



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

ŠIROKOPÁSMOVÝ TRANSIMPEDANČNÍ ZESILOVAČ PRO FOTODIODU

WIDEBAND TRANSIMPEDANCE PHOTODIODE AMPLIFIER

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Martin Štastný

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Petr Drexler, Ph.D.

BRNO 2019

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Automatizační a měřicí technika**
Ústav automatizace a měřicí techniky

Student: Martin Šťastný

ID: 195448

Ročník: 3

Akademický rok: 2018/19

NÁZEV TÉMATU:

Širokopásmový transimpedanční zesilovač pro fotodiodu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

- 1) Seznamte se s principy a parametry polovodičových snímačů pro detekci časově proměnného optického záření ve viditelné a blízké infračervené oblasti.
- 2) Seznamte se požadavky na řešení transimpedančních obvodů pro převod fotoproudů ze snímačů s vysokýmmezním kmitočtem. Stanovte klíčové parametry pro výběr aktivního zesilovacího prvku.
- 3) Prostudujte nabídku rychlých operačních zesilovačů s maximálním tranzitním kmitočtem a vyberte ty vhodné, se kterými se při hodnotě transimpedance 1 MOhm a zadaném typu fotodiody dosáhne nejvyššího mezního kmitočtu v oblasti jednotek MHz či více.
- 4) Proveďte návrh zesilovače a výpočtem stanovte teoretický dosažitelný mezní kmitočet.
- 5) V obvodovém simulátoru proveďte analýzu zapojení a simulované hodnoty porovnejte s očekávanými.
- 6) Navržený obvod realizujte se zadanou fotodiodou a vybraným vhodným aktivním prvkem.
- 7) Navrhněte a realizujte uspořádání pro měření horního mezního kmitočtu.
- 8) Parametry realizovaného obvodu zjistěte měřením.
- 9) Změřené parametry porovnejte s teoreticky určenými hodnotami.
- 10) Zjištěné výsledky diskutujte a případně navrhněte možnosti úprav a zlepšení vlastností obvodu.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] JOHNSON, M. Photodetection and Measurement: Maximizing Performance in Optical Systems. New York: McGraw-Hill, 2003.
- [2] HOBS, P.C.D. Building electro-optical systems, making it all work. New York: John Wiley & Sons, 2000.

Termín zadání: 4.2.2019

Termín odevzdání: 20.5.2019

Vedoucí práce: doc. Ing. Petr Drexler, Ph.D.

Konzultant:

doc. Ing. Václav Jirsík, CSc.

předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Abstrakt

Tato práce se zabývá návrhem transimpedančního zesilovače s velkým zesílením. Jsou zde popsány různé principy polovodičových snímačů optického signálu. Dále se zde nachází porovnání různých způsobů převodu fotoproudu na elektrické napětí. Zabývá se také návrhem vhodného zpětnovazebního kompenzačního kondenzátoru z pohledu stability v zapojení jako transimpedanční zesilovač. Zkoumá se vliv nenulových proudů tekoucích do vstupu operačního zesilovače na funkčnost obvodu a kompenzaci výstupního offsetu. Součástí práce je simulace, která potvrzuje vypočtené hodnoty. Práce se dále věnuje realizaci přijímače a způsobu korektního měření mezního kmitočtu.

Klíčová slova

transimpedanční zesilovač, fotodioda, lavinová fotodioda, širokopásmový, stabilita, operační zesilovač

Abstract

This thesis deals with the design of transimpedance amplifier with high gain. There are described different principles of semiconductor sensors of optical signal. There is also a comparison of different methods of converting the photocurrent to voltage. It also discusses the design of an appropriate feedback capacitor in terms of stability in participation as a transimpedance amplifier. It examines the impact of non-zero currents flowing to the input operational amplifier circuit functionality and output offset compensation. Part of the thesis is a simulation that confirms the calculated values. The thesis also deals with the implementation of the receiver and the method of correct measurement of the cut-off frequency.

Keywords

transimpedance amplifier, photodiode, avalanche photodiode, broadband, stability, operational amplifier

Bibliografická citace:

ŠŤASTNÝ, Martin. Širokopásmový transimpedanční zesilovač pro fotodiodu. Brno, 2019. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/119299>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky. Vedoucí práce Petr Drexler.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Širokopásmový transimpedanční zesilovač pro fotodiodu jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.“

V Brně dne 20. května 2019

.....
podpis autora

Poděkování

V první řadě bych rád poděkoval rodičům za obrovskou neutuchající podporu, poskytnuté zázemí a lásku kterou mi věnují. Děkuji.

V neposlední řadě děkuji vedoucímu bakalářské práce doc. Ing. Petru Drexlerovi, Ph.D. za příkladné vedení mé práce, odborné rady a poskytnutou literaturu.

V Brně dne 17. května 2019

.....
podpis autora

Obsah

1. Úvod.....	14
2. Fotoelektrické senzory	15
2.1 Fotodioda.....	15
2.1.1 Operační režimy fotodiody	16
2.1.2 Závislost kapacity fotodiody na závěrném napětí.....	17
2.2 PIN fotodioda	17
2.3 Lavinová fotodioda	18
2.3.1 Zdroj závěrného napětí pro lavinovou fotodiodu	18
2.3.2 Lavinová fotodioda KPDEA005.....	19
2.4 Elektronické obvody pro převod fotoproudu	19
2.4.1 Převod na rezistoru	19
2.4.2 Režim nulového napětí na fotodiodě	21
2.4.3 Fotovodivostní režim s operačním zesilovačem.....	21
2.5 Stabilita transimpedančního zesilovače	22
2.6 Šumové poměry	24
3. Transimpedanční zesilovače	26
3.1 Výběr vhodného operačního zesilovače.....	26
3.2 Limitující parametry při návrhu operačního zesilovače.....	27
3.2.1 Určení kompenzační kapacity.....	27
3.2.2 Kompenzace vstupních proudů operačního zesilovače	28
3.3 Simulace v obvodovém simulátoru.....	30
4. Realizace fotopřijímače	32
5. Měření horního mezního kmitočtu	34
5.1 Návrh optického vysílače.....	34
5.1.1 Měření na lavinové fotodiodě KPDEA005-56F	35
5.1.2 Měření na infračervené diodě TSTS7100.....	37
5.1.3 Určování pracovního napětí LED	38
5.1.4 Diplexer	39
5.2 Celkové uspořádání měření.....	40
5.3 Změřené hodnoty komerčního přijímače	41
5.4 Změřené hodnoty realizovaného přijímače	42

5.5 Srovnání přijímačů	43
6. Závěr	44

Seznam symbolů a zkratek

Zkratky:

APD	lavinová fotodioda
VA	voltampérová charakteristika
DC/DC	stejnoseměrný měnič
OZ	operační zesilovač
SMD	součástka pro povrchovou montáž
TIA	transimpedanční zesilovač
FET	unipolární tranzistor
BJT	bipolární tranzistor
GBW	součin zesílení OZ v dB a šířky pásma
LED	elektroluminescenční dioda
IR	infračervené

Symboly:

R	responzivita	[A/W]
f_{-3dB}	šířka pásma	[Hz]
I_T	temný proud fotodiody	[A]
U_{BR}	maximální závěrné napětí na fotodiodě	[V]
C_D	parazitní kapacita fotodiody	[F]
I_D	proud fotodiodou vzniklý fotoelektrickým jevem	[A]
R_L	odpor zátěže fotodiody	[Ω]
I_N	šumový proud na fotodiody	[A/ \sqrt{Hz}]
R_S	sériový odpor v náhradním modelu fotodiody	[Ω]
E	intenzita elektromagnetického záření	[lx]
U_F	dopředné napětí	[V]
I_F	dopředný proud	[A]
U_R	závěrné napětí	[V]
I_R	závěrný proud	[A]
φ_B	difuzní napětí fotodiody	[V]
M	multiplikační koeficient	[-]

v	materiálová konstanta	[-]
U_{RMSnoise}	efektivní hodnota změřeného šumového napětí	[V]
U_s	výstupní napětí převodníku fotoproudu	[V]
U_{BIAS}	napětí pro zápornou polarizaci fotodiody	[V]
C_{DIFF}	diferenční kapacita vstupů OZ	[F]
C_{CM}	kapacita vstupů OZ proti zemi	[F]
C_{OZ}	celková kapacita operačního zesilovače	[F]
C_i	celkové parazitní kapacity	[F]
C_{PCB}	parazitní kapacita plošného spoje	[F]
C_F	kompensační kapacita	[F]
F	koeficient nadměrného šumu	[-]
k_{eff}	efektivní hodnota ionizačního poměru	[-]
I_L	svodový proud	[A]
i_n	spektrální šumová hustota	$[A/\sqrt{Hz}]$
k	Boltzmanova konstanta	[J/K]
q	náboj elektronu	[C]
T	termodynamická teplota	[K]
R_F	zpětnovazební (transimpedanční) odpor	[Ω]
P_s	dodaný optický výkon	[W]
S/N	poměr signál-šum	[dB,-]
SR	maximální rychlost přeběhu	[V/s]
$U_{\text{IN_noise}}$	spektrální hustota šumového napětí vztažená ke vstupu OZ	$[V/\sqrt{Hz}]$
$I_{\text{IN_noise}}$	spektrální hustota šumového proudu vztažená ke vstupu OZ	$[A/\sqrt{Hz}]$
I_{BIAS}	průměrná hodnota vstupních proudů OZ	[A]
$I_{\text{OFFSET_BIAS}}$	rozdíl proudu vstupu od I_{BIAS}	[A]
$U_{\text{I+}}$	maximální hodnota přivedená na vstup OZ	[V]
$U_{\text{I-}}$	minimální hodnota přivedená na vstup OZ	[V]
β	přenos zpětnovazební sítě	[-]
U_{OFFSET}	posunuté napětí výstupní před kompenzací	[V]
$U_{\text{OFFSET_KOMP}}$	posunuté napětí výstupní po kompenzací	[V]

t_r	doba náběžné hrany	[s]
Δ	dynamická vodivost LED	[S]
Δ_R	dynamický odpor LED	[Ω]
R_{LED}	statický odpor LED	[Ω]
U_{T-BIAS}	stejnoseměrné napětí přivedené na T-BIAS článek	[V]
A_{TR}	zesílení na komerčním přijímači Thorlabs	[dB]

Seznam obrázků

Obr. 2-1: Náhradní model fotodiody	15
Obr. 2-2: VA charakteristika fotodiody v pracovních kvadrantech, kde E je intenzita záření (převzato z [1], upraveno)	16
Obr. 2-3: Struktura PIN, rozložení náboje (převzato z [3], upraveno)	17
Obr. 2-4: Jednoduché zpracování signálu pomocí rezistoru	19
Obr. 2-5: Jednoduché zpracování signálu pomocí rezistoru se závěrným napětím ..	20
Obr. 2-6: Principiální schéma režimu nulového napětí na fotodiodě	21
Obr. 2-7: Principiální zapojení ve fotovodivostním režimu	22
Obr. 2-8: Parazitní kapacity převodníku fotoproudu	23
Obr. 3-1: Kompenzace proudů vstupů do OZ.....	28
Obr. 3-2: Příklad zapojení v programu TINA-TI, obvod OPA858.....	30
Obr. 3-3: Frekvenční charakteristika z programu TINA-TI pro obvod OPA858	31
Obr. 4-1: Schéma zapojení převodníku	33
Obr. 5-1: Závislost proudu na závěrném napětí při konstantním osvětlení	35
Obr. 5-2: Závislost multiplikačního koeficientu na závěrném napětí při konstantním osvětlení	36
Obr. 5-3: Závislost šumového napětí na velikosti závěrného napětí na lavinové fotodiodě	36
Obr. 5-4: V-A charakteristika vysílací IR LED	37
Obr. 5-5: Vnitřní zapojení T-BIAS článku	39
Obr. 5-6: Uspořádání měřicího pracoviště.....	40
Obr. 5-7: Verifikace správného impedančního přizpůsobení vysílače	41
Obr. 5-8: Závislost multiplikačního koeficientu na závěrném napětí měřené s převodníkem.....	42

Seznam tabulek

Tab. 1: Typické hodnoty šumových poměrů	24
Tab. 2: Obecné srovnání parametrů vhodných operačních zesilovačů.....	27
Tab. 3: Vypočtené kompenzační kapacity a vliv na mezní kmitočet TIA.....	28
Tab. 4: Vliv vstupních proudů na výběr TIA.....	29
Tab. 5: Výsledné mezní kmitočty ze simulace	30
Tab. 6: Naměřené hodnoty na komerčním přijímači Thorlabs	41
Tab. 7: Naměřené hodnoty na konstruovaném přijímači.....	42
Tab. 8: Srovnání vypočtených, simulovaných a naměřených hodnot	43

1. ÚVOD

Tato práce se věnuje problematice návrhu transimpedančních zesilovačů s velkou transimpedancí. Práce nastiňuje problémy, se kterými se lze při takovémto návrhu setkat. Součástí práce je realizace takového zařízení.

