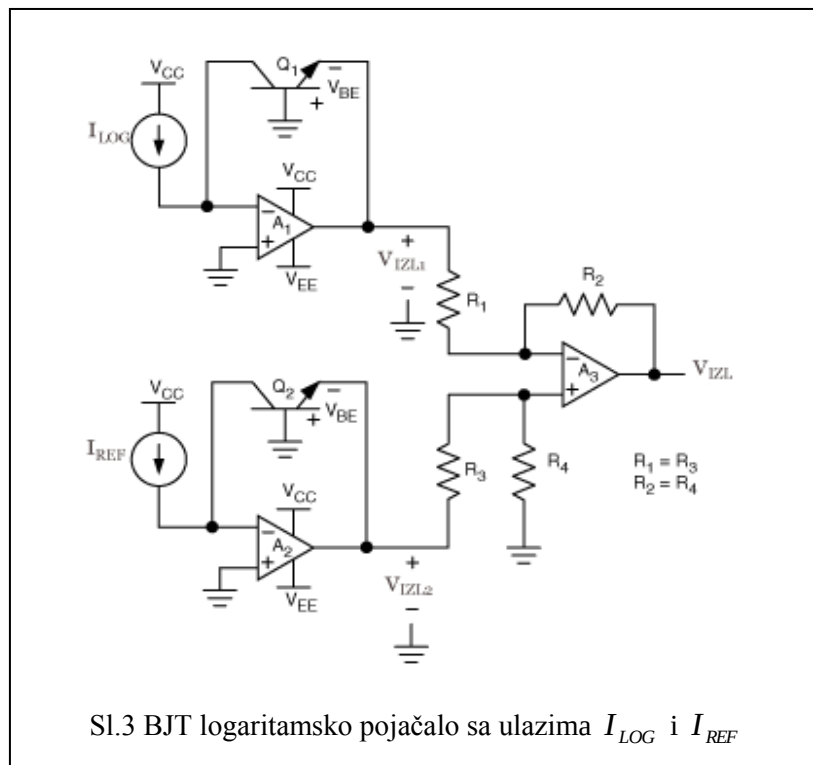


2.3 Logaritamsko pojačalo [7]

Kao što se može zaključiti iz naziva, izlaz iz logaritamskog pojačala je povezan sa ulazom preko matematičke "log" funkcije (logaritamska baza nije ključna jer su logaritmi različitih baza povezani konstantama). Korištenjem logaritamske funkcije moguće je sažeti dinamički raspon signala koji sustav mora obraditi.

Moderna logaritamska pojačala se više ne rade pomoću diskretnih komponenti već su realizirani preko integriranih krugova (IC). Diskretne komponente su osjetljive na temperaturne promjene i teško ih je podesiti da daju precizne rezultate.

U klasičnom PN-spoj baziranom DC logaritamskom pojačalu, bipolarni tranzistor (koji iskazuje eksponencijalnu zavisnost struje kolektora o naponu baza-emiter) se nalazi u povratnoj vezi pojačala kako bi bilo moguće postići logaritamsku I-V povezanost. Ovisno koristi li se NPN ili PNP bipolarni tranzistor, logaritamsko pojačalo radi ili kao strujni ponor ili strujni izvor, što utječe na predznak izlaznog napona.



2.3.1 Princip rada

Struja I_{LOG} uzrokuje napon na izlazu:

$$V_{IZL} = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_c}{I_s}\right) \approx \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_{LOG}}{I_s}\right) \quad (3)$$

gdje su:

$$k = 1.381 \cdot 10^{-23} \frac{J}{K} \text{ (Boltzmanova konstanta)}$$

T = apsolutna temperatura (K)

$$q = 1.602 \cdot 10^{-19} C \text{ (Elementarni naboj)}$$

I_c = struja kolektora

I_{LOG} = ulazna struja

I_s = reverzna struja zasićenja

$\ln$ = prirodni logaritam

Sklop na Sl.3 se upotrebljava u modernim IC jer oduzimanjem V_{IZL2} od V_{IZL1} izlaz se oslobađa temperaturne ovisnosti koju inače sa sobom nosi I_s . Oba tranzistora moraju imati gotovo identična svojstva i na što manjoj međusobnoj udaljenosti kako bi se članovi I_s u potpunosti poništili.

$$V_{IZL} = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_{LOG}}{I_s}\right) - \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_{REF}}{I_s}\right) \quad (4)$$

$$V_{IZL} = \frac{kT}{q} \left[\ln\left(\frac{I_{LOG}}{I_s}\right) - \ln\left(\frac{I_{REF}}{I_s}\right) \right] \quad (5)$$

$$V_{IZL} = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_{LOG}}{I_{REF}}\right) \quad (6)$$

$$V_{IZL} = \frac{kT}{q} \ln(10) \log_{10}\left(\frac{I_{LOG}}{I_{REF}}\right) \quad (7)$$

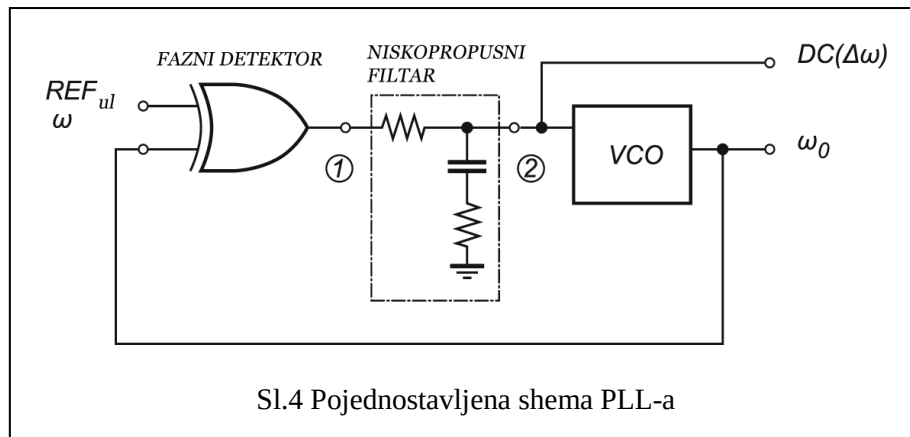
Izraz (7) je i dalje podložan temperaturnim promjenama zbog ovisnosti o apsolutnoj temperaturi T . Dodavanjem elemenata za temperaturnu kompenzaciju ova ovisnost se može gotovo u potpunosti eliminirati pa se dobije idealna jednažba:

$$V_{IZL} = K \log_{10}\left(\frac{I_{LOG}}{I_{REF}}\right) \quad (8)$$

Najčešća primjena logaritamskih pojačala je pri mjerenju intenziteta svjetlosti. Dvije implementacije se najviše koriste. U prvoj, koja će biti prikazana u ovom radu, jedna fotodioda je spojena na I_{LOG} ulaz dok je drugi ulaz spojen na referentnu struju I_{REF} . Ovaj spoj se koristi kada je od interesa apsolutan intenzitet svjetlosti. Druga implementacija koristi dvije fotodiode, jedna spojena na I_{LOG} ulaz a druga na I_{REF} ulaz i služi za mjerenje logaritamskog omjera svjetlosnih intenziteta.

2.4 Petlja fazne povratne veze (Phase Locked Loop - PLL) [8]

Dva različita signala mogu biti sinkronizirani u fazi, frekvenciji, ili i u fazi i u frekvenciji. PLL sadrži petlju povratne veze i stabilan referentni signal kako bi kontrolirao frekvenciju i fazu svog naponski upravljanog oscilatora (voltage controlled oscillator - VCO). Drugim riječima, PLL pokušava točno slijediti referentni signal u vremenu. PLL konstantno pokušava prilagoditi svoj unutarnji VCO kako bi uskladio signal sa referentnim. Na Sl.4 je prikazana pojednostavljena shema.



U svom najosnovnijem obliku, PLL sadrži tri glavna elementa : fazni detektor, niskopropusni RC filter i VCO povezane u povratnu vezu.

Fazni detektor uspoređuje frekvenciju i fazu svog VCO signala sa referentnim signalom. Izlazni signal faznog detektora u točki 1 izgleda kao pulsno-širinski modulirani (Pulse-Width Modulated - PWM) signal čija je prosječna vrijednost funkcija fazne i frekvencijske razlike. Nakon prolaza kroz filter, taj signal postaje istosmjerni (DC) i ulazi u VCO kao upravljački napon.

Može se definirati fazna greška Φ_{gr} kao:

$$\Phi_{gr} = \Phi_{ul} - \Phi_{izl} \quad (9)$$

Izmjerena fazna greška koristi za generiranje proporcionalne naponske greške v_{gr} :

$$v_{gr} = K_{ph} \cdot \Phi_{gr} \quad (10)$$

gdje je konstanta proporcionalnosti K_{ph} . Naponsku grešku VCO koristi za generiranje adekvatne frekvencije. U praktičnoj primjeni (10) izgleda ovako:

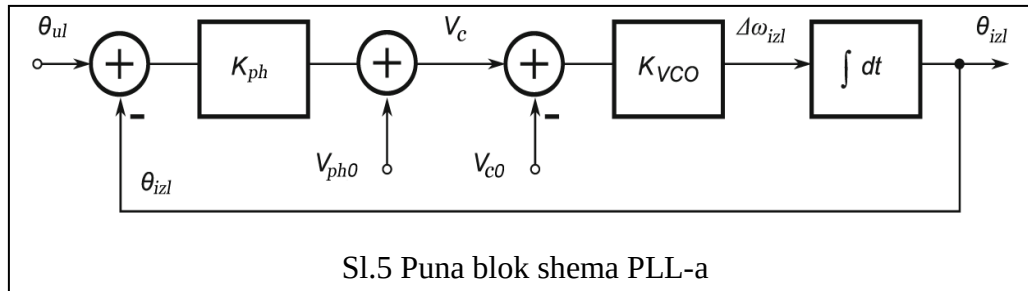
$$v_{gr} = K_{ph} \cdot \Phi_{gr} + v_{ph0} = v_c \quad (11)$$

gdje je v_{ph0} kontrolni napon koji dozvoljava sklopu da podiže i spušta frekvenciju u odnosu na neku nominalnu frekvenciju ω_0 bez promjene predznaka.

PLL petlja počinje na ulazu u fazni detektor gdje se uspoređuju faza VCO sklopa (Φ_{izl}) i faza referentnog signala (Φ_{ul}) i generira se napon pogreške prema (11). Ako je faza referentnog signala različita od VCO faze, generira se adekvatni v_{gr} signal. On se dodaje signalu v_{c0} koji prisili VCO da promjeni svoju frekvenciju $\Delta\omega_{izl}$ u odnosu na svoju nominalnu frekvenciju.

$$\Delta\omega_{izl} = K_{VCO} \cdot (v_c - v_{c0}) \quad (12)$$

Promjena frekvencije se transformira u novu fazu pomoću integratora. Nakon prvog kruga, dva signala su sada bliža a petlja prisiljava VCO da mijenja frekvenciju dok god dvije faze nisu iste i fazni detektor ne generira $v_{gr} = 0$, a VCO više ne mijenja frekvenciju. Cijela nadomjesna blok-shema je prikazana na Sl.5.



3. Proračuni

3.1 Izvod jednadžbe prostornog kuta

Iz Sl.6 izraz za diferencijal površine malog dijela kugle ds_x iznosi:

$$ds_x = l \cdot dz \quad (13)$$

Uz pretpostavku dovoljno male veličine dz , duljina l je konstantna pa se ova površina može tretirati kao pravokutnik.

Ovisnost veličine z o radijusu kugle r i kutu $\frac{\alpha}{2}$ iz Sl.7 je:

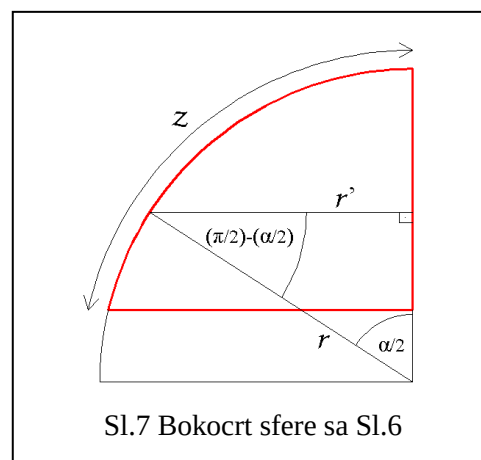
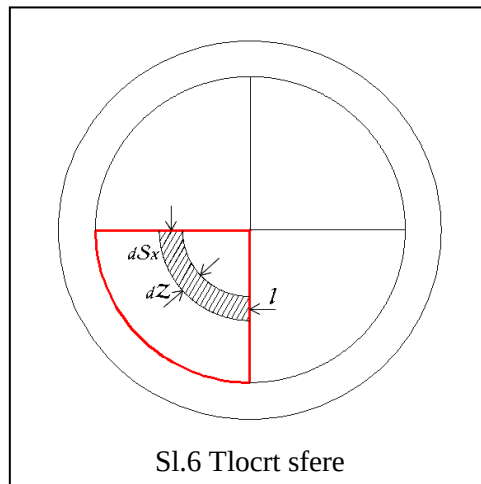
$$z = r \cdot \frac{\alpha}{2} \quad (14)$$

Luk l u ovisnosti od veličine r' je:

$$l(r') = \frac{(2r' \pi)}{4} \quad (15)$$

Prvo se nađe ovisnost r' o $\frac{\alpha}{2}$:

$$r' \left(\frac{\alpha}{2} \right) = r \cdot \cos \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} \right) \quad (16)$$



Nakon uvrštenja (14) u (16) dobije se r' u ovisnosti o z :

$$r'(z) = r \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{z}{r}\right) \quad (17)$$

Uvrštavanjem (17) u (15) dobije se tražena ovisnost l o z :

$$l(z) = \frac{r\pi}{2} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{z}{r}\right) \quad (18)$$

Iz (18) i (13) slijedi:

$$ds_x = \frac{r\pi}{2} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{z}{r}\right) dz \quad (19)$$

Za iznos površine potrebno je integrirati obje strane (19). Rezultat integracije je:

$$\begin{aligned} s_x &= -\frac{r^2\pi}{2} \cdot \cos\left(\frac{z}{r}\right) + k \\ &= -\frac{r^2\pi}{2} \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) + k \end{aligned} \quad (20)$$

gdje je k konstanta koja ovisi o početnim uvjetima.

Početni uvjeti:

Kada $\alpha \rightarrow 0$, površina $s_x \rightarrow 0$, pa slijedi:

$$0 = -\frac{r^2\pi}{2} \cdot \cos(0) + k$$

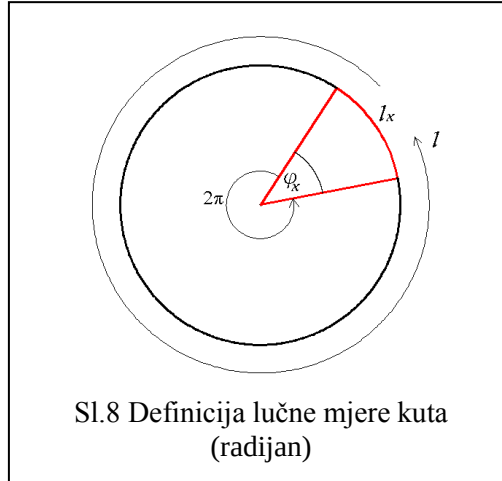
$$k = \frac{r^2\pi}{2}$$

Nakon uvrštenja k u (20) :

$$s_x = -\frac{r^2\pi}{2} \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) + \frac{r^2\pi}{2} \quad (21)$$

Slijedi površina kugline kape u ovisnosti o r i α :

$$s_x(r, \alpha) = 2r^2\pi \cdot \left(1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right) \quad (22)$$



Iz Sl.8 jasno je da vrijedi izraz:

$$\frac{l_x}{l} = \frac{\varphi_x}{2\pi}$$

pa se analogno tome iz Sl.9 može pronaći izraz:

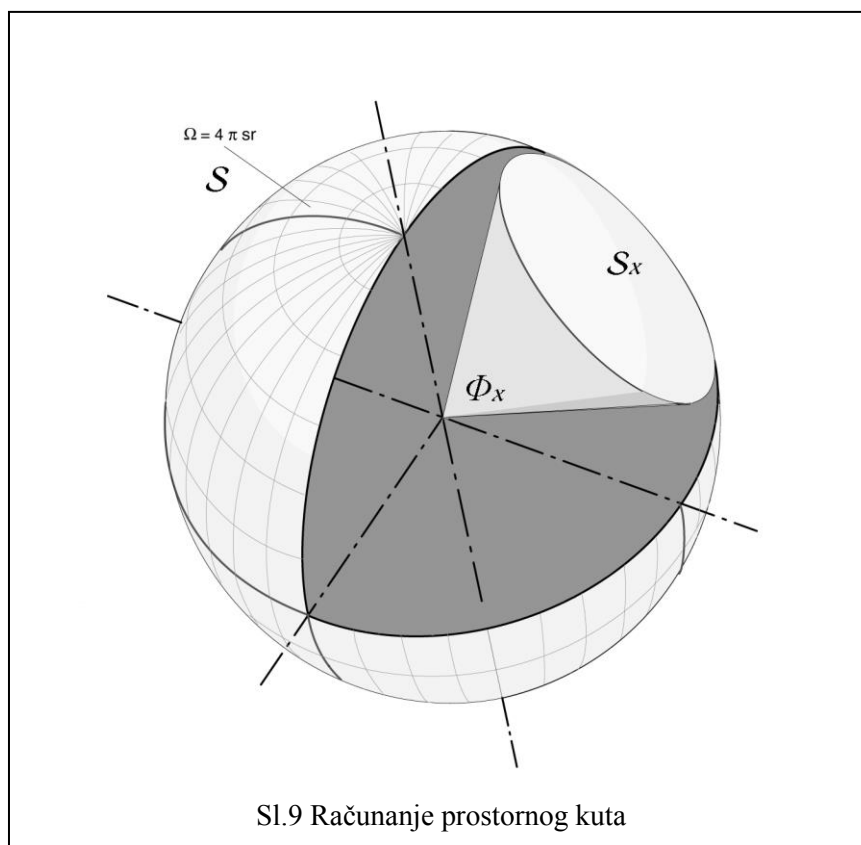
$$\frac{s_x}{s} = \frac{\Phi_x}{4\pi}$$

Uvrštenjem izraza za površinu kugle $s = 4r^2\pi$ slijedi:

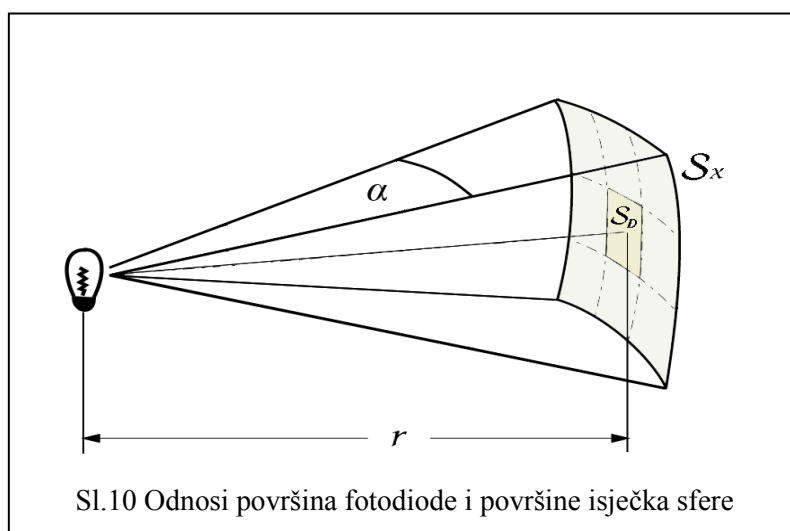
$$\Phi_x = \frac{s_x}{r^2} \quad (23)$$

Uvrštenje (22) u (23) daje izraz za prostorni kut Φ_x u ovisnosti o α :

$$\Phi_x = 2\pi \cdot \left(1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right) \quad (24)$$



3.2 Snaga na fotodiodi ovisno o udaljenosti od izvora



Ako se infracrvena emitterska dioda promatra kao točkasti izvor, tada iz Sl.10 slijedi izraz za snagu:

$$P(r) = P(Sr) \cdot \frac{S_D}{S_x(r)} \quad (25)$$

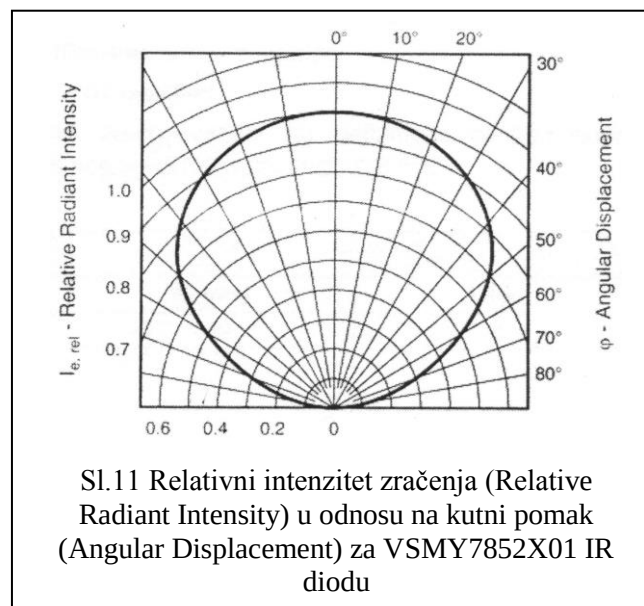
gdje je $P(Sr)$ snaga u mW koju preda IR emitterska dioda u prostoru od jednog steradiana i redovito je navedena u podacima proizvođača (data sheet) pod oznakom $I_e [mW/sr]$. S_D je efektivna foto-osjetljiva površina (Effective photosensitive area), odnosno površina na fotodiodi na kojoj se odvija transformacija svjetlosne u električnu energiju, a $S_x(r)$ izraz površine kugline kape u ovisnosti od r i α iz (22).

Gornja jednačba je idealizirani slučaj u kojem emitterska IR dioda preda 100% snage I_e fotodiodi bez obzira gdje se ona nalazi u prostoru. Isto tako u idealnom slučaju (25) fotodioda prima 100% snage I_e , bez obzira pod kojim kutom se u odnosu na nju nalazi emitterska IR dioda. U praksi to nije slučaj već predana/primljena snaga padaju ili rastu ovisno o međusobnom položaju IR diode i fotodiode pa je (25) potrebno "nadopuniti".

Ta ovisnost je u podacima proizvođača prikazana u obliku grafova na Sl.11 i Sl.12.

