

Številka naloge: M-1039/2005
Datum: 9. 6. 2005

Fakulteta za elektrotehniko Univerze v Ljubljani izdaja naslednjo nalogo:

Kandidat: **Andrej ŽUNIČ**, univ. dipl. inž. el.Naslov: **KARAKTERIZACIJA IN ANALIZA DELOVANJA BRALNE
ELEKTRONIKE AMORFNOSILICIJEVIH DETEKTORJEV
ULTRAVIJOLIČNEGA SEVANJA**

Vrsta naloge: Magistrsko delo

Tematika naloge:

Preučite združljivost tankoplastnih polprevodniških tehnologij in mikroelektronskih tehnologij za naročniška integrirana vezja (ASIC). Opišite koncept tankoplastnih fotodetektorskih struktur na naročniškem integriranem vezju (OptoASIC) in razčlenite postopek izdelave. Razložite princip pretvorbe informacije o ultravijoličnem sevanju v električni signal in preučite tankoplastne amorfno-silicijeve detektorje za detekcijo ultravijoličnega sevanja in UV indeksa. Opišite in izvedite karakterizacijo pretvornikov I-f, I-U in A-D, ki so integrirani v naročniško integrirano vezje OptoASIC za pretvorbo detektorskih signalov. Za vse pretvornike določite prenosno karakteristiko ter dinamične in šumne lastnosti. Podajte rezultate karakterizacije samostojnih tankoplastnih ultravijoličnih detektorjev in zasnujte postopke karakterizacije celotnega OptoASIC-a.

Mentor:

prof. dr. Marko Topič

Somentor:

doc. dr. Drago Strle



Predstojnik katedre:

prof. dr. Igor Medič

Dekan:

prof. dr. Tomaž Slivnik

Ma 1135



0 52071/17.6.2005

Univerza v Ljubljani
Fakulteta za elektrotehniko

Andrej Žunič

**Karakterizacija in analiza delovanja bralne
elektronike amorfno-silicijevih detektorjev
ultravijoličnega sevanja**

Magistrsko delo

mentor: izr. prof. dr. Marko Topič

somentor: doc. dr. Drago Strle

Ljubljana, junij 2005

Zahvala

Najlepše se zahvaljujem mentorju izr. prof. dr. Marku Topiču, ki me je sprejel v laboratorij, bil vedno na voljo za vprašanja in me pripeljal do želenega zaključka. Prav tako gre zahvala somentorju doc. dr. Dragu Strletu za izkazano strokovno pomoč in koristne nasvete.

Zahvaljujem se tudi prof. dr. Francu Smoletu za njegove koristne nasvete in vzpodbudo pri delu.

Posebna zahvala gre as. dr. Marku Jankovcu za čas, ki mi ga je naklonil, strokovno pomoč in koristne nasvete.

Vsekakor pa ne smemo pozabiti prispevka sodelavke Urše in sodelavcev Miša, Kristijana, Janeza, Uroša, Boštjana, Gregorja, Davida, Andreja in Marka B., ki so naredili okolje v laboratoriju prijaznejše.

Zahvala gre tudi Ministrstvu za šolstvo, znanost in šport za finančno podporo mojega raziskovalnega dela.

Prav posebna zahvala gre tudi staršema in sestri Darji za vzpodbudne besede in moralno pomoč na moji poti.

Zahvala gre tudi nekomu, ki je naredil moje življenje zanimivejše.

Andrej Žunič

Povzetek

Namen magistrske naloge je, na podlagi karakterizacije različnih konceptov bralne elektronike, določiti optimalen pretvornik za praktično realizacijo senzorskega sistema zaznavanja ultravijoličnega sevanja. O primernosti realizacije posameznega pretvornika bi se odločali na podlagi izmerjenih vhodnih območij pretvornikov, nelinearnosti, dinamičnih in šumnih lastnosti ter enostavnosti pretvorbe izhodne električne veličine v UV indeks in minimalno eritemalno dozo sevanja, ki določa zgornjo mejo zdravega izpostavljanja sončnim žarkom.

V uvodnem poglavju je opisana združljivost tankoplastnih polprevodniških tehnologij in mikroelektronskih tehnologij za naročniška integrirana vezja (ASIC). Za tankoplastne detektorje iz amorfne silicija, ki so občutljivi v ultravijoličnem, vidnem in infrardečem spektru, so opisane zahteve, dogajanje znotraj plasti in njihove lastnosti. Narejen je tudi kratek pregled namensko integriranih vezij od njihovega začetka, ki sega v 80. leta, do današnjih dni.

V drugem poglavju na kratko, kolikor je potrebno za opravljanje meritev, opišemo delovanje posameznih pretvornikov: I - f pretvornika, ki izhodni tok detektorja pretvarja v frekvenco izhodnega signala pretvornika; I - U pretvornika, ki izhodni tok detektorja pretvarja v napetost na izhodu pretvornika; A-D pretvornika, ki analogni signal prevaja v digitalni izhodni signal; in I - I pretvornik, ki služi zgolj za zaščito bralne elektronike na vhodu vseh dosedanjih pretvornikov. Sledi opis načrtovanja oz. določitve debelin posameznih plasti UV detektorja. Bralna elektronika je načrtovana tako, da je možna direktna depozicija UV detektorja na njeno vrhno plast, zato smo opisali zaporedje nanosa plasti detektorja *pin* na bralno elektroniko in postopek plazemsko vzbujene kemijske parne depozicije (PECVD). Za točne meritve je potrebno zagotoviti ustrezne merilne pogoje, zato smo na koncu opisali postopek realizacije testne ploščice, na kateri so potekale vse meritve.

Poglavje o karakterizaciji je najobširnejše, ker je v njem zajeta glavnina raziskovalnega dela, zato je razdeljeno na štiri podpoglavja. Večinoma se posvečamo določanju električnih lastnosti pretvornikov. Zaradi različnih zahtev, kaj se tiče vzbujanja in oblike izhodnega signala, so bile za posamezen pretvornik izbrane različne merilne metode. Zato na začetku opišemo merilne metode za posamezen pretvornik, ki se med seboj razlikujejo tudi za določanje statičnih, dinamičnih kakor tudi šumnih lastnosti.

Nato za posamezen pretvornik podamo rezultate meritev, ki vključujejo statične, dinamične in šumne lastnosti. Pri statičnih lastnostih je podano merilno območje, izmerjena prenosna

karakteristika, njen lineariziran potek in nelinearnost. Z dinamičnimi lastnostmi smo opisali obnašanje pretvornika pri sinusnem vzburjanju, vendar je bilo pri I - f pretvorniku to neizvedljivo, ker je pretvornik nelinearen sistem. V tem primeru smo podali le relacije med amplitudo vhodnega toka, frekvenco vhodnega signala in referenčno napetostjo pretvornika. Šumne lastnosti določajo prag pretvornika in posredno celotnega UV senzorja, zato jim je potrebno posvetiti posebno pozornost. Pri I - f pretvorniku smo pomerili odvisnost gostote močnostnega spektra tokovnega šuma od vhodnega toka in prišli do ugotovitve, da le-ta raste z vhodnim tokom. Ker je I - U pretvornik linearen sistem, smo zanj izdelali šumni model, ki ga sestavljata ekvivalentni tokovni šumni izvor in ekvivalentni napetostni šumni izvor. Pri I - U pretvornik smo torej določili gostoto močnostnega spektra tokovnega in napetostnega šuma, ki nam skupaj podajata pravo sliko o šumnih lastnostih pretvornika. Napetostni prispevek upada z večanjem vhodne upornosti, za razliko od tokovnega, ki je neodvisen od upornosti na vhodu. Gostota močnostnega spektra tokovnega šuma analogno-digitalnega pretvornika vsebuje komponento kvantizacijskega šuma, ki smo ga zmanjšali z nizkopasovnim Butterworth-ovim filtrom različnih mejnih frekvenc. Raven spekter dobimo, če uporabimo filter drugega reda z mejno frekvenco pri 600 Hz.

V nadaljevanju 3. poglavja opišemo UV detektor z njegovimi optičnimi, električnimi, optoelektronskimi, dinamičnimi in šumnimi lastnostmi. Z optično analizo, s katero smo želeli doseči čim večjo občutljivost detektorja v UV spektru, smo iz primerjave lastnosti struktur *nip* in *pin* zaključili, da ima iz optičnega stališča boljše lastnosti slednja. Prav tako se je izkazala očitna prednost uporabe strukture *pin* v substrat konfiguraciji, kjer sta plasti *p* in *i* izdelani iz a-SiC:H s širšo optično režo. Pri čemer naj bo, zaradi dobrega kvantnega izkoristka, debelina prednje plasti *p* čim tanjša. Debelina plasti *i* pa je pogojena z razmerjem med absorbirano svetlobo v UV in vidnem spektru. Primerjava potekov spektralne občutljivosti različnih detektorskih struktur je pokazala, da je z linearno kombinacijo široko- in ozko-pasovnega detektorja dosežemo dobro korelacijo z dejanskim UV indeksom.

Na koncu opišemo koncept karakterizacije celotnega UV sistema, ki bo opravljena, ko bodo odpravljene težave z depozicijo UV detektorja na bralno elektroniko. Za karakterizacijo bi potrebovali ustrezen UV izvor s poznanim spektrom in referenčni senzor UV indeksa.

Končni cilj razvoja UV senzorja je izdelati cenovno sprejemljiv senzor UV indeksa, ki bi integral UV indeks vse do minimalne eritemalne doze sevanj, ki predstavlja zgornjo mejo zdrave izpostavitve sončnim žarkom. Ker se izhodi pretvornikov med seboj razlikujejo, smo za vsakega od njih predvideli posebno logiko za določanje eritemalne doze sevanja. Ko bi uporabnik dosegel minimalno eritemalno dozo sevanja, bi ga na to opozoril pisk piezo piskača.

Abstract

The aim of a Master's thesis is based on characterization of different read-out concepts to achieve optimal read-out converter for practical realization. Where important role in practical realization of each converter has measured input range, non-linearity, dynamic properties and noise properties as well as simple transformation electrical output signal into UV index and minimal erythema dose, which represent upper limit of healthy sunlight exposure.

In the introduction, compatibility of the thin film semiconductor technologies with application specific integrated circuitry is described. Then we explain demands and features of thin film amorphous silicon detectors for wavelengths that correspond to ultraviolet, visible or infrared light. At the end we performed brief overview of an application specific integrated circuit from its beginning to nowadays.

In the second chapter, as far as it is needed for measurements, brief explanation of the each read-out converter is given: $I-f$ converter, which output current of the detector converts into frequency of the output signal of the converter; $I-U$ converter, which output current of the detector converts into output voltage of the converter; A-D converter, which output current of the detector converts into digital output signal; and $I-I$ converter, which at the input side of each previous converters serves only for protection purposes of read-out electronic. Besides that we describe planning and defining thickness of each UV detector layer. The read-out electronic is prepared for direct deposition of a-SiC:H *pin* structure on its top, thus we show all part of deposition *pin* diode on the top of read-out electronic and plasma-enhanced chemical vapour deposition. At the end we illustrate a custom designed test board, which is used for measurement purposes, and includes additional peripheral electronics and voltage supply.

The third chapter, which focuses on characterization, is the most extensive, since it represents the heart of my research work. We were mainly focused on electrical properties of read-out converters. Due to different demands, regarding source and shape of converter's output signal, specific measurement methods were used for each converter. Therefore at the beginning measurement methods for obtaining static, dynamic and noise properties of each converter are described in detail.

Afterwards for each converter results of characterization are presented, where static, dynamic and noise properties are described in detail. In case of static properties we publish input current range, transfer characteristic, its fitted transfer characteristic and non-linearity. Using dynamic properties we depict behavior of converter at sinus input current, but in case of the

I - f converter that is not realized, because the converter is a non-linear system. Therefore we give a relation among input current amplitude, input signal frequency and reference voltage of the converter. Noise represents a limit for detecting input signal of a detector and also UV sensor, thus we have to pay special attention on noise properties. At I - f converter we measured relation between current noise density and input current and found out that current noise density linearly increases with input current. Since the I - U converter is a linear system, its noise model was elaborated, which consist of equivalent input noise current and equivalent input noise voltage. Both noise densities give us correct picture of noise at the I - U converter where voltage noise density decreases with input resistance, in contrast to current noise density, which is independent of input resistance. At the analog-digital converter current noise density consist of a quantization noise, which was minimized using special low-pass Butterworth filters with different cut-off frequencies. A flat noise spectrum is achieved using a second-order low-pass filter with a cut-off frequency at 600 Hz.

In addition we describe the UV detector from the point of view of optical, electrical, optoelectrical, dynamic and noise properties. In order to achieve high sensitivity of detectors in the UV spectrum, optical properties of *nip* and *pin* structures were examined. From the optical point of view the best properties exhibits *pin* structure. The same results can be obtained from electrical point of view. Moreover it turned out that *pin* structure in substrate configuration, where *p* and *i* layers are made of a-SiC:H with wide optical gap, is the most promising structure for the UV applications. In order to achieve good quantum efficiency the thickness of *p* layer should be as thin as possible. Thickness of *i* layer depends on the ratio between absorbed light in the UV and visible spectrum. Comparison of spectral responses in the UV spectrum showed, that with a linear combination of two detectors, where one has narrow and the other wide selectivity, can achieve good correlation with UV index.

At the end of the thesis, we represent conceptual solution for characterization of the complete UV detection system, whose fabrication is underway. For characterization purposes a UV source with a known spectrum is needed to stimulate our UV sensor and for comparison a reference UV sensor.

The final goal of our research is to manufacture a low cost UV sensor that is capable of integrating an UV index up to minimal erythema dose, which represent upper limit of healthy sunlight exposure. Since output signals of converters are different, thus for each of them special logic electronic was designed to measure erythema dose. When a minimal erythema dose of sunlight exposure is reached, a user will be warned with a buzzer.

Kazalo

ZAHVALA	3
POVZETEK	5
ABSTRACT	7
KAZALO	9
SEZNAM UPORABLJENIH SIMBOLOV IN KONSTANT	11
SEZNAM UPORABLJENIH OKRAJŠAV	12
1 UVOD	13
1.1 TANKOPLASTNI DETEKTORJI	14
1.2 NAMENSKO INTEGRIRANO VEZJE	17
2 OPIS OPTOASIC-A IN TESTNE PLOŠČICE	19
2.1 RAZLAGA VEZIJ BRALNE ELEKTRONIKE	19
2.1.1 <i>I-f</i> pretvornik	19
2.1.2 <i>I-U</i> pretvornik	21
2.1.3 <i>A-D</i> pretvornik	22
2.1.4 <i>I-I</i> pretvornik	23
2.2 RAZLAGA SAMOSTOJNEGA UV SENZORJA	24
2.3 INTEGRACIJA DETEKTORJA NA ASIC	31
2.4 IZDELAVA TESTNE PLOŠČICE	35
3 KARAKTERIZACIJA	39
3.1 OPIS MERILNIH METOD	39
3.1.1 <i>I-f</i> pretvornik	39
3.1.2 <i>I-U</i> pretvornik	44
3.1.3 <i>A-D</i> pretvornik	48
3.2 REZULTATI KARAKTERIZACIJE PRETVORNIKOV	50
3.2.1 <i>I-f</i> pretvornik	50
3.2.1.1 Določitev optimalne referenčne napetosti	50
3.2.1.2 Prenosna karakteristika <i>I-f</i> pretvornika	52
3.2.1.3 Dinamične lastnosti <i>I-f</i> pretvornika	54
3.2.1.4 Šumne lastnosti <i>I-f</i> pretvornika	54
3.2.2 <i>I-U</i> pretvornik	61
3.2.2.1 Prenosna karakteristika <i>I-U</i> pretvornika	61
3.2.2.2 Dinamične lastnosti <i>I-U</i> pretvornika	62
3.2.2.3 Šumne lastnosti <i>I-U</i> pretvornika	64
3.2.3 <i>A-D</i> pretvornik	70
3.2.3.1 Prenosna karakteristika <i>A-D</i> pretvornika	70
3.2.3.2 Šumne lastnosti <i>A-D</i> pretvornika	73
3.2.4 Povzetek lastnosti pretvornikov bralne elektronike	75
3.2.4.1 Statične lastnosti pretvornikov	75

3.3	KARAKTERIZACIJA SAMOSTOJNIH UV DETEKTORJEV	78
3.3.1	Električna analiza UV detektorja	78
3.3.2	Optoelektronska analiza UV detektorja.....	80
3.3.3	Dinamične lastnosti UV detektorja.....	82
3.3.4	Šumne lastnosti UV detektorja.....	84
3.4	KARAKTERIZACIJA OPTOASIC-A	87
4	NADGRADNJA OPTOASIC-A V SISTEM	91
5	ZAKLJUČEK	95
6	PRILOGE.....	97
7	LITERATURA.....	99
	IZJAVA	101

Seznam uporabljenih simbolov in konstant

C	[F]	kapacitivnost
E	[V/cm]	električno polje
E_C	[eV]	energija roba prevodnega pasu
$ES(\lambda)$	[-]	referenčni eritemalni spekter občutljivosti človeške kože
E_V	[eV]	energija roba valenčnega pasu
ϵ	[As/Vcm]	dielektričnost
ϵ_0	[As/Vcm]	dielektričnost praznega prostora oz dielektrična konstanta
ϵ_r	[-]	relativna dielektričnost
f	[Hz]	frekvenca
G	[S]	prevodnost
$H(\omega)$	[-]	prenosna funkcija
I	[A]	električni tok
I_s	[A]	tok nasičenja diode
MED	[J/m ²]	minimalna eritemalna doza sevanja
q	[1.602·10 ⁻¹⁹ As]	osnovni električni naboj
QE	[-]	kvantni izkoristek (Quantum Efficiency)
R	[Ω]	upornost
R_s	[Ω]	serijska upornost diode
R_{sh}	[Ω]	paralelna "shunt" upornost diode
SR	[A/W]	spektralna občutljivost (Spectral Response)
τ	[s]	časovna konstanta
U	[V]	električna napetost
UVF	[-]	UV faktor zaščitne kreme
UVI	[-]	UV indeks
ω	[rad/s]	krožna frekvenca
Z	[Ω]	impedanca
W	[nm]	debelina plasti

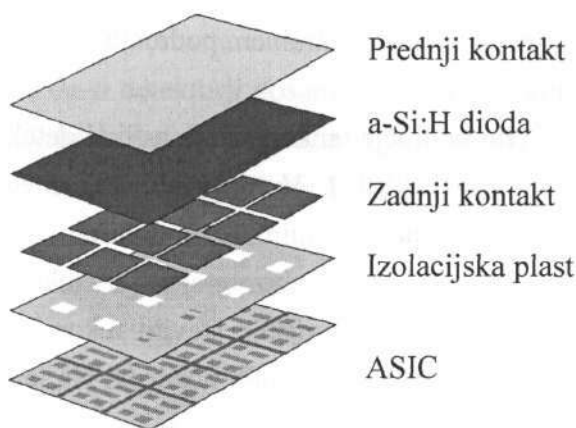
Seznam uporabljenih okrajšav

AC	izmenični tok (Alternating Current)
AD	analogno-digitalni pretvornik (Analogue-to-Digital Converter)
a-Si:H	hidrogenizirani amorfni silicij
ASIC	namensko integrirano vezje (Application Specific Integrated Circuit)
CMF	vezje za ustvarjanje srednje vrednosti (Common Mode Feedback)
CMOS	tehnologija komplementarnih MOS tranzistorjev (Complementary MOS)
DC	enosmerni tok (Direct Current)
ETH	lokalna mreža (Ethernet)
FFT	hitri Fourierov transform (Fast Fourier Transform)
GPIB	vodilo za povezavo instrumentov (General Purpose Instrument Bus)
I - f	tokovno-frekvenčni pretvornik (Current-to-Frequency Converter)
IR	infrardeči spekter
I - U	tokovno-napetostni pretvornik (Current-to-Voltage Converter)
PC	osebni računalnik (Personal Computer)
PECVD	nanašanje s kemijsko parno depozicijo iz vzbujene plazme (Plasma Enhanced CVD)
SR780	FFT spektralni analizator
TFA	tehnologija nanosa tankoplastnih struktur na ASIC-u (Thin Film on ASIC)
TFT	tankoplastni tranzistor (Thin Film Transistor)
UV	ultravijolični spekter
UV-A	del UV spektra od 320 nm do 400 nm
UV-B	del UV spektra od 280 nm do 320 nm
UV-C	del UV spektra od 10 nm do 280 nm

1 Uvod

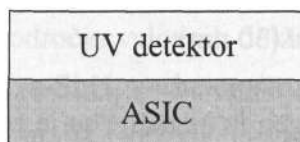
V zadnjih 20. letih igrajo pomembno vlogo na področju optoelektronike tankoplastni detektorji („TF detectors“) iz hidrogeniziranega amorfne silicija (a-Si:H) in sorodnih materialov, katerim so dodane različne primesi drugih kemijskih elementov [1][2][3]. Njihova uporaba se je povečala predvsem zaradi majhne porabe materiala in nizke temperature obdelave („PECVD“), ki se opravlja pod 250 °C. K njihovemu razbohotenju je pripomogla tudi cenena izdelava več milijonov tankoplastnih amorfno-silicijskih tranzistorjev („TFT“) na eni sami rezini. Zaradi enostavnega spreminjanja velikosti energijske reže se detektorji uporabljajo za detekcijo UV, vidne in bližnje IR svetlobe, kakor tudi X žarkov. Posamezne detektorje lahko združimo v eno- ali dvo- dimenzionalna detektorska polja velikih dimenzij, ki se uporabljajo za skeniranje dokumentov, rentgensko slikanje [4]. Tankoplastne detektorske strukture pa se uporabljajo tudi kot detektorji svetlobe v raznih detektorskih sistemih. Za detektiranje v dvodimenzionalnem prostoru so prikladnejša dvodimenzionalna detektorska polja, ki za razliko od enodimenzionalnega, ne potrebujejo dodatnega mehanizma za premik.

Z združitvijo tankoplastnega detektorja in namensko integriranega vezja („ASIC“) dobimo cenovno sprejemljive detektorje TFA („Thin Film on ASIC“). Njihovo običajno strukturo prikazuje slika 1.1.



Slika 1.1: Struktura TFA senzorja

Tudi v naši raziskovalni skupini smo, ob pomoči drugih raziskovalnih skupin, izdelali UV TFA senzorja za merjenje UV indeksa. Na vrhu je UV detektor, katerega tok, s pomočjo bralne elektronike, ki je pod detektorjem, pretvorimo v neko drugo električno veličino.



Slika 1.2: Struktura UV senzorja

Vlogo UV detektorja opravlja dioda *pin* oz. dve diodi, pri čemer je ena širokopasovni druga pa ozkopasovni detektor. Razvoj, karakterizacija in izbira optimalnega para diod *pin* za merjenje v UV področju je podrobno opisana v doktorski disertaciji [6].

Ker smo izdelali razvojno različico senzorja UV indeksa, smo namensko integrirano vezje predvideli štiri različne koncepte, med katerimi bi izbrali tistega z najboljšimi električnimi lastnostmi ter hkrati z najenostavnejšo obdelavo njegovega izhodnega signala za izračun UV indeksa in minimalne eritemalne doze sevanja. Predvideni so bili naslednji štirje koncepti: tokovno-frekvenčni, tokovno-napetostni, analogno-digitalni in tokovno-tokovni pretvornik.

1.1 Tankoplastni detektorji

➤ Detektorji UV svetlobe

V zadnjem času se predvsem zaradi večje ozaveščenosti ljudi o zdravju škodljivem sevanju sonca, ponuja mnogo aplikacij široke potrošnje za merjenje UV indeksa. UV del spektra se razteza v območju valovnih dolžin od 10 nm do 400 nm, kar ustreza energijam fotona od 124 eV do 3,1 eV. V največ primerih gre za detektorje na osnovi diode *pn*, plazovne diode in UV občutljive CCD strukture, ki pa so zaradi majhne optične reže materiala, mnogo bolj občutljive v vidnem in bližnjem infrardečem spektralnem področju.

V zadnjem desetletju pa se je razvilo področje tankoplastnih a-Si:H detektorjev UV svetlobe, kjer srečamo predvsem strukture *pin* [7][8][9]. V materialu amorfnega silicija je veliko defektnih področij, zato se nosilci naboja zelo hitro rekombinirajo, kar ima za posledico kratke difuzijske dolžine. Struktura *pin*, ki s pomočjo vgrajenega električnega polja uspešno ločuje svetlobno generirane nosilce naboja, zmanjšuje število rekombiniranih nosilcev, ter tako povečuje izkoristek izbiranja svetlobno generiranih nosilcev. Na tem področju najboljše rezultate dosegajo v dveh raziskovalnih skupinah.

Raziskovalna skupina iz Rima je za povečanje izkoristka uporabila zelo tanko prednjo plast *p* (5 nm) v kombinaciji s kovinsko kontaktno mrežo. Vendar so z uporabo kovinske kontaktne mreže naleteli na dodaten problem (metastabilni efekt), zaradi katerega odziv detektorja ni linearen. Za zmanjšanje občutljivosti v vidnem delu spektra so uporabili za plast *p* in *i* a-SiC:H s širšo optično režo in tanko plastjo *i* (30 nm).

Raziskovalna skupina univerze Siegen iz Nemčije se je prav tako lotila razvoja senzorjev na tankih plasteh na ASIC-u (TFA), kjer so izdelali detektor z nekoliko debelejšimi plastmi za detekcijo v UV-A in UV-B spektru. Kot prednjo kontaktno plast so uporabili prevodni

prosojni oksid (TCO) debeline 300 nm in zelo tanko plast aluminija (9.5 nm). Z uporabo tanke prosojne plasti aluminija so nekoliko izboljšali odziv detektorja v UV-B delu. Da bi prilagodili spektralni odziv detektorja za meritve UV indeksa so morali, z interferenčnim filtrom, nekoliko zmanjšali občutljivost v UV-A delu spektra. Z večanjem zaporne napetosti na strukturi so povečevali odziv v UV-B delu spektra in zmanjševali odziv v UV-A spektru. Vendar s to tehniko niso uspeli izdelati detektorji, z dovolj dobro selektivnostjo v UV-B delu spektra, brez uporabe interferenčnega filtra.

➤ Detektorji vidne svetlobe

Tankoplastne detektorje vidne svetlobe delimo na črno-bele in barvne detektorje, vendar se v zadnjem času posvečajo predvsem slednjim. Rdeča, zelena in modra so osnovne barvne komponente vidnega spektra, ki jih lahko dobimo z uporabo ustreznih detektorjev in/ali filtrov. Uporaba filtrov za posamezno barvno komponento je prekompleksna in cenovno nesprejemljiva rešitev. Veliko prikladnejša je uporaba enega detektorja, ki ponuja hkrati vse tri barvne komponente. To je možno narediti z a-Si:H detektorskimi strukturami izdelanimi v vertikalni smeri. Tedaj vlogo barvnega filtra opravlja sama struktura. Ob upoštevanju relacije med valovno dolžino vpadne svetlobe in energijsko režo polprevodniškega materiala

$$E_G [\text{eV}] = \frac{1,2398 \text{ nm}}{\lambda_c [\text{nm}]}, \quad (1.1)$$

pridemo do zaključka, da si detektorji posameznih barvnih komponent sledijo po naslednjem zaporedju (gledano z vrha navzdol): modra, zelena in rdeča. λ_c je valovna dolžina v nm in E_G energijska reža v eV. S spreminjanjem velikosti energijske reže določamo valovno dolžino absorbiranih fotonov oz. svetlobe (UV, vidna ali bližnja IR). Na vrhu je detektorska struktura z največjo energijsko režo, ki je prozorna za svetlobo z nižjo energijo ($E_{G1} > E_{G2} > E_{G3}$).

Modra	E_{G1}
Zelena	E_{G2}
Rdeča	E_{G3}

Slika 1.3: Razporeditev detektorskih struktur za zaznavanje posameznih barvnih komponent vidne svetlobe

V začetni fazi so se za detekcijo dveh (R, B) ali treh barvnih komponent (R, G in B) uporabljale strukture PINIP in NIPIN, ki sta nasproti si vezani strukturi. Vendar je slednja kazala dobre lastnosti le v ozkem področju valovnih dolžin zelene barve. Izboljšana različica tribarvnega detektorja je a-Si:H heterostruktura s tremi priključki TCO/PIN/TCO/PINIP/TCO/kovina in TCO/PINIP/TCO/PIN/TCO/kovina, ki potrebuje za pravilno delovanje ustrezno zaporno napetost [10].

➤ Detektorji IR svetlobe

Detektorji amorfnega silicija se uporabljajo tudi za detekcijo v bližnjem IR področju, vendar so nekateri detektorji narejeni že za večje valovne dolžine, tja do $4\text{ }\mu\text{m}$. Valovne dolžine na območju med $1.3\text{ }\mu\text{m}$ - $1.5\text{ }\mu\text{m}$ so splošno uporabljene za optične komunikacije oz. med $3\text{ }\mu\text{m}$ - $5\text{ }\mu\text{m}$ za nočno zaznavanje in požarne alarme. Energijska reža a-Si:H je standardno 1.7 eV , kar pomeni, da v osnovi detektira valovne dolžine v vidnem spektru. Zato je bilo potrebnega veliko truda, da bi absorpcijsko področje razširili proti večjim valovnim dolžinam (IR področje). Predvsem so želeli z a-Si:H direktno zaznavati v IR področju. Na tem področju so dobre rezultate dosegla Wind in Müller, ki sta izdelala diodo *pin* za detekcijo do valovnih dolžin 2400 nm . Sedaj IR detektorji bazirajo na merjenju fotokapacitivnosti („photocapacitance“) v a-Si:H strukturi, vendar se pojavljajo le testni primerki. Ta metoda izkazuje dobre lastnosti pri detekciji do valovnih dolžin $4\text{ }\mu\text{m}$. Z njo premagamo omejitve z energijsko režo pri amorfnemu siliciju. Absorbirani IR fotoni v materialu vzbudijo prehod elektronov iz valenčnega pasa v lokalizirana stanja v prepovedanemu pasu. Po prehodu ostanejo elektroni ujeti na mestih, dokler ne padejo nazaj v valenčni pas. Primerjava naboja med ravnovesnim stanjem, ko ni prehoda nosilcev, in obsevanju z IR svetlobo, se kaže kot sprememba kapacitivnosti, iz katere dobimo informacijo o IR svetlobi. Detektorji so prav tako narejeni s postopkom PECVD in so podobni diodi *pin*, le s to razliko, da je srednja plast *i* mikro dopirana, zato detektor nosi oznako *pcn*. Srednja plast *c* je narejena iz silena in mešanice plinov 0.25 ppm PH_3 in $18\text{ ppm B}_2\text{H}_6$ [11].

1.2 Namensko integrirano vezje

Namensko integrirano vezje (ASIC – „Application Specific Integrated Circuit“), ki opravlja določen set funkcij, je narejeno za določeno funkcijo in nima splošne namembnosti. Običajno so v primerjavi z primerljivimi standardnimi čipi cenejši in izkazujejo boljše električne lastnosti [11]. V začetku osemdesetih so se za načrtovanje uporabljala različna računalniška orodja, ki so na podlagi predhodno izdelanih sklopov, generirali iz visokonivojskega jezika (VHDL in Verilog) seznam povezav med posameznimi vrati. Nato se med vrati, ki so razporejena v obliki matrike, prav tako na podlagi seznama povezav, izdelajo fizične povezave. Načrtovalec vezij ASIC ima popolno kontrolo nad načrtovanjem posameznih tranzistorjev in njegovih lastnosti. Zato lahko vezje delujejo hitreje, ker je optimizirano in ne opravlja nepotrebnih nalog, kot je to pri uporabi standardnega integriranega vezja. Toda implementacija takega vezja je zahtevnejša, poleg tega pa je tudi večja verjetnost nastanka napake. Z razvojem so se zmanjšale dimenzije vezij in izboljšale njihove lastnosti, kajti maksimalno število vrat oz. funkcij se je povečalo iz 5000 na 20 milijonov in v nekaterih primerih tudi na več. Sodobni ASIC-i vsebujejo tudi 32-bitne procesorje in večje vgrajene funkcijske bloke. Zato se posveča vedno več pozornosti elektroniki in malo manj programski kodi, če je le-ta sploh uporabljena.

2 Opis OptoASIC-a in testne ploščice

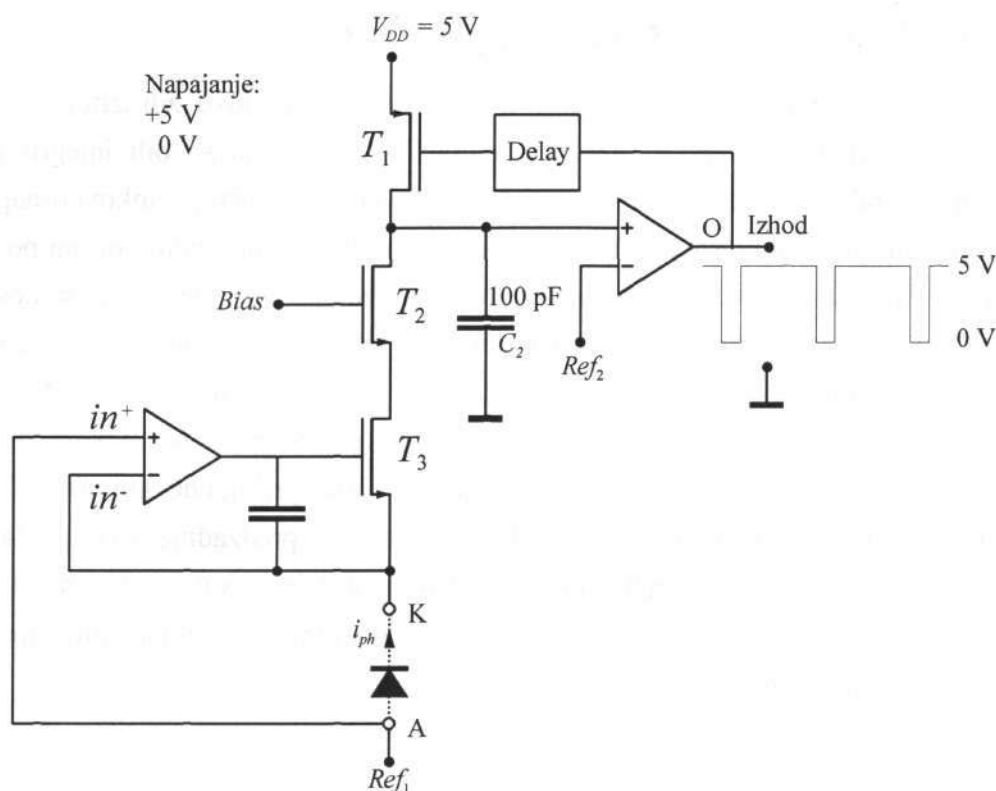
V tem poglavju opišemo osnovne gradnike UV senzorja in njihovo združitev, kakor tudi osnovne sklope testne ploščice. V razvojni različici UV senzorja so bili integrirani štirje različni tipi bralne elektronike. Ti so: tokovno-frekvenčni, tokovno-napetostni, analogno-digitalni in tokovno-tokovni pretvornik. Na začetku so na kratko opisani posamezni tipi bralne elektronike in podane njihove lastnosti. V nadaljevanju sledi opis samostojnega UV detektorja, kjer je bilo prav tako predvidenih več razvojnih konceptov. Koncepti so se razlikovali po debelinah plasti p , i , in n , kakor tudi po tipu sprednje in zadnje plasti (strukture pin in nip). Bralna elektronika je zasnovana tako, da je možno s postopkom depozicije direktno nanesti posamezne plasti UV detektorja na njene priključne kontakte. Postopek nanosa posameznih plasti in njihovo zaporedje je opisano v predzadnjem podpoglavju. Na koncu opišemo vlogo posameznih sklopov testne ploščice, katere glavna vloga je zagotavljanje kvalitetnih povezav med integriranim vezjem, ki vsebuje štiri tipe bralne elektronike, in merilno opremo.