První část práce seznamuje se základními prvky vhodnými pro detekci slabého optického signálu. Závěrem první části je použití lavinových diod a zesilovačů s velkou transimpedancí. Následující část se věnuje způsobům převodu získaného fotoproudu na napětí. Zde je uvedeno seznámení se zapojeními s operačními zesilovači a s potenciálními problémy, jež jsou dále rozebrány. Především se jedná o stabilitu operačního zesilovače a efekty způsobené proudy tekoucími do vstupů operačního zesilovače. Je zde také uveden vztah pro výpočet mezního kmitočtu, který je úzce spjatý právě se stabilitou. Mezní kmitočet a stabilita je pak ověřena v obvodových simulátorech. Jsou zde uvedeny vztahy pro výpočet odstavu signál šum jak fotodiody, tak celého zapojení. Další část je věnována výběru operačního zesilovače, se kterým je následně přijímač zkonstruován. Pro zkonstruovaný přijímač jsou navrženy a realizovány metody pro stanovení horního mezního kmitočtu. Realizovaný přijímač je dále srovnán s komerčním přijímačem a je provedeno vyhodnocení tohoto srovnání.

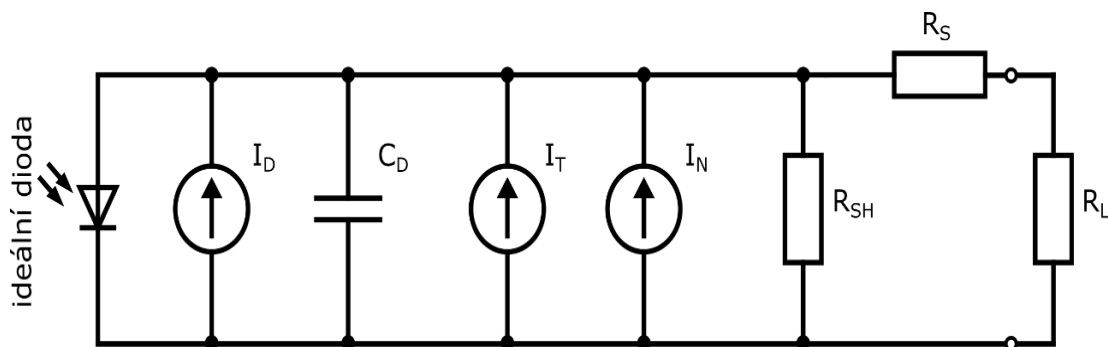
2. FOTOELEKTRICKÉ SENZORY

V současné technické praxi jsou často využívány senzory elektromagnetického záření, které pracují ve viditelném nebo jemu blízkém spektru. Na trhu jsou dostupné různé druhy fotoelektrických senzorů (fotorezistory, různé variace fotodiod, fototranzistor, fototyristor...). Pro aplikace, kde předpokládáme rychlejší signály, jsou nejvhodnější právě fotodiody. Obecně lze říci, že tyto senzory vynikají především velkou citlivostí a přesností. Senzory založené na snímání elektromagnetického záření využívají principu fotoelektrického jevu. Při vnitřním fotoelektrickém jevu dochází k absorpci dopadajících fotonů s energií rovnou nebo větší, než je šířka zakázaného pásu materiálu. Při absorpci dochází k přechodu elektronů v atomech materiálu z valenčního do vodivostního pásu, čímž dochází ke vzniku párů elektron-díra (vakance s kladným nábojem po odstranění elektronu). Zvýšením koncentrace volných nosičů nábojů vzroste vlastní vodivost. Tyto nosiče náboje se pak podílejí na vedení proudu v polovodičích intrinzického typu. V případě dopadu fotonů do oblasti polovodičového PN přechodu dochází k rozdělení náboje vlivem vnitřního elektrického pole přechodu a na pólech přechodu tak vzniká elektrické napětí a po uzavření vodivé smyčky v obvodu pak také elektrický proud. Důležitými parametry pro výběr senzoru založeném na fotoelektrickém jevu jsou:

- citlivost, resp. rezonivita detektoru $R(\lambda)$ [A/W],
- šířka pásma f_{-3dB} [GHz],
- temný proud I_T [nA],
- maximální závěrné napětí U_{BR} [V],
- parazitní kapacita C_D [pF].

2.1 Fotodioda

Fotodioda je polovodičová součástka pracující na principu fotoelektrického jevu. V aplikacích je možné ji využít jako fotoelektrický senzor. Z konstrukčního pohledu se jedná o struktury PN, PIN, Schottkyho typu a APD (lavinová fotodioda, z aj. Avalanche PhotoDiode). Vlastnosti jednotlivých struktur jsou popsány níže. Pro bližší porozumění fotodiodám se zavádí náhradní elektrické schéma, které je zobrazeno na obr. 2-1.



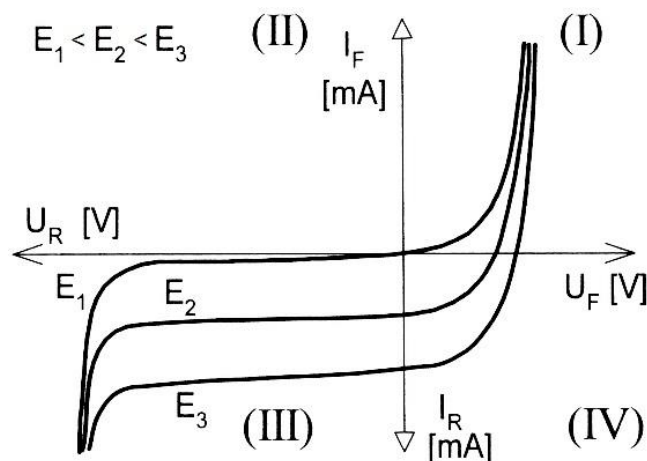
Obr. 2-1: Náhradní model fotodiody

I_D zde představuje užitný proud, který je závislý na intenzitě dopadajícího světla. Vznik tohoto proudu je podmíněn splněním podmínky fotoelektrického jevu. C_D udává parazitní kapacitu fotodiody a společně s R_L výrazně ovlivňuje mezní kmitočet. Kapacita fotodiody je dána především geometrickým uspořádáním její konstrukce. Temný proud I_T je proud, který prochází fotodiodou, pokud není vystavena žádnému osvětlení. I_N je šumový proud zahrnující především teplotní (Johnsonův) šum. R_{SH} je paralelní parazitní svodový odpor, který způsobuje svod malé části vygenerovaného proudu bez užitku. R_S je daný odporem vodivé cesty fotodiody. R_L zde představuje odpor zátěže, přes který se proud uzavírá. Tento odpor má vliv na velikost výstupního napětí.

2.1.1 Operační režimy fotodiody

Fotodiody lze využívat ve 3 kvadrantech jejich VA charakteristiky:

- I. Diodový režim – fotodioda se chová jako běžná dioda, ale její charakteristika díky energii dodávané elektromagnetickým zářením neprochází nulou, ale i bez průchodu proudu se na fotodiodě nachází nenulové napětí.
- II. V tomto kvadrantu fotodioda nepracuje.
- III. Fotovodivostní režim – fotodioda je polarizována v závěrném směru a chová se jako rezistor, jehož odpor je závislý na intenzitě dopadajícího světla. Tento režim je velmi často využíván. Dochází zde ke zmenšení parazitní kapacity přiložením závěrného napětí, které způsobí rozšíření oblasti přechodu, což vede k menší kapacitě. Tím se zvýší dosažitelný mezní kmitočet.
- IV. Fotovoltaický režim – jedná se o generátorický režim, ve kterém je generovaný výkon přímo úměrný intenzitě dopadajícího elektromagnetického záření. Tohoto režimu využívají například solární články.



Obr. 2-2: VA charakteristika fotodiody v pracovních kvadrantech, kde E je intenzita záření (převzato z [1], upraveno)

2.1.2 Závislost kapacity fotodiody na závěrném napětí

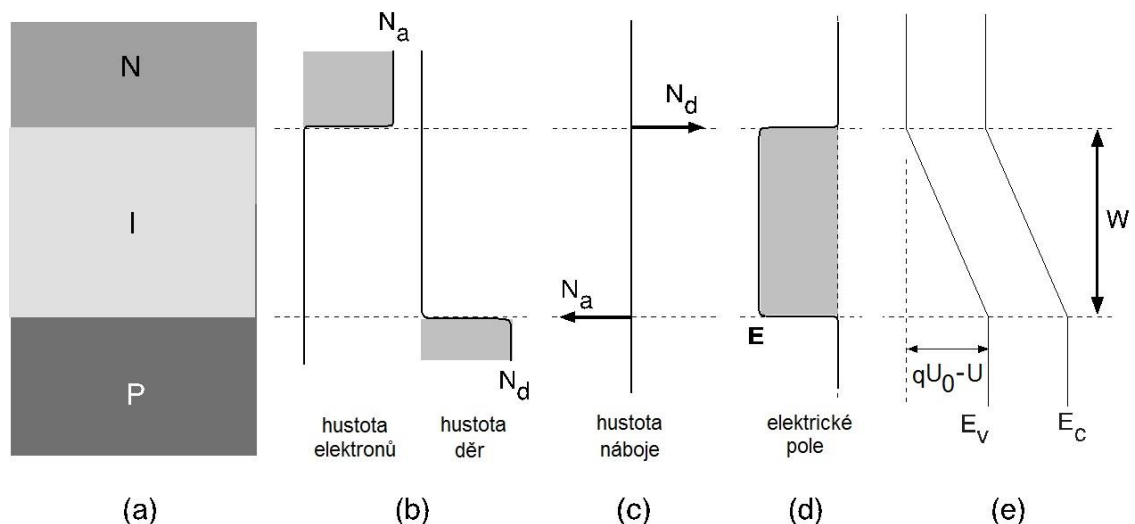
Vzhledem k tomu, že parazitní kapacita fotodiody je velmi často hlavní příčinou omezení mezního kmitočtu, je snaha tuto kapacitu zmenšovat. Toho lze dosáhnout například přivedením závěrného napětí na fotodiodu. Toto napětí pak rozšiřuje depletiční oblast, čímž zvětšuje vzdálenost dvou pomyslných desek kondenzátoru, a tím zmenšuje vlastní kapacitu. Výsledná kapacita při závěrném napětí U_R je pak v rovnici (2.1) [2].

$$C_D = \frac{C_{D0}}{\sqrt{1 + \frac{U_R}{\phi_B}}} \quad (2.1)$$

kde C_D je výsledná kapacita, C_{D0} je počáteční kapacita bez závěrného napětí. ϕ_B je difuzní napětí fotodiody závislé na teplotě polovodiče.

2.2 PIN fotodioda

Struktura PIN se liší oproti klasické PN struktuře vložení intrinzičké vrstvy I (vlastní polovodič) mezi strukturu P a N. Tato relativně tlustá vrstva umožňuje přivést větší závěrné napětí, jež dovojuje zvýšit vnitřní elektrickou intenzitu. Foton, který bude v této struktuře zachycen, s největší pravděpodobností projde vrstvou P a bude pohlcen ve vrstvě I. Zde je pohyb nově vygenerovaných nosičů náboje urychlen velkou elektrickou intenzitou, což přispívá ke zkrácení doby jejich průletů. Důsledkem toho je vyšší mezní kmitočet. Závěrné napětí se pro Si fotodiody může pohybovat v řádu stovek voltů, pro InGaAs jsou desítky voltů.



Obr. 2-3: Struktura PIN, rozložení náboje (převzato z [3], upraveno)

2.3 Lavinová fotodioda

Lavinová fotodioda, v anglické literatuře označována jako Avalanche PhotoDiode (APD), využívá speciální struktury PN přechodu. Závěrné napětí na lavinové fotodiodě se pohybuje velmi blízko průraznému napětí. To způsobí tak silné elektrické pole ve vyprázdněné oblasti, že volné nosiče náboje vygenerované fotoelektrickým jevem mohou dosáhnout takové kinetické energie, že dokáží předat část své energie a ionizovat atom, do kterého narazí. Tím dochází k vygenerování dalšího nosiče náboje a dále pak dochází k lavinovému efektu násobení počtu nosičů náboje. Takto vzniklému prostoru říkáme multiplikační oblast. Z potřeby určit poměr mezi celkovým počtem volných nosičů a nosičů vygenerovaných pomocí elektromagnetického záření se zavádí koeficient M . Matematicky ho lze vyjádřit podle vzorce (2.2)[4].

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{U_R}{U_{BR}}\right)^{\nu}} \quad (2.2)$$

Kde M je multiplikační koeficient, U_R je přivedené záporné napětí, U_{BR} je průrazné napětí, ν je konstanta pro materiál: pro Si 1,5-4, pro Ge 2,5-9.