Kako u podacima proizvođača nema tih informacija prikazanih u obliku jednačbi, potrebno je nekako "izvući" jednačbe iz grafova. Odnosno potrebno je opisati postotke $S_E(\varphi)$ i $S_R(\varphi)$, od ukupne predane snage $P(Sr)$ IR diode, koju primi fotodioda u ovisnosti o kutnom pomaku (angular displacement) φ . $S_E(\varphi)$ potječe iz Sl.11, a $S_R(\varphi)$ iz Sl.12 i mogu poprimiti vrijednosti od 0 za najgori mogući slučaj, do 1 za idealni slučaj. Potrebno je naglasiti da IR dioda i fotodioda imaju svaka "svoj" kut φ , odnosno, IR dioda može biti okrenuta od svog "cilja" (fotodioda) za neki kut φ_1 , a isto tako i "cilj" može biti okrenut od svog "izvora" (IR dioda) za neki kut φ_2 .

3.2.1 Interpolacija polinomom

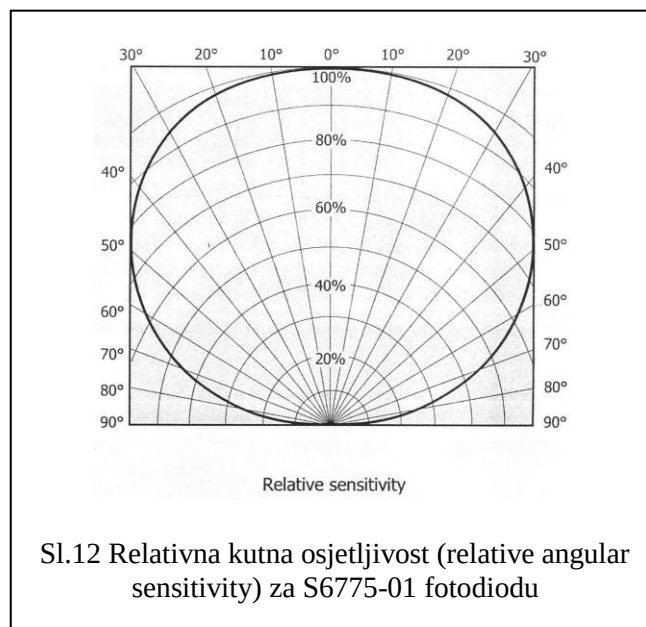


Jedan od načina kako pronaći jednadžbe je pomoću interpolacije polinomom. Prvo je potrebno vrijednosti iz Sl.11 i Sl.12 napisati u obliku tablica.

Iz Sl.11 slijedi Tablica1:

$\varphi_1 [^\circ]$	S_E
0	1.00
10	0.99
20	0.96
30	0.90
40	0.825
50	0.70
60	0.50
70	0.30
80	0.10
85	0.00

Tablica1. Ovisnost
veličine S_E o φ_1



Iz Sl.12 slijedi Tablica2:

$\varphi_2[^\circ]$	S_R
0	1.00
10	0.99
20	0.975
30	0.94
40	0.875
50	0.76
60	0.62
70	0.45
80	0.25
90	0.00

Tablica2. Ovisnost
veličine S_R o φ_2

U oba slučaja uzeto je 10 točaka. Ukoliko je potrebna veća preciznost, može se uzeti i više. Niti iz Sl.11 niti iz Sl.12 nije moguće iščitati vrijednosti sa velikom točnošću, pa je time i broj točaka ograničen. Kako je uzeto 10 točaka, potreban je polinom devetog stupnja općenitog oblika:

$$f(x) = a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 + a_4x^4 + a_5x^5 + a_6x^6 + a_7x^7 + a_8x^8 + a_9x^9$$

Piše se deset jednadžbi sa deset nepoznanica, pa iz Tablice1 slijedi:

$$1.00 = a_0 + a_1 0^\circ + a_2 0^{\circ^2} + a_3 0^{\circ^3} + a_4 0^{\circ^4} + a_5 0^{\circ^5} + a_6 0^{\circ^6} + a_7 0^{\circ^7} + a_8 0^{\circ^8} + a_9 0^{\circ^9}$$

$$0.99 = a_0 + a_1 10^\circ + a_2 10^{\circ^2} + a_3 10^{\circ^3} + a_4 10^{\circ^4} + a_5 10^{\circ^5} + a_6 10^{\circ^6} + a_7 10^{\circ^7} + a_8 10^{\circ^8} + a_9 10^{\circ^9}$$

$$0.96 = a_0 + a_1 20^\circ + a_2 20^{\circ^2} + a_3 20^{\circ^3} + a_4 20^{\circ^4} + a_5 20^{\circ^5} + a_6 20^{\circ^6} + a_7 20^{\circ^7} + a_8 20^{\circ^8} + a_9 20^{\circ^9}$$

$$0.90 = a_0 + a_1 30^\circ + a_2 30^{\circ^2} + a_3 30^{\circ^3} + a_4 30^{\circ^4} + a_5 30^{\circ^5} + a_6 30^{\circ^6} + a_7 30^{\circ^7} + a_8 30^{\circ^8} + a_9 30^{\circ^9}$$

$$0.825 = a_0 + a_1 40^\circ + a_2 40^{\circ^2} + a_3 40^{\circ^3} + a_4 40^{\circ^4} + a_5 40^{\circ^5} + a_6 40^{\circ^6} + a_7 40^{\circ^7} + a_8 40^{\circ^8} + a_9 40^{\circ^9}$$

$$0.70 = a_0 + a_1 50^\circ + a_2 50^{\circ^2} + a_3 50^{\circ^3} + a_4 50^{\circ^4} + a_5 50^{\circ^5} + a_6 50^{\circ^6} + a_7 50^{\circ^7} + a_8 50^{\circ^8} + a_9 50^{\circ^9}$$

$$0.50 = a_0 + a_1 60^\circ + a_2 60^{\circ^2} + a_3 60^{\circ^3} + a_4 60^{\circ^4} + a_5 60^{\circ^5} + a_6 60^{\circ^6} + a_7 60^{\circ^7} + a_8 60^{\circ^8} + a_9 60^{\circ^9}$$

$$0.30 = a_0 + a_1 70^\circ + a_2 70^{\circ^2} + a_3 70^{\circ^3} + a_4 70^{\circ^4} + a_5 70^{\circ^5} + a_6 70^{\circ^6} + a_7 70^{\circ^7} + a_8 70^{\circ^8} + a_9 70^{\circ^9}$$

$$0.10 = a_0 + a_1 80^\circ + a_2 80^{\circ 2} + a_3 80^{\circ 3} + a_4 80^{\circ 4} + a_5 80^{\circ 5} + a_6 80^{\circ 6} + a_7 80^{\circ 7} + a_8 80^{\circ 8} + a_9 80^{\circ 9}$$

$$0.00 = a_0 + a_1 85^\circ + a_2 85^{\circ 2} + a_3 85^{\circ 3} + a_4 85^{\circ 4} + a_5 85^{\circ 5} + a_6 85^{\circ 6} + a_7 85^{\circ 7} + a_8 85^{\circ 8} + a_9 85^{\circ 9}$$

Nakon rješavanja ovog sustava jednačbi dobiju se koeficijenti a_0 do a_9 :

a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6	a_7	a_8	a_9
1.00	0.68	-11.75	76.66	-267.61	533.88	-628.87	430.87	-158.44	24.15

Za IR diodu slijedi:

$$S_E(\varphi_1) = 1 + 0.68\varphi_1 - 11.75\varphi_1^2 + 76.66\varphi_1^3 - 267.61\varphi_1^4 + 533.88\varphi_1^5 - 628.87\varphi_1^6 + 430.87\varphi_1^7 - 158.44\varphi_1^8 + 24.15\varphi_1^9$$

Cijeli postupak treba ponoviti za fotodiodu pa se piše deset jednačbi sa deset nepoznanica iz Tablice2:

$$1.00 = a_0 + a_1 0^\circ + a_2 0^{\circ 2} + a_3 0^{\circ 3} + a_4 0^{\circ 4} + a_5 0^{\circ 5} + a_6 0^{\circ 6} + a_7 0^{\circ 7} + a_8 0^{\circ 8} + a_9 0^{\circ 9}$$

$$0.99 = a_0 + a_1 10^\circ + a_2 10^{\circ 2} + a_3 10^{\circ 3} + a_4 10^{\circ 4} + a_5 10^{\circ 5} + a_6 10^{\circ 6} + a_7 10^{\circ 7} + a_8 10^{\circ 8} + a_9 10^{\circ 9}$$

$$0.975 = a_0 + a_1 20^\circ + a_2 20^{\circ 2} + a_3 20^{\circ 3} + a_4 20^{\circ 4} + a_5 20^{\circ 5} + a_6 20^{\circ 6} + a_7 20^{\circ 7} + a_8 20^{\circ 8} + a_9 20^{\circ 9}$$

$$0.94 = a_0 + a_1 30^\circ + a_2 30^{\circ 2} + a_3 30^{\circ 3} + a_4 30^{\circ 4} + a_5 30^{\circ 5} + a_6 30^{\circ 6} + a_7 30^{\circ 7} + a_8 30^{\circ 8} + a_9 30^{\circ 9}$$

$$0.875 = a_0 + a_1 40^\circ + a_2 40^{\circ 2} + a_3 40^{\circ 3} + a_4 40^{\circ 4} + a_5 40^{\circ 5} + a_6 40^{\circ 6} + a_7 40^{\circ 7} + a_8 40^{\circ 8} + a_9 40^{\circ 9}$$

$$0.76 = a_0 + a_1 50^\circ + a_2 50^{\circ 2} + a_3 50^{\circ 3} + a_4 50^{\circ 4} + a_5 50^{\circ 5} + a_6 50^{\circ 6} + a_7 50^{\circ 7} + a_8 50^{\circ 8} + a_9 50^{\circ 9}$$

$$0.62 = a_0 + a_1 60^\circ + a_2 60^{\circ 2} + a_3 60^{\circ 3} + a_4 60^{\circ 4} + a_5 60^{\circ 5} + a_6 60^{\circ 6} + a_7 60^{\circ 7} + a_8 60^{\circ 8} + a_9 60^{\circ 9}$$

$$0.45 = a_0 + a_1 70^\circ + a_2 70^{\circ 2} + a_3 70^{\circ 3} + a_4 70^{\circ 4} + a_5 70^{\circ 5} + a_6 70^{\circ 6} + a_7 70^{\circ 7} + a_8 70^{\circ 8} + a_9 70^{\circ 9}$$

$$0.25 = a_0 + a_1 80^\circ + a_2 80^{\circ 2} + a_3 80^{\circ 3} + a_4 80^{\circ 4} + a_5 80^{\circ 5} + a_6 80^{\circ 6} + a_7 80^{\circ 7} + a_8 80^{\circ 8} + a_9 80^{\circ 9}$$

$$0.00 = a_0 + a_1 90^\circ + a_2 90^{\circ 2} + a_3 90^{\circ 3} + a_4 90^{\circ 4} + a_5 90^{\circ 5} + a_6 90^{\circ 6} + a_7 90^{\circ 7} + a_8 90^{\circ 8} + a_9 90^{\circ 9}$$

Nakon rješavanja sustava jednačbi dobiju se koeficijenti a_0 do a_9 :

a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6	a_7	a_8	a_9
1.00	-1.09	15.40	-88.96	267.48	-467.04	487.97	-300.74	100.82	-14.18

Za fotodiodu slijedi:

$$S_R(\varphi_2) = 1 - 1.09\varphi_2 + 15.40\varphi_2^2 - 88.96\varphi_2^3 + 267.48\varphi_2^4 - 467.04\varphi_2^5 + 487.97\varphi_2^6 - 300.74\varphi_2^7 + 100.82\varphi_2^8 - 14.18\varphi_2^9$$

Sada (25) prelazi u:

$$P(r, \varphi_1, \varphi_2) = S_E(\varphi_1) \cdot S_R(\varphi_2) \cdot P(Sr) \cdot \frac{S_D}{S_x(r)} \quad (26)$$

što je prikaz ovisnosti primljene snage na fotodiodi o udaljenosti od IR diode i kutu φ .

3.2.2 Problem međusobnog položaja (IR diode i fotodiode)

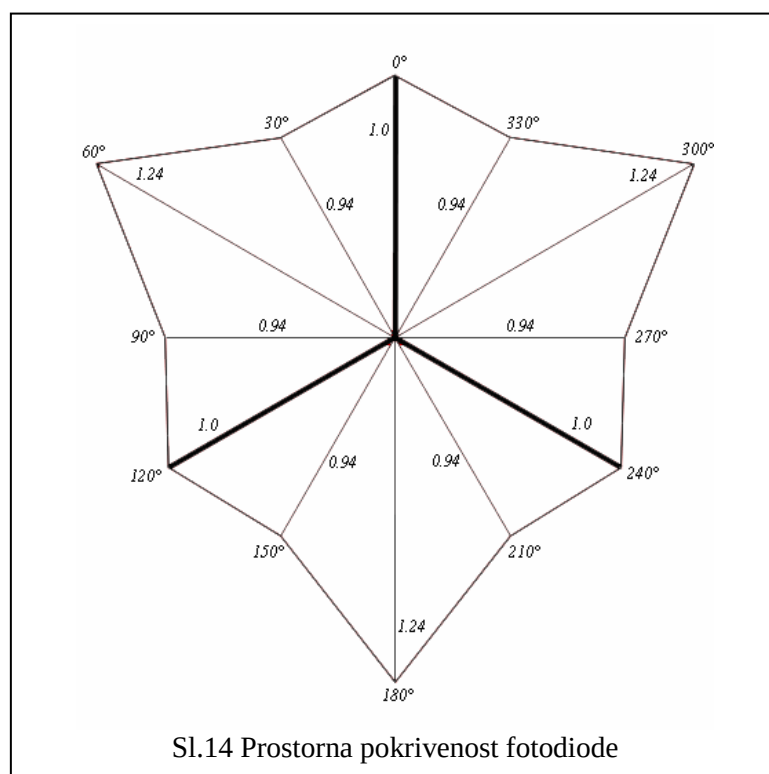
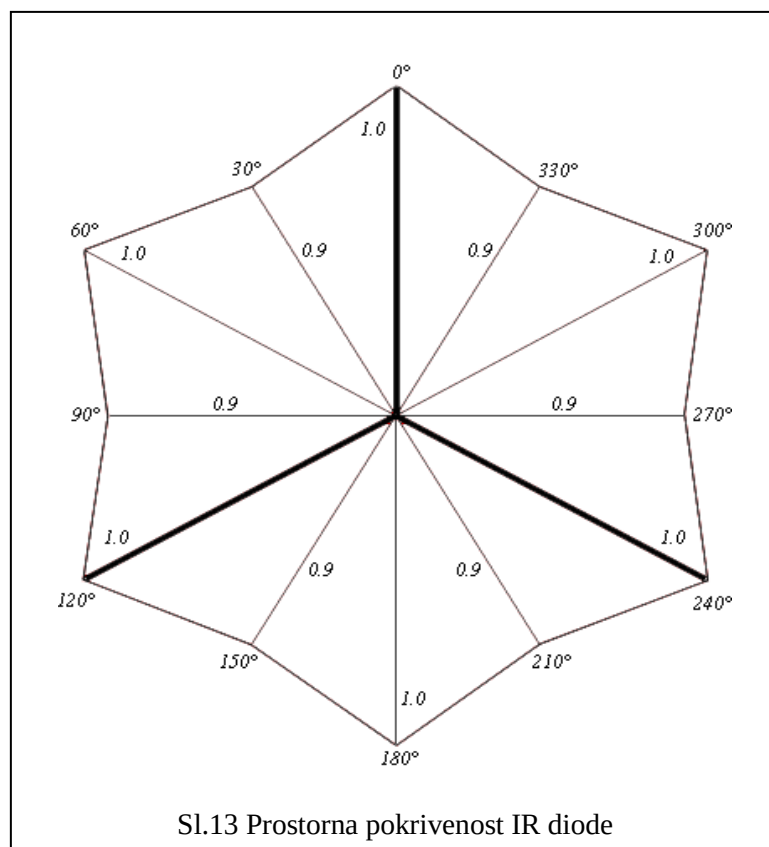
Iz (26) je vidljivo da primljena snaga znatno ovisi o međusobnom položaju odašiljača i prijamnika, pa primjerice ako su i IR dioda i fotodioda pomaknute za $\varphi_1 = \varphi_2 = 60^\circ$, $P(r, \varphi_1, \varphi_2)$ će dostići samo $S_E(60^\circ) \cdot S_R(60^\circ) = 0.50 \cdot 0.62 = 0.31$, odnosno samo 31% vrijednosti na nekoj proizvoljnoj udaljenosti u odnosu na idealni slučaj kada je $\varphi_1 = \varphi_2 = 0^\circ$ na istoj toj udaljenosti.

Primjerice, za $\varphi_1 = \varphi_2 = 80^\circ$, $P(r, \varphi_1, \varphi_2)$ postiže samo $S_E(80^\circ) \cdot S_R(80^\circ) = 0.10 \cdot 0.25 = 0.025$, odnosno samo 2.5% !

U najgorem slučaju signal pada na nulu ako je $\varphi_1 = 85^\circ$ ili $\varphi_2 = 90^\circ$.

Takav sustav bi zahtijevao od korisnika konstantan boravak na istome mjestu uz minimalne, a po mogućnosti i nikakve kretnje. Očito je da takav proizvod nije prihvatljiv korisniku (nije "user friendly").

Za prevladavanje tog ograničenja odabrane su IR dioda oznake VSMY7852X01 i fotodioda oznake S6775-01, jer kako je vidljivo iz Sl.11 i Sl.12, obje imaju relativno dobru pokrivenost prostora za snagu koju daju odnosno primaju.



Ako se tri IR diode rasporede na međusobni razmak od 120° , moguće je pokriti cijeli prostor od 360° tako da veličina S_E nikada ne padne ispod vrijednosti 0.90 bez obzira na kut φ_1 , što je prikazano na Sl.13. Ako se ista stvar napravi sa tri fotodiode, veličina S_R nikada ne padne ispod 0.94 bez obzira na kut φ_2 , što je prikazano na Sl.14.

Iz Sl.13 i Sl.14 je vidljivo da sada minimalna vrijednost koju umnožak $S_E(\varphi_1) \cdot S_R(\varphi_2)$ postiže za bilo koju međusobnu kombinaciju položaja iznosi $0.94 \cdot 0.90 = 0.846$ što je vrlo dobro jer to znači da niti jedan položaj korisnika neće rezultirati neprihvatljivo malim signalom.

3.3 Modulacija [9]

Bežični sustavi komunikacije nemaju problema sa skupim žicama i teškom realizacijom povezivanja velikih udaljenosti ali dolaze sa setom svojih problema koji se vrlo brzo nameću.

Često korištena antena poznata kao "half-wave dipole antenna", čije ime proizlazi iz potrebe da duljina antene L bude približno jednaka polovici valne duljine λ , što daje:

$$L = \frac{1}{2} \lambda = \frac{1}{2} cT = \frac{1}{2} \frac{c}{f} \approx \frac{300 \times 10^6 \frac{m}{s}}{2} \frac{1}{f [\frac{1}{s}]} = \frac{150}{f [MHz]} [m] \quad (27)$$

gdje je λ valna duljina nadolazećeg EM vala, T je period, c je brzina svjetlosti. To znači da za prijenos audio frekvencije $f = 1kHz$, potrebna duljina antene iznosi $L = 150km$!

Kada bi frekvencija signala bila primjerice $f = 1GHz$, potrebna antena je $L = 15cm$. Očito je da signali više frekvencije omogućuju praktičnije antene, što je već samo po sebi dovoljan razlog za modulacijom.

U ovom radu koristi se optička bežična komunikacija a IR LED zamjenjuje antenu, pa na prvi pogled izgleda kako neće biti potrebe za modulacijom. Kako se IR zračenje manifestira u obliku topline, svi objekti temperature veće od sobne, predstavljaju izvor nepoželjnog šuma pri OWC. Takvi izvori se prostiru do nekih 70kHz pa će biti potrebna minimalna noseća frekvencija $>70kHz$. Gornja granica ne mora kao kod RF prijenosa biti u GHz rangu, do $\sim 500kHz$ maksimalno zbog kompatibilnosti sa ostalim komponentama.

To u praktičnom smislu znači da će bežični signal biti sastavljen od dvije komponente: visokofrekventnog signala koji je nositelj i nisko frekventne informacije.

Ako imamo periodički signal

$$c(t) = C \sin(\omega t + \Phi) \quad (28)$$

gdje je C maksimalna amplituda, ω kružna frekvencija, Φ početna faza. Postoje tri načina kako "ugraditi" korisnu informaciju u ovaj signal:

- Variranjem amplitude C u vremenu tako da $C(t)$ bude ekvivalentan varijaciji informacije u vremenu (ova metoda se zove "amplitudna modulacija" (AM)).
- Variranjem frekvencije ω u vremenu tako da $\omega(t)$ bude ekvivalentan varijaciji informacije u vremenu (ova metoda se zove "frekvencijska modulacija")
- Variranjem faze Φ u vremenu tako da $\Phi(t)$ bude ekvivalentan varijaciji informacije u vremenu (ova metoda se zove "fazna modulacija")

3.3.1 Amplitudna modulacija

Amplitudna modulacija se bazira na postojanju dva vremenski promjenjiva signala (uz pretpostavku da je početna faza nula radi jednostavnosti analize)

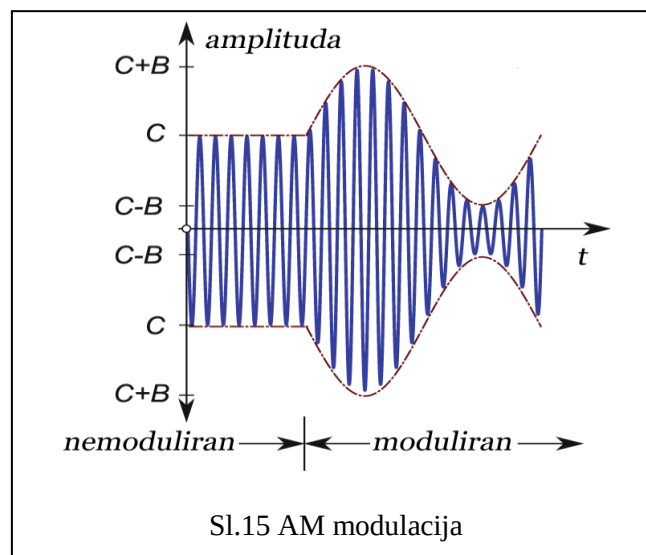
$$b(t) = B \sin(\omega_b t) \quad (29)$$

$$c(t) = C \sin(\omega_c t) \quad (30)$$

gdje je $b(t)$ informacija niske frekvencije (odnosno modulirajući signal), B je maksimalna amplituda, ω_b je kutna frekvencija, a $c(t)$ je visokofrekventni nositelj sa maksimalnom amplitudom C , ω_c je kutna frekvencija.

Suma modulirajućeg signala $b(t)$ i maksimalne amplitude C se zove "envelope wave" $e(t)$:

$$e(t) = C + b(t) \quad (31)$$



Na Sl.15 se može vidjeti da kod nemoduliranog AM signala ($b(t)=0$), $e(t)$ je jednak maksimalnoj amplitudi nositelja i konstantne je ovojnice (envelope).