2.1 Razlaga vezij bralne elektronike

Sledi opis štirih konceptov bralne elektronike, pri čemer je večja pozornost posvečena le prvim trem, ki opravljajo pretvorbo toka v neko drugo električno veličino, za razliko od tokovno-tokovnega pretvornika, katerega vloga je zaščita pred statično razelektritvijo. Pri opisu pretvornikov se nismo spuščali v poglobljeno razlago delovanja, ampak je delovanje razloženo na osnovnem nivoju, kar pa je dovolj za razumevanje delovanja.

2.1.1 I - f pretvornik

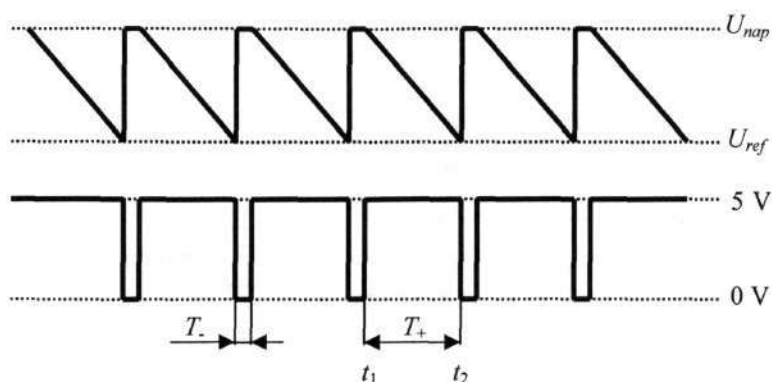
Prvi od štirih pretvornikov bralne elektronike je tokovno-frekvenčni (I - f) pretvornik, ki glede na tok UV fotodetektorja generira pravokotne izhodne impulze, katerih pozitivni del impulza je proporcionalen toku. Poenostavljeno shemo I - f pretvornika prikazuje slika 2.1. Da lahko zaznavamo nizke vrednosti temnega toka UV detektorja, pretvornik uporablja tokovno preslikavo vhodnega toka. Ref_1 je referenčna napetost anode in znaša 1.5 V. V točki K vsiljujemo konstanten potencial z namenom dobiti neodvisen fototok od napetosti detektorja. Tako je temni tok določen s tokom nasičenja fotodiode, ki skupaj s šumom določata spodnjo tokovno mejo detektorja. Ob vklopu pretvornika se izvrši reset cikel, v katerem je vozlišče O na 0 V, zato MOS tranzistor T_1 prevaja in kondenzator C_2 se napolni na napajalno napetost (5 V). V času reset cikla izhod pretvornika zavzame nizek napetostni nivo (0 V).

Slika 2.1: Poenostavljen shematični prikaz *I-f* pretvornika

Čas reset cikla se z majhnimi nihanji, ki pa ne vplivajo na točnost pretvorbe, giblje okoli $T_r = 2.05 \mu\text{s}$. Po končanem reset ciklu, pretvornik prične z integracijo vhodnega toka. Kar pomeni, da se napetost kondenzatorja po času t zmanjša na

$$u_C(t) = U_{nap} - \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_{ph}(t) dt, \quad (2.1)$$

kjer je $u_C(t)$ trenutna napetost kondenzatorja, U_{nap} napajalna napetost in hkrati začetna napetost na kondenzatorju, $i_{ph}(t)$ fototok UV detektorja, t_1 začetni čas integracije in t_2 končni čas integracije. Referenčna napetost U_{ref2} je eksterno nastavljiva in določa napetost preklopa (priporočljiva vrednost 1.5 V). Napetost kondenzatorja se v vsakem trenutku primerja z referenčno napetostjo U_{ref2} . Ko se napetost kondenzatorja spusti pod mejo U_{ref2} , pretvornik zamenja stanje izhoda iz visokega v nizki napetosti nivo ($5 \text{ V} \rightarrow 0 \text{ V}$). Glede na velikost i_{ph} se spreminja pozitivna perioda pravokotnega izhodnega signala. Vrednost vhodnega toka ne sme preseči meje $50 \mu\text{A}$. Če za primer privzamemo konstanten vhodni tok ($i_{ph}(t) = \text{konst.}$), bi imeli naslednja poteka napetostnih nivojev na kondenzatorju in izhodu pretvornika (slika 2.2).



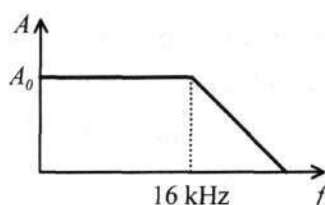
Slika 2.2: Ob konstantnem vhodnem toku napetost na kondenzatorju linearno upada. Izhodna napetost pa je za čas integracije na visokem napetostnem nivoju.

2.1.2 I - U pretvornik

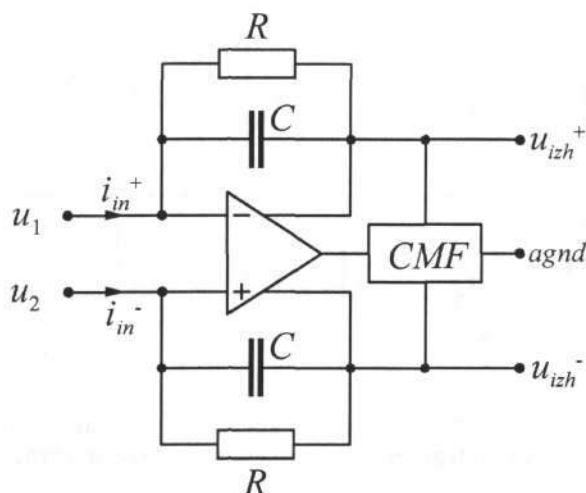
Naslednji je I - U pretvornik, ki proporcionalno glede na vhodni tok generira ustrezno izhodno napetost. To je v bistvu transimpedančni ojačevalnik. Shematični prikaz pretvornika prikazuje slika 2.3. V bistvu gre za polno diferencialni transkonduktančni ojačevalnik z diferencialnim vhodom in izhodom. Prednost polno diferencialnega ojačevalnika je za $\sqrt{2}$ večje dinamično območje in možnost priključitve plavajočega tokovnega izvora. V obeh povratnih vezavah ima RC člena, ki določata zgornjo mejno frekvenco. Določena je z enačbo (2.2)

$$f_m = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \quad (2.2)$$

kjer je R upornost upora (100 k Ω) in C kapacitivnost kondenzatorja (100 pF).



Vezje CMF („common mode feedback“) ustvarja analogno maso med u_1 in u_2 , ki je enaka njuni srednji vrednosti. Zaradi simetričnosti pretvornika lahko obravnavamo le eno polovico. Priporočljiv razpon vhodnega toka je med $\pm 15 \mu\text{A}$.



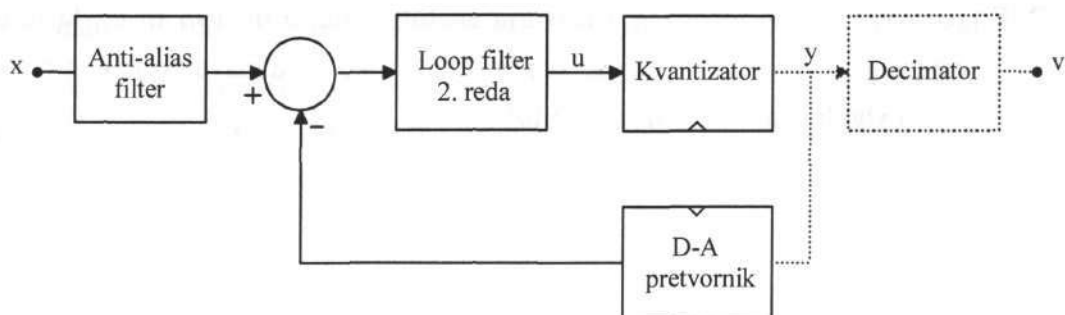
Slika 2.3: I - U pretvornik je simetričen, zato je za njegovo analizo dovolj, če obravnavamo le eno od polovic.

2.1.3 A-D pretvornik

Z razvoj polprevodniške industrije, predvsem zmanjšanje dimenzij tranzistorjev, vedno več naprav ponuja digitalni izhodni signal. Zato je bil kot tretji koncept bralne elektronike realiziran analogni del sigma-delta A-D pretvornika (Σ - Δ modulator 2. reda, slika 2.4), ki na svojem izhodu ponuja 1 bitni signal, katerega povprečje je sorazmerno vhodni napetosti (bit-stream).



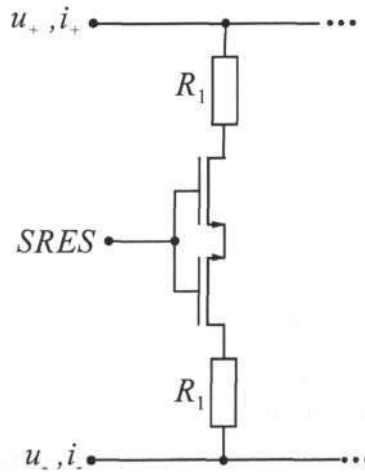
Arhitektura Delta-sigma A-D pretvornika je prikazana na sliki 2.4. Če se A-D pretvornik izkaže kot najboljši pretvornik, se bo del, ki je na sliki prikazan s pikicami, realiziral v končni različici. Vloga decimatorja je zmanjševanje kvantizacijskega šuma in je običajno nizkopasovni filter drugega ali višjega reda.



Slika 2.4: Arhitektura Σ - Δ A-D pretvornika

Anti-alias filter prepušča spekter vhodnega signala do mejne frekvence in oslabi spektralne komponente nad to frekvenco. Zračni filter 2. reda („Loop filter“) ima dvojno nalogo; zmanjševanje kvantizacijskega šuma in prepuščanje signala do frekvence, ki še vsebuje informacijo o vhodnem signalu. Sledi eno-bitni kvantizator in eno-bitni digitalno-analogni pretvornik. Eno bitni kvantizator je v bistvu komparator, katerega izhod se odšteje od vhodnega signala, ki ga digitaliziramo [12]. Signal y je eno-bitni („bit-stream“) izhodni signal našega pretvornika. S povratno vezavo oblikujemo spekter kvantizacijskega šuma.

Pretvornik pretvarja vhodno napetost ali posredno tok, kot padec napetosti na internima uporoma R_1 na vходу pretvornika. Interna upora R_1 oz. meritev vhodnega toka vključimo s stikalom SRES (slika 2.5).



Slika 2.5: Tok merimo posredno kot padec napetosti na dodatnih internih uporih, ki jih vključimo s stikalom SRES.

Ko vključimo upore, imamo od nič različno napetost na vходу pretvornika in diodi, kar si pa ne želimo, če hočemo meriti tudi nizke vrednosti temnega tok. Posledica vključitve uporov je nelinearna prenosna karakteristika in višji temni tok. Maksimalna vhodna napetost pretvornika $U_{in\ max}$ je enaka

$$U_{in\ max} = \frac{U_{refp} - U_{refn}}{\sqrt{2}}, \quad (2.3)$$

kjer je U_{refp} pozitivna referenčna napetost in U_{refn} negativna referenčna napetost. Če kljub temu povečujemo vhodno napetost, zaidemo v nelinearno področje pretvornika.

2.1.4 I - I pretvornik

Kot četrti koncept bralne elektronike je bil realiziran tokovno-tokovni pretvornik, katerega naloga je zaščita pred statično razelektritvijo. Njegov izhod je praktično enak vходу, zato ga v nadaljevanju ne bomo obravnavali. Njegova upornost znaša $77\ \Omega$.

2.2 Razlaga samostojnega UV senzorja

Cilj tega podpoglavja je opisati delovanje in lastnosti strukture za detekcijo svetlobe v ne-vakuumskem UV spektru, ki bo hkrati čim manj občutljiva na vidno svetlobo. UV detektor je element s katerim pretvarjamo optično moč v električno oz. fotonski tok v tok nosilcev elektrine. Ker je pomemben gradnik senzorskega sistema mora zadostovati naslednjim zahtevam:

- velika občutljivost v UV spektru,
- linearnost,
- velik kvantni izkoristek.
- kratek odzivni čas,
- veliko razmerje signal-šum,
- stabilnost,
- zanesljivost in
- majhne fizične dimenzije.

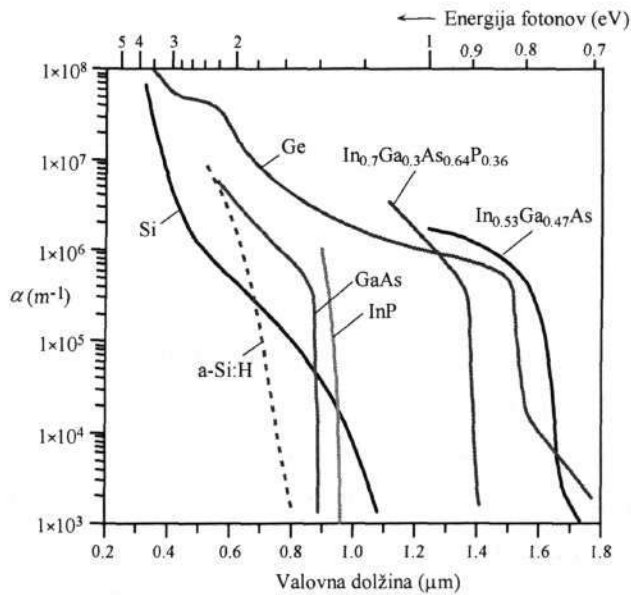
Osnovni smernici pri izbiri optimalne strukture sta:

- omogočiti čim večjo absorpcijo svetlobe v ne-vakuumskem UV delu svetlobnega spektra od 200 nm do 400 nm in
- doseči čim manjšo absorpcijo vidne svetlobe v aktivnih plasteh strukture.

Energije vpadne sončne svetlobe na površino detektorja ni možno v celoti izkoriščati za nastanek para elektron-vrzel, ker se je del odbije (upoštevamo R Fresnelov odbojni koeficient mejne plasti). Energija prodirajoče svetlobe skozi detektor se polagoma porablja, zato svetlobna moč eksponentno upada in je na globini x enaka

$$P(x) = (1 - R) \cdot P_0 \cdot e^{-\alpha(\lambda) \cdot x}, \quad (2.4)$$

pri čemer je P_0 vpadna moč in $\alpha(\lambda)$ absorpcijski koeficient materiala pri dani valovni dolžini. Slika 2.6 prikazuje odvisnost absorpcijskega koeficienta $\alpha(\lambda)$ od valovne dolžine λ za nekaj najbolj uporabnih materialov za fotodetektorje.



Slika 2.6: Absorpcijske krivulje za najznačilnejše polprevodniške materiale (silicij, germanij, galijev arzenid, indij galij arzenid, indij galij arzen fosfor)

Naslednji pojem pri detektorjih je kvantni izkoristek QE , ki je definiran kot razmerje med številom parov elektron-vrzel, generiranih v fotodetektorju, in številom vpadnih fotonov

$$QE = \frac{\text{tvorjeni pari elektron - vrzel}}{\text{vpadni fotoni}}. \quad (2.5)$$

Eden izmed glavnih dejavnikov, ki določajo kvantni izkoristek detektorjev, je absorpcijski koeficient materiala detektorja. Kvantni izkoristek detektorjev, ki je pogosto izražen v procentih, je vedno manjši od 100 %. Odvisen je od absorpcije, ker se vsi vpadni fotoni ne absorbirajo, in s tem ne ustvarijo parov elektron-vrzel. Glede na absorpcijsko krivuljo je kvantni izkoristek odvisen tudi od valovne dolžine svetlobe. Povečamo ga z zmanjšanjem odbojnosti vpadnega žarka na površini detektorja, s povečevanjem absorpcije znotraj osiromašene plasti in zmanjšanjem ustvarjanja parov elektron-vrzel zunaj osiromašene plasti ali neaktivnih plasti, kjer je velika verjetnost, da se novo nastali par elektron-vrzel rekombinira, še preden dospe do aktivnih plasti oz. priključnih kontaktov.

Pogosto za določanje zmogljivosti fotodetektorja uporabljamo spektralno občutljivost SR , ker izraz za kvantni izkoristek QE ne zajema energije fotonov. Definiramo jo kot

$$SR = \frac{I_p}{P_0} \left[\frac{A}{W} \right], \quad (2.6)$$

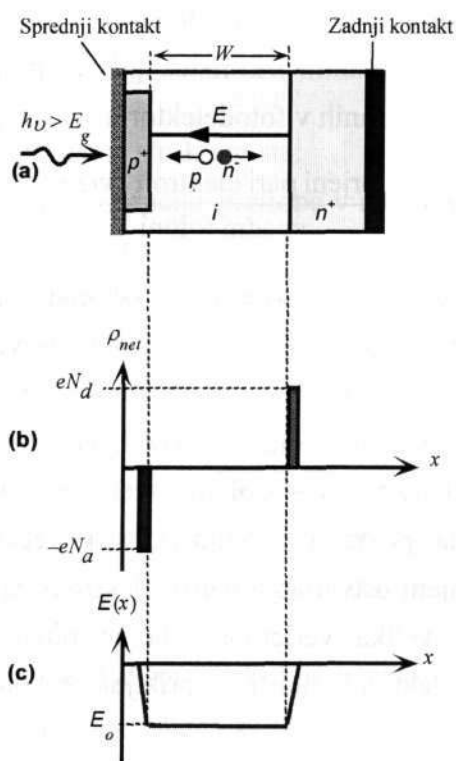
kjer je I_p izhodni fototok v amperih in P_0 vpadna moč v wattih. Spektralna občutljivost je pomemben parameter fotodetektorja, ker podaja prenosno karakteristiko detektorja, ali z

drugimi besedami, fototok na enoto vpadne optične moči. Če v enačbo za spektralno občutljivost vključimo kvantni izkoristek dobimo enačbo

$$SR = \frac{QE \cdot q \cdot \lambda}{hc}, \quad (2.7)$$

iz katere ugotovimo, da je spektralna občutljivost linearno odvisna od kvantnega izkoristka in valovne dolžine.

V nadaljevanju si pogledjmo osnovne lastnosti in zgradbo diode *pin*, ki bo osnova našega UV detektorja. Kot že ime pove, je sestavljena iz treh različno dopiranih plasti. Med plast *p* in *n* vgradimo plast čistega intrinzičnega polprevodnika, katerega običajno nadomesti polprevodnik s šibko koncentracijo akceptorjev ali donorjev. Če je *i* plast rahlo tipa *n*, jo poimenujemo plast *v* oz. plast *i* z majhno koncentracijo akceptorjev se imenuje plast *π*. Zgradbo fotodiode *pin*, prostorski naboj in vgrajeno električno polje prikazuje slika 2.7.



Slika 2.7: a) Zgradba diode *pin*, b) prostorski naboj in c) vgrajeno električno polje

Prostorski naboj, ki se pojavi v osiromašenih področjih dopiranih polprevodnikov, povzroči električno polje, ki je določeno s Poissonovo enačbo

$$\frac{d\xi}{dx} = \frac{\rho}{\varepsilon}. \quad (2.8)$$

Pri čemer je v p^+ plasti $\rho = -q \cdot N_A$, v n^+ plasti $\rho = q \cdot N_D$ in v plasti i je $\rho = 0$. zato je v plasti i vgrajeno konstantno električno polje, ki ga povzročata prostorska naboja plasti v p^+ in n^+ . To polje deluje tako, da povzroča nasprotno delujoči sili na svetlobno generirane elektrone in vrzeli. Poleg difuzije se pojavi še konduktivna komponenta fototoka. Hkrati pa je zbiranje svetlobno generiranih nabojev mnogo hitrejša, kot če bi bil edini način transporta difuzija nabojev. Vgrajeno električno polje v plasti i pospešuje zbiranje svetlobno generiranih elektronov in vrzeli, ter tako zmanjšuje verjetnost njihovih rekombinacij. Vmesna plast i je lahko zelo široka, zato je verjetnost absorpcije fotona v plasti i , v primerjavi z plastjo n in p , zelo velika, le če sta debelini plasti p in n majhni. Vpliv fotogeneriranih parov elektron-vrzel izven zapornega področja je pri diodi pin zanemarljiv. Ločitev dveh tankih plasti z pozitivnimi in negativnimi naboji predstavlja ploščati kondenzator s spojno kapacitivnost, ki je določena z naslednjo enačbo

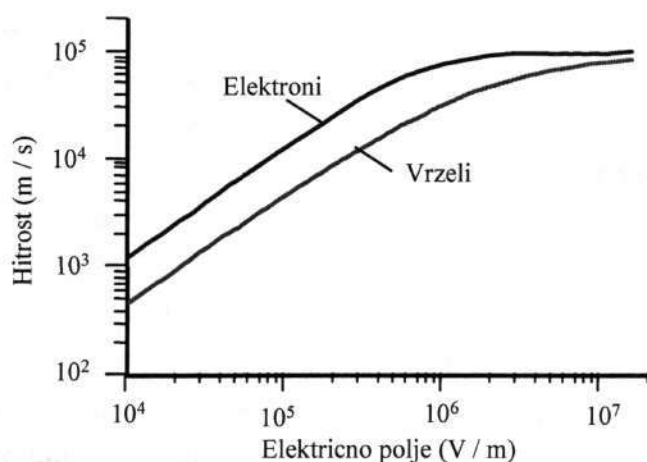
$$C = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A}{W}, \quad (2.9)$$

kjer je A prečni presek in ϵ_0 dielektrična konstanta, ϵ_r relativna dielektričnost plasti i , W debelina plasti i .

Kljub temu, da difuzijska komponenta toka prispeva majhen delež skupnega toka, je pomemben motilni pojav, ki podaljšuje odzivni čas diode. Diodo lahko predstavimo kot kondenzator, ki skupaj z obremenilno upornostjo R in izgubno upornostjo R_i predstavljata RC člen, ki vnaša zakasnitev detektiranega signala. Odzivni čas pin fotodiode je odvisen od:

- tranzitnega časa $\tau = d/v$ na poti skozi osiromašeno plast,
- difuzijskega časa nosilcev, ki so nastali zunaj osiromašene plasti in
- RC časovne konstante.

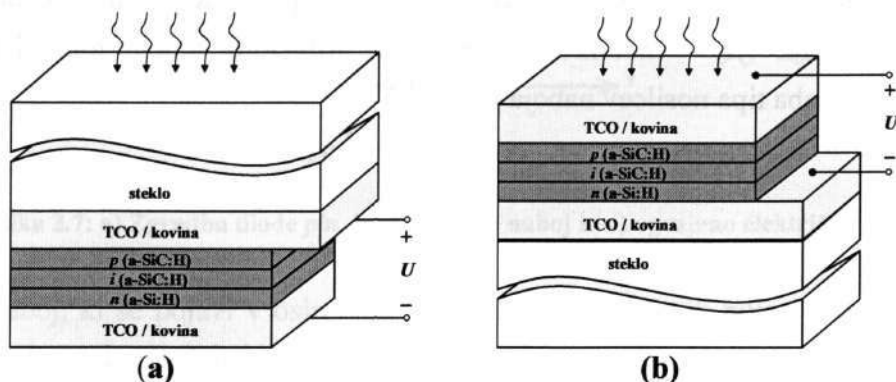
Tranzitni čas lahko zmanjšamo s povečanjem hitrosti nosilcev, kar naredimo s povečevanjem električnega polja. Pri velikih vrednostih električnega polja se hitrost nosilcev več ne pokorava enačbi $\mu_d E$ (μ_d – mobilnost), ampak se približuje končni hitrosti (nasičenje). Povedano velja za oba tipa nosilcev naboja (slika 2.8).



Slika 2.8: Odvisnost hitrosti elektronov in vrzeli od električnega polja v siliciju

Iz povedanega lahko zaključimo, da je za optimalno strukturo diode potreben kompromis med odzivnim časom in kvantnim izkoristkom diode. Velika osiromašena plast pomeni dober kvantni izkoristek svetlobe in s tem majhen delež difuzijskega toka, majhno kapacitivnost, vendar zato velik odzivni čas.

Za načrtovalsko izhodišče našega UV detektorja smo izbrali strukturo *pin* z dimenzijami in materiali plasti: *p* (5 nm a-SiC:H) - *i* (30 nm a-SiC:H) - *n* (100 nm a-SiC:H). V vseh plasteh, kjer je možno, smo izbrali material a-SiC:H z širšo optično režo ($E_G = 2$ eV) kot pri klasičnih a-Si:H ($E_G = 1.74$ eV). To ima za posledico hitrejši upad absorpcijskega koeficienta z nižanjem energije fotonov oz. z večanjem valovne dolžine. Poleg aktivne strukture *pin* potrebujemo za izgradnjo celostnega detektorja kontaktne plasti na obeh straneh. Poznamo superstrat ali substrat konfiguracijo detektorja (slika 2.9), ki se ločita po legi substrata glede na smer vpadne svetlobe. Substrat je nosilec celotne strukture in je običajno posebna vrsta corning stekla.



Slika 2.9 Superstrat (a) in substrat (b) koncept strukture detektorja, ki se razlikujeta v smeri vpadne svetlobe glede na nosilni substrat.

Izbira konfiguracije je odvisna od valovne dolžine detektirane svetlobe, tehnologije in izdelave. Prav tako si ne želimo absorpcije svetlobe v substratu in priključnih kontaktih, zato naj bodo le-ti skrbno izbrani. Pri superstrat konfiguraciji se večina želenega spektra, vse do 600 nm, absorbira v neaktivnih plasteh, za razliko od substrat konfiguracije, pri kateri se večina spektra absorbira v aktivnih plasteh, zato je tudi primernejša za detekcijo UV svetlobe. V detektorskih sistemih srečamo oba zaporedja aktivnih plasti na smer vpadne svetlobe, to sta *nip* in *pin*. Pri strukturi *nip* je v prednji plasti večja absorpcija svetlobe v UV-C spektru in hkrati večja refleksija v UV-B in UV-A spektru, kot pa pri strukturi *pin*, kar je posledica ožje optične reže a-Si:H materiala plasti *n* in posledično drugačnega absorpcijskega koeficienta. V splošnem je pri strukturi *pin* večja absorpcija UV svetlobe v aktivni plasti *i* kot pri strukturi *nip*. Prav tako absorpcija vidnega spektra svetlobe govori v prid *pin* strukture. Iz optičnega stališča je struktura *pin* v substrat konfiguraciji bolj ustrezna kot struktura *nip*. Če želimo imeti dobre lastnosti v UV spektru, je potrebno skrbno določiti debeline plasti. Poznano je, da se z večanjem debeline plasti *p* večja absorpcija v tej plasti, kar posledično zmanjšuje transmisijo svetlobe v plasti *i* in *p*. To najbolj izrazito vpliva na absorpcijo v plasti *i*. Ker predpostavimo, da plast *p* ni aktivna, kar se tiče ločevanja svetlobno generiranih nosilcev naboja, potem naj bo ta čim tanjša, da zagotovimo čim večjo transmisijo UV spektra svetlobe v aktivno plast *i*. Minimalna debelina plasti *p* je pogojena s tehnološkimi omejitvami depozicije, hkrati pa mora pri neki maksimalni koncentraciji dopiranja zagotavljati dovolj vgrajenega naboja, da se vzpostavi električno polje v plasti *i*. Optimalna debelina plast *p* je bila izbrana 5 nm. Prav tako z večanjem debeline plasti *i* nima smisla pretiravati. Za debeline do meje okrog 20 nm se povečuje absorpcija UV dela spektra svetlobe, nad to mejo, pa se povečuje v glavnem le še absorpcija svetlobe v vidnem delu spektra. Debelina plasti *i* je torej pogojena predvsem z želeno selektivnostjo detektorja v smislu razmerja med absorpcijo v UV in vidnem delu spektra. Za detekcijo UV spektra je optimalna debelina plasti *i* med 10 in 20 nm. V našem primeru smo izbrali zgornjo mejo območje 20 nm. Tanjša plast *i* zmanjšuje absorpcijo dela spektra svetlobe pod 400 nm, medtem ko pri debelejši plasti *i* prevlada absorpcija dela spektra nad 400 nm, ki pa nas več ne zanima. Pri tanjših plasteh *i* se pogosto pojavi efekt neželenih prevodnih mikrokanafov, ki povzročajo veliko parazitno "shunt" prevodnost in zmanjšanje dinamičnega območja detektorja. Večina UV dela spektra se absorbira v prvih dveh plasteh (*p* in *i*), zato s spreminjanje plasti *n* predvsem vplivamo na absorpcijo vidnega dela spektra. Ker je delež svetlobno generiranih električnih nosilcev v tej plasti zelo majhen, lahko zaključimo, da absorpcija svetlobe v tej plasti bistveno ne vpliva na lastnosti celotnega detektorja. S spreminjanje debeline plasti *n* preko odbojnosti lahko vplivamo predvsem na absorpcijo vidnega dela spektra v plasti *i*, kar se izkaže za najbolj ugodno pri debelini plasti *n* 20 nm.

Zbrani električni naboj detektorja je potrebno preko priključnih kontaktov speljati na bralno elektroniko. Iz področja tankoplastnih sončnih celic in detektorjev so najbolj poznani naslednji tipi priključnih kontaktov, ki jih delimo v tri skupine.

V prvi skupini so kontakti v obliki kovinske mrežice, ki so poznane tudi iz monokristalne tehnologije. Njihova slabost je zastiranje vpadne svetlobe, zato je potreben kompromis med kvantnim izkoristkom, ki smo ga pripravljene žrtvovati, in kontaktno upornostjo. Potrebno senčenje je precej odvisno od difuzijske dolžine nosilcev naboja in se pri tovrstnih detektorjih giblje okrog 50 %. Pri uporabi kovinske mrežice se na mestih, kjer ni senčenja, pojavlja refleksija od prednje plasti detektorja, ki ob 50 % senčenju, z upoštevanjem refleksije od detektorja na mestih, kjer ni senčenja, v celotnem spektru doseže približno 25 % transmisijo v detektor. Tako nizka transmisija je v veliki meri posledica refleksije, zaradi relativno velikega lomnega količnika materiala a-SiC:H.

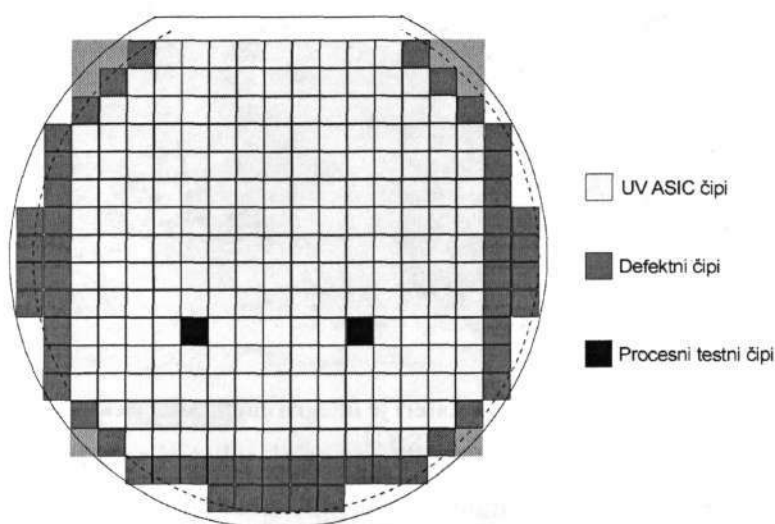
V drugi skupini so prosojni prevodni oksidi, kjer se uporabljajo oksidi različnih kovin, npr. cinka (ZnO) in kositra (SnO_2 , ITO). Odlikuje jih široka optična reža in dobra prepustnost za vidno svetlobo, medtem ko se jim pri krajših valovnih dolžinah (UV spekter) absorpcijski koeficient hitro poveča. ZnO:Al kot material za sprednji kontakt pri UV aplikacijah ni primeren.

V tretjo skupino spadajo tanke delno prosojne kovinske plasti, za katere se največ uporablja aluminij, krom, zlato ali srebro. S trenutno tehnologijo nanosa teh kovin lahko izdelamo izredno tanke plasti, ki imajo še vedno zadovoljivo transmisijo svetlobe, kljub velikemu absorpcijskemu koeficientu.

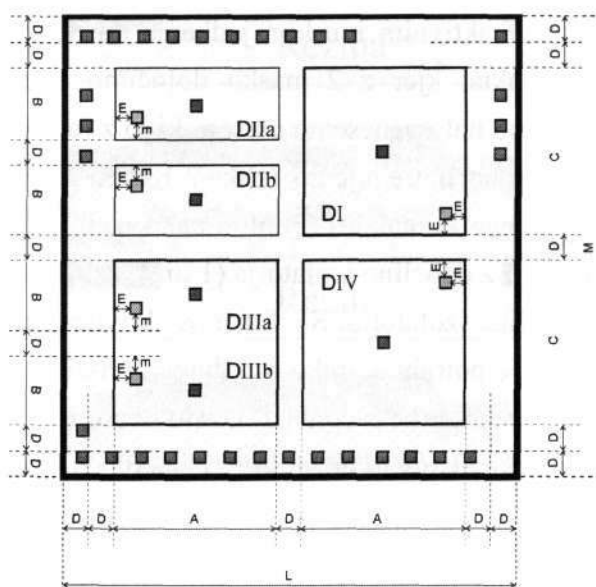
Iz primerjave različnih tipov priključnih kontaktov lahko zaključimo, da za sprednji kontakt, ki mora v detektor prepuščati velik del vpadne svetlobe, nista primerna prvi in drugi tip, zaradi njihove majhne transmisije. Uporaba zelo tanke plasti kovine, še posebej narejenih iz srebra, se je izkazala kot najboljši prednji kontakt.