Multiplikační koeficient v oblasti průrazu velmi strmě roste a postupně se dostává k oblasti plného nedestruktivního průrazu. Součástí datasheetu k lavinovým fotodiodám bývá právě graf závislosti parazitní kapacity a multiplikačního koeficientu na závěrném napětí. Pokud se počítá s použitím zařízení v prostředí s širokým teplotním rozsahem je potřeba při návrhu zohlednit závislost U_{BR} na teplotě.

2.3.1 Zdroj závěrného napětí pro lavinovou fotodiodu

Předpokládáme-li využití fotovodivostního režimu, který vyžaduje ke své funkci fotodiody typu PIN nebo APD, je potřeba vytvořit dostatečně velké napětí. Toto napětí musí být stabilní, aby nepřenášelo rušení do výstupního proudu fotodiody. Pro získání závěrného napětí v rozmezí od desítek voltů (např. pro InGaAs fotodiody) až po stovky voltů (např. pro Si fotodiody) lze předpokládat užití DC/DC měniče s nízkým šumem. Vzhledem k operačním vlastnostem měniče je potřeba při jeho použití zajistit ochranu stíněním mezi částí zpracovávající optický signál a částí, která zajišťuje závěrné napětí. Je potřeba také uvažovat o vlivu teploty a udržovat poměr $\frac{U_R}{U_{BR}}$ stejný tak, aby se kompenzovala teplotní závislost. Při laboratorních, teplotně stabilních podmínkách toto však není nutné uvažovat, pokud nebudeme fotodiodu výrazně výkonově zatěžovat a ona se průchozím proudem nebude zahřívat.

2.3.2 Lavinová fotodioda KPDEA005

Pro převod elektromagnetického záření na fotoproud máme k dispozici lavinovou fotodiodu od japonské firmy Kyosemi KPDEA005. Substrát založený na InGaAs zajišťuje citlivost především pro oblast blízkého infračerveného záření. Velmi důležitý je parametr paralelní kapacity, která je pro tuto diodu 0,8 pF. Další důležitý parametr je závěrné průrazné napětí, které je silně teplotně závislé a může se pohybovat kus od kusu od 35 V do 55 V.

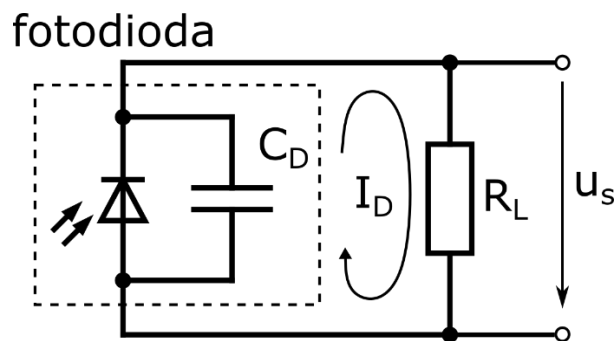
2.4 Elektronické obvody pro převod fotoproudu

Naprostá většina běžných elektronických měřicích přístrojů, jako jsou multimetry nebo osciloskopy, disponuje napěťovým vstupem. Fotodioda se chová jako proudový zdroj, z čehož vzniká potřeba převést fotoproud z fotodiody na napětí pro připojení k měřicím nebo záznamovým přístrojům. Tyto převodníky bývají velmi často realizovány ve více stupních, což může přinášet výhody např. ve vyšším mezním kmitočtu, avšak my se zde budeme zaměřovat především na návrh prvního stupně.

Při návrhu optoelektronického převodníku je třeba brát v úvahu především kompromis mezi dvěma parametry, šířkou pásma a zesílením. Dále pak hrají roli parametry jako je odstup signál-šum, velikost výstupního signálu a další.

2.4.1 Převod na rezistoru

Nejjednodušším příkladem převodníku fotoproudu na napětí je převést generovaný výkon na paralelně připojeném rezistoru. Vznikne tak v náhradním schématu obvod se zdrojem výkonu, parazitní kapacitou a odporem pro převod. Zapojení je znázorněno na obr. 2-4.



Obr. 2-4: Jednoduché zpracování signálu pomocí rezistoru

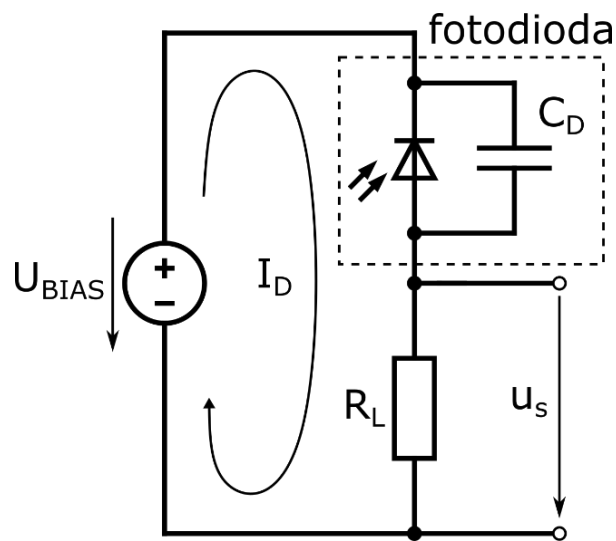
Zobrazený obvod má dobré vlastnosti z pohledu stejnosměrného signálu. Může se však projevit závislost rezpozivity fotodiody na závěrném napětí, které je vyvolané průchodem proudu I_D přes R_L . Tento jev pak způsobí nelinearitu výstupního napětí v závislosti na intenzitě osvětlení E . Nebereme-li tento fakt v potaz je zesílení dáno jednoduše velikostí R_L . Výstupní napětí je pak dáno rovnicí (2.3).

$$U_s = I_D R_L \quad (2.3)$$

Pomineme-li nelineární závislost $I_D(E)$, resp. $U_s(E)$, toto zapojení trpí i na relativně velký šum. Při pohledu střídavého proudu se toto zapojení chová velmi špatně. Omezení přináší vzniklý RC článek skládající se z parazitní kapacity C_D a odporu R_L , který převádí proud. Mezní frekvence tohoto dolnoproputního članku je tedy pak dána pomocí vztahu (2.4).

$$f_{RC} = \frac{1}{2\pi R_L C_D} \text{ [Hz; } \Omega, F] \quad (2.4)$$

Je vidět, že pro dosažení vyšší mezní frekvence jsou dostupné dva způsoby. Snížení hodnoty rezistoru R_L , má za následek zmenšení výstupní hodnoty napětí U_s , s minimální změnou šumových poměrů. Druhou variantou je zmenšit kapacitu C_D , čehož lze dosáhnout zápornou polarizací fotodiody (obr. 2-5), což rozšíří vyprázdněnou oblast a tím klesne kapacita. Aplikací tohoto napětí přechází pracovní oblast fotodiody z IV. kvadrantu do kvadrantu III. Výsledkem pak je až desetinásobně vyšší mezní kmitočet.



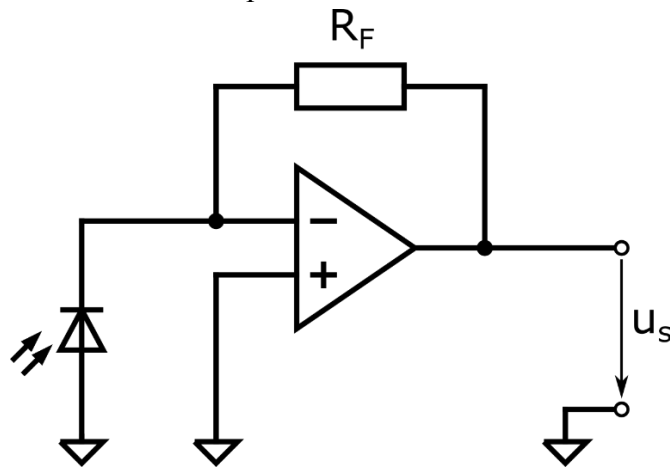
Obr. 2-5: Jednoduché zpracování signálu pomocí rezistoru se závěrným napětím

2.4.2 Režim nulového napětí na fotodiodě

V režimu nulového napětí na fotodiodě, jak už název říká, se operační zesilovač snaží pomocí zpětné vazby udržet napětí na fotodiodě co nejbližší nule. Zapojení operuje na pomezí III. a IV. kvadrantu. Pokud je na fotodiodě stacionární, v tomto případě nulové napětí, pak podle vzorce (2.5) neprochází vlastní kapacitou fotodiody žádný proud.

$$i_c = C \frac{du_c}{dt} [A; F, V, s] \quad (2.5)$$

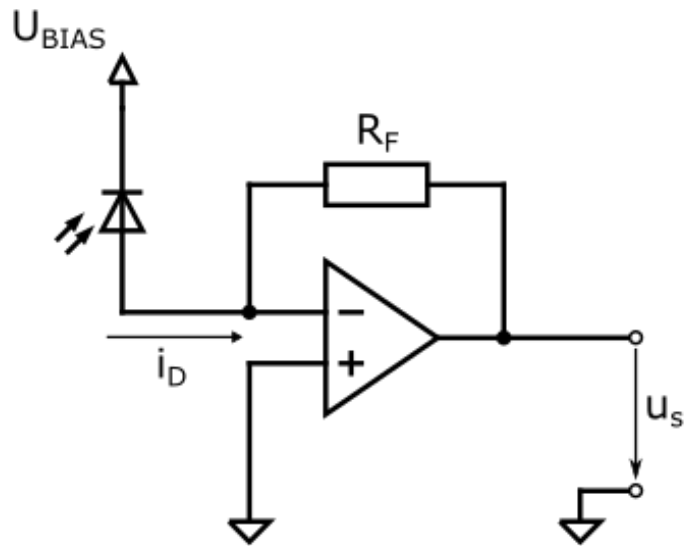
Na obr. 2-6 je zobrazeno principiální zapojení. Výhodou tohoto ideálního zapojení je, že fotodiodou neprochází přes parazitní kapacitu žádný svodový proud, což prakticky eliminuje šum fotodiody. Výhodou je lineární závislost výstupního napětí na dodávaném optickém výkonu, na rozdíl od režimu převodu na rezistoru.



Obr. 2-6: Principiální schéma režimu nulového napětí na fotodiodě

2.4.3 Fotovodivostní režim s operačním zesilovačem

Fotovodivostní mód se závěrným napětím u PN a PIN fotodiod rozšiřuje šířku depletiční oblasti, čímž zmenšuje parazitní kapacitu. Toto zapojení se využívá především pro diody, které vyžadují pro využití jejich vlastností závěrné napětí – lavinové fotodiody popsané výše. Temný proud v případě právě lavinových fotodiod je závislý na závěrném napětí. S temným proudem je také úzce spojen šum, který bývá oproti ostatním komponentům značný. Principiální schéma zapojení je zobrazeno na obr. 2-7.



Obr. 2-7: Principiální zapojení ve fotovodivostním režimu

Zapojení fotodiody ve fotovodivostním režimu a v režimu nulového napětí s využitím operačního zesilovače představuje převodník proudu na napětí. Pro zmíněné zapojení se ustálil výraz transimpedanční zesilovač, kdy převodní impedance (transimpedance) je představována odporem zpětnovazebního rezistoru.

2.5 Stabilita transimpedančního zesilovače

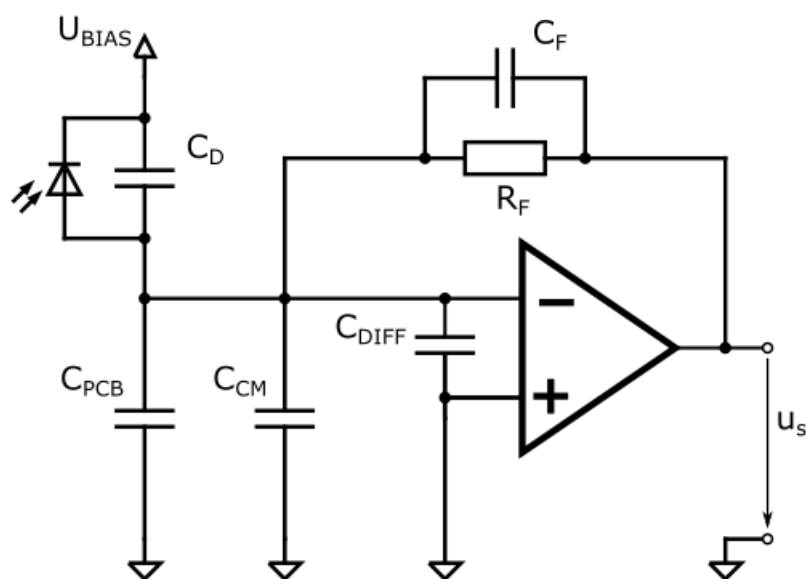
Pokud uvažujeme zjednodušené náhradní schéma s parazitními prvky zapojení, lze pomocí hodnot z datových listů OZ a fotodiody vypočítat požadovanou velikost kompenzační kapacity, která zajistí stabilitu.

V datovém listu je uvedena diferenční kapacita mezi invertujícím a neinvertujícím vstupem OZ, a to jako C_{DIFF} a kapacita mezi zemí a spojenými vstupy OZ jako C_{CM} . Z pohledu jejich vlivu na dynamické vlastnosti převodníku je uvažujeme jako kapacity parazitní. Pro zjednodušení definujeme součtovou kapacitu C_{OZ} v rovnici (2.6). Parazitní kapacity jsou zobrazeny na obr. 2-8.

$$C_{OZ} = C_{DIFF} + C_{CM} \quad (2.6)$$

Parazitní kapacita fotodiody (C_D), vstupu operačního zesilovače (C_{OZ}) a kapacita plošného spoje (C_{PCB}) je zjednodušena do kapacity C_i dle (2.7).

$$C_i = C_{PCB} + C_{OZ} + C_D \quad (2.7)$$



Obr. 2-8: Parazitní kapacity převodníku fotoproudu

Fázový posun způsobený RC článkem tvořený parazitní kapacitou C_i a rezistorem R_F může za určitých podmínek spolu s fázovým posunem OZ vést ke splnění oscilační podmínky v obvodu, které zapříčiní nestabilitu OZ. Avšak toto lze odstranit přidáním malé kompenzační kapacity do zpětné vazby paralelně k R_F . Tato kompenzace vychází z vykreslení přenosu otevřené smyčky operačního zesilovače a napěťového přenosu zpětnovazební sítě. Je potřeba, aby rozdíl sklonů v místě průsečíků obou křivek nebyl větší než 20 dB/dek.

Velikost kompenzačního kondenzátoru se vypočítá podle rovnice (2.8) [5].

$$C_F = \frac{(1 + \sqrt{1 + 8\pi R_F C_i f_{GBW}})}{4\pi R_F f_{GBW}} \quad (2.8)$$

Z rovnice se dá zjistit, že při použití velkého transimpedančního odporu v kombinaci s velmi rychlým operačním zesilovačem a fotodiodou s malou plochou a tím pádem i malou kapacitou pak vychází kompenzační kapacita velmi malá – v řádu jednotek až desítek femtofaradů. Kondenzátory se s takto malou hodnotou kapacity nevyrábějí, protože jsou srovnatelné s parazitními kapacitami plošného spoje nebo parazitní kapacitou právě samotného rezistoru. Lze tedy předpokládat potřebu tuto kapacitu minimalizovat, a to i z důvodu dosažení požadované šířky pásma.

Možnosti minimalizace parazitní kapacity rezistoru:

- Použití malého pouzdra – zmenšuje geometrickou kapacitu skrze rozměry.
- Zapojení dvou rezistorů do série – využívá vlastnosti sériového řazení kondenzátorů za sebe. Jsou-li dva stejné kondenzátory v sérii, je jejich výsledná kapacita polovina původní hodnoty.
- Použití stínění mezi pady součástky – vychází ze základů elektromagnetického stínění. Vytváří větší parazitní kapacitu vůči zemi, ale snižuje vzájemnou kapacitu.

Bohužel se tyto praktiky v kombinaci s možnostmi technologie výroby navzájem vylučují. Např. při použití malého SMD pouzdra již není možné provést stínění. Je těžké posoudit, zda použití dvou do série řazených kondenzátorů nezvětší parazitní indukčnost a kapacitu na plošném spoji skrze desku.

Výsledný mezní kmitočet po provedení kompenzace podle rovnice (2.8) je vyjádřený v rovnici (2.9) [5].

$$f_{-3dB_{CF}} = \sqrt{\frac{f_{GBW}}{2\pi R_F \cdot (C_i + C_f)}} \quad (2.9)$$

2.6 Šumové poměry

Pro optoelektronické obvody s lavinovou fotodiodou je velmi důležité uvažování šumů. Hlavním zdrojem již z podstaty je právě lavinová fotodioda, která je zdrojem především výstřelového šumu, který pak omezuje hranici pro detekci slabého signálu. Definujeme koeficient nadměrného šumu F , které udává poměr očekávaného výstřelového (Poisnovského) šumu a šumu skutečného podle rovnice (2.10).

$$F = k_{\text{eff}} \cdot M + (1 - k_{\text{eff}}) \cdot \left(2 - \frac{1}{M}\right) \quad (2.10)$$

Kde k_{eff} je poměr pravděpodobnosti ionizace (vznik elektronu a díry). Tento koeficient je velmi silně závislý na vnitřní intenzitě elektrického pole a dotaci polovodiče. Pro hrubou představu jsou uvedeny v tab. 1 [6] typické hodnoty.

Tab. 1: Typické hodnoty šumových poměrů

Ionizační poměr k [-]	Typický zisk M [-]	Koeficient nadměrného šumu F [-]
0,02	150	4,9
0,06	100	7,9
0,002	500	3
0,9	10	9,2
0,45	10	5,5

Celkový svodový proud I_L je určen podle rovnice (2.11) [6].

$$I_L = I_{LS} + I_{LB} \cdot M \quad (2.11)$$

Kde I_{LS} je povrchový svodový proud, I_{LB} je vnitřní svodový proud a M je multiplikační koeficient. Chceme-li zjistit spektrální hustota proudu fotodiody bez uvažování působení elektromagnetického záření, lze pak vypočítat podle rovnice (2.12) [6].

$$i_n = \sqrt{2qf_{-3dB}(I_{LS} + I_{LB}M^2F)} \quad (2.12)$$

Kde q je náboj elektronu. Naopak pro osvětlenou fotodiodu platí rovnice (2.13).

$$i_n = \sqrt{2qf_{-3dB}(I_{LS} + (I_{LB} + P_S R(\lambda))M^2F)} \quad (2.13)$$

Nyní jsme schopni určit užitečnou i šumovou část signálu z fotodiody. Určíme příspěvek elektroniky. Na něm se podílí jednak samotný šum operačního zesilovače, ale i zpětnovazební rezistor a uvažovaná parazitní kapacita na invertujícím vstupu.

$$i_{NEQ} = \sqrt{i_n^2 + \frac{4kT}{R_F} + \left(\frac{U_{IN_noise}}{R_F}\right)^2 + \frac{(2\pi f_{-3dB} U_{IN_noise} C_i)^2}{3}} \quad (2.14)$$

Kde i_n je vstupní šum do zesilovače, k je Boltzmanova konstanta, T je termodynamická teplota, U_{IN_noise} napěťový šum operačního zesilovače, C_i je parazitní kapacita a f_{-3dB} je šířka pásma celého zesilovače.

Pokud dosadíme do rovnice (2.14) šum fotodiody při osvětlení z rovnice (2.13) získáme celkový šum zesilovače, jak je uvedeno v rovnici (2.15).

$$i_{NEQ} = \sqrt{2qf_{-3dB}(I_{LS} + (I_{LB} + P_S R(\lambda))M^2F) + \frac{4kT}{R_F} + \left(\frac{U_{IN_noise}}{R_F}\right)^2 + \frac{(2\pi f_{-3dB} U_{IN_noise} C_i)^2}{3}} \quad (2.15)$$

Známe-li celkový šum a víme, jak se určí žádaná část signálu, lze určit poměr signál-šum S/N .

$$\begin{aligned} S/N &= \\ &= \frac{(P_S R(\lambda)M)^2}{2qf_{-3dB}(I_{LS} + (I_{LB} + P_S R(\lambda))M^2F) + \frac{4kT}{R_F} + \left(\frac{U_{IN_noise}}{R_F}\right)^2 + \frac{(2\pi f_{-3dB} U_{IN_noise} C_i)^2}{3}} \end{aligned} \quad (2.16)$$

Ze znalosti parametrů obvodu lze pak určit celkový odstup signál-šum. Je vidět vliv fotodiody, parazitních kapacit, zpětnovazebního odporu i výběru operačního zesilovače.

3. TRANSIMPEDANČNÍ ZESILOVAČE

Transimpedanční zesilovač je zapojení s operačním zesilovačem určené k použití jako převodník proudu na napětí, jehož vstup se chová jako „proudová nora“. Jak vstupní, tak výstupní impedance tohoto zesilovače by se měla v ideálním případě pro všechny kmitočty blížit nule. Název transimpedanční zesilovač (TransImpedance Amplifier, TIA) je odvozený z transmise – převodu jedné vstupní veličiny na veličinu druhou a převod je proveden skrze impedanci, tedy transimpedanční zesilovač. V konstrukci má význam oddělení vstupní a výstupní impedance. Takovýto zesilovač bývá prvním zesilovacím stupněm mimo jiné např. ve fotonásobičích nebo akcelerometrech.

3.1 Výběr vhodného operačního zesilovače

Při výběru vhodného operačního zesilovače je potřeba zohlednit několik požadavků na výslednou funkci, které jsou potřeba definovat před samotným návrhem. Jedná se především o potřebné zesílení a požadovanou šířku pásma. V tomto nás omezují některé technické limity součástek od výrobců. Lze si vybírat z operačních zesilovačů s unipolárními (FET), nebo bipolárními (BJT) tranzistory na vstupu. Do vstupů zesilovačů s FET tranzistory na vstupu teče menší proud, ale mívají větší parazitní kapacitu.

Pro srovnání a následnou simulaci jsme si vybrali tyto operační zesilovače s parametry uvedenými v tab. 2. LTC6268-10 spolu s OPA657 tvoří dvojici starších a déle používaných a odzkoušených OZ. Naopak OPA858 a OPA855 jsou relativně nové operační zesilovače, které vynikají především parametrem udávající součin zesílení v dB a šířky pásma, tzv. Gain BandWidth Product (GBW, GBP, GBWP). Parametr I_{BIAS} udává velikost proudu tekoucího do vstupu OZ většinou jako průměrnou hodnotu obou vstupů. I_{OFFSET_BIAS} udává rozdíl mezi proudem, který teče do vstupů OZ. U_{I+} a U_{I-} udávají maximální a minimální hodnotu přivedenou na vstup OZ při doporučeném napájení specifikovaném v datovém listu. (OPA657 $U_{CC} = \pm 5$ V, LTC6268-10, OPA855 a OPA858 $U_{CC} = +5$ V). Parametr SR (z ang. slew-rate) vyjadřuje maximální rychlost přeběhu výstupního napětí. U_{IN_noise} a I_{IN_noise} jsou hodnoty spektrální hustoty šumového napětí/proudu vztaženého ke vstupu OZ.

Tab. 2: Obecné srovnání parametrů vhodných operačních zesilovačů

TIA		OPA657	LTC6268-10	OPA855	OPA858
Vstupní tranzistory		FET	FET	BJT	FET
f_{GBW}	GHz	1,6	4	8	5,5
SR	kV/us	0,7	1,5	2,75	2
C_{CM}	pF	4,5	0,45	0,6	0,62
C_{DIFF}	pF	0,7	0,1	0,2	0,2
C_{OZ}	pF	5,2	0,55	0,8	0,82
U_{IN_noise}	nV/VHz	4,8	4	0,98	2,5
I_{IN_noise}	fA/VHz	1,3	7	2,5	0
I_{BIAS}	pA	4	0,006	-1,2E+07	0,8
I_{OFFSET_BIAS}	pA	2	0,012	2,0E+05	0,02
U_{I+}	V	2	4,5	4,6	3,6
U_{I-}	V	-3,5	-0,1	1,1	0

3.2 Limitující parametry při návrhu operačního zesilovače

Během návrhu transimpedančního zesilovače se lze setkat s několika parametry, které nás omezují ve vlastním návrhu. Jmenovitě se jedná především o otázku stability, resp. nutnosti kmitočtové kompenzace a kompenzace vstupních proudů tekoucí do operačního zesilovače. Pro následující výpočty uvažujeme transimpedanci – zpětnovazební rezistor R_F o velikosti 1 M Ω .

3.2.1 Určení kompenzační kapacity

Odvození velikosti této kapacity vychází z řešení stability zesilovače. Velmi často se pro znázornění používá grafický pohled na frekvenční charakteristiku zesílení v otevřené smyčce a zpětnovazební síti, jejíž přenos je označován β . Nesmí být splněny obě známé oscilační podmínky, což v přenesení na tento případ znamená, že v bodě průsečíku přenosu zpětnovazební sítě a přenosu OZ nesmí být rozdíl jejich sklonů pro ideální kompenzaci větší než 20 dB/dek. Pro optimální kompenzaci by měl být právě 30 dB/dek. To může vést k mírnému převýšení zisku ve frekvenční charakteristice, ale díky tomuto lze dosáhnout většího mezního kmitočtu. Pro manipulaci s tímto bodem se přidává právě kompenzační kapacita C_F , která je pro námi vybrané operační zesilovače vypočtena v tab. 3.

Tab. 3: Vypočtené kompenzační kapacity a vliv na mezní kmitočet TIA

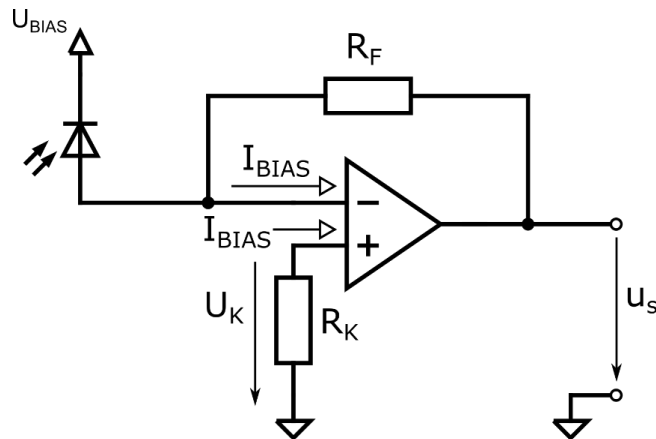
TIA		OPA657	LTC6268-10	OPA855	OPA858
f_{GBW}	GHz	1,6	4	8	5,5
C_{OZ}	pF	5,2	0,55	0,8	0,82
f_{-3dB}	MHz	6,31	19,07	25,23	20,82
C_F	fF	25,3	8,4	6,3	7,7
f_{-3dB_CF}	MHz	6,30	19,03	25,19	20,78
Společné parametry					
C_{PCB}	pF	0,4			
C_D	pF	0,8			
R_F	M Ω	1			

Z tab. 3 je vidět, že pro všechny OZ díky velké šířce pásma f_{GBW} , velkému rezistoru R_F a malým kapacitám v součtu C_i vychází velmi malé kompenzační kapacity C_F . Ty jsou dokonce tak malé, že běžná parazitní kapacita libovolného rezistoru je přesáhne. Běžná kapacita SMD rezistoru v pouzdře 1206 se pohybuje přibližně okolo 100fF bez započítání jakékoliv montážní nebo jiné nežádoucí parazitní kapacity.

Lze si povšimnout, že přidání kompenzační kapacity C_F nikterak výrazně neovlivnilo mezní kmitočet, ale pokud by se tato kapacita zvětšovala, byla by právě ona omezujícím parametrem.

3.2.2 Kompenzace vstupních proudů operačního zesilovače

Při použití velkých transimpedancí je nutné uvažovat vliv vstupních proudů do operačního zesilovače, které se většinou zanedbávají. Tyto proudy pak způsobují skrz zpětnovazební rezistor R_F stejnosměrné posunutí výstupního napětí. Pokud uvažujeme stejné vstupní proudy, do obou vstupů lze provést kompenzaci pomocí rezistoru R_K , který vytvoří stejně velký úbytek jako R_F . Tím by se mělo zachovat nulové napětí na výstupu. Vlastností této kompenzace je fakt, že oba vstupy jsou nyní „posunuté“ a může se stát, že po této kompenzaci vstupní napětí přesáhne maximální povolenou hodnotu na vstupu, což by vedlo k nefunkčnosti OZ.



Obr. 3-1: Kompenzace proudů vstupů do OZ

Tab. 4: Vliv vstupních proudů na výběr TIA

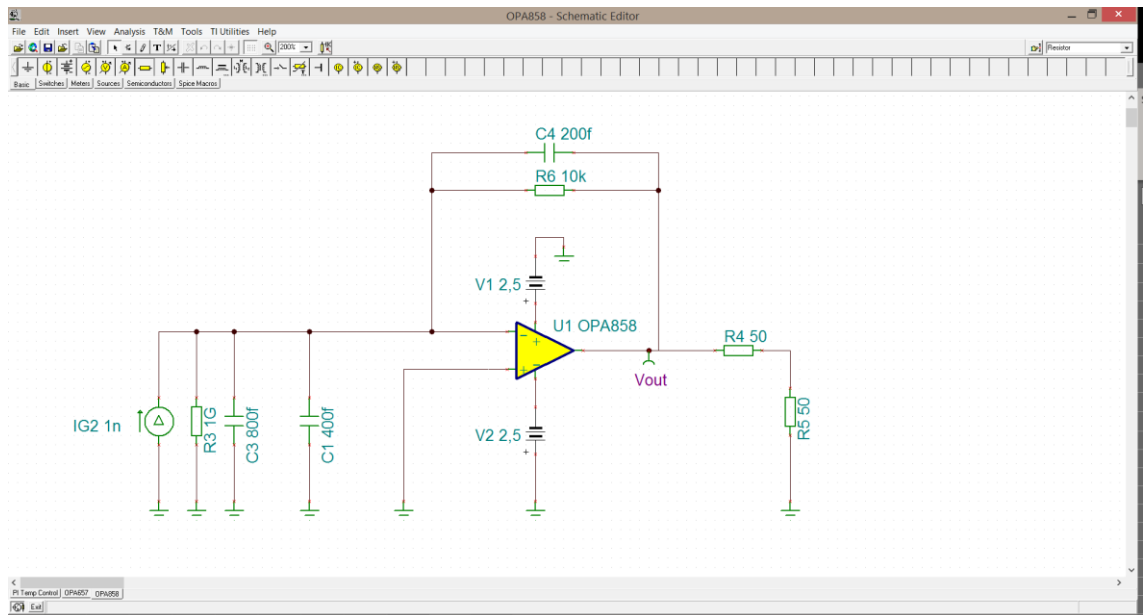
TIA		OPA657	LTC6268-10	OPA855	OPA858
Vstupní tranzistory		FET	FET	BJT	FET
I_{BIAS}	pA	4	0,006	-1,2E+07	0,8
$I_{OFFSET\ BIAS}$	pA	2	0,012	2,0E+05	0,02
U_{I+}	V	2	4,5	4,6	3,6
U_{I-}	V	-3,5	-0,1	1,1	0
U_{OFFSET}	V	4,0E-06	6,0E-09	-12	8,0E-07
U_{OFFSET_KOMP}	V	2,0E-06	1,2E-08	0,2	2,0E-08

pro $R_F = 1M\Omega$

Řádky U_{I+} a U_{I-} vyjadřují maximální/minimální vstupní napětí. Výstupní posunuté napětí U_{OFFSET} před kompenzací je způsobené průchodem vstupního proudu skrze zpětnovazební rezistor R_F . Z tab. 4 je vidět, že OZ OPA855, který má na svém vstupu bipolární tranzistory, není vhodný pro použití s takto velkým rezistorem ve zpětné vazbě, protože několikanásobně převyšuje maximální povolenou vstupní hodnotu napětí. Inverzním způsobem lze dopočítat maximální hodnotu zpětnovazebního odporu, která je přibližně 400 k Ω . Ostatní zesilovače mají na svém vstupu unipolární tranzistory, které odebírají mnohem menší proud a zdaleka nedosahují na maximální vstupní napětí. Parametr U_{OFFSET_KOMP} udává rozdíl výstupního napětí oproti zemi po kompenzaci při nulovém vstupním signálu, avšak neuvažuje napěťovou nesymetrii vstupních proudů, která bývá značná, ale stále nedostatečně výrazná, aby omezila funkčnost OZ.

3.3 Simulace v obvodovém simulátoru

Simulace proběhla ve dvou simulačních programech: TINA-TI pro obvody OPA657, OPA858 a OPA855 od firmy Texas Instruments a LT-SPICE pro obvod LT6268-10 od firmy Linear Technology. Od původního záměru provést simulace pouze v programu LT-SPICE mě odradila nekompatibilita poskytnutých modelů od firmy Texas Instruments, a to i při použití oficiálního postupu pro převod mezi simulačními programy. Příklad zapojení v programu TINA-TI je uveden na Obr. 3-2: Příklad zapojení v programu TINA-TI, obvod OPA858obr. 3-2.



Obr. 3-2: Příklad zapojení v programu TINA-TI, obvod OPA858

Simulace byla provedena pro tři velikosti parazitní kapacity, jejíž hodnota nelze přesně určit. Parazitní kapacita výrazně ovlivňuje výsledný mezní kmitočet. Jmenovitě je simulace provedena bez parazitní kapacity, což ukáže limit především ze strany operačního zesilovače a připojené fotodiody, s vypočtenou parazitní kapacitou podle rovnice (2.8), což by měla být kapacita optimální, a pro „velkou“ parazitní kapacitu 200 fF, která naopak ukazuje limit článku $R_F C_F$.

Tab. 5: Výsledné mezní kmitočty ze simulace

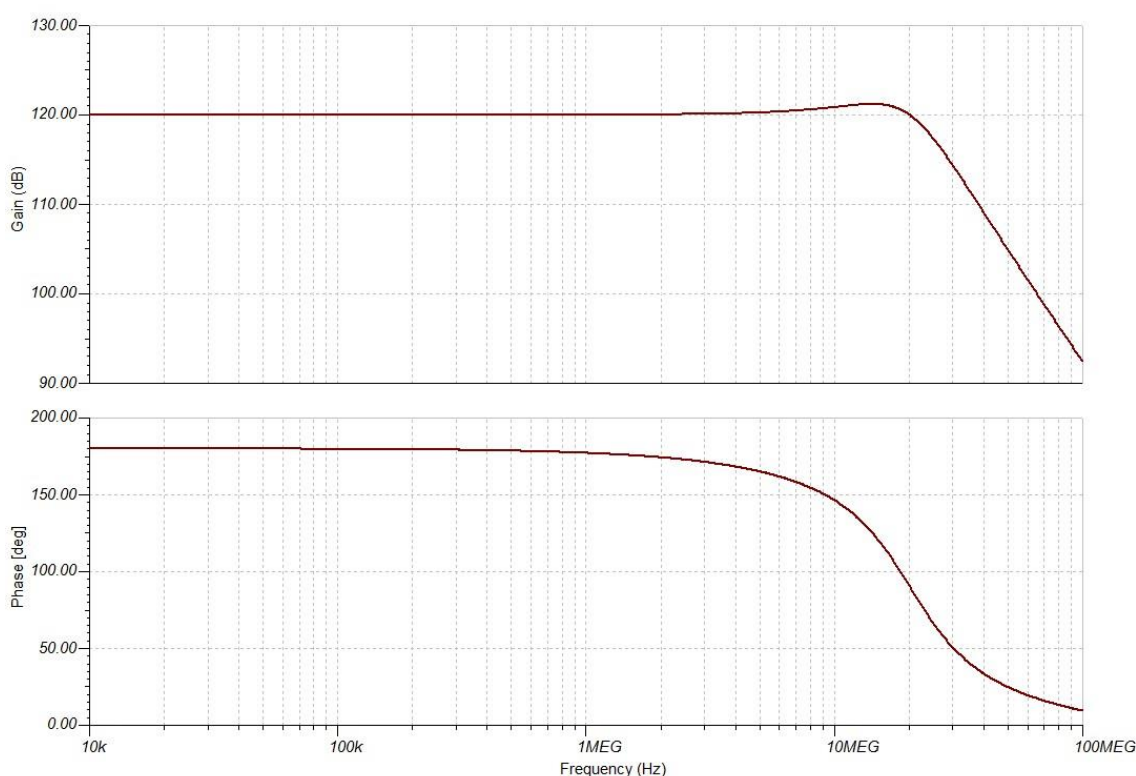
C_F [fF]		OPA657	LTC6268-10	OPA855*	OPA858
viz. tab. 3	f_{-3dB} MHz	7,27	22,28	40,15	25,66
0	f_{-3dB} MHz	25,29	25,58	60,91	31,4
200	f_{-3dB} MHz	0,79	0,80	1,95	0,79

*maximální nastavitelný odpor R_F je $405,5k\Omega$, což odpovídá teoreticky předpokládaným hodnotám, uvedené hodnoty v řádce 1 platí pro $R_F = 400k\Omega$, $C_F = 10fF$.

Je vidět, že při správné kompenzaci dosahují obvody LTC6268-10 a OPA858 přibližně stejný mezní kmitočet, neuvažujeme obvod OPA855, který nedokáže kvůli velkým vstupním proudům operovat v oblasti velkého zesílení.

Pokud simulujeme „velkou“ parazitní kapacitu 200 fF, která bude pravděpodobně ještě stále nižší než reálná kapacita na plošném spoji, lze si všimnout, že pro všechny obvody vychází přibližně stejný mezní kmitočet. Tato limitace je zapříčiněna právě článkem $R_F C_F$, jehož mezní kmitočet je uveden v rovnici (3.1).

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi R_F C_F} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^6 \cdot 200 \cdot 10^{-15}} = 0,8 \text{ MHz} \quad (3.1)$$



Obr. 3-3: Frekvenční charakteristika z programu TINA-TI pro obvod OPA858

Na obr. 3-3 je vidět drobné převýšení způsobené blízkostí dvou pólů. Stojí za povšimnutí, že v pravé části je již pokles o -40 dB/dek. Lze tedy tvrdit, že kompenzace je v simulaci úspěšná.

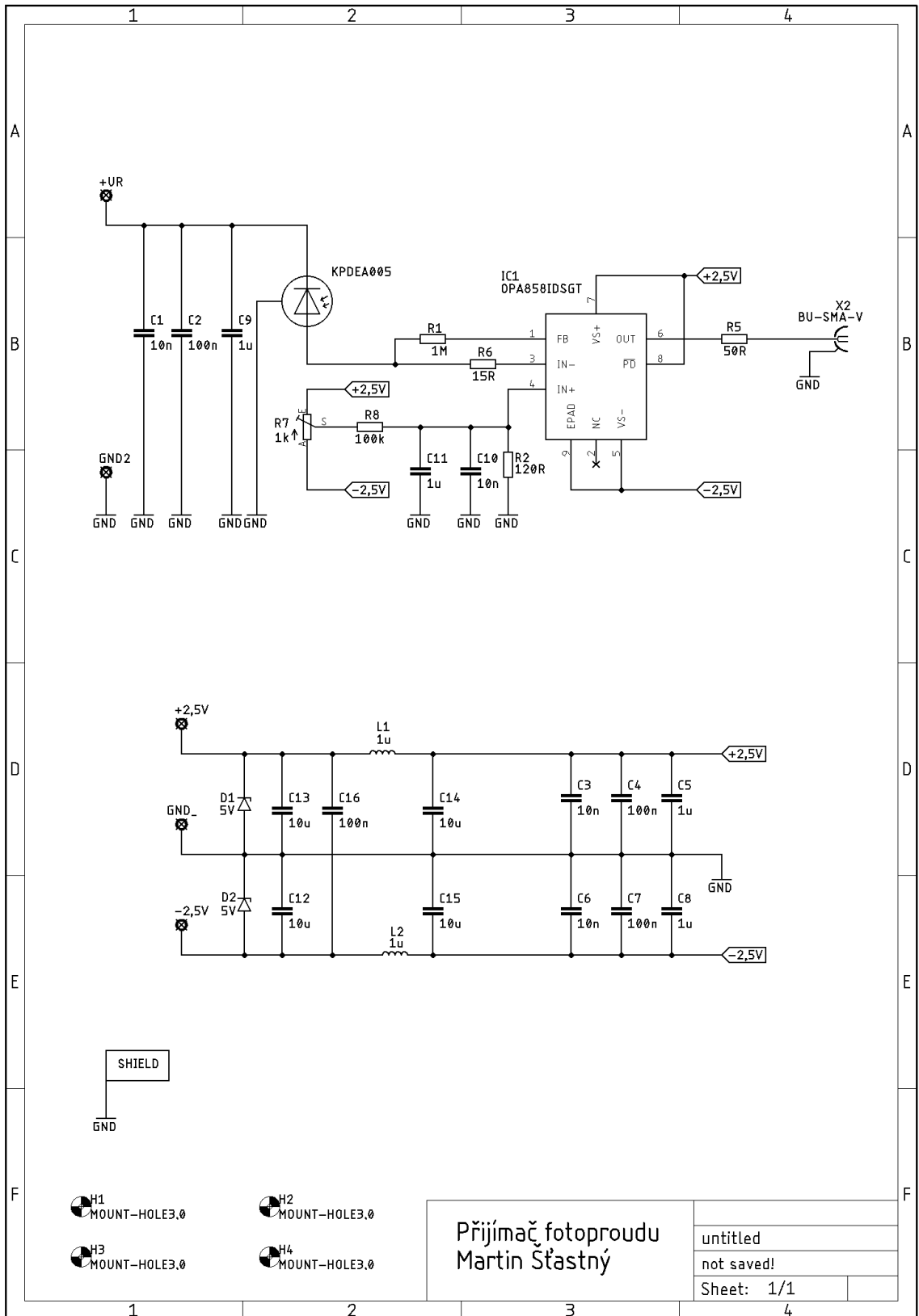
Srovnání vypočtených a simulovaných hodnot je provedeno v následující kapitole.

4. REALIZACE FOTOPRIJÍMAČE

Realizace provedeného řešení je založena na závěrech simulací. Přijímač je založený na obvodu OPA858, který prokázal nejlepší výsledky z pohledu největší šířky pásma. K tomuto obvodu je následně připojena lavinová fotodioda. Celé zapojení je zobrazeno na obr. 4-1. Operační zesilovač je napájen symetrickým zdrojem napětí $\pm 2,5$ V s filtrací. V návrhu je uvažovaný stínící kryt proti elektromagnetickému záření, ale na desce není osazen z důvodu možnosti snadného přístupu k součástkám, a i vzhledem k tomu, že se neprojevila potřeba tento kryt použít. Závěrné napětí pro fotodiodu je vyvedeno na piny pro připojení externího stabilizovaného zdroje především proto, aby se odstranilo případné rušení. Toto napětí je ještě přímo u fotodiody filtrováno trojicí kondenzátorů. Fotodioda je osazena co nejbližší OZ. R1 ve schématu představuje zpětnovazební rezistor R_F , R6 představuje tlumení rezonančního obvodu, který může vzniknout z indukčnosti přívodu od fotodiody a vstupní kapacity OZ.

Součástky připojené ke kladnému vstupu OZ, R7, R8, C11, C10 a R2 umožňují posunutí souhlasného/středového napětí operačního zesilovače, protože si nejsme jistí chováním OZ s takto velkou transimpedancí z pohledu zesílení vstupní napěťové nesymetrie. Neosazením potenciometru R7 vznikne „klasický“ případ, kdy je kladná svorka připojena nepřímo přes malou impedanci na zem. R5 slouží jako impedanční přizpůsobení. Výstupní signál je vyveden na SMA konektor.

Při návrhu plošného spoje bylo dbáno především to, aby byly všechny podstatné součástky umístěny blízko OZ, aby se neprojevily parazitní jevy, především kapacita. Kritické je to především pro zpětnovazební odpor a blokovací kondenzátory na napájecích přívodech.



Obr. 4-1: Schéma zapojení převodníku

5. MĚŘENÍ HORNÍHO MEZNÍHO KMITOČTU

Pro měřené kmitočty lze již předpokládat vliv parazitních a dynamických parametrů různých částí v měřicím řetězci. Je potřeba si uvědomit možné limitace způsobené nesprávným zapojením, zacházením a nastavením měřicích i měřených přístrojů, které mohou způsobit principiální nepřesnosti v měřených hodnotách.

Mezní kmitočet lze měřit dvěma způsoby. Oba předpokládají modulaci optického signálu, který následně dopadá na fotodiodu realizovaného fotopřijímače. Optický signál bude vytvářen LED pracující v oblasti blízkého infračerveného záření. Jednou možností je rozmitání sinusového signálu přes předpokládanou lineární pracovní oblast LED a sledování úrovně signálu na výstupu fotopřijímače. Druhou možností je sledovat odezvu na náběžnou hranu obdélníkového signálu modulujícího LED, z čehož lze určit náběžná doba t_r a z ní pak pomocí rovnice (5.1) mezní kmitočet. Tento vztah je ale odvozený pouze pro systémy prvního řádu.

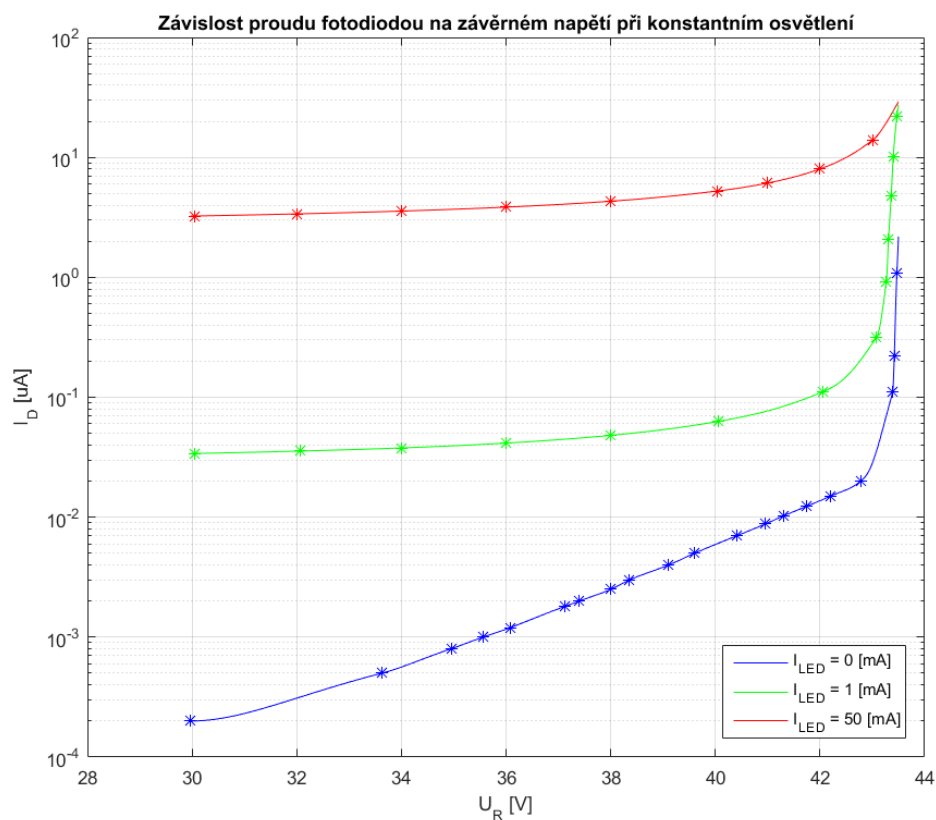
$$f_{-3\text{dB}} = \frac{0,35}{t_r} \quad (5.1)$$

5.1 Návrh optického vysílače

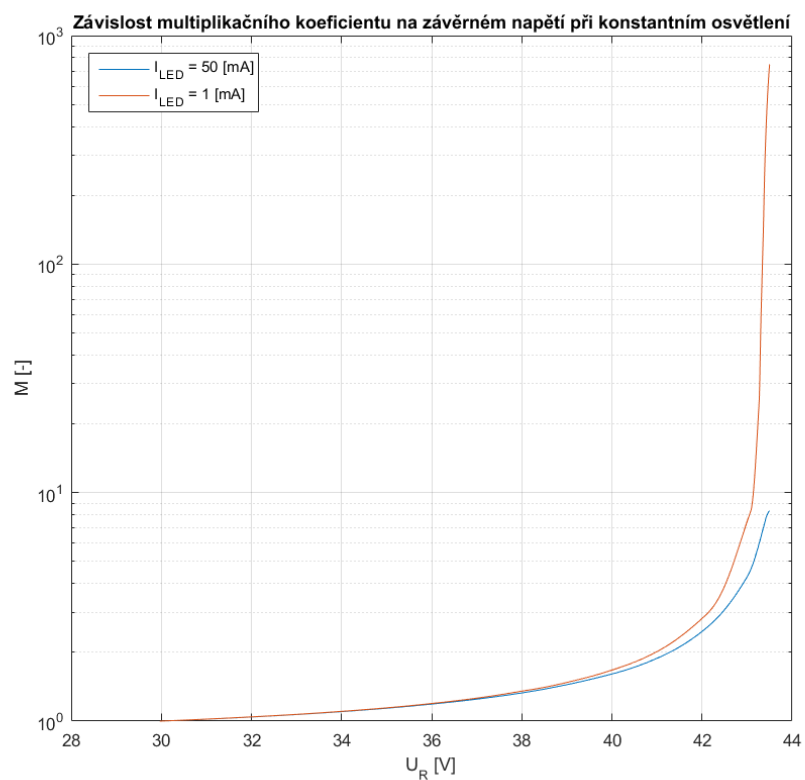
Obecně lze říci, že každý optický vysílač se skládá z několika prvků. Jmenovitě se jedná o zdroj signálu, který má být vysílán, elektroniku potřebnou pro řízení vysílacího prvku a samotný vysílací prvek, elektricko-optický měnič. V našem případě bude zdrojem signálu funkční generátor, který nám umožňuje vysílat signál přesných a definovaných tvarů. Elektronická část je pro naše potřeby tvořena pouze diplexerem typu „Bias-T“ (superponuje stejnosměrnou složku na složku střídavou), zdrojem stejnosměrného napětí a předřadným odporem LED. Ten se zde nenachází primárně proto, aby omezoval proud do LED, jak to bývá ve většině aplikací, ale po součtu s dynamickým odporem LED tvoří korektní impedanční zakončení. Konstantní diferenciální odpor zajišťuje právě zmiňovaný diplexer, který nastaví pracovní bod v lineární oblasti malého dynamického odporu. Je potřeba uvažovat také dynamické vlastnosti LED, typická hodnota mezního kmitočtu z datasheetu použité diody (TSTS7100) je 438 kHz, nicméně pro měření pohybující se pod touto hodnotou by měl být vliv minimální.

5.1.1 Měření na lavinové fotodiodě KPDEA005-56F

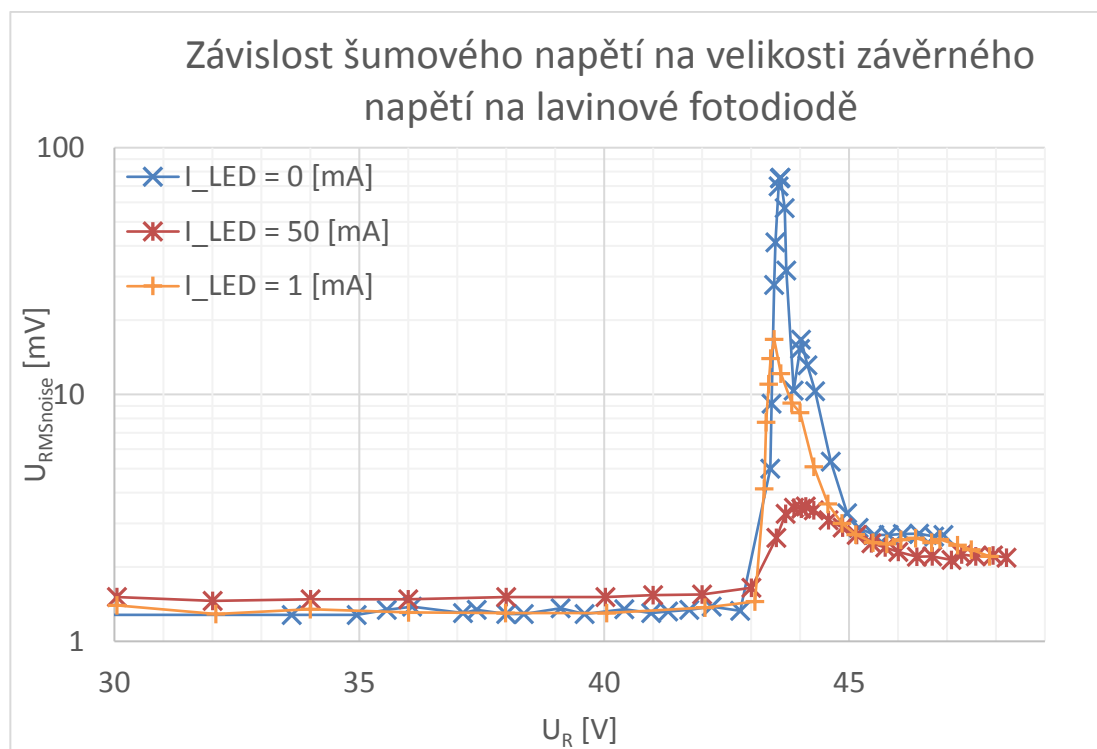
Pro ověření parametrů fotodiody proběhlo statické měření, které mělo za úkol stanovit několik různých parametrů. Jmenovitě se jedná o závislosti proudu fotodiodou jak bez elektromagnetického záření, tak i při různé intenzitě osvětlení. Osvětlování proběhlo fotodiodou TSTS7100 třemi proudy: 0 mA (zaslepená lavinová fotodioda), 1 mA a 50 mA. Tyto charakteristiky jsou zobrazeny na obr. 5-1. Z těchto hodnot pak můžeme určit multiplikační koeficient $M(U_R)$ jak je vidět na obr. 5-2. (Naměřené hodnoty jsou spíše orientačního charakteru a byly poupraveny a proloženy z důvodu další manipulace s daty.)



Obr. 5-1: Závislost proudu na závěrném napětí při konstantním osvětlení



Obr. 5-2: Závislost multiplikačního koeficientu na závěrném napětí při konstantním osvětlení



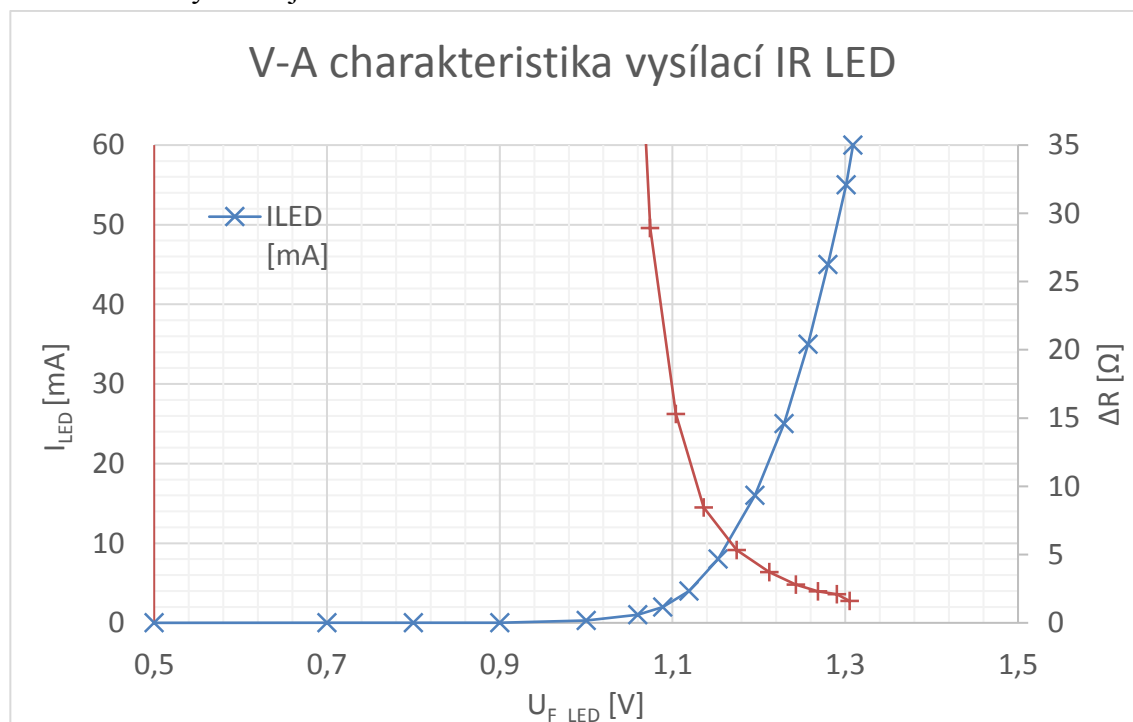
Obr. 5-3: Závislost šumového napětí na velikosti závěrného napětí na lavinové fotodiodě

Proměřili jsme i závislost šumového napětí na závěrném napětí. Charakteristika je k dispozici na obr. 5-3. Je vidět razantní nárůst v oblasti, kde se začne blížit průraz. Po jeho překonání se šum ustálí na větší hodnotě, než je klidová. Šumová špička je přibližně při 43,5 V a toto napětí by tedy mělo být mezní průrazné napětí, za kterým by neměla fotodioda operovat.

Z měření obou charakteristik vyplývá několik faktů. Průrazné limitní napětí je přibližně 43,5 V a je stanoveno jak z šumové charakteristiky, tak i ze závislosti $M(U_R)$. Pokud se začneme tomuto napětí přibližovat, začne se projevovat jak multiplikace nosičů náboje, tak i kvantový šum, jakožto vlastnost lavinových fotodiód. Je tedy potřeba závěrné napětí nastavit takové, aby snímáný signál nebyl „utopený“ v šumu. Tomuto napětí odpovídá multiplikační faktor od 3 do 5 pro InGaAs fotodiody. Jinými slovy lze tvrdit, že odstup signál šum se velmi rychle zmenšuje, jak se blíží závěrné napětí průraznému.

5.1.2 Měření na infračervené diodě TSTS7100

Pro zjištění dynamického odporu bylo provedeno měření infračervenou LED. Naměřené hodnoty lze najít v obr. 5-4.



Obr. 5-4: V-A charakteristika vysílací IR LED

Z naměřené charakteristiky lze vidět, že při přiložení napětí většího než 1,15 V je dynamický odpor menší než 5 Ω . Uvažujeme předřadný rezistor 47 Ω je potřeba přiložit takové napětí, které bude odpovídat přibližně 3 Ω , aby tato hodnota souhlasila s charakteristickou impedancí koaxiálního kabelu. Toto napětí je přibližně 1,25 V. Přesná hodnota tohoto napětí není až tak důležitá, protože neuvažujeme výrobní toleranci předřadného rezistoru. Zároveň citlivost změny odporu ku změně napětí je již malá. Větší vliv na posunutí charakteristiky by mohla mít měnící se teplota, kterou taktéž neuvažujeme, protože se pohybujeme výhradně v prostorách laboratoře. Je důležité upozornit, že vybraná hodnota napětí na LED není stejnosměrná hodnota nastavovaná na vstupu diplexeru, protože tato hodnota se rozloží na úbytek na předřadném rezistoru a statickém odporu LED. Nastavované napětí lze vypočítat ze změřené V-A charakteristiky, ale za přesnější nastavení by se dalo považovat přímé měření na vývodech LED. Příkladu výpočtu pro určení potřebného pracovního napětí LED je věnována následující podkapitola.

5.1.3 Určování pracovního napětí LED

Zvolíme požadované napětí na LED, v našem případě 1,25 V. Z V-A charakteristiky vybereme dva nejbližší body (definovány pomocí U_1, I_1, U_2, I_2) a provedeme lineární aproximaci. Směrnice je určena pomocí rovnice (5.2)

$$\Delta = \frac{I_2 - I_1}{U_2 - U_1} = \frac{0,035 - 0,025}{1,257 - 1,229} = 0,357 \text{ [S]} \quad (5.2)$$

Určení druhého parametru přímky je ukázáno v rovnici (5.3).

$$c = I_1 - \Delta \cdot U_1 = 0,025 - 0,375 \cdot 1,229 = -0,414 \text{ [A]} \quad (5.3)$$

Ze známých koeficientů c a Δ lze určit procházející proud LED.

$$I_{\text{LED}} = \Delta \cdot U_{\text{LED}} - c = 0,357 \cdot 1,25 - 0,414 = 32,25 \text{ [mA]} \quad (5.4)$$

Statický odpor je pak podle Ohmova zákona vypočítán podle rovnice (5.5)

$$R_{\text{LED}} = \frac{U_{\text{LED}}}{I_{\text{LED}}} = \frac{1,25}{32,25 \cdot 10^{-3}} = 38,76 \text{ [\Omega]} \quad (5.5)$$

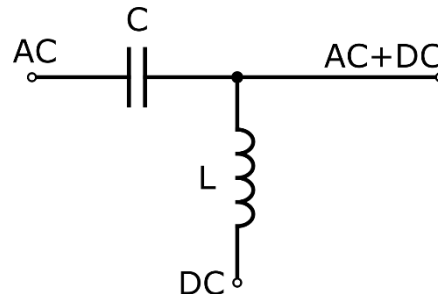
Předřadný odpor a odpor R_{LED} tvoří napěťový dělič. Na T-BIAS je tedy potřeba aplikovat napětí podle rovnice (5.6).

$$U_{\text{T-BIAS}} = \frac{R_{\text{LED}} + R_{\text{P}}}{R_{\text{LED}}} \cdot U_{\text{LED}} = \frac{38,76 + 47}{38,76} \cdot 1,25 = 2,77 \text{ [V]} \quad (5.6)$$

Vypočítali jsme tedy potřebnou velikost napětí pro nastavení pracovního bodu infračervené LED.

5.1.4 Diplexer

Diplexer typu „Bias-T“ je prvek, který zajišťuje smíšení stejnosměrné a střídavé složky signálu. Dosáhne se toho pomocí jednoho kondenzátoru a jednoho induktoru zapojených do T, viz obr. 5-5.



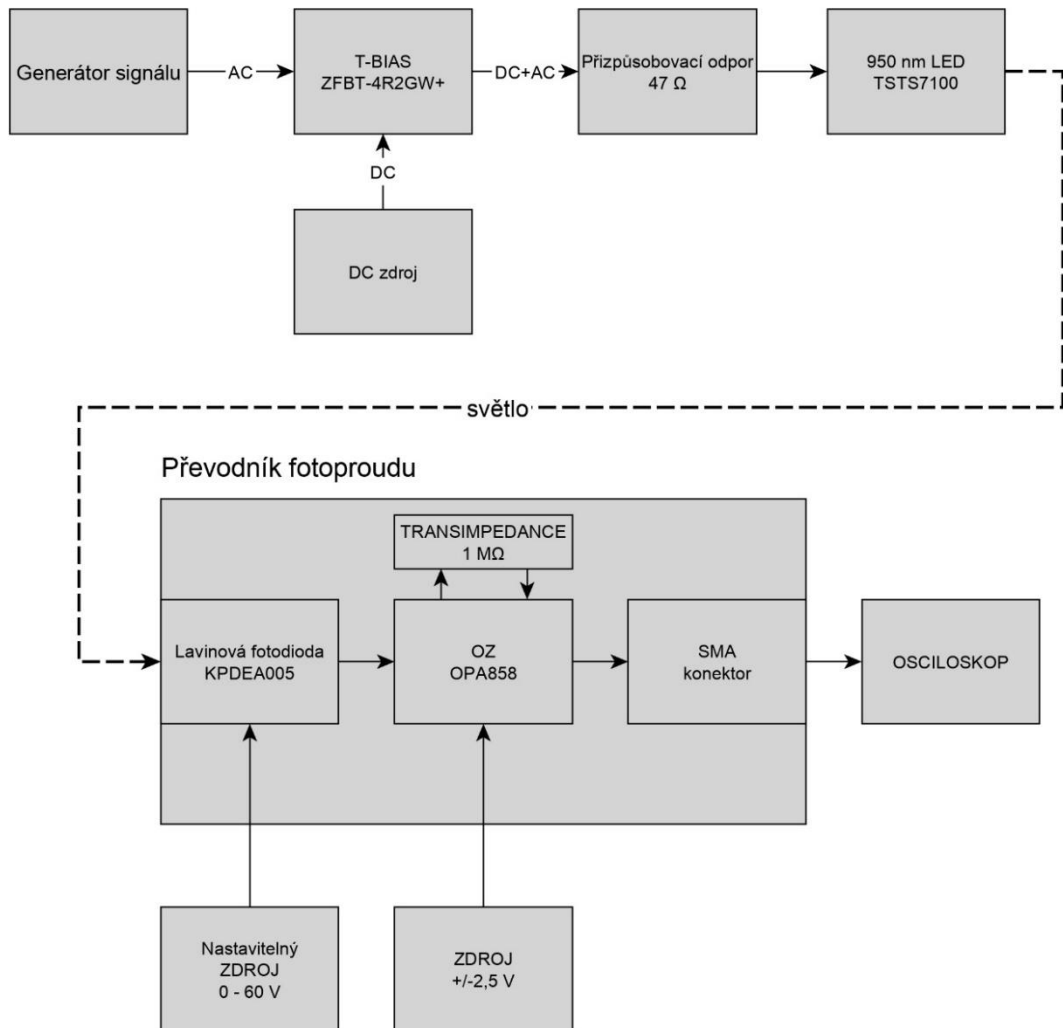
Obr. 5-5: Vnitřní zapojení T-BIAS článku

Pro měření byl použit komerční článek ZFBT-4R2GW+. Mezi jeho základní parametry patří 50Ω vstup/výstup, šířka pásma od 0,1 MHz do 4,2GHz a malá ztráta vložením signálu, typicky 0,6dB. Maximální vstupní napětí je 30 V a maximální vstupní proud 0,5 A.

Právě šířka pásma od 100 kHz byla v průběhu měření jistým omezením. V případě komerčního fotopřijímače Thorlabs, použitého dále pro srovnání, se při nastaveném zesílení 70 dB mezní kmitočet pohyboval právě pod 100 kHz.

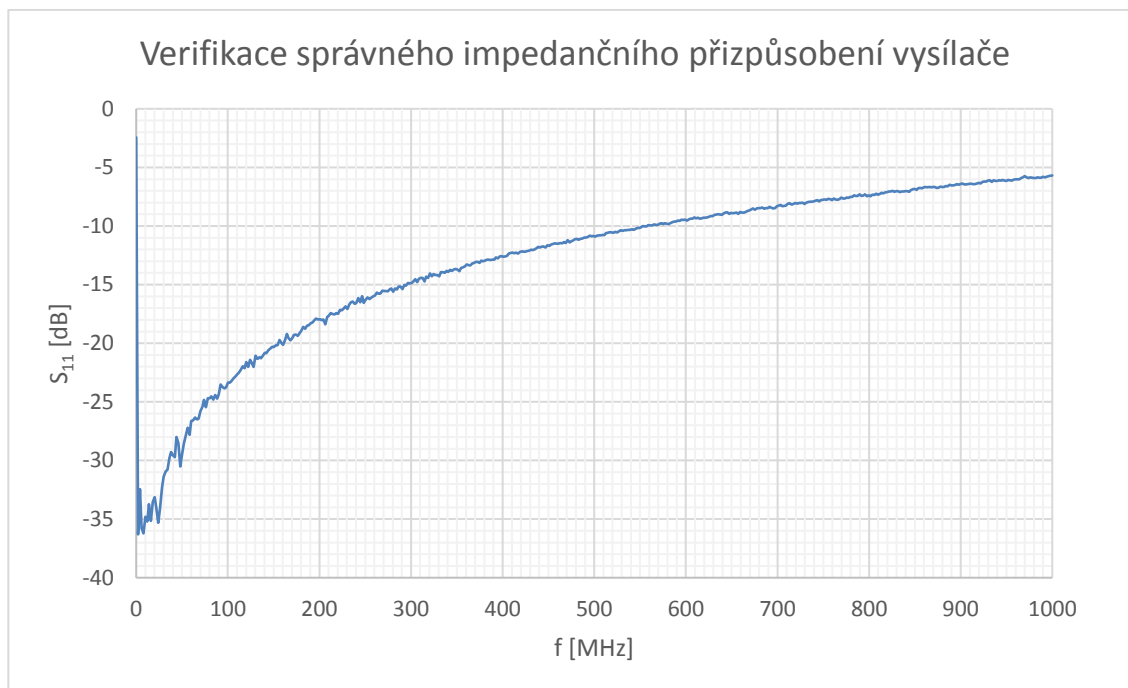
5.2 Celkové uspořádání měření

Celá měřicí sestava se skládá z vysílací části popsané výše a přijímací, která je tvořena v jednom případě komerčním přijímačem od firmy Thorlabs, která se zabývá především výrobou a distribucí prvků pro optoelektroniku. V druhém případě je na přijímací straně námi konstruovaný převodník. Pro tyto dva přijímače proběhne v příslušné kapitole srovnání. Fyzické uspořádání s konstruovaným převodníkem je znázorněno na obr. 5-6.



Obr. 5-6: Uspořádání měřicího pracoviště

Pro validaci správného impedančního přizpůsobení modulačního obvodu byl použit obvodový analyzátor Rohde&Schwarz, který měřil vstupní rozptylový parametr S_{11} . Tento parametr udává poměr vyslaného a přijatého (odraženého) signálu. V ideálním případě se tedy tento parametr blíží nule (zápornému nekonečnu v logaritmickém měřítku) pro všechny kmitočty, což znamená „pohlcení“ vyslané energie. Z obr. 5-7 je vidět, jak je stejnosměrný signál blokován. V další části se poté vyskytuje oblast přibližně 25 MHz široká s velkým útlumem -35 dB. Ještě útlum -10 dB je považován za kvalitní přizpůsobení a ten dosahuje až do 550 MHz.



Obr. 5-7: Verifikace správného impedančního přizpůsobení vysílače

5.3 Změřené hodnoty komerčního přijímače

Účelem měření na tomto přijímači bylo ověření mezních kmitočtů udávaných v datasheetu. V tab. 6 se vyskytují tři řady hodnot, $f_{-3\text{dB_rise}}$ vyjadřující mezní kmitočet dopočítaný skrze dobu náběžné hrany, $f_{-3\text{dB_A-f}}$ je mezní kmitočet zjištěný rozmítáním frekvence a $f_{-3\text{dB_DTSH}}$ je mezní kmitočet udávaný v datasheetu.

V tabulce jsou uvedeny hodnoty měřené jak s, tak i bez diplexeru. Pro případ, kdy jsme nepoužili diplexer, lze předpokládat jisté zkreslení naměřených hodnot. Lze vidět, že pro každou metodu se naměřené hodnoty liší. Největší rozdíl oproti datasheetu je pro zesílení 0 dB, kde podle obou měřených metod vychází mezní kmitočet v řádu stovek kHz, ale výrobce udává desítky MHz. Toto je pravděpodobně zapříčiněno omezením ze strany vysílače – typická hodnota mezního kmitočtu pro použitou fotodiodu je přibližně 438 kHz. Lze částečně pochybovat o validitě naměřených hodnot měřených s využitím obdélníkového signálu, vypočtené číslo vychází pouze z jedné hodnoty, kdežto v případě měření amplitudové frekvenční charakteristiky je mezní kmitočet určen více body.

Tab. 6: Naměřené hodnoty na komerčním přijímači Thorlabs

Měřeno:	s diplexerem				bez diplexeru	
A_{TR} [dB]	0 dB	40 dB	50 dB	60 dB	70 dB	0 dB
$f_{-3\text{dB_rise}}$ [kHz]	545,17	394,14	129,63	233,33	9,94	184,21
$f_{-3\text{dB_A-f}}$ [kHz]	400	220	170	83	8,2	220
$f_{-3\text{dB_DTSH}}$ [kHz]	17000	320	90	33	12	17000

5.4 Změřené hodnoty realizovaného přijímače

Toto měření bylo provedeno na realizovaném přijímači s transimpedancí $1 \text{ M}\Omega$. Vysílač byl použit s diplexerem. Proměnou pro toto měření je závěrné napětí na fotodiodě, které přímo ovlivňuje jak zesílení, tak množství generovaného šumu. Byla změřena závislost multiplikačního koeficientu na závěrném napětí. Ta byla získána z měřeného výstupního napětí na rozdíl od obr. 5-1, kde byl výstupní veličinou proud. Charakteristika je zobrazena na obr. 5-8. Charakteristika byla proložena křivkou danou rovnicí (2.2) pro parametry $U_{BR} = 43,69 \text{ V}$ a $\nu = 10,41$ zjištěné pomocí toolboxu CurveFitting v Matlabu.



Obr. 5-8: Závislost multiplikačního koeficientu na závěrném napětí měřené s převodníkem

Na první pohled si lze všimnout, že proti předpokladu z měření na komerčním přijímači se zde podařilo dosáhnout vyššího mezního kmitočtu, než jsme pro samotnou LED předpokládali. To je pravděpodobně způsobeno právě použitím diplexeru, který zlepšuje dynamické vlastnosti.

Tab. 7: Naměřené hodnoty na konstruovaném přijímači

U_R [V]	43	42	41
f_{-3dB_rise} [kHz]	514,71	350,00	318,18
f_{-3dB_A-f} [kHz]	510	220	160

5.5 Srovnání přijímačů

Pokud bychom srovnali výsledné hodnoty uvedené v tab. 8, lze proti sobě postavit např. hodnoty ze simulace, měření a výpočtu. Vypočtená a simulovaná data jsou si hodnotou velmi blízko. Rozdíl může být dán tím, že simulace uvažuje některé parametry OZ, které se ve výpočtu zanedbávají. Je vidět rozdíl mezi simulacemi pro různé parazitní kapacity. Při parazitní kapacitě 200 fF mezní kmitočet velmi razantně klesl. To vysvětluje relativně nízké mezní kmitočty ve změřených hodnotách. S měnícím se mezním kmitočtem v závislosti na závěrném napětím lze taktéž vyvodit závislost na velikosti kapacity fotodiody. Zde bohužel, jak již bylo zmíněno výše, nelze zvyšovat napětí a tím zmenšovat kapacitu právě z důvodu zachování rozumné hodnoty odstupů signál-šum. Pokud srovnáme měřené hodnoty z realizovaného a komerčního přijímače je jasné, že námi realizovaný přijímač dosahuje při větší transimpedanci 1 M Ω (120 dB) většího mezního kmitočtu. Toto platí pro nastavené zesílení 60 dB. Pro zesílení 0dB dosahuje konstruovaný přijímač srovnatelný mezní kmitočet.

Tab. 8: Srovnání vypočtených, simulovaných a naměřených hodnot

Hodnota získána:	Zařízení:	Za okolností:	f_{-3dB} [MHz]
Výpočtem	OPA858	$C_F = 7,7 \text{ fF}^*$	20,78
Simulací	OPA858	$C_F = 7,7 \text{ fF}^*$	25,66
Simulací	OPA858	$C_F = 200 \text{ fF}$	0,79
Měření	OPA858	43 V	0,51
Měření	OPA858	42 V	0,22
Měření	OPA858	41 V	0,16
Měření	PDA10CS-EC	60 dB	0,083
Měření	PDA10CS-EC	0 dB	0,4

*optimální vypočtená kompenzační kapacita

6. ZÁVĚR

V první části práce jsou uvedeny různé druhy opto-elektronických prvků vhodné pro převádění optického záření na elektrický proud. Vzhledem k předpokladu detekce slabých optických signálů je zvolena lavinová fotodioda, která vyniká svou schopností multiplikace.

Jsou