Analitički izraz za modulirani nositelj $c_{AM}(t)$ se dobije zamjenom amplitude nositelja C u (30) sa izrazom (31):

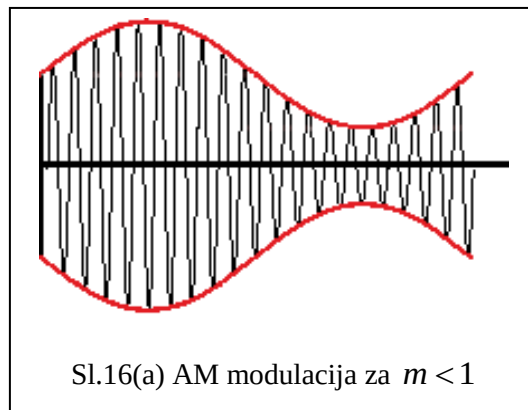
$$\begin{aligned}
 c_{AM}(t) &= e(t)\sin(\omega_c t) \\
 &= (C + B\sin(\omega_b t))\sin(\omega_c t) \\
 &= C\left(1 + \frac{B}{C}\sin\omega_b t\right)\sin\omega_c t \\
 &= C(1 + m\sin\omega_b t)\sin\omega_c t \\
 &= \sin\omega_c t + m\sin(\omega_b t)\sin(\omega_c t)
 \end{aligned} \tag{32}$$

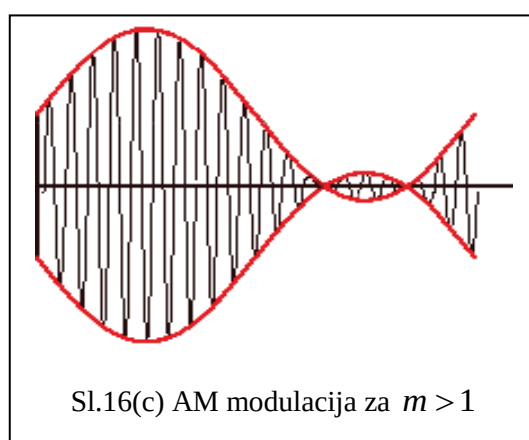
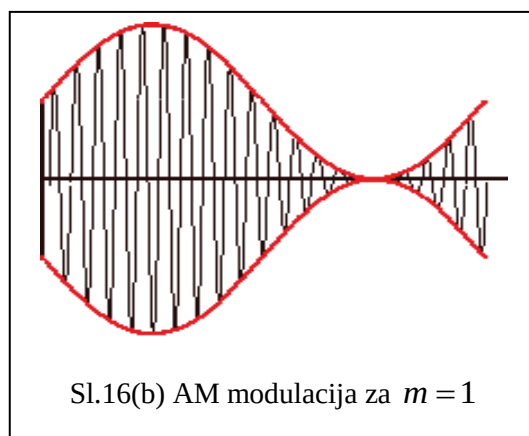
$$= \sin\omega_c t + \frac{m}{2}[\cos|\omega_c - \omega_b|t - \cos(\omega_c + \omega_b)t] \tag{33}$$

gdje je $m = \frac{B}{C}$.

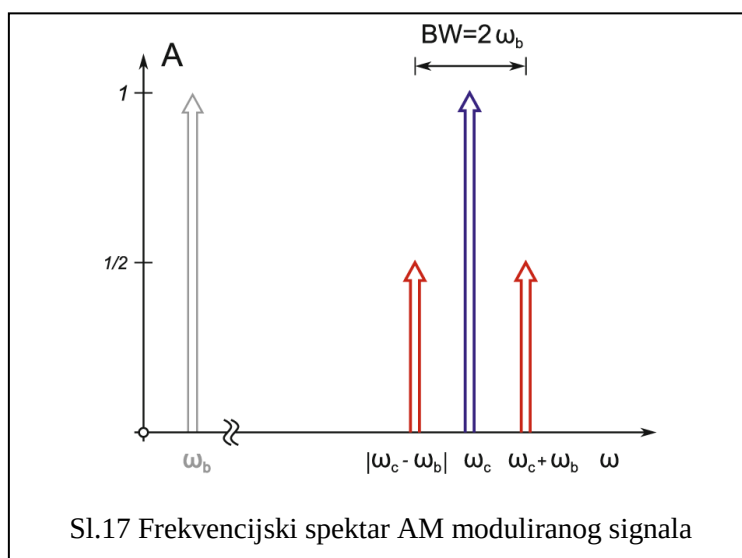
Indeks m je bitan komunikacijski parametar koji prikazuje omjer maksimalnih amplituda modulirajućeg signala i nositelja (naziva se "dubina modulacije").

U svrhu što efikasnijeg prijenosa snage i visokog omjera signal-šum, poželjno je da amplituda modulirajućeg signala bude što veća u odnosu na noseći signal. Na Sl.16a i Sl.16b se vidi da dok god je $m \leq 1$, informacija će biti vjerno prenesena. U slučaju $m > 1$ pozitivna i negativna strana ukupnog signala se preklapaju. To se zove "over modulation" jer niti pozitivna, niti negativna strana ukupnog signala ne prikazuju vjerno originalnu informaciju.





Frekvencijski spektar amplitudno moduliranog signala sadrži uz noseću frekvenciju ω_c i gornji harmonik $(\omega_c + \omega_b)$ i donji harmonik $(\omega_c - \omega_b)$ što se vidi iz (32) i (33) a grafički je prikazano na Sl.17.



Potrebno je naglasiti da se amplitude gornjeg i donjeg harmonika množe sa $\frac{m}{2}$, što u najboljem slučaju kada je $m = 1$ znači da je amplituda tih harmonika polovica amplitude nosećeg signala. Također, za signal čiji je najviši harmonik neka frekvencija ω_b , amplitudno moduliran signal zauzima bandwidth $BW = 2\omega_b$ koji je centriran oko noseće frekvencije.

Za AM signal:

$$c_{AM}(t) = \sin(\omega_C t) + \frac{m}{2} \cos(\omega_D t) - \frac{m}{2} \cos(\omega_G t)$$

$$= c_C + c_D - c_G \quad (34)$$

gdje je c_C trenutna vrijednost napona nosećeg signala, c_D je trenutna vrijednost napona donjeg harmonika a c_G trenutna vrijednost napona gornjeg harmonika. Tada je trenutna snaga na otporu R :

$$P_{AM} = \frac{c_{AM}^2}{R}$$

$$= \frac{(c_C + c_D - c_G)^2}{R} = \frac{c_C^2}{R} + \frac{c_D^2}{R} + \frac{c_G^2}{R} + \frac{2}{R}(c_C c_D - c_D c_G - c_G c_C) \quad (35)$$

Kako je prosječna vrijednost sinusne funkcije nula, četvrti član ne doprinosi ukupnoj vrijednosti prosječne snage. Prosječna snaga svakog od prva tri člana iznosi:

$$P_{Cpros} = \frac{c_{Cef}^2}{R} = \frac{\left(\frac{C}{\sqrt{2}}\right)^2}{R} = \frac{C^2}{2R} \quad (36)$$

$$P_{Dpros} = \frac{c_{Def}^2}{R} = \frac{\left(\frac{mC/2}{\sqrt{2}}\right)^2}{R} = \frac{m^2}{4} \frac{C^2}{2R} = \frac{m^2}{4} P_{Cpros} \quad (37)$$

$$P_{Gpros} = \frac{c_{Gef}^2}{R} = \frac{\left(\frac{mC/2}{\sqrt{2}}\right)^2}{R} = \frac{m^2}{4} \frac{C^2}{2R} = \frac{m^2}{4} P_{Cpros} = P_{Dpros} \quad (38)$$

A ukupna prosječna snaga P_{UK} AM signala iznosi:

$$P_{UKpros} = P_{Cpros} + \frac{m^2}{4} P_{Cpros} + \frac{m^2}{4} P_{Cpros} = P_{Cpros} \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) \quad (39)$$

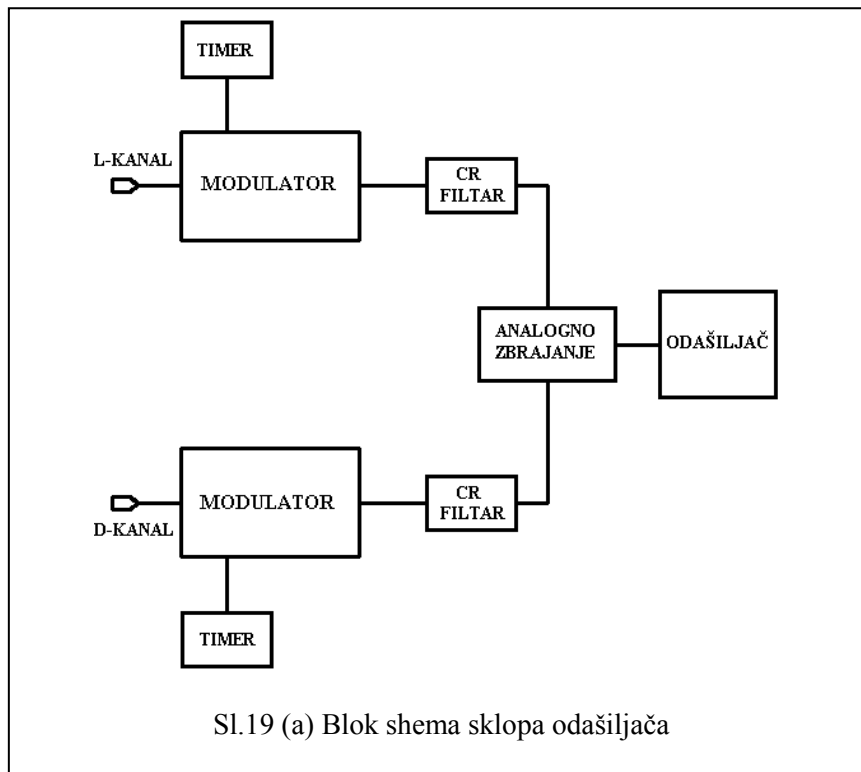
Vidljivo je da je faktor m značajan i pri prijenosu snaga jer za $m = 1$, $P_{UKpros} = 1.5P_{Cpros}$ što znači da korisna informacija čini samo 1/3 snage, dok ostale 2/3 otpadaju na noseći signal.

4. Detaljan opis rada sklopova

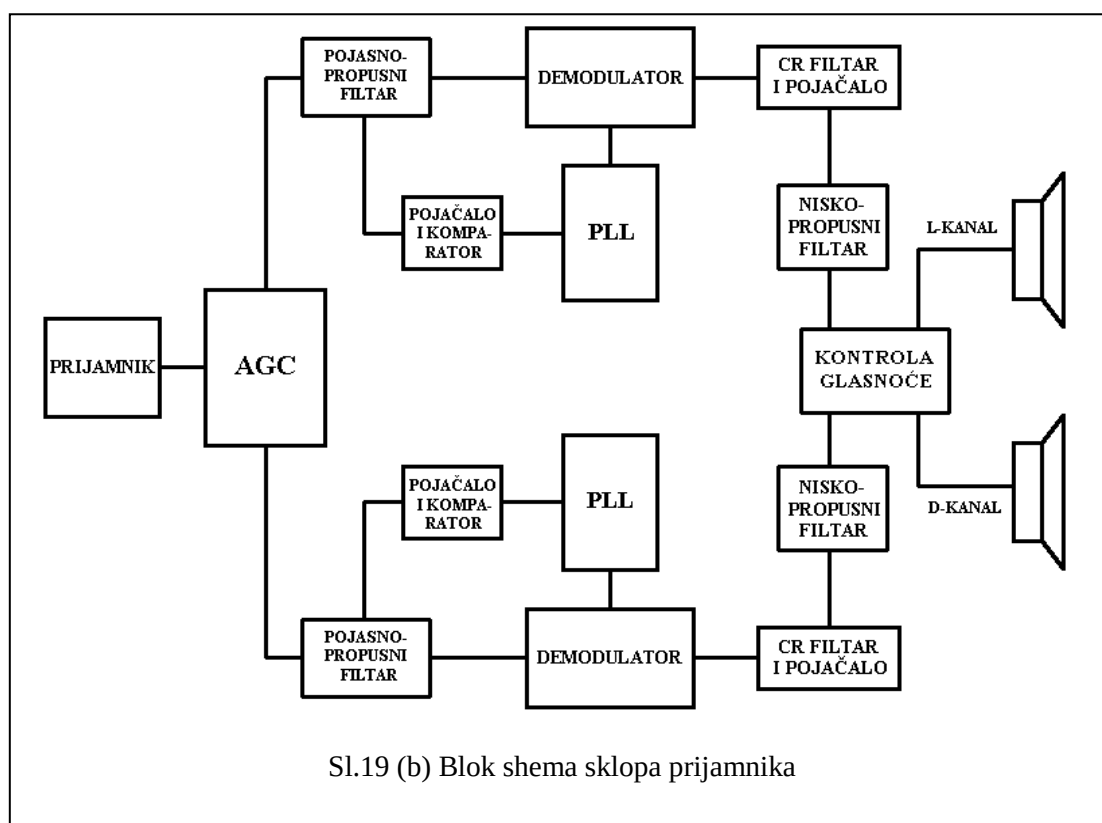
4.1 Opis blok-sheme sustava

Na Sl.19a i Sl.19b prikazan je cijeli sklop po blokovima.

Signal iz audio utičnice razdvojen na lijevi i desni kanal ulazi u modulator bez potrebe za pretpojačalom. U drugi ulaz modulatora ulazi i signal frekvencije nositelja. Nakon prolaza kroz visokopropusni CR filtar, signali lijevog i desnog kanala ulaze u analogno zbrajanje gdje se miješaju u jedan i ulaze u sklop odašiljača gdje se emitiraju u prostor u obliku IR zračenja.

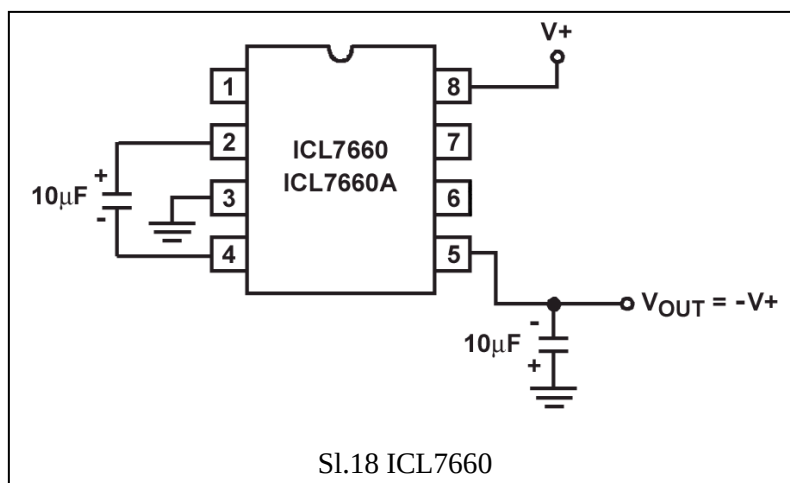


Po izlasku iz prijamnika signal ulazi u sklop automatske regulacije pojačanja (Automatic Gain Control - AGC). Nakon AGC-a, prolazi kroz pojasnopropusni filter lijevog i desnog kanala i ulazi u demodulator. Druga grana istog signala prije ulaza u demodulator prolazi kroz kombinaciju pojačala, komparatora i PLL-a zbog regeneracije frekvencije nositelja. Poslije kombinacije CR filtra i pretpojačala (odvojnog stupnja) svaki od kanala mora proći kroz niskopropusni filter. Na kraju prolaze kroz kontrolu glasnoće nakon čega signal svakog kanala ide u svoju slušalicu.



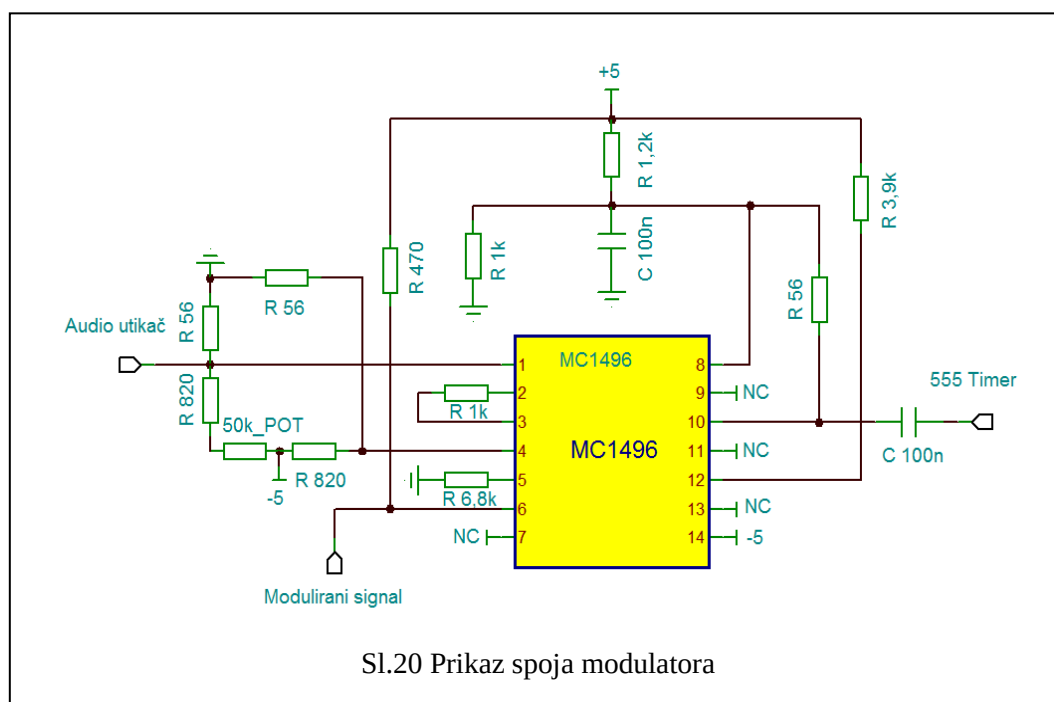
4.2 Sklop napajanja

Napon iznosa +5V korišten za napajanje svih uređaja na strani odašiljača dobiven je preko USB priključka koji posjeduje svako suvremeno osobno ili prijenosno računalo, a na strani prijamnika +5V daje baterija. Negativna vrijednost napona iznosa -5V će biti generirana pomoću IC-a ICL7660 koji pozitivan napon na svom ulazu u rasponu od +1.5V do +10V konvertira u negativan napon u rasponu od -1.5V do -10V. Za pravilan rad potrebna su samo dva vanjska elektrolitska kondenzatora kapaciteta 10μF. Spoj je prikazan na Sl.18.



4.3 Modulator

Prvi sklop na ulazu u odašiljač je MC1496 modulator prikazan na SL.20, čija je uloga moduliranje električnog signala iz audio uređaja kao što je TV, monitor računala, DVD player, odnosno bilo kojeg uređaja koji može reproducirati stereo zvuk.



Postoji više načina modulacije: amplitudna, frekvenzijska i fazna modulacija od kojih svaka ima svoje prednosti i mane. Od ove tri navedene, amplitudna modulacija (AM modulacija) koja je detaljnije opisana ranije u poglavlju 3.3.1 Amplitudna modulacija, biti će korištena. Razlog je

relativno jednostavna izvedba u odnosu na ostale metode što rezultira korištenjem manjeg broja komponenata pri modulaciji i demodulaciji a to je jedan od glavnih zadataka ovoga rada; što manji i jednostavniji sklop uz što bolje performanse.

Sklop za modulaciju je moguće izvesti i pomoću diskretnih komponenti ali to u ovom radu ne bi bilo praktično zbog dimenzijskih razloga. Drugi način i onaj koji će biti proveden ovdje je pomoću integriranih krugova. Na tržištu postoji puno takvih komponenata, nekih više specijaliziranih za točno definirane potrebe ali teže korištenih za općenite potrebe i nekih koje su napravljene za općenite potrebe.

Jedan takav integrirani krug je i "MC1496 Balanced Modulator/Demodulator". Raspon signala za koje MC1496 pouzdano radi su od ~20mV vršno do ~350mV vršno. Izvan tih granica dolazi do značajnijih izobličenja signala.

Kako se može vidjeti iz Tablice3 i Tablice4, 20mV odgovara glasnoći 20 za signal od 100Hz i glasnoći 45 za signale od 10kHz što znači da ulaz u MC1496 neće trebati pretpojačala. Već samo mijenjanje glasnoće pomoću daljinskog upravljača služi kao pojačalo.

U izvedbi SO-14, dimenzije su mu maksimalno $8.55 \times 5.80 \times 1.35$ mm što je dovoljno malo za potrebe ovoga sklopa. Može raditi kao "Balanced Modulator/Demodulator" što znači da u tom spoju noseća frekvencija biva potisnuta do -65dB pri 500kHz ili kao "AM Modulator/Demodulator" gdje se i noseća frekvencija prenosi.

4.4 Audio utičnica i mjerenje izlaznih napona TV/monitora

Ulaz električnog signala u modulator ostvaren je preko standardne 2.5 mm audio utičnice/utikača. Svrha stereo prijenosa je što vjerniji prikaz zvuka. Zato se audio utikač sastoji od dvije žice za prijenos dva različita kanala i zajedničkog uzemljenja.

Kako je sustav prezentiran u ovom radu prvenstveno namijenjen kao dodatak za TV odnosno monitor računala, potrebno je izmjeriti jačinu električnog signala koja izlazi iz uređaja. Taj signal prolazi kroz audio utikač i dalje prema sustavu odašiljača. Zato je potrebno prilagoditi odašiljač tako da može raditi sa signalom koji prima.

Prije daljnjeg razmatranja dizajna potrebno je izmjeriti napon koji daje TV/monitor u ovisnosti o glasnoći koja se mijenja uobičajenim metodama; daljinskim upravljačem koji taj TV/monitor koristi ili pritiskom gumba na samome TV/monitoru ovisno o modelu.

Ovaj sklop nije ograničen na rad sa točno određenim proizvođačem TV/monitora ali je potrebno da taj uređaj ima audio utičnicu kao jedan od izlaza. Svaki uređaj koji je prilagođen za korištenje "standardnih žičanih" slušalica, koje su prikazane na Sl.21, raditi će i sa bežičnim sustavom prezentiranim ovdje.

Prvi zadatak sastoji se od mjerenja signala na izlazu iz TV/monitora. U tu svrhu korištene su slušalice sa Sl.21.

Kako je vidljivo iz slike, one već imaju "audio utikač" na jednom svom kraju. Kako bi se omogućilo mjerenje signala potrebno je odrezati jednu slušalicu. Unutar svake od dvije izolacijske žice (za svaku slušalicu jedna) nalaze se još dvije žice, obično žute i crvene boje. Žuta je zajednička za obje slušalice i predstavlja uzemljenje. Crvena prenosi električni signal koji se razlikuje za svaku slušalicu, što je i svrha stereo prijenosa zvuka.