2.3 Integracija detektorja na ASIC

ASIC je bil načrtan in izdelan skladno s TFA konceptom v 3 μm CMOS tehnologiji. Sestoji iz štirih različnih konceptov bralne elektronike, ki so bili integrirani na silicijevi rezini velikosti 4 inče (Slika 2.10). Izplen rezine je zaradi nedelujočih čipov z roba rezine zmanjšan in je vedno pod 100 %. V sredini rezine, kjer so delujoči čipi, sta pozicionirana tudi dva testna čipa, ki služita preverjanju procesa izdelave celotne rezine. Njihova vloga je torej test posameznih sklopov bralne elektronike, tranzistorjev, uporov, kondenzatorjev... Testni čipi ne opravljajo vloge pretvornika. Priključni kontakti bralne elektronike so postavljeni tako, da je možna direktna depozicija UV detektorja (diode *pin*) na vrhno plast bralne elektronike. Razporeditev priključnih kontaktov za vse štiri tipe bralne elektronike prikazuje slika 2.11.



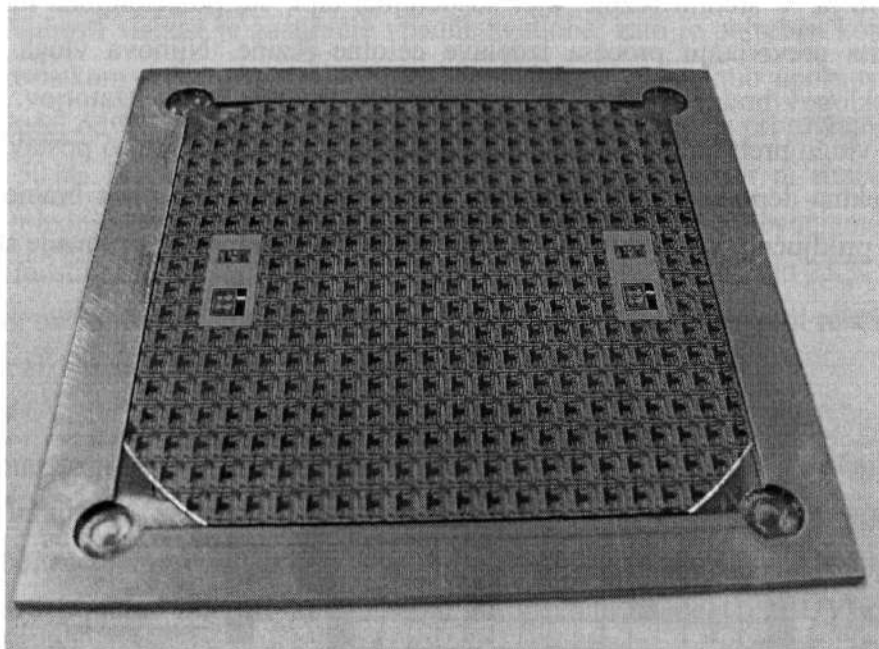
Slika 2.10: Rezina UV ASIC-a



Slika 2.11: Razporeditev različnih konceptov bralne elektronike in njihovih priključnih kontaktov

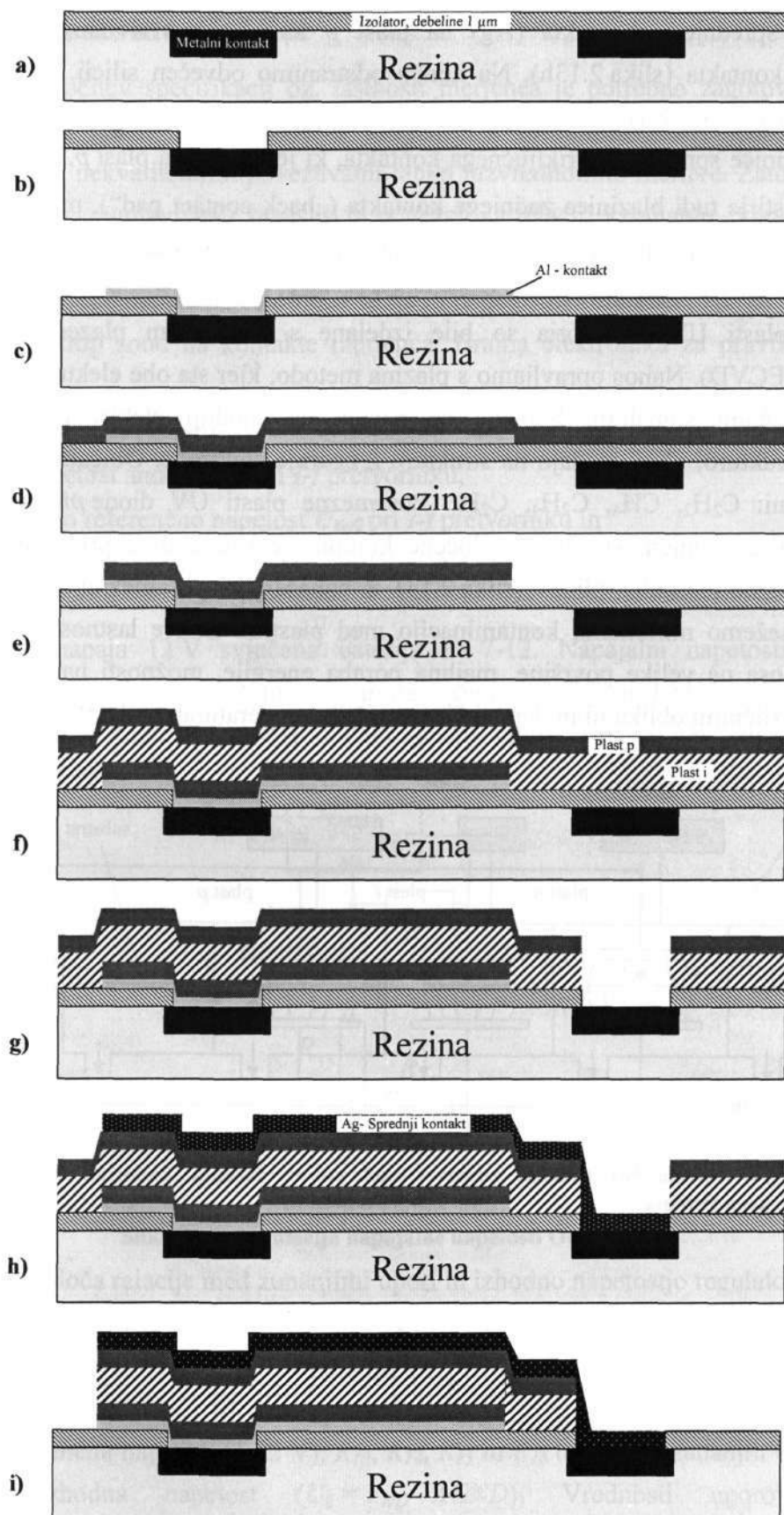
➤ Depozicija diode *pin* na bralno elektroniko

Preden pričnemo z depozicijo diode *pin* na vrh bralne elektronike, rezino obrežemo na približno $80 \times 80 \text{ mm}^2$, ter jo vstavimo v nosilec, katerega celotna dimenzija znaša cca. $100 \times 100 \text{ mm}^2$ (slika 2.12).



Slika 2.12: Nosilec rezine, v kateri je integrirana bralna elektronika.

Dioda *pin* se bo s procesom depozicije zgradila na rezini, v kateri so integrirani štirje koncepti bralne elektronike. V rezini sta integrirani dve blazinici metalnih priključnih kontaktov („front and back contact pads“), ki ju skupaj s celotno rezino prevlečemo z $1 \mu\text{m}$ debelo plastjo izolatorja (slika 2.13a). Nato s 1. masko omejimo področje, nad blazinico zadnjega priključnega kontakta, kjer z reaktivnim ionskim jedkanjem odstranimo izolator. Sledi nanos aluminijevega zadnjega kontakta, kjer z 2. masko določimo področje njegovega nanosa (slika 2.13c). Čez celotno rezino nato nanese plast *n*, ki jo z reaktivnim ionskim jedkanjem odstranimo na mestih, kjer je ne potrebujemo (slika 2.13d in 2.13e). To je predvsem nad blazinico sprednjega priključnega kontakta („front contact pad“). Debelina plasti *n* je enaka 20 nm , kar je malo v primerjavi z debelino izolatorja ($1 \mu\text{m}$), zato pri jedkanju ne pričakujemo konkretnega zmanjšanja debeline izolatorja. Sledi nanos aktivne plasti *i* in neaktivne plasti *p* (slika 2.13f). Sprednjo plast *p* je potrebno preko sprednjega priključnega kontakta povezati na blazinico zadnjega kontakta („pad of the *p*-contact“), zato je potrebno pripraviti pot do nje. To naredimo z reaktivnim ionskim jedkanjem na mestu, ki ga določa 4. maska (slika 2.13g).

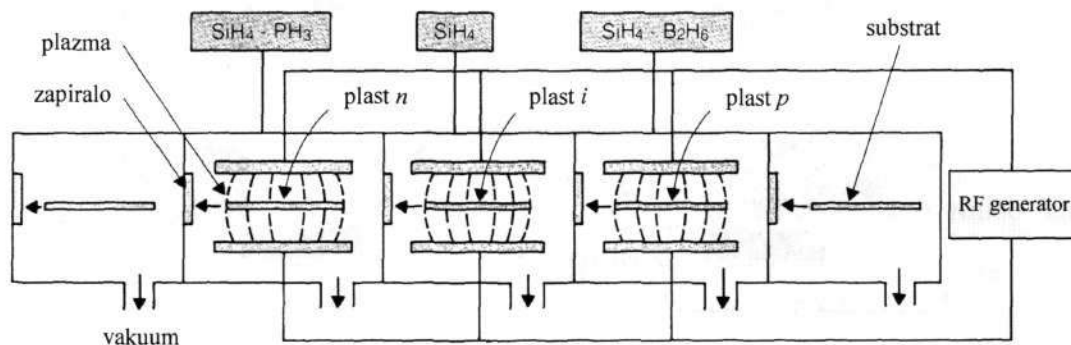


Slika 2.13: Nanos diode *pin* na vrhno plast bralne elektronike

Sledi nanos sprednjega kontakta (Ag) na plast p in povezava z blazinico sprednjega priključnega kontakta (slika 2.13h). Na koncu odstranimo odvečen silicij, ki se nahaja na robovih rezine (slika 2.13i).

Velikost blazinice sprednjega priključnega kontakta, ki je spojen na plast p , je $100 \times 100 \mu\text{m}$. Enake velikosti je tudi blazinica zadnjega kontakta („back contact pad“), pri čemer je njena maksimalna velikost pogojena z velikostjo zadnjega priključnega kontakta.

Posamezne plasti UV detektorja so bile izdelane s postopkom plazemsko pospešene depozicije (PECVD). Nanos opravljamo s plazma metodo, kjer sta obe elektrodi stimulirani z visokofrekvenčnim signalom. Substrat se nahaja na spodnji elektrodi. Da dosežemo uniformno strukturo, plini upadajo na strukturo z zgornje elektrode. Običajno se uporabljajo naslednji plini: C_2H_2 , CH_4 , C_2H_4 , C_2H_6 . Posamezne plasti UV diode *pin* so izdelane z zaporednim premikanjem substrata v ločene komore, v katere med procesom nanašanja, uvajamo ustrezne mešanice plinov (slika 2.14). Z nanašanjem posameznih plasti v ločenih komorah dosežemo minimalno kontaminacijo med plastmi. Dobre lastnosti depozicije so: možnost nanosa na velike površine, majhna poraba energije, možnosti nanosa na različne substrate z različnimi oblikami in depozicija pri nižjih temperaturah pod 250°C .



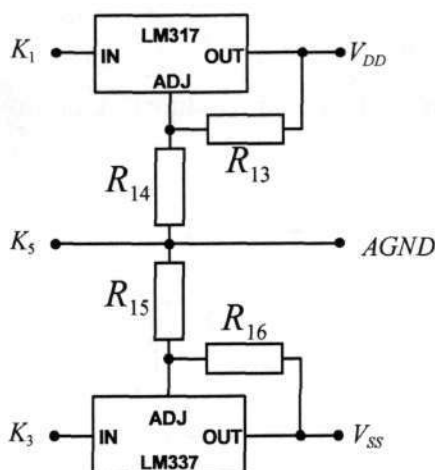
Slika 2.14: Shematični prikaz izdelave diode *pin* v ločenih komorah plazemskega vakuumskega sistema

2.4 Izdelava testne ploščice

Za natančno določitev specifikacij oz. lastnosti merjenca je potrebno zagotoviti kvalitetno merilno opremo, kakor tudi povezave merjenca z merilnimi instrumenti. Kajti že z nezanesljivimi in nekvalitetnimi povezavami lahko razvrednotimo meritve. Zato smo izdelali testno ploščico za zagotavljanje zanesljivih povezav na relaciji vzbujanje - vhod merjenca in izhod merjenca - izhodni priključni kontakti. Testna ploščica vsebuje tudi napetostne regulatorje za potrebe napajanja celotnega vezja in napetostne reference. Hkrati omogoča tudi enostavnejši priklop sond na kontakte merjenca. Bralna elektronika za pravilno delovanje potrebuje:

- ± 2.5 V napajalni napetosti,
- 1.5 V napetost anode U_{ref1} pri I -f pretvorniku,
- nastavljivo referenčno napetost U_{ref2} pri I -f pretvorniku in
- ± 0.6 V referenčni napetosti (U_{refp} in U_{refn}) A-D pretvornika.

Celotno vezje napaja 12 V svinčena baterija ES 7-12. Napajalni napetosti ± 2.5 V sta realizirani z integriranimi napetostnimi stabilizatorjema LM317 in LM337, ki sta prav tako baterijsko napajana. Regulatorjema so dodani zunanji upori za nastavitve zahtevane izhodne napetosti (Slika 2.15).



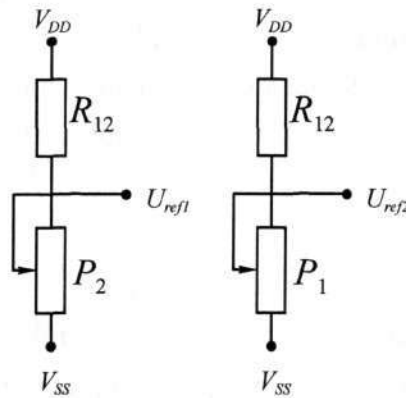
Slika 2.15: Regulacija napajalne napetosti OptoASIC-a

Enačba (2.10) določa relacije med zunanjimi upori in izhodno napetostjo regulatorjev

$$U_2 = U_{ref} \left(1 + \frac{R_{14}}{R_{13}} \right), \quad (2.10)$$

kjer je U_{ref} referenčna napetost (1.25 V), R_{13} , R_{14} , R_{15} in R_{16} upornosti zunanjih uporov ter U_2 stabilizirana izhodna napetost ($U_2 = V_{DD} - AGND$). Vrednosti uporov so bile $R_{13} = R_{14} = R_{15} = R_{16} = 10 \text{ k}\Omega$. Kontakt AGND predstavlja analogno maso. Po podobnem postopku smo določili vrednosti uporov R_{15} in R_{16} za negativno napajanje -2.5 V. Hkrati pa

smo z uporabo regulatorjev zmanjšali vpliv nihanj in upada napetosti baterije na delovanje OptoASIC-a. Pri I - f pretvorniku smo napetost anode U_{ref1} in referenčno napetost U_{ref2} realizirali z uporovnim delilnikom, ki ga sestavljata fiksni upor $R_{12} = 30 \text{ k}\Omega$ in spremenljivi upor P_1 oz. P_2 ($P_1 = P_2 = 100 \text{ k}\Omega$, „multiturn“).

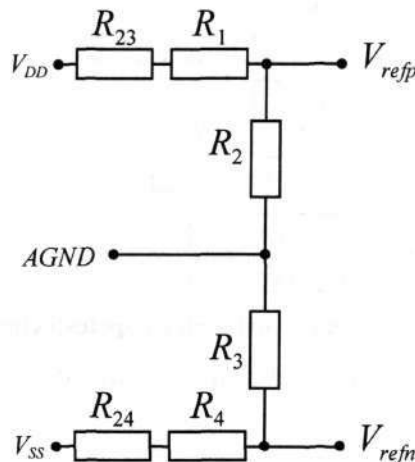


Slika 2.16: Referenčni napetosti U_{ref1} in U_{ref2} sta bili realizirani z uporovnim delilnikom.

Referenčni napetosti (V_{refp} , V_{refn}) A-D pretvornika sta prav tako realizirani z uporovnim delilnikom (slika 2.17). Da bo referenčna napetost $U_{refp} = +0.6 \text{ V}$, mora bi ti razmerje med R_2 in vsoto R_1 , R_2 in R_{23}

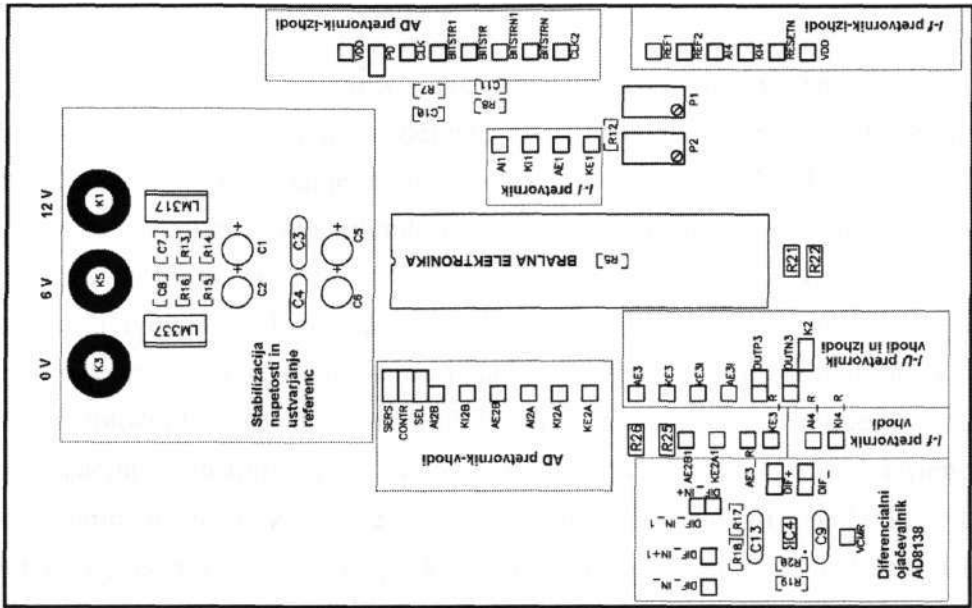
$$\frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_{23}} = \frac{0.6 \text{ V}}{2.5 \text{ V}} = 0.24 \text{ V}. \quad (2.11)$$

Zahtevano razmerje dosežemo a sledečimi vrednostmi uporov: $R_1 = 30 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ in $R_{23} = 2 \text{ k}\Omega$.

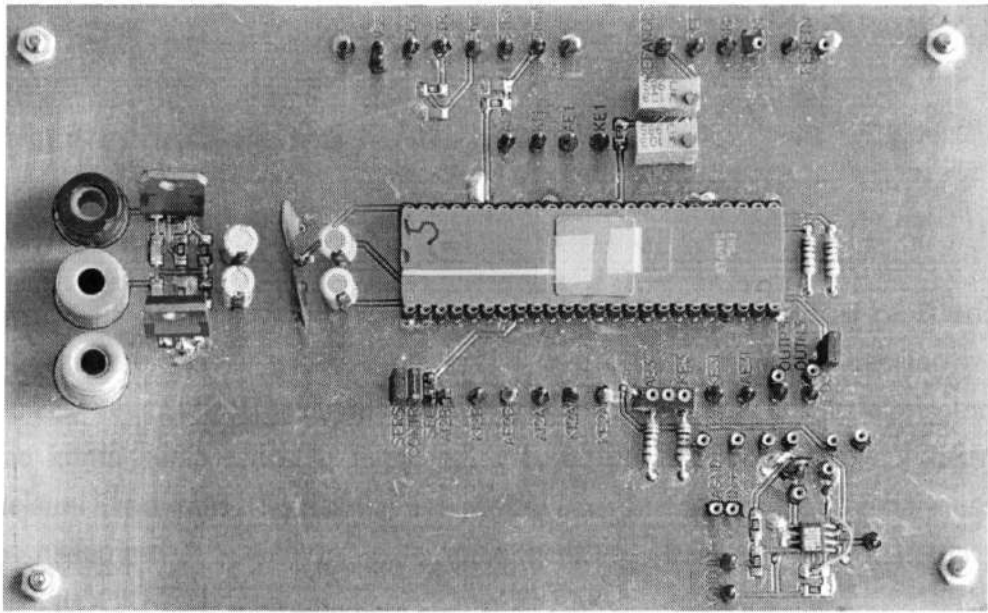


Slika 2.17: Referenčni napetosti A-D pretvornika sta bili realizirani z uporovnim delilnikom.

I - U pretvornik ima diferencialni vhod, zato smo za njegovo vzbujanje uporabili ojačevalnik z diferencialnem izhodu AD8138, ki ima vhod vezan proti masi in plavajoči izhod. Popoln načrt testne ploščice in vrednosti preostalih uporabljenih elementov so navedene v 6. poglavju.



Slika 2.18: Razporeditev elementov na testni ploščici



Slika 2.19: Fotografija testne ploščice z vrha

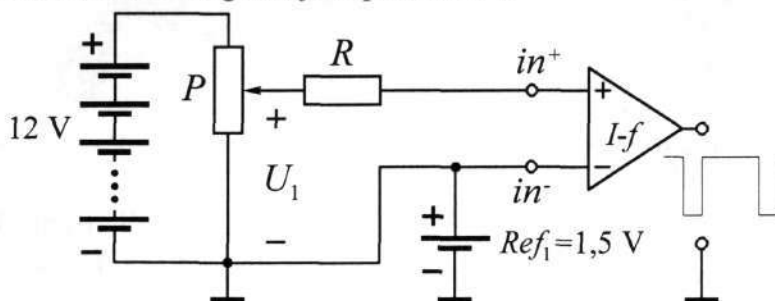
3 Karakterizacija

Karakterizacija predstavlja glavnino magistrske naloge in vsebuje večino mojega raziskovalnega dela. Vsebinsko je razdeljena na štiri podpoglavja. V začetnem poglavju opišemo merilne metode za posamezen pretvornik bralne elektronike. Opisane so metode za določitev prenosne funkcije, dinamičnih in šumnih lastnosti. Predvsem smo se posvetili razlagi merilne metode za določitev lastnosti I - f pretvornik. Nato sledijo rezultati karakterizacije pretvornikov, kjer smo določili prenosne funkcije in minimalne detektirane signale, ter proučevali njihove dinamične in šumne lastnosti. Ker je I - f pretvornik nelinearen sistem, smo za določitev njegovih dinamičnih lastnosti, izdelali njegov model. V nadaljevanju sledi karakterizacija samostojnega UV detektorja, kjer so opisane njegove električne, optične, dinamične in šumne lastnosti. Zaradi težav pri depoziciji UV detektorja na bralno elektroniko, nismo opravili karakterizacije celotnega UV senzorja, ker le-ta še ni izdelan. Zato smo v zadnjem delu poglavja opisali merilno metodo, ki se bo uporabila za določitev lastnosti celotnega UV detektorskega sistema, ko bo le-ta izdelan. Določila se bo relacija med UV indeksom in izhodnim signalom posameznega pretvornika, ki bo glede na tip pretvornika tok, napetost ali digitalna vrednost.

3.1 Opis merilnih metod

3.1.1 I - f pretvornik

Slika 3.1 prikazuje shemo priključitve I - f pretvornika za merjenje prenosne karakteristike $f(I)$. V začetni fazi smo vezje napajali z omrežnim usmernikom, ki je bil napajan iz omrežja 230 V / 50 Hz. Vendar so pri usmerniškem napajanju meritve šuma pokazale prisotnost 50 Hz frekvenčne komponente omrežne napetosti. Prisotni so bili tudi njeni višji harmoniki z najizrazitejšimi vrhovi pri 150 Hz, 250 Hz in 350 Hz. Zato smo v nadaljevanju usmerniško napajanje nadomestili z baterijskim. Uporabljena je bila svinčena baterija ES 7-12 proizvajalca ROCKET, ki nam zagotavlja napetost 12 V.



Slika 3.1: Merilna shema za določanje lastnosti I - f pretvornika vsebuje, poleg integriranega vezja, tudi baterijsko napajanje in nastavljive upore, ki določajo vhodni tok pretvornika.

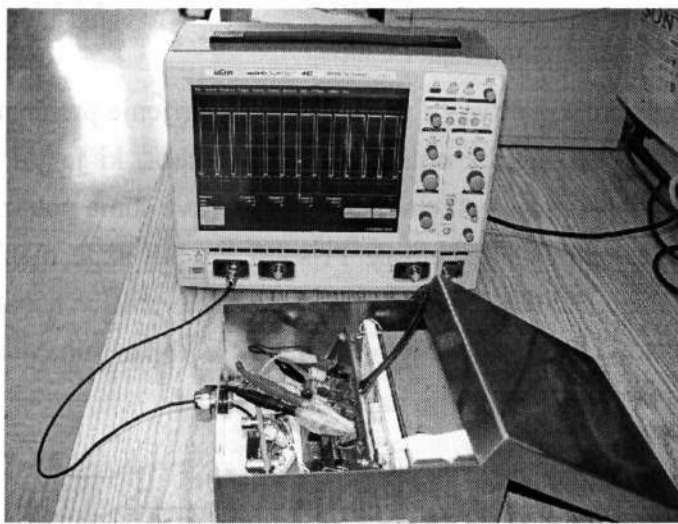
Z baterijskim napajanjem smo predvsem zmanjšali prispevek motilnih frekvenčnih komponent omrežja. Poleg tega baterija ne vnaša dodatnega šuma. Vhodni tok smo prav tako realizirali z baterijo in uporovnim delilnikom. Upornost delilnika smo izbrali tako, da nismo imeli prevelikega praznjenja akumulatorja na eni strani in prevelike notranje upornosti napetostnega vira na drugi strani. Uporovni delilnik je bil sestavljen iz fiksnega žičnega upora $R = 100 \text{ k}\Omega$ in spremenljivega upora $P = 5 \text{ k}\Omega$ („multiturn“). Žični upori so bili izbrani zaradi najmanjšega lastnega šuma, ki ga doprinesejo v vezje. Vnašajo predvsem termični šum, katerega gostota močnostnega spektra tokovnega šuma je enaka

$$S_i = 4kTG \quad (3.1)$$

in gostota močnostnega spektra napetostnega šuma

$$S_u = 4kTR. \quad (3.2)$$

Ker nas predvsem zanima njihov tokovni prispevek, bomo pri nadaljnjih izračunih uporabljali enačbo 3.1. Vendar samo baterijsko napajanje ne zmanjšuje dovolj dobro motenj iz okolice, zato smo celotno merilno vezje zaprli v škatlo iz mumetala. Mumetal, zmes niklja in železa, je zelo dober ščit pred elektromagnetnimi motnjami. Predvsem za odstranjevanje 50 Hz in 60 Hz frekvenčnih komponent omrežja, kjer običajno odpovedo ostali materiali [13]. Prav tako je potrebno povezati škatlo z ozemljitvijo, ker le tedaj dovolj učinkovito zmanjšamo šum okolice. Fotografija celotnega merilnega vezja z baterijskim napajanjem je prikazana na sliki 3.2.



Slika 3.2: Merilni sistem sestavlja baterijsko napajanje, testna ploščica in osciloskop, ki opravlja zajem podatkov.

Za vzorčenje izhodnega pravokotnega signala smo uporabili osciloskopom LeCroy WaveSurfer 422. Zahvaljujoč njegovemu velikemu spominu (1 MB) smo lahko z dovolj veliko točnostjo in natančnostjo zajeli dolgo verigo izhodnih časov. Vrednosti so bile shranjene v datoteko formata „trc“ in prenesene na osebni računalnik, kjer so bili podatki

naknadno obdelani. Izračunali smo verigo časov, iz katerih smo nato določili prenosno funkcijo in šum pri različnih vhodnih tokovih. Podroben opis celotnega merilnega postopka sledi v nadaljevanju.

➤ Kalibracija merilnega sistema

Ker smo za merjenje šuma uporabili lasten nepreizkušen merilni sistem, smo ga morali ovrednotiti, da bi lahko z določeno gotovostjo trdili o verodostojnosti meritev. Določili smo minimalno potrebno število vzorcev na pozitivno periodo pravokotnega signala, ki naj bi zagotavljalo konstantno natančnost, ne glede na dolžino izhodne pozitivne periode. Za referenco smo uporabili funkcijski generator Agilent 3325A, ki je bila najboljša razpoložljiva referenca. Dolžina pozitivne periode pravokotnega signala je bila nastavljena na 28.85 μs , kar pri I - f pretvorniku, ustreza toku 15 μA . Pozitivne periode so bile vzorčene pri različnih frekvencah, od 10 MS/s do 1 GS/s. Iz verige izhodnih časov smo določili frekvenčni spekter signala pri različnih vzorčnih frekvencah. Določitev časov je podrobneje opisana v nadaljevanju. Meritve so pokazale, da se pri zmanjšanju frekvence vzorčenja iz 100 MS/s na 50 MS/s dvigne frekvenčni spekter. Zaključimo, da je potrebno pri dani dolžini pozitivne periode vzorčiti z najmanj 10^8 vzorcev na sekundo (100 MS/s). Pri predvideni minimalni frekvenci vzorčenja smo izračunali tudi „jitter“ izhodnega signala funkcijskega generatorja in ga primerjali z vrednostmi podanimi v njegovih specifikacijah. Vrednosti jitter-ja so zbrane v tabeli 3.1.

		Število časov	Jitter _{meritve} [s]	Jitter _{specifikacije} [s]
Dolžina pozitivne periode je ekvivalent toku pretvornika	0.1 μA	10200	$1.58 \cdot 10^{-7}$	$4.88 \cdot 10^{-7}$
	0.3 μA	20200	$2.12 \cdot 10^{-7}$	$2.47 \cdot 10^{-7}$
	1 μA	27400	$3.92 \cdot 10^{-8}$	$7.33 \cdot 10^{-8}$
	3 μA	9800	$8.81 \cdot 10^{-9}$	$2.08 \cdot 10^{-8}$
	10 μA	17700	$2.21 \cdot 10^{-9}$	$6.17 \cdot 10^{-9}$
	30 μA	25900	$7.16 \cdot 10^{-10}$	$2.49 \cdot 10^{-9}$

Tabela 3.1: Primerjava vrednosti pomerjenega jitter-ja in vrednosti podanih v specifikacijah za funkcijski generator Agilent 3325A. Pri 3000 vzorcih na pozitivno periodo je izmerjeni jitter pod mejo, ki ga določajo specifikacije.

Iz meritev razberemo, da je vrednost pomerjenega jitter-ja vedno pod mejo iz specifikacij. Zaključimo, da je za meritve šuma potrebno vzorčiti s tako frekvenco vzorčenja, da bo število vzorcev na pozitivno periodo najmanj 3000.

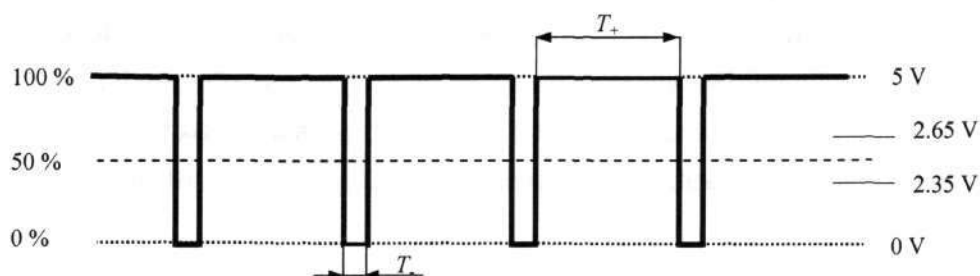
➤ Izračun časov

Sedaj ko imamo kalibriran merilni sistem lahko pričnemo s karakterizacijo I - f pretvornika. Neobdelane podatke o izhodnem signalu pretvornika je bilo potrebno spraviti v primerno obliko za nadaljnjo obdelavo. Iz podatkov zapisanih v formatu „trc“ („Table Reference Character“) smo razbrali potek izhodnega signala, iz katerega smo izračunali čase pozitivnih period T_+ .

0	Glava	179	180	Podatki - waveform	250179
---	-------	-----	-----	--------------------	--------

Slika 3.3: Struktura binarnega zapisa podatkov v trc formatu je sestavljena iz glave, dolžine 180 znakov, in podatkov.

Oba časa prehoda iz nizkega v visoki nivo in obratno smo določili pri 50 % maksimalni vrednosti izhodnega pravokotnega signala. Ker so vrednosti diskretizirane, smo z linearizacijo določili časa prehoda skozi 50 % mejo. S tem smo predvsem pridobili na natančnosti in točnosti določitve časa prehoda (slika 3.4).



Slika 3.4: Časi pozitivne periode T_+ so bili določeni z linearizacijo.

Pri pozitivni fronti smo iskali prvo točko nad 2.35 V in prvo točko pod 2.65 V. Skozi ti dve točki se je vrisala navidezna premica, katere presečišče z mejo 50 %, določala čas prehoda iz nizkega v visoki nivo. Na podoben način smo določili čas prehoda iz visokega v nizek nivo. Razlika obeh časov predstavlja informacijo o dolžini pozitivne periode. Omenjeni postopek se je opravil na verigi potekov izhodnih vrednosti, pri kateremu smo dobili približno 200 vrednosti. Zaradi končnega medpomnilnika osciloskopa LeCroy 422 (1 MB) in zahteve po minimalnem številu vzorcev na periodo, ni bilo možno zajeti večjega števila period. Zato smo prebrane vrednosti shranili na trdi disk osciloskopa in ponovili meritev.

➤ Prenosna karakteristika

Prenosno karakteristiko smo določili tako, da smo po korakih spreminjali vhodni tok, od minimalne do maksimalne vrednosti, in merili pozitivne periode izhodnega signala. Pri določenem vhodnem toku je bilo opravljenih 50 ponovitev (meritev). Z več ponovitvami nebi pridobili na točnosti določitve prenosne karakteristike.

