

Univerza v Ljubljani

Fakulteta za elektrotehniko

Jernej Zaplotnik

MODEM EURIDIS

Magistrsko delo

Mentor: prof. dr. Andrej Žemva

Ljubljana, 2016

Zahvala

Zahvaljujem se mentorju prof. dr. Andreju Žemvi za pomoč pri izdelavi magistrskega dela.

Prav tako se zahvaljujem podjetju Iskraemeco ter vsem sodelavcem, ki so mi z nasveti pomagali pri ustvarjanju tega dela. Posebna zahvala gre mentorju Alojzu Jagodicu, ki me je s svojim znanjem in izkušnjami usmerjal celoten čas izdelave magistrskega dela.

Zahvaljujem se tudi staršem, ki so mi ves čas študija nudili vso podporo.

Ob koncu bi se rad zahvalil svoji puncici Maji, ki me je vzpodbujala pri pisanju.

Povzetek

Z vse večjo uporabo pametnih števecv, katerih osnovni namen je poleg merjenja električne energije prav avtomatsko branje, raste tudi potreba po vse bolj zmogljivih komunikacijah. Ena od teh komunikacij je Euridis, ki jo je uvedla EDF. Predstavljeni so digitalni FIR filtri, ki so zelo uporabni zaradi nizke cene izvedbe. Tak filter je uporabljen tudi v izdelanem modemu. Opisan je Euridis standard, predstavljene pa so tudi podrobnosti, ki morajo ustrezati standardu IEC 62 056-31.

Magistrska naloga obsega izdelavo modema, ki bo ustrezal standardu IEC 62 056-31. Izdelan modem je namenjen za razvojne in proizvodne potrebe v podjetju Iskraemeco.

Ključne besede: modem, komunikacija, Euridis, avtomatsko branje števecv, digitalni filtri, FIR.

Abstract

Increasing the use of electronic smart meters requires a good and reliable protocol. One of such protocols is Euridis, provided by EDF. This work contains theoretical background of digital FIR filters. That kind of filter is also implemented in the following communication modem. Low cost for implementation is the major advantage since processor power is increasing. Euridis communication protocol is also introduced in all of its details. All Euridis communication devices have to comply with IEC 62 056-31.

This work contains the development of Euridis modem, which will be used in research and development and also production process inside of the company Iskraemeco.

Key words: modem, communication, Euridis, automatic meter reading, digital filters, FIR.

Vsebina

1	UVOD	1
2	DIGITALNA SITA	3
2.1	PRIMERJAVA Z ANALOGNIMI FILTRI	3
2.2	DELITEV FILTROV GLEDE NA STRUKTURO	3
2.3	DELITEV FILTROV GLEDE NA ODZIV	4
2.3.1	FIR odziv	5
2.3.2	IIR odziv	5
2.4	FREKVENČNI ODZIV	5
2.4.1	TDFT in ITDFT	5
2.4.2	Frekvenčni odziv	6
2.4.3	Določanje frekvenčnega odziva	6
2.5	STRUKTURE DISKRETNIH FILTROV	7
2.5.1	Direktna struktura 1	7
2.5.2	Direktna struktura 2	7
2.5.3	Kaskadna vezava	8
2.5.4	Vzporedna vezava	8
2.6	PREDSTAVNIKI DISKRETNIH FILTROV	9
2.6.1	Nizkoprepustno sito	9
2.6.2	Visokoprepustno sito	10
2.6.3	Pasovnoprepustno sito	10
2.6.4	Pasovnozaporno sito	11
2.6.5	Zarezno sito	11

2.7	NAČRTOVANJE FIR FILTROV	11
2.7.1	Načrtovanje z IFT	12
2.7.2	Filtri z oknenjem.....	13
2.7.3	Sita z enakomerno valovitostjo	15
3	EURIDIS	17
3.1	SPLOŠNO.....	17
3.2	TEHNIČNE SPECIFIKACIJE	17
3.2.1	Signal.....	17
3.2.2	Vodilo	19
3.2.3	Magnetni sklop	22
3.3	FUNKCIJSKE SPECIFIKACIJE	24
3.3.1	Funkcijske zahteve za oddajnik na primarni napravi – 50 kHz signal	24
3.3.2	Funkcijske zahteve za sprejemnik na primarni napravi – 50 kHz signal	26
3.3.3	Funkcijske zahteve za oddajnik na sekundarni strani – 50 kHz signal	27
3.3.4	Funkcijske zahteve za sprejemnik na sekundarni strani – 50 kHz signal	28
4	AKTUALNI NAČINI BRANJA ŠTEVCEV	31
4.1	DVOŽILNO EURIDIS VODILO.....	32
4.1.1	Ročni terminal in magnetni sklopnik	33
4.1.2	Konektor Euridis vodila	34
4.1.3	Zbiralnik podatkov za plin.....	34
4.1.4	Enofazni gospodinjski električni števec energije	35
4.1.5	Števec za vodo.....	35
4.1.6	Števec za plin.....	36
4.1.7	Trofazni gospodinjski električni števec energije.....	36

4.1.8	Trofazni industrijski električni števec energije	37
4.2	RADIJSKA KOMUNIKACIJA	38
4.2.1	Radio vmesnik	38
4.3	AVTOMATSKA PLC KOMUNIKACIJA	40
4.3.1	PLC oddajnik	41
4.3.2	PLC koncentrador	41
5	IZDELAVA EURIDIS MODEMA	43
5.1	SHEMA	45
5.1.1	Procesorski del in USB komunikacija	45
5.1.2	Napetostni regulator	46
5.1.3	Izhodna ojačevalna stopnja	47
5.1.4	S-C Inverter	47
5.1.5	Vhodna ojačevalna stopnja	48
5.2	PROGRAMSKI DEL IN DIGITALNO SITO	48
5.2.1	Digitalno sito	49
6	REZULTATI MERITEV	53
7	ZAKLJUČEK	57
A	Izhodna stopnja v izvedbi z avdio ojačevalnikom	63
B	Izpeljava analognega sita	65

Kazalo slik

Slika 2.1: Digitalni filter, nerekurzivni in rekurzivni del	4
Slika 2.2: Prenosna funkcija – impulzni odziv	4
Slika 2.3: Primer adaptacije koeficientov – gradientni in LMS algoritem	5
Slika 2.4: Primer frekvenčnega odziva – FIR filter 1024. reda	6
Slika 2.5: Direktna struktura 1	7
Slika 2.6: Direktna struktura 2	7
Slika 2.7: Kaskadna struktura	8
Slika 2.8: Vzporedna vezava	9
Slika 2.9: Primer diskretnega filtra – nizko sito 1024. reda	9
Slika 2.10: Primer nizkoprepustnega sita	10
Slika 2.11: Primer visokoprepustnega sita	10
Slika 2.12: Primer pasovnoprepustnega sita	10
Slika 2.13: Pasovnozaporno sito	11
Slika 2.14: Primer zareznega sita	11
Slika 2.15: Zahteve za načrtovanje filtra	12
Slika 2.16: Analogna in diskretna funkcija idealnega nizkega sita	13
Slika 2.17: Primerjava med različnimi okenskimi funkcijami	14
Slika 2.18: Kaiserjeva okna	15
Slika 2.19: Primer sita z enakomerno valovitostjo – metoda Parks in McClellan	16
Slika 3.1: Signal in njegovi napetostni nivoji, ki morajo ustrezati Euridis protokolu	18
Slika 3.2: Ekvivalentno vezje Euridis vodila	21
Slika 3.3: Električna shema magnetnega sklopa	22
Slika 3.4: Mehanske lastnosti magnetnega sklopa	23
Slika 3.5: Električna shema magnetnega sklopa	24
Slika 3.6: Shema oddajnika in možne obremenitve vodila	25
Slika 3.7: Shema sprejemnika in možne obremenitve vodila	27
Slika 4.1: Shema naprav, povezanih na Euridis vodilo	32
Slika 4.2: Ročni terminal – Sagem	33

Slika 4.3: Magnetni sklopnik	33
Slika 4.4: Konektor Euridis vodila	34
Slika 4.5: Zbiralnik podatkov za plin	34
Slika 4.6: Enofazni električni števec ME340	35
Slika 4.7: Števec za vodo	35
Slika 4.8: Števec za plin	36
Slika 4.9: Trofazni električni števec	36
Slika 4.10: Trofazni industrijski števec električne energije	37
Slika 4.11: Shema naprav povezanih preko Euridis radia	38
Slika 4.12: Radio vmesnik za Euridis komunikaijo	38
Slika 4.13: Shema naprav, povezanih preko PLC	40
Slika 4.14: PLC oddajnik	41
Slika 4.15: PLC koncentrador	41
Slika 5.1: Blokovna shema starejšega modema	44
Slika 5.2: Blokovna shema novega modema	44
Slika 5.3: Shema USB	45
Slika 5.4: Shema mikroprocesorja	45
Slika 5.5: Shema LDO regulatorja iz 5 V na 3,3 V	46
Slika 5.6: Shema izhodne stopnje s transformatorjem za galvansko ločitev	47
Slika 5.7: Napetostni inverter	47
Slika 5.8: Vhodna ojačevalna stopnja	48
Slika 5.9: Prenosna funkcija vhodnega analognega filtra	48
Slika 5.10: Slika prikazuje RS232 signal in Euridis signal	49
Slika 5.11: Diagram poteka programske kode	49
Slika 5.12: Diagram ničel in polov v z-ravnini	50
Slika 5.13: Amplitudni odziv sita	50
Slika 5.14: Amplitudni odziv sita v decibelih	51
Slika 6.1: Izhodni napetostni nivoji pri odprtih sponkah	53
Slika 6.2: Izhodni napetostni nivoji pri 100-Ω obremenitvi	54
Slika 6.3: Izhodni napetostni nivoji pri 2-kΩ obremenitvi	54
Slika 6.4: Izhodni napetostni nivoji pri 31,8-nF obremenitvi	55

Slika 6.5: Časovna zahteva pri prenosu s hitrostjo 9600 baud	55
Slika A.1: Shema izhodne ojačevalne stopnje v izvedbi z avdio ojačevalnikom.....	63
Slika A.2: Vklonpa napetostna konica pri avdio ojačevalniku	64
Slika B.1: Prvo analogno pasovnoprepustno sito	65
Slika B.2: Drugo analogno pasovnoprepustno sito	66

Kazalo tabel

Tabela 1: Seznam uporabljenih veličin in simbolov	xvii
Tabela 2: Zahtevani časi pri oddajniku na primarni napravi	25
Tabela 3: Napetostni nivoji pri oddajniku na primarni strani.....	25
Tabela 4: Zahtevani časi pri sprejemniku na primarni napravi	26
Tabela 5: Napetostni nivoji pri sprejemniku na primarni strani	26
Tabela 6: Zahtevani časi pri oddajniku na sekundarni napravi	27
Tabela 7: Napetostni nivoji pri oddajniku na primarni strani.....	27
Tabela 8: Zahtevani časi pri sprejemniku na sekundarni napravi	28
Tabela 9: Napetostni nivoji pri oddajniku na sekundarni strani	28
Tabela 10: Izmerjene vrednosti izhodnih nivojev.....	53

Seznam uporabljenih simbolov

Veličina		Enota	
Ime	Simbol	Ime	Simbol
Dolžina	l	Meter	m
Čas	t	Sekunda	s
Frekvenca	f	Hertz	Hz
Napetost	U	Volt	V
Tok	I	Amper	A
Moč	P	Watt	W
Upornost	R	Ohm	Ω
Kapacitivnost	C	Farad	F
Induktivnost	L	Henry	H
Gostota magnetnega polja	B	Tesla	T

Tabela 1: Seznam uporabljenih veličin in simbolov

1 UVOD

Razvoj elektronike je v zadnjih letih v velikem razcvetu. Poleg večine elektronskih naprav so tudi števcji električne energije postali »pametni«. Z vgradnjo zmogljivejših procesorjev v števce je sedaj tudi avtomatsko branje števcjev postalo zanimivo za uporabnike in dobavitelje električne energije. Zaradi tega se je razvilo in uveljavilo veliko različnih komunikacij, ki so namenjene daljinskemu branju števcjev ter njihovem parametriranju. Ena izmed teh je tudi Euridis komunikacija, ki jo je uvedla EDF (Électricité de France).

Euridis ponuja rešitve za branje večjega števila števcjev, npr. števcjev v stanovanjskih blokih. Dolžina vodila je omejena na 500 m ter maksimalno 100 števcjev na vodilu. Prav tako je poleg števcjev za električno energijo na vodilo mogoče priklopiti tudi števce za vodo in plin.

Naprave so povezane s sukano parico. Za števce, ki so montirani znotraj objekta ali bi montaža vodila predstavljala previsoke stroške, se namesti radijska komunikacija ali komunikacija po nosilnem vodu – PLC (Power Line Carrier).

Ker želimo karseda poceni ter preprosto izvedbo modema, je izbira digitalnega filtra vsekakor dobra izbira, saj ne potrebujemo zahtevnega, dokaj dragega analognega filtra. Prav zato je v modemu pri sprejemu uporabljen digitalni FIR filter. Z uporabo digitalnega filtra, ki je implementiran v procesorju, zmanjšamo tudi število komponent na tiskanem vezju.

Modem, ki se izdeluje v podjetju, ni prvi. V primerjavi s starejšim je tu izboljšana stabilnost, hitrost, izvedba je cenejša in preprostejša, prav tako pa je za komunikacijo z računalnikom uporabljena le USB komunikacija. V predhodni verziji je bila možnost priklopa preko serijskega vhoda ali USB.

2 DIGITALNA SITA

Digitalna sita so sistem matematičnih operacij, ki izvajajo digitalno procesiranje signalov in s tem odstranjujejo neželene komponente v filtriranem signalu. V splošnem so sestavljena iz analogno-digitalnega pretvornika (ADC), ki skrbi za zajem signala, procesorja, ki signal obdela, ter na koncu še digitalno-analognega pretvornika (DAC), ki obdelan signal pretvori nazaj v analogno obliko [1].

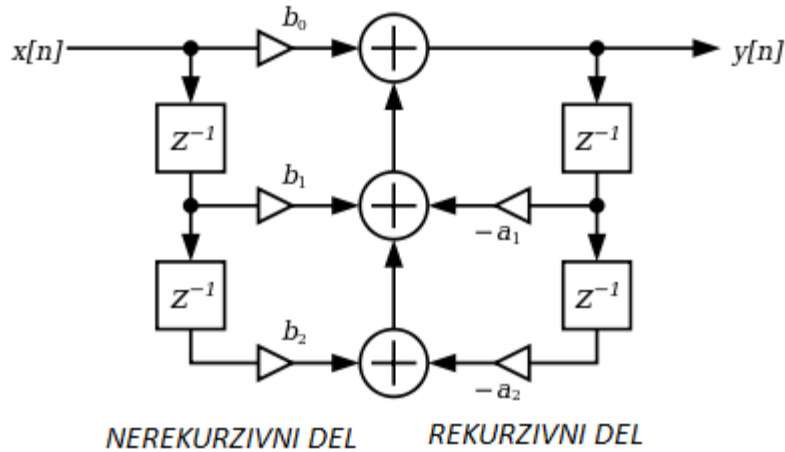
2.1 PRIMERJAVA Z ANALOGNIMI FILTRI

Digitalna sita so lahko precej dražja od primerljivih analognih sit, vendar pa je z digitalnimi siti veliko lažje doseči zahtevnejša sita. Težava digitalnih sit je predvsem v zakasnitvi, ki se veča v odvisnosti z redom oziroma dolžino sita, kar pa je v realno-časnih sistemih lahko velik problem. S hitrim razvojem procesorjev in s tem vedno večjo procesorsko močjo so digitalni filtri veliko lažje izvedljivi. Pogosto lahko en procesor filtrira signal poleg drugih opravil, zelo pa so se razvili tudi DSP (Digital Signal Processing) procesorji. Cena jim je močno padla, s tem pa je tudi uporaba digitalnih filtrov vedno večja.

2.2 DELITEV FILTROV GLEDE NA STRUKTURO

Filtre delimo na rekurzivne in nerekurzivne oziroma na tiste, ki imajo povratno vezavo ali je nimajo. Pri rekurzivnih sistemih imajo predhodna stanja izhodov povraten vpliv na trenutna stanja izhodov, nerekurzivni sistemi pa nimajo povratnih vplivov na izhod. Za nerekurziven sistem velja, da so koeficienti $a[i]$ v enačbi (2.1) enaki nič, s tem pa je celotna vsota, ki teče po indeksu j , enaka nič.

$$y[n] = \sum_{i=0}^N b[i] \cdot x[n-i] + \sum_{j=1}^M a[j] \cdot y[n-j] \quad (2.1)$$



Slika 2.1: Digitalni filter, nerekurzivni in rekurzivni del

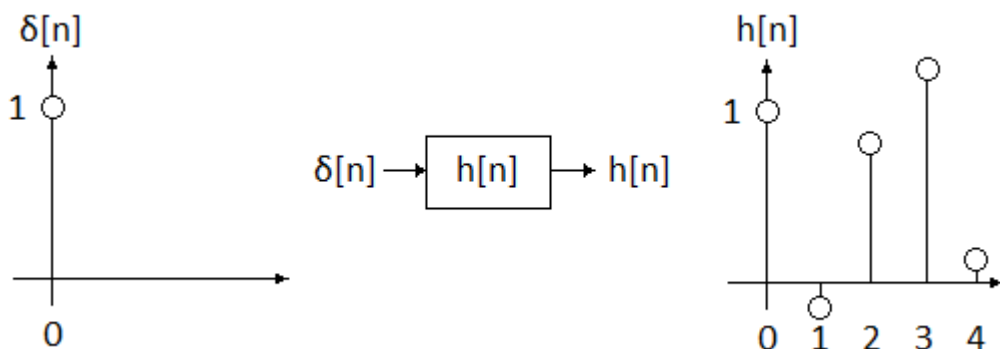
2.3 DELITEV FILTROV GLEDE NA ODZIV

Odziv sistema dobimo tako, da sistem vzbujamo z delta impulzom (Kroneckerjeva delta). Izhodni signal je diskretna konvolucija med vhodnim signalom in prenosno funkcijo sistema $h[n]$. Na Slika 2.2 je prikazan primer prenosne funkcije sistema. Delta impulz v konvoluciji je enakovreden številki 1 pri številskem množenju [2].

$$y[n] = \delta[n] * h[n] = \sum_{i=0}^N x[i] \cdot h[n-i] \quad (2.2)$$

Sistem je stabilen, kadar velja absolutna sumabilnost, ki je potreben in zadosten pogoj (enačba (2.3)).