Sl.21 Eksperimentalne slušalice

Uz slušalice korišten je i voltmetar koji mjeri efektivnu vrijednost (root mean square-rms) signala. Korišteni voltmetar je namijenjen za mjerenje sinusnih signala pa nije moguće njime mjeriti kompleksne signale kao što je ljudski govor, ali u nedostatku osciloskopa i ovaj način će biti dovoljan za odrediti jačinu signala.

Kako iz navedenih razloga trenutno nije moguće mjeriti kompleksne signale, na računalu se generira sinusni signal koji je moguće izmjeriti.

Iako je ljudsko uho sposobno raspoznati zvuk u rasponu od približno 20Hz do 20kHz, sustav u ovom radu biti će ograničen na raspon od 100Hz do 10kHz. Razlog tome je padanje jačine zvuka kako frekvencija raste tako da zvukovi viših frekvencija manje utječu na ukupni dojam.

To smanjenje frekvencijskog raspona vrlo malo smanjuje kvalitetu zvuka ali značajnije smanjuje kompleksnost sustava, odnosno čini ga manjim a to je i jedan od glavnih ciljeva ovog rada.

Mjerenje je provedeno na sljedeći način:

Prvo se na računalu instalira program za reprodukciju zvuka. Izabere se sinusni signal konstantne amplitude i frekvencije. Amplituda se ne mijenja kroz cijeli proces a frekvencija u prvom setu mjerenja iznosi 100Hz a u drugom 10kHz.

U prvome setu mjerenja namjesti se frekvencija od 100Hz i glasnoća se mijenja u koracima od 10 jedinica od početne vrijednosti 10 pa do krajnje vrijednosti 100 (glasnoća na većini TV/monitora se podešava pomoću daljinskog upravljača i kreće se u rasponu od 0 do 100 jedinica). Za svaku vrijednost glasnoće, voltmetrom se mjeri efektivni napon između žute i crvene žice (V_{zc}) za jedan kanal (nije potrebno mjeriti oba).

Ista stvar se ponovi za frekvenciju od 10kHz a rezultati mjerenja su u Tablici3 i Tablici4.

Glasnoća	$V_{zc}[V]$
10	0.005
20	0.020
30	0.040
40	0.054
50	0.074
60	0.097
70	0.132
80	0.205
90	0.310
100	0.486

Tablica3. Ovisnost V_{zc} o glasnoći pri frekvenciji od 100Hz

Glasnoća	$V_{zc}[V]$
10	0.001
20	0.003
30	0.010
40	0.016
50	0.025
60	0.036
70	0.050
80	0.150
90	0.170
100	0.215

Tablica4. Ovisnost V_{zc} o glasnoći pri frekvenciji od 10kHz

Iz mjerenih rezultata u Tablicama 3 i 4 može se zaključiti da za istu glasnoću, efektivni napon na izlazu TV/monitora pada kako frekvencija signala raste.

Čini se kako će biti potrebno sustav odašiljača prilagoditi za vrijednosti napona na svom ulazu u rasponu od ~1mV za najtiši zvuk frekvencije 10kHz do ~486mV za najglasniji zvuk na frekvenciji od 100Hz. Ipak, treba uzeti u obzir dvije činjenice. Prva je da su gornji rezultati samo približna aproksimacija signala koje prikazuju zvuk u svakidašnjem okruženju pošto se on ne sastoji od sinusnog signala konstantne amplitude i frekvencije već od niza sinusnih

frekvencija različitih amplituda. Druga činjenica je da u praktičnoj primjeni slušalica za prijam stereo signala, prosječan korisnik rijetko kada koristi raspon glasnoće veći od 40-ak jedinica, uz naglasak na korištenje slušalica. Taj raspon se može kretati od 0 do 40, 10 do 50, 20 do 60 itd. ovisno o proizvođaču TV/monitora i proizvođaču slušalica.

Iz navedenih razloga u ovom radu neće biti potrebno strogo se držati naponskih granica u Tablici 3 i Tablici 4 već će biti odabran raspon koji najbolje odgovara korištenim elektroničkim komponentama.

Sada se postavlja pitanje hoće li biti dovoljno te signale u rasponu od 100Hz do 10kHz propustiti kroz IR diodu ili će biti potrebno napraviti neki oblik modulacije na njima. Kako je odabran način bežičnog prijenosa signala infracrvenim spektrom, jasno je da neće biti sve tako jednostavno. Najočitiji primjer su sveprisutni izvori topline, kao na primjer žarulje sa žarnom niti koje na frekvenciji mreže od 50Hz variraju generirano svjetlo s frekvencijom 100Hz, što može biti izvor konstantnog šuma na niskim frekvencijama.

Takvi izvori šuma se protežu sve do 70kHz, prema nekim autorima, pa je očito da će za čisti prijenos zvuka bez šuma biti potrebno napraviti modulaciju signala.

Potrebno je odabrati frekvenciju nosećeg signala. Iako je u teoriji moguće odabrati bilo koju frekvenciju u rasponu od par Hz do nekoliko GHz, u praksi ipak postoje neka ograničenja na vrlo visokim frekvencijama. U ovom slučaju rad na tako visokim frekvencijama nije potreban.

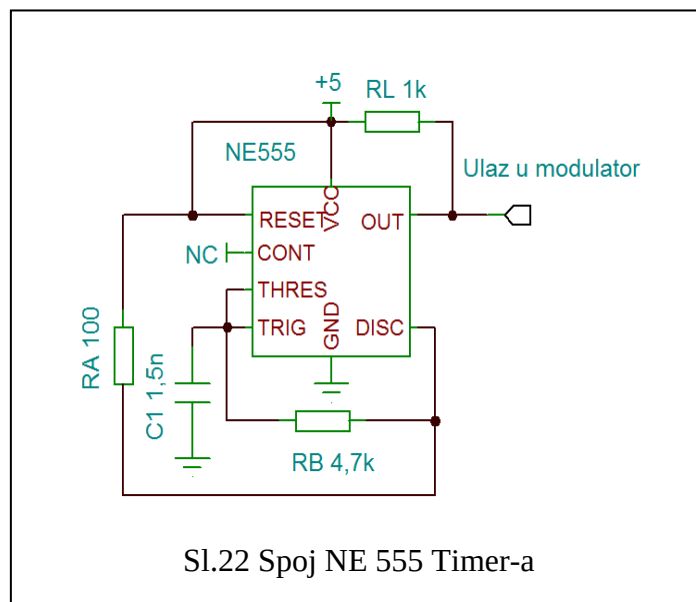
Kako se stereo signal sastoji od dva kanala, svaki kanal je potrebno modulirati vlastitom nosećom frekvencijom. Za prvi kanal biti će odabrana frekvencija od 100kHz. Za drugi kanal noseća frekvencija će biti 250kHz. Ove noseće frekvencije su odabrane iz tri razloga:

1. Dovoljno su daleko od područja izvora IR šuma koje se prostire od 0Hz do ~70kHz
2. Elektroničke komponente koje pouzdano rade na tim frekvencijama su lako dostupne
3. Dovoljno su međusobno razmaknute pa nisu potrebni filtri visokog reda kako bi ih se razdvojilo.

4.5 NE555 Timer

Potrebno je proizvesti signale od 100kHz odnosno 250kHz koji će služiti kao noseće frekvencije. Iako ostvarivo preko diskretnih komponenti, ipak najjednostavniji i najpouzdaniji način je pomoću integriranog kruga. Jedan takav je i "555 timer" dostupan u više varijanti:

NA555, NE555, SA555, SE555. Spojen u "astable" operacijskom modu, frekvenciju i faktor ispune signala (duty cycle) određuju samo dva dodatna otpornika i jedan kondenzator. U izvedbi TSSOP-8 maksimalnih dimenzija 6.6×3.1×1.2mm. Spoj "555 timer-a" za modulaciju od 100kHz prikazan je na Sl.22.



4.6 Visokopropusni CR filtar i analogno zbrajanje

Modulirani signal prolazi kroz visokopropusni filtar koji se sastoji od kondenzatora i otpornika. Granična frekvencija (cutoff frequency) f_c takvog filtra je određena izrazom:

$$\omega_c = \frac{1}{RC} \quad (40)$$

gdje je $\omega_c = 2\pi f_c$.

Kako je ovo jednostavan filtar prvog reda, njegova propusnost raste $20 \frac{dB}{10}$ (20 decibela po dekadi). Zbog toga elemente C i R treba odabrati tako da mu granična frekvencija iznosi $\leq 1\text{Hz}$ kako bi signal na minimalnoj frekvenciji od 100Hz bio udaljen barem dvije dekade. To rezultira da signal na 100Hz bude ≥ 100 puta veće amplitude od onog na 1Hz.

Gotovo bilo koja kombinacija C i R može biti odabrana za ovaj filtar. Ako se uzme veći R , tada je potreban manji C , ako se uzme manji R , potreban je veći C , ili oba elementa mogu biti srednjih vrijednosti. Da bi se izbjegla potreba za odvojn timerom, odabire se dovoljno velik R kako MC1496 modulator/demodulator ne bi bio opterećen premalim ekvivalentnim

otporom ostatka mreže. R iznosa $1M\Omega$ je i više nego dovoljan pa uz zadanu graničnu frekvenciju $f_c \approx 1Hz$ iz (40) slijedi:

$$1 = \frac{1}{2\pi \cdot 10^6 \cdot C}$$

iz čega se izračuna C :

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 10^6} = 159nF$$

Uzme se standardna vrijednost 220nF.

Signal koji izlazi iz MC1496 modulatora/demodulatora je istosmjerni signal promjenjiv u vremenu pa iako njegova vršna vrijednost neće prelaziti $\sim 500mV_{pp}$, činjenica da mu DC vrijednost iznosi 4.75V stvara probleme koji će uskoro postati jasni, kao i potreba za CR filtrom.

Nakon CR filtra dolazi neinvertirajuće pojačalo u negativnoj povratnoj vezi. Na neinvertirajući ulaz dolaze mu dva signala; U_{ul1} koji predstavlja izlazni signal iz prvog modulatora i U_{ul2} koji predstavlja izlazni signal iz drugog modulatora.

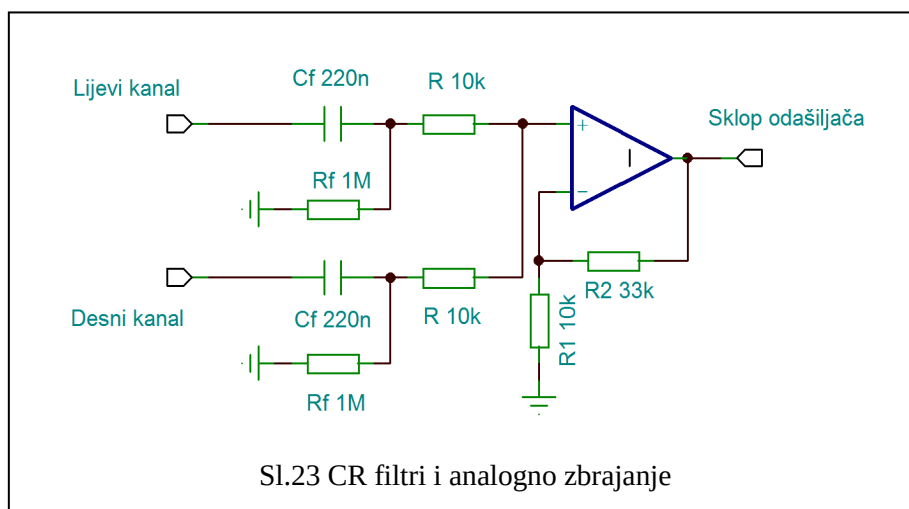
Izraz za napon na izlazu glasi:

$$U_{izl} = \frac{1}{2} \cdot (U_{ul1} + U_{ul2}) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (41)$$

Aдекватnim izborom otpornika moguće je postići pojačanje u rasponu od $G = 0.5$ do, u teoriji $G = \infty$, ali ne i u praksi. Razlog tome je napajanje pojačala koje se koristi za ovu svrhu, što znači da ako se pojačalo napaja sa $\pm 5V$, tada pojačanje ∞ ne znači da će U_{izl} postići vrijednost ∞ , već $+5V$ ili $-5V$. Ali u praksi niti to nije slučaj pa se kod nekih operacijskih pojačala napajanih sa $\pm 5V$ gore opisano ograničenje (clipping) javlja već kod $\pm 3.5V$ što bi odgovaralo idealnom pojačalu koje je napajano sa $\pm 3.5V$.

Osim eliminiranja signala frekvencije $\leq 1Hz$ visokopropusni filter ima još jednu svrhu. Zbog navedenog "clipping" problema, ako je odabrano pojačanje $G = 2$, a na ulaz pojačala stižu signali iz dvaju modulatora svaki vrijednosti $U_{ul1} = U_{ul2} = 5V$, tada je napon na izlazu idealnog pojačala $U_{izl} = 20V$ (signali se zbrajaju) ali u praksi će on biti $U_{izl} = 3.5V$, što znači da je signal odrezan i ne prikazuje vjerno originalni oblik. Visokopropusni CR filter signal na svom ulazu prepolovi i od istosmjernog signala napravi izmjenični i to tako da naponi U_{ul1} i U_{ul2} više ne poprimaju vrijednosti između 4.5V i 5V nego -0.25V i +0.25V. Sada će pojačanje $G = 2$ rezultirati naponom U_{izl} koji se kreće između -1.0V i +1.0V što je unutar dozvoljenih granica za ovo operacijsko pojačalo.

Signali lijevog i desnog kanala se zbrajaju kako bi se dobio jedan kompaktan signal koji sadrži informacije oba kanala u svrhu jednostavnijeg prijenosa. CR filtri i analogno zbrajanje je prikazano na Sl.23.



Otpori koji čine povratnu vezu ovog sklopa određuju koliko će biti pojačanje G . U ovom slučaju povratna veza je izvedena preko $R_1 = 10k\Omega$ i $R_2 = 33k\Omega$ kako bi pojačanje analognog zbrajala iznosilo $G = 2.15$. Takvo pretpojačanje je potrebno kako bi sklop koji slijedi pravilno funkcionirao.

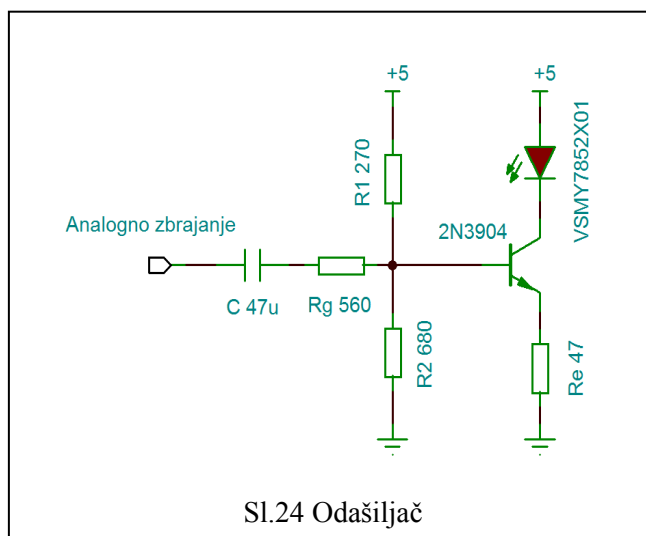
Kombinacija modulatora, NE555 timer-a i CR filtra jednaka je za oba stereo kanala. Za kanal koji se modulira signalom frekvencije 250kHz, potrebno je samo odabrati vrijednosti dva vanjska otpornika i jednog kondenzatora tako da NE555 timer daje signal frekvencije 250kHz na ulaz svog MC1496 modulatora/demodulatora.

4.7 Sklop odašiljača

Tako pripremljen signal ide u sklop odašiljača koji se sastoji od kondenzatora, otpornika R_g , naponskog djelitelja, NPN tranzistora i IR diode. Spoj je prikazan na Sl.24.

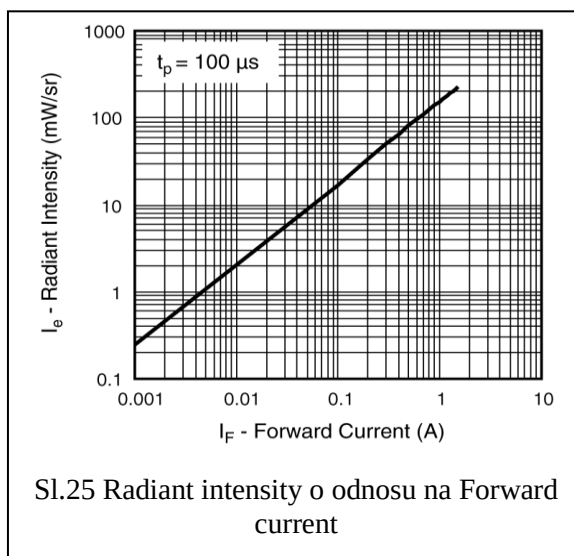
Kondenzator je tu kako bi se ponašao kao beskonačan otpor za signale frekvencije 0Hz. To je nužno kako bi radna točka tranzistora bila određena naponskim djeliteljem koji se sastoji od otpornika R_1 i R_2 . Kako maksimalna vrijednost struje I_F za odabranu IR diodu oznake VSMY7852X01 iznosi 250mA, potrebno je namjestiti struju radne točke I_{CQ} ispod te

vrijednosti. Odabrana dioda tek za $I_F = 250mA$ daje intenzitet zračenja (Radiant intensity) $I_e = 42 \text{ mW/sr}$ pa premala struja I_{CQ} rezultira premalom snagom koju IR dioda šalje u prostor.



Premala snaga predana u prostor će rezultirati nemogućnošću fotodiode da generira potrebnu struju. Glavni razlog je tamna struja koja ovisi od modela do modela i njen iznos je naveden u podacima proizvođača. Za fotodiodu S6775-01 tamna struja iznosi 0.5nA pri reverznom naponu na fotodiodi $V_R = 10V$ i temperaturi 25°C. Kako će fotodioda u ovom radu biti spojena u "Short Circuit Mode" (opisanom u poglavlju 2.1.2 Načini spajanja), gdje ne postoji nikakav vanjski napon V_R , tamna struja će biti još manja od 0.5nA jer njen iznos je to veći što je reverzni napon na fotodiodi V_R veći.

Kako je cilj osigurati što manju potrošnju energije ovog sklopa, a potrošnja je to veća što je struja I_F veća, potrebno je odabrati što manju struju uz održavanje prihvatljivih performansi. Ako se uzme struja $I_{CQ} = 55mA$, tada se iz grafa "Radiant intensity vs. forward current" koji se nalazi u podacima proizvođača IR diode i prikazan je na Sl.25, očita vrijednost $I_e = 10 \text{ mW/sr}$.



4.7.1 Naponski djelitelj

Pad napona na IR diodi iznosi približno $V_F = 1.5V$ za struju $I_F = 55mA$ prema podacima proizvođača prikazanim na Sl.26.

Potrebno je izračunati iznose otpornika R_E i R_1 kako bi struja I_{CQ} iznosila 55mA.

Pišu se jednačbe za sklop tranzistora na Sl.24:

$$E_T - I_B R_T - U_{BE} - I_E R_E = 0 \quad (42)$$

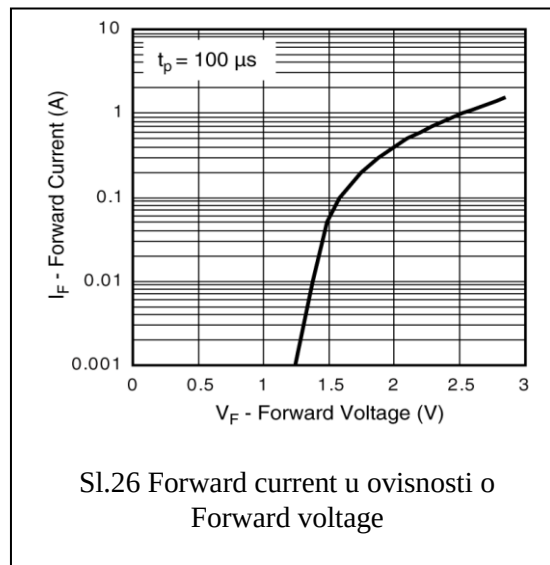
$$U_{CC} - V_F - U_{CE} - I_E R_E = 0 \quad (43)$$

gdje je R_T Theveninov otpor naponskog djelitelja i iznosi

$$R_T = R_1 \parallel R_2 \quad (44)$$

a E_T je Theveninov napon naponskog djelitelja i glasi

$$E_T = U_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (45)$$



Izabere se $U_{CE} = 1V$, $R_2 = 680\Omega$ a pri $I_{CQ} = 55mA$, $h_{fe} \approx 96$ i $U_{BE} \approx 950mV$ prema podacima proizvođača odabranog tranzistora (2N3904).

Iz (43), uz uvjet $I_{CQ} \approx I_E$ slijedi:

$$R_E = \frac{U_{CC} - V_F - U_{CE}}{I_E} \quad (46)$$

ili kada se uvrste numeričke vrijednosti:

$$R_E = \frac{5 - 1.5 - 1}{0.055} = 45.45\Omega \approx 45\Omega$$

Iz (42) , (44) i (45) slijedi:

$$U_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{I_E}{hfe} \cdot \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} - U_{BE} - I_E R_E = 0 \quad (47)$$

Proizvoljno je odabrana vrijednost otpornika $R_2 = 680\Omega$ ali tako da struja koja čini naponski djelitelj ne bude toliko velika da troši previše energije nepotrebno.

Iz (47), uz $I_E = 53mA$ pri najbližoj standardnoj vrijednosti $R_E = 47\Omega$ slijedi za R_1 :

$$R_1 = \frac{R_2 (U_{BE} + I_E R_E - U_{CC})}{\frac{-I_E R_2}{hfe} - U_{BE} - I_E R_E} = \frac{-1060.12}{-3.82} = 277.5 \approx 278\Omega$$

Odabire se najbliža standardna vrijednost $R_1 = 270\Omega$.

4.7.2 Radna točka tranzistora

Signal koji izlazi iz analognog zbrajala djeluje kao struja baze I_B na tranzistor. Poznata je relacija koja povezuje struju baze i struju kolektora tranzistora:

$$I_C = hfe \cdot I_B \quad (48)$$

Iz (48) se vidi da se svaka dinamička promjena struje I_B preslika na struju I_C . Kako snaga I_e koju IR dioda daje u obliku svjetlosti najviše ovisi o struji kroz nju, koja je ista kao struja I_C , potrebno je što je više moguće smanjiti amplitudu struje I_B . Ako se to ne osigura, desi se da napon na izlazu iz analognog zbrajala amplitude nekoliko stotina mV uzrokuje promjenu struje I_C od nekoliko desetaka mA.

Kako je struja radne točke I_{CQ} odabrana da bude 55mA, odstupanje od nekoliko desetaka mA bi uzrokovalo puno manji iznos predane snage I_e . Amplituda dinamičkog signala od primjerice 40mA bi značila snagu $I_e = 2.5 \text{ mW}_{sr}$ u najgorem slučaju, što je vidljivo na Sl.25 "Radiant intensity vs Forward current", a to je preveliko odstupanje od željenih $I_e = 10 \text{ mW}_{sr}$.