➤ Šumne lastnosti

Za določitev šuma pa smo morali opraviti večje število meritev, da bi dobili kar se da dober potek gostote močnostnega spektra tokovnega šuma. Opravili smo 32000 meritev, ki smo jih združili v 32 paketov po 1000 skupkov. S tem smo pridobili nove vzorce, ki so potrebni, če želimo dobiti informacijo o nižjih frekvenčnih komponentah merjenega signala. Kajti pri danemu vhodnemu toku je zgornja frekvenčna meja določena z enačbo 3.3

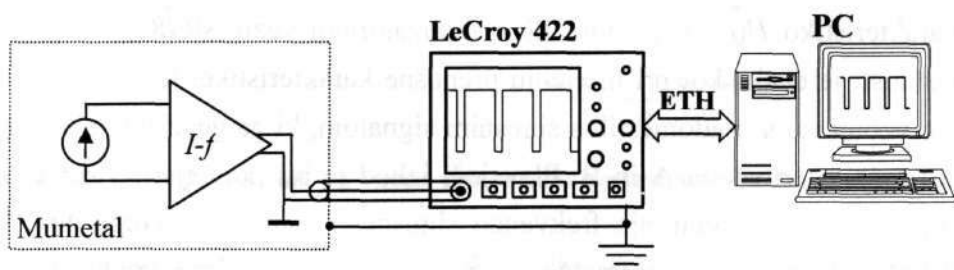
$$f_{\text{širina}} = \frac{f_{\text{vzorčna}}}{2} = \frac{1}{2 \cdot (T_+ + T_-)}, \quad (3.3)$$

kjer je T_+ čas pozitivne periode in T_- čas reset cikla. Zgornja frekvenčna meja je enaka polovici vzorčne frekvence $f_{\text{vzorčna}}$, ki je določena kot obratna vrednost vsote pozitivne in negativne periode pravokotnega izhodnega signala. Pri čemer je čas negativne periode oz. čas reset cikla konstantno $2.05 \mu\text{s}$. Spodnja meja frekvenčnega spektra se določi po enačbi

$$f_{\text{spodnja}} = \frac{f_{\text{širina}}}{N_V}, \quad (3.4)$$

kjer je N_V število časov, na katerem se opravi FFT transformacija. Iz verige časov smo s pomočjo prenosne karakteristike izračunali časovni potek vhodnega toka. Ker enosmerna komponenta toka ne vsebuje informacije o šumu, smo le to odstranili od posameznih izmerjenih vrednosti. Z namenom, da bi dobili zanesljivejši in bolj gladek potek gostote močnostnega spektra tokovnega šuma, smo dobljene spektre 32-ih meritev poprečili z linearno utežjo.

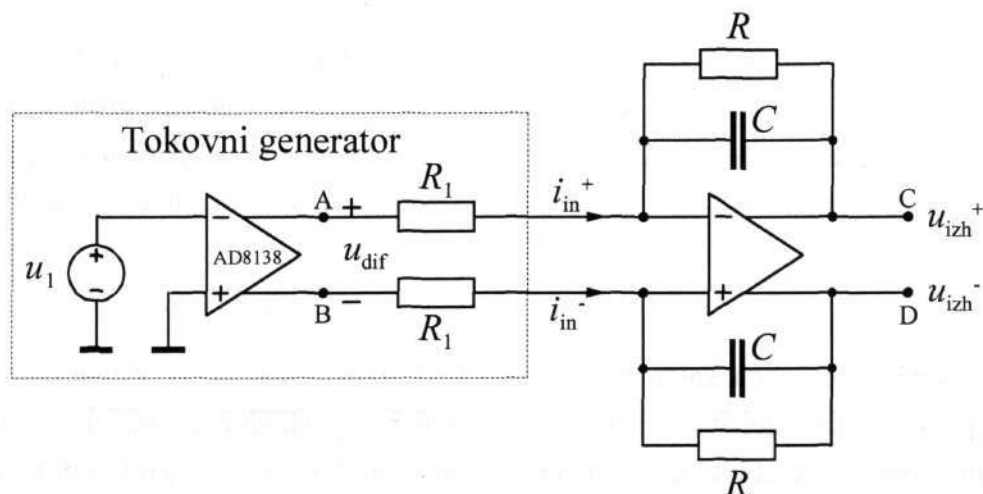
Pri meritvah šuma smo bili omejeni s kapaciteto diska osciloskopa. Poleg tega so meritve šuma časovno potratne, ker se povečuje število vzorcev z nizanjem spodnje frekvence šuma. Za 32000 meritev smo potrebovali več kot 12 ur. Po končanih meritvah smo podatke, zapisane v „trc“ formatu (15GB podatkov), prenesti iz osciloskopa LeCroy 422 na osebni računalnik (PC), kjer smo jih naknadno obdelali po pravkar opisanem postopku.



Slika 3.5: Merilni sistem za določitev gostote močnostnega spektra tokovnega šuma

3.1.2 I - U pretvornik

I - U pretvornik ima diferencialni vhod, zato smo uporabili dodaten nizkošumen ojačevalnik z diferencialnim izhodom, katerega vhod je vezan proti masi. Na ta način smo lahko realizirali tokovni generator z diferencialnim izhodom ter določili prenosno funkcijo in frekvenčno karakteristiko, ne da bi potrebovali tokovni vir z diferencialnim oz. plavajočim izhodom. Uporabljen je bil ojačevalnik AD8138, ki ga odlikuje nizek lasten šum. Zato z njegovo uporabo zanemarljivo vplivamo na natančnost in točnost meritev.



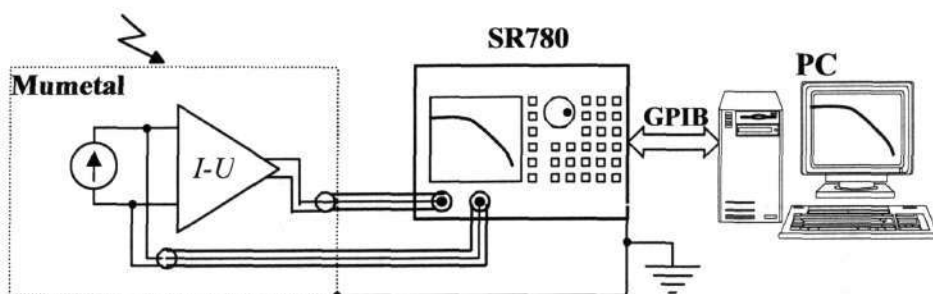
Slika 3.6: Shematični prikaz priključitve nizkošumnega ojačevalnika AD8138 na I - U pretvornik za določitev prenosne funkcije.

➤ Prenosna karakteristika I - U pretvornika

Prenosno karakteristiko smo določili tako, da smo po korakih spreminjali vhodni tok pretvornika in merili izhodno napetost v točkah C in D. Vhodni tok je določen z u_{dif} in uporoma R_1 ($i_{vh} = u_{dif}/2R_1$).

➤ Frekvenčna karakteristika I - U pretvornika

Frekvenčno karakteristiko $H(\omega)$ smo določili z analizatorjem vezij SR780. Shema meritve frekvenčnih lastnosti je enaka kot pri merjenju prenosne karakteristike, le z eno razliko, da smo enosmerno vzbujanje u_1 nadomestili s sinusnim signalom, ki ga generira analizator vezij SR780. Vhodni točki meritve sta A in B. Plavajoči izhod je bil pomerjen v točkah C in D (slika 3.6). Analizator vezij spreminja frekvenco sinusnega signala, katerega amplituda je konstantna za vse frekvence, od minimalne do maksimalne nastavljene vrednosti. Pri dani frekvenci analizator pomeri izhodni signal in ga po amplitudi primerja s konstantno vrednostjo vhodnega signala.

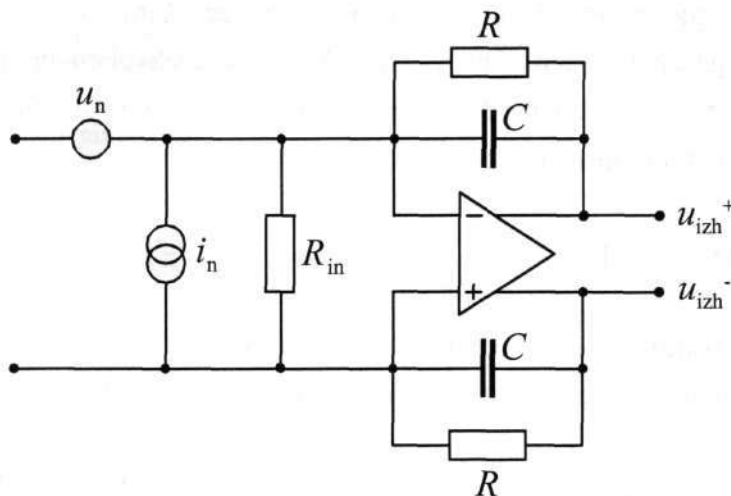


Slika 3.7: Merilni sistem za določitev gostote močnostnega spektra tokovnega in napetostnega šuma

➤ Šumne lastnosti I - U pretvornika

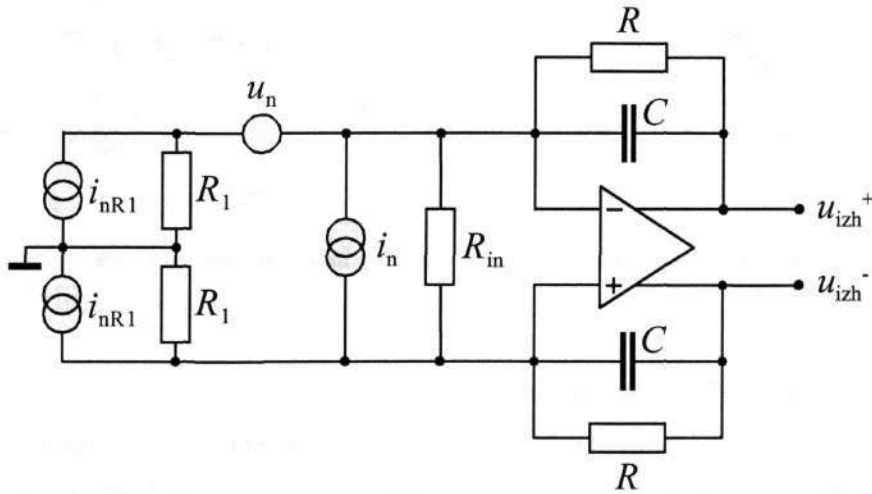
Vhodni šum pretvornika je sestavljen iz dveh prispevkov, to sta ekvivalentni tokovni šum i_n in ekvivalentni napetostni šum u_n (slika 3.8). Ekvivalentni tokovni šum je bil izmerjen pri odprtih sponkah, ker tedaj ne vključujemo napetostnega prispevka u_n . Izhodna gostota močnostnega spektra tokovnega šuma $S_{i\ out}$ (odprte sponke na vходу pretvornika) je bila pomerjena s spektralnim analizatorjem SR780 in nato preko predhodno pomerjene frekvenčne karakteristike $|H(\omega)|^2$ preračunana na vhodno stran pretvornika v vhodno gostoto močnostnega spektra tokovnega šuma $S_{i\ in}$ z enačbo

$$S_{i\ in} = \frac{S_{i\ out}}{|H(\omega)|^2}. \quad (3.5)$$



Slika 3.8: Ekvivalentni šum na vходу pretvornika sestavljata dva prispevka: tokovni i_n in napetostni u_n .

Pogoj za določitev napetostnega šuma pretvornika je priključitev nizke upornosti na vход pretvornika. Ker ima ojačevalnik diferencialni vход, smo za določitev napetostnega šuma oba vхода pretvornika povezali z dvema enakima uporoma $R_I = 10\ \text{k}\Omega$ na analogno maso (slika 3.9). Tedaj imamo na izhodu pretvornika prispevek napetostnega, tokovnega in termičnega šuma.



Slika 3.9: Merilna shema za določitev ekvivalentnega napetostnega šumnega vira

Pomerjeno izhodno gostoto močnostnega spektra napetostnega šuma $S_{iuR\ out}$ (analizator SR780) smo preko frekvenčne karakteristike $H(\omega)$ prenesli na vhodno stran pretvornika v gostoto močnostnega spektra ekvivalentnega tokovnega šuma $S_{iuR\ in}$ (enačba 3.6)

$$S_{iuR\ in} = \frac{S_{iuR\ out}}{|H(\omega)|^2}. \quad (3.6)$$

Preračunana gostota močnostnega spektra ekvivalentnega tokovnega šuma $S_{iuR\ in}$ je sestavljena iz treh prispevkov: gostote močnostnega spektra tokovnega šuma $S_{i\ in}$ (že prej določenega), gostote močnostnega spektra termičnega šuma S_{iR} (prispevek obeh uporov R_1) in gostote močnostnega spektra napetostnega šuma $S_{u\ in}$. Enačba 3.7 opisuje relacije med šumnimi prispevki na vhodni strani pretvornika

$$S_{iuR\ in} = (S_{i\ in} + S_{iR}) \cdot \left| \frac{2 \cdot R_1}{R_{in} + 2 \cdot R_1} \right|^2 + S_{u\ in} \cdot \left| \frac{1}{R_{in} + 2 \cdot R_1} \right|^2 \cong S_{i\ in} + S_{iR} + \frac{S_{u\ in}}{(2 \cdot R_1)^2}, \quad (3.7)$$

iz katere lahko izrazimo gostoto močnostnega spektra napetostnega šuma $S_{u\ in}$. Zaradi nizke vrednosti notranje upornosti, glede na eksterno upornost R_1 , smo pri izračunu zanemarili R_{in} .

Gostoto močnostnega spektra napetostnega šuma smo tako določili po enačbi 3.8

$$S_{u\ in} = (S_{iuR\ in} - S_{i\ in} - S_{iR}) \cdot (2 \cdot R_1)^2, \quad (3.8)$$

kjer je gostota močnostnega spektra termičnega šuma določena z enačbo (3.9)

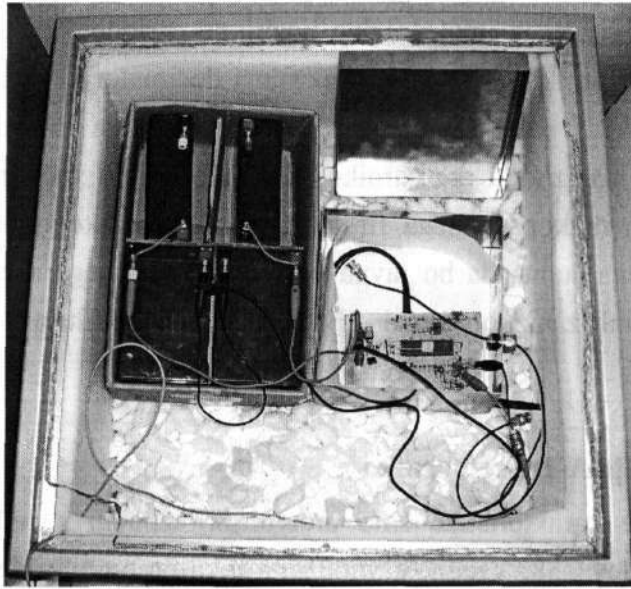
$$S_{iR} = \frac{4 \cdot k \cdot T}{2 \cdot R_1}. \quad (3.9)$$

Predvidevamo, da je vsa koristna informacija UV detektorja zajeta v frekvencah do $f_{zg\ na\ crtovalska} = 1\text{ kHz}$, zato smo določili ekvivalentni tokovni šum vseh šumnih prispevkov

pretvornika v frekvenčnem področju od 0.1 Hz do 1 kHz. Gostoto močnostnega spektra ekvivalentnega tokovnega šuma, ki jo sestavljajo gostota močnostnega spektra tokovnega, napetostnega in termičnega šuma, smo omejili s filtrom prvega reda in frekvenco pola pri 1 kHz. Frekvenčno karakteristiko filtra zapisano z enačbo 3.10

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{-3dB}}} \Rightarrow |H(j\omega)| = \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_{-3dB}} \right)^2}, \quad (3.10)$$

kjer je f_{-3dB} frekvenca pola in hkrati f_{zg} načrtovalska.



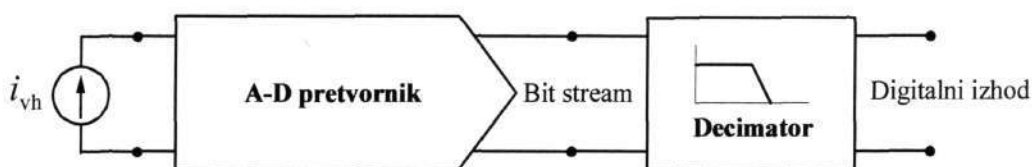
Slika 3.10: Merilni sistem je poleg analizatorja vezij vseboval tudi baterijsko napajanje ter škatli iz aluminija in mumetala.

3.1.3 A-D pretvornik

Signal UV senzorja smo simulirali s preciznim integracijskim tokovnim virom Kiethley 238 high current source measurement unit, ki ima diferencialni izhod. Digitalni izhodni signal A-D pretvornika, ki je določen z razmerjem med ponavljanjem enic in ničel na izhodu, je bil vzorčen v diferencialnem načinu ob pozitivni fronti z DAQ kartico („Data acquisition card“) AT-MIO-16E-10, pri njeni maksimalni frekvenci vzorčenja 100 kHz, kar zadostuje za našo $f_{zg\ na\ crtovalska} = 1\text{ kHz}$. Z njo smo tudi generirali pravokotne urine signale, ki so potrebni za delovanje A-D pretvornika. V osnovi je dovolj, če vzorčimo le en izhodni signal. Z DAQ kartico generirani urin signal je imel dolžino pozitivne periode 50 ns, kar je bilo dovolj za pravilno delovanje pretvornika. A-D pretvornik nima decimatorja, zato je bil le-ta naknadno realiziran v programskem paketu LabView. Osnovna naloga decimatorja je zmanjšanje kvantizacijskega šuma na izhodu pretvornika, ki ima običajno večji naklon kot 15 dB/dec. Zato mora biti naklon nizkopasovnega filtra, ki opravlja funkcijo decimatorja, vsaj enak naklonu kvantizacijskega šuma, da bo ravna gostota močnostnega spektra tokovnega šuma. Decimator smo realizirali z nizkopasovnim Butterworth-ovim filtrom drugega reda s polom pri 600 Hz.

➤ Prenosna funkcija A-D pretvornika

Za določitev prenosne karakteristike smo pretvornik vzbujali s stabilnim diferencialnim tokovnim virom Kiethley 238. Vrednost vhodnega toka pretvornika je bila v intervalu med 1 nA in 600 μA in za čas meritve konstantna. Ob vklopu urinega signala se za kratek čas (do 300 ms) pojavi prenehaj izhodnega signala, zato so bile zavržene vrednosti do časa 500 ms. Iz vrednosti izhodnega signala pridobljenega v nadaljnjih 5 sekundah se je izračunala njegova povprečna vrednost. Pri določeni vrednosti vhodnega toka, je bilo opravljenih 50 meritev, iz katerih se je, za dani vhodni tok, izračunala povprečna vrednost izhodnega signala.



Slika 3.11: Shema meritve prenosne karakteristike A-D pretvornika. Na izhodu pretvornika je bil naknadno dodan nizkopasovni filter v vlogi decimatorja.

➤ Šumne lastnosti A-D pretvornika

Šum A-D pretvornika je bil določen pri odprtih sponkah na vhodu. Iz verige izhodnih časov smo izračunali gostoto močnostnega spektra tokovnega šuma, pri čemer smo izpustili posamezne višje frekvenčne komponente, ker je bilo njihovo celotno število preveliko za

nadaljnjo obdelavo. Do frekvence 1 kHz je bil spekter zapisan po koraku 0.5 Hz, nad to frekvenco, pa s korakom 25 Hz. Gostota močnostnega spektra tokovnega šuma je bila izračunana za izhodni signal pred decimatorjem in za različnimi decimatorji. Iskali smo optimalni decimator, zato smo spreminjali red filtra (2, 3 in 4) in mejno frekvenco (600 Hz, 700 Hz in 800 Hz).

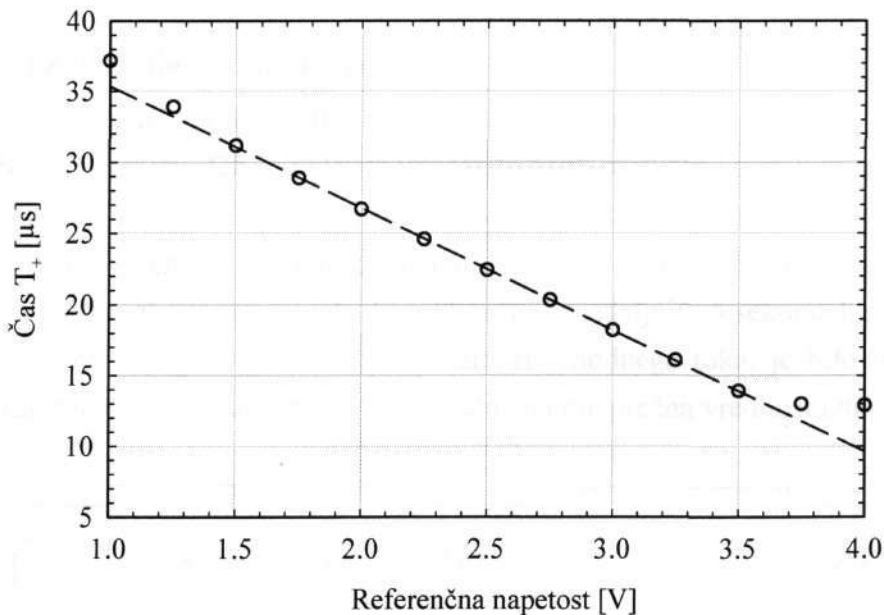
Pri večini A-D pretvornikov je decimator del integriranega vezja, ker so tedaj najkrajše povezave med sklopi pretvornika. V tem primeru, se izhodni signal v manjši meri zaključuje na vhod pretvornika, kar pomeni, da je manjši vpliv visokofrekvenčnega izhodnega signala na vhodni signal.

3.2 Rezultati karakterizacije pretvornikov

3.2.1 I - f pretvornik

3.2.1.1 Določitev optimalne referenčne napetosti

Kot smo že omenili v enim od prejšnjih poglavij se kondenzator po opravljeni integraciji ali na začetku delovanja, v t. i. reset ciklu ($T_+ = 2.05 \mu\text{s}$) napolni na napajalno napetost. Nato kondenzator praznimo z vhodnim tokom do referenčne napetosti U_{ref2} , ki je eksterno nastavljiva. Čas integracije je torej odvisen od vrednosti referenčne napetosti. Nižja ko je referenčna napetost U_{ref2} , daljši je integracijski čas in s tem posledično večja točnost pretvorbe vhodnega signala. Najnižjo referenčno napetost smo določili pri konstantnem vhodnem toku pretvornika $15 \mu\text{A}$. Pri čemer smo referenčno napetost spreminjali s konstantnimi koraki na intervalu med 1 V in 4 V. Slika 3.12 prikazuje odvisnost dolžine izhodnega časa T_+ od referenčne napetosti. Kjer je le za napetosti med 1.5 V in 3.5 V razvidna linearna odvisnost. Ker želimo imeti največjo možno točnost pretvorbe vhodnega toka, smo za referenčno napetost izbrali najnižjo napetost linearne dela 1.5 V.



Slika 3.12: Odvisnost izhodnega časa T_+ glede na nastavljeno referenčno napetost pri konstantnem tokovnem vzbujujanju $15 \mu\text{A}$. Odstopanje od linearne poteka se pojavi pri referenčni napetosti pod 1 V in nad 4 V.

Pri konstantnem tokovnem praznjenju ($i_{ph}(t) = I_- = \text{konst.}$) kondenzatorja lahko zapišemo enačbo za spreminjanje napetosti na kondenzatorju v odvisnosti od vhodnega toka in časa (enačba 3.11)

$$u_c(t) = U_{nap} - \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} I_- \cdot dt. \quad (3.11)$$

iz katere izrazimo kapacitivnost kondenzatorja C

$$C = \frac{1}{U_{nap} - u_c(t)} \int_{t_1}^{t_2} I_- \cdot dt = \frac{I_- \cdot (t_2 - t_1)}{U_{nap} - u_c(t)}. \quad (3.12)$$

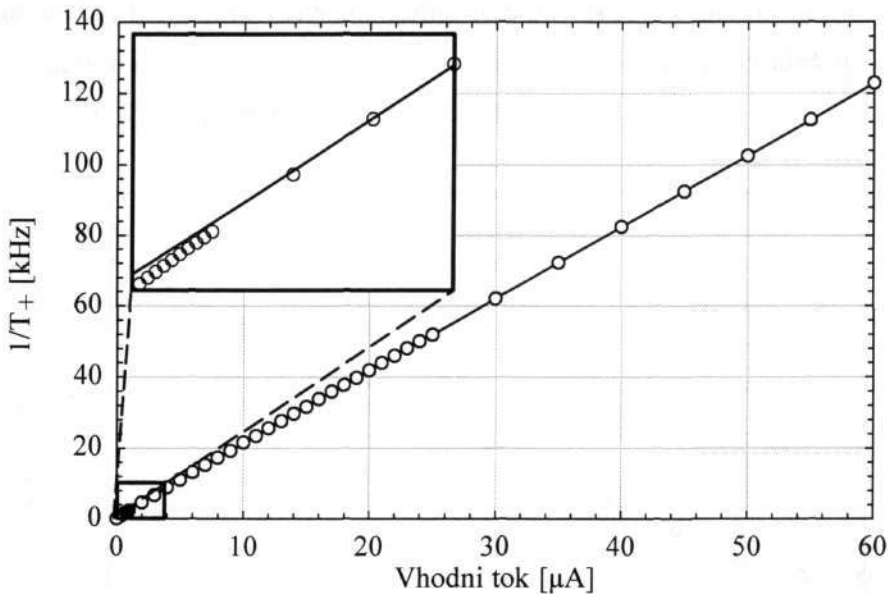
Če upoštevamo, da je $T_+ = t_2 - t_1$, dobimo končno enačbo za izračun kapacitivnosti

$$C = \frac{I_- \cdot T_+}{U_{nap} - u_c(t)}. \quad (3.13)$$

Ko napetost kondenzatorja doseže vrednost referenčne napetosti $u_c(t) = U_{ref2} = 1.5 \text{ V}$ se konča integriranje vhodnega toka in spremeni stanje izhoda. Takrat dobimo za kapacitivnost kondenzatorja $C = 125 \text{ pF}$, ki je konstantna za celoten linearen interval. Za vrednosti $U_{ref2} < 1.5 \text{ V}$ je kapacitivnost večja oz. za vrednosti $U_{ref2} > 1.5 \text{ V}$ manjša od 125 pF . Vrednost kapacitivnosti bomo uporabili pri modeliranju I - f pretvornika. Predvidena vrednost kondenzatorja C je bila 100 pF .

3.2.1.2 Prenosna karakteristika I - f pretvornika

Prenosna karakteristika določa razmerje med vhomom in izhodom pretvornika. Pri I - f pretvorniku določa povezavo med vhodnim tokom in inverzno vrednostjo pozitivne periode izhodnega signala T_+ . Izmerjena je bila v tokovnem področju med 9.7 nA in 60 μ A. Vrednosti časov pozitivne periode T_+ se gibljejo med 42.3 ms (9.7 nA) in 8.14 μ s (60 μ A). Izmerjena prenosna karakteristika, prikazana na sliki 3.13, je bila nato linearizirana. Kar pomeni, da so bile izmerjene točke predstavljene s premico, ki se najboljše ujema z izmerjenimi vrednostmi. Linearizacijo prenosne funkcije smo opravili s programom Sigma Plot, ki je na podlagi podanih točk izbral najboljšo regresijsko premico. V zgornjem levem kotu slike je povečan spodnji del prenosne karakteristike, iz katere je lepo vidno odstopanje izmerjene prenosne karakteristike od linearnega poteka. Prenosna karakteristika je konkavna in je po celotnem merjenem območju ukrivljena.



Slika 3.13: Prenosna karakteristika je bila pomerjena v področju med 9.7 nA in 60 μ A. V celotnem tokovnem področju je razvidna ukrivljenost prenosne karakteristike, ki je izrazitejša pri manjših vhodnih tokovih pretvornika.

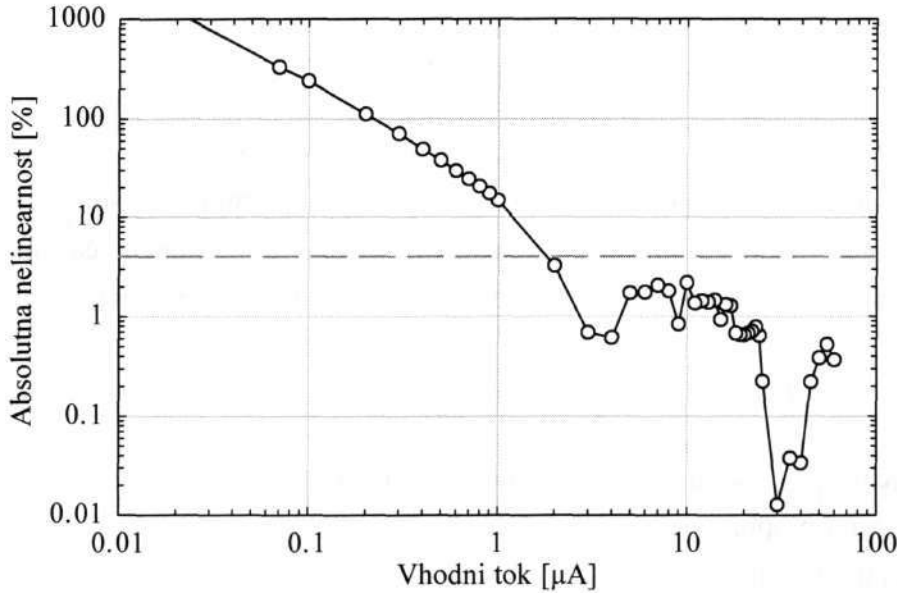
Linearizirano prenosno karakteristiko I - f pretvornika zapišemo s sledečo enačbo

$$f_{1/T_+} \left[\frac{1}{s} \right] = 2.0452 \cdot 10^9 \left[\frac{\text{Hz}}{\text{A}} \right] \cdot I [\text{A}] + 605.56 [\text{Hz}], \quad (3.14)$$

kjer je f_{1/T_+} inverzna vrednost pozitivne periode pravokotnega signala $1/T_+$. Razlika med lineariziranim in izmerjenim potekom prenosne karakteristike predstavlja napako oz. nelinearnost karakteristike, ki smo jo relativno ovrednotili, kot absolutna razlika med

izmerjeno in linearizirano karakteristiko, glede na pripadajočo izmerjeno vrednost. Določena je z enačbo 3.15 in podana v procentih

$$\eta[\%] = \text{abs} \left[\frac{f_{1/T_{+izm}} - f_{1/T_{+lin}}}{f_{1/T_{+lin}}} \right] \cdot 100\% = \text{abs} \left[\frac{T_{+lin} - T_{+izm}}{T_{+izm}} \right] \cdot 100\%. \quad (3.15)$$



Slika 3.14: Nelinearnost prenosne karakteristike I - f pretvornika je podana v log-log merilu. Pri majhnih vhodnih tokovih je opazno veliko odstopanje izmerjene od linearizirane karakteristike.

Slika 3.14 prikazuje nelinearnost prenosne karakteristike, iz katere razberemo, da je le-ta, pri manjših vhodnih tokovih, znatno večja kot pri večjih. Bistvenega pomena je, kako lineariziramo prenosno funkcijo oz. katerim točkam prenosne karakteristike pripišemo večjo utež. V našem primeru so točkam višje iz prenosne karakteristike dodeljene večje uteži. Zato se vrh prenosne karakteristike bolje ujema z linearizirano prenosno karakteristiko. Ob drugačni izbiri uteži bi dobili drugačno linearizirano prenosno karakteristiko in s tem posledično pripadajočo nelinearnost, ki bi imela vrh nekje drugje. Če pripišemo točkam nižje iz prenosne karakteristike večje uteži, bi imeli boljše ujemanje v spodnjem delu prenosne karakteristike, na račun slabšega ujemanja z vrhom prenosne karakteristike. Če za maksimalno odstopanje od linearnega poteka določimo mejo 4 %, je prenosna karakteristika pod to mejo, pri tokovih med 2 μA in 60 μA.

Izmerjena prenosna karakteristika in njen lineariziran potek velja le pri $U_{ref2} = 1.5$ V. Ob drugačni referenčni napetosti, bi imela prenosna karakteristika podoben potek, vendar drugačne vrednosti izhodnega signala.

3.2.1.3 Dinamične lastnosti I - f pretvornika

Če želimo določiti gostoto močnostnega spektra tokovnega šuma, je potrebno poznati njegovo frekvenčno karakteristiko. Ker je obravnavani pretvornik nelinearen sistem, je nemogoče izmeriti njegovo frekvenčno karakteristiko. Zato smo njegove dinamične lastnosti preučevali s pomočjo modela I - f pretvornika, opisanega z enačbo 3.16

$$U_{nap} - U_{ref} = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} (I_{=} - I_{amp} \sin(\omega t)) dt, \quad (3.16)$$

pri čemer je U_{nap} napajalna napetost pretvornika (v našem primeru 5 V), U_{ref} referenčna napetost, $I_{=}$ enosmerna komponenta vhodnega signala, I_{amp} amplituda sinusnega signala, ω krožna frekvenca vhodnega sinusnega signala, t_1 začetni in t_2 končni čas integracije. Z reševanjem enačbe 3.16 lahko zapišemo iteracijsko enačbo za izračun časa t_2

$$t_2 = t_1 + \frac{C(U_{nap} - U_{ref})}{I_{=}} - \frac{I_{amp}}{\omega I_{=}} [\cos(\omega t_1) - \cos(\omega t_2)], \quad (3.17)$$

S spreminjanjem U_{ref} , I_{amp} in ω smo prišli do naslednje ugotovitve (enačba 3.18), da je mejna frekvenca linearno proporcionalna amplitudi vhodnega toka ter inverzno povezana z razliko med napajalno in referenčno napetostjo pretvornika

$$f_{-3dB} \propto \frac{I_{amp}}{U_{nap} - U_{ref}}. \quad (3.18)$$

Rezultat je logičen in pričakovan. Pri določenem vhodnem toku, večja kot je dolžina izhodnega impulza slabša bo sledljivost izhodnega signala vhodnemu. Podobno velja, da večja kot je amplituda vhodnega signala, hitreje se pri danem toku prazni kondenzator, zato so možne hitrejše spremembe vhodnega toka. V poglavju 3.2.1.1 smo govorili o izbiri referenčne napetosti in prišli do zaključka, da je zaželeno imeti čim nižjo referenčno napetost, ker je tedaj najdaljši čas integracije [14]. Iz enačbe 3.18 pa pridemo do popolnoma nasprotnega zaključka. Za dobre dinamične lastnosti je potrebno imeti čim krajši čas integracije T_+ , ker je tedaj boljša sledljivost izhodnega signala vhodnemu toku. Zaključimo, da se medsebojno izključujejo natančnost pretvorbe vhodnega toka v izhodni signal in dobre dinamične lastnosti pri visokih frekvencah.