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |h[n]| < \infty \rightarrow \lim_{h \rightarrow \infty} h[n] = 0 \quad (2.3)$$



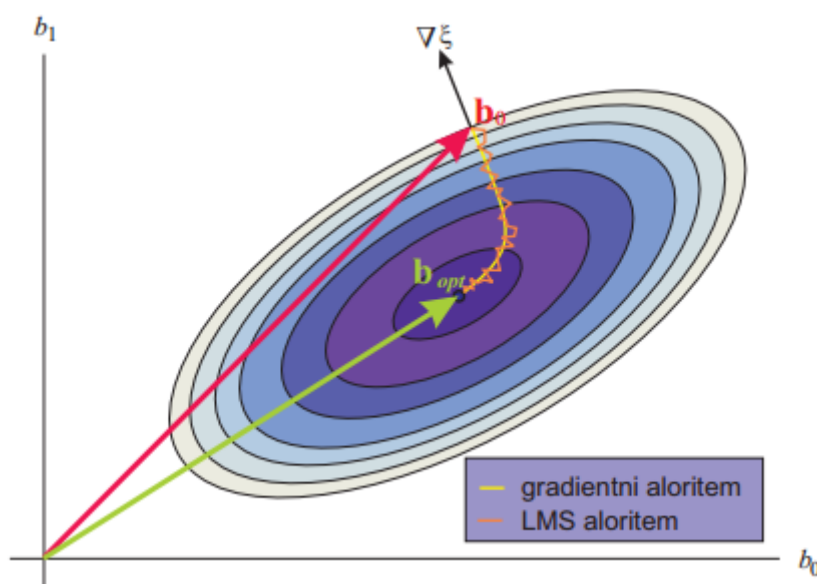
Slika 2.2: Prenosna funkcija – impulzni odziv

Sistem je kavzalen in s tem tudi v realnem uresničljiv, kadar velja, da so vsi koeficienti prenosne funkcije z negativnim indeksom enaki nič (enačba (2.4)).

$$h[n] = 0 \quad \forall n < 0 \quad (2.4)$$

2.3.1 FIR odziv

FIR (Finite Impulse Response) odziv na impulz je končen in se konča v N-korakih, odvisno od dolžine oziroma reda sita. Za vse nerekurzivne sisteme ali sisteme brez povratnih zank velja, da imajo FIR odziv, ni pa nujno, da imajo vsa FIR sita nerekurzivno obliko. To pomeni, da imamo lahko tudi rekurziven sistem, ki ima FIR odziv. FIR sistemi so vedno stabilni ter imajo linearno fazo, primerni pa so tudi za adaptacijska sita, ki svoje koeficiente prilagajajo vhodnemu signalu po izbranem adaptacijskem algoritmu. Primera takih algoritmov sta gradientni algoritem in LMS (Least Mean Square) algoritem [3].



Slika 2.3: Primer adaptacije koeficientov – gradientni in LMS algoritem

2.3.2 IIR odziv

IIR (Infinite Impulse Response) odziv za razliko od FIR odziva ni nujno končen in predvidljiv. Odvisen je od koeficientov sita in vhodnega signala, teoretično pa je lahko tudi neskončen. Velja, da imajo IIR odziv lahko le rekurzivna sita, pri čemer ni nujno, da imajo rekurzivni sistemi le IIR odziv. Nerekurzivna sita z IIR odzivom ne morejo obstajati. Z IIR sitom prav tako ne moremo doseči linearne faze.

2.4 FREKVENČNI ODZIV

2.4.1 TDFT in ITDFT

TDFT (Time Discrete Fourier Transform oziroma časovno diskretna fouriereva transformacija) in ITDFT (inverzni TDFT) sta transformaciji, ki pretvorita diskreten niz števil v zvezno

aperiodično funkcijo s frekvenčno odvisnostjo. Običajno imamo opravka z normirano krožno frekvenco Ω [4].

$$\Omega = \omega \cdot T = \frac{\omega}{f_0} = 2\pi \frac{f}{f_0} \quad (2.5)$$

$$X(\Omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]e^{j\Omega n} \quad (2.6)$$

$$x[n] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(\Omega)e^{j\Omega n} d\Omega \quad (2.7)$$

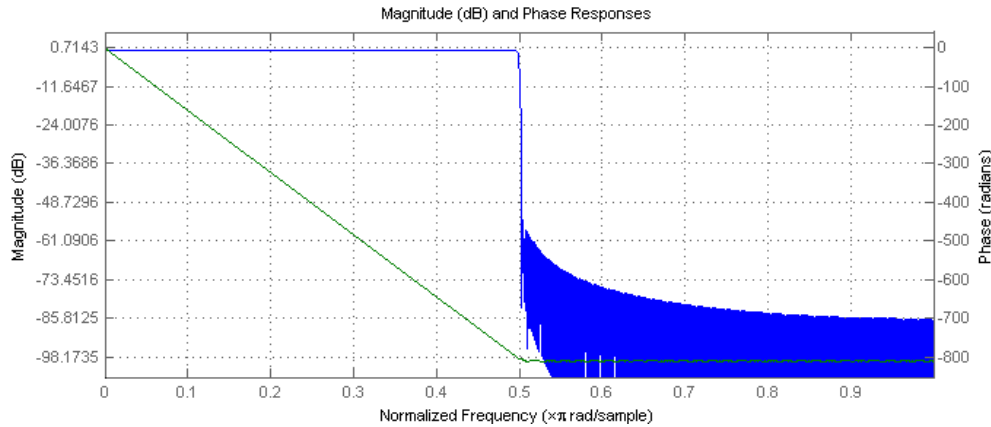
2.4.2 Frekvenčni odziv

Frekvenčni odziv nam pove, kako se v odvisnosti od frekvence spreminja amplitudni in fazni potek (enačba (2.8)). Za amplitudni potek je značilno, da je soda funkcija, kar pomeni, da se slika čez y os koordinatnega sistema, fazni potek pa je liha funkcija, kar pomeni slikanje čez koordinatno izhodišče (enačbi (2.9) in (2.10)).

$$H(\Omega) = |H(\Omega)| e^{j\phi_H} \quad (2.8)$$

$$|H(-\Omega)| = |H(\Omega)| \quad (2.9)$$

$$\phi_H(-\Omega) = -\phi_H(\Omega) \quad (2.10)$$



Slika 2.4: Primer frekvenčnega odziva – FIR filter 1024. reda

2.4.3 Določanje frekvenčnega odziva

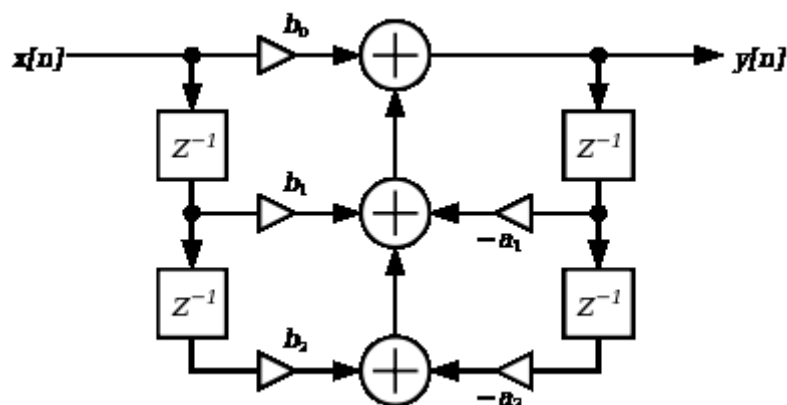
Prenosno funkcijo transformiramo s TDFT in dobimo frekvenčni odziv, če pa upoštevamo še poenostavitev za kavzalne sisteme, dobimo enačbo (2.11). Razlika med splošno TDFT in enačbo (2.11) je le v spodnji meji vsote. Kavzalnost zahteva, da so koeficienti z negativnim indeksom enaki nič.

$$X(\Omega) = \sum_{n=0}^{\infty} x[n]e^{j\Omega n} \quad (2.11)$$

2.5 STRUKTURE DISKRETNIH FILTROV

2.5.1 Direktna struktura 1

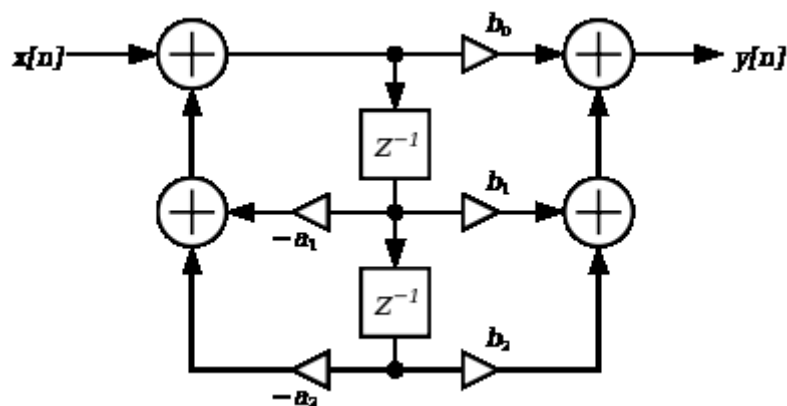
Direktna struktura 1 je najosnovnejša struktura za realizacijo IIR filtrov, saj so vrednosti koeficientov uporabljene direktno iz pripadajoče diferenčne enačbe. Uporabna je za manj zahtevna sita, pri višji zahtevnosti oziroma pri višjem redu pa je lahko za kompleksno načrtovanje neučinkovita in numerično nestabilna. Potrebujemo $2N$ zakasnilnih elementov za filter N -tega reda.



Slika 2.5: Direktna struktura 1

2.5.2 Direktna struktura 2

Direktna struktura 2 je boljša od 1. direktne strukture. Namesto $2N$ zakasnilnih elementov potrebujemo le N zakasnilnih elementov za sistem N -tega reda, kar je pol manj kot pri 1. direktni strukturi. Takšno strukturo dobimo, ko zamenjamo vrstni red števec in imenovalca – kanonična oblika.

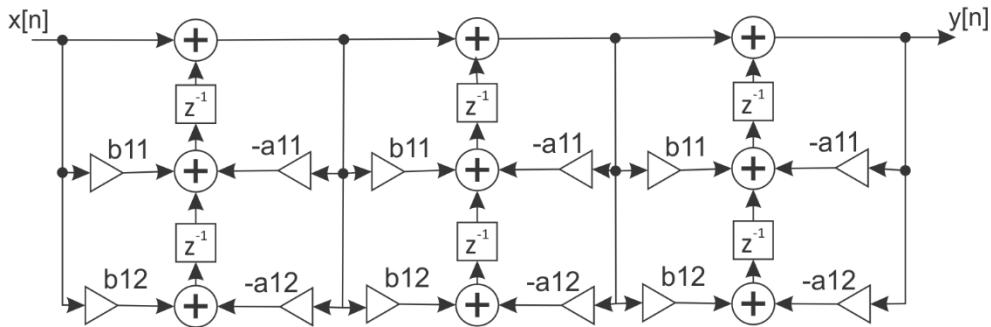


Slika 2.6: Direktna struktura 2

2.5.3 Kaskadna vezava

Uporablja se za realizacije filtrov višjih redov, s tem da razbijemo prevajalno funkcijo na več posameznih zaporedno vezanih podsistemov nižjega reda. S tem dosežemo manjšo občutljivost sita ter lažjo izvedbo podsistemov. Problem direktnih struktur nastane pri kvantizaciji koeficientov, saj moramo koeficiente vpisati v procesor, kjer pa smo omejeni s številom bitov ter z uporabo fiksne decimalne vejice. V simulatorjih teh problemov običajno ni, saj imamo na voljo večje število bitov ter plavajočo decimalno vejico. Običajno se uporabljajo sistemi v direktni strukturi 1 in 2, filtri pa so običajno 2. ali 1. reda. Kaskadne vezave se uporabljajo predvsem pri izvedbi IIR sit. Spodnja enačba (2.12) predstavlja produkt prevajalnih funkcij posameznega sita v kaskadni strukturi, pri čemer je L število podsistemov v kaskadi [5].

$$H(z) = b_0 \prod_{i=1}^L H_i(z) \quad (2.12)$$

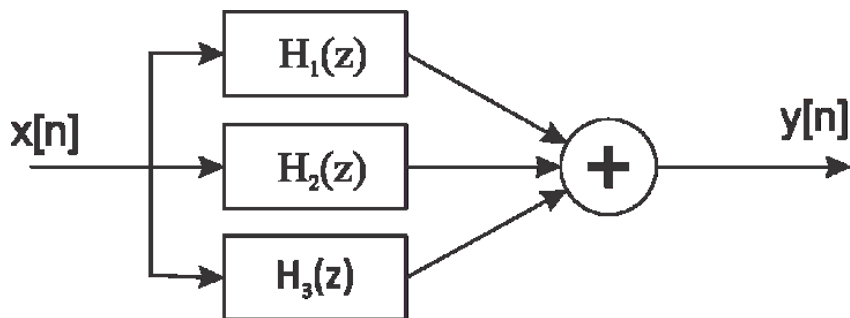


Slika 2.7: Kaskadna struktura

2.5.4 Vzporedna vezava

Ideja z vzporedno strukturo je zelo podobna kaskadni strukturi, le da so podsistemi tukaj vezani vzporedno in ne zaporedno kot pri kaskadni. Tudi tu je potrebno prevajalno funkcijo razstaviti. Pri vzporedni vezavi jo razstavimo tako, da je seštevek prevajalnih funkcij podsistemov enak prvotni prevajalni funkciji. Da lepo ločimo prevajalno funkcijo, jo moramo razcepiti na parcialne ulomke.

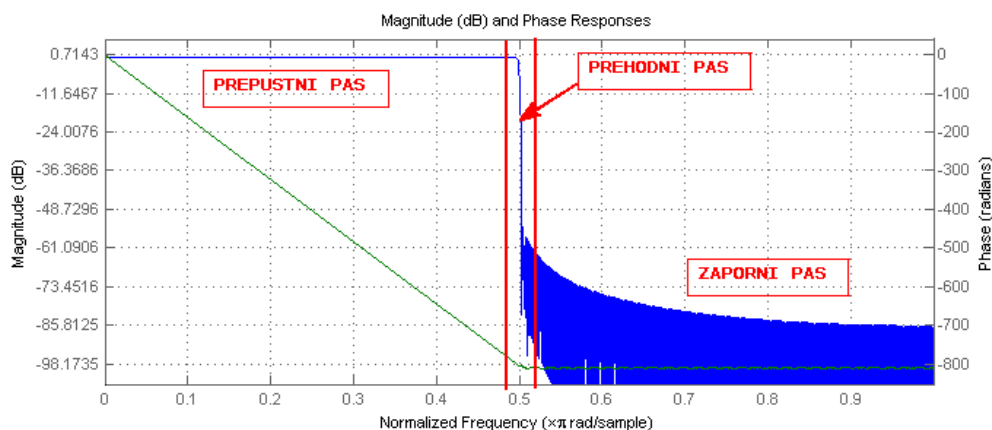
$$H(z) = \sum_{i=1}^L H_i(z) \quad (2.13)$$



Slika 2.8: Vzporedna vezava

2.6 PREDSTAVNIKI DISKRETNIH FILTROV

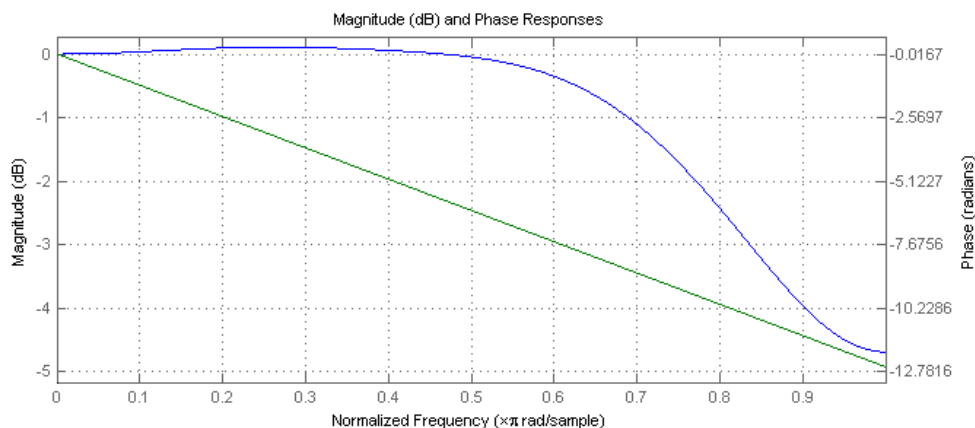
Filtri delimo po prevajalnih območjih oziroma funkcijah, ki jih opravljajo. Filtri prevajajo od oziroma do določene frekvence, ki jo imenujemo mejna frekvenca. Območje prevodnega dela filtra imenujemo prepustni pas, območje zapore oziroma dušenja pa zaporni pas. Območje med njima je imenovano prehodni pas. Pri pasovnoprepustnem oziroma pasovnozaporjem filtru imamo dva prehodna pasova. Strmina prehoda je odvisna od reda filtra – višji kot je red sita, večja je strmina. Na sliki je karakteristika 1024. reda sita. V tem primeru je naklon prehodnega območja že skoraj pravokoten. V nadaljevanju so predstavljena sita 8. reda. Tam bo naklon sita bistveno manjši, s tem pa bo daljši prehodni pas.



Slika 2.9: Primer diskretnega filtra – nizko sito 1024. reda

2.6.1 Nizkoprepustno sito

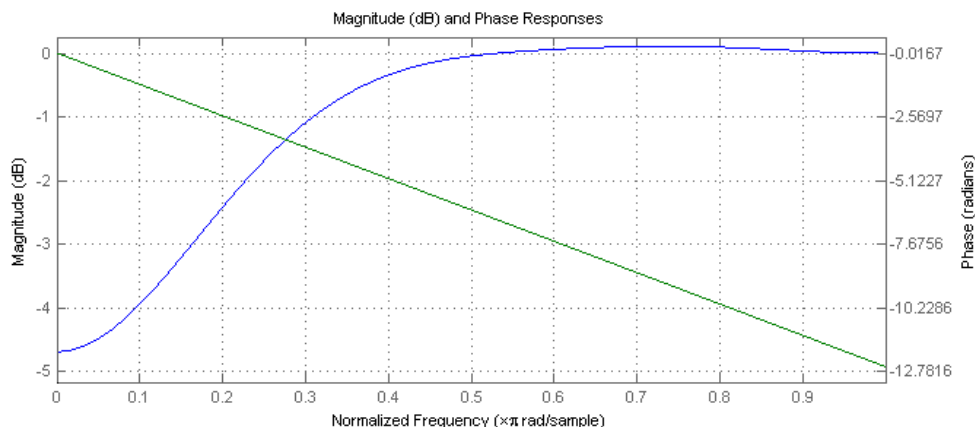
Nizko sito prevaja do mejne frekvence sita, nato pa začne postopoma dušiti signal.



Slika 2.10: Primer nizkoprepustnega sita

2.6.2 Visokoprepustno sito

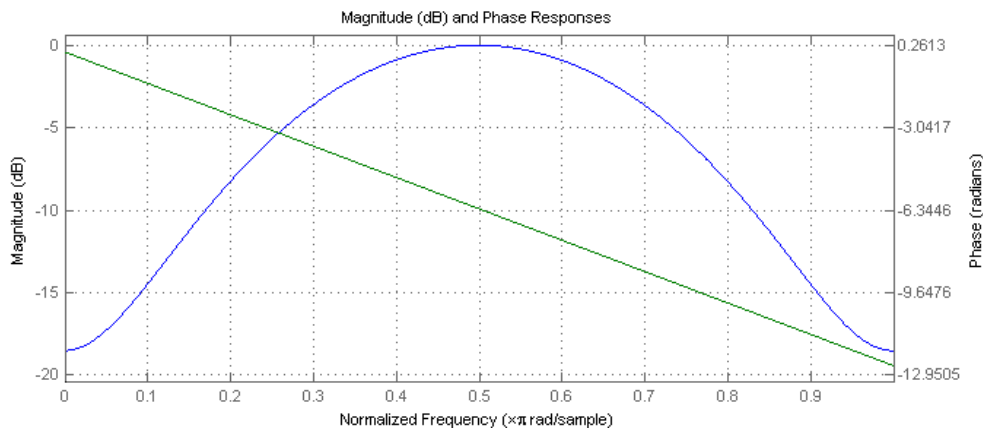
Visoko sito ima ravno obratno nalogo kot nizko. Frekvence, ki so manjše od mejne frekvence sita, duši, tiste, ki so večje, pa prepušča.