Taj problem se riješi stavljanjem otpornika R_g između kondenzatora i naponskog djelitelja R_1 i R_2 . Otpornik R_g čini sa paralelnim spojem otpornika R_1 i R_2 još jedan naponski djelitelj:

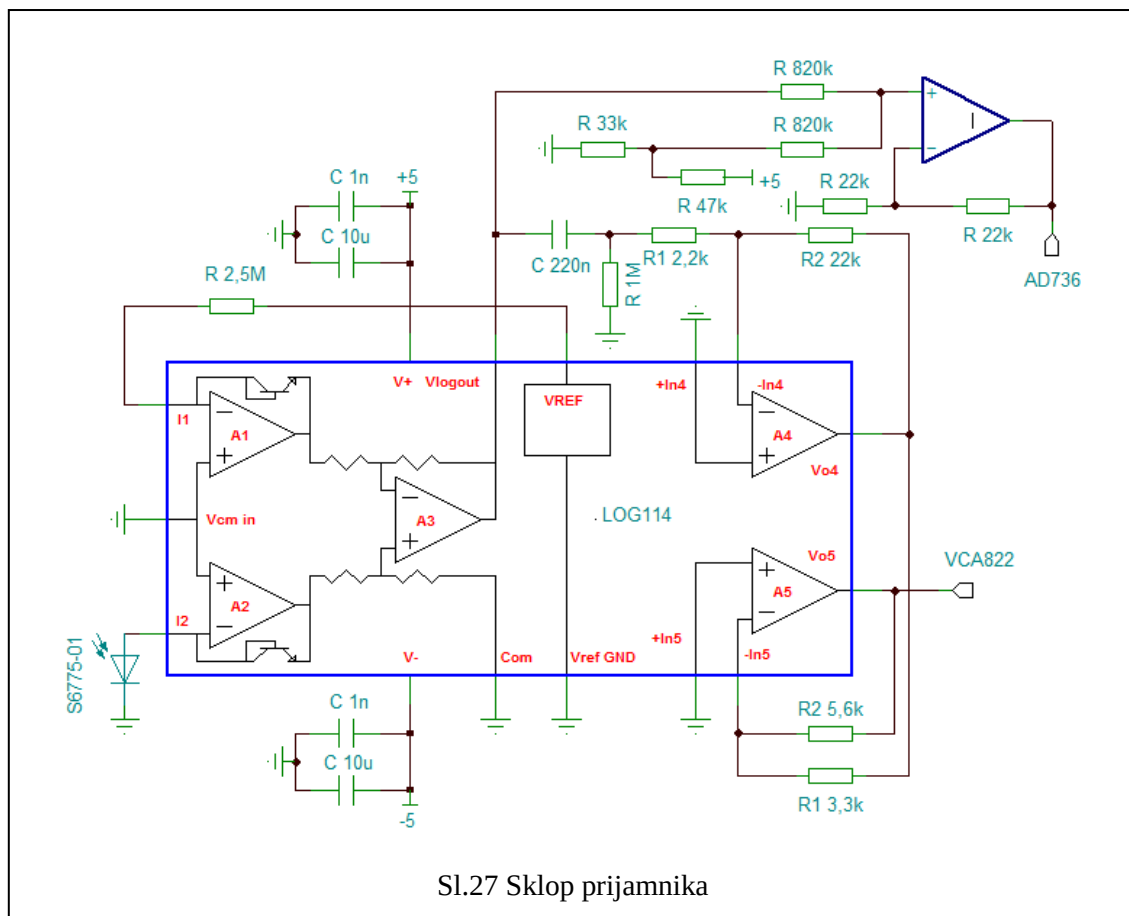
$$V_B = U_{izl} \cdot \frac{R_1 \parallel R_2}{(R_1 \parallel R_2) + R_g} \quad (49)$$

gdje je U_{izl} napon na izlazu iz analognog zbrajala.

Uz dovoljno velik otpornik R_g moguće je za bilo koji raspon amplitude U_{izl} osigurati da amplituda dinamičke vrijednosti struje I_C ne prelazi iznos od približno 5mA. Sada takvo odstupanje struje I_C od I_{CQ} u dinamičkim uvjetima rada neće stvarati problem značajnog pada predane snage I_e .

4.8 Sklop prijamnika

Prijamnik se sastoji od fotodiode, logaritamskog pojačala oznake LOG114 i analognog zbrajala sa konstantom u spoju prikazanom na Sl.27.



4.8.1 Fotodioda

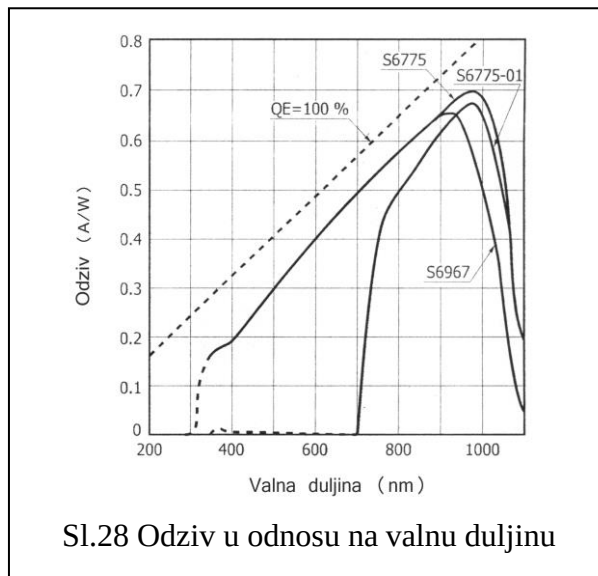
Sada je moguće pomoću (26), (izvedene u poglavlju 3.2.1 Interpolacija polinomom) približno izračunati vrijednosti struje generirane na fotodiodi. Snaga na nekoj udaljenosti ovisi o udaljenosti r i kutu φ . Ako se pretpostavi da ovisnost o φ prestaje korištenjem tri ili više dioda na način opisan u poglavlju 3.2.2 Problem međusobnog položaja (IR diode i fotodiode) i prikazan na Sl.13 i Sl.14, tada se može koristiti idealiziran slučaj (26), odnosno (25).

U ovom slučaju je $P(Sr) = 10^{mW/Sr}$, $S_D = 26.4mm^2$ i ako se uzme $\Phi_x = 1sr$, tada je $S_x(r) = \Phi_x \cdot r^2 = r^2$, a (25) postaje:

$$P(r) = P(Sr) \cdot \frac{S_D}{r^2} \quad (50)$$

IR dioda oznake VSMY7852X01 emitira IR zračenje valne duljine 850nm kako je naznačeno u podacima proizvođača. Osjetljivost fotodiode oznake S6775-01 pri toj valnoj duljini je prikazana na Sl.28 preuzetoj iz podataka proizvođača i ona iznosi približno $0.54 \frac{A}{W}$, pa izraz za struju u ovisnosti o snazi glasi:

$$I_{Foto} = P(r) \cdot 0.54A \quad (51)$$



Približno se izračunaju vrijednosti struja generiranih u fotodiodi ovisno o udaljenosti IR diode i fotodiode. Rezultati su prikazani u Tablici5.

Na udaljenosti od 4000mm struja kroz fotodiodu iznosi 9nA a to je 18 puta veće od tipične vrijednosti tamne struje koja će biti manja od 0.5nA u "Short Circuit Mode" spoju pa će $I_{CQ} = 55mA$ biti dovoljna za pouzdan rad sustava na udaljenosti od barem 4000mm.

r	P(r)	I_{Foto}
1mm	264mW	142.6mA
10mm	2.64mW	1.43mA
100mm	26.4μW	14.3μA
500mm	1.056μW	580nA
1000mm	264nW	143nA
2000mm	66nW	36nA
3000mm	29nW	16nA
4000mm	16.5nW	9nA
5000mm	10.5nW	6nA

Tablica5. Struja kroz fotodiodu u ovisnosti o udaljenosti r

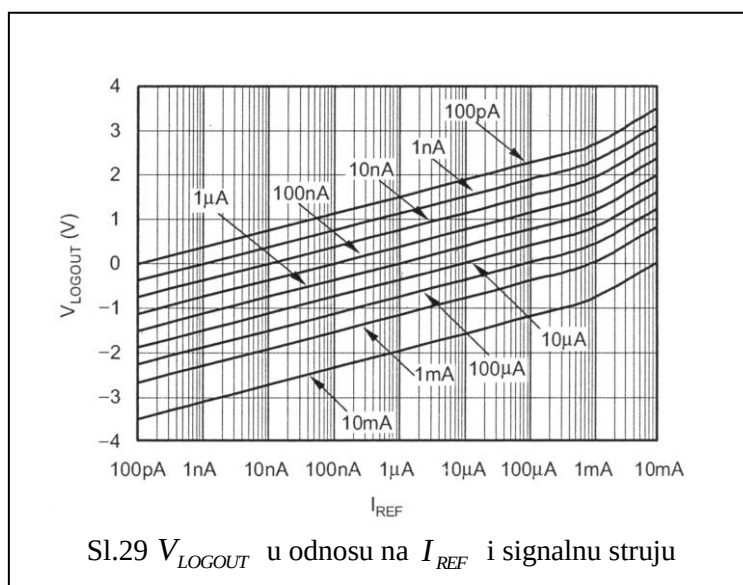
4.8.2 Logaritamsko pojačalo

LOG114 je dizajniran i prilagođen mjerenju vrlo slabih struja i struja koje pokrivaju široko dinamičko područje. Taj integrirani krug računa logaritam ulazne struje ili napona u odnosu na referentnu struju ili napon. Referentna struja se dobiva stavljanjem otpornika u seriju sa preciznim unutarnjim referentnim naponom koji iznosi 2.5V. Izlazni signal V_{LOGOUT} ima faktor proporcionalnosti logaritmu odnosa struja (scale factor) od 0.375V, kako bi se ograničio izlazni napon tako da bude unutar granica od $\pm 5V$ koliko iznosi napajanje ovog IC-a.

LOG114 je logaritamsko pojačalo koje je u mogućnosti mjeriti struje u dinamičkom opsegu od osam dekada. Logaritam ili logaritamski omjer (log ratio) ulazne struje u odnosu na referentnu se računa kao:

$$V_{LOGOUT} = 0.375 \cdot \log_{10} \left(\frac{I_1}{I_2} \right) \quad (52)$$

Zbog simetrične unutarnje građe, ili I_1 ili I_2 može biti konstantne vrijednosti kako bi poslužila kao referentna struja, a ova druga kao ulazni signal. Vrijednost referentne struje se odabere tako da izlazni napon V_{LOGOUT} bude nula kada su referentna struja i struja ulaznog signala iste. Na Sl.29 je grafički prikazana ovisnost izlaznog napona V_{LOGOUT} o referentnoj struji I_{REF} i signalnoj struji.



Ako se očekuje dinamički raspon ulazne struje od primjerice 100pA do 10mA, tada je korištenjem (52) moguće odrediti dinamički raspon izlaza V_{LOGOUT} i ako se izabere referentna struja od 1μA stavljanjem otpornika $R=2.5M\Omega$ u seriju sa referentnim naponskim izvorom slijedi:

Za $I_2 = 100\text{ pA}$,

$$V_{LOGOUT} = 0.375 \cdot \log_{10} \left(\frac{1\mu A}{100\text{ pA}} \right) = +1.5V$$

Za $I_2 = 10\text{ mA}$,

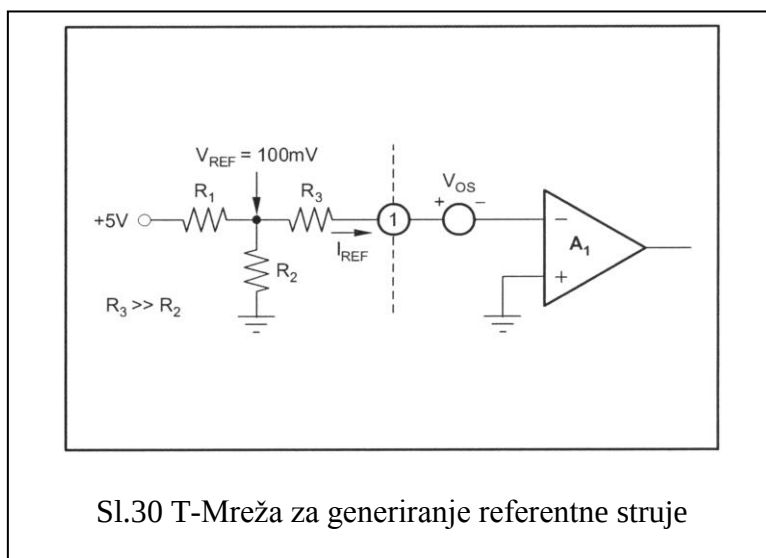
$$V_{LOGOUT} = 0.375 \cdot \log_{10} \left(\frac{1\mu A}{10\text{ mA}} \right) = -1.5V$$

Integrirani krug u sebi ima dva dodatna operacijska pojačala A_4 i A_5 koja se mogu koristiti ovisno o potrebama sklopa ili ih se može ostaviti neiskorištenima.

Kako bi se smanjio utjecaj parazitnih induktiviteta koji potječu iz izvora koji napajaju sam uređaj, na ulaze V_+ i V_- se stave po dva kondenzatora vrijednosti $10\mu\text{F}$ i 1nF u paralelnom spoju.

Izbor referentne vrijednosti struje za potrebe ovog sklopa nije od ključne važnosti. Bilo koja vrijednost u rasponu od 100pA do 10mA se može koristiti. Ukoliko se uzme 100pA za referentnu vrijednost i uz unutarnji referentni napon od 2.5V , biti će potreban serijski otpor od $2.5 \cdot 10^{10}\Omega$ što je teško ostvarivo sa komercijalno dostupnim otpornicima. Na Sl.30 je moguće rješenje toga problema korištenjem naponskog djelitelja, ali to predstavlja nepotrebno kompliciranje dizajna pošto u tom slučaju treba u obzir uzeti i ofsetni napon V_{OS} operacijskog pojačala A_1 , koji iznosi $\pm 4\text{mV}$ prema podacima proizvođača.

U slučaju da se uzme drugi ekstrem, odnosno 10mA kao referentna struja, iznos serijskog otpornika je komercijalno dostupnih 250Ω . Tu se pojavljuje problem prevelikog trošenja snage nepotrebno, jer struja od 10mA na otporu od 250Ω troši snagu $P = I^2 \cdot R = 0.01^2 \times 250 = 0.025\text{W}$. Najbolje je uzeti vrijednost referentne struje $1\mu\text{A}$ koju je lako ostvariti pomoću serijskog otpornika $R = 2.5\text{M}\Omega$ pri čemu se troši svega $P = I^2 \cdot R = 0.000001^2 \cdot 2.5 \times 10^6 = 2.5\mu\text{W}$ snage što je u skladu sa zahtjevima o što manjoj potrošnji energije.



Infracrveno zračenje koje daje IR dioda pada na fotodiodu i konvertira se u struju. Primljena snaga ovisi prvenstveno o udaljenosti između IR diode i fotodiode pa prema podacima iz Tablice5 za raspon udaljenosti od $r = 10\text{mm}$ do 4000mm za koje je predviđen pouzdan rad ovoga sklopa, iznosi struja generiranih u fotodiodi su u rasponu od $I_{Foto} = 1.43\text{mA}$ do

$I_{Foto} = 9nA$. Uz referentnu struju od $1\mu A$ moguće je naći očekivani dinamički raspon izlaza V_{LOGOUT} za ovaj sklop. Iz (52) slijedi:

$$\text{Za } I_{Foto} = 9nA, V_{LOGOUT} = 0.375 \cdot \log_{10}\left(\frac{1\mu A}{9nA}\right) = +767mV$$

$$\text{za } I_{Foto} = 1.43mA, V_{LOGOUT} = 0.375 \cdot \log_{10}\left(\frac{1\mu A}{1.43mA}\right) = -1.18V,$$

što je u skladu sa grafičkim prikazom na Sl.29.

Važno je naglasiti da su ovo prosječne vrijednosti moduliranog signala. Korisna informacija koja se prenosi ovakvim načinom iznosi manje od 2% ove prosječne vrijednosti, a ovisi o iznosu otpora R_g čija funkcija je objašnjena ranije u tekstu. Kako prosječna vrijednost moduliranog signala ne služi pri demodulaciji, potrebno je izvući samo amplitudu korisne informacije. Najlakši način je stavljanjem visokopropusnog CR filtra na izlaz logaritamskog pojačala.

Amplituda tako filtriranog signala iznosi manje od 2mV za udaljenost $r = 4000mm$ pa je takav signal potrebno pojačati na vrijednost koja je potrebna za pouzdan rad elektroničkih komponenti koje slijede dalje u sklopu. Dva operacijska pojačala koja dolaze u sklopu LOG114 integriranog kruga mogu se iskoristiti. Oba pojačala spojena su u negativnu povratnu vezu invertirajućeg množenja s konstantom. Prijenosna funkcija takvog spoja glasi:

$$\frac{U_{izl}}{U_{ul}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (53)$$

Pojačalo A_4 ima komponente $R_1 = 2.2k\Omega$ i $R_2 = 22k\Omega$ pa je napon na izlazu prema (53):

$$U_{izl} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_{ul} = -\frac{22k\Omega}{2.2k\Omega} \cdot U_{ul} = -10 \cdot U_{ul},$$

$$\text{odnosno pojačanje } G_4 = \left| \frac{U_{izl}}{U_{ul}} \right| = 10.$$

Kako pojačalo A_5 ima $R_1 = 3.3k\Omega$ i $R_2 = 5.6k\Omega$ i pojačanje $G_5 = \left| \frac{U_{izl}}{U_{ul}} \right| = 1.7$, ukupno pojačanje oba pojačala iznosi $G_{4,5} = G_4 \cdot G_5 = 10 \cdot 1.7 = 17$ što je dovoljno da i signale amplitude manje od 2mV podigne na zadovoljavajuću razinu potrebnu za daljnju obradu.

Postavlja se pitanje svrhe odnosno korisnosti logaritamskog pojačala. Ako se generirana struja na fotodiodi I_{Foto} proteže u rasponu od primjerice 10nA od 1.0mA, to je pet dekada. Kada bi se

takav dinamički raspon pokušao izravno pojačati odnosno "normirati" kako bi se signal prilagodio sklopovima koji slijede dalje u mreži, pa ako bi ta željena normirana vrijednost iznosila približno 330mV amplitude, bilo bi potrebno naponski upravljano pojačalo (Voltage Controlled Amplifier - VCA) sa rasponom pojačanja od $G \approx 10^5$ što je u praksi teško ostvarivo. Iz ovog primjera je očita nužnost korištenja logaritamskog pojačala koje je u stanju signal u rasponu od pet dekada komprimirati u signal od jedne dekade.

Za $I_{Foto} = 10nA$, nakon logaritmiranja, prolaska kroz visokopropusni CR filter i operacijska pojačala A_4 i A_5 , maksimalna amplituda signala iznosi $V_{UIDEMO} \approx 40mV$ a za $I_{Foto} = 1mA$, koja prema Tablici3 odgovara udaljenosti nešto većoj od 10mm, amplituda signala iznosi $V_{UIDEMO} \approx 330mV$ a to je približno jedna dekada i takav VCA je komercijalno dostupan.

Takva kompresija, iako izuzetno korisna, predstavlja i potencijalno veliki problem. Kako amplituda napona koji izlazi iz TV/monitora i preko audio utikača ulazi u modulator, predstavlja jačinu zvuka, postavlja se pitanje hoće li ovako velika kompresija logaritamskog pojačala naštetiti kvaliteti zvuka na bilo koji način. Eksperimentalnim putem (simulacijom u softveru) je utvrđeno da kompresija, iako velika za ukupni modulirani signal, je vrlo mala za korisnu informaciju koju takav kompleksni signal prenosi.

Uz sinusni ulazni signal modulatora amplitude 280mV, amplituda signala na izlazu, nakon prolaska kroz cijeli sklop prijamnika iznosi 172mV. Kada se na ulaz spoji sinusni signal amplitude 28mV, amplituda signala nakon prolaska kroz cijeli sklop prijamnika iznosi 18mV.

Iz dobivenih podataka, može se zaključiti da je informacija ostala gotovo "netaknuta" jer linearna promjena ulaznog signala uzrokuje gotovo linearnu promjenu izlaznog signala.

4.9 Automatska regulacija pojačanja (Automatic Gain Control)

Logaritamsko pojačalo obavlja odličan posao pri kompresiji signala velikog dinamičkog raspona ali ipak nije u stanju riješiti jedan značajan problem. Riječ je o amplitudi naponskog signala V_{UIDEMO} . To je napon koji, kako je ranije opisano, potječe direktno od struje I_{Foto} , koja najviše ovisi o udaljenosti IR diode i fotodiode.

U idealnom slučaju kada je udaljenost ta dva elementa konstantna, V_{UIDEMO} je napon koji se nakon određenog pojačanja odnosno "prilagodbe" može direktno koristiti kao ulazni signal za ostatak mreže i demodulaciju. Primjerice ako se prijamnik nalazi na $r = 1000mm$ od odašiljača, tada će struja na fotodiodi iznositi $I_{Foto} = 143nA$ što uz $R_g = 560\Omega$ i sinusni signal na audio utikaču amplitude 280mV daje $V_{UIDEMO} \approx 231mV$ maksimalne amplitude. Ako se prijamnik pomakne na $r = 2000mm$ od odašiljača, struja I_{Foto} sada iznosi 36nA što uz

jednaki R_g i sinusni signal na audio utikaču odgovara naponu $V_{UIDEMO} \approx 150mV$ maksimalne amplitude.

Demodulator koji se koristi u ovom radu pouzdano radi za ulazne signale ne veće od 300mV vršne vrijednosti iako i signali od oko 350mV još mogu "proći" bez značajnijih izobličenja signala na izlazu. Iako signali od 150mV i 231mV mogu biti korišteni bez da ih se pojača na napon od 300mV maksimalne amplitude, ozbiljniji problem proizlazi iz činjenice da promjena od samo 1000mm uzrokuje relativno velike razlike u amplitudi signala V_{UIDEMO} .

Amplituda izlaznog signala iz demodulatora direktno ovisi o amplitudi ulaznog signala u demodulator. Za $V_{UIDEMO} \approx 150mV$, izlaz iz demodulatora i poslije prolaska kroz niskopropusni filter, iznosi $V_o \approx 120mV$ amplitude. Za $V_{UIDEMO} \approx 231mV$, $V_o \approx 172mV$.