3.2.1.4 Šumne lastnosti I - f pretvornika

Vhodno tokovno vzbujanje je bilo realizirano z baterijo in uporovnim delilnikom. Upori in termistorji vnašajo v vezje termični šum, ki se prenaša na izhod pretvornika. Zato je potrebno odšteti prispevek termičnega šuma žičnih uporov od izmerjene gostote močnostnega spektra

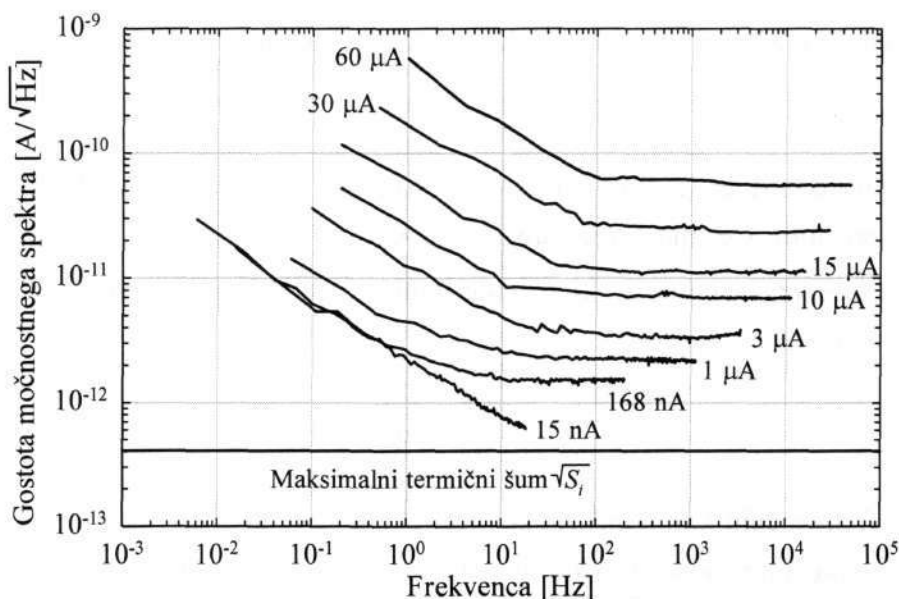
tokovnega šuma pretvornika. Gostota močnostnega spektra termičnega šuma uporov se izračuna po enačbi (3.19)

$$S_i = 4kTG. \quad (3.19)$$

Nadomestna prevodnost G upora R in potenciometra P (slika 3.1) znaša 9.52 mS. Kar da maksimalno gostote močnostnega spektra termičnega šuma $4 \cdot 10^{-13} \text{ A}/\sqrt{\text{Hz}}$. Njena vrednost je v primerjavi z gostoto močnostnega spektra tokovnega šuma pretvornika, zanemarljiva za vhodne toke nad $0.1 \mu\text{A}$. Iz slike 3.15, ki prikazuje frekvenčne komponente šuma, razberemo, da je šum pretvornika v groben sestavljen iz dveh komponent. Pri višjih frekvencah je predvsem opazen beli šum in pri nižjih frekvencah $1/f$ šum, ki je značilen za CMOS tehnologijo. Šum $1/f$ se zapiše v obliki

$$S_{1/f} = \frac{A_f}{f^\gamma}, \quad (3.20)$$

kjer konstanta B določa naklon (strmino) gostote močnostnega spektra in A_f velikost frekvenčne komponente šuma pri 0 Hz. Vrednosti konstante B se gibljejo v območju med 0 in 2. Če je $\gamma = 0$ potem govorimo o spektru belega šuma. Brown-ov šum imamo, ko je $\gamma = 2$. Če govorimo o moči $1/f$ šuma je vrednost $\gamma = 1$, oziroma 0.5, če je gostota močnostnega spektra zapisana v korenski obliki.



Slika 3.15: Spektralna porazdelitev tokovne šumne gostote, ki je bila pomerjena pri vhodnih tokovih med 15 nA in 60 μA . Z naraščanjem vhodnega toka naraščajo tudi frekvenčne komponente.

Pri tokovnem vzbujujanju 15 nA zapišemo komponento belega šuma z enačbo 3.21

$$\sqrt{S_{1/f}} = \frac{2.3 \cdot 10^{-12}}{f^{0.468}} [A/\sqrt{\text{Hz}}]. \quad (3.21)$$

Šum v periodičnih signalnih izvorih lahko opisujemo v časovnem ali frekvenčnem prostoru. Če obravnavamo šum izvora v časovnem prostoru govorimo o jitter-ju oziroma pri obravnavi v frekvenčnem prostoru o faznem šumu („Phase noise“). Jitter in fazni šum torej opisujeta isti pojav v različnih prostorih. Poznano je, da je jitter spreminjanje časa prehoda pravokotnega signala skozi ničelno vrednost oziroma nihanje periode signala. Hkrati se poraja vprašanje, na kaj definirati spreminjanje signala [15][16]. Poznanih je kar nekaj različnih definicij, med katerimi so najbolj poznane in uporabne predvsem sledeče: cycle, cycle-to-cycle, period, accumulated, absolute, long term. Za vsakega od njih se lahko definira rms, 3-sigma, vršna ali vršna-vršna vrednost [14].

Ko govorimo o številčni vrednosti jitter-ja, je najbolj uporabna definicija cycle-to-cycle jitter. Nekateri ga imenuje cycle jitter, spet drugi enostavno rms jitter. Kakorkoli, jitter zapisan z enačbo 3.22 govori o nihanje pravokotnega izhodnega signala okoli povprečne periode

$$\sigma_c^2 = \lim_{N \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (\tau_n - \tau_{avg})^2 \right), \quad (3.22)$$

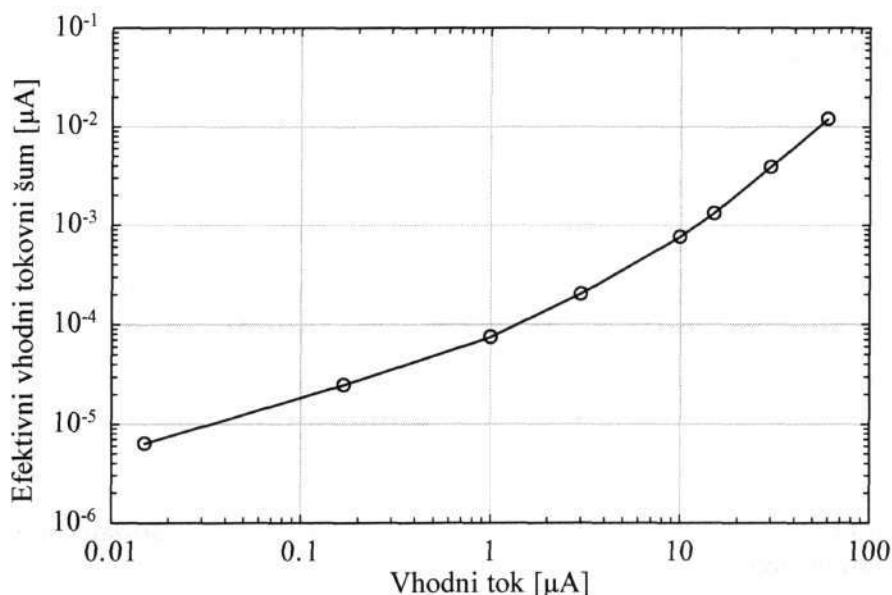
kjer je τ_{avg} srednja vrednost periode, τ_n dolžina periode v ciklu n in N celotno število meritev period.

Na ta način definiran jitter je direktno povezan s faznim šumom, ki predstavlja šum jitter v frekvenčnem prostoru. Če ima fazni šum Lorenz-ovo porazdelitev $\mathcal{L}(f)$, se jitter izračuna na podlagi Parseval-ovega teorema, kjer integriramo frekvenčne komponente po celotnem frekvenčnem območju

$$\sigma_c^2 = \int_0^{\infty} \mathcal{L}(f) df. \quad (3.23)$$

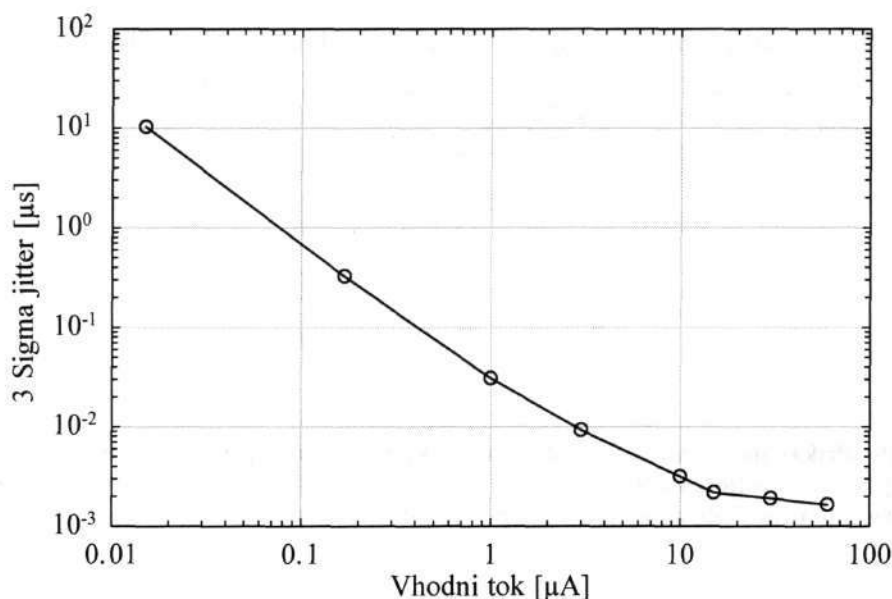
Z integracijo frekvenčnih komponent tokovnega šuma dobimo ekvivalentni tokovni šum, ki predstavlja ekvivalentno enosmerno komponento celotnim šumnim komponentam.

Iz slike 3.16 je razvidno, da ekvivalentni šumni tok raste z večanjem vhodnega toka. Vprašamo se zakaj? Odgovor tiči v prenosni funkciji oz. v relaciji med vhodnimi in izhodnimi veličinami pretvornika.



Slika 3.16: Porazdelitev efektivnega vhodnega tokovnega šuma v odvisnosti od vhodnega toka. Z naraščanjem vhodnega toka raste tudi efektivni šumni tok.

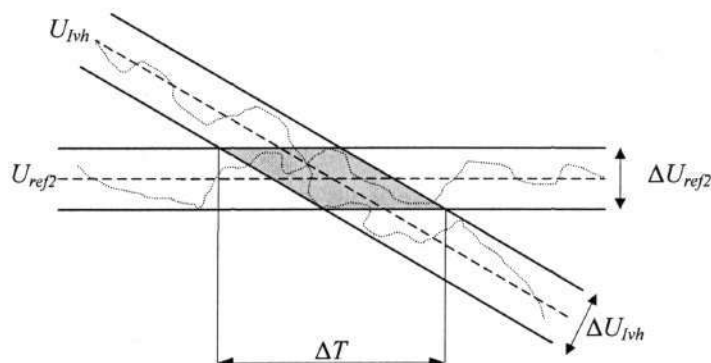
Pravilno razlago o nihanju in nestabilnosti izhodnega signala dobimo, če izrišemo odvisnost 3σ jitter-ja od vhodnega toka (slika 3.17). Razvidno je upadanje 3σ jitter-ja z naraščanjem vhodnega toka, kar se da tudi fizikalno razložiti.



Slika 3.17: Odvisnost 3-sigma jitter-ja od vhodnega toka merjenega le v nekaterih točkah.

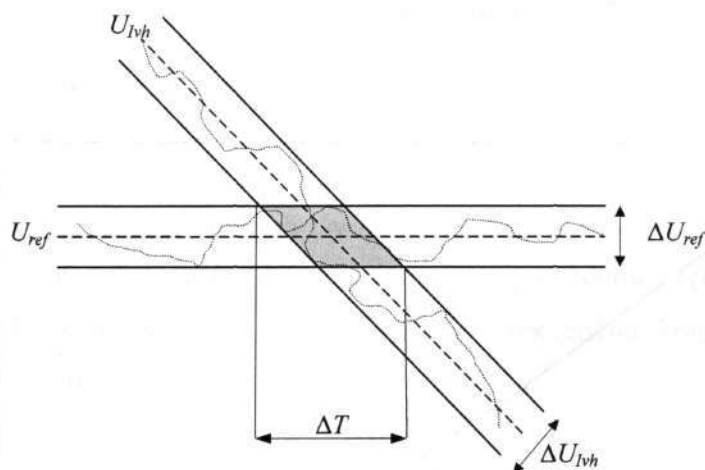
Dogajanje v pretvorniku bomo razložili s slikama 3.18 in 3.19. Referenčna napetost (črtkana krivulja) zaradi različnih motenj, ki izvirajo iz okolice ali samega pretvornika, rahlo

niha za ΔU_{ref2} okoli referenčne napetosti U_{ref2} . Enako se dogaja z napetostjo na kondenzatorju, ki prav tako niha za ΔU_{Ivh} .



Slika 3.18: Primerjava med referenčno napetostjo in napetostjo na kondenzatorju se izvaja na vhodni strani pretvornika pri vhodnem toku I_1 ($I_1 < I_2$).

Vidimo, da je področje preklopa pretvornika dokaj široko. Predvsem je odvisno od variance referenčne napetosti, napetosti na kondenzatorju in vhodnega toka, ki določa negativni naklon U_{Ivh} . Pri enaki vrednosti varianc in ob večjem vhodnem toku ($I_2 > I_1$), je področje preklopa manjše in s tem krajši čas integracije ΔT (primerjava slik 3.18 in 3.19).



Slika 3.19: Prikaz dogajanja na vhodni strani, kjer se izvaja primerjava med referenčno napetostjo in napetostjo na kondenzatorju, pri vhodnem toku I_2 ($I_1 < I_2$). Pri večjem vhodnem toku je senčeno presečišče manjše, zato je manjše nihanje izhodnega časa.

Zato imamo pri večjem vhodnem toku manjši 3-sigma jitter, kar je razvidno iz slike 3.19. Ker pa prenosna funkcija povezuje vhodni tok in inverzno vrednost pozitivne periode ($1/T_+$), se razumljivo ekvivalentni vhodni tokovni šum povečuje z naraščanjem vhodnega toka.

Do vhodnega toka $20 \mu\text{A}$ je 3-sigma jitter močno odvisen od vhodnega toka, ker krivulja na sliki 3.19 strmo upada. Za vrednosti nad $20 \mu\text{A}$, pa se krivulja zravnja, kar vodi do zaključka, da je pri teh vhodnih tokovih, jitter predvsem odvisen od varianc referenčne napetosti in napetosti na kondenzatorju ter manj od amplitude vhodnega toka.

Iz izmerjenih izhodnih časov T_+ smo izrisali histogram, ki smo ga normirali na njihovo srednjo vrednost (slika 3.20). Vidimo, da zadetki izkazujejo normalno porazdelitev okoli njihove srednje vrednosti. Odstopanja oz. povečano število zadetkov pri določeni vrednosti časov je posledica delitve časovnih intervalov. Večje število zadetkov v enem časovnem intervalu je kompenzirano z manjšim številom zadetkov v sosednjem intervalu. Če v histogram vrišemo Gaussovo krivuljo oblike

$$y = y_0 + a \cdot e^{\left(-0.5 \left(\frac{x-x_0}{b}\right)^2\right)}. \quad (3.24)$$

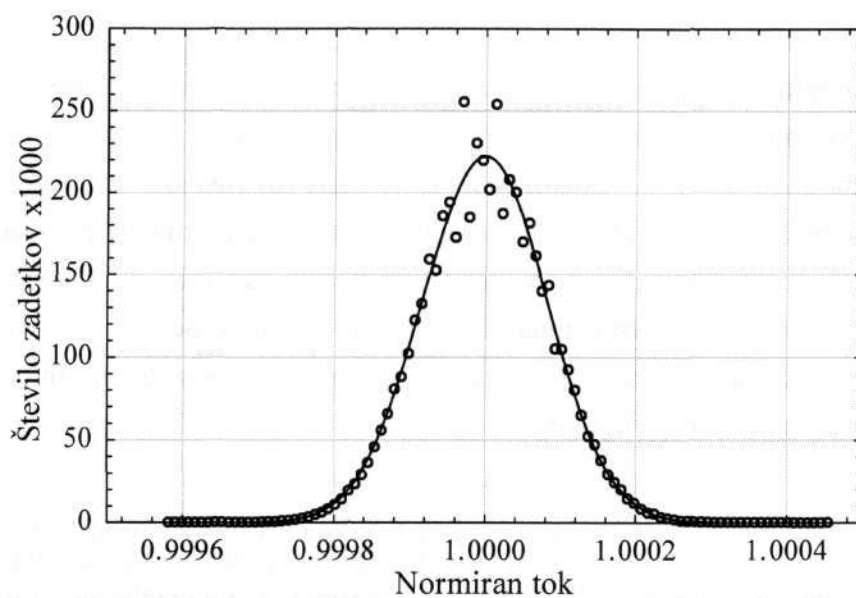
Opazimo dobro ujemanje pomerjenih zadetkov z normalno porazdelitvijo. Enačba (3.25) opisuje krivuljo Gauss-ove porazdelitve za izmerjeni histogram

$$y = 0.3 + 222354.7919 \cdot e^{\left(-0.5 \left(\frac{x-1}{0.000082}\right)^2\right)}, \quad (3.25)$$

oziroma, če zapišemo porazdelitveno funkcijo histograma, dobimo sledečo enačbo

$$P(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}, \quad (3.26)$$

kjer je μ srednja vrednost in σ standardna deviacija, ki je v bistvu jitter. Vrednost standardne deviacije znaša $\sigma = 0.000082$.



Slika 3.20: Pri vhodnem toku $15\ \mu\text{A}$ je histogram porazdelitev normiranih izhodnih časov normiran na njihovo srednjo vrednost. Zadetki izkazujejo Gauss-ovo porazdelitev.

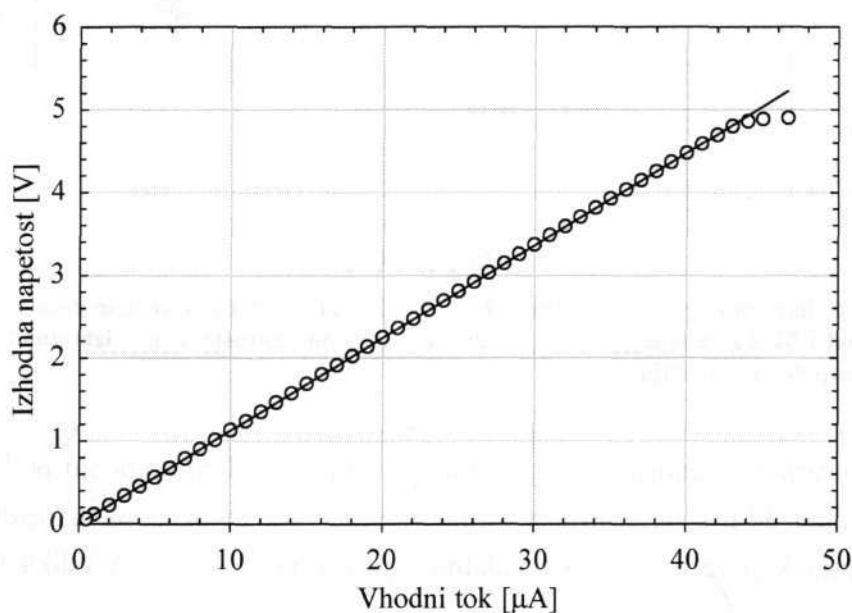
3.2.2 I - U pretvornik

3.2.2.1 Prenosna karakteristika I - U pretvornika

Prenosna karakteristika I - U pretvornika (transimpedančni ojačevalnik) določa razmerje med vhodnim tokom I_{vh} in izhodno napetostjo U_{izh}

$$Z = \frac{U_{izh}}{I_{vh}}. \quad (3.27)$$

Pomerjena je bila v območju med $0.5 \mu\text{A}$ in $46.6 \mu\text{A}$. Pri čemer je minimalen detektiran signal pretvornika $0.5 \mu\text{A}$, pod to vrednostjo pa prevladuje šum. Maksimalna vrednost vhodnega signala pretvornika znaša $46.6 \mu\text{A}$ in je pogojena z napetostjo nasičenja, ki ustreza napajalni napetosti pretvornika. Napajalna napetost pretvornika je bila $U_{nap} = 5 \text{ V}$.



Slika 3.21: Prenosna karakteristika I - U pretvornika je bila pomerjena v območju med $0.5 \mu\text{A}$ in $46.6 \mu\text{A}$, ki sta minimalna in maksimalna vrednosti vhodnega toka.

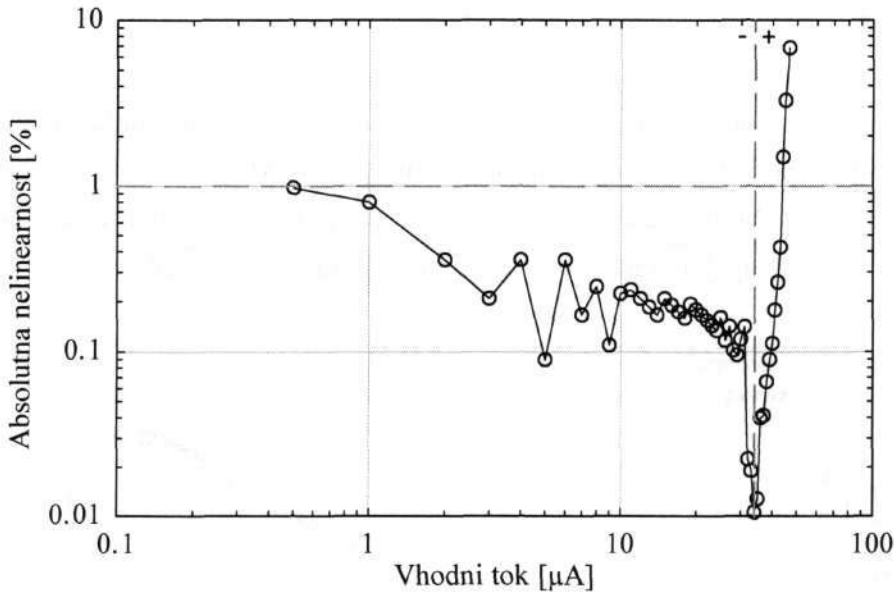
Izmerjene točke prenosne karakteristike smo predstavili s premico, ki se najbolj prilega njenemu izmerjenemu poteku. Lineariziran potek prenosne funkcije je bil določen s programom Sigma Plot, ki je na podlagi podanih izmerjenih točk, določil optimalno regresijsko premico, ki se najbolj prilega danim točkam. Njen potek je podan z enačbo

$$U_{izh} [\text{V}] = 1,07 \cdot 10^5 \left[\frac{\text{V}}{\text{A}} \right] \cdot I_{vh} [\text{A}] + 0.004 [\text{V}]. \quad (3.28)$$

Razlika med linearizirano in izmerjeno prenosno karakteristiko predstavlja nelinearnost prenosne karakteristike, ki smo jo ovrednotili kot absolutno razliko med izmerjeno in

linearizirano karakteristiko, glede na pripadajočo izmerjeno karakteristiko. Nelinearnost prenosne karakteristike določa enačba

$$\eta[\%] = \text{abs} \left[\frac{U_{izm} - U_{lin}}{U_{lin}} \right] \cdot 100\% . \quad (3.29)$$



Slika 3.22: Nelinearnost prenosne karakteristike I - U pretvornika je v večjem delu vhodnega območja pod 1 %. Le za toke nad 34 μA nelinearnost strmo naraste, ker se izhodna napetost približuje napetosti nasičenja.

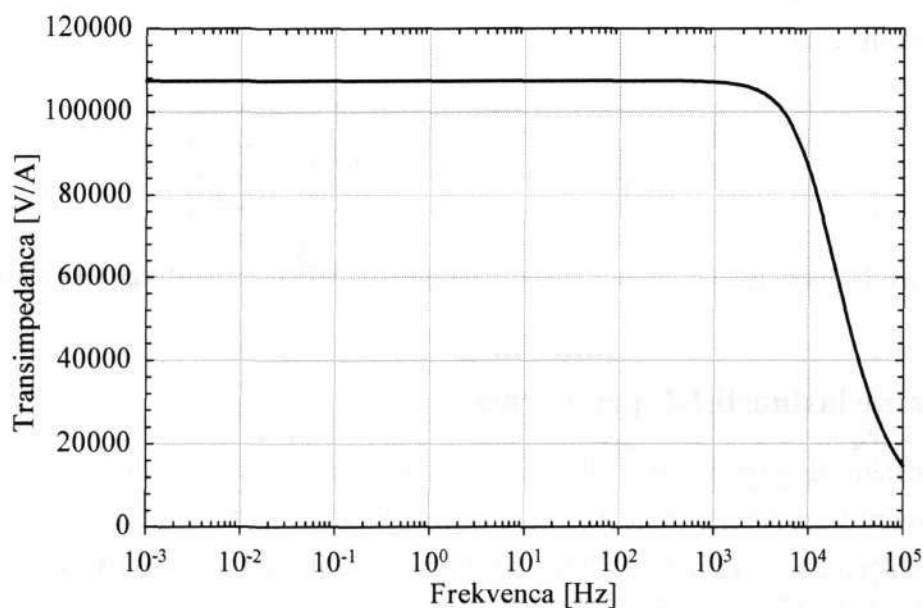
Izračunana nelinearnost prenosne karakteristike je skoraj v celotnem območju pod 1 %. Le pri vhodnem toku nad 34 μA nelinearnost strmo naraste, ker se izhodna napetost približuje napetosti nasičenja, ki je za 0.1 V pod napajalno napetostjo oziroma 4.9 V (slika 3.22).

3.2.2.2 Dinamične lastnosti I - U pretvornika

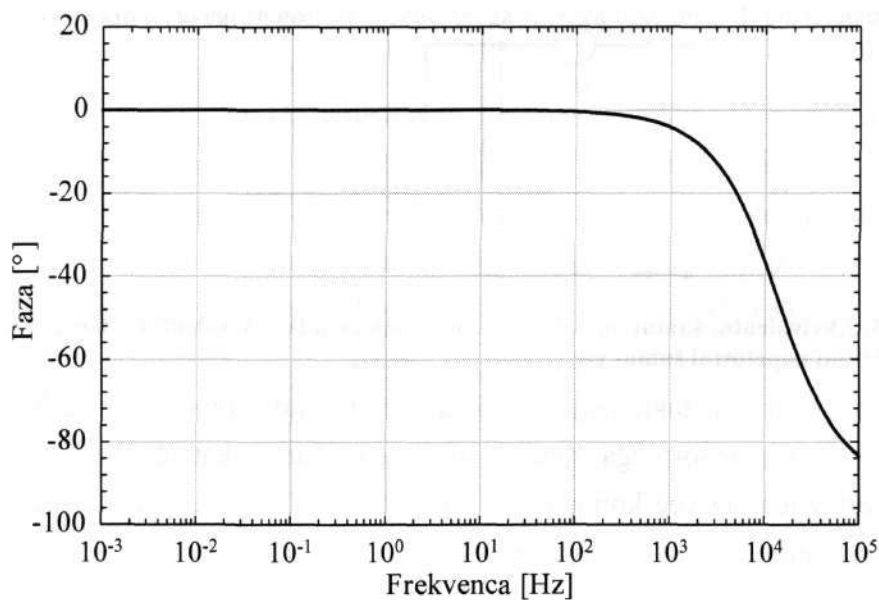
Amplitudni in fazni potek frekvenčne karakteristike I - U pretvornika, smo pomerili, z analizatorjem vezij SR780, v frekvenčnem območju med 10^{-3} Hz in 10^5 Hz. Pretvornik smo vzbujali z sinusnim signalom amplitude $I_{vh} = 5 \mu\text{A}$ in dobili sledeče poteke amplitudne in fazne frekvenčne karakteristike (3.23 in 3.24). Iz njihovih potočkov se razbere, da ima pretvornik, v izmerjenem frekvenčnem področju, samo en pol, ker fazni potek frekvenčne karakteristike konvergira k -90° [17]. Frekvenca pola je bila interno nastavljena z RC členom na 16 kHz. Izmerjena vrednost znaša 13.5 kHz, kar je za 1.5 kHz nižje od predvidene. Nad frekvenco pola amplituda linearno upada z naklonom 20 dB/dekado, kar je značilno za

frekvenčne karakteristike z enim polom. Amplitudni del frekvenčne karakteristike zapišemo z enačbo 3.30

$$H(f) = \frac{1.07 \cdot 10^5}{1 + j \frac{f}{13.5 \text{ kHz}}} \quad (3.30)$$



Slika 3.23: Amplitudni potek frekvenčne karakteristike



Slika 3.24: Fazni potek frekvenčne karakteristike

Določili smo tudi harmonsko popačenje THD („Total harmonic distortion“) izhodnega signala pri različnih vrednostih vhodnega sinusnega toka. Harmonsko popačenje se določi z enačbo 3.31

$$THD[\%] = \frac{\sqrt{H_2^2 + H_3^2 + \dots + H_N^2}}{\sqrt{H_1^2 + H_2^2 + H_3^2 + \dots + H_N^2}} \cdot 100\%, \quad (3.31)$$

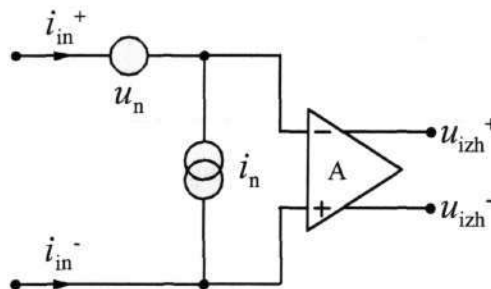
kjer je H_1 osnovna harmonska in H_i $i=2,3,\dots$ višji harmoniki izhodnega signala. Rezultati meritev so podani v tabeli 3.2.

Tok [μ A] @ 1 kHz	THD [%]
4.00	0.0045
30	0.0081
46.66	0.0107

Tabela 3.2: Harmonsko popačenje je bilo pomerjeno pri frekvenci vhodnega toka 1 kHz.

3.2.2.3 Šumne lastnosti I - U pretvornika

Za linearne sisteme definiramo ekvivalentni šumni model na vhodni strani pretvornika. Ker je tudi I - U pretvornik linearen sistem smo zanj definirali ekvivalentni šumni model v obliki, ki jo prikazuje slika 3.25. Ekvivalentni šumni model pretvornika sestavljata ekvivalentni tokovni šumni vir i_n in ekvivalentni napetostni šumni vir u_n .



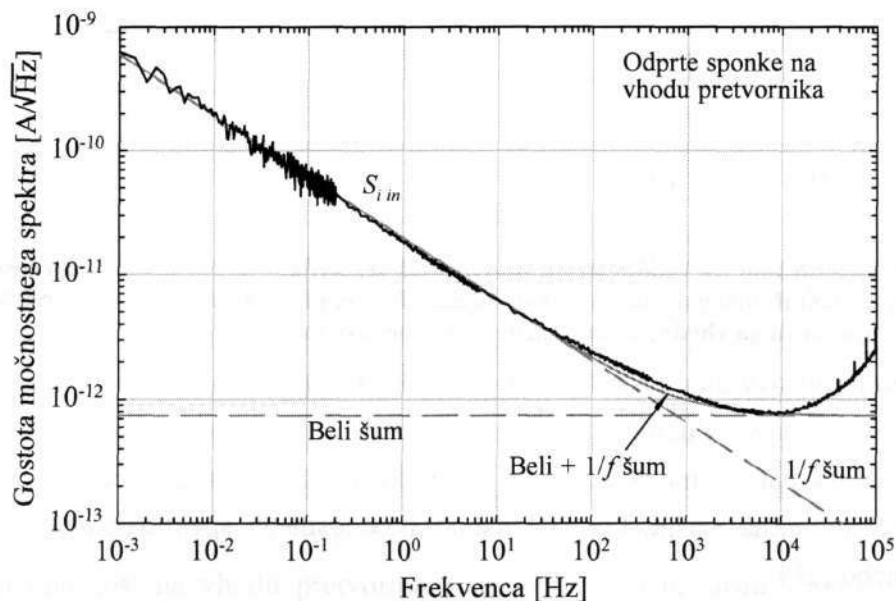
Slika 3.25: Ekvivalentni šumni model pretvornika sestavljata ekvivalentni tokovni šumni vir in ekvivalentni napetostni šumni vir.

Parametre ekvivalentnega tokovnega šumnega vira smo določili pri odprtih sponkah pretvornika. Gostota močnostnega spektra tokovnega šuma, katere potek je prikazan na sliki 3.26, je sestavljena iz več komponent. Šuma oblike $1/f$, ki je izrazitejši pri frekvencah pod 5 kHz, s konstanto $\gamma = 0.98742$ in belega šuma.

Zaradi majhnega odstopanja konstante γ od vrednosti 1 lahko govorimo o $1/f$ obliki gostote močnostnega spektra tokovnega šuma. Njegov potek zapišemo z enačbo 3.32

$$S_{in} = \frac{A_f}{f^\gamma} = \frac{3.901731 \cdot 10^{-22}}{f^{0.98742}} [A^2/Hz]. \quad (3.32)$$

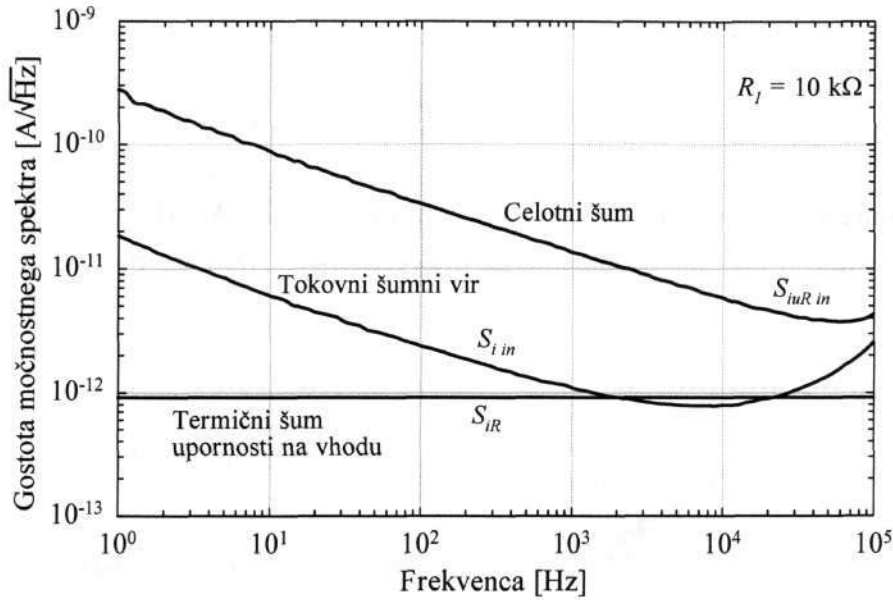
Druga komponenta je beli šum s konstantno vrednost $0.74 \cdot 10^{-12} A/\sqrt{Hz}$. Tako zapisani sešteti komponenti se dobro ujemata s potekom do frekvence 10^4 Hz, nato pa pride do odstopanja (slika 3.26).



Slika 3.26: Pri nizkih frekvencah gostota močnostnega spektra tokovnega šuma izkazuje $1/f$ obliko.