Slika 2.11: Primer visokoprepustnega sita

2.6.3 Pasovnoprepustno sito

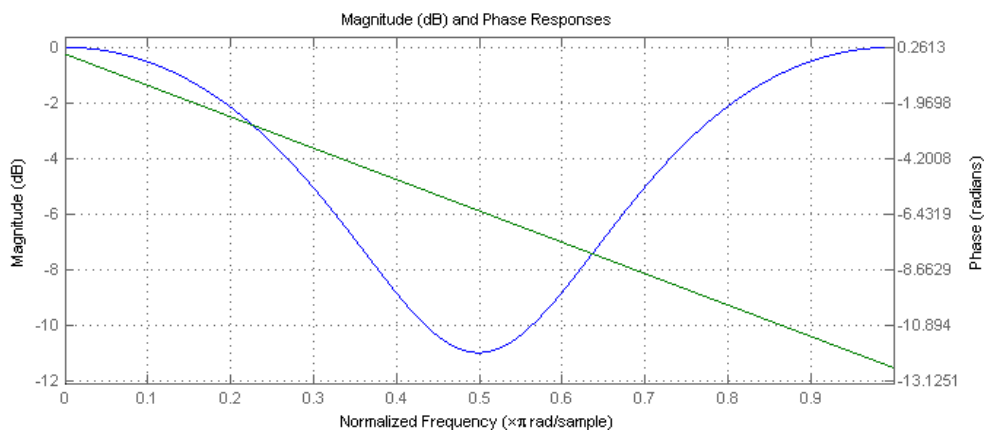
Pasovno prepustno sito je pravzaprav kaskadna vezava visokega in nizkega sita oziroma produkt njunih karakteristik. Prepušča le signal, ki je med mejnima frekvencama obeh sit.



Slika 2.12: Primer pasovnoprepustnega sita

2.6.4 Pasovnozaporno sito

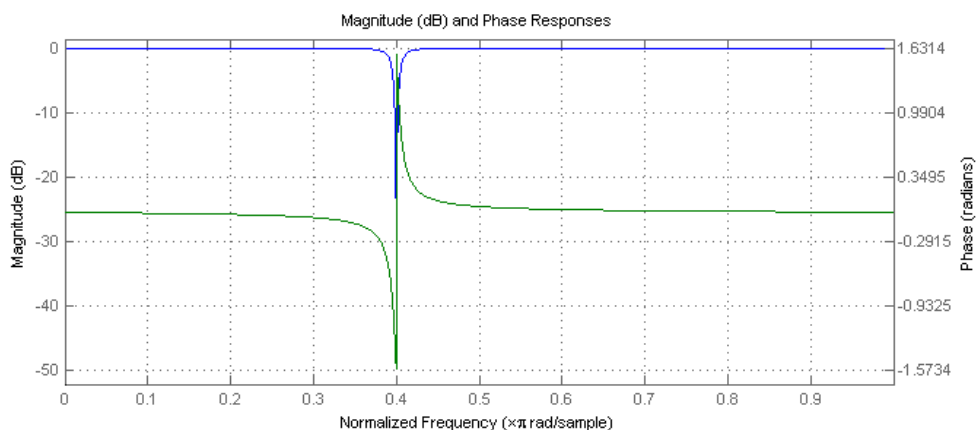
To sito je podobno pasovnoprepustnemu situ, le da je njegova naloga ravno obratna. Predstavlja seštevek oziroma vzporedno vezavo nizkega in visokega sita. Namenjeno je za izločitev določenega frekvenčnega pasu, ki je med mejnima frekvencama sita.



Slika 2.13: Pasovnozaporno sito

2.6.5 Zareznno sito

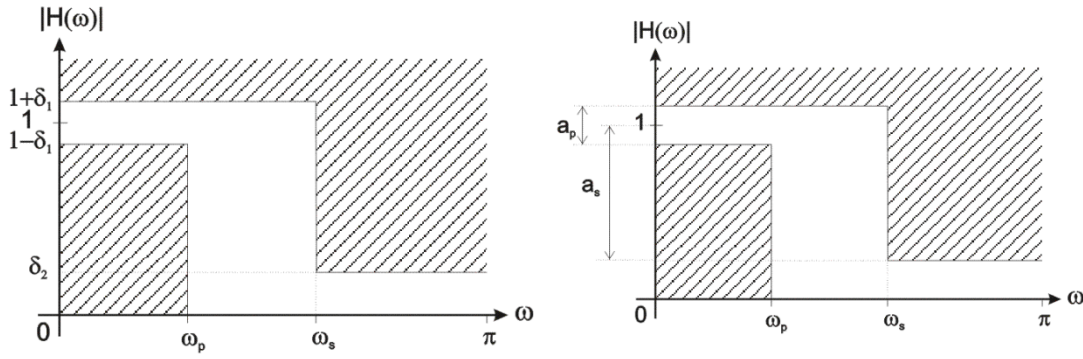
Zareznno sito ali »notch« filter je posebna oblika pasovnozapornega sita. Uporablja se za izločitev točno določene frekvence iz spektra. Njegova oblika spektra spominja na obliko zareze. Filter s tako karakteristiko nam neželjeno frekvenco zelo lepo odstrani oziroma jo zaduši.



Slika 2.14: Primer zareznega sita

2.7 NAČRTOVANJE FIR FILTROV

Filtre načrtujemo tako, da dušijo oziroma prevajajo signal po naših željah. Preden se lotimo načrtovanja, moramo vedeti, kam postaviti mejno frekvenco, kakšna je lahko dolžina prehodnega območja, minimalno dušenje v zapornem pasu ter dovoljeno odstopanje v prepustnem pasu [6].



Slika 2.15: Zahteve za načrtovanje filtra

Naša karakteristika mora torej potekati v belem področju. Parametri, ki so uporabljeni na shemi, so:

- ω_p = normirana mejna frekvenca prepustnega pasu,
- ω_s = normirana mejna frekvenca zapornega pasu,
- δ_1 = maksimalno odstopanje v prepustnem pasu,
- δ_2 = minimalno dušenje v zapornem pasu,
- a_p = maksimalno odstopanje v prepustnem pasu,
- a_s = minimalno dušenje v zapornem pasu.

$$a_p = 20 \log_{10} \left(\frac{1 + \delta_1}{1 - \delta_1} \right) \quad (2.14)$$

$$a_s = -20 \log_{10} \delta_2 \quad (2.15)$$

2.7.1 Načrtovanje z IFT

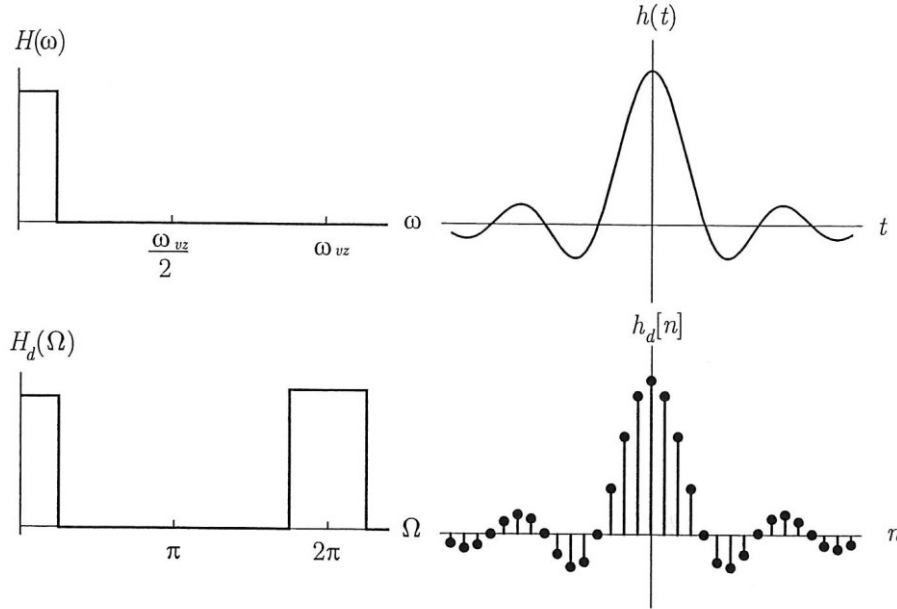
Načrtovanje filtrov z inverzno Fourierjevo transformacijo je dokaj preprosto za filtre s poljubno frekvenčno karakteristiko. Za načrtovanje vzamemo amplitudno karakteristiko primerljivega analognega sita. Sistemsko funkcijo filtra izračunamo z IFT.

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (2.16)$$

S tem smo dobili zvezno sistemsko funkcijo analognega filtra. Da dobimo sistemsko funkcijo diskretnega sita, moramo sistemsko funkcijo analognega sita vzorčiti z vzorčevalno frekvenco, ki je enaka tisti, s katero bomo zajemali signal. Pri izboru vzorčne frekvence moramo upoštevati Shannon-Nyquistov teorem o vzorčenju, ki pravi, da mora biti frekvenca vzorčenja vsaj dvakrat višja od najvišje frekvence v signalu, da se nam večkratniki frekvenc ne slikajo v osnovni pas [7].

$$h_d[n] = h_a(nT_{vz}) \quad (2.17)$$

$$H_d(\Omega) = \frac{1}{T_{vz}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} H\left(\frac{\Omega}{T_{vz}} - 2k\pi\right) \quad (2.18)$$



Slika 2.16: Analogna in diskretna funkcija idealnega nizkega sita

Kot lahko vidimo, je prehodno območje navpično oziroma med prevajalnim območjem in območjem zapore nimamo prehodnega pasu. Za tako sito bi morali imeti neskončno koeficientov, s tem pa bi bila zakasnitev filtra prav tako neskončna. Tega v realnosti ne moremo izvesti, torej se moramo omejiti pri končnem redu filtra. Zato sistemsko funkcijo omejimo na območju $-\frac{N}{2} < n < \frac{N}{2}$, pri čemer mora biti N sodo število. Če želimo linearno fazo v sistemu, moramo zagotoviti tudi simetričen odziv, ker pa so uresničljivi sistemi kavzalni, moramo celo funkcijo zakasniti za $N/2$. S tem smo dosegli, da ni odziva pred časom 0 oziroma da so koeficienti z negativnim indeksom enaki nič. Ob upoštevanju teh sprememb smo torej prišli do nove prenosne funkcije.

$$H(\Omega) = \sum_{n=0}^N h[n]e^{-j\Omega n} \quad (2.19)$$

2.7.2 Filtri z oknenjem

Pri tej metodi neskončen odziv množimo z eno od mnogih okenskih funkcij. Postopek je podoben kot pri prejšnji metodi, le da na koncu ne odrežemo odziva kvadratno, temveč z okensko funkcijo.

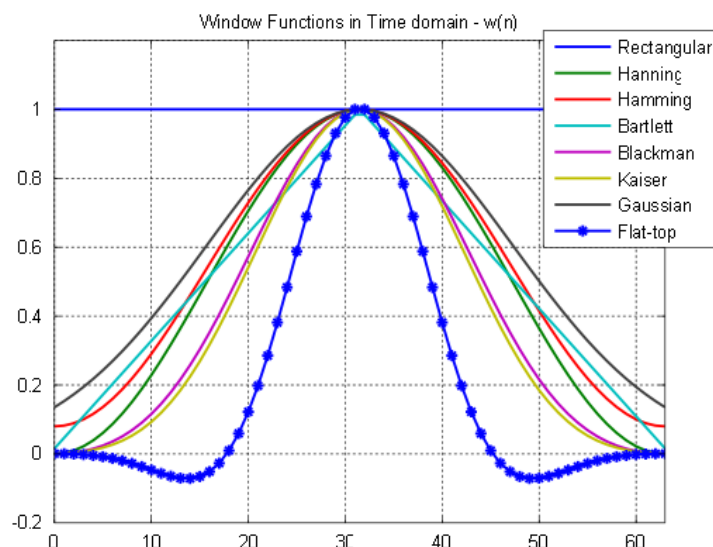
2.7.2.1 Kosinusna okna

Pravokotni robovi na vogalih filterških karakteristik slabšajo zaporno slabljenje sita. Ta problem lahko zmanjšamo s tem, da iz ostrih robov naredimo lep prehod. Primer takega lepega prehoda bi bil sinus. Ker pa potrebujemo sodo funkcijo, moramo uporabiti funkcijo kosinus, ki je pravzaprav funkcija sinus, zamaknjena za 90 stopinj. Od tu tudi ideja o kosinusnih oknih [8].

$$w[n] = \sum_{k=0}^K a_k \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right); \quad |n| \leq \frac{N}{2} \quad (2.20)$$

Različne znane okenske funkcije se razlikujejo le v koeficientih a_k :

- **Pravokotno okno:** $a_0 = 1$
- **Hannovo okno:** $a_0 = a_1 = 0,5$
- **Hammingovo okno:** $a_0 = 0,52, a_1 = 0,46$
- **Blackmanovo okno:** $a_0 = 0,42, a_1 = 0,5, a_2 = 0,08$



Slika 2.17: Primerjava med različnimi okenskimi funkcijami

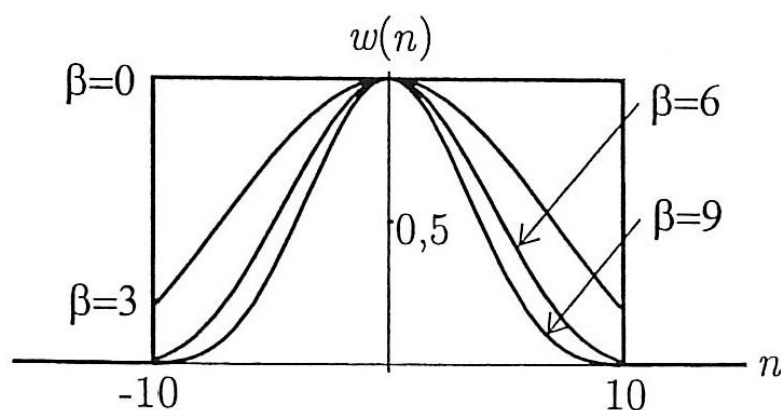
2.7.2.2 Kaiserjeva okna

Kaiserjeva okna izvirajo iz modificiranih Besselovih funkcij ničtega reda prve vrste. Okna iz te družine se delijo po parametru β , ki predstavlja razmerje med širino osnovnega snopa in slabljenjem stranskega snopa.

$$w[n] = \frac{I_0(\beta \sqrt{1 - (\frac{2n}{N})^2})}{I_0(\beta)}; \quad |n| \leq \frac{N}{2} \quad (2.21)$$

$$I_0(x) = 1 + \sum_{m=1}^{\infty} \left(\frac{x^m}{m! 2^m} \right)^2 \quad (2.22)$$

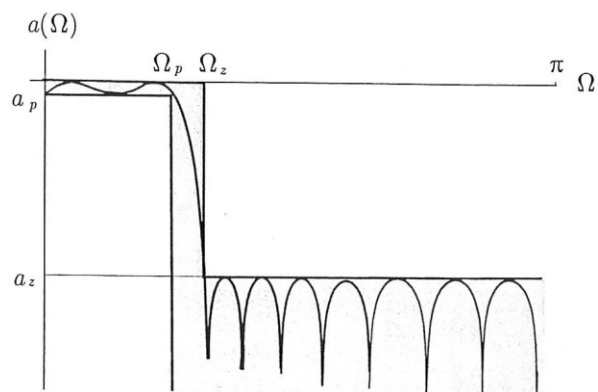
Enačba (2.21) predstavlja enačbo Kaiserjevih oken, enačbo modificiranih Besselovih funkcij ničtega reda prve vrste pa predstavlja enačba (2.22).



Slika 2.18: Kaiserjeva okna

2.7.3 Sita z enakomerno valovitostjo

Prednost sit, ki so valovita tudi v prepustnem področju, je ta, da potrebujemo nižji red sita, da zadostimo podanim okvirom. Omejeni smo z maksimalnim odstopanjem v propustnem pasu, saj tu ojačenje ne sme pasti pod določen nivo. Ker je sito valovito že v prepustnem pasu, vidimo, da je na mejni frekvenci ojačenje v prepustnem pasu na minimalni vrednosti, tako da val lahko neprekinjeno pada v zaporno področje. S tem je strmina sita zelo izboljšana, posledično pa tudi prehodni pas ožji in s tem nižji red sita. Za načrtovanje teh sit se uporablja metoda, ki sta jo razvila Parks in McClellan.



Slika 2.19: Primer sita z enakomerno valovitostjo – metoda Parks in McClellan

3 EURIDIS

3.1 SPLOŠNO

Potreba po daljinskem odčitavanju števecov električne energije se povečuje. Največja prednost pred ročnim odčitavanjem po terenu je v hitrejšem branju ter v manjši možnosti napak pri branju in vnašanju v računalnik. V drugih pogledih so končni uporabniki nezadovoljni v primeru napačnih obračunov in s tem z višjimi zneski na položnicah. Ponekod je problem tudi pri sami postavitvi števca, ker ga ni mogoče montirati na zunanjo steno, delavec elektro podjetja pa nima dostopa do števca.

Prav zato so komunikacije postale zelo pomembne v števcih električne energije. Omogočajo daljinsko branje in parametriranje. Pri tem je Euridis komunikacija zelo zanimiva, saj lahko več števecov priklopimo na eno Euridis vodilo, npr. v stanovanjskem bloku. Dolžina vodila je lahko do 500 m, branje pa poteka s hitrostjo približno 3 minute/100 števecov, kar je manj kot 2 sekundi na števec. Standardizirala ga je IEC (International Electrotechnical Commission) – IEC 62 056-31. Začetki komunikacije segajo v leto 1990. Uvedla ga je EDF (Électricité de France).

3.2 TEHNIČNE SPECIFIKACIJE

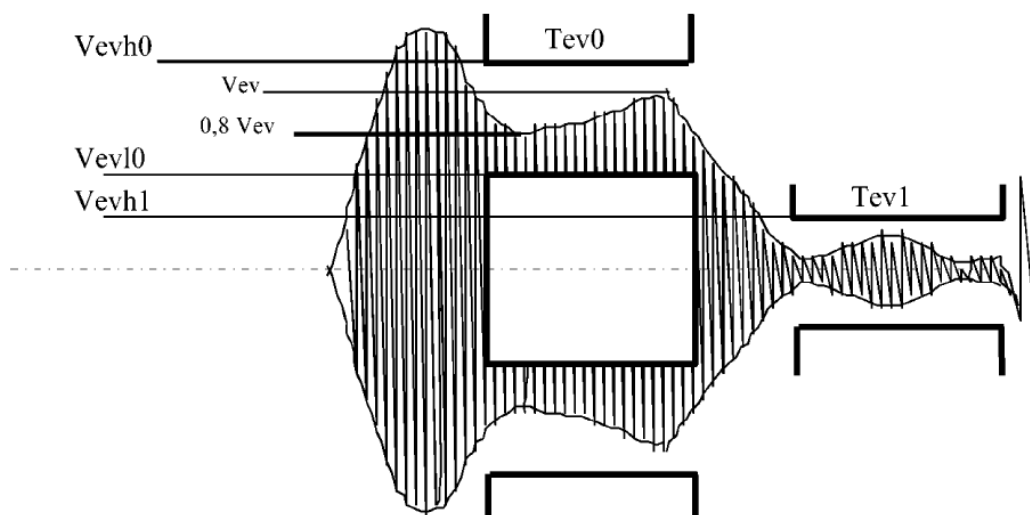
3.2.1 Signal

Euridis uporablja serijsko asinhrono komunikacijo tipa half-duplex, kar pomeni, da lahko naenkrat govori le ena naprava, gospodar ali suženj. V tem drevesu so kot naprave gospodar lahko modemi, koncentratorji ali ročni terminali. Sekundarne naprave so merilni števci, ki so med seboj povezani z vodilom. Po vodilu se prenaša amplitudno moduliran signal (ASM) s frekvenco $50 \text{ kHz} \pm 3 \%$ ter invertirano logiko kodiranja.