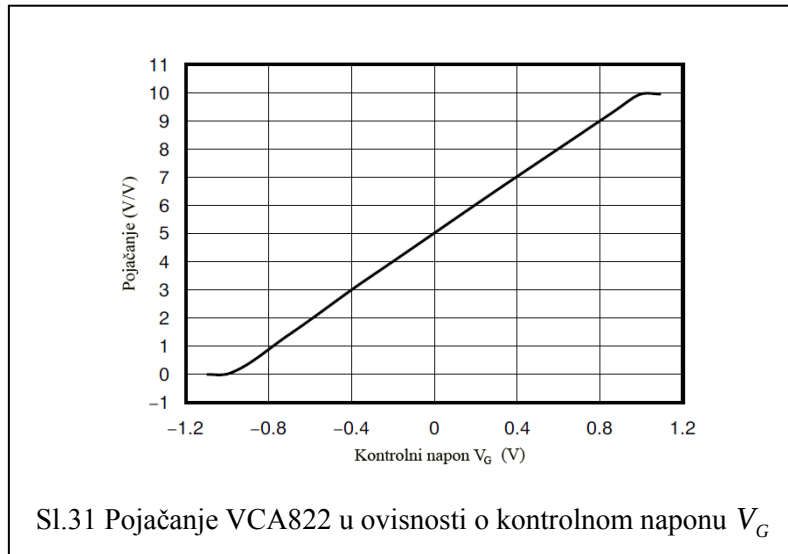
Na prvi pogled možda nije odmah jasno, ali V_o je signal koji ulazi u uređaj za reprodukciju zvuka što su u ovom radu slušalice. Sada se vidi da svaki pokret korisnika uzrokuje promjenu jačine zvuka. Pomak od samo jednog metra znači razliku izlaza $\Delta V_o = 172mV - 120mV = 52mV$. Pogled na Tablicu3 i Tablicu4 otkriva da takva razlika napona znači promjenu glasnoće od ~9 jedinica za zvukove frekvencije 100Hz i promjenu od ~14 jedinica za zvukove frekvencije 10kHz. Tako velika razlika u glasnoći znatno kvari doživljaj zvuka krajnjeg korisnika, a može biti opasna po zdravlje za veće promjene udaljenosti!

4.9.1 Pojačalo s varijabilnim pojačanjem (Variable Gain Amplifier - VGA)

Kako bi se riješio ovaj ozbiljan problem potrebno je osmisлити sklop koji će napon V_{UIDEMO} držati na konstantnoj razini bez obzira na promjene u udaljenosti odašiljača i prijamnika i njihovom međusobnom kutu. Jasno je da kada bi se koristilo jednostavno pojačalo sa fiksnim pojačanjem ništa ne bi bilo riješeno, raspon signala ostao bi isti.

Potrebno je pojačalo kojem će se pojačanje mijenjati s obzirom na prilike u mreži. Na tržištu postoji više takvih pojačala. Jedno takvo je i VCA822 VGA. VCA822 je IC dostupan u dva oblika od kojih je interesantniji MSOP-10 zbog manjih dimenzija koje iznose $3.1 \times 3.1 \times 1.1mm$, napajan sa $\pm 5V$ naponskim izvorima, kontrolni napon (gain control voltage) V_G služi za linearno namještanje pojačanja u jedinicama V/V za raspon kontrolnog napona V_G od -1V do 1V. Maksimalno pojačanje je određeno pomoću dva vanjska otpornika: R_G i R_F pa ono može iznositi od minimalnih 2V/V do maksimalnih 100V/V. Ako je $R_F = 1000\Omega$ a $R_G = 200\Omega$, pojačanje pri $V_G = 0V$ iznosi $G = \frac{R_F}{R_G} = 5$, pri $V_G = 1V$ ono iznosi $G = 10$, a pri

$V_G = -1V$, $G = 0.1$. VCA822 pruža odličnu linearnost pojačanja prikazanu na Sl.31 za primjer maksimalnog pojačanja od 10V/V pri $V_G = 1V$.

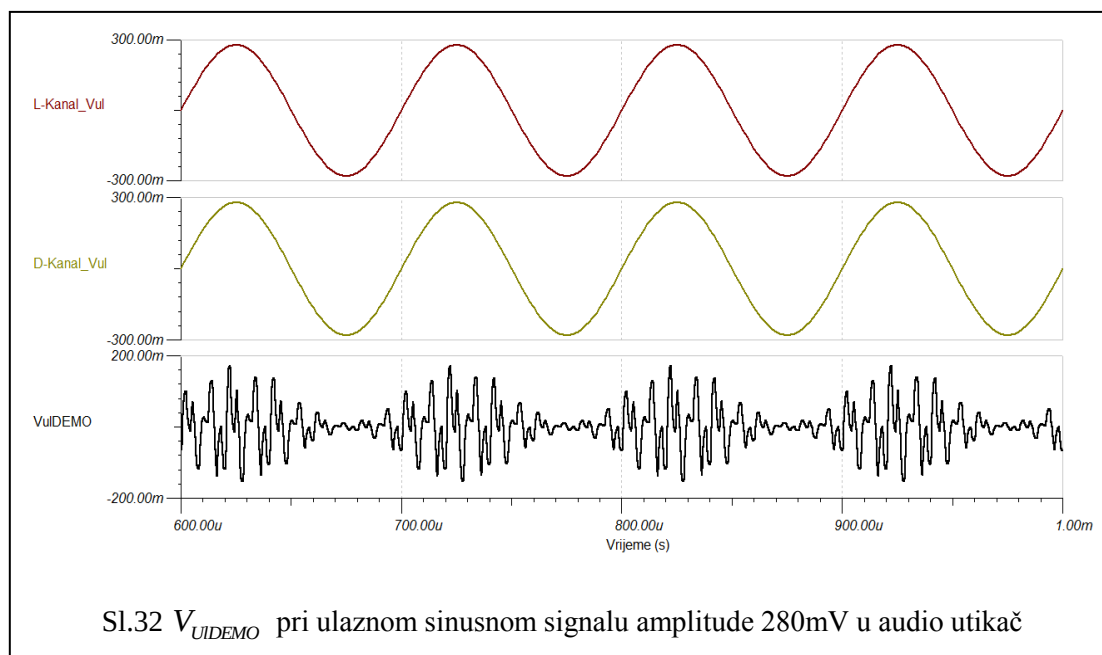


VCA822 ima maksimalni ulazni raspon signala od -2.1V do +1.6V. Ako je VCA822 namijenjen reguliranju amplitude vanjskog signala kao što je to u slučaju AGC-a, ulazni maksimalni raspon signala je proporcionalan izrazu:

$$V_{IN(PP)} = R_G \cdot I_{RG(PP)}$$

Sada je potrebno nekako povezati napon V_{UIDEMO} sa kontrolnim naponom V_G . To se mora ostvariti na takav način da kada V_{UIDEMO} raste, signal V_G pada uz zahtjev za ostanak unutar $\pm 1V$ raspona za koji je pojačanje linearno. Potrebno je postići da ako V_{UIDEMO} poraste primjerice dva puta, tada se pojačanje G mora smanjiti dva puta u odnosu na trenutnu vrijednost. Time bi se postigla konstantna razina napona V_{UIDEMO} bez obzira na struju I_{Foto} odnosno udaljenost odašiljača i prijamnika.

Odmah se pojavljuje prva prepreka u obliku V_{UIDEMO} . VCA822 na svom ulazu za kontrolni napon prima DC signal u rasponu $\pm 1V$, ali V_{UIDEMO} nije DC signal niti je signal koji bi bio mogući kandidat za upravljanje VCA IC-om, barem ne za ovakve potrebe. Primjer tipičnog oblika V_{UIDEMO} signala je prikazan na Sl.32, gdje su $L - Kanal_V_{ul}$ i $D - Kanal_V_{ul}$ signali koji iz audio utikača ulaze u modulator a predstavljaju lijevi i desni kanal.

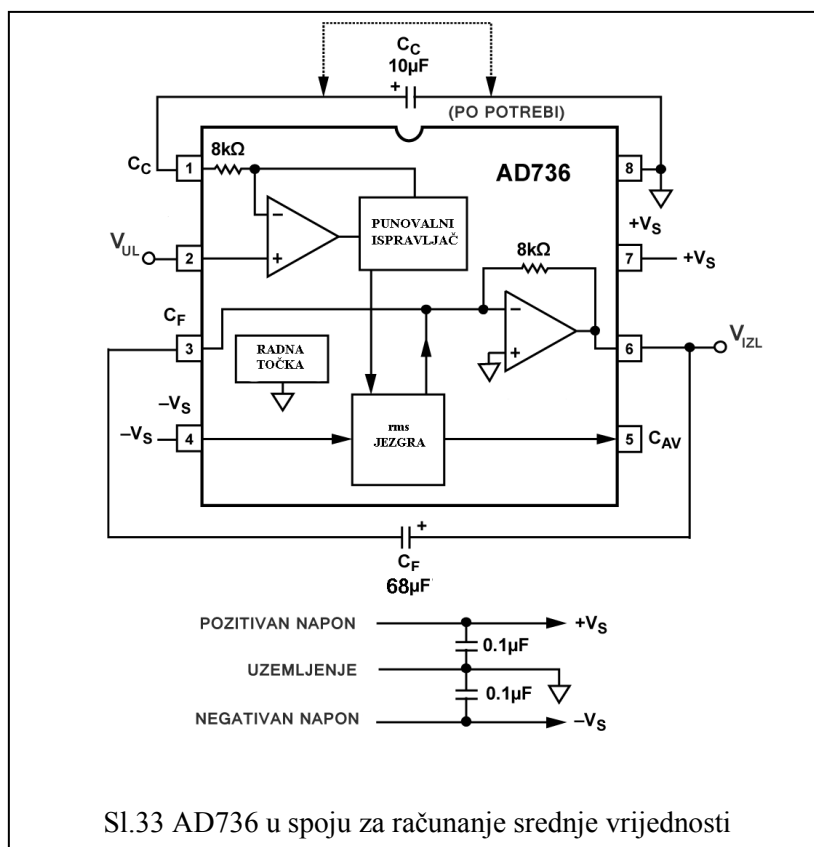


4.9.2 Pretvarač efektivne/srednje/vršne vrijednosti signala (RMS - peak/DC converter)

Potrebno je pronaći srednju vrijednost signala na izlazu iz logaritamskog pojačala V_{LOGOUT} prije nego ga se iskoristi za upravljanje VCA IC-om. Na tržištu je dostupan IC baš za takve potrebe, malih dimenzija, visoke preciznosti i niske cijene, riječ je o AD736. On je u stanju pretvoriti efektivnu (root mean square - rms) vrijednost, prosječnu vrijednost ili vršnu vrijednost AC signala raznih oblika u istosmjerni napon. Niska potrošnja snage čini ga pogodnim za baterijski napajane sustave kao što je sklop prijmnika u ovom radu.

Srednju vrijednost pronalazi tako da prvo signal provede kroz punovalni ispravljač a nakon toga kroz niskopropusni filter. Rezultat je prosječna DC vrijednost koja po potrebi može biti prevedena u rms ekvivalentnu vrijednost korištenjem odgovarajućeg faktora proporcionalnosti (scale factor) ovisno o signalu na ulazu. Na primjer, prosječna apsolutna vrijednost sinusnog signala je $0.636 \cdot V_{MAX}$ dok je njegova rms vrijednost $0.707 \cdot V_{MAX}$ tako da potrebni "scale factor" za sinusne signale iznosi 1.11 ($0.707/0.636$).

Kako vanjski kondenzator C_{AV} sadrži vrijednost ulaznog signala nakon prolaska kroz punovalni ispravljač, njegov kapacitet izravno utječe na preciznost izračunate rms vrijednosti, posebno pri nižim frekvencijama. Zbog unutarnje građe ovog IC-a, vrijeme potrebno za računanje rms vrijednosti raste eksponencijalno sa smanjenjem vrijednosti ulaznog signala. To znači da kako ulazni signal pada, smanjuje se i pogreška, ali vrijeme potrebno da strujni krug dođe na odgovarajuću rms razinu raste.

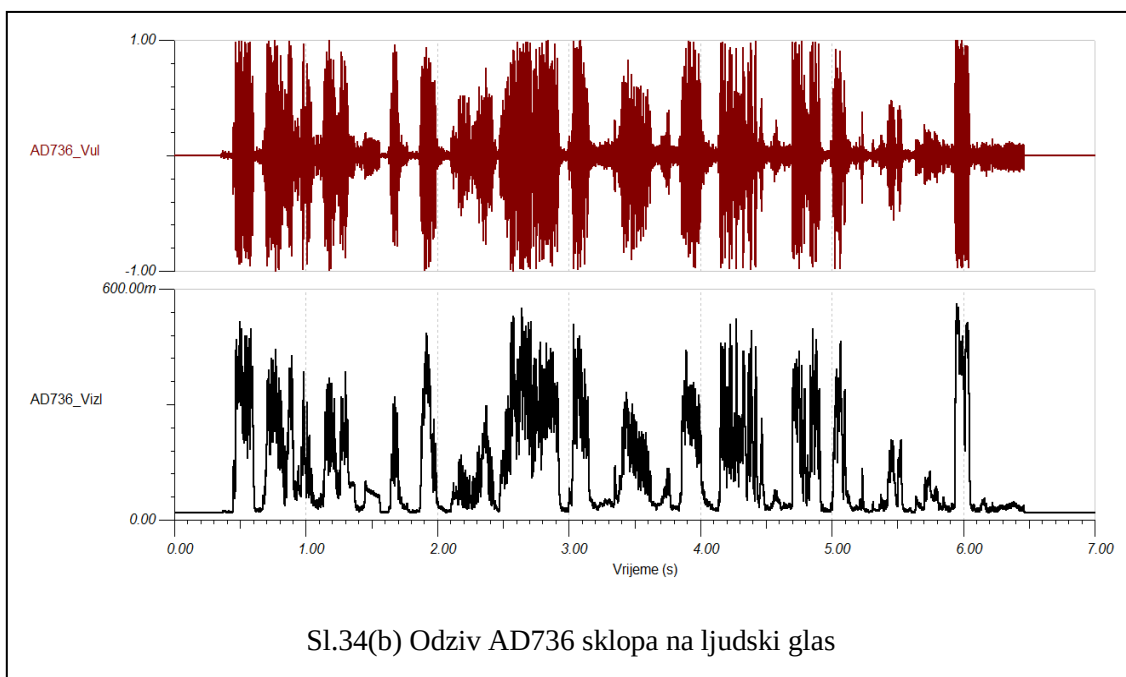
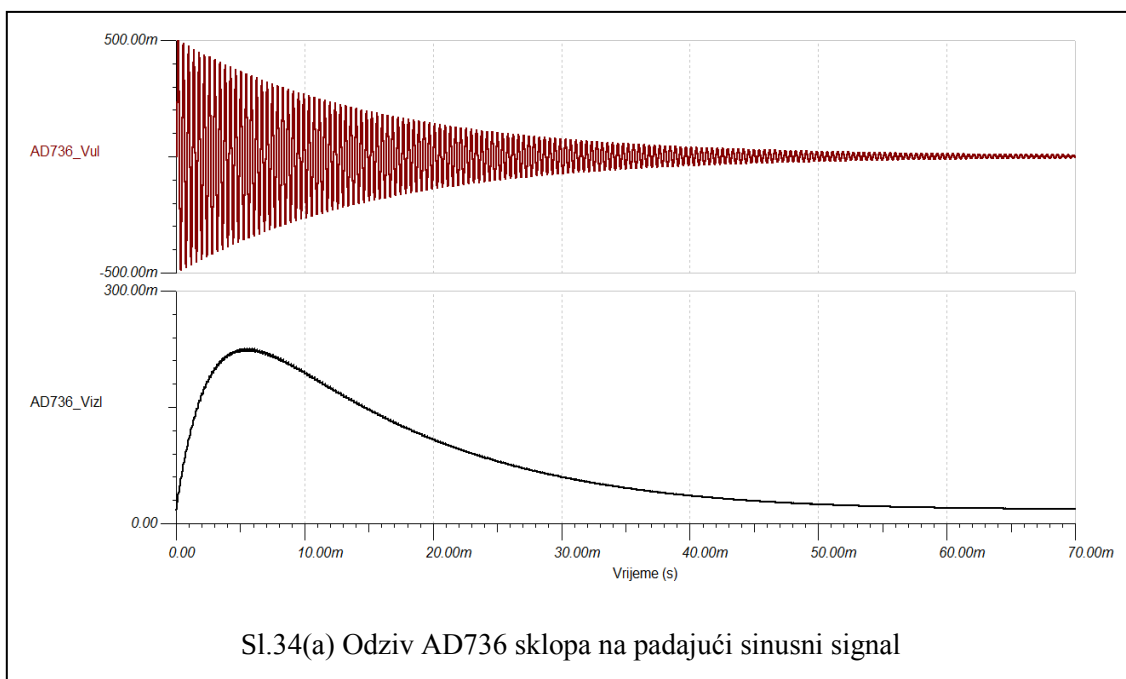


Za potrebe ovog AGC sustava nije od ključne važnosti hoće li V_{LOGOUT} biti prikazan kao rms vrijednost ili prosječna DC vrijednost. Na Sl.33 prikazan je AD736 u spoju za računanje srednje vrijednosti. U takvom spoju nema potrebe za C_{AV} pa mu vrijeme potrebno za računanje srednje vrijednosti ulaznog signala ne ovisi o amplitudi ulaznog signala. Određuje ga jedino RC konstanta kondenzatora C_F i unutarnjeg $8k\Omega$ otpornika u povratnoj vezi izlaznog operacijskog pojačala. Za audio aplikacije proizvođač AD736 IC-a daje preporuku kapaciteta C_F od $68\mu F$. Pri toj vrijednosti $\tau = RC_F = 8000 \cdot 68 \cdot 10^{-6} = 0.544s$ a vrijeme potrebno za računanje srednje vrijednosti iznosi najmanje 4τ što je $2.176s$. Treba naglasiti da se ovo vrijeme odnosi na prosječni signal koji kreće od vrijednosti $0V$ pa nakon što prvi puta dođe na srednju vrijednost, više nisu potrebne ovako velike vremenske vrijednosti. Primjer odziva AD736 u spoju za računanje srednje vrijednosti ulaznog signala je dan na Sl.34a, gdje je za potrebe simulacije korišten padajući sinusni signal:

$$V_{UL} = 0.5 \cdot \sin(15416 \cdot t) \cdot e^{-64t},$$

a na Sl.34b je prikazan odziv na ljudski glas.

Samo za potrebe ove simulacije korišten je $C_F = 330nF$ zbog bržeg odziva i jasnije ilustracije. U završnom sklopu C_F će iznositi $68\mu F$ kao što je i preporuka proizvođača.



Iz svega navedenog, izbor pada na sklop za računanje srednje vrijednosti ulaznog signala a ne rms vrijednosti.

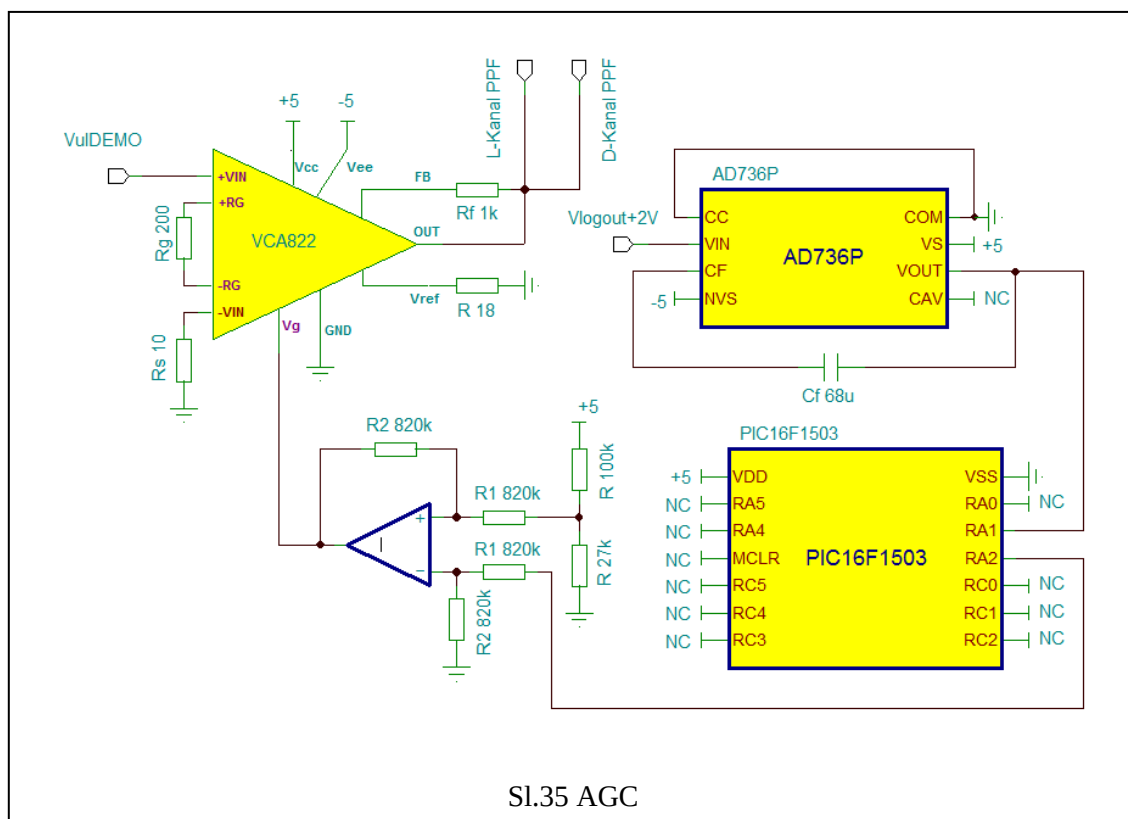
Postoji puno, već gotovih AGC sustava ali niti jedan od tih primjera ne zadovoljava potrebe ovog sklopa. Svi gotovi sklopovi su sastavljeni kao asinkroni automati, odnosno sklopovi za čiji je pravilan rad ključno kašnjenje signala u petlji povratne veze. Pokušaji da se ti, već gotovi sklopovi, malim izmjenama prilagode ovom sustavu prijmnika, nisu rezultirali traženim

rezultatima. Potrebno je da signal V_{UIDEMO} bez obzira na njegovu vršnu vrijednost pri ulazu u AGC, nakon izlaska iz AGC-a bude uvijek iste, unaprijed određene vršne vrijednosti. Za tako precizan rad čini se neizbježno korištenje sklopa kojem takt daje neki drugi sklop odnosno sat.

4.9.3 Mikrokontroler

Potrebno je uzeti uzorak V_{LOGOUT} signala, usporediti ga sa nekom unaprijed utvrđenom srednjom vrijednosti i adekvatno podesiti pojačanje VCA822 IC-a. Taj rad treba ponavljati dovoljno brzo kako bi se amplituda signala V_{UIDEMO} držala konstantnom. Blok shema takvog AGC-a je dana na Sl.35.