Za popolno določitev našega ekvivalentnega šumnega modela, je potrebno poznati tudi ekvivalentni napetostni šumni vir. Določili smo ga tako, da smo na izhodu pretvornika, ob priključitvi upora $R = 10 \text{ k}\Omega$ na vhodu, izmerili gostoto močnostnega spektra napetostnega šuma $S_{u out}$ ter jo, s pomočjo frekvenčne karakteristike $|H(\omega)|^2$, preračunali v gostoto močnostnega spektra ekvivalentnega tokovnega šuma $S_{iuR in}$ na vhodno stran pretvornika

$$S_{iuR in} = \frac{S_{u out}}{|H(\omega)|^2}. \quad (3.33)$$

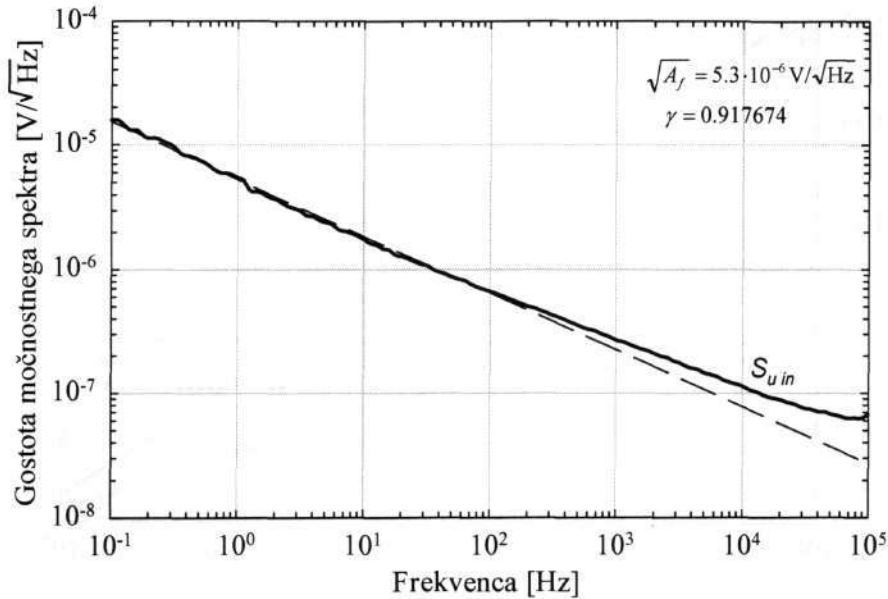


Slika 3.27: Celotni šum na vhodni strani pretvornika sestavljajo termični šum upornosti na vhodu, ekvivalentni tokovni šum in ekvivalentni tok napetostnega šumnega vira, ki je odvisen od upornosti na vhodu, sama napetost pa je neodvisna od upornosti.

Na vhodni strani pretvornika je celotni šum (slika 3.27) sestavljen iz termičnega šuma upornosti $R_I = 10 \text{ k}\Omega$ na vhodu, ekvivalentnega napetostnega šumnega vira in ekvivalentnega toka ekvivalentnega napetostnega šumnega vira, ki je razlika med celotnim šumom in ostalima dvema šumnima prispevkoma. Gostoto močnostnega spektra napetostnega šuma določimo z enačbo 3.34

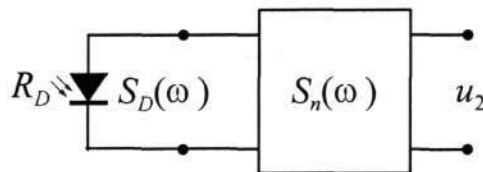
$$S_{u \text{ in}} = (S_{iu \text{ in}} - S_{i \text{ in}} - S_{iR}) \cdot (2 \cdot R_I)^2. \quad (3.34)$$

Kjer sta konstanti komponente $1/f$ šuma $\sqrt{A_f} = 5.3 \cdot 10^{-6} \text{ V}/\sqrt{\text{Hz}}$ in $\gamma = 0.917674$.

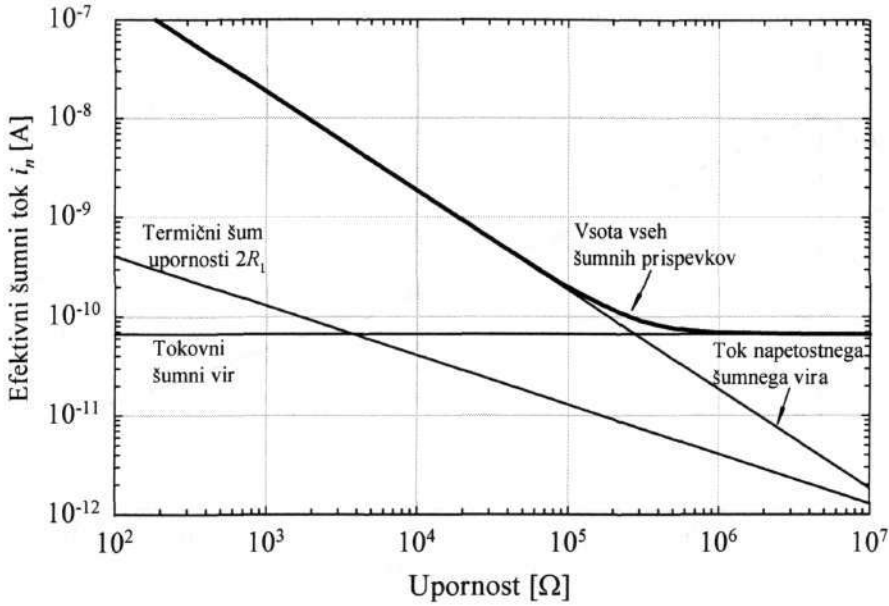


Slika 3.28: Gostota močnostnega spektra napetostnega šuma, ki je bila pomerjena z uporoma na vходу pretvornika, prav tako izkazuje pričakovano $1/f$ obliko šuma.

Bralna elektronika oz. v tem primeru I - U pretvornik bo del večjega sistema za zaznavanje UV svetlobe, kjer bo UV detektor (dioda *pin*) priključen na vohod I - U pretvornika. Predvidevamo, da bo koristna informacija o UV svetlobi dovolj dobro zapisana s frekvenčnimi komponentami do 1 kHz. Zato je potrebno poznati doprinos šuma bralne elektronike v tem frekvenčnem področju. Ker se z osvetlitvijo detektorja spreminja njegova upornost, ki hkrati predstavlja upornost na vohodu pretvornika, smo pri pasovni širini 1000 Hz določili vpliv različnih upornosti na celotni efektivni šumni tok pretvornika.



Slika 3.29: Na vohod pretvornika bo priključen UV senzor.



Slika 3.30: Efektivni šumni tok pretvornika v frekvenčnem pasu do 1 kHz ($B_w = 1$ kHz) za različne upornosti na vходу.

Celotni efektivni šumni tok, ki je vsota posameznih efektivnih šumnih komponent, določa naslednja enačba

$$I_{ef} = I_{ef_ter} + I_{ef_nap} + I_{ef_tok}, \quad (3.35)$$

kjer je I_{ef_ter} efektivni termični šum, I_{ef_nap} efektivni napetostni šum in I_{ef_tok} efektivni tokovni šum. Njihove vrednosti se določijo po enačbah (3.36), (3.37) in (3.38), kjer je tokovni prispevek neodvisen, napetostni in termični prispevek, pa odvisen od upornosti R na vходу pretvornika.

$$I_{ef_tok} = 6.66 \cdot 10^{-11} \text{ A} \quad (3.36)$$

$$I_{ef_nap} = \frac{1.85 \cdot 10^{-5} \text{ V}}{R} \quad (3.37)$$

$$I_{ef_ter} = \frac{4.07 \cdot 10^{-9} \sqrt{\text{VA}}}{\sqrt{R}} \quad (3.38)$$

Iz slike 3.30 lahko razberemo, da je za upornosti pod $3 \cdot 10^5 \Omega$ prevladujoči efektivni napetostni šum, nad to mejo, pa ekvivalentni tokovni šum. S stališča detektorskih sistemov je zaželeno, da je v čim večjem razponu vhodnih upornosti prevladujoči efektivni termični šum, kar pa se v našem primeru ne zgodi. Na I - U pretvornik bo priključena dioda *pin*, katere diferencialna upornost je odvisna od delovne točke. Ker I - U pretvornik na svojem vходу vzdržuje virtualen kratek stik, bo dioda *pin* delovala pri ničelni napetosti. V tem primeru se

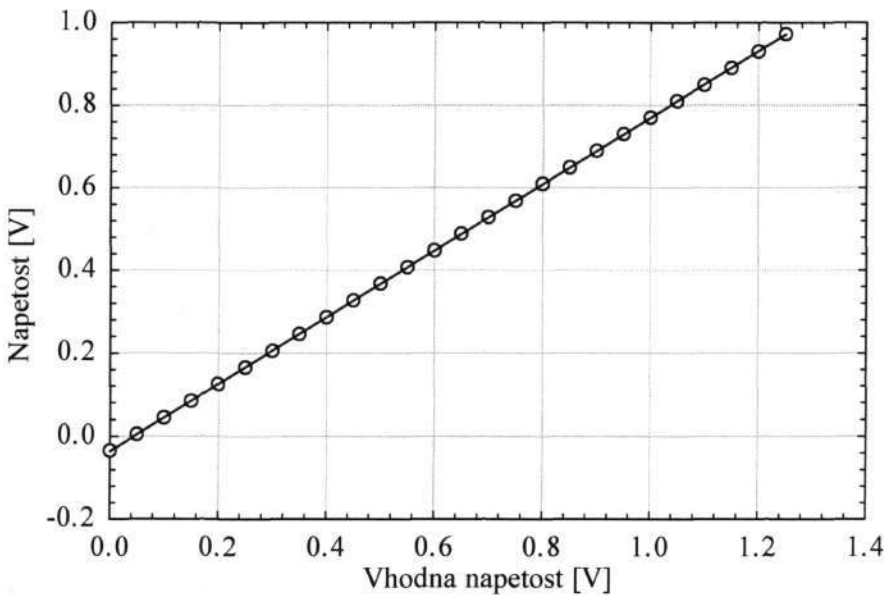
diferencialna upornost določi po enačbi $r_D = U_T / I_S$, kjer je U_T termična napetost (25 mV) in I_S tok nasičenja (Tipično 10 nA). Tipične vrednosti diferencialne upornosti so v rangu nekaj MΩ. V tem območju upornosti je prevladujoči ekvivalentni tokovni šum s konstantno vrednostjo $I_{ef_tok} = 6.66 \cdot 10^{-11}$ A.

3.2.3 A-D pretvornik

3.2.3.1 Prenosna karakteristika A-D pretvornika

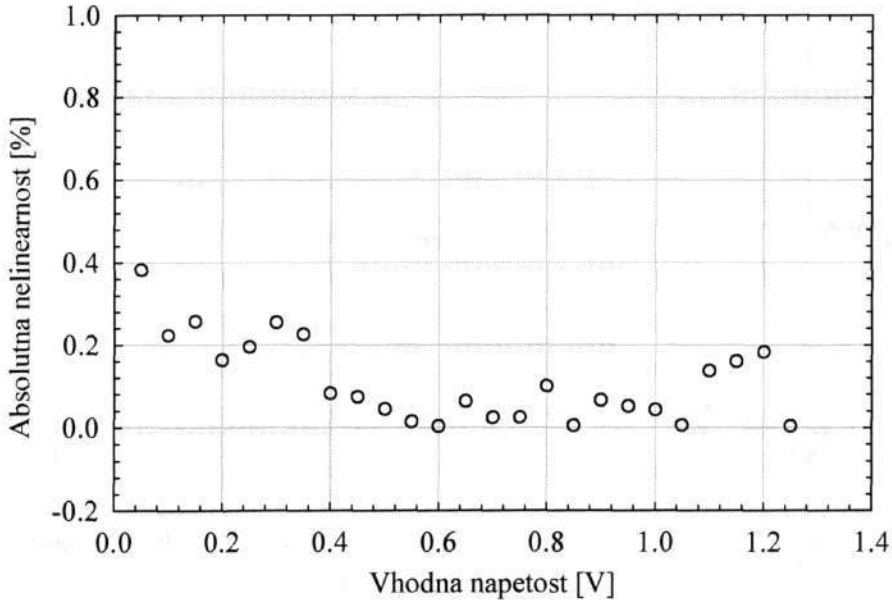
V opisu delovanja A-D pretvornika je bilo omenjeno, da lahko pretvarjamo vhodno napetost ali tok v izhodni digitalni signal. Napetostna prenosna karakteristika A-D pretvornika je bila izmerjena v območju med 0 V in 1.1 V. Njen lineariziran potek je določen z naslednjo enačbo

$$U[V] = 0.8056 \cdot U_{vh} - 0.03602[V]. \quad (3.39)$$



Slika 3.31: Napetostna prenosna karakteristika je bila izmerjena v območju, ki ga določata referenčni napetosti.

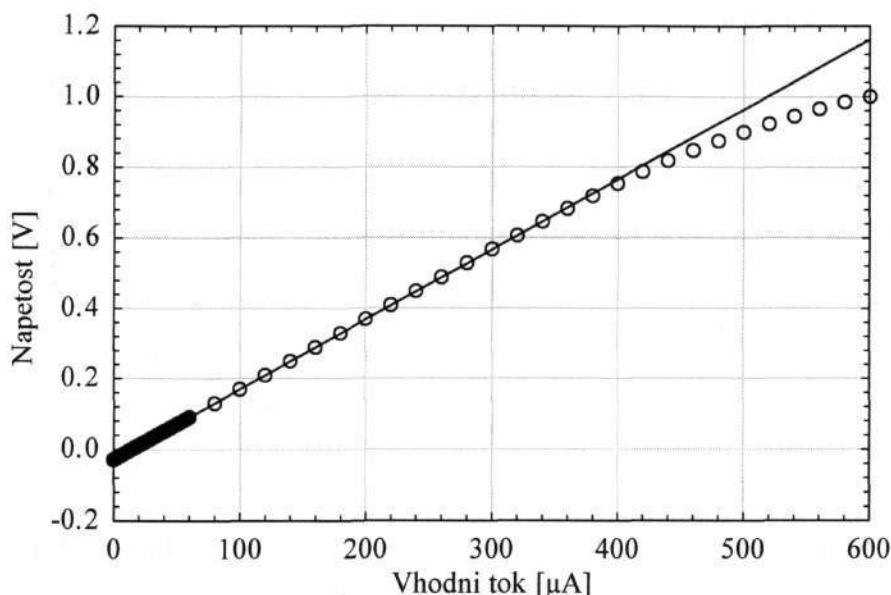
Zgornja meja vhodnega napetostnega območja je določena z vsoto pozitivne in negativne referenčne napetosti. Ob absolutnih vrednostih obeh referenčnih napetosti 0.63 V, znaša vhodno napetostno območje pretvornika 1.26 V.



Slika 3.32: Nelinearnost pretvornika je v celotnem vhodnem območju pod 1 %.

Nelinearnost karakteristike je bila določena po istem principu kot že pri prej obravnavanih pretvornikih in je v celotnem izmerjenem področju pod 1 % (slika 3.32).

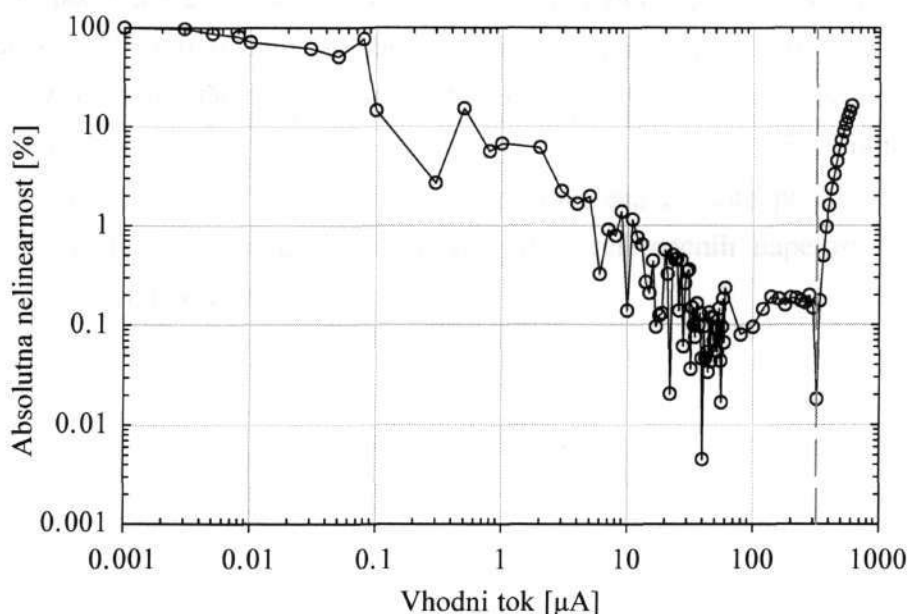
Veliko bolj zanimiva za primerjavo z ostalimi pretvorniki je prenosna karakteristika pri tokovnem vzbujanju. Vhodno območje pretvornika je določeno z internima uporoma in referenčnima napetostima. Upornost interno vgrajenih uporov znaša 2 k Ω , kar pri referenčni napetosti 1.26 V, določa maksimalno vrednost vhodnega toka 630 μ A. Tokovna prenosna karakteristika pretvornika, ki je bila pomerjena v tokovnem območju med 1 nA in 600 μ A, je prikazana na sliki 3.33.



Slika 3.33: Prenosna karakteristika A-D pretvornika, ki je bila pomerjena v tokovnem območju med 1 nA in 600 μA , izkazuje veliko ukrivljenost pri vhodnih tokovih nad 350 μA . Ukrivljenost je posledica preobremenitve vgrajenih stikal.

Lineariziran potek prenosne funkcije zapišemo z enačbo

$$U[\text{V}] = 1.9892 \left[\frac{\text{V}}{\mu\text{A}} \right] \cdot I_{\text{IN}}[\mu\text{A}] - 0.0299[\text{V}] \quad (3.40)$$



Slika 3.34 : Nelinearnost prenosne karakteristike A-D pretvornika v območju med 1 nA in 600 μA .

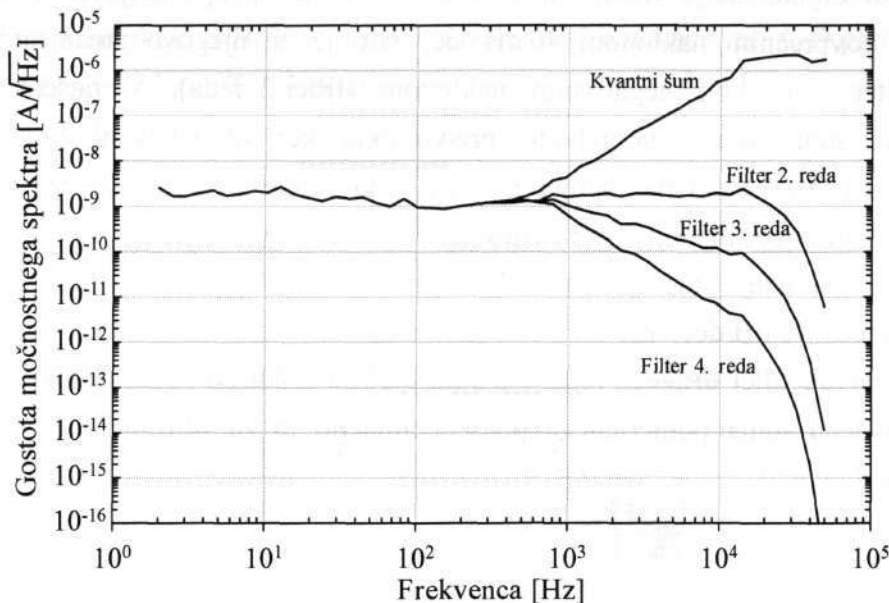
Že bežen pogled na sliko nam razkrije veliko ukrivljenost prenosne funkcije pri vhodnih tokovih nad 350 μA . Še lepše je ukrivljenost vidna iz grafa nelinearnosti (slika 3.34), ki je bila določena po enakem principu kot pri ostalih pretvornikih, le z eno razliko, da so bile pri

linearizaciji upoštevane točke do $350 \mu\text{A}$. V območju od $3 \mu\text{A}$ do $350 \mu\text{A}$ je nelinearnost pod 1 %, zunaj tega intervala pa strmo narašča. Pri vrednostih nad $350 \mu\text{A}$ proti $600 \mu\text{A}$ pa strmo narašča proti 20 %. Pri vhodnih tokovih pod $3 \mu\text{A}$ nelinearnost prav tako narašča in tudi prekorači mejo 100 %.

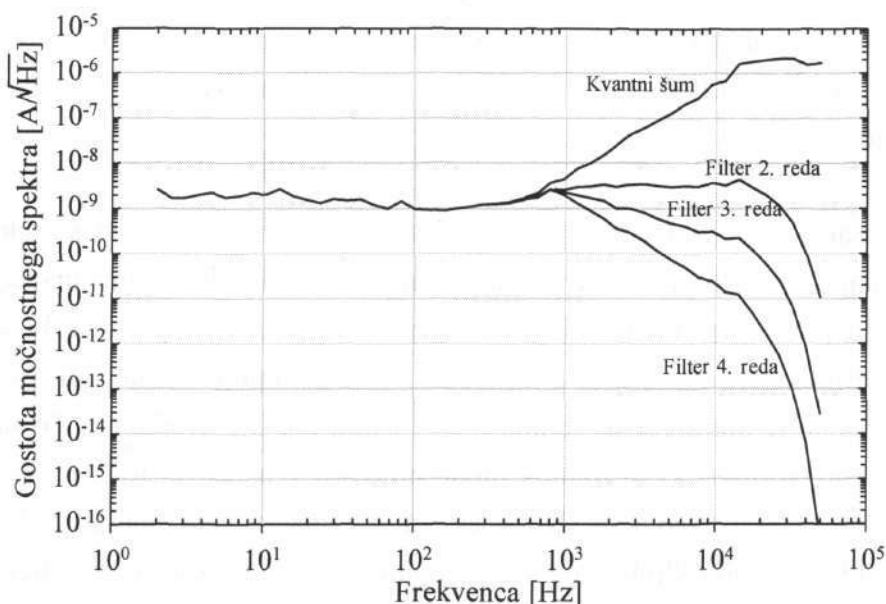
Poraja se vprašanje, zakaj izkazuje pri pretvorbi toka A-D pretvornik večjo nelinearnost kot pri pretvorbi napetosti? Pri pretvorbi vhodnega toka smo vključili dodatna upora, na katerima se meri padec napetosti, in stikala. Vlogo stikal opravljajo tranzistorji MOS, ki se pri tokovih nad $350 \mu\text{A}$, približujejo nasičenju. Z uporabo notranjih uporov smo tudi porušili ničelno vhodno napetost, ki je potrebna, če želimo meriti temni tok UV detektorja. To slabost rešimo z uporabo I - U pretvornika, ki bi fototok diode pretvoril v napetost, le-ta pa bi predstavljala vhodno veličino A-D pretvornika. Nelinearnost sistema bi bila enaka vsoti posameznih nelinearnosti, ki pa bi bila kljub temu veliko manjša, od nelinearnosti pri direktni pretvorbi toka UV detektorja z A-D pretvornikom.

3.2.3.2 Šumne lastnosti A-D pretvornika

Gostota močnostnega spektra tokovnega šuma, ki je bila izmerjena v frekvenčnem področju med 2 Hz in 50 kHz, je za različne decimatorje prikazana na slikah 3.35 in 3.36.



Slika 3.35: Gostota močnostnega spektra tokovnega šuma je bila izmerjena pred decimatorjem in za decimatorjem. Za decimator je bil uporabljen nizkopasovni filter različnih redov s polom pri 600 Hz.



Slika 3.36: Gostota močnostnega spektra tokovnega šuma je bila izmerjena pred in za decimatorjem. Za decimator je bil uporabljen nizkopasovni filter s polom pri 800 Hz različnih redov 2, 3 in 4.

Gostota močnostnega spektra tokovnega šuma je sestavljena iz dveh prispevkov: belega in kvantizacijskega šuma. Komponenta belega šuma se giblje v področju med $10^{-9} \text{ A}/\sqrt{\text{Hz}}$ in $5 \cdot 10^{-9} \text{ A}/\sqrt{\text{Hz}}$. Kvantizacijski šum, ki je razlika med analognim in digitalnim signalom, nastane zaradi digitalizacije vhodnega analognega signala [17]. Njegova vrednost raste s frekvenco s povprečnim naklonom 40 dB/dec, zato je za njegovo zmanjšanje, potrebno uporabiti filter z enakim negativnim naklonom (filter 2. reda). V našem primeru se kvantizacijski šum pojavi na izhodu pretvornika, ker obravnavani pretvornik nima decimatorja, katerega osnovna naloga je prav zmanjšanje kvantizacijskega šuma. Če je decimator realiziran v samem integriranim vezju, ni zaključevanja izhodnega signala na vhod, zato so posledično manjše motnje izhodnega signala. V našem primeru imamo kvantizacijski šum z naklonom 40 dB/dec, kar pomeni, da bi za izravnalo frekvenčnih komponent nad 600 Hz potrebovali filter drugega reda. Na sliki 3.35 je prikazan potek gostote močnostnega spektra tokovnega šuma pomerjenega pred decimacijo in za filtrom, katerega pol je pri 600 Hz in red 2, 3 ali 4.

3.2.4 Povzetek lastnosti pretvornikov bralne elektronike

Sedaj, ko smo podrobno opisali posamezne pretvornike, lahko povzamemo njihove najpomembnejše lastnosti. To so: vhodna območja, nelinearnost prenosne karakteristike, dinamične lastnosti in gostote močnostnega spektra tokovnega šuma. Začeli bomo s statičnimi značilnostmi in preko dinamičnih lastnosti zaključili s šumnimi lastnostmi.

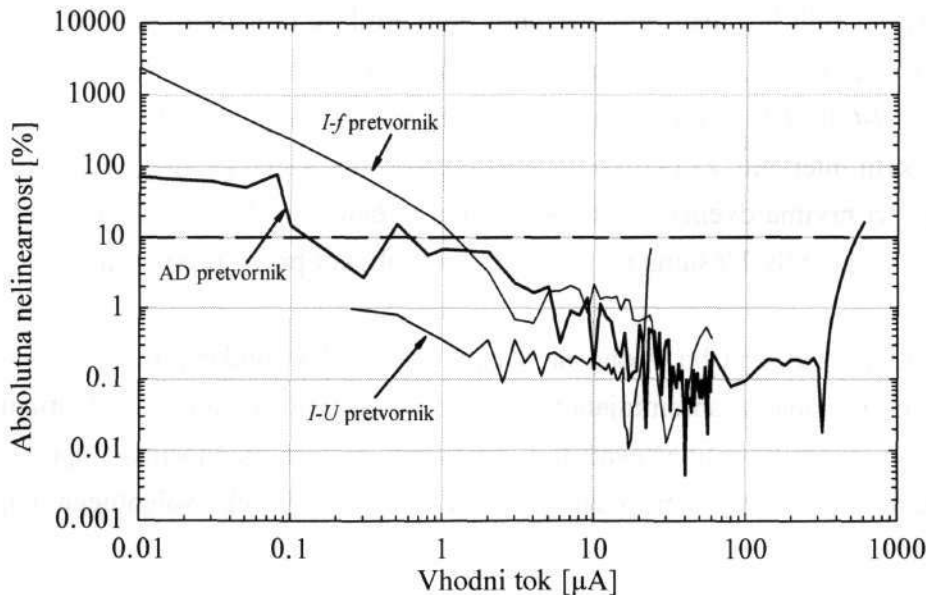
3.2.4.1 Statične lastnosti pretvornikov

V tabeli 3.3 smo za posamezen pretvornik združili pomembnejše statične lastnosti, med katerimi so vhodna območja in linearizirane prenosne karakteristike.

Pretvornik	Izmerjeno vhodno območje toka	Vhodno območje z nelinearnostjo		Lineariziran potek prenosne karakteristike
		< 1 %	< 10 %	
$I-f$	9.7 nA - 60 μ A	17.5 μ A - 60 μ A	1.5 μ A - 60 μ A	$f_{1/T_s} [\text{Hz}] = 2.0452 \cdot 10^9 \left[\frac{\text{Hz}}{\text{A}} \right] \cdot I [\text{A}] + 605.56 [\text{Hz}]$
$I-U$	0.5 μ A - 46.6 μ A	0.5 μ A - 43.5 μ A	0.5 μ A - 46.6 μ A	$U_{\text{sh}} [\text{V}] = 1.07 \cdot 10^5 \left[\frac{\text{V}}{\text{A}} \right] \cdot I_{\text{sh}} [\text{A}] + 0.004 [\text{V}]$
A-D	1 nA - 600 μ A	12 μ A - 380 μ A	6.5 μ A - 530 μ A	$U [\text{V}] = 1.9892 \left[\frac{\text{V}}{\mu\text{A}} \right] \cdot I_{\text{sh}} [\mu\text{A}] - 0.0299 [\text{V}]$

Tabela 3.3: Pregled vhodnega tokovnega območja za posamezne pretvornike bralne elektronike in njihove linearizirane prenosne karakteristike

Opazimo, da so vhodna tokovna območja pretvornikov razlikujejo po velikosti. Vhodno območje z nelinearnostjo pod 10 % je pri $I-f$ pretvorniku 1.6 deкаде, pri A-D pretvorniku 1.91 deкаде in pri $I-U$ pretvorniku 1.97 deкаде.



Slika 3.37: Na podlagi izmerjene prenosne karakteristike in njenega lineariziranega poteka je bila določena nelinearnost za posamezni pretvornik.

Poleg tega se pretvorniki razlikujejo tudi v nelinearnostih prenosnih karakteristik (Slika 3.37). Najmanjša je pri I - U pretvorniku, ki je skoraj v celotnem območja pod 1 %, razen tik pod vrhom izhodne napetosti, ko se izhodna napetost približa napetosti nasičenja. Takrat se nelinearnost približa meji 7 %. Pri ostalih dveh pretvornikih je nelinearnost mnogo večja predvsem pri nižjih vrednostih vhodnega toka. Pri A-D pretvorniku se pri toku 1 nA približa 80 %, na drugi strani prenosne karakteristike, nad 350 μ A, pa ukrivljenost preseže mejo 10 %.

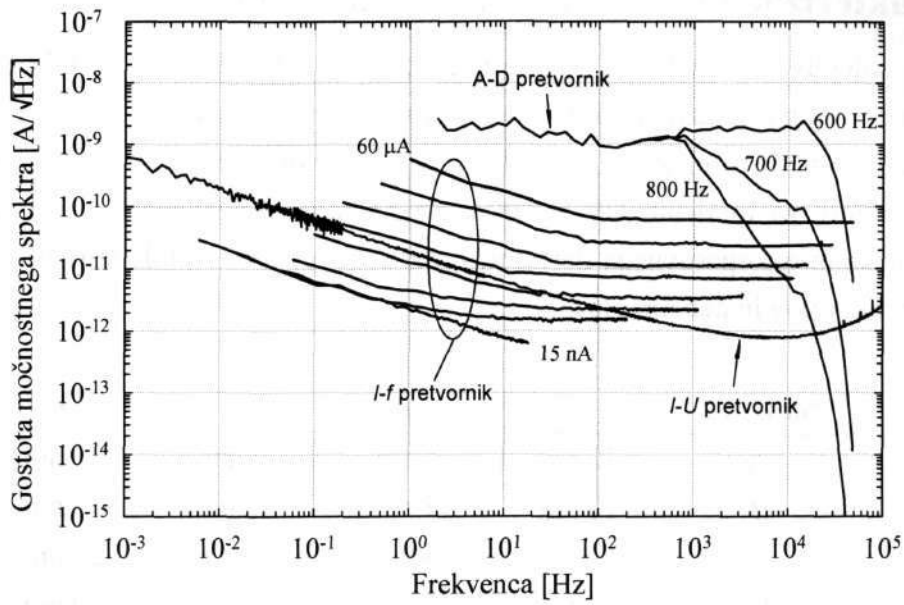
Za dinamične lastnosti lahko rečemo, da v celoti izpolnjujejo načrtovalske zahteve glede mejne frekvence, ki je bila, glede na lastnosti UV senzorja, predvidena pri $f_{načrtovalska} = 1$ kHz. Še več, I - U pretvornik ima mejno frekvenco pri 13.5 kHz in le za 1.5 kHz nižje od predvidene s strani načrtovalca. Pri I - f pretvorniku je otežena določitev dinamičnih lastnosti, ker je pretvornik nelinearen sistem. Zato smo s simulacijo njegovega delovanja določili relacije med veličinami, ki vplivajo na mejno frekvenco, in prišli do naslednjega zaključka, da je mejna frekvenca linearno odvisna od amplitude vhodnega toka in inverzno povezana z razliko med napajalno in referenčno napetostjo

$$f_{-3dB} \propto \frac{I_{amp}}{U_{nap} - U_{ref}}. \quad (3.41)$$

Pri I - f pretvorniku smo prišli do zaključka, da se dinamične lastnosti in zahteve po čim večji točnosti pretvorbe medsebojno izključujejo. Če želimo imeti pretvornik z daljšim časom integracije (večja točnost), bodo slabše dinamične lastnosti, kot pri pretvorniku, s krajšim časom integracije (enačba 3.41).

Za primerjavo šumnih lastnosti obravnavanih pretvornikov je najbolj zanimiv potek gostote močnostnega spektra tokovnega šuma na vhodni strani pretvornikov, ki je prikazan na sliki 3.38. Pri I - f in I - U pretvorniku je gostota močnostnega spektra tokovnega šuma v približno enakem intervalu, za razliko od A-D pretvornika, katerega spekter je za razred višji. Poleg tega je pri prvima dvema spekter sestavljen iz belega in $1/f$ šuma, s tem, da je pri I - U pretvorniku opazen vpliv $1/f$ šuma pri višjih frekvencah, kot pri I - f pretvorniku.

V končni različici senzorja bo vedno na vhodu bralne elektronike priključen UV detektor, katerega tok in upornost se spreminjata z njegovo osvetlitvijo. Zato je za ustvarjanje popolne slike o šumu pretvornikov, upoštevati tudi odvisnost gostote močnostnega spektra šuma od vhodnega toka (upornosti), ker tedaj zajamemo tudi vpliv ekvivalentnega napetostnega šumnega vira.



Slika 3.38: Gostota močnostnega spektra *I-f*, *I-U* in A-D pretvornika

3.3 Karakterizacija samostojnih UV detektorjev

Z namenom določitve optimalnega detektorja za določanje UV indeksa so bile izdelane štiri strukture detektorja *pin* z različnimi debelinami prednje plasti, kakor tudi samih plasti *p*, *i* in *n*. Na podlagi primerjave električnih, optičnih, dinamičnih in šumnih lastnosti smo izbrali najboljšo strukturo za merjenje UV indeksa. Za najboljšo se izkaže linearna kombinacija širokopasovnega in ozkopasovnega detektorja *pin*. Torej osnova so bile štiri strukture (A, B, C in D) različnih tipov in debelin plasti.