Hitrost prenosa (BaudRate):

- 1200 baud $\pm 1 \%$,
- 2400 baud $\pm 1 \%$,
- 4800 baud $\pm 1 \%$,
- 9600 baud $\pm 1 \%$.

Podrobne lastnosti signala, ki morajo ustrezati Euridis protokolu, so opisane na spodnji sliki.



Slika 3.1: Signal in njegovi napetostni nivoji, ki morajo ustrezati Euridis protokolu

Legenda:

- Vevh1 – maksimalni napetostni nivo ovojnice za prenos logične »1«,
- Vevl0 – minimalni napetostni nivo ovojnice za prenos logične »0«,
- Vevh0 – maksimalni napetostni nivo ovojnice za prenos logične »0«,
- Tev1 – minimalni zagotovljen čas, v katerem napetost ovojnice ne preseže Vevh1,
- Tev0 – minimalni zagotovljen čas, v katerem je napetost ovojnice med nivojema Vevh0 in Vevh1.

- Vevl0 in Vevh0 nista ekstremni vrednosti napetosti ovojnice temveč najnižji in najvišji napetostni prag za pravilno delovanje;
- med časom Tev0 naj nivo ovojnice ne niha za več kot 20 %;
- v prehodnem pasu, ki je med časoma Tev0 in Tev1 naj bo potek ovojnice pri naraščanju oziroma padanju eksponenten oziroma dušen sinus z dodanimi prehodnimi frekvencami;
- če priklopimo na vodilo upor z 100 Ω ali kondenzator 31,8 nF, celotna harmonična popačenja med enakomernim prenosom ne smejo preseči 15 %;
- vse napetosti so vršne vrednosti;
- za definiranje časa bita (logična »1« in »0«) je potrebno upoštevati različne parametre:
 - zagotovljen maksimalen čas za oddajo »0« signal $\geq$ Vevl0,
 - nezagotovljen maksimalen čas oddaje »0« signal $\geq$ Vevh1,

- zagotovljen maksimalen čas za oddajo »1« signal $\leq$ Vevh1,
- nezagotovljen maksimalen čas oddaje »1« signal $\leq$ Vevl0.

3.2.2 Vodilo

3.2.2.1 Splošne značilnosti

- Posebna podpora je daljinsko branje in parametriranje sekundarne naprave. Na vodilo sta vedno priključena magnetni sklop in sekundarna postaja.
- Topologija ni pomembna in je poljubno razvejana. Lahko je linearna, zvezdna in drevesna brez zank. Edina omejitev je, da celotna dolžina vodnikov ni daljša od 500 metrov.
- Galvanska ločitev med vodilom in elektroniko oddajnika in sprejemnika mora ustrezati standardu za vzdrževanje sekundarnih naprav.
- Vodilo je lahko napajano ves čas. Tako tudi zagotovimo delovanje alarma.
- Največje število vzporedno priključenih sekundarnih naprav je lahko 100:
 - Maksimalno število sekundarnih naprav brez lastnega napajanja je 50.
 - Maksimalno število sekundarnih naprav z lastnim napajanjem je 100.
 - Maksimalno število sekundarnih naprav, povezanih z napravami na vodilu, je 50.
 - V primeru priklopa različnih sekundarnih postaj z oziroma brez lastnega napajanja na isto vodilo, naslednja pravila določijo maksimalno število posameznih naprav:
 - če je število N1 število večkratnih sekundarnih naprav brez lastnega napajanja na vodilu,
 - če je število N2 število posameznih sekundarnih naprav brez lastnega napajanja na vodilu,
 - če je število N3 število sekundarnih naprav z lastnim napajanjem na vodilu.

Sedaj lahko število naprav izračunamo po naslednjih dveh formulah:

1. $2 \cdot (N1 + N2) + N3 \leq 100$, kadar je napajalnik vgrajen v primarni napravi;
2. $2 \cdot (N1 + N2) + N3 \leq 98$, kadar je napajalnik priključen direktno na vodilo.

- Ena od sekundarnih postaj lahko v naključnem času v primeru napake ostane v stanju nizke impedance (oddajni način, vendar ne oddaja logične »0«) in s tem ne onemogoči komunikacije na vodilu.
- Komunikacija med primarno napravo in vodilom poteka preko enega magnetnega sklopa (samo en magnetni sklop!).
- Vodilo mora prenesti priklop 230 V (omrežna napetost). Da vodilo prestane test, mora v petih priklopih po 5 minut prenesti izmenično napetost 250 V; čas med posameznimi priklopi je 5 sekund.

3.2.2.2 Karakteristika vodila

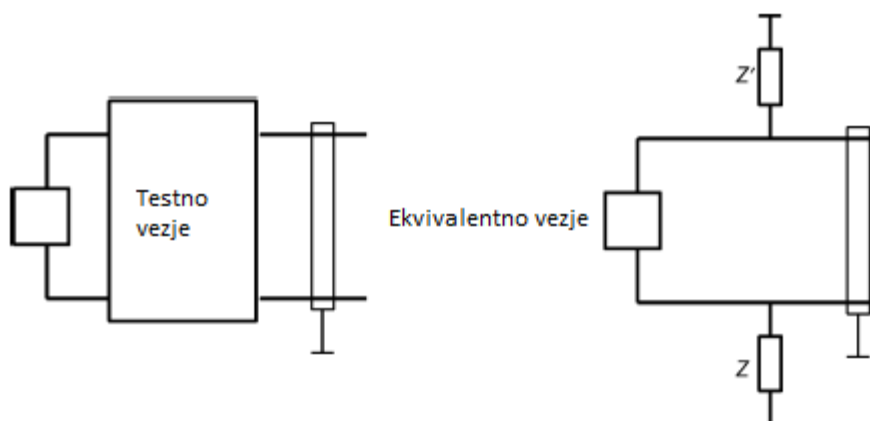
Za Euridis vodilo je primeren notranji telefonski vodnik tipa:

- enojna sukana parica v aluminijastem ozemljenem ovoju,
- prevodnik je iz trdega konzerviranega bakra s premerom 0,5 mm do 0,6 mm,
- izolacijski ovoj iz PVC.

ELEKTRIČNE KARAKTERISTIKE

- DC upornost zanke pri 20 °C: 117 Ω /km do 192 Ω /km;
- AC pri 50 kHz in temperaturi med -15 °C in 45 °C:
 - o linearna upornost vodila 154 Ω /km – 220 Ω /km,
 - o linearna induktivnost vodila 500 μ H/km – 800 μ H/km,
 - o linearna medsebojna kapacitivnost 80 nF/km – 130 nF/km,
 - o izgubni faktor kapacitivnosti maksimalno 5 %,
 - o nihanje kapacitivnosti (vodnik – ovoj) maksimalno 5 %,
 - o kompleksna karakteristika impedance 74 Ω – 115 Ω ,
 - o linearni fazni zamik (50 kHz) maksimalno 150 °/km.

Karakteristika na spodnji sliki velja za simetrični izvor, pri čemer je izoliran od zaslona in sta impedanci Z in Z' večji od 1000 Ω pri frekvenci 50 kHz.



Slika 3.2: Ekvivalentno vezje Euridis vodila

3.2.2.3 Ožičenje

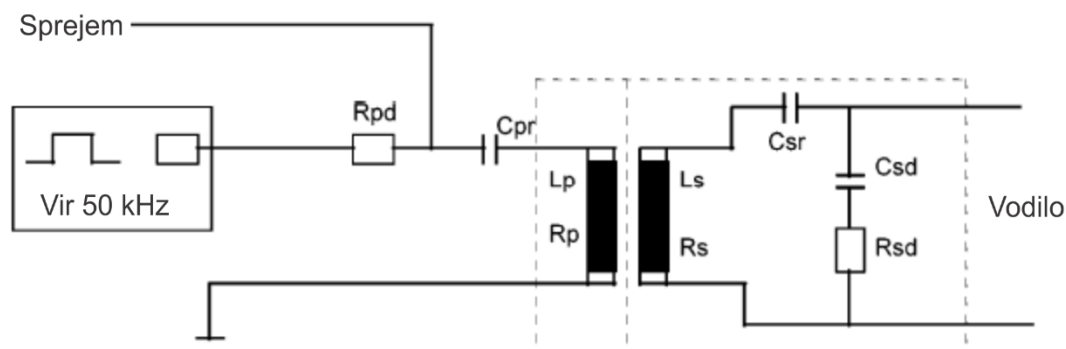
Pogoji, ki jih moramo upoštevati pri ožičenju:

- pri povezovanju sekundarnih naprav na vodilo moramo zagotoviti nadaljevanje referenčnega potenciala,
- točka potenciala zemlje (ground) mora biti povezana na zemljo ali na njej enakovreden referenčni potencial,
- med vodnikoma ne sme biti nobene impedance, manjše od 1000Ω pri frekvenci 50 kHz.

Pri uporabi vodnikov, ki malenkost odstopajo od zgornjih zahtev, je treba upoštevati naslednje:

- Če je linearna kapacitivnost ali linearna upornost vodnika večja, se maksimalna dolžina vodnika zmanjša. Odvisnost je obratno sorazmerna linearni kapacitivnosti oziroma upornosti;
- Vodnik, ki ima nižjo linearno upornost ali kapacitivnost od priporočene, lahko povzroči prenapetost na sprejemniku, ki je priklopljen na dolgem in praznem vodilu.

Problem, ki lahko nastane zaradi prenapetosti, rešimo tako, da na najbolj oddaljenem mestu od magnetnega sklopa dodamo med vodnika vodila dušilni upor ($330 \Omega - 1000 \Omega$; $0,25 \text{ W}$), čigar točna vrednost se določi glede na velikost prenapetosti, zagotoviti pa moramo tudi varnost vodila pri priklopu omrežne napetosti na vodilo (230 V). To storimo tako, da vežemo kondenzator z vrednostjo 47 nF zaporedno z dušilnim uporom. Ta kondenzator mora imeti dovolj visoko dielektrično trdnost, da ne pride do preboja. Shemo takega vezja prikazuje spodnja slika.



Slika 3.3: Električna shema magnetnega sklopa

Legenda:

R_{pd} / R_{sd}	dušilni upor na primarni/sekundarni strani
C_{pr} / C_{sr}	resonančni kondenzator na primarni/sekundarni strani
C_{sd}	dušilni kondenzator na sekundarni strani
L_p / L_s	induktivnost na primarni/sekundarni strani
R_p / R_s	upornost na primarni/sekundarni strani

3.2.3 Magnetni sklop

Magnetni sklop je sestavljen iz:

- prenosnega priključitvenega dela na primarni strani in
- fiksne priključke na sekundarni strani.

Kadar sta ta dva dela sklopljena, je omogočen dvosmerni prenos med npr. ročnim terminalom ter Euridis vodilom. Oba dela sta sestavljena iz polovice feritnega transformatorja z zračno režo v magnetnem krogu. Visoke in nizke serijske induktivnosti transformatorja kompenziramo z dušilnim uporom ter resonančnim kondenzatorjem. S tem smo dosegli pasovnoprepustni filter 4. reda s centralno frekvenco 50 kHz. Tak filter lahko uporabimo s preprostim virom pravokotnega signala, ki nam zagotavlja nosilni signal, obenem pa duši tudi prehodne frekvence, ki so prisotne ob preklopih.

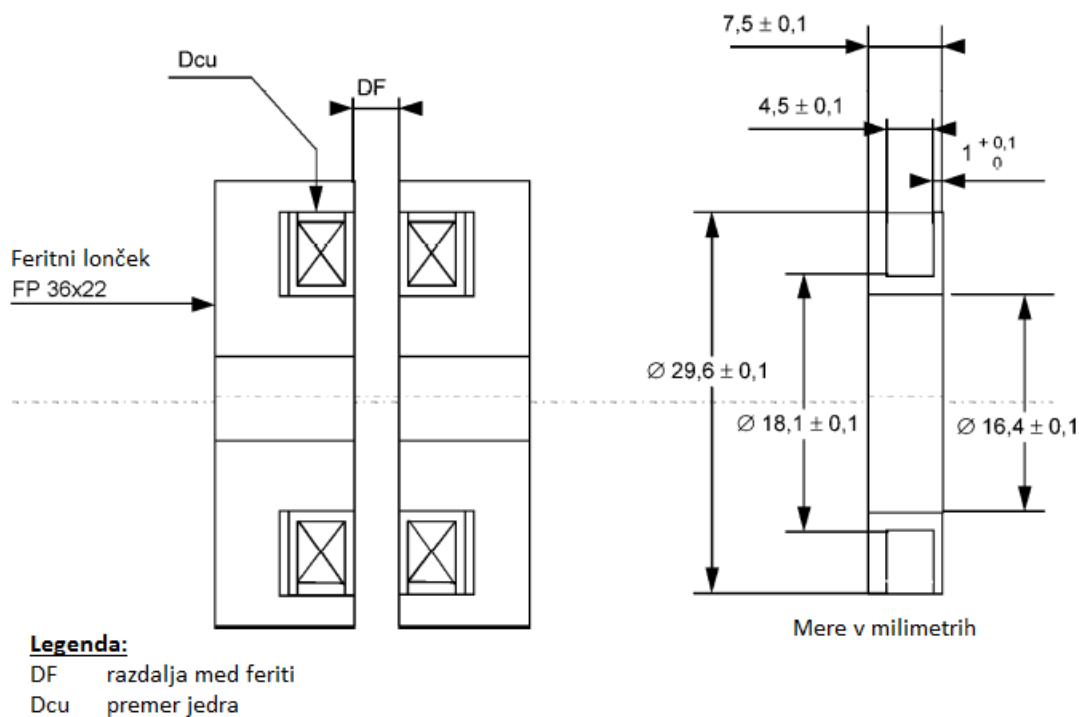
Magnetni sklop z napajanjem

Z magnetnim sklopom lahko prav tako prenašamo signal, ki leži v pasu med 400 kHz in 600 kHz. Centralna vrednost je nastavljena na 500 kHz. Preden pride signal na vodilo, se prefiltrira in je usmerjen kot enosmerni signal na vodilu.

3.2.3.1 Mehanske lastnosti

Vsaka polovica magnetnega sklopa ima svoj tuljavnik nameščen v feritnem lončku, ta pa je zaprt v ohišju iz trde plastike. Kadar sta povezana, sta tuljavi in feritna lončka skoraj koaksialna ter simetrična na presečno ravnino, če je:

- magnetna zračna reža $DF = 4,25 \text{ mm} \pm 0,25 \text{ mm}$,
- maksimalno odstopanje osi odklona od središča manjše, kvečjemu enako $0,25 \text{ mm}$.



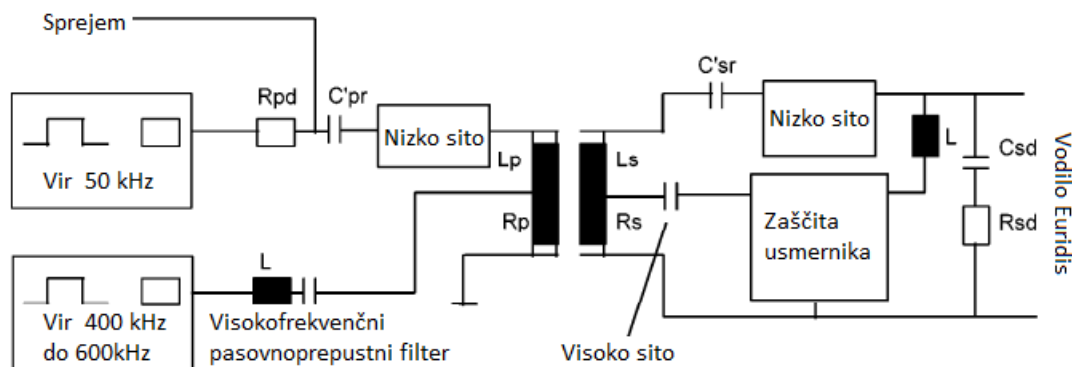
Slika 3.4: Mehanske lastnosti magnetnega sklopa

Oba feritna jedra z navitji morata biti povezana preko magnetnega polja, središčni osi feritov morata biti poravnani oziroma znotraj dovoljenih odstopanj, da zadeva deluje.

Standardni tip ferita za maksimalne frekvence, ki so manjše od 100 kHz:

- začetna permeabilnost jedra minimalno 1800,
- maksimalna vrednost $\tan \delta$ pri frekvenci 100 kHz naj bo približno 2 %,
- zaradi njegovega polja ne sme biti v nasičenju (praktično naj bo nasičenje pri 0,4 T).

3.2.3.2 Električne lastnosti



Slika 3.5: Električna shema magnetnega sklopa

Legenda:

Rpd/Rsd	dušilni upor na primarni/sekundarni strani
Cpr/Csr	resonančni kondenzator na primarni/sekundarni strani
Csd	dušilni kondenzator na sekundarni strani
Lp/Ls	induktivnost na primarni/sekundarni strani
Rp/Rs	upornost na primarni/sekundarni strani

50 kHz del v shemi deluje praktično enako kot vezje na Slika 3.3, le z nekaterimi razlikami:

- Dodatno je dušenje z nizko prepustnim sitom na primarni in sekundarni strani magnetnega sklopa. 50 kHz sprejemnik mora ta dušenja ob sprejemu upoštevati.
- C'pr in C'sr sta zamenjava za Cpr ter Csr in sta impedančno prilagojena nizko prepustnemu situ, ki ga uporabljamo.

Del vezja, pri katerem je na izvoru frekvenčni pas od 400 kHz do 600 kHz, zagotavlja napajanje za telereport.

3.3 FUNKCIJSKE SPECIFIKACIJE

3.3.1 Funkcijske zahteve za oddajnik na primarni napravi – 50 kHz signal

Oddajnik na primarni strani je sistem oziroma elektronsko vezje, ki signal na oddajniku pripravi za oddajo na magnetnem sklopu. Signal, ki je oddan na vodilo, mora ustrezati v celotnem temperaturnem območju podanim omejitvam:

- T_{ev0} in T_{ev1} morata ustrezati vrednostim, podanim v spodnji tabeli,

	1200 baud	2400 baud	4800 baud	9600 baud
Tev1 [μs]	750	330	140	60
Tev0 [μs]	750	330	140	60

Tabela 2: Zahtevani časi pri oddajniku na primarni napravi

- napetostni nivoji morajo ustrezati zahtevam pri različnih obremenitvah na vodilu.