Najlakši način za objediniti sve te elemente u jedan IC je pomoću mikrokontrolera. Mikrokontroler koji ima sve potrebno za ostvariti ovaj cilj je osam bitni PIC16F1503. Niske cijene i malih dimenzija, pa tako u SOIC verziji zauzima $8.65 \times 6.00 \times 1.75$ mm. Napaja se sa maksimalnih +5.5V, unutarnji oscilator moguće je namjestiti na 16MHz, ima analogno-digitalni konverter (ADC) rezolucije 10 bita, digitalno-analogni konverter (DAC) rezolucije 5 bita, a to su samo najvažnije karakteristike u ovom slučaju.



Za programiranje i simulaciju ovoga mikrokontrolera korišten je "Proteus 8 Professional" programski paket. To je softver koji daje mogućnost pisanja koda, bilo u specijaliziranom assembly programskom jeziku koji je specifičan za pojedine modele mikrokontrolera, bilo korištenjem naredbi programskog jezika C koji se preko specijaliziranog kompajlera prevodi u predodređeni assembly kod. Zbog jednostavnijeg programiranja, "Proteus 8 Professional" je moguće nadograditi C kompajlerom pa je to i učinjeno u obliku "MPLAB XC8" kompajlera specijalno prilagođenog osam bitnim mikrokontrolerima. C kompajler u nedostatku floating point modula (modul plivajućeg zareza) sve decimalne vrijednosti zaokružuje na nižu znamenku.

Sada će biti ukratko opisane ali ne i prikazane neke od postavki unutarnjih registara mikrokontrolera koje je potrebno namjestiti softverskim putem da bi sve radilo kako je predviđeno.

PIC16F1503 daje mogućnost izbora oscilatora pa on može biti vanjski ili unutarnji oscilator. Maksimalna vrijednost vanjskog oscilatora kompatibilnog sa ovim modelom iznosi 20MHz a unutarnjeg oscilatora 16MHz. Kako je za rad ovog AGC-a suvišno koristiti i 16MHz, izvor oscilatora će biti smanjen pomoću unutarnjeg prescaler-a i iznositi će 4MHz pošto manja frekvencija rezultira i manjom potrošnjom snage. PIC16F1503 sadrži dva registra za komunikaciju sa vanjskim svijetom a to su PORTA i PORTC. Potrebno je izabrati i ADC upravljački sat koji određuje tempo pretvaranja analogne vrijednosti na ulazu PORTA registra u ekvivalentnu digitalnu vrijednost. Izbor pada na osam puta manju vrijednost glavnog oscilatora, odnosno 500kHz u ovom slučaju. Potrebno je uključiti ADC i DAC module i odrediti koji bit PORTA registra će služiti za prikaz analogne vrijednosti napona nakon prolaza kroz DAC.

Nakon opisanih postavki, slijedi detaljan opis C programskog koda:

Izlaz iz AD736 je analogna DC vrijednost koja ulazi u bit 1 PORTA registra, ta vrijednost se u ADC modulu pretvara u digitalnu. Vrijednosti koje može poprimiti su u rasponu od 0 do 1023 pošto je DAC deset bitni a 2^{10} daje 1024. Primjerice, ako ulazni analogni napon iznosi 1V uz referentni napon ADC-a od 5V, ekvivalentna digitalna vrijednost se računa preko izraza:

$$N = \frac{V_{AN}}{V_{REF}} \cdot 2^n = \frac{1V}{5V} \cdot 2^{10} = 204.8 \approx 204 \quad (54)$$

gdje je N digitalni ekvivalent analognom signalu, a V_{AN} je analogni napon na ulazu, V_{REF} je referentni napon a n je kapacitet ADC-a u bitovima. Signal V_{LOGOUT} nakon zbrajanja sa konstantom iznosa 2V i prolaska kroz AD736 poprima neku srednju vrijednost $\bar{V}_{LOGOUT} + 2$ pa će od sada vrijediti $V_{AN} \equiv \bar{V}_{LOGOUT} + 2$. Zbrajanje sa konstantom je potrebno izvršiti pošto vrijednost napona V_{LOGOUT} može poprimiti i negativne vrijednosti što je nepoželjno u ovom slučaju.

Iznos napona $\bar{V}_{LOGOUT}$ je proporcionalan struji koja ulazi u logaritamsko pojačalo, a ta struja je proporcionalna udaljenosti prijamnika i odašiljača pa će iznos pojačanja VCA822 direktno ovisiti o tom naponu.

Od sada će se "digitalna verzija" kontrolnog napona za VCA822, $V_G + 1$, označavati sa V_G . Kako je već ranije u opisu VCA822 objašnjeno, raspon ulaznog signala V_G se kreće od -1V do +1V. Za potrebe ovog C koda može se pretpostaviti da se on kreće od 0V do 2V.

Unutar "void main(void)" funkcije nalazi se beskonačna "while" petlja koja u razmacima od 1ms poziva funkciju "convert()". Funkcija "convert()" pretvara analognu V_{AN} vrijednost u digitalnu N vrijednost i dalje obavlja operacije koje će biti opisane malo kasnije u tekstu.

"__delay_ms(int x)" je funkcija koja kao što joj i ime sugerira vrši zadržku od x milisekundi a u ovom slučaju to je 1ms. Takva brzina je i više nego dovoljna da izlaz iz AGC sklopa bude uvijek iste prosječne vrijednosti bez obzira na brzinu pokreta korisnika.

```
while (1)
{
    __delay_ms(1);
    convert();
}
```

Unutar funkcije "void convert(void)" prvo je potrebno uključiti ADC modul "postavljanjem" bita 1 registra ADCON0 pomoću logičke operacije "ili". "Postavljanje" bita 1 je signal mikrokontroleru da započne analogno-digitalnu pretvorbu. Taj proces pretvorbe zahtijeva neko određeno vrijeme koje za PIC16F1503 prema podacima proizvođača iznosi 4.37μs. Napravi se zadržka od 10μs.

```
void convert(void)
{
    //Početak nove konverzije
    ADCON0 = ADCON0 | 0x02;

    //Zadržka od 10μs kako bi se konverzija uspješno izvršila
    __delay_ms(0.01);
```

Nakon uspješne konverzije rezultat se automatski sprema u registarski par ADRESH:ADRESL, jer je mikrokontroler osam bitni a rezultat je deset bitni pa su potrebna dva registra. Bit 1 registra ADCON0 automatski poprima vrijednost nula. Prije daljnjih operacija potrebno je provjeriti je li konverzija uspješno izvršena upotrebom logičke operacije "i".

```
//Provjera je li konverzija gotova
if((ADCON0 & 0x02)==0x00)
{
```

Ako je gotova, vrijednost iz registra ADRESH prvo se stavi u šesnaest bitnu varijablu "ADC_Rezultat". Pomoću C operatora "<<", vrijednost ADRESH se pomakne za osam mjesta u lijevo. Sada osam najznačajnijih bitova (most significant bits) varijable "ADC_Rezultat" sadrži vrijednost ADRESH registra. Vrijednost ADRESL registra se kopira u osam najmanje značajnih bitova (least significant bits) korištenjem logičkog operatora "ili". Sada varijabla "ADC_Rezultat" sadrži rezultat analognog digitalne konverzije.

```
//Premještanje registarskog para ADRESH: ADRESL u šesnaest bitnu varijablu zbog
// lakšeg kasnijeg korištenja
ADC_Rezultat = ADRESH;
ADC_Rezultat = ADC_Rezultat << 8;
ADC_Rezultat = ADC_Rezultat | ADRESL;
```

Signal $\bar{V}_{LOGOUT} + 2$ nakon prolaska kroz ADC biva "digitaliziran" što se vrši interno a rezultat se dobije prema (54). Digitalna verzija $\bar{V}_{LOGOUT} + 2$ se nalazi u varijabli "ADC_Rezultat". O iznosu napona $\bar{V}_{LOGOUT} + 2$ ovisi koliko je potrebno namjestiti pojačanje VCA822. Ta ovisnost je unaprijed utvrđena eksperimentalnim putem.

Na međusobnoj udaljenosti odašiljača i prijamnika od primjerice 1m, $\bar{V}_{LOGOUT} + 2 = 2317\text{ mV}$. Kako vršna vrijednost signala V_{UIDEMO} ne bi prelazila 350mV, potrebno pojačanje VCA822 iznosi $G=1.7$. Za udaljenost 2m, to pojačanje iznosi $G=2.8$ i analogno za ostale udaljenosti. Teoretski je moguće "pokriti" beskonačan broj udaljenosti ali u praksi prva prepreka je količina memorije mikrokontrolera, a preveliki broj točaka je i nepotreban. Ovdje će biti prikazano sedam točaka a pri praktičnoj realizaciji ovog sklopa biti će potrebno na sličan način dodati još.

Varijabla ADC_Rezultat se uspoređuje sa sedam različitih točaka udaljenosti prevedenih u digitalnu vrijednost korištenjem (54).

Potrebno je tu novu vrijednost kontrolnog napona V_g koja je u digitalnom obliku, pomoću DAC-a pretvoriti u analognu vrijednost i proslijediti dalje u sklop.

Pet najmanje značajnih bitova (least significant bits) u registru DACCON1 se postavi na vrijednost koju je potrebno iz digitalnog oblika pretvoriti u analogni. Ta konverzija se vrši interno prema izrazu:

$$DAC_{IZL} = \left[(V_{REF+} - V_{REF-}) \cdot \frac{DACR[4:0]}{2^n} \right] + V_{REF-} \quad (55)$$

gdje je V_{REF+} pozitivni referentni napon digitalno-analognog konvertera i iznosi +5V, V_{REF-} je negativni referentni napon digitalno-analognog konvertera i iznosi 0V, $DACR[4:0]$ predstavlja pet najmanje značajnih bitova (least significant bits) u registru DACCON1 a n je kapacitet digitalno-analognog konvertera u bitovima.

Analogni napon $V_G + 1$ je dostupan na pinu mikrokontrolera koji se prethodno postavi kao izbor za prikaz DAC rezultata pri namještanju registara.

Potrebno je napomenuti da pošto PIC16F1503 mikrokontroler ima 5 bitni DAC, minimalni iznos koraka k iznosi $\left(\frac{1}{2^5}\right) \cdot V_{REF+} = 156mV$ pri $V_{REF+} = 5V$. U slučaju fizičke realizacije ovog sklopa, biti će potrebno koristiti mikrokontroler sa 9 bitnim

DAC-om uz adekvatne izmjene naziva i postavki registara ovisno o odabranom mikrokontroleru.

```
//Ako je udaljenost približno 10mm
```

```
if(ADC_ Rezultat > 67 && ADC_ Rezultat <= 236)
```

```
{
```

```
    //Ako je gornja usporedba istinita, potrebno pojačanje  $G=1.1$ , a  $V_G + 1$  je potrebno
```

```
    //postaviti na 0.22V. Zbog restrikcije 5 bitnog DAC-a to će iznositi 0.156V kao
```

```
    //najbliža vrijednost.
```

```
    DACCON1 = 1;
```

```
}
```

```
// Ako je udaljenost približno 100mm
```

```
else if(ADC_ Rezultat > 236 && ADC_ Rezultat <= 374)
```

```
{
```

```
    //Ako je gornja usporedba istinita, potrebno pojačanje  $G=1.66$ , a  $V_G + 1$  je
```

```
    //potrebno postaviti na 0.33V. Zbog restrikcije 5 bitnog DAC-a to će iznositi
```

```
    //0.313V kao najbliža vrijednost.
```

```
    DACCON1 = 2;
```

```
}
```

```
//Ako je udaljenost približno 500mm
```

```
else if(ADC_ Rezultat > 374 && ADC_ Rezultat <= 451)
```

```
{
```

```
    //Ako je gornja usporedba istinita, potrebno pojačanje  $G=1.66$ , a  $V_G + 1$  je potrebno
```

```
    //postaviti na 0.33V. Zbog restrikcije 5 bitnog DAC-a to će iznositi 0.313V kao
```

```
    //najbliža vrijednost.
```

```
    DACCON1 = 2;
```

```
}
```

```
//Ako je udaljenost približno 1000mm
```

```
else if(ADC_ Rezultat > 451 && ADC_ Rezultat <= 498)
```

```
{
```

```
    //Ako je gornja usporedba istinita, potrebno pojačanje  $G=1.7$ , a  $V_G + 1$  je potrebno
```

```
    //postaviti na 0.34V. Zbog restrikcije 5 bitnog DAC-a to će iznositi 0.313V kao
```

```
    //najbliža vrijednost.
```

```
    DACCON1 = 2;
```

```
}
```

```

//Ako je udaljenost približno 2000mm
else if(ADC_ Rezultat > 498 && ADC_ Rezultat <= 534)
{
    //Ako je gornja usporedba istinita, potrebno pojačanje  $G=2.8$  , a  $V_G + 1$  je potrebno
    //postaviti na 0.56V. Zbog restrikcije 5 bitnog DAC-a to će iznositi 0.625V kao
    //najbliža vrijednost.
    DACCON1 = 4;
}

//Ako je udaljenost približno 3000mm
else if(ADC_ Rezultat > 534 && ADC_ Rezultat <= 557)
{
    //Ako je gornja usporedba istinita, potrebno pojačanje  $G=5.2$  , a  $V_G + 1$  je potrebno
    //postaviti na 1.04V. Zbog restrikcije 5 bitnog DAC-a to će iznositi 1.09V kao
    //najbliža vrijednost.
    DACCON1 = 7;
}

//Ako je udaljenost približno 4000mm
else if(ADC_ Rezultat > 557 && ADC_ Rezultat <= 573)
{
    //Ako je gornja usporedba istinita, potrebno pojačanje  $G=9.0$  , a  $V_G + 1$  je potrebno
    //postaviti na 1.8V. Zbog restrikcije 5 bitnog DAC-a to će iznositi 1.72V kao
    //najbliža vrijednost.
    DACCON1 = 11;
}

//Povratak natrag u beskonačnu "while" petlju
return;
}

//Konverzija još nije gotova, povratak natrag u beskonačnu "while" petlju
return;
}

```

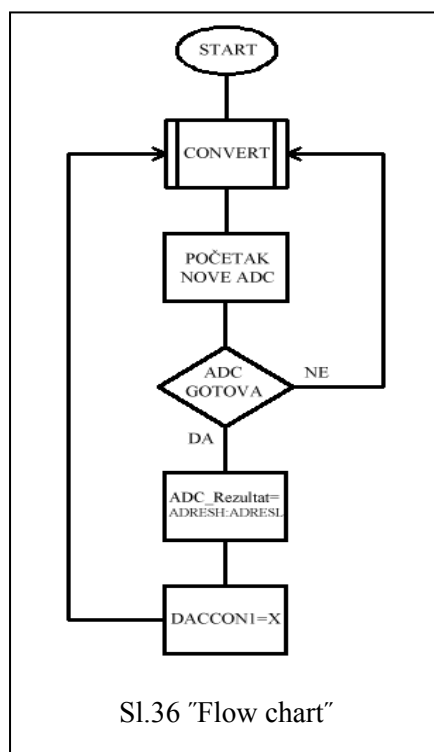
Na Sl.36 prikazan je dijagram toka (flow chart) ovog C programskog koda.

Kako je ranije već naglašeno, analogni kontrolni napon $V_G + 1$ će se kretati između 0V i +2V a VCA822 prima vrijednosti između -1V i +1V, potrebno je samo postaviti sklop za oduzimanje sa konstantom prije ulaza u VCA822. To se lako napravi pomoću jednog operacijskog pojačala i četiri otpornika.

Napon na izlazu iz takvog pojačala glasi:

$$U_{izl} = \frac{R_2}{R_1} \cdot (U_{ul2} - U_{ul1})$$

Napon na ulazu U_{ul1} će biti konstantne vrijednosti 1V, a to se lako ostvari pomoću naponskog djelitelja. Napon na ulazu U_{ul2} je izlaz iz digitalno analognog konvertera realiziranog pomoću PIC16F1503 mikrokontrolera kako je ranije detaljno opisano.



4.10 Demodulacija

MC1496, koji je korišten pri modulaciji, također može služiti kao demodulator signala, pa se koristi još jedan isti takav IC spojen gotovo identično kao i modulator.

Kako je prikazano u poglavlju 3.3.1 Amplitudna modulacija, AM modulacija se svodi na množenje dva signala. Jedan od tih signala je korisna informacija a drugi nositelj. Frekvencijski spektar AM moduliranog signala je prikazan na Sl.17 (u poglavlju 3.3.1 Amplitudna modulacija) i sastoji se od frekvencije nositelja, frekvencije nositelja plus frekvencije informacije i frekvencije nositelja minus frekvencije informacije. To je osnovni princip po kojem se audio informacija prenosi u klasični (analogni) "radio" oblik.

Ako je potrebno prenijeti na primjer audio signal frekvencije 10kHz radio putem, taj signal se pusti u prvi ulaz modulatora (miksera) a signal nositelja frekvencije na primjer 5MHz, u drugi ulaz modulatora. Rezultat su dva signala; jedan na 4990kHz (5M-10k), drugi na 5010kHz (5M+10k). Ako se ista matematika korištena pri modulaciji primjeni na demodulaciju, ili u praksi, ako se sada taj novi kompleksni signal pošalje u prvi ulaz demodulatora (miksera) a

signal frekvencije 5MHz u drugi ulaz demodulatora (miksera), rezultat je željeni audio signal frekvencije 10kHz. Sada je jasnije zašto se isti sklop korišten za modulaciju može koristiti pri demodulaciji.

4.10.1 Pojasnopropusni filter

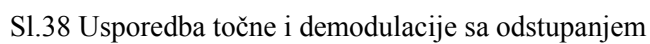
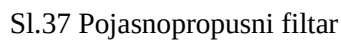
Uloga AGC-a je bila da bez obzira kolika amplituda se pojavi na njegovom ulazu, signal na izlazu bude taman toliko pojačani ulazni signal u AGC, kako mu amplituda nikada ne bi prešla određenu vrijednost. Ta vrijednost ovisi o elektronici koja slijedi u nizu, a prvi na redu je pojasnopropusni filter.

Svaki kanal ima svoj pojasnopropusni filter. Njegova uloga je filtriranje lijevog i desnog kanala pošto su bili zbrojeni na strani odašiljača, a dizajniran je tako da izdvoji frekvenciju nositelja i pojasnu širinu od najmanje 0Hz do 10kHz. Ta pojasna širina odgovara polovici čujnog spektra ljudskog uha ali je i više nego dovoljna za realističan prikaz većine zvukova, što je već spomenuto u uvodnim stranicama ovog rada. Kako se pojasnopropusni filteri za lijevi i desni kanal ne razlikuju osim po numeričkim vrijednostima elemenata, na Sl.37 je prikazan samo filter kanala čija noseća frekvencija iznosi 100kHz.

4.10.2 Problem noseće frekvencije

Za uspješnu demodulaciju potrebno je spojiti još jedan MC1496 na prijamnoj strani identično kao na emitorskoj i spojiti još jedan "555 timer" u "astable" operacijski mod i pobrinuti se da mu frekvencija i "duty cycle" budu identični kao onome korištenom za modulaciju. To je istina, ali samo u teoriji. U praksi će se pojaviti određena odstupanja od navedenih vrijednosti označenih na elementima koji određuju frekvenciju osciliranja "555 timer-a", pa tako niti kondenzator niti dva otpornika "555 timer-a" na prijamnoj strani neće biti identični onima "555 timer-a" na emitorskoj strani. Niti će dva "555 timer-a" biti identični, koji su isto tako građeni od sličnih elemenata samo manjih dimenzija. Čak i kada bi se "ručno" odabrali baš identični elementi i timeri na obje strane, nitko ne garantira da će dva IC-a jednako "stariti", odnosno da će biti identični i poslije dužeg perioda. Neka se frekvencija nositelja i signala koji služi za demodulaciju razlikuju za samo 4%, što odgovara odstupanju od samo 2% nominalne vrijednosti svakog od kondenzatora na prijamnoj i emitorskoj strani, ne računajući odstupanje otpornika R_A i R_B na svakoj strani, koje bi samo još povećalo ukupno odstupanje. Rezultat nakon takve modulacije i demodulacije za sinusni signal $L - Kanal_V_{ul}$ na ulazu u modulator

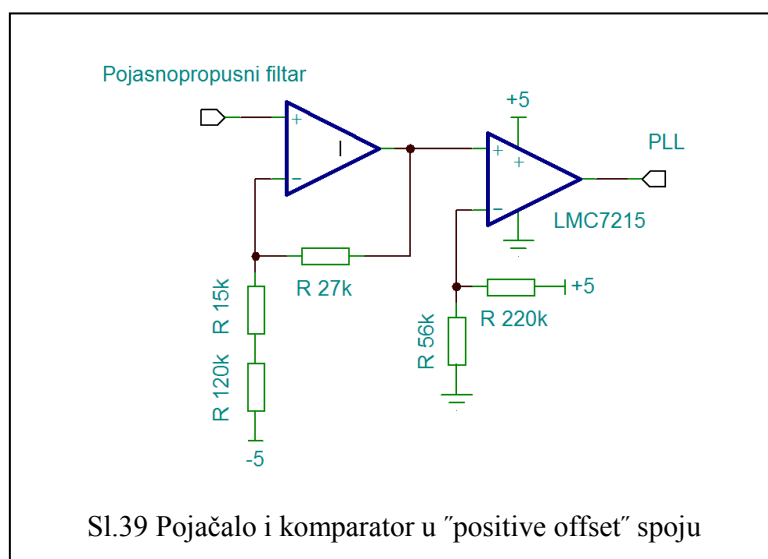
$L - Kanal_V_{izl}$ je demoduliran i filtriran signal u idealnom slučaju kada sve komponente imaju identične vrijednosti a $L - Kanal_V_{izl}'$ je demoduliran i filtriran signal uz navedena odstupanja.



4.10.3 Pojačalo, komparator, PLL i demodulator

Iz svega gore navedenog, očito je da demodulacija AM moduliranog signala iako u teoriji trivijalan proces, u praksi to nije.

Postoji ipak način kako "izvući" noseću frekvenciju iz moduliranog signala, bilo da je signal standardni AM modulirani signal koji sadrži i nositelj ili je to AM modulirani signal sa potisnutim nositeljem. Rješenje je AM detektor koji regenerira nositelj iz ukupnog signala a zove se sinkroni detektor (synchronous detector). Jednostavan način realizacije sinkronog detektora je pomoću PLL-a opisanog detaljnije u poglavlju 2.4 Petlja fazne povratne veze. Svrha PLL-a u ulozi sinkronog detektora je da pronade noseću frekvenciju signala na svom ulazu i prikaže ju na izlazu. Kako se vidi iz Sl.15 u poglavlju 3.3.1 Amplitudna modulacija, AM modulirani signal se sastoji od signala nositelja, koji se mijenja u vremenu znatno brže od korisne informacije koja ima oblik crvene linije sa slike i nazvana je envelope (ovojnica – eng.envelope wave). Iako je ovo pojednostavljena, sinusna verzija envelope, kompleksni signal koji prikazuje ljudski govor će imati sličan oblik samo umjesto sinusnog oblika konstantne frekvencije, envelope će poprimiti kompleksniji oblik. Iz tog razloga prije ulaza u PLL signal prolazi kroz kombinaciju neinvertirajućeg pojačala i komparatora.