Struktura	Ag	<i>p</i>	<i>i</i>	<i>n</i>
A	10 nm	5 nm	30 nm	10 nm
B	10 nm	5 nm	30 nm	10 nm
C	10 nm	5 nm	10 nm	20 nm
D	10 nm	3 nm	10 nm	20 nm

Tabela 3.4: Debeline posameznih plasti diode *pin*

3.3.1 Električna analiza UV detektorja

Tokovno-napetostna $I(U)$ karakteristika detektorja, ki jo izmerimo v pogojih brez osvetlitve, je pomemben podatek, iz katerega lahko dobimo osnovne informacije o kvaliteti detektorja. Pri polprevodniških diodah, kakor tudi pri večini a-Si:H diodah *pin*, jo lahko, z dokaj dobrim približkom, analitično zapišemo z eksponentno funkcijo idealne diode

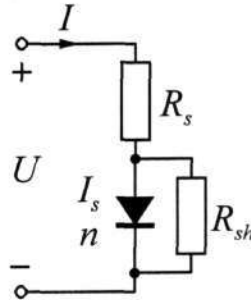
$$I = I_s \left(e^{\frac{U}{nU_T}} - 1 \right), \quad (3.42)$$

kjer je I_s tok nasičenja diode, n faktor kvalitete in U_T termična napetost

$$U_T = \frac{kT}{q}. \quad (3.43)$$

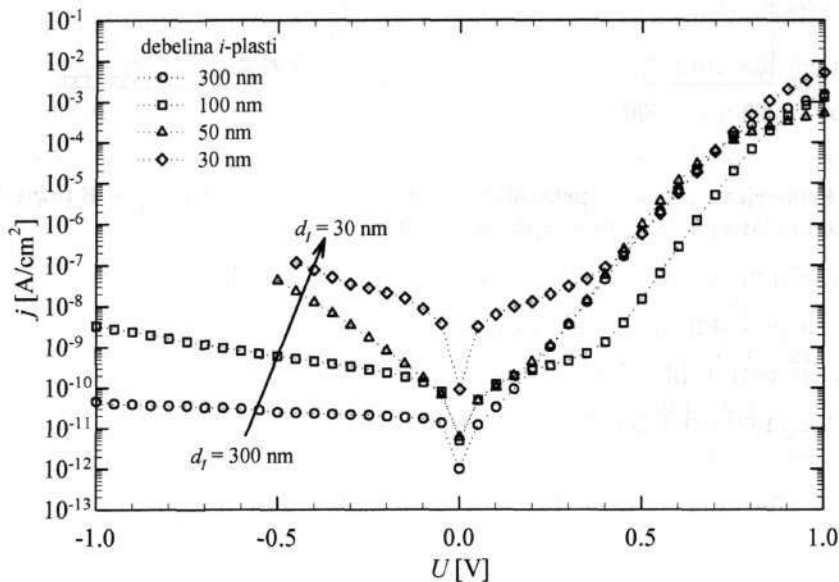
Iz zapisa karakteristike razberemo, da z večanjem prevodne napetosti tok eksponentno narašča, medtem ko se pri večanju napetosti v zaporni smeri približuje vrednosti $-I_s$ (tok nasičenja). Mnogokrat je potrebno upoštevati še dodatno serijsko (R_s) in paralelno "shunt" upornost (R_{sh}). Z R_s upoštevamo efekt, ko pri večjih prevodnih tokovih eksponentna karakteristika preide v linearno področje, zaradi ohmske upornosti dopiranih plasti in kontaktov. Pri nizkih tokovih in pri zaporni napetost pa pride do izraza odtekanje toka preko robov strukture in morebitnih lokalnih kratkih stikov v strukturi (zajede v plasteh), kar modeliramo z dodatno paralelno upornostjo R_{sh} (slika 3.39). Meritve $I(U)$ karakteristike brez osvetlitve razkrijejo velik vpliv „shunt“ upornosti R_{sh} (nizka upornost), ki je izrazitejši

predvsem pri tanjših plasteh i , in se pri debelini 10 nm približa vrednosti 100 %. Prav tako se z večanjem površine sprednjega kontakta povečuje delež slabih diod, za kar je možen vzrok v neenakomernosti porazdelitve vročih točk. Mikroskopski pogled v strukturo nam razkrije prisotnost ozkih izboklin (zajed), ki lahko povzročajo lokalne kratke stike. Njihov možen vzrok je nečistoča komore ali osnovnega materiala za naprševanje.



Slika 3.39 Enostaven DC model a-Si:H strukture *pin*

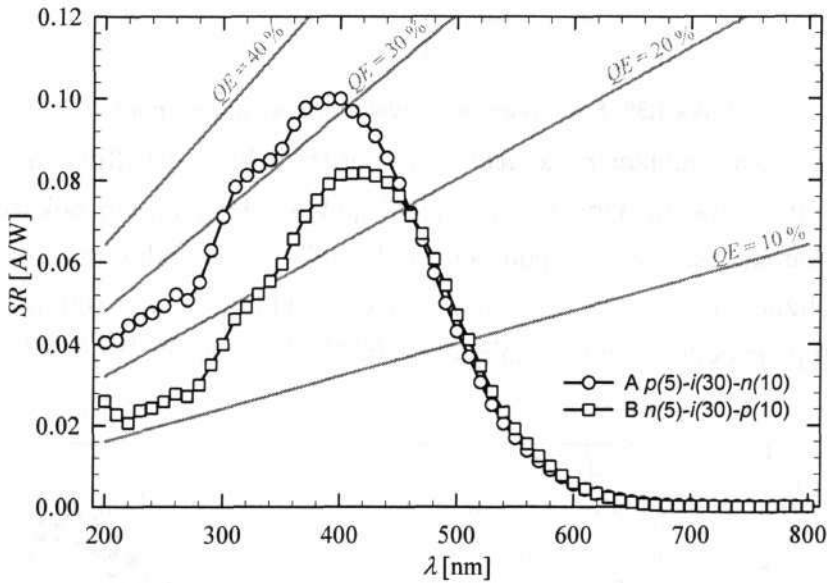
Na sliki 3.40 so prikazane izmerjene $I(U)$ karakteristike brez osvetlitve nekaterih a-Si:H struktur *nip*, ki nimajo močno izraženega "shunt" efekta. Meritve nam pokažejo precejšnjo razliko v obliki karakteristik v vseh področjih delovanja. V prevodni smeri ima struktura z $d_i = 300$ nm približno enak potek kot ostale, razen strukture z $d_i = 100$ nm. V področju zaporne napetosti pa je očiten trend večanja toka s tanjšanjem plasti i .



Slika 3.40 Izmerjene tokovno-napetostne karakteristike struktur *nip*, ki se razlikujejo po debelini plasti i . Pri vseh strukturah je plast i iz a-SiC:H, razen pri najdebelejši strukturi, kjer je a-Si:H.

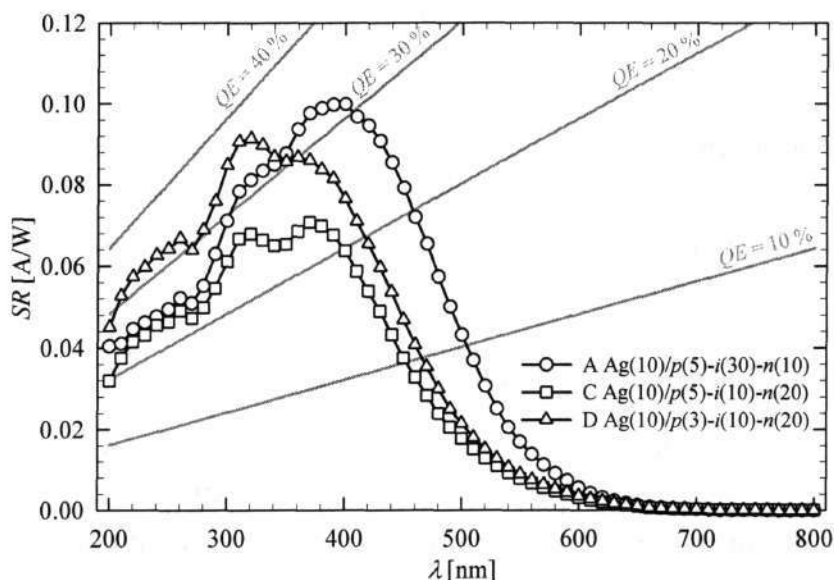
3.3.2 Optoelektronska analiza UV detektorja

Tako kot primerjava električnih lastnosti diode *nip* in *pin*, tudi optičnih analiza govori v prid slednje, ker ima sprednja plast *p* širšo optično režo, kar omogoča večjo transmisijo UV svetlobe v aktivno plast *i*. Struktura A v celotnem UV delu spektra (do $\lambda = 450$ nm) izkazuje večji odziv od strukture B (slika 3.41). Vendar lahko povečan odziva pri strukturi B, ko se λ približa 200 nm, pripišemo napaki v meritvi zaradi majhnega merilnega signala. Pri teh valovnih dolžinah svetlobe se jakost sevanja vira zelo zmanjša in poveča absorpcija UV sevanja v zraku. Zato sta poteka spektralne občutljivosti pri daljših valovnih dolžinah, zaradi enake debeline plasti *i*, praktično enaka.



Slika 3.41 Primerjava potekov spektralne občutljivosti struktur A (*pin*) in B (*nip*), ki imata enako debelino plasti glede na smer vpadne svetlobe.

Če se v nadaljevanju posvetimo analiziranju *pin* struktur in vpliv debeline plasti na spektralno občutljivost, bi za preostale tri strukture, pri kratkostičnih pogojih, dobili naslednje poteke spektralne občutljivosti (slika 3.42). V graf so vrisani linearni poteki SR pri določenih vrednostih kvantnega izkoristka (QE).



Slika 3.42 Izmerjeni poteki spektralne občutljivosti treh detektorskih struktur *pin*, ki se razlikujejo po debelini posameznih plasti

Zgornji kontakt je bil pri vseh strukturah izveden kot polprepustni kontakt iz srebra debeline 10 nm. Poznano je, da s sprednjim kontaktom vplivamo na obliko spektra občutljivosti. Saj pri debelinah sprednjega kontakta 10 nm, dobimo detektor s širokim spektrom občutljivosti, ter na drugi strani, pri debelinah srebra 100 nm ozkopasovni detektor. Za spodnji kontakt je bil uporabljen prevodni transparentni oksid. Iz potekov spektralnih občutljivosti razberemo, da imata strukturi A in C podoben odziv v področju $\lambda < 300$ nm, kar je posledica enake debeline plasti *p*. Medtem ko je občutljivost v UV-A in vidnem delu mnogo večja pri strukturi A, kar lahko pripišemo debelejši aktivni plasti *i*, kjer je učinkovitost zbiranja nosilcev najučinkovitejša. Primerjava C in D struktur, ki se razlikujeta le v debelini plasti *p*, nas podučijo, da tanjša plast *p* zagotavlja boljšo transmisijo celotnega spektra, predvsem UV svetlobe v aktivno plast *i*, ki je učinkovitejša pri zbiranju svetlobno generiranih nosilcev naboja, kot dopirani plasti. Vendar nas ne sme zavesti, da je izkoristek dopiranih plasti zanemarljiv. Kajti tudi dopirane plasti (predvsem plast *p*) prispevajo k zbiranju svetlobno generiranih nosilcev, kljub povečani koncentraciji primesi. Električno polje tankih struktur *pin*, ki ga povzročajo ionizirani atomi primesi, sega v dopirane plasti in uspešno ločuje proste nosilce naboja. Poleg tega, pri osvetlitvi s svetlobo daljše valovne dolžine, pomembno vlogo k celotnemu toku nosilcev odigrajo generacije v plasti *n*. Tako morajo generirane vrzeli, katerih mobilnost je manjša od mobilnosti elektronov, prepotovati daljšo pot do kontakta *p*, kot elektroni.

Ker se bo dioda *pin* uporabljala za detekcijo UV-A in UV-B svetlobe, pogledimo kako bi realizirali optimalen detektor za meritev UV indeksa. Kot najboljša rešitev se izkaže združitev ozkopasovnega in širokopasovnega detektor. Kjer širokopasovni detektor uporabimo za detekcijo spremembe celotnega spektra, medtem kot ozkopasovni detektor uporabimo le kot

detektor spremembe spektra v UV-B delu. Ob predpostavki, da se spekter po osnovni obliki bistveno ne spreminja, potem je lahko njuna linearna kombinacija boljši približek vrednosti UV indeksa, kot odziv posameznega detektorja. Vendar njuno vsota žal ne izkazuje dobrega ujemanja z referenčno vrednostjo. Če želimo dobiti dobro korelacijo z relativno majhnim sipanjem, je potrebno spektra primerno utežiti, preden ju seštejemo. Najboljše ujemanje dobimo, če odziv ozkopasovnega detektorja utežimo z 1, odziv širokopasovnega pa z -0.0042.

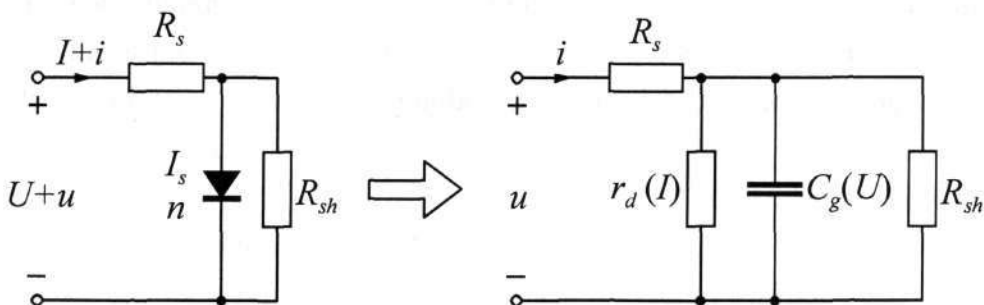
3.3.3 Dinamične lastnosti UV detektorja

Ker bo detektor del analognega senzorskega sistema, je potrebno določiti tudi njegove dinamične lastnosti, če ga želimo vključiti v sistem z bralno elektroniko. S tem namenom smo realizirali njegov dinamični model, s katerim bomo opisali frekvenčno odvisnost detektorja. Model je bil realiziran v programskem jeziku SPICE, ki je najprikladnejše orodje za enosmerno in frekvenčno analizo, kakor tudi tranzientno. Preden se posvetimo slednji, je potrebno določiti enosmerno delovno točko vseh elementov vezja (določimo z enosmerno analizo). V začetku smo izmerili frekvenčne poteke malosignalne impedance struktur $Z(\omega)$ v različnih delovnih točkah, ki bi nam služili za izgradnjo modela detektorja. Ker struktura izkazuje kapacitivni značaj, smo za format izpisa na preciznem LCR metru, izbrali vrednosti paralelne vezave elementov kapacitivnosti C in prevodnosti G . Rezultat meritve je frekvenčno in napetostno odvisna impedanca $Z(f, U)$, ki jo predstavljata dva frekvenčno in napetostno odvisna elementa $C(f, U)$ in $G(f, U)$.

Osnova dinamičnega modela je bil statični model diode *pin*, ki poleg elementov statičnega modela R_s in R_{sh} vsebuje še geometrijsko kapacitivnost C_g in diferencialno upornost r_d , ki je recipročna vrednost diferencialne prevodnosti g_d . Diferencialno prevodnost dobimo iz odvoda statične $I(U)$ karakteristike diode in znaša

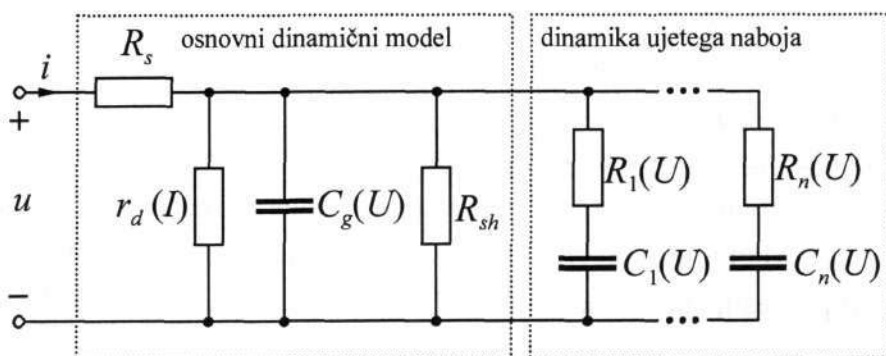
$$r_d = \frac{1}{g_d} = \frac{nU_T}{I + I_s}. \quad (3.44)$$

Osnovni dinamični model diode *pin* prikazuje slika 4.43.



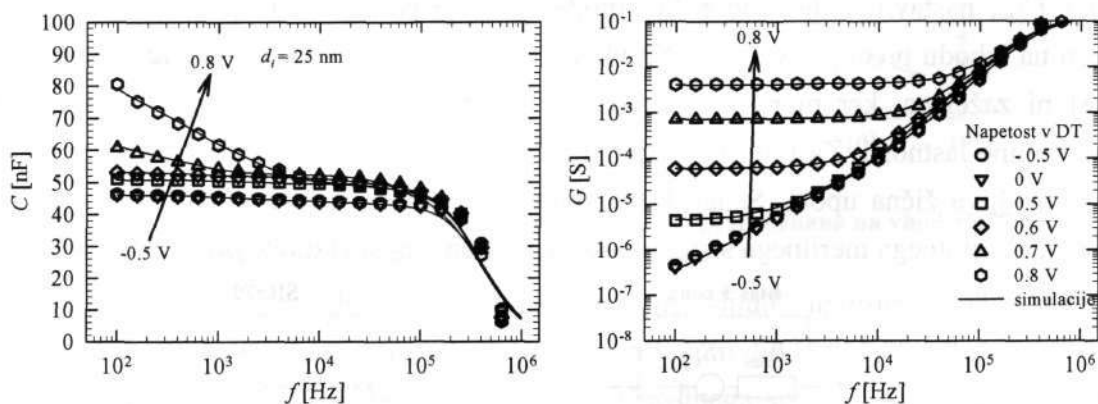
Slika 3.43 Osnovni dinamični model a-Si:H diode *pin* je povzet po klasičnem dinamičnem modelu diode, vgrajenem v paketu SPICE.

Vpliv serijske upornosti R_s je znatnejši predvsem pri višjih frekvencah, zaradi približevanja absolutne vrednosti impedance geometrijske kapacitivnosti upornosti R_s . Prav tako je pomembno razmerje R_s/r_d , ki vpliva na znižanje poteka $C(f)$ v celotnem frekvenčnem območju. Ker osnovni dinamični model z impedancama ne zajema vseh lastnosti diode *pin*, smo njegov model nadgradili z verigo vzporedno vezanih RC členov. Ti dodajo vpliv interakcije prostih nosilcev naboja z zvezno porazdeljenimi lokaliziranimi stanji v energijski reži strukture. Združimo jih v skupine, glede na lego stanj v energijski reži.



Slika 3.44: Nadgrajen dinamični model a-Si:H diode *pin*, kjer je k osnovnemu dinamičnemu modelu dodanih več RC členov, ki opisujejo dinamiko ujetega naboja v pasteh.

Vsako skupino stanj opišemo s časovno konstanto, ki jo modeliramo z RC členom. Za opis celotnega dinamičnega sistema pa je potrebno vključiti več časovnih konstant. Za naš primer, so za zadovoljiv opis dinamike v frekvenčnem območju, dovolj že trije RC členi. Določitev vrednosti parametrov R in C pa je zapletena, ker je potrebno sočasno spreminjati njihove vrednosti, da bi ujeli izmerjene poteke $C(f)$ in $G(f)$.

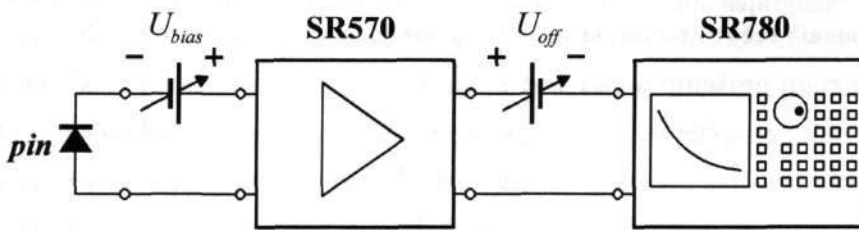


Slika 3.45 Izmerjeni frekvenčni poteki kapacitivnosti $C(f)$ in prevodnosti $G(f)$, primerjani s simulacijskimi rezultati končnega dinamičnega modela, za a-Si:H strukturo *pin* z debelino plasti i 25 nm.

Iz slike 3.45 razberemo dobro ujemanje izmerjenega frekvenčnega poteka kapacitivnosti in prevodnosti s simuliranimi. Z dodajanjem RC členov se je odstopanje simulirane od izmerjenih vrednosti zmanjšalo in je v mejah, da lahko model smatramo za dovolj dober.

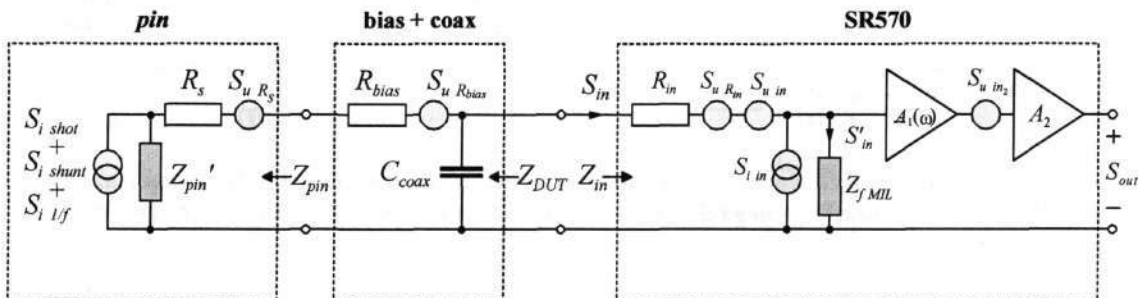
3.3.4 Šumne lastnosti UV detektorja

Na koncu pa se še posvetimo šumnim lastnostim detektorja *pin*. Šum je tisti parameter, ki običajno omejuje uporabnost detektorja oz. poljubne električne naprave. Zaradi matematične zahtevnosti nemalokrat zanemarjamo njegov pomen in vpliv na delovanje. Če želimo določiti šumne lastnosti detektorja, je prav tako potrebno poznati šumne lastnosti merilnih naprav, ki jih uporabljamo za opredelitev šuma detektorja. Za tiste, ki bi želeli podrobneje spoznati zapleteni svet obravnave šuma, vas vanj popelje avtor dela [6]. Kjer se spoznamo z osnovnimi izvori šuma, njihovimi lastnostmi in matematičnim zapisom. Prav tako opisuje določitev šumnih lastnosti merilnih naprav in njihove poteke. Med drugim podaja rešitev za odpravo elektromagnetnega sevanja, kakor tudi mehanskih vibracij, ki se kažejo kot električni signal (motnja). Elektromagnetno sevanje okolice eliminira s škatlo iz mumetala. V nadaljevanje se bomo posvetili le šumnim lastnostim detektorja, za šumne lastnosti merilnih naprav pa se bomo oprli na [6]. Merilni sistem za določitev tokovnega šuma a-Si:H diode *pin* sestavlja poleg analizatorja vezij, tudi transimpedančni predojačevalnik SR570 in dve bateriji (slika 3.46).



Slika 3.46 Meritev tokovnega šuma a-Si:H diode *pin*. Delovno točko diode nastavljamo z napetostnim virom U_{bias} izhodno enosmerno napetost pa odštevamo z virom U_{off} .

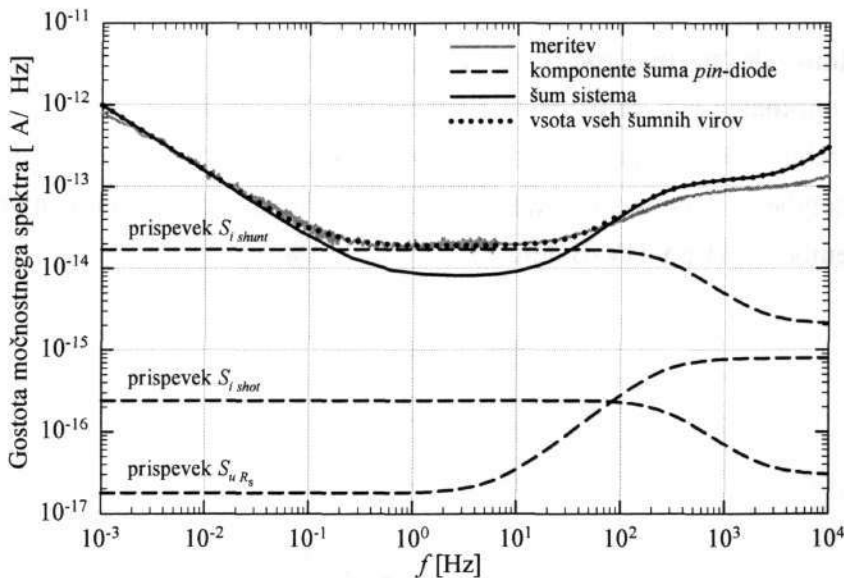
Z virom U_{bias} nastavimo delovno točko diode, vir U_{off} pa služi za odštevanje enosmerne napetosti na izhodu predojačevalnika. Na vhodu spektralnega analizatorja namreč enosmerna napetost ni zaželena, ker moramo uporabiti večje vhodno območje in s tem poslabšamo njegove šumne lastnosti. Za fino nastavljanje želene napetosti, so v serijo z baterijo, dodana dva spremenljiva žična upora. Sedaj, ko poznamo vse glavne izvore šuma, lahko izdelamo šumni model celotnega merilnega sistema tokovnega šuma a-Si:H diode *pin* (slika 3.47).



Slika 3.47 Šumni model celotnega merilnega sistema tokovnega šuma a-Si:H diode *pin* z upoštevanjem vseh znanih dejavnikov, ki znatno vplivajo na rezultat meritve.

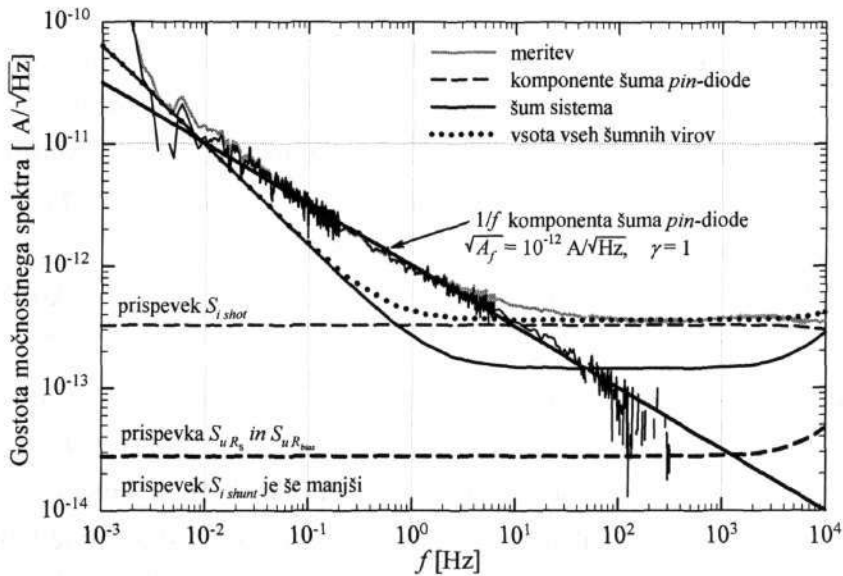
Z R_{bias} in $S_{u R_{bias}}$ smo ponazorili vpliv upornosti in šuma napetostnega vira za določitev delovne točke. Kapacitivnost koaksialnega kabla C_{coax} ob dolžini 65 cm znaša $C_{coax} = 65$ pF (1 pF/cm · 65 cm). Za enostavnejši prikaz smo vse parametre dinamičnega modela združili v impedanco Z_{pin} , h kateri so vzporedno vezani trije šumni tokovni generatorji. Ti so: zrnati šum $S_{i shot}$, šum parazitne "shunt" upornosti $S_{i shunt}$ in $1/f$ šum $S_{i 1/f}$. Dinamične lastnosti transimpedančnega predojačevalnika zajamejo vhodna upornost R_{in} , pripadajoča gostota močnostnega spektra napetostnega šuma $S_{u R_{in}}$ ter gostota močnostnega spektra tokovnega $S_{i in}$ in napetostnega $S_{u in}$ šuma.

Slika 4.48 prikazuje posamezne komponente gostote močnostnega spektra šuma na vhodu predojačevalnika za diodo *pin* ($d_i = 400$ nm) v termičnem ravnovesju. Opazimo, da je prevladujoči šum merilnega sistema nad ostalimi šumnimi komponentami, zaradi relativno velikega "shunta". Ker se dioda nahaja v termičnem ravnovesju, izkazuje le termični šum. $1/f$ oblika izmerjenega spektra je le posledica šuma merilnega sistema in nima izvora v detektorju.



Slika 3.48 Izmerjena gostota močnostnega spektra šuma, preračunana na vhod SR570, za diodo *pin* z izraženim "shuntom" v termičnem ravnovesju.

Meritve spektra šuma pri diodi *pin* z precej nižjim "shunt" uporom bi pokazale, da je izmerjeni šum posledica šuma merilnega sistema, kajti šum diode *pin* je za več kot velikostni razred nižje kot prej dobljeni. Celotna gostota močnostnega spektra tokovnega šuma na isti diodi pri prevodni napetosti $I = 420$ nA ima obliko, kot jo prikazuje slika 3.49. Prikazani so tudi frekvenčni poteki posameznih komponent šuma diode, kakor tudi merilnega sistema. Opazimo, da je celotni spekter nekoliko višje, kot v termičnem ravnovesju.

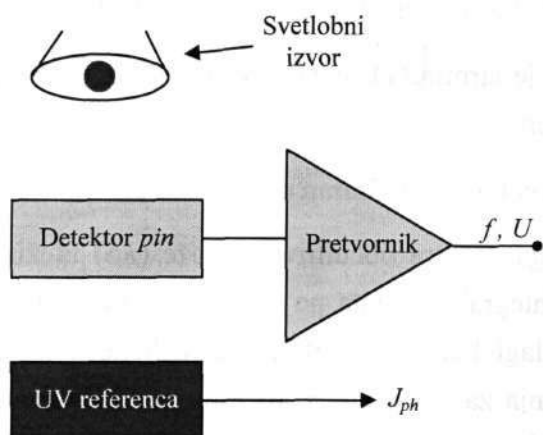


Slika 3.49 Izmerjena gostota močnostnega spektra šuma, preračunana na vhod SR570 za diodo *pin* pri toku 420 nA v prevodni smeri. Dodani so frekvenčni poteki posameznih komponent šuma diode *pin* in šum merilnega sistema.

Lahko zaključimo, da bi linearna kombinacija širokopasovnega in ozkopasovnega UV detektorja dala optimalen UV detektor za detekcijo v UV-A in UV-B spektru. Za zadovoljiv rezultat je potrebno detektorja primerno utežiti. Širokopasovni detektor uporabimo za detekcijo spremembe celotnega spektra, medtem kot ozkopasovni detektor uporabimo le kot detektor spremembe spektra v UV-B delu.

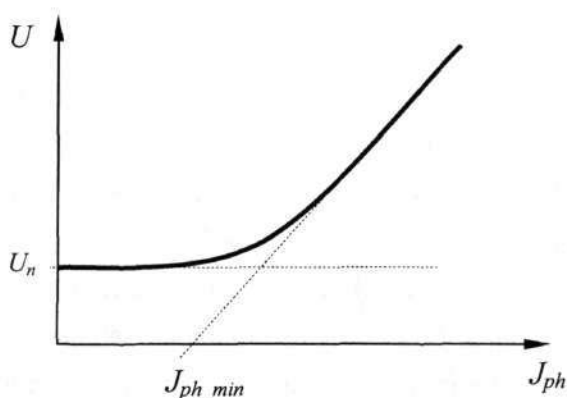
3.4 Karakterizacija OptoASIC-a

Izdelani UV detektor v celoti izpolnjuje načrtovalske zahteve, kakor tudi bralna elektronika. Pri depoziciji UV detektorja na bralno elektroniko pa se pojavijo veliki toki puščanja, zato detektor kot celota še ne deluje. Karakterizacija celotnega sistema bo torej opravljena pozneje, po odpravljenih problemih z depozicijo. Vendar lahko kljub temu pripravimo koncept meritev za njegovo karakterizacijo. Ker se bo detektor uporabljal za meritve UV indeksa, si moramo priskrbeti ustrezen UV izvor, naj si bo to umetno sonce, UV sijalka, ali kakšen drugi ustrezen UV izvor. Ker v laboratoriju nimamo na razpolago UV izvora, katerega spekter bi poznali, bi bilo potrebno v začetni fazi določiti spekter razpoložljivih izvorov. Zaželeno je, da se spekter umetnega UV izvora čim bolj ujema s sončnim. Pomembno je tudi, da je svetlobni izvor sposoben oddajanja svetlobnega toka, katerega UV indeks je vsaj v enakem razponu, kot je merilno območje našega UV detektorja. Prenosno karakteristiko posameznih konceptov bralne elektronike bi določili tako, da bi po korakih spreminjali svetlobni tok vira, ter sočasno merili UV indeks z referenčnim detektorjem gostote svetlobnega toka in izhodni signal bralne elektronike. Izhod referenčnega UV detektorja nam ponuja vrednost gostote svetlobnega toka, iz katere se nato izračuna UV indeks. Merilno vezje (slika 3.50) bi sestavljal svetlobni vir, referenčni UV detektor in naš UV detektor s pripadajočo bralno elektroniko.



Slika 3.50: Merilno vezje za kalibracijo UV sistema

Z opisano meritvijo bi dobili sledeči graf, prikazan na sliki 3.51, iz katerega bi razbrali minimalno gostoto svetlobnega toka J_{ph_min} , ki določa prag UV detektorja.



Slika 3.51: Odvisnost izhodne veličine (U, f) od gostote svetlobnega toka, bi razkrila minimalno vrednost gostote svetlobnega toka, ki jo je sposoben zaznati naš UV detektor.

Vrednost UV indeksa lahko izrazimo na različne načine, glede na to, katero merilo je za nas najpomembnejši. Običajno je to biološko merilo, kjer se ugotavlja vpliv različnih spektralnih komponent UV sevanja na določen biološki efekt. Za določanje vpliva UV sevanja na ljudi je najbolj razširjen spekter občutljivosti za povzročanje kožnih opeklin („Erythema Action Spectrum“). Spekter je standardiziran pri Mednarodni komisiji za razsvetljavo. Eritemalni spekter (ES), ki je prikazan na sliki 3.52, je sestavljen iz štirih odsekov:

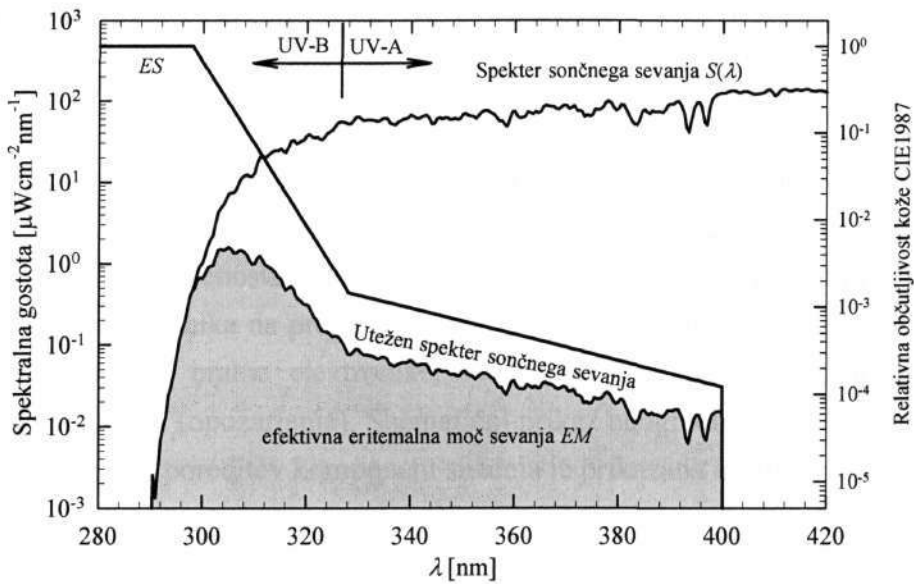
- za $\lambda < 298$ nm je enak 1,
- za $298 \text{ nm} < \lambda < 320$ nm upada eksponentno od 1 do vrednosti $8 \cdot 10^{-4}$,
- za $\lambda > 320$ nm je strmina eksponentnega upadanja manjša in spekter doseže $1.2 \cdot 10^{-4}$ pri $\lambda = 400$ nm in
- za $\lambda > 400$ nm spekter ni definiran oz. je enak 0.

S pomočjo eritemalnega spektra občutljivosti kože (ES) utežimo spekter sončnega sevanja (našega UV izvora). Integral rezultata po valovni dolžini nam da efektivno eritemalno moč sevanja (EM), na podlagi katere so definirane različne kvantitativne veličine, ki določajo učinkovitosti UV sevanja za povzročitev kožnih opeklin. Efektivno eritemalno moč sevanja določimo z naslednjim izrazom

$$EM = \int_{\lambda} ES(\lambda) \cdot S(\lambda) \cdot d\lambda \quad [\text{W/m}^2], \quad (3.45)$$

kjer je $S(\lambda)$ spekter sončnega sevanja.

Celotna slika določitve EM je prikazana na sliki 3.52. Podatek za celotno moč vpadnega sončnega sevanja za prikazan spekter je 36.8 mW/cm^2 , medtem ko je integral spektra z ES utežitvijo $EM = 25 \text{ } \mu\text{W/cm}^2$.



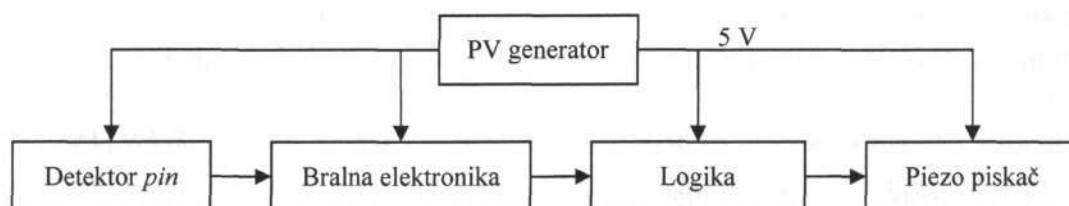
Slika 3.52 Standardni spekter občutljivosti kože $ES(\lambda)$ po standardu CIE1987, s pomočjo katerega utežimo vpadno sončno sevanje $S(\lambda)$ za določitev efektivne eritemalne moči sevanja EM .

Jakost koži nevarnega sevanja običajno označujemo z UV indeksom (UVI), ki so ga določili v ameriški instituciji za zaščito okolja „Environmental Protection Agency“. Dobimo ga, če efektivno eritemalno moč sevanja EM v W/m^2 množimo s $40 \text{ m}^2/\text{W}$

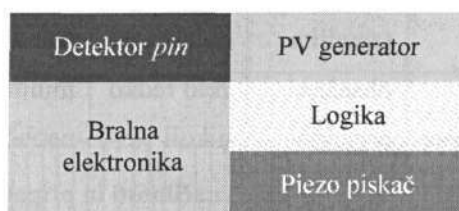
$$UVI = EM \left[\text{W/m}^2 \right] \cdot 40 \left[\text{m}^2 / \text{W} \right] \quad (3.46)$$

4 Nadgradnja OptoASIC-a v sistem

Razvoj naprave ali programa dobi smisel, ko se le-ta implementira v praktični aplikaciji. To je tudi cilj razvoja UV senzorja, ki bi ga lahko uporabljali kot cenen senzor UV indeksa široke potrošnje. Celoten detektor s pripadajočo elektroniko bi imel velikost samolepilnega obliža, ki bi ga prilepili na telo (recimo ramo). Predvsem v današnjem času, ko so sončne opekline telesa vse pogostejše, bi z enostavnimi in ceneniimi senzorji zaznavali trenutni UV indeks in s piskom obveščali uporabnika na prejeto minimalno eritemelno dozo sevanja. Celoten sistem, poleg detektorja *pin* in bralne elektronike, sestavljajo PV generator (napajanje), logika (nadzor) in piezo piskač (opozarjanje). Shematični prikaz nadgradnje OptoASIC-a v sistem in predvidena nivojska razporeditev komponent sistema je prikazana na slikah 4.1 in 4.2.



Slika 4.1: Shematični prikaz nadgradnje OptoASIC-a v sistem



Slika 4.2: Razporeditev komponent celotnega sistema po nivojih

Za napajanje celotnega sistema bi uporabili PV generator, ki bi bil integriran na istem substratu kot OptoASIC. PV generator sestavljata mini modul sončnih celic in napetostni regulator, ki skrbi na vhodni strani, da mini PV modul čuti optimalno breme (P_{max}), na izhodni strani pa stabilizira izhodno napetost. Napajalna napetost bralne elektronike (velja za vse pretvornike) je $U_{nap} = 5\text{ V}$, zato bi bilo potrebno realizirati napetostni regulator z enako izhodno napetostjo. Izračun UV indeksa na podlagi izhodnega signala bralne elektronike bi opravljal sklop logika, ki tudi generira signal za piezo piskač. Vloga piezo piskača je opozarjanje uporabnika na pretečen maksimalni čas izpostavljenosti sončnemu sevanju, ki je odvisen od UV indeksa, tipa kože in UV faktorja zaščitne kreme.

Pri nas UV indeks poleti le izjemoma v gorah preseže 10, po nižinah pa je običajna zgornja meja 9. Objavljamo najvišjo dnevno vrednost, ki jo ob jasnem vremenu pričakujemo okoli 13. ure. Zaradi velike razlike med razmerami v nižinskem svetu in gorah, objavljamo vrednosti tako za gorski svet, kot tudi za nižino [18].

Stopnja izpostavljenosti	UV indeks	Barvna oznaka
Nizka	1-2	Zelena
Zmerna	3-5	Rumena
Visoka	6-7	Oranžna
Zelo visoka	8-10	Rdeča
Ekstremna	Nad 11	Vijolična

Tabela 4.1: Opredelitev stopenj izpostavljenosti glede na UV indeks

Veliko bolj, kot vrednost UV indeksa, je za ljudi uporabna enota minimalne eritemelne doze (*MED*), ki opisuje vpliv časovne izpostavljenosti kože UV sevanju, kjer se upošteva tip človeške kože. *MED* je definirana kot tista eritemalna doza *ED*, ki povzroči opazno pordečitev človeške kože. Ker so posamezniki različno občutljivi na UV sevanje, zaradi različne količine pigmenta v koži, se pri evropski populaciji vrednost *MED* giblje v območju med 200 in 500 J/m². Za različne tipe kože je vrednost *MED* prikazana v tabeli 4.2

Tip kože	Barva kože	Porjavitev	Opekline	Občut. na UV	<i>MED</i> [J/m ²]
1	vpadljivo svetla	nikoli	vedno	zelo velika	150 – 300
2	svetla	zmerna	pogosto	velika	250 – 400
3	srednje svetla	postopna	minimalno	srednja	300 – 500
4	svetlo rjava	temeljita	redko	zmerna	400 – 600
5	rjava	obsežna	zelo redko	minimalna	600 – 900
6	temno rjava, črna	popolna	nikoli	neobčutljiva	900 – 1500

Tabela 4.2 Definicija tipov kože, njihove značilnosti in pripadajoče vrednosti *MED*

Iz podatkov o tipu kože, ki nam dajo orientacijske vrednosti *MED* in podatka o trenutnemu UV indeksu, lahko enostavno izračunamo maksimalni čas, ko se smemo brez večjih posledic opeklin izpostavljati sončni svetlobi. Maksimalni čas ob konstantni vrednosti UV indeksa se izračuna po enačbi 4.1

$$t_{\max} = \frac{MED \left[\text{Ws/m}^2 \right]}{UVI} \cdot 40 \left[\text{m}^2/\text{W} \right]. \quad (4.1)$$

Vrednost UV indeksa se čez dan spreminja, zato ni možno določiti maksimalnega časa izpostavljenosti soncu po enačbi 4.1, ampak ga izračunamo iz naslednje integralske enačbe 4.2

$$MED \left[\text{Ws/m}^2 \right] = 40 \left[\text{m}^2/\text{W} \right] \cdot \int_0^{t_{\max}} UVI(t) \cdot dt. \quad (4.2)$$

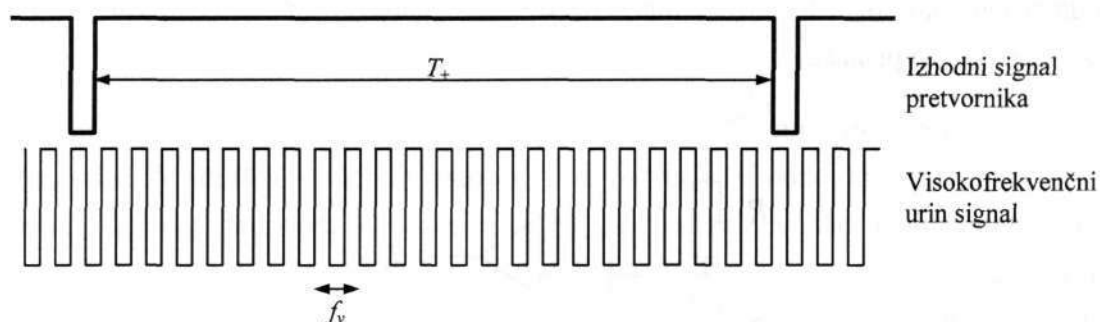
Če pri izpostavitvi sončnemu sevanju uporabljamo zaščitno kremo z UV faktorjem (*UVF*), tega upoštevamo tako, da ga množimo z dobljenim časom

$$t_{\max \text{ ob zaščiti}} = UVF \cdot t_{\max} \quad (4.3)$$

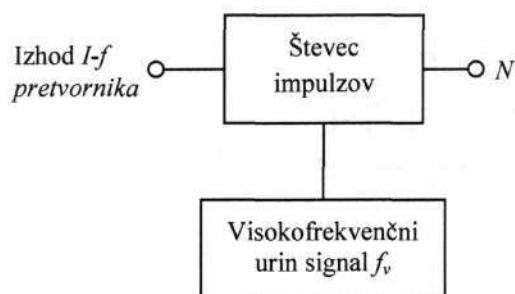
Iz izhodnega signala pretvornika bi z logiko razbrati trenutni UV indeks in opravljali časovno integracijo, vse dokler uporabnik ne doseže minimalne eritemelne doze. Pri izračunu $t_{\max}$ bi upoštevali tudi tip kože in UV faktor zaščitne kreme, ki bi ju uporabnik vnesel pred uporabo. Po prejeti minimalni eritemelni dozi sevanja, bi pisk piezo piskač opozoril uporabnika na povečano tveganje ob nadaljnji izpostavitvi sončnim žarkom.

➤ Logika I - f pretvornika

Pričnimo z logiko za obdelavo in zaznavanje izhodnega signala I - f pretvornika, katerega izhod je pravokotni signal z dolžino pozitivne periode med 43.2 ms in 8.14 μ s. Zato bi za njihovo natančno določitev potrebovali hiter generator impulzov in števec le-teh. Predvsem je zahtevna natančna določitev izhodnega časa 8.14 μ s, ki ustreza toku 60 μ A. Za njegovo določitev, z natančnostjo okoli 0.1 %, potrebujemo generator pravokotnih impulzov s frekvenco v območju 100 MHz, kar pa predstavlja velik problem, ker je večina cenениh procesorjev, ki opravljajo generiranje in štetje signala, omejena z urnim signalom le na nekaj MHz.



Slika 4.3: V času visokega izhodnega stanja I - f pretvornika se šteje število period visokofrekvenčnega urinega signala, ki je proporcionalno dolžini pozitivne periode.



Slika 4.4: Blok shema meritve dolžine pozitivne periode.

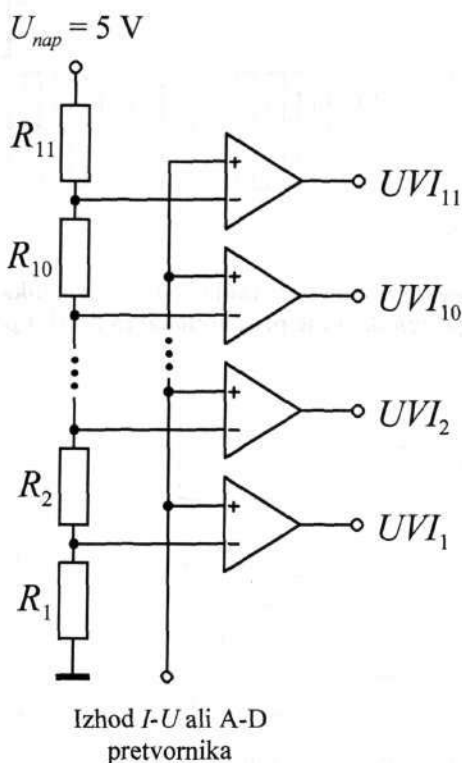
Dolžino pozitivne periode izhodnega signala I - f pretvornika, določimo tako, da v času visokega stanja izhoda štejemo impulze N visokofrekvenčnega urinega signala f_v . Dolžino pozitivne periode ob vzorčenju z visokofrekvenčnim signalom dobimo z enačbo

$$T_+ = \frac{N}{f_v}. \quad (4.1)$$

Na podlagi predhodno pomerjene prenosne karakteristike UV senzorja, se bi za posamezne vrednosti pozitivne periode izhodnega signala določil UV indeks, ki bi ga integrirali po času. Iz podane vrednosti minimalne eritemalne doze sevanja in UV faktorja zaščitne kreme (UVF), se bi določil maksimalni čas izpostavitve soncu.

➤ Logika I - U in A-D pretvornika

Ker je napetost izhodna veličina I - U in A-D pretvornika, se bi za oba pretvornika uporabila enaka logika. Na podlagi prenosne karakteristike celotnega UV detektorja, ki bo naknadno pomerjena, se bi določile mejne napetosti, ki ustrezajo posamezni vrednosti UV indeksa. Na podlagi mejnih napetosti bi nato določili vrednosti uporov R_1 do R_{11} . Ko napetost pretvornika preseže napetost za posamezen UV indeks, se postavi izhod primerjalnika tega intervala v visok nivo. Pri čemer se lahko v visok nivo postavijo izhodi več pretvornikov (UVI_1 do UVI_{11}). Časovna integracija UV indeksa, ki je pomnožena s faktorjem UV zaščitne kreme, nam da eritemalno dozo. Ko eritemalna doza doseže vrednost minimalne eritemalne doze, se sproži signal piezo piskača.



Slika 4.5: Določitev UV indeksa na podlagi izhodne napetosti pretvornika

5 Zaključek

V magistrski nalogi smo se predvsem posvetili karakterizaciji in analizi delovanja pretvornikov bralne elektronike, kjer smo določili njihove statične, dinamične in šumne lastnosti. V eni silicijevi rezini so bili integrirani štirje pretvorniki, ti so: tokovno-frekvenčni, tokovno-napetostni, analogno-digitalni in tokovno-tokovni pretvornik. Pri čemer je vloga slednjega le zaščita pred statičnim razelektritvami. Naše glavno vodilo je bilo poiskati najprimernejši pretvornik za praktično realizacijo, tako z električnega, kot tudi s stališča zahtevnosti izdelave. Meritve spadajo med zahtevnejši del razvoja določene naprave, ker je potrebno zelo dobro poznati delovanje merjenja, kot tudi različne merilne metode. Prav tako je potrebno oceniti vpliv drugih dejavnikov na meritve, ki imajo izvor zunaj merjenja. Mnogi se njihove zahtevnosti in pomena žal ne zavedajo.

Zato na začetku z nekaj besedami orišemo delovanje posameznih pretvornikov in podamo zahteve za njihovo pravilno delovanje. V nadaljevanju opišemo merilne metode, ki so bile različne od pretvornika do pretvornika, kakor tudi za določitev njihovih statičnih, dinamičnih in šumnih lastnosti. Predvsem nam je veliko časa odščitnilo zmanjševanje oz. eliminiranje motenj pri meritvah šuma, kjer je bilo potrebno, iz začetne uporabe omrežnega napajalnika, preiti na baterijsko napajanje. Vendar kljub temu nismo prišli do zelenih rezultatov. Zadovoljivo zmanjšanje motenj okolice smo dosegli, ko smo sistem, vključno z baterijskim napajanjem, zaprli v škatlo iz mumetala.

V nadaljevanju za posamezne pretvornike celovito in smiselno podamo rezultate karakterizacije. S stališča statičnih lastnosti ima največje vhodno tokovno območje A-D pretvornik, katerega prenosna karakteristika pa žal izkazuje veliko nelinearnost. Manjšo nelinearnost prenosne karakteristike, ki se približa meji 10 % tik pod vrhom zgornje meje vhodnega tokovnega območja, ima $I-U$ pretvornik. Vendar ima od vseh obravnavanih pretvornikov najmanjše vhodno tokovno območje. Kot slednji, $I-f$ pretvornik odlikuje veliko vhodno tokovno območje, vendar njegova prenosna karakteristika izkazuje veliko nelinearnost, ki preseže tudi mejo 100 %.

Za dinamične lastnosti pretvornikov lahko strnemo, da v celoti izpolnjujejo načrtovalske zahteve glede mejne frekvence. Koristna informacija UV detektorja je zajeta v frekvenčnih komponentah do 1 kHz, zato morajo biti pretvorniki transparentni v tem frekvenčnem področju. Pri $I-U$ pretvorniku je mejna frekvenca, ki se nahaja pri 13.5 kHz, mnogo višje nad načrtovalsko zahtevo $f_{načrtovalska} = 1$ kHz. V izmerjenem frekvenčnem področju ima pretvornik samo en pol, ker fazni potek frekvenčne karakteristike konvergira k -90° . Pri $I-f$ pretvorniku smo določili le relacije med električnimi veličinami, ki vplivajo na mejno frekvenco, same mejne frekvence pa nismo določili. Prišli smo do naslednjega zaključka, da je mejna frekvenca linearno odvisna od amplitude vhodnega toka in inverzno povezana z razliko med

napajalno in referenčno napetostjo. Ugotovili smo tudi, da se medsebojno izključujejo dinamične lastnosti in zahteve po čim večji točnosti pretvorbe. Ob želji imeti pretvornik z daljšim časom integracije, imamo slabše dinamične lastnosti, kot pri krajšem času integracije.

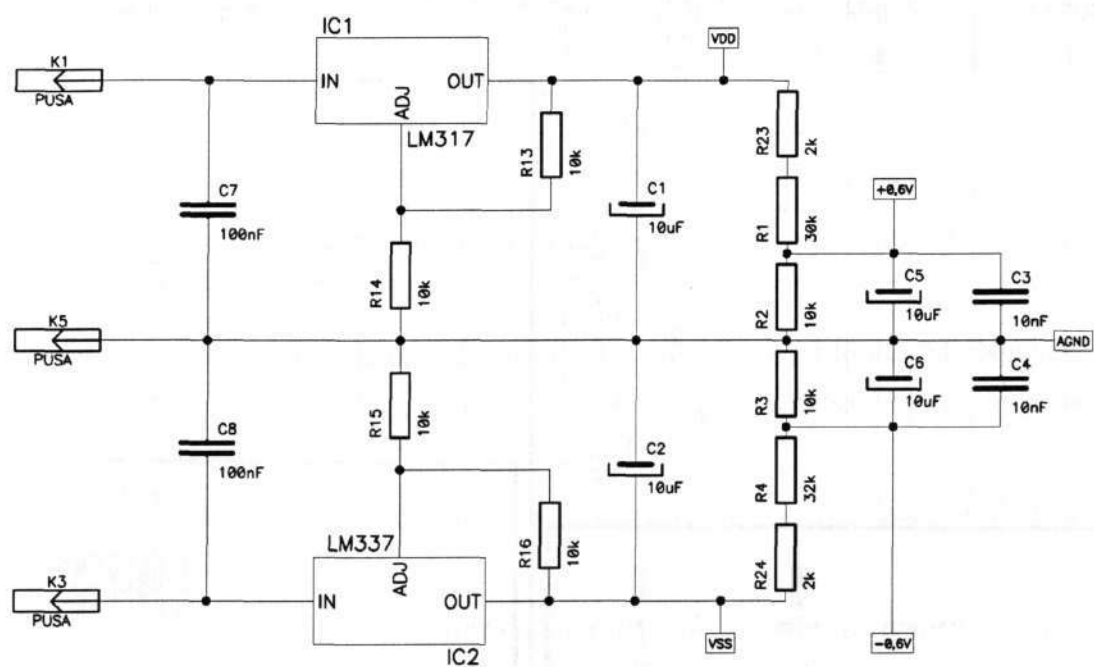
Primerjava šumnih lastnosti je pokazala, da je pri $I-f$ in $I-U$ pretvorniku gostota močnostnega spektra tokovnega šuma v približno enakem intervalu, za razliko od A-D pretvornika, ki ima spekter za razred višje. Spekter je prvima dvema pretvornikoma sestavljen iz belega in $1/f$ šuma, kjer je pri $I-U$ pretvorniku opazen vpliv $1/f$ šuma pri višjih frekvencah kot pri $I-f$ pretvorniku.

Na kratko smo opisali tudi optične, električne, optoelektronske, dinamične in šumne lastnosti UV detektorja in prišli do naslednjega zaključka, da je s stališča optičnih in električnih lastnosti boljša struktura *pin*, kot pa struktura *nip*. Kjer ima struktura *pin*, plasti *p* in *i* izdelani iz a-SiC:H s širšo optično režo, hkrati pa naj bo prednja plast *p* čim tanjša. Debelina plasti *i* pa je pogojena z razmerjem med absorbirano svetlobo v UV in vidnem spektru. Najpomembnejša ugotovitev analize UV detektorjev je, da z linearno kombinacijo široko- in ozko-pasovnega detektorja dobimo dober detektor UV indeksa.

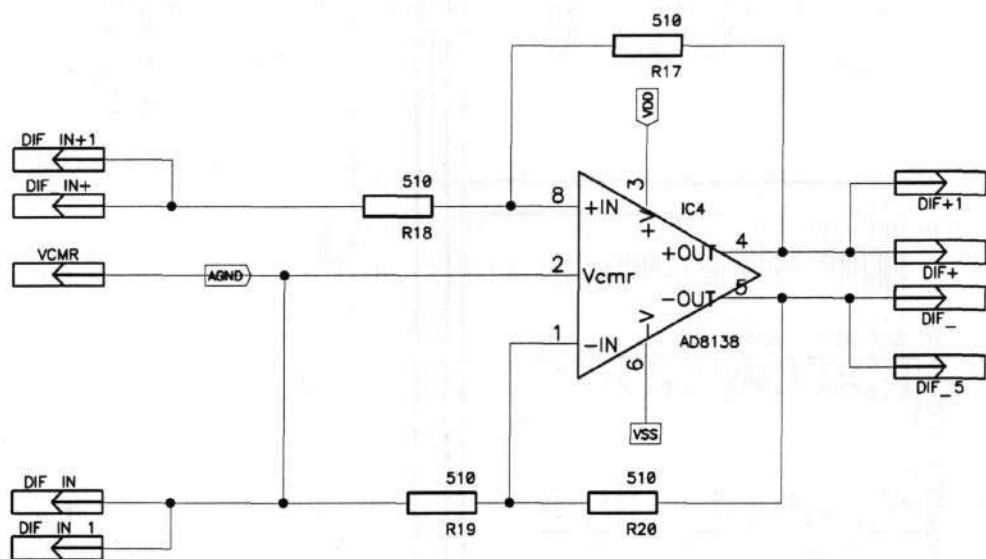
Če na koncu strnemo vse v eno celoto in potegnemo črto pod do sedaj povedanim, s stališča električnih lastnosti in enostavnosti izdelave, najboljše lastnosti izkazuje $I-U$ pretvornik, ki ima sicer majhno vhodno tokovno območje, vendar je v tem področju najmanjša nelinearnost prenosne karakteristike. Prav tako ga odlikuje majhen tokovni in napetostni šum. Še več, pri njem je potrebna dokaj enostavna elektronika za določanje minimalne eritemalne doze sevanja, v primerjavi z $I-f$ pretvornikom. Ena od omejitev praktične realizacije $I-f$ pretvornika je kratek čas pozitivnega dela izhodnega signala ($8.14 \mu s$), za kar bi potrebovali visokofrekvenčni generator in števec impulzov. A-D pretvornik kot samostojni pretvornik ni primeren, ker ima v primeru pretvorbe toka, na svojem vhodu vključena dva upora, na katerima se meri padec napetosti. To ima za posledico od nič različno vhodno napetost pretvornika. Uporabnejša je kombinacija $I-U$ in A-D pretvornika, ki sta vezana v serijo, ker tedaj ne potrebujemo internih uporov. Tedaj lahko A-D pretvornik vzdržuje virtualno ničlo na vhodu. Za opisano kombinacijo dveh pretvornikov je predvidena enaka logika za določanje minimalne eritemalne doze sevanja, kot pri $I-U$ pretvorniku.

Vsekakor pa bi bilo potrebno karakterizirati UV senzor, ker bi tedaj prišli do bolj verodostojnih zaključkov, kot pa sedaj, ko smo ocenili zahtevnost realizacije posameznih sklopov UV senzorja (UV detektor, bralna elektronika in logika za izračun minimalne eritemalne doze sevanja). Vendar velikega odstopanja od podanega zaključka ne pričakujemo.

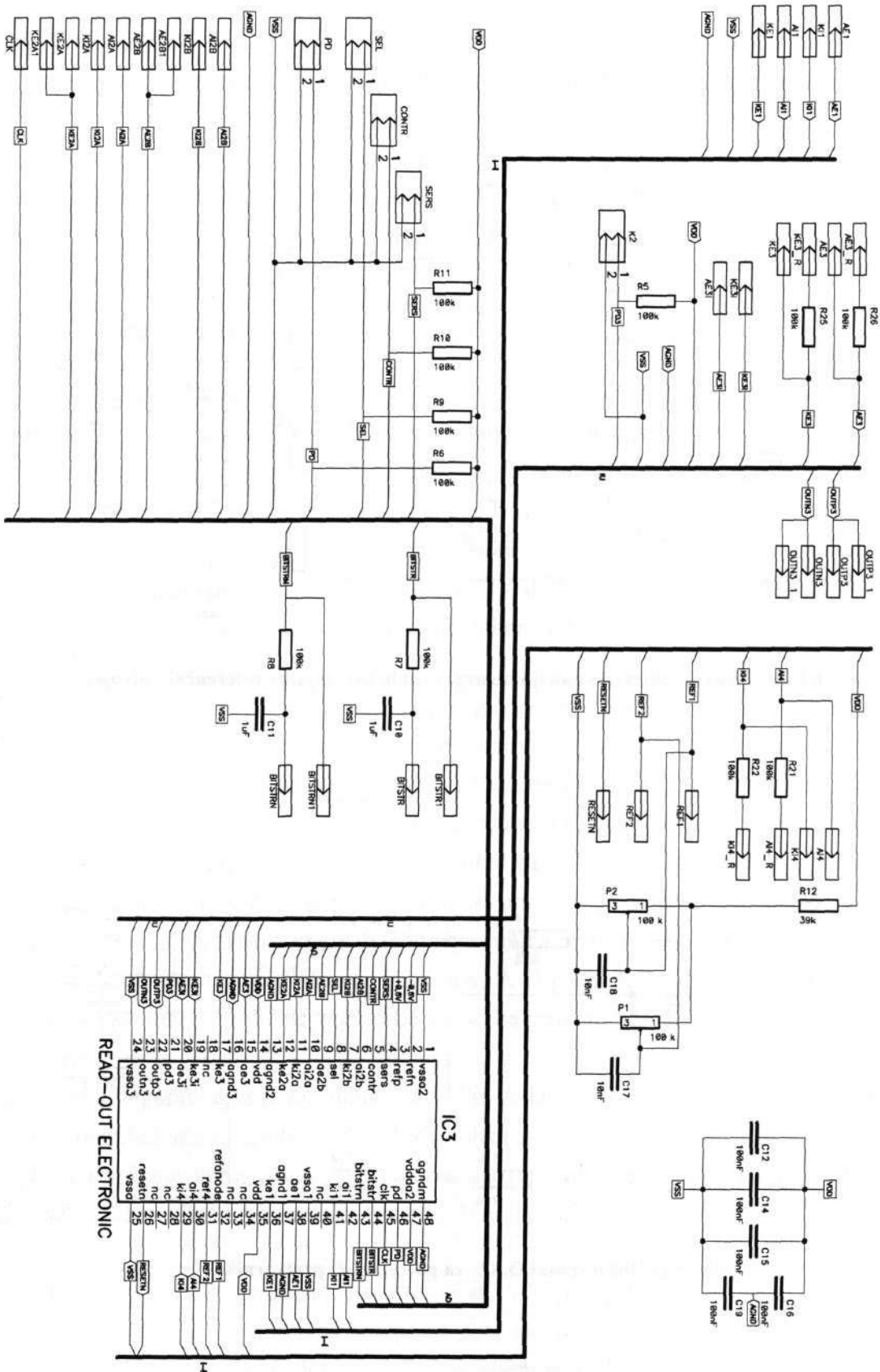
6 Priloge



Slika 6.1: Vezje za stabilizacijo napajalne napetosti in ustvarjanje referenčnih nivojev



Slika 6.2: Nizko šumni O. O. za potrebe *I-U* pretvornika



Slika 6.3: Priklučitev ASIC-a na zunanje sponke in dodatna elektronika za ustvarjanje napetostnih referenc

7 Literatura

- [1] H. Fischer, J. Schulte, J. Giehl, M. Böhm, J. P. M. Schmitt, „*Thin film on asic-a novel concept for intelligent image sensors*“, Mat. Res. Soc. Symp. Vol. 258, str. 1139-1144, 1992.
- [2] H. Fischer, J. Schulte, P. Rieve, M. Böhm „*Technology and performance of TFA (Thin Film On ASIC)-Sensors*“, Mat. Res. Soc. Symp. Vol. 336, str. 867-872, 1994.
- [3] M. Böhm, „*Imagers using amorphous silicon thin film on application specific integrated circuits technology*“, Non-crystalline solids, str. 266-269, 2000
- [4] R.A. Street, R.L. Weisfield, R.B. Apte, S.E. Ready, A. Moore, M. Nguyen, W.B. Jackson, P. Nylen, „*Amorphous silicon sensor arrays for X-ray and document imaging*“, Thin Solid Films Vol. 296 pp. 172-176, 1997.
- [5] B.G. Streetman, S. Banerjee, *Solid state electronic devices fifth edition*, Prentice Hall, New Jersey, 2000.
- [6] M. Jankovec, „*Analiza tankoplastnih detektorskih struktur iz amorfnega silicija za detekcijo ultravijoličnega sevanja*“, doktorska disertacija, Ljubljana, 2005.
- [7] M. Topič, H. Stiebig, M. Krause, H. Wagner, „Adjustable ultraviolet-sensitive detectors based on amorphous silicon“, Appl. phys. lett., Vol. 78, str. 2387-2389, 2001.
- [8] M. Krause, M. Topič, H. Stiebig, H. Wagner, „Thin-film UV detectors based on hydrogenated amorphous silicon and its alloys“. Phys. status solidi, A, Vol. 185, str. 121-127, 2001.
- [9] M. Jankovec, H. Stiebig, M. Crause, J. Krč, M. Vukadinović, F. Smole, M. Topič, „*Numerical and experimental study of a-Si:H based ultraviolet sensitive detectors*“, J. non-cryst. solids, vol. 299-302, str. 1229-1233, 2002.
- [10] M. Topič, F. Smole, A. Groznik in J. Furlan, „*New Bias-controlled three-color detectors using Stacked a-SiC:H/a-Si:H heterostructures*“, MELECON '96, str. 779-784, Bari, Italy, 1996.
- [11] R. A. Street, „*Technology and Applications of Amorphous Silicon*“, Springer, Heidelberg, New York, 2000.
- [12] Paul G.A. Jespers, „*Integrated Converters*“, Oxford University Press, New York, 2000.
- [13] <http://www.zetataalk.com/info/tinfo22p.htm>
- [14] A. Žunič, M. Jankovec, D. Strle, F. Smole, M. Topič, „*Noise characterization of the I-f converter in the optoASIC*“ 40th MIDEM, Proc., pp 257-262, Maribor, Slovenia, 2004.

- [15] N. Roberts, „*Phase Noise and Jitter*“, EE Design, 2003.
[http://timing.zarlink.com/assets/Phase Noise and Jitter Article.pdf](http://timing.zarlink.com/assets/Phase%20Noise%20and%20Jitter%20Article.pdf)
- [16] Rick Poore, „*Phase Noise and Jitter*“, Agilent EEsof EDA,
[http://eesof.tm.agilent.com/pdf/jitter phasenoise.pdf](http://eesof.tm.agilent.com/pdf/jitter_phasenoise.pdf)
- [17] A. Žunič, M. Jankovec, D. Strle, M. Topič, „*Characterization of front-end read-out electronics of thin-film on ASIC*“, 2nd IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference MELECON 2004, Proc., str. 31-34, Dubrovnik, Croatia, 2004.
- [18] http://www.arso.gov.si/o_agenciji/knji~znica/publikacije/bilten_2004_06.pdf
- [19] M. Böhm, „*Imagers using amorphous silicon thin film on application specific integrated circuits technology*“, Non-crystalline solids, str. 266-269, 2000

Izjava

Izjavljam, da je pričujoče magistrsko delo rezultat samostojnega dela.
Pomoč mentorja in sodelavcev sem v celoti navedel v zahvali.

Andrej Žunič
Žunič