	Neobremenjen	100 Ω-2 kΩ	31,8 nF
Vevh1 [V]	0,2	0,2	0,2
Vevl0 [V]		1,2	1,5
Vevh0 [V]	25	5	5

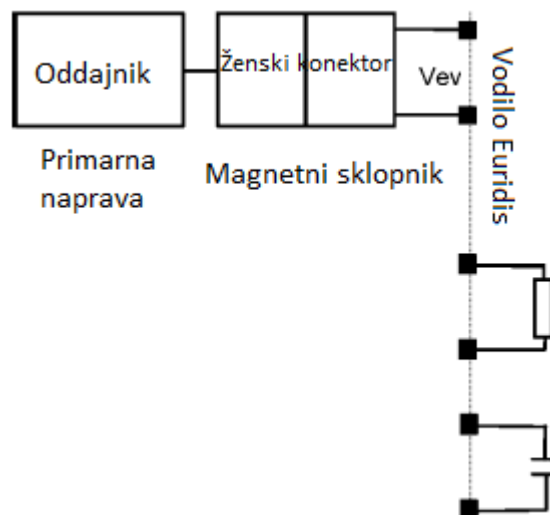
Tabela 3: Napetostni nivoji pri oddajniku na primarni strani

V vsakem primeru, ne glede na obremenitev, ki je lahko ohmska, kapacitivna ali pa je neobremenjen, mora veljati:

- da je maksimalna vrednost šuma v celotnem frekvenčnem območju med 1 kHz in 1 MHz manjša oziroma kvečjemu enaka 10 mV vršne vrednosti;
- da napetostna konica, ki jo povzroči prehod iz oddajnega stanja v sprejemnega oziroma obratno, ne sme preseči 0,25 V vršne vrednosti.

Zgoraj naštetе vrednosti veljajo pri predpostavki, da je magnetna zračna reža

$$DF = (4,25 \text{ mm} \pm 0,25 \text{ mm}) \pm {}^0{,}15 \text{ mm}.$$



Slika 3.6: Shema oddajnika in možne obremenitve vodila

3.3.2 Funkcijske zahteve za sprejemnik na primarni napravi – 50 kHz signal

Sprejemnik na primarni strani povezuje vodilo preko magnetnega sklopnika, s katerega sprejema in demodulira signale. Pri delovanju s sinusnim vhodnim signalom mora v celem temperaturnem območju delovati z bitnim pogreškom, ki je manjši od 10^{-5} . Signal, ki ga prejemamo preko serijske impedance magnetnega sklopa, mora ustrezati naslednjim pogojem:

- Tev0 in Tev1 morata ustrezati podanim vrednostim v spodnji tabeli,

	1200 baud	2400 baud	4800 baud	9600 baud
Tev1 [μs]	700	290	125	50
Tev0 [μs]	700	290	125	50

Tabela 4: Zahtevani časi pri sprejemniku na primarni napravi

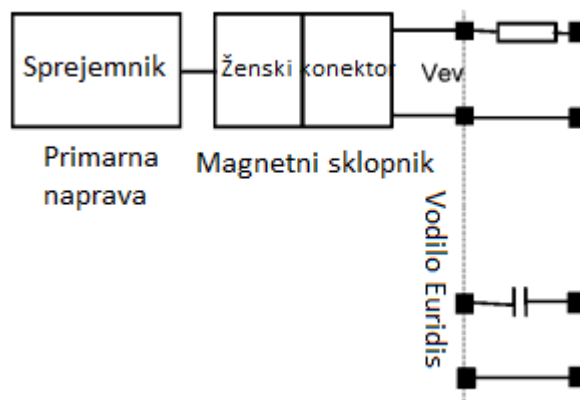
- napetostni nivoji morajo ustrezati zahtevam pri različnih obremenitvah na vodilu.

	100 Ω	31,8 nF
Vevh1 [V]	0,4	0,4
Vevl0 [V]	0,8	0,8
Vevh0 [V]	5	5

Tabela 5: Napetostni nivoji pri sprejemniku na primarni strani

Prav tako pa mora biti sprejemnik v primarni napravi odporen na:

- neprekinjen signal z amplitudo 0,1 V in frekvenco med 1 kHz in 1 MHz,
- pravokotni pulz 20 V s trajanjem 5 μs,
- pravokotni pulz 3,5 V s trajanjem 200 μs.



Slika 3.7: Shema sprejemnika in možne obremenitve vodila

3.3.3 Funkcijske zahteve za oddajnik na sekundarni strani – 50 kHz signal

Signal, ki ga oddajnik pošlje na vodilo, mora v celotnem temperaturnem območju ustrezati naslednjim pogojem:

- T_{ev0} in T_{ev1} morata ustrezati vrednostim v tabeli,

	1200 baud	2400 baud	4800 baud	9600 baud
T_{ev1} [μ s]	750	330	140	60
T_{ev0} [μ s]	750	330	140	60

Tabela 6: Zahtevani časi pri oddajniku na sekundarni napravi

- napetostni nivoji pri različnih obremenitvah, v frekvenčnem območju od 1 kHz do 1 MHz, morajo ustrezati:

	100 Ω –2 k Ω	31,8 nF
V_{evh1} [V]	0,2	0,2
V_{evl0} [V]	1,2	1,5
V_{evh0} [V]	5	5

Tabela 7: Napetostni nivoji pri oddajniku na primarni strani

Napetostni nivoji za kapacitivno obremenitev so merjeni preko upora z vrednostjo 1 Ω , ki je serijsko vezan h kondenzatorju z vrednostjo 31,8 nF. Rezultat je po tem pomnožen s faktorjem 100.

V primeru, da imamo na vodilo priključen upor 100 Ω ali kondenzator 31,8 nF, mora veljati, da:

- prenapetost, ki nastane zaradi preklonov med oddajnim in sprejemnim načinom, ne sme v nobenem primeru prekoračiti 0,75 V vršne vrednosti in
- nivo šuma, ki ga generira oddajnik na vodilo v frekvenčnem območju od 1 kHz do 1 MHz, v nobenem primeru ne preseže 10 mV.

Upoštevati je potrebno tudi naslednje:

- maksimalni kratkostični tok je 26 mA vršne vrednosti pri frekvenci 50 kHz,
- oddajnik mora zdržati trajni kratki stik na vodilu ter priključitev omrežne napetosti 230 V med sponki vodila,
- maksimalna medsebojna kapacitivnost med sponkami vodila naj v normalnem načinu delovanja ne preseže 15 pF.

3.3.4 Funkcijske zahteve za sprejemnik na sekundarni strani – 50 kHz signal

Pri delovanju s sinusnim vhodnim signalom mora v celotnem temperaturnem območju delovati z bitnim pogreškom, ki je manjši od 10^{-5} .

- Časovne zahteve T_{ev0} in T_{ev1} :

	1200 baud	2400 baud	4800 baud	9600 baud
Tev1 [μs]	700	290	125	50
Tev0 [μs]	700	290	125	50

Tabela 8: Zahtevani časi pri sprejemniku na sekundarni napravi

- Napetostni nivoji:

Vevh1 [V]	0,4
Vevl0 [V]	0.8
Vevh0 [V]	5

Tabela 9: Napetostni nivoji pri oddajniku na sekundarni strani

Sprejemnik mora biti prav tako odporen na:

- trajen signal z vršno vrednostjo 0,25 V v frekvenčnem območju med 1 kHz in 1 MHz,
- pulz z napetostjo 20 V in trajanjem 5 μs.

Vhodna impedanca pri 50 kHz:

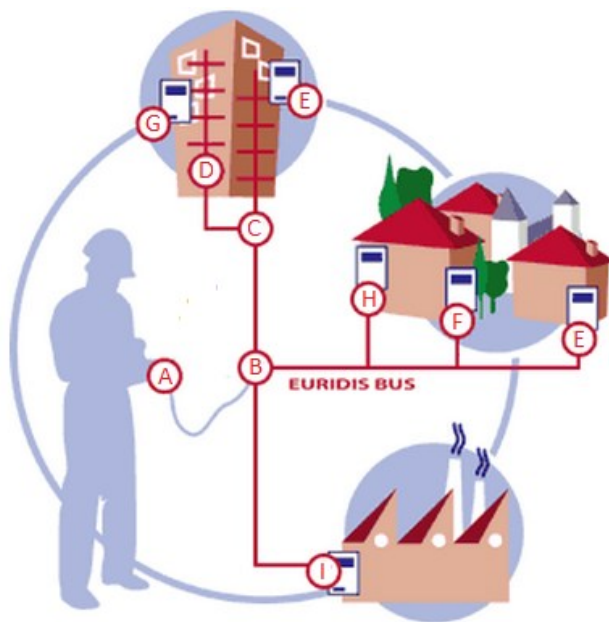
- Vhodna impedanca mora, ne glede na to, ali sprejemnik deluje ali ne, vse do vršne vrednosti 5 V izkazovati uporovni značaj v paralelni reaktanci. Energijsko in brez energijsko stanje je potrebno obravnavati ločeno.
 - Energijsko stanje:
 - ohmska upornost > 20 k Ω ,
 - reaktivna upornost > 20 k Ω (60 mH) – induktivni značaj,
> 100 k Ω (30 pF) – kapacitivni značaj.
 - Brez energijsko stanje:
 - ohmska upornost > 10 k Ω ,
 - reaktivna upornost > 10 k Ω (30 mH) – induktivni značaj,
> 50 k Ω (60 pF) – kapacitivni značaj.
- Interna omejitev se lahko pojavi pri napetosti, višji od 5 V vršne vrednosti, če je dinamična vhodna impedanca nad omejeno vrednostjo pri 50 kHz višja od 200 Ω .
- Minimalna vhodna impedanca pri 50 kHz pri blokiranem izhodu (brez signala na vodilu) mora biti vsaj 200 Ω .
- Sprejemnik mora na priključkih prenesti trajni priklop omrežne napetosti 230 V.
- Maksimalna medsebojna kapacitivnost med sponkami vodila naj bo:
 - 15 pF za energijske naprave,
 - 100 pF za brez energijske naprave.

Vse impedance, ki so podane v tem poglavju, imajo točnost znotraj 1 % [9].

4 AKTUALNI NAČINI BRANJA ŠTEVCEV

Verjetno ni potrebno posebej poudarjati, da gre razvoj v smeri avtomatskega sporočanja stanja števecov. S tem ne bomo odpravili le možnosti napak, ki se lahko zgodijo zaradi napačnega odčitavanja števecov, temveč bo postopek branja prihranil kar nekaj časa. Ker pa je potrebno večino takih števecov vgraditi v starejše zgradbe, ki nimajo fizičnih linij za npr. Euridis vodilo, in bi bila instalacija tega prezahtevna oziroma predraga, se v takem primeru uporabijo razne druge moderne rešitve.

4.1 DVOŽILNO EURIDIS VODILO



Slika 4.1: Shema naprav, povezanih na Euridis vodilo

Legenda:

A – ročni terminal

B – magnetni sklopnik

C – konektor

D – zbiralnik podatkov za plin

E – enofazni gospodinjski števec električne energije

F – števec za vodo

G – števec za plin

H – trofazni gospodinjski števec

I – trofazni industrijski števec

4.1.1 Ročni terminal in magnetni sklopnik



Slika 4.2: Ročni terminal – Sagem

Ročni terminal (oznaka A na Slika 4.1) se uporablja za branje in parametriranje elektronskih števecv, ki so priključeni na Euridis vodilo. Terminal se na vodilo poveže preko magnetnega sklopnika (oznaka B na Slika 4.1), prav tako ima vgrajeno tudi radijsko komunikacijo, ki mu omogoča, da se poveže tudi z napravami, ki so povezane v Euridis omrežja preko radijske povezave. Izdeluje ga podjetje Sagem.



Slika 4.3: Magnetni sklopnik

4.1.2 Konektor Euridis vodila



Slika 4.4: Konektor Euridis vodila

Uporablja se za povezovanje naprav na vodilo (oznaka C na Slika 4.1). Omogoča bajonetni priklop modema ali druge naprave za branje in parametriranje števecv. Omogoča tudi priklop naprave preko dvožilnega vodila, ki ga predpisuje standard. Obstaja več različnih priklopnih konektorjev, ki si lahko so 4- ali 8-priključni.

4.1.3 Zbiralnik podatkov za plin



Slika 4.5: Zbiralnik podatkov za plin

Uporablja se za priklop plinskih števecv na Euridis vodilo. Naprava zbere podatke od plinskih števecv in jih nato pretvori ter pošlje po Euridis vodilu. Ustrezati morajo tehničnim specifikacijam, ki so podane v EDF GDF HN 44-S-80. Na Slika 4.1 je zbiralnik podatkov za plin označen s črko D.

4.1.4 Enofazni gospodinjski električni števec energije



Slika 4.6: Enofazni električni števec ME340

Enofazni električni števec (oznaka E na Slika 4.1) ima že vgrajen oddajni in sprejemni del za Euridis komunikacijo. Števec je bil razvit in izdelan v tovarni Iskraemeco po specifikacijah EDF.

4.1.5 Števec za vodo



Slika 4.7: Števec za vodo

Na vodilo lahko povežemo tudi števec za vodo (oznaka F na Slika 4.1). Z Euridis vodilom največkrat komunicirajo preko električnega števca, saj je števec za vodo omejen z energijo in na tak način lahko precej zmanjšamo porabo energije.

4.1.6 Števec za plin



Slika 4.8: Števec za plin

Podobno kot pri števcih za vodo, je tudi s števci za plin (oznaka G na Slika 4.1).

4.1.7 Trofazni gospodinjski električni števec energije



Slika 4.9: Trofazni električni števec

Prav tako kot enofazni števec ima trofazni električni števec vgrajen sprejemnik in oddajnik po specifikacijah Euridis protokola (oznaka H na Slika 4.1).

4.1.8 Trofazni industrijski električni števec energije

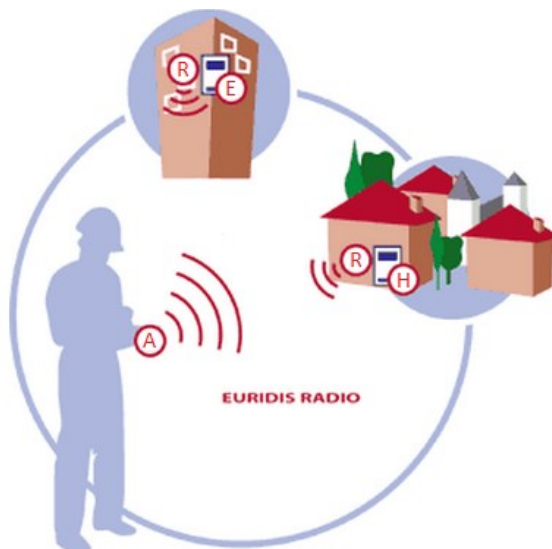


Slika 4.10: Trofazni industrijski števec električne energije

Razlika med gospodinjiskim in industrijskim števcem (oznaka I na Slika 4.1) je v tem, da je industrijski števec bolj natančen kot gospodinjiski. Gospodinjiski števci imajo tipično natančnost 2 %, medtem ko imajo industrijski 1 % natančnost ali manj. Poleg tega pa so industrijski števci narejeni za višje priklopne moči oziroma tokove, ki tečejo skozi njih.

4.2 RADIJSKA KOMUNIKACIJA

Prednost radijske komunikacije je predvsem v tem, da fizična vodila niso potrebna. Uporablja se v starejših stavbah, kjer je vgradnja vodil dokaj težavna.



Slika 4.11: Shema naprav povezanih preko Euridis radia

Legenda:

A – ročni terminal

E – enofazni gospodinjski števec električne energije

H – trofazni gospodinjski števec

R – radijski vmesnik

4.2.1 Radio vmesnik



Slika 4.12: Radio vmesnik za Euridis komunikacijo

Radio vmesnik se uporablja za radijski prenos Euridis komunikacije. Povezava radio vmesnika je vidna na Slika 4.11 – oznaka R.

Za prenos informacij preko radijske zveze imamo dve možnosti:

- branje in parametriranje števca v javni domeni in
- koncentracija informacij večjih števecov na Euridis vodilu.

Na voljo imamo enosmerne ter dvosmerne vmesnike. Enosmerni le oddajajo podatke, ki jih sprejema naprava, povezana na Euridis vodilu, pri dvosmernih vmesnikih pa je možno tako branje kot tudi parametriranje števca.

Prav tako so lahko radio vmesniki vgrajeni v samih sekundarnih napravah. Primer takih števecov sta:

- števec za plin z impulznim oddajnikom in
- števec za vodo z impulznim oddajnikom.

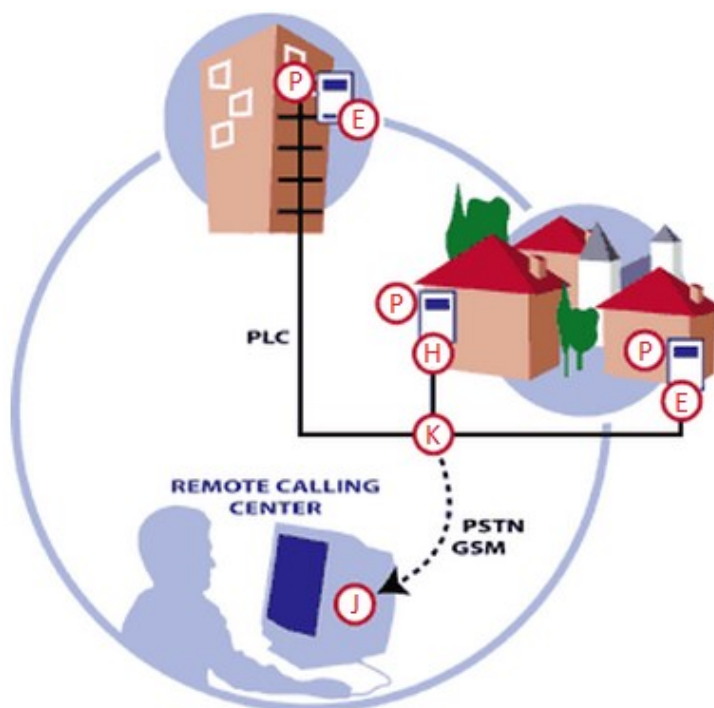
Take podatke potem lahko zajema električni števec.

Pogoji za plinske števce so:

- baterijsko napajanje in
- certifikat o skladnosti za delovanje v eksplozivnih atmosferah (zagotovitev lastne varnosti).

4.3 AVTOMATSKA PLC KOMUNIKACIJA

PLC (Power Line Carrier) je komunikacija, kjer za povezavo uporabimo kar napajalni vod. Komunikacija po omrežnih vodih je dvosmerna. Taka komunikacija nam omogoča branje več števec (~ 1000), ki so na isti omrežni liniji. Izmenjevanje podatkov po PLC z različnimi Euridis napravami je zaradi tega olajšano. PLC komunikacija je kompatibilna z drugimi vrstami komunikacij: žična, radio, PSTN, RS232, GSM itd.



Slika 4.13: Shema naprav, povezanih preko PLC

Legenda:

E – enofazni gospodinjski števec električne energije

H – trofazni gospodinjski števec

P – PLC oddajnik

K – PLC koncentrator

J – sprejemni center podatkov

4.3.1 PLC oddajnik



Slika 4.14: PLC oddajnik

Naloga PLC oddajnika je pošiljanje ukazov iz števca na močnostno linijo ter branje in posredovanje podatkov števcu električne energije.

4.3.2 PLC koncentrator



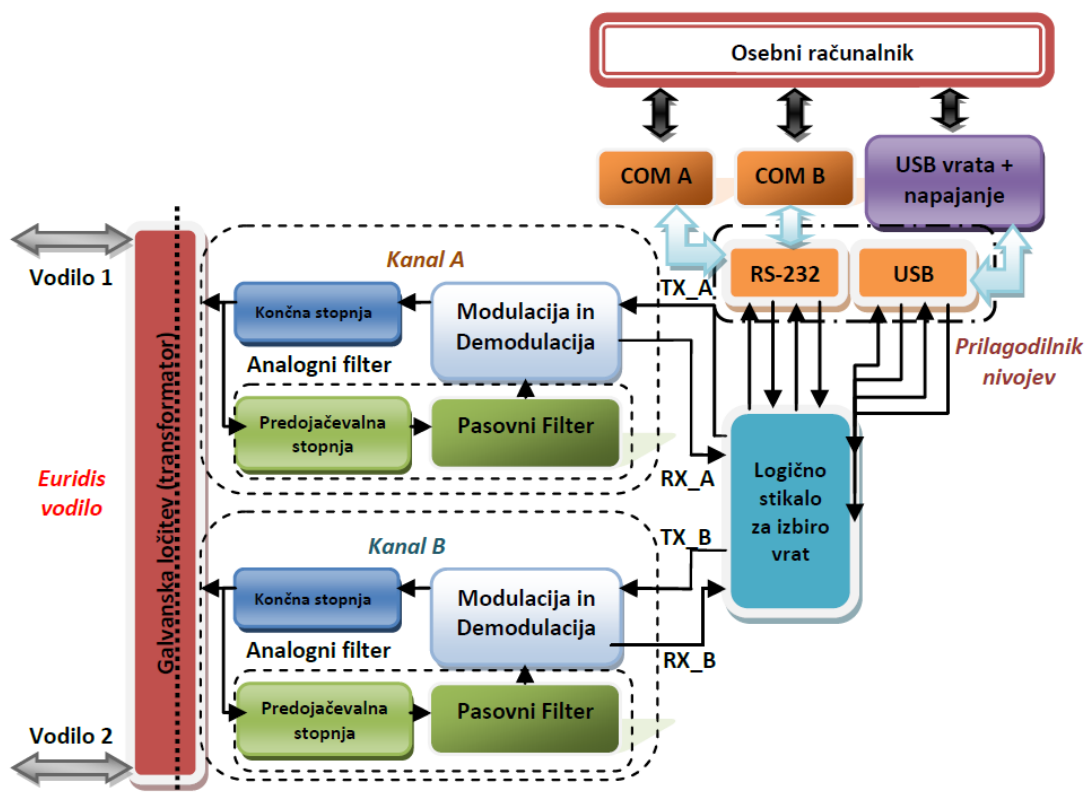
Slika 4.15: PLC koncentrator

Koncentrator je naprava, ki zbira podatke in jih pošilja naprej. Postavljen je pri transformatorju, tako da sprejema signale iz cele veje izhodne linije. Podatke nato pošilja preko GSM, TCP/IP ... v centralo, kjer so prejeti podatki obdelani. Tako je lahko najlažje izvedeno mesečno branje stanja števca in nato zaračunana točna poraba električne energije za tekoči mesec [10].

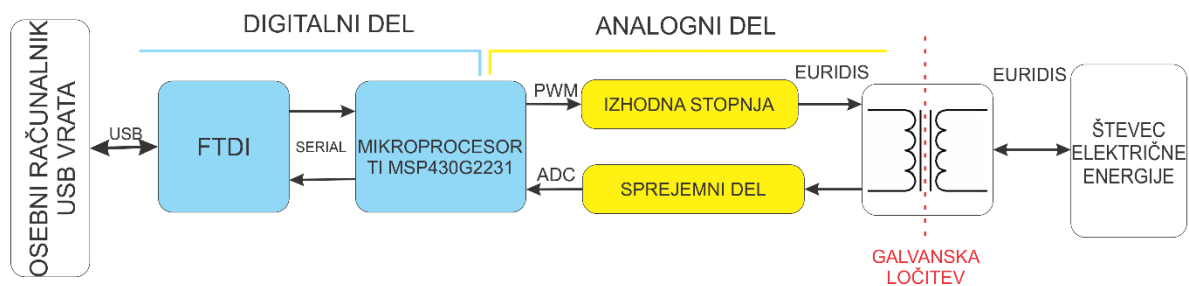
5 IZDELAVA EURIDIS MODEMA

Modem je izdelan za razvojne potrebe Euridis komunikacije na števcih. Potrebujemo ga za testiranje delovanja komunikacije. Zahteve, ki jim mora modem ustrezati, so podane v 3. poglavju.

Glavna razlika novega modema v primerjavi s starejšim je v precej manjši izvedbi z manj elementi. Prejšnji je bil dvokanalni, sedaj pa imamo le en kanal. Ker uporabljamo le USB komunikacijo (prejšnji je podpiral tudi serijsko), vezje za logično stikalo za izbiro med vhodno komunikacijo ni potrebno. Sprejemno analogno sito je preprostejše, saj uporabljamo tudi digitalno sito, ki je izvedeno s procesorjem MSP430G2231 proizvajalca Texas Instruments. Modulatorja prav tako ni potrebno izvesti z dodatnimi elementi, saj preprosto generiramo PWM (Pulse Width Modulation – pulzno širinska modulacija) signal iz procesorja in s tem dobimo potrebnih 50 kHz. Končna stopnja je izvedena z ojačevalnim vezjem s tranzistorji v AB stopnji. Napajanje imamo, tako kot pri prejšnji verziji, iz USB vodila, vendar zaradi poenostavljenega ojačevalnika v izhodni stopnji ne potrebujemo več 24 V napetosti, s tem pa tudi ne stikalnega regulatorja navzgor, ki je zagotavljal 24 V napetost [11].



Slika 5.1: Blokovna shema starejšega modema



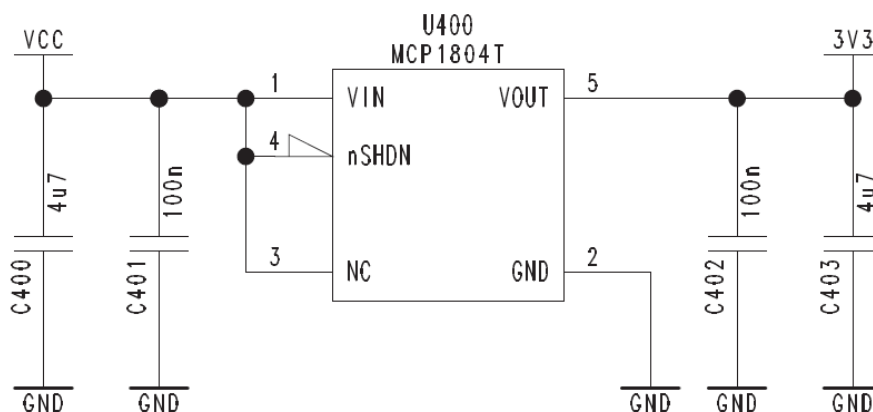
Slika 5.2: Blokovna shema novega modema

protokolu. Ker mikroprocesor nima vgrajene strojne UART komunikacije, neprekinjeno bere podatke na vходу ter glede na to prilagaja izhod PWM signala, ki ga pošlje na izhodni ojačevalnik. Sprejet signal iz Euridis vodila vzorčimo z analogno-digitalnim pretvornikom, vgrajenim v mikroprocesorju. Ena izmed največjih zahtev za izbor procesorja je bila prav hitrost vzorčenja, saj vzorčimo signal s frekvenco 50 kHz. Shannon-Nyquistov teorem o vzorčenju pravi, da mora biti vzorčevalna frekvenca vsaj dvakrat višja od frekvence vzorčenega signala. V tem primeru bi morala biti teoretična vzorčevalna frekvenca vsaj 100 kHz, v slednjem mikroprocesorju pa 200 kHz, da se izognemo podvzorčenju.

Komunikacijsko vezje FT232BL, ki pretvarja med USB in serijsko UART komunikacijo, je napajano s 5 V napetostjo iz USB vodila, napetost za periferne vhode in izhode pa je 3,3 V in je s tem enaka napajalni napetosti mikroprocesorja. Tako se izognemo različnim napetostnim nivojem, do katerih bi prišlo, če bi bili periferni nivoji FTDI vezja referenčni glede na napetost 5 V.

Procesor sicer poganja interni oscilator, vendar je v dizajnu možnost tudi za zunanji kristal. Programiranje procesorja poteka preko »Spy-Bi-Wire« protokola.

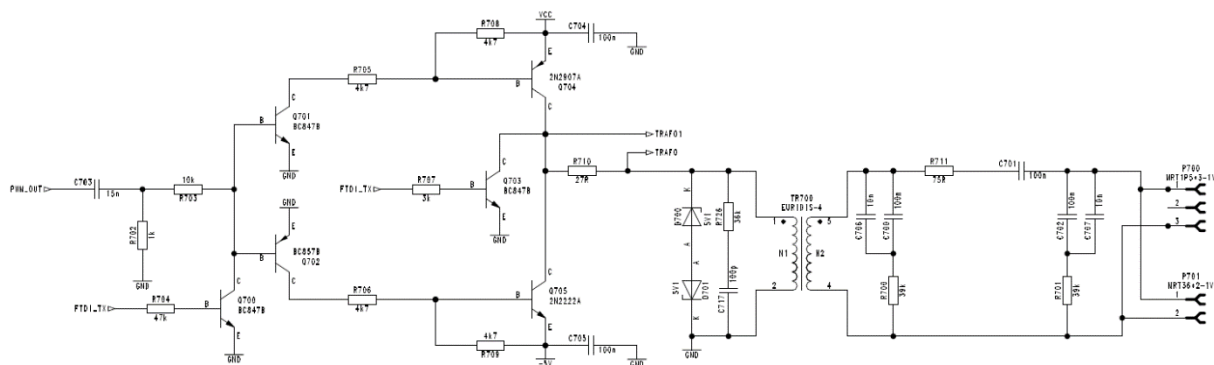
5.1.2 Napetostni regulator



Slika 5.5: Shema LDO regulatorja iz 5 V na 3,3 V

Za zagotovitev napajalne napetosti mikroprocesorja je uporabljen MCP1804, LDO regulator napetosti, ki nam pri izhodni napetosti 3,3 V zagotavlja 150 mA toka.

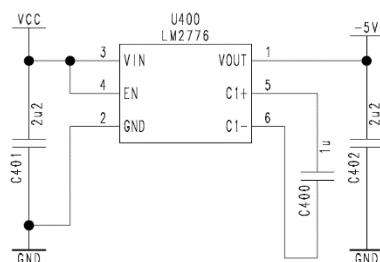
5.1.3 Izhodna ojačevalna stopnja



Slika 5.6: Shema izhodne stopnje s transformatorjem za galvansko ločitev

Izhodna stopnja je realizirana s tranzistorskim ojačevalnikom v AB stopnji. Tranzistorja Q700 in Q703 odpravljata nihanje signala v času logične »0«, s tem pa izpraznita energijo iz transformatorja. Zener diodi, ki sta vezani na primarni strani transformatorja, sta uporabljeni kot zaščita pred prenapetostjo, saj mora modem prenesti priklop na omrežno napetost med sponkama Euridis vodila.

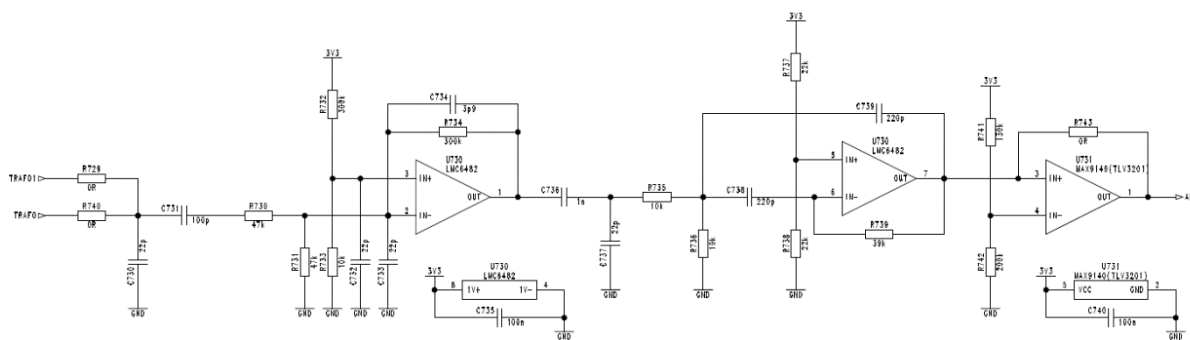
5.1.4 S-C Inverter



Slika 5.7: Napetostni inverter

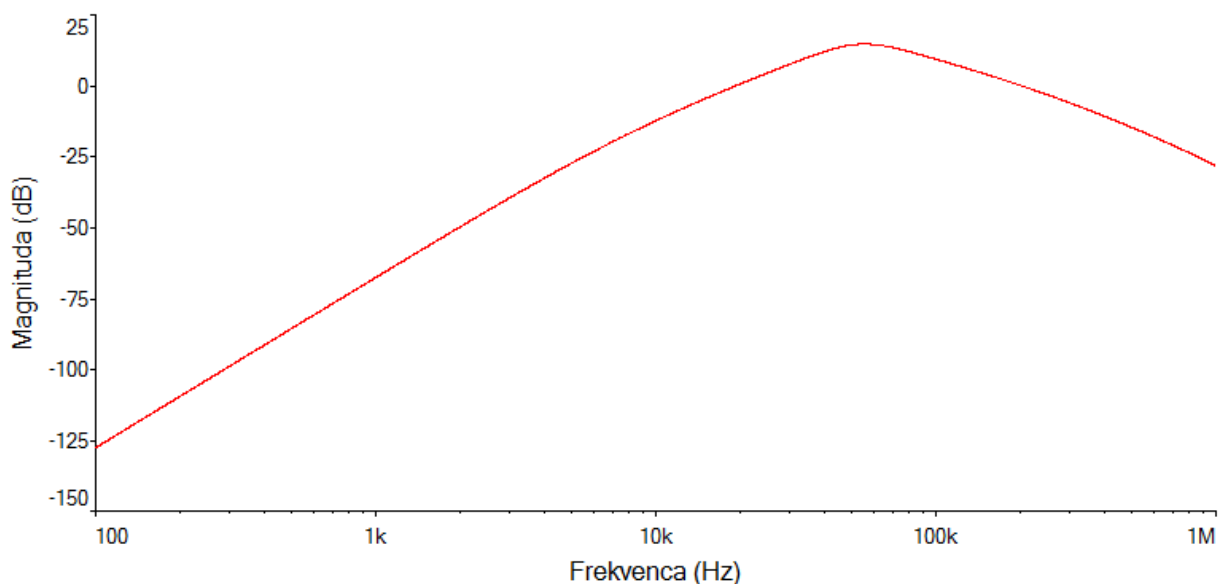
Za izhodno ojačevalno tranzistorsko vezje je potrebno simetrično napajanje. Negativno napetost -5 V zagotavlja vezje LM2776.

5.1.5 Vhodna ojačevalna stopnja



Slika 5.8: Vhodna ojačevalna stopnja

Preko upora R729 ali R740, ki sta pravzaprav kratkostičnika, vračamo signal iz Euridis vodila na vhodno stopnjo in preko te na mikroprocesor. Signal, ki ga usmerimo na mikroprocesor, ojačamo in delno filtriramo z aktivnim pasovnoprepustnim filtrom.



Slika 5.9: Prenosna funkcija vhodnega analognega filtra

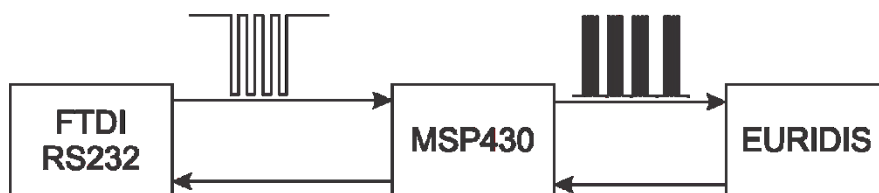
Pri simulaciji lahko ugotovimo, da je ojačenje najboljše ravno v okolici naše nosilne frekvence. Pri 50 kHz znaša ojačenje sita približno 14,5 dB.

5.2 PROGRAMSKI DEL IN DIGITALNO SITO

Procesor uporabljamo za modulacijo in demodulacijo Euridis signala. Signal iz FTDI čipa enostavno moduliramo s frekvenco 50 kHz, frekvenčno moduliran signal pa generiramo s časovnikom v PWM načinu. Za zajem signala skrbi 10-bitni analogno-digitalni pretvornik, ki ima možnost zajemanja signala s hitrostjo 200.000 vzorcev na sekundo (200 ksp/s). Vsa obdelava poteka v prekinitveni rutini analogno-digitalnega pretvornika.

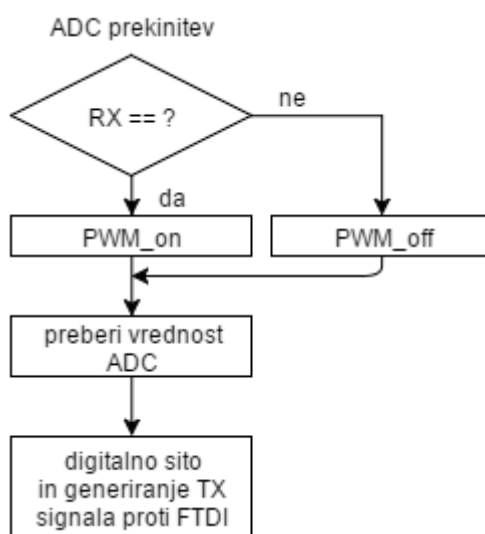
Potek je naslednji

1. Preverimo, če dobimo podatke za oddajo. Če jih, sprožimo modulacijo PWM signala na izhodu.
2. Preberemo vrednost vzorčene napetosti iz registra ADC.
3. Vzorce zbiramo in preračunavamo, na podlagi izračuna pa iz digitalnega sita ustrezno postavljamo demoduliran signal, ki ga pošljemo na FTDI.



Slika 5.10: Slika prikazuje RS232 signal in Euridis signal

Na Slika 5.10 je prikazano, kako je signal moduliran s procesorjem. Vidimo lahko tudi, da je pri kodiranju uporabljena negativna logika.



Slika 5.11: Diagram poteka programske kode

5.2.1 Digitalno sito

$$y[n] = x[n] - x[n-1] - 0.5 \cdot y[n-2] \quad (5.1)$$

Iz enačbe sita izpeljemo prevajalno funkcijo sistema, iz katere lahko določimo ničle in pole. Enačbo najprej transformiramo v z-prostor.

$$Y(z) = X(z) - X(z) \cdot z^{-1} - 0.5 \cdot Y(z) \cdot z^{-2} \quad (5.2)$$

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} \quad (5.3)$$

$$H(z) = \frac{1 - z^{-1}}{1 + 0.5 \cdot z^{-2}} \quad (5.4)$$

Iz naslednje enačbe sistema lahko določimo ničle in pole.

Ničle:

$$1 - z^{-1} = 0 \quad (5.5)$$

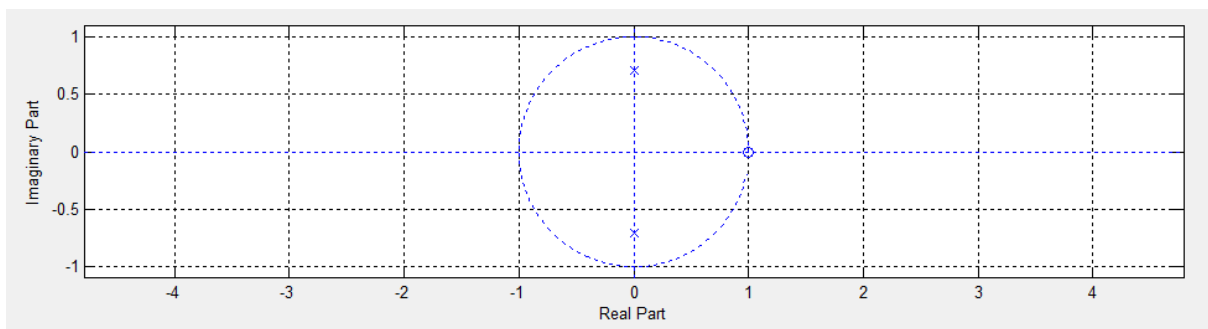
$$z = 1 \quad (5.6)$$

Poli:

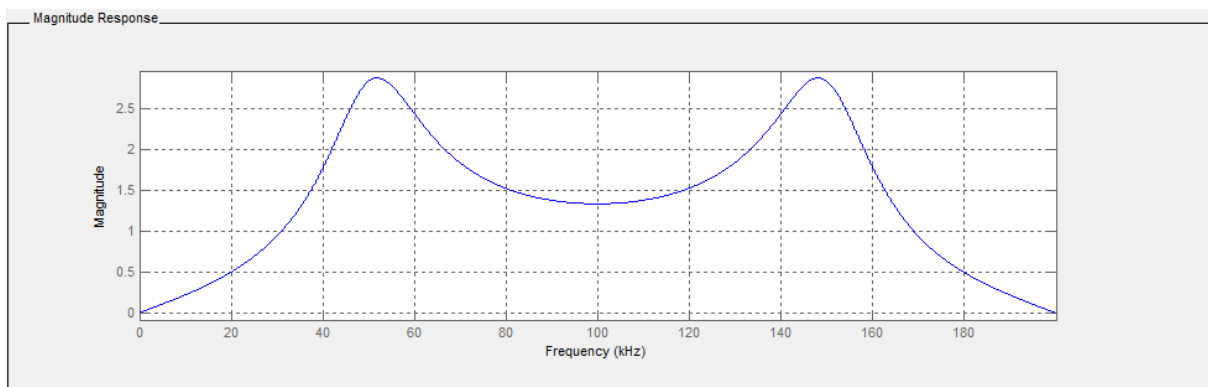
$$1 + 0.5 \cdot z^{-2} = 0 \quad (5.7)$$

$$z_{1,2} = \pm \sqrt{0.5} = \pm j 0,707 \quad (5.8)$$

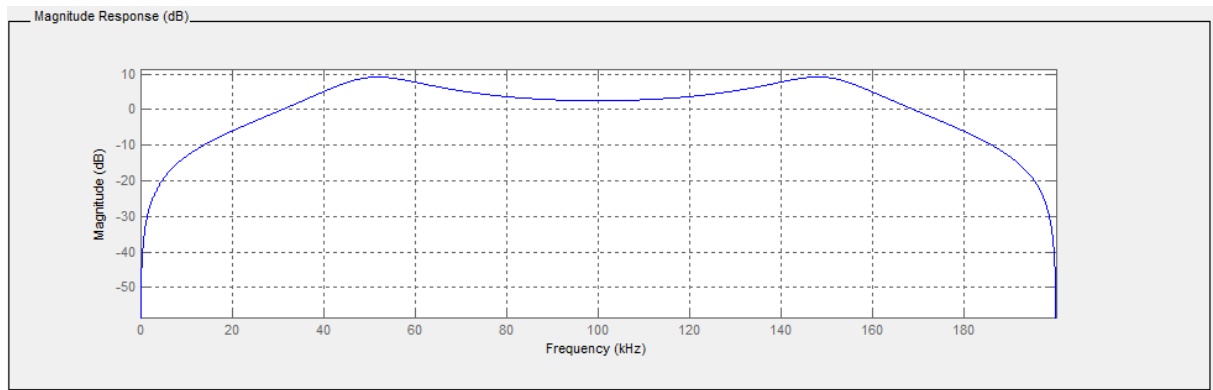
Ničle in pole vrišemo v z ravnino. Iz tega diagrama je razvidna stabilnost sistema. Sistem je namreč stabilen, saj sta oba pola znotraj enotske krožnice.



Slika 5.12: Diagram ničel in polov v z-ravnini



Slika 5.13: Amplitudni odziv sita



Slika 5.14: Amplitudni odziv sita v decibelih

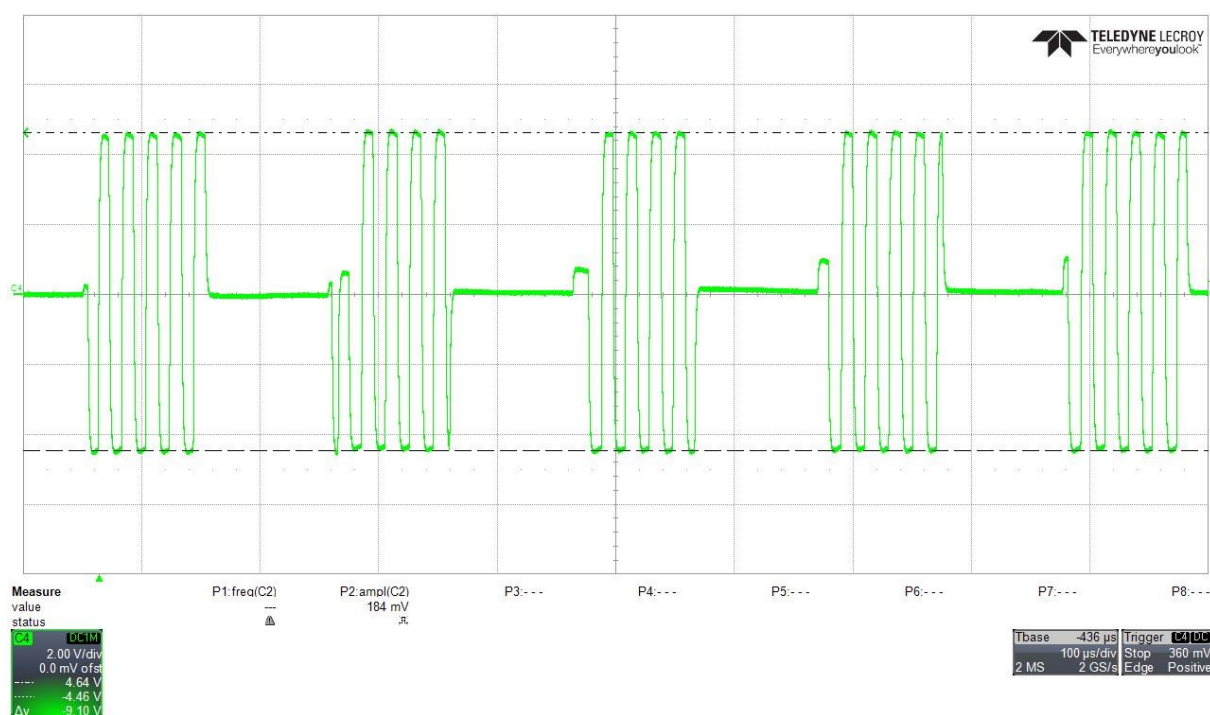
Iz zgornjih odzivov je razvidno, da je najvišje ojačenje sita pri 50 kHz, kjer se nahaja naš uporaben signal. Ker je sito dokaj nizkega reda, dušenje v okolici 50 kHz ni visoko. Poleg digitalnega sita je v kombinaciji z njim izvedeno tudi »tekoče povprečje« .

6 REZULTATI MERITEV

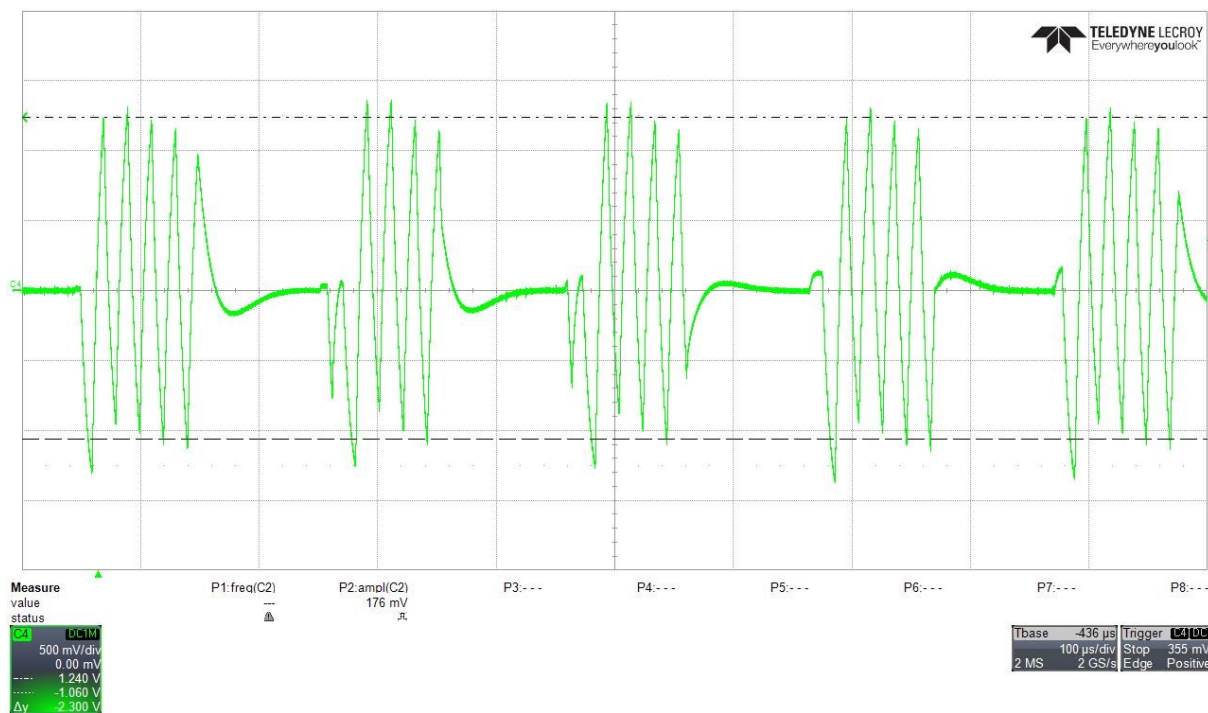
Napetostni nivoji na izhodu pri različnih obremenitvah:

	Zahtevane vrednosti				Izmerjene vrednosti			
	Odp rte sponke	100 Ω	2 k Ω	31,8 nF	Odp rte sponke	100 Ω	2 k Ω	31,8 nF
Vevh1 [V]	0,2	0,2	0,2	0,2	0	0	0	0
Vevl0 [V]		1,2	1,2	1,5	4,6	1,1	4,4	1,1
Vevh0 [V]	25	5	5	5				

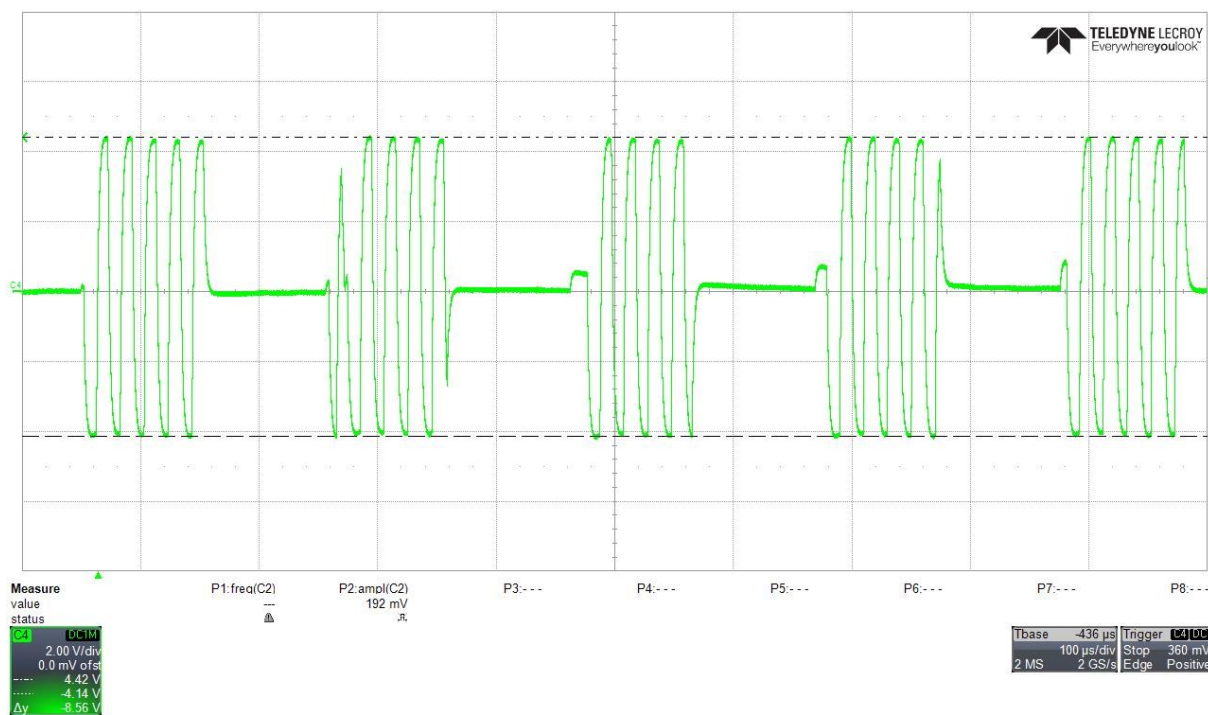
Tabela 10: Izmerjene vrednosti izhodnih nivojev



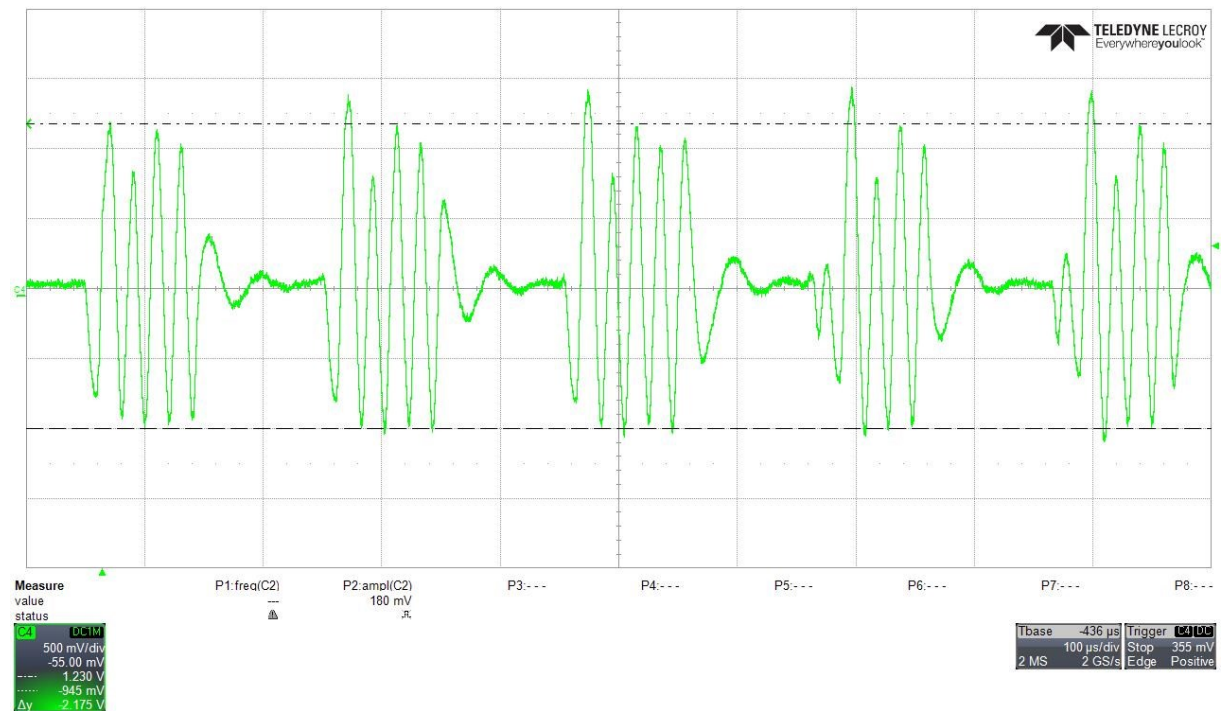
Slika 6.1: Izhodni napetostni nivoji pri odprtih sponkah



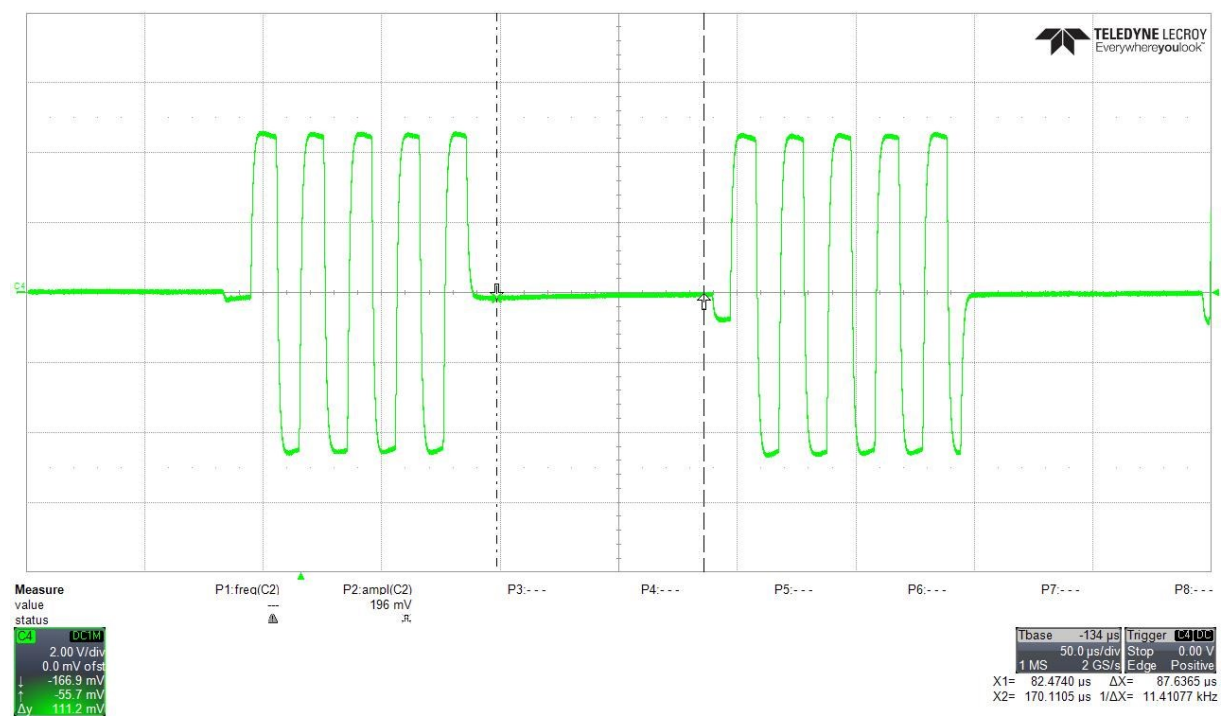
Slika 6.2: Izhodni napetostni nivoji pri 100-Ω obremenitvi



Slika 6.3: Izhodni napetostni nivoji pri 2-kΩ obremenitvi



Slika 6.4: Izhodni napetostni nivoji pri 31,8-nF obremenitvi

Časovne zahteve med prenosom dveh zaporednih bitov:

Slika 6.5: Časovna zahteva pri prenosu s hitrostjo 9600 baud

7 ZAKLJUČEK

V pričujočem delu je opisano teoretično ozadje izdelanega modema. Predstavljen je standard, ki mu mora izdelani modem ustrezati.

Jedro tega dela je izdelava strojne in programske opreme za modem. Sprva se je skušalo za izhodni ojačevalnik uporabiti diferencialni avdio ojačevalnik, ki ima vhodni priključek za vklop oziroma izklop (enable pin). S tem bi močno zmanjšali število komponent in tako poenostavili vezje. Prva slabost pri večini avdio ojačevalnikov je v vklopnem oziroma izklopnem času, ki je občutno prevelik. Avdio ojačevalnik NCS2211 je ustrezal v preklopnem času, ki je reda nekaj mikrosekund, medtem ko so imeli konkurenčni ojačevalniki preklopne čase reda milisekund. Druga težava pri avdio ojačevalniku je bila zopet povezana s preklpom med načinom mirovanja in aktivnim delovanjem. Ob preklopu je namreč zaradi diferencialne narave generiral napetostni impulz (konico). Oba izhoda sta tako pred časom vklopa na napetostnem nivoju mase, ob vklopu pa negativen nivo skoči na napajalno napetost in s tem povzroči špico, ki se prenese na izhod. To težavo se je poskušalo rešiti tudi s tem, da bi v času vklopa za nekaj časa sklenili oba izhoda preko serijskega upora in tranzistorja na maso. To je bil tudi glavni razlog za vgradnjo procesorja z več vhodi oziroma izhodi. Tako se je namreč pridobilo nov priključek, s katerim se je dalo krmiliti tranzistorja. Kljub Darlingtonovi vezavi tranzistorjev se je napetostna konica zmanjšala le za približno polovico. Slike in vezalna shema avdio ojačevalnika so v prilogi A.

Izhodna ojačevalna stopnja je bila nato narejena s tranzistorskim ojačevalnikom v AB stopnji. Ker za tak ojačevalnik potrebujemo simetrično napajanje, je bilo potrebno dodati vezje, ki je zagotavljalo negativno napajalno napetost.

Kar se tiče prenosa podatkov, obe varianti izhodnega ojačevalnika delujeta brezhibno. Občasno se zgodi, da napačno preberemo oddan signal (echo), za kar je kriv nekoliko prepočasen procesor, pa tudi programska koda ni dovolj optimalna.

Meritve so bile opravljene pod pogoji, ki jih zahteva standard. Izhodnih nivojev se žal ni dalo doseči z obstoječim transformatorjem. Ta je bil namreč dimenzioniran za priključno napetost 12 V, v tem primeru pa je napetost 5 V. Pri ohmski obremenitvi s 100 Ω in pri kapacitivni

obremenitvi z 31,8 nF so bili nivoji nekoliko prenizki, kljub prenizkim nivojem pa je komunikacija potekala brez težav.

Da so bile zadoščene zahteve po minimalnem času, v katerem mora biti signal v določenem okviru, smo za stanje logične »1« morali dodati dva tranzistorja. V času logične »1« signal na Euridis vodilu ne sme preseči vrednosti 0,2 V vsaj 60 μ s. Časovni pogoj 60 μ s velja pri hitrosti prenosa 9600 baud, ki pa je obenem tudi najbolj kritičen. Ob času prenosa logične »1« spraznimo energijo iz transformatorja tako, da ga preko tranzistorja povežemo na maso.

Preizkus priklopa na omrežno napetost je modem prestal brez težav, prav tako kot preizkus s pulzoma 20 V, 5 μ s in 3,5 V, 200 μ s.

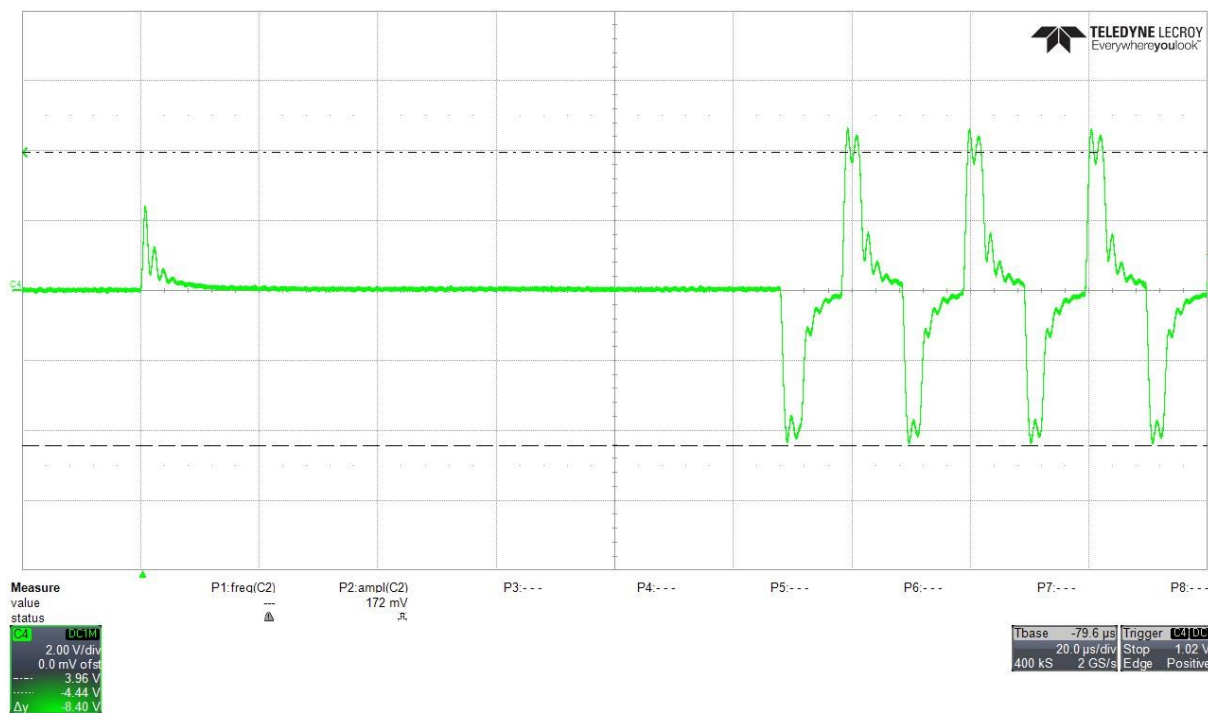
Literatura

- [1] „Digital filter - Wikipedia, the free encyclopedia,” [Elektronski]. Available: http://en.wikipedia.org/wiki/Digital_filter. [Poskus dostopa 21. 5. 2015].
- [2] „Finite impulse response - Wikipedia, the free encyclopedia,” [Elektronski]. Available: http://en.wikipedia.org/wiki/Finite_impulse_response. [Poskus dostopa 21. 5. 2015].
- [3] S. Tomažič, Digitalne komunikacije, 2012.
- [4] „Discrete-time Fourier transform - Wikipedia, the free encyclopedia,” [Elektronski]. Available: http://en.wikipedia.org/wiki/Discrete-time_Fourier_transform. [Poskus dostopa 21. 5. 2015].
- [5] D. Matko, Diskretni regulacijski sistemi, 1991.
- [6] „Chapter 2: FIR filters - Digital Filter Design - mikroElektronika,” [Elektronski]. Available: <http://www.mikroe.com/chapters/view/72/chapter-2-fir-filters/>. [Poskus dostopa 21. 5. 2015].
- [7] S. Tomažič in S. Leonardis, Digitalni signali in sistemi, 2004.
- [8] „Gaussian Waves,” [Elektronski]. Available: <http://www.gaussianwaves.com/2011/02/window-functions-an-analysis/>. [Poskus dostopa 26. 5. 2015].
- [9] „DIN EN 62056-3-1,” 2014.
- [10] „Euridis.org,” [Elektronski]. Available: <http://www.euridis.org/index.html>. [Poskus dostopa 1. 6. 2015].
- [11] M. Bohinc, „Razvoj modema Euridis, diplomsko delo,” 2010.
- [12] „Narrow Band Pass Filter,” 16 7 2014. [Elektronski]. Available: http://www.changpuak.ch/electronics/Narrow_Bandpass_2.php. [Poskus dostopa 29. 1. 2016].
- [13] „Electronics Hub,” [Elektronski]. Available: <http://www.electronicshub.org/active-band-pass-filter/>. [Poskus dostopa 29. 1. 2016].

-
- [14] „Electronics Tutorials,“ [Elektronski]. Available: http://www.electronics-tutorials.ws/filter/filter_7.html. [Poskus dostopa 29. 1. 2016].
- [15] „Future Technology Devices International Ltd., FT232BL datasheet,“ [Elektronski]. [Poskus dostopa 24. 8. 2015].
- [16] „Microchip, MCP1804T datasheet,“ [Elektronski]. [Poskus dostopa 24. 8. 2015].
- [17] „ON Semiconductor, NCS2211 datasheet,“ [Elektronski]. [Poskus dostopa 24. 8. 2015].
- [18] „Texas Instruments, LMV822 datasheet,“ [Elektronski]. [Poskus dostopa 24. 8. 2015].
- [19] „Texas Instruments, MSP430G22x1 datasheet,“ [Elektronski]. [Poskus dostopa 24. 8. 2015].
- [20] „Texas Instruments, MSP430x2xx Family User's Guide,“ [Elektronski]. [Poskus dostopa 24. 8. 2015].

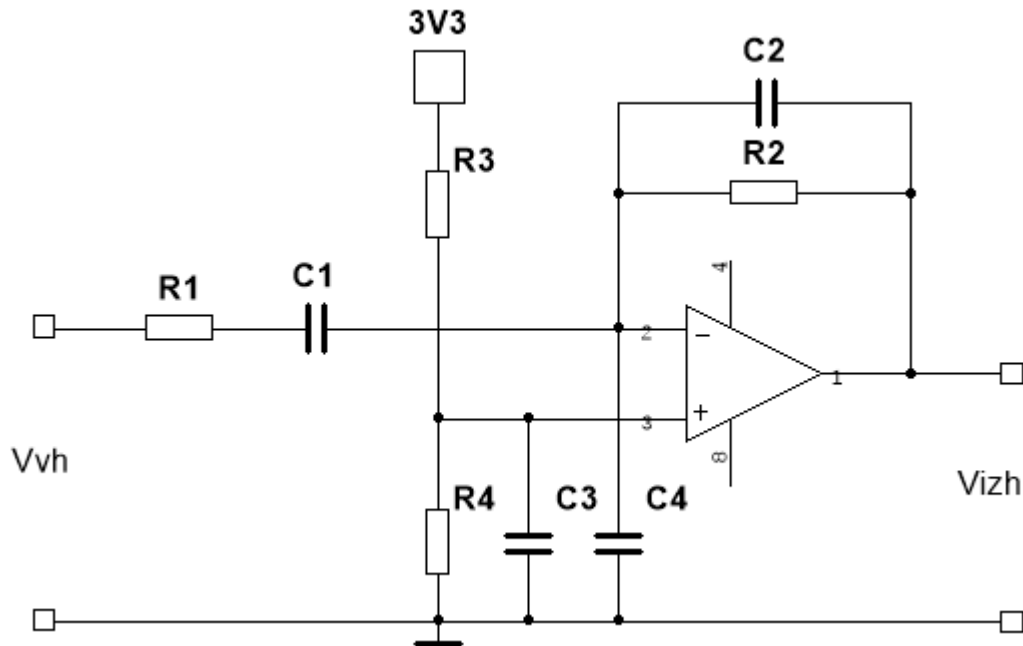
Dodatek





Slika A.2: Vklonpa napetostna konica pri avdio ojačevalniku

B Izpeljava analognega sita



Slika B.1: Prvo analognno pasovnoprepustno sito

Pogoji, katerim mora analognno sito ustrezati:

$$f_c = 50 \text{ kHz} \rightarrow f_{sp} = 35 \text{ kHz} \rightarrow f_{zg} = 65 \text{ kHz} \quad (\text{B.1})$$

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in_min}} = \frac{3,3 \text{ V}}{0,5 \text{ V}} = 6,6 \quad (\text{B.2})$$

$$A_v = -\frac{R_2}{R_1} \rightarrow |A_v| = \frac{R_2}{R_1} \quad (\text{B.3})$$

Iz enačbe (B.3) določimo upora $R_1 = 47 \text{ k}\Omega$ in $R_2 = 300 \text{ k}\Omega$. S tem smo dobili ojačenje $A_v = 6,4$. Mejni frekvenci sita v odvisnosti od upornosti in kapacitivnosti prikazujeta enačbi (B.4) in (B.5), iz katerih izrazimo kapacitivnost.

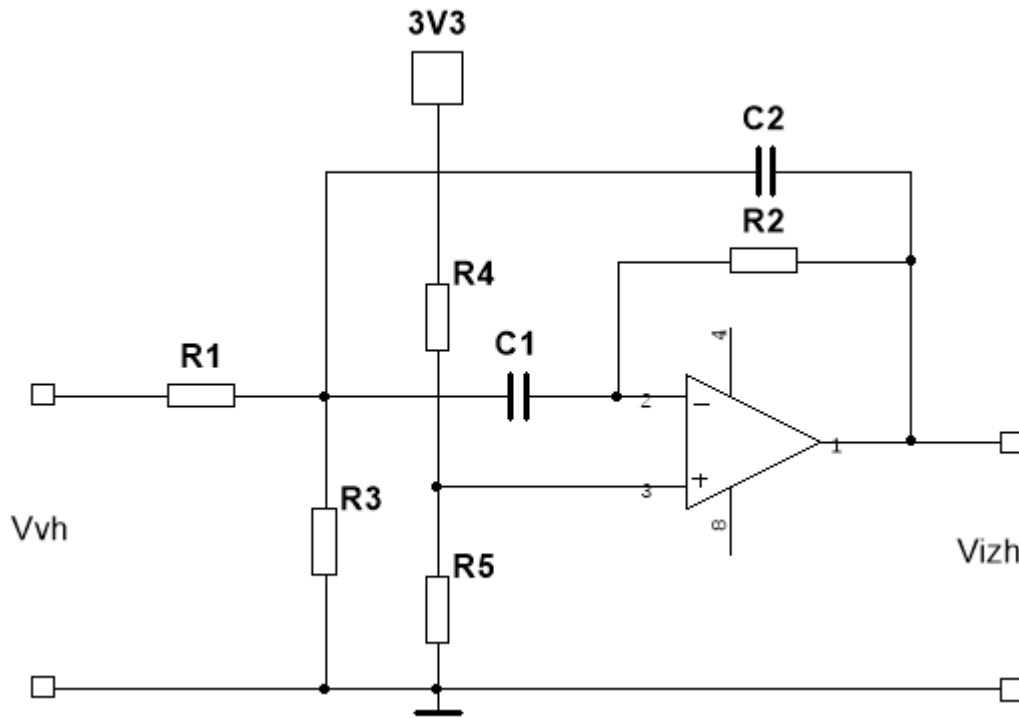
$$f_{sp} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (\text{B.4})$$

$$f_{zg} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad (\text{B.5})$$

$$C = \frac{1}{2\pi f R} \quad (\text{B.6})$$

Vrednosti kondenzatorjev sta $C_1 = 100 \text{ pF}$ in $C_2 = 8 \text{ pF}$. Zaradi optimizacije števila različnih komponent je vrednost C_2 izbrana v tem primeru $3,9 \text{ pF}$. Iz tega sledi zgornja frekvenčna meja sita 136 kHz .

Upora R_3 in R_4 nastavljata delovno točko operacijskega ojačevalnika. S tem preprečimo rezanje signala, saj operacijski ojačevalnik ni napajan s simetrično napetostjo. Upora sta nastavljena s pomočjo simulacije in sta $R_3 = 300 \text{ k}\Omega$ in $R_4 = 10 \text{ k}\Omega$.



Slika B.2: Drugo analogno pasovnoprepustno sito

Sito na Slika B.2 mora invertirati signal, enako kot prvo. Ojačenje sita je nastavljeno na $A_v = 2$.

$$|A_v| = \frac{R_2}{2 \cdot R_1} = 2 \quad (\text{B.7})$$

$$Q_{BP} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \quad (\text{B.8})$$

$$BW_{(-3dB)} = \frac{f_c}{Q_{BP}} \quad (\text{B.9})$$

Iz enačbe (B.7) določimo vrednosti uporov $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ in $R_2 = 39 \text{ k}\Omega$. Iz enačb (B.8) in (B.9) izračunamo pasovno širino sita, in glede na to določimo centralno frekvenco sita. Za centralno frekvenco sita f_c vzamemo 40 kHz , in s tem dobimo zgornjo mejno frekvenco sita 60 kHz kot prikazuje enačba (B.10).

$$f_{zg} = f_c + \frac{f_c}{2} = 40 \text{ kHz} + 20 \text{ kHz} = 60 \text{ kHz} \quad (\text{B.10})$$

Iz enačbe (B.11), ki predstavlja centralno frekvenco sita izrazimo kapacitivnosti.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (\text{B.11})$$

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2} f_c} \quad (\text{B.12})$$

Izračunamo kapacitivnosti C_1 in C_2 ki sta 200 pF. Lahko vzamemo kondenzatorja z vrednostjo 220 pF. Ustreznost kondenzatorjev preverimo z enačbo (B.11). Ugotovimo, da se zgornja frekvenčna meja spusti na 54,5 kHz, kar pa še vedno ustreza. Centralna frekvenca pa je potem pri 36,6 kHz.

Upornost R_3 se izračuna iz enačbe (B.13) in znaša 4,5 k Ω , kar pomeni da vzamemo upor z upornostjo 4,7 k Ω .

$$R_3 = \frac{Q_{BP}}{2\pi f_c C (2Q^2 - A)} \quad (\text{B.13})$$

Upora R_4 in R_5 sta prav tako kot pri prvem ojačevalniku, namenjena za nastavitev delovne točke. S tem lahko uporabimo enojno napajanje operacijskega ojačevalnika.

Vse vrednosti so bile preverjene tudi s pomočjo simulacijskega orodja NI MultiSim. Prenosno funkcijo celotnega sita prikazuje Slika 5.9 [12], [13], [14].