Neinvertirajuće pojačalo je konfigurirano tako da ulazni kompleksni signal kojem je DC vrijednost 0V, idealno preslika na svoj izlaz ali tako da mu je sada DC vrijednost 1V. Razlog je taj što PLL koji se koristi (CD4046) prima signale u naponskom rasponu od -0.5V do $V_{DD}+0.5V$ gdje je V_{DD} napon napajanja, stoga je potrebno i komparator (LMC7215) konfigurirati tako da mu minimalna vrijednost izlaznog napona ne ide ispod minimalne granice PLL-a. Takav spoj komparatora zahtijeva da mu pozitivni napon napajanja bude u ovom slučaju 5V a negativni 0V.

Sada ni on na ulazu ne smije dobiti signal koji ide više od 0.3V u minus, kako bi se spriječilo oštećenje IC-a, pa su i komparator i pojačalo konfigurirani tako da rade samo sa pozitivnim (positive offset) vrijednostima napona. Sl.39 prikazuje pojačalo i komparator u gore opisanom spoju.

Signal koji izlazi iz komparatora je u rasponu od 0V do 5V frekvencije iste kao i nositelj. Postavlja se pitanje je li PLL stvarno potreban ili je moguće taj signal proslijediti izravno u demodulator. Potreban je, jer će zbog svoje tromosti uzrokovane niskopropusnim RC filtrom (Sl.4 u poglavlju 2.4 Petlja fazne povratne veze) ispraviti sve nesavršenosti i osigurati da ulaz u demodulator dobije savršenu repliku noseće frekvencije korištene pri modulaciji i time spriječiti moguće greške koje krajnji korisnik može percipirati kao "pucanje" zvuka, izobličenje zvuka i sl. Iz navedenog se da zaključiti da PLL pri standardnoj AM modulaciji iako nema široku primjenu, ima ključnu ulogu jer proizvod koji bi inače bio tretiran kao testni primjerak, transformira u proizvod prilagođen prosječnom korisniku. Na Sl.40 je prikaz spoja PLL-a i demodulatora za kanal frekvencije nositelja 100kHz. Spoj za drugi kanal je skoro isti, a jedina razlika su numeričke vrijednosti komponenata R1, C1 i R2.

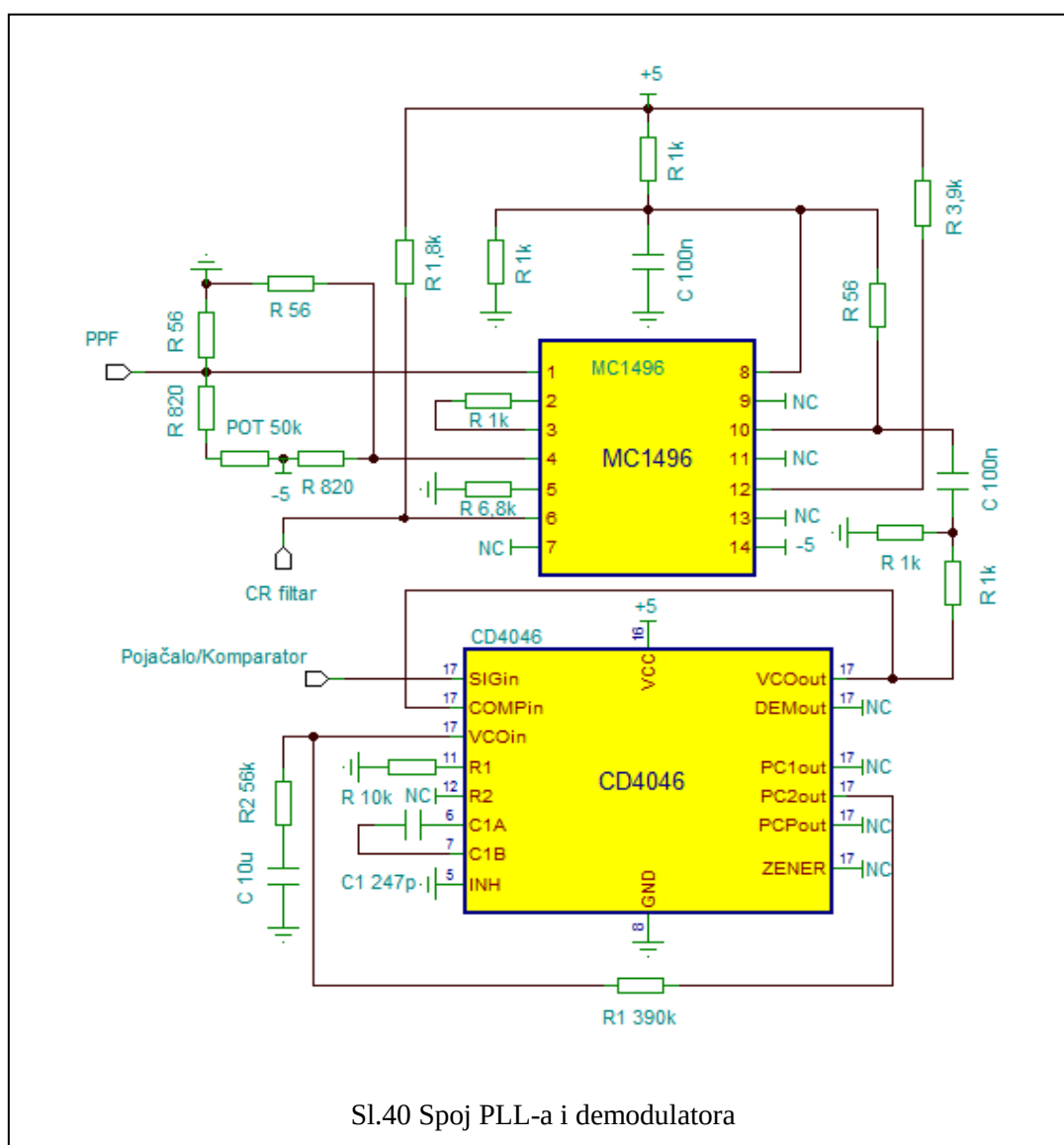
4.10.4 Visokopropusni CR filter, odvojni stupanj i niskopropusni filter

Po izlasku iz demodulatora signal sadrži sljedeće informacije:

$$f_s, f_c, f_c + f_s, f_c - f_s, 2f_c, 2f_c + f_s, 2f_c - f_s, 3f_c, 3f_c + f_s, 3f_c - f_s, 4f_c, 4f_c + f_s, 4f_c - f_s, \dots$$

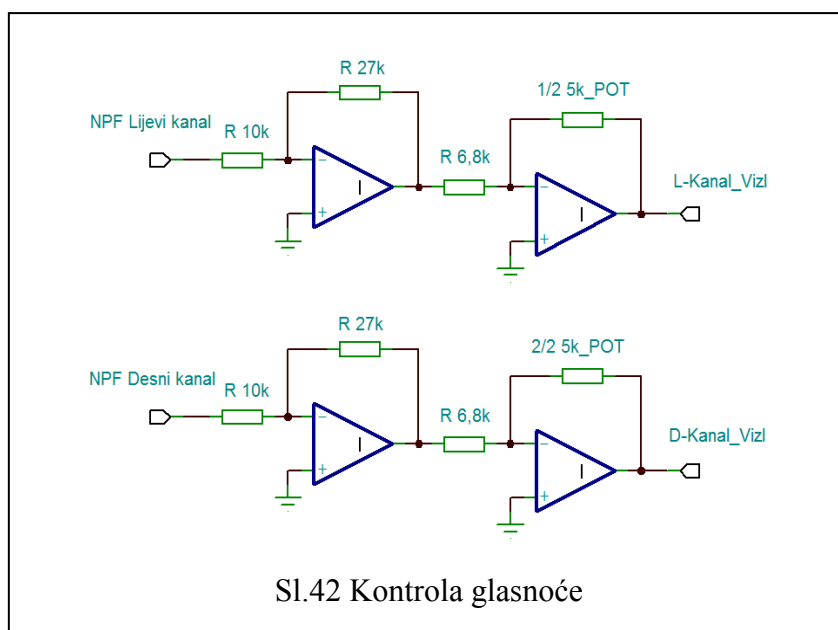
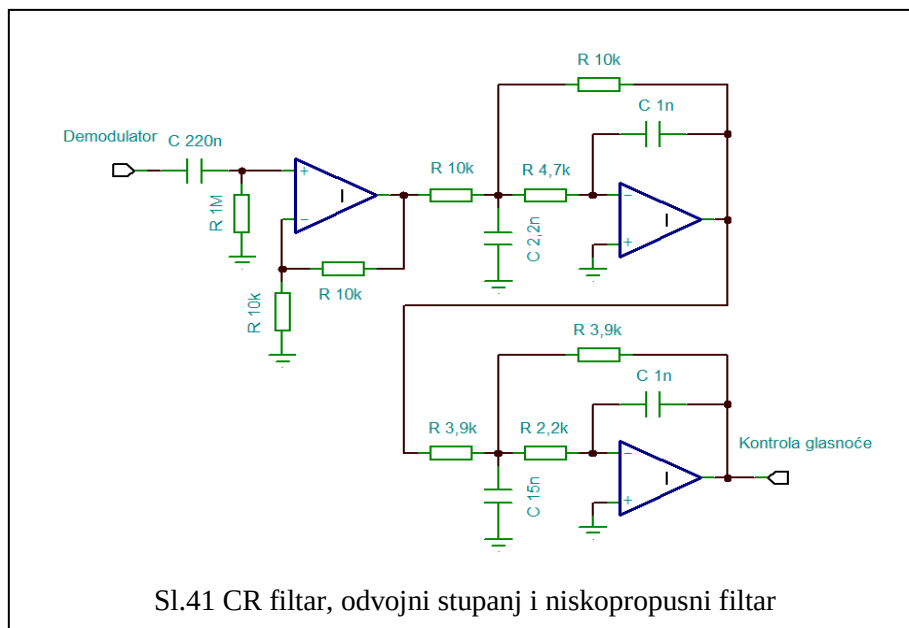
gdje je f_s frekvencija korisne informacije a f_c je frekvencija nositelja. Od svega toga potrebna je samo informacija f_s . Nju je moguće "izvući" pomoću odgovarajućeg filtra. Ako vrijedi da je $f_s \ll f_c$, a u ovom slučaju to i vrijedi, tada nije potreban niskopropusni filter prevelikog reda što značajno smanjuje kompleksnost filtra, a to je poželjno.

Softverska simulacija je pokazala da najbolji omjer performansi i kompleksnosti pruža "Butterworth" filter četvrtog reda izveden u topologiji višestruke povratne veze (Multiple feedback (Single ended) topology). Potrebna su dva takva stupnja. Prije odvojnog stupnja i niskopropusnog filtra stavi se visokopropusni CR filter kako bi DC vrijednost signala iznosila 0V. Kombinacija CR filtra, odvojnog stupnja i niskopropusnog filtra je identična za oba kanala. Prikaz ovog sklopa je na Sl.41.



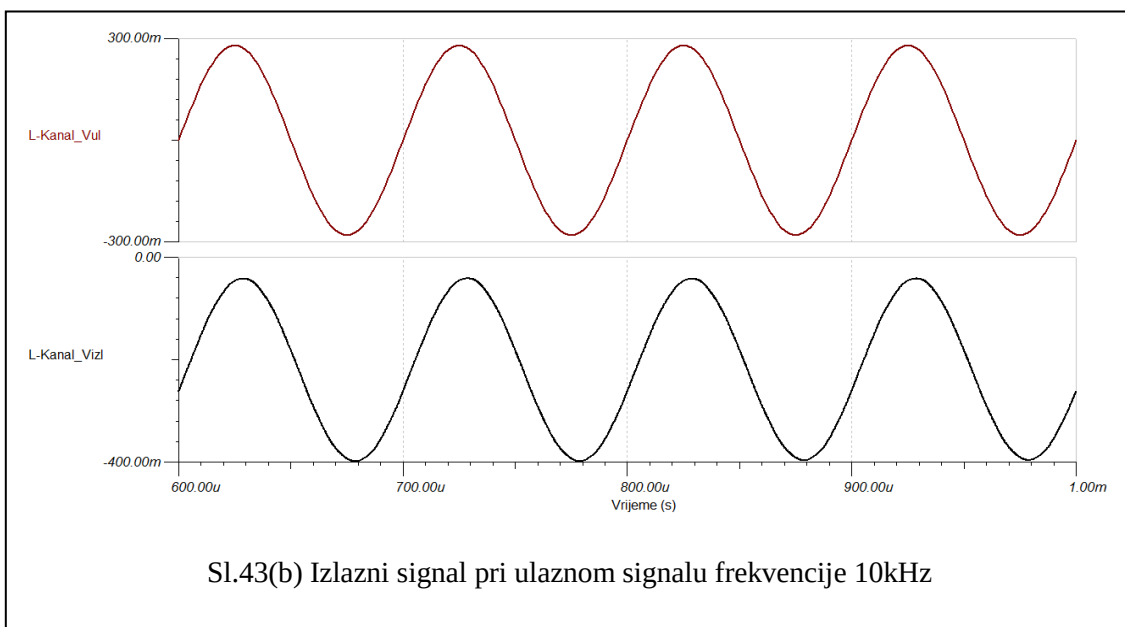
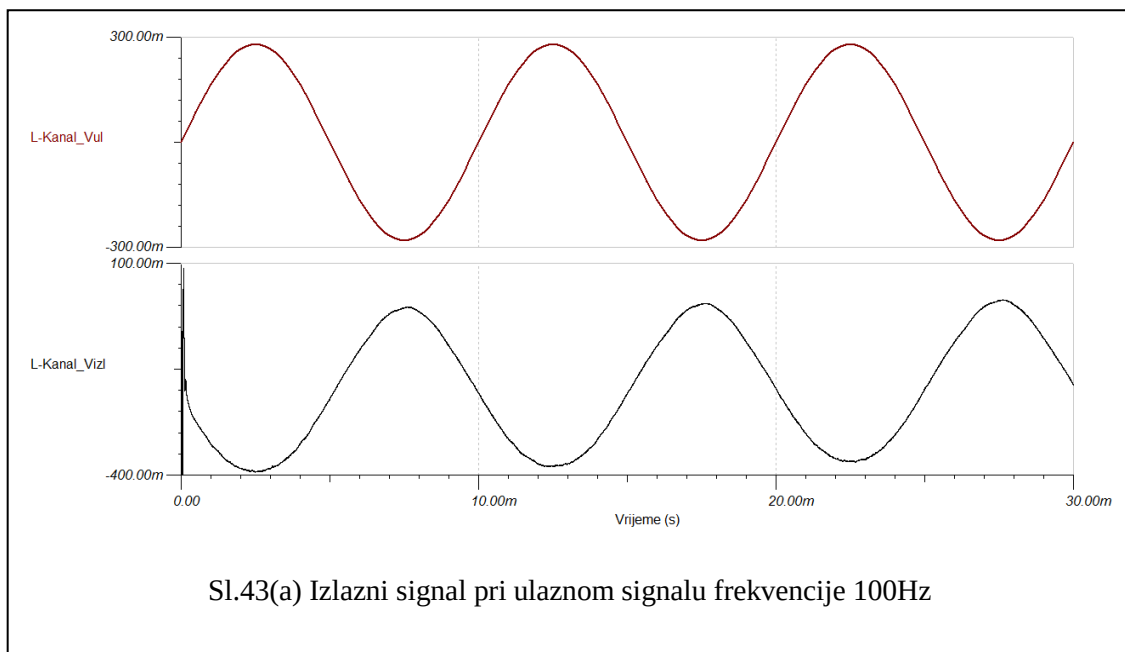
4.10.5 Kontrola glasnoće

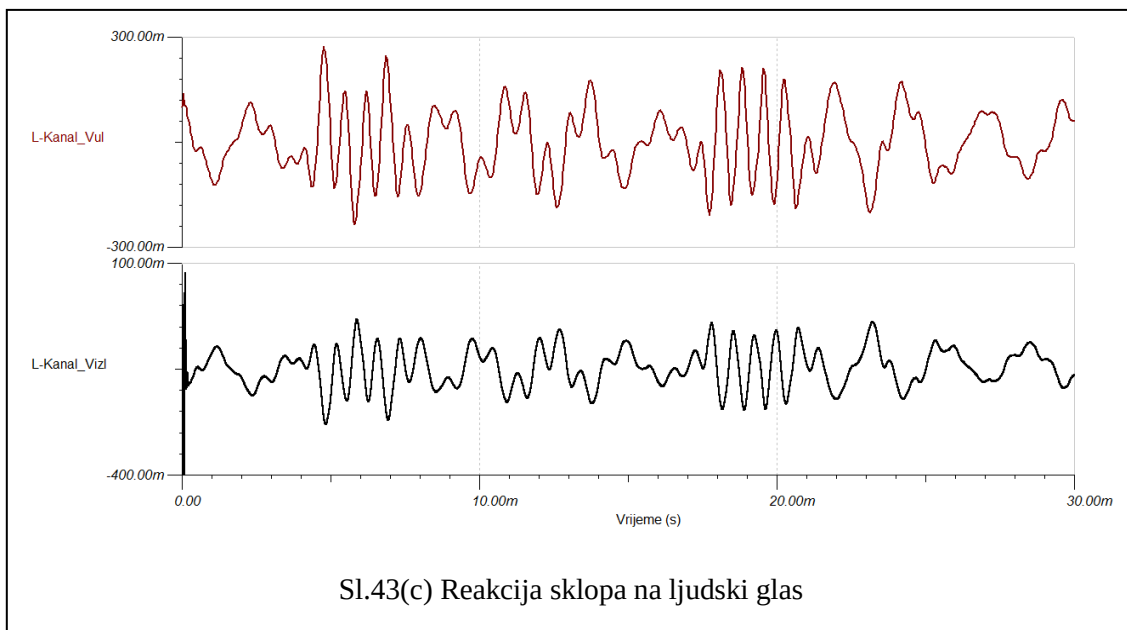
Poslije filtriranja signal se sastoji od korisne informacije i prolazi kroz dva stupnja invertirajućeg pojačala. Drugo pojačalo u nizu kao otpornik u petlji povratne veze koristi $5k\Omega$ dvostruki spregnuti potencijometar, koji je zajednički za oba kanala, za kontrolu glasnoće. Ta dva pojačala su konstruirana tako da napon na njihovom izlazu, što je ujedno i ulaz u slušalicu, bude prilagođen podacima u Tablici3 i Tablici4 u poglavlju 4.4 Audio utičnica i mjerenje izlaznih napona TV/monitora, a prikazani su na Sl.42.



Na Sl.43a i Sl.43b je prikazan izgled signala koji ulazi u zvučnik/slušalicu ako je na ulazu u modulator lijevog kanala, odnosno audio utikaču, sinusni signal frekvencije 100Hz na prvoj i 10kHz na drugoj slici. Na Sl.43c je prikazan ulaz u zvučnik/slušalicu ako je na audio utikaču ljudski glas.

U sva tri slučaja simulacija je provedena za samo jedan kanal i bez korištenja AGC sklopa.





Kao što se može vidjeti iz ovih slika, zadani frekvencijski raspon je vjerno prenesen sa ulaza na izlaz, toliko vjerno da je na prvi pogled teško reći koji graf prikazuje original a koji prikazuje signal koji je prošao kroz cijeli sklop. Sa Sl.43c je vidljivo da je i kompleksan signal kao što je ljudski govor uspješno prenesen bez greške.

Zaključak

Cilj ovog završnog rada bio je konstrukcija bežičnih slušalica koje rade na principu IR tehnologije, a čije je korištenje jednostavno kao što je jednostavno korištenje i žičanih slušalica. U trenutku odabira ovog zadatka, autor nije imao nikakvo prethodno iskustvo sa bežičnom komunikacijom i većinom integriranih krugova korištenih u ovom radu. Veliki broj sati je proveden pri čitanju podataka proizvođača kako bi se upoznali svi detalji korištenih IC-a i utvrdilo zadovoljavaju li kriterije za napajanjem, rasponom signala koje primaju/daju i sl. Puno toga se mijenjalo tijekom izrade a najčešće u hodu pa je projektiranje djelovalo kao "pomična meta" do samog kraja, jer gotovo svaki put kada bi se pojedina cjelina dovršila, došle su nove ideje kako ju nadograditi i poboljšati. Iako je autor u potpunosti zadovoljan konstrukcijom i postignutim rezultatom dobivenim simulacijom u softveru, postoje neki detalji koje je moguće razmotriti:

Proračun potrošnje energije - Potrebno je izračunati koliko snage troši sklop, a posebno na prijamnoj strani koja se napaja baterijom. Na strani odašiljača je potrebno samo približno odrediti pošto se napaja sa USB-a.

Baterija i punjač - Potrebno je pronaći adekvatnu bateriju koja će napajati prijamnu stranu i u pogledu dimenzija i u pogledu kapaciteta. Također je potrebno projektirati punjač za odabranu bateriju.

Realna pojačala - Pojačala korištena pri simulaciji su idealna pa iako je pri konstrukciji osigurano da naponi niti na ulazu niti na izlazu ne prelaze 5V koliko iznosi napajanje, ipak je potrebno naći kvalitetna pojačala koja rade pouzdano pri frekvencijama do 250kHz.

Prilagodba svim proizvođačima Tv/monitora - Mjerenja izlaznih signala su provedena na jednom Tv/monitoru pa nitko ne garantira da bi podatci bili identični za ostale proizvođače. Nije za očekivati velika odstupanja ali je potrebno realizirati neki oblik pretpojačala u slučaju većih.

Domet - Pouzdan rad je predviđen do 4m ali to nikako ne znači da ga nije moguće povećati. Postoji više načina, najjednostavniji je povećanjem struje kroz IR diodu, drugi način je korištenjem više IR i fotodioda, moguće je koristiti leće za fokusiranje rasipane svjetlosti....

Fizička realizacija - Provedene su detaljne softverske simulacije ovog projekta i ništa ne ukazuje na probleme, pa je za očekivati da niti fizička realizacija ne bi značajno odstupala od softverske simulacije.

Literatura

- [1] Wikipedia, "Free-space optical communication" http://en.wikipedia.org/wiki/Free-space_optical_communication.
- [2] Wikipedia, "Interconnect bottleneck" http://en.wikipedia.org/wiki/Interconnect_bottleneck.
- [3] Wikipedia, "Li-Fi" <http://en.wikipedia.org/wiki/Li-Fi>.
- [4] Wikipedia, "Photodiode" <http://en.wikipedia.org/wiki/Photodiode>.
- [5] Vishay, "Measurement Techniques" <http://www.vishay.com/docs/80085/measurerm.pdf>.
- [6] Vishay, "Symbols and Terminology" <http://www.vishay.com/docs/81252/symbols.pdf>.
- [7] Maxim, "Integrated DC Logarithmic Amplifiers" <http://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/3611>.
- [8] Robert Sobot, Wireless Communication Electronics, Springer, 2012.
- [9] Robert Sobot, Wireless Communication Electronics, Springer, 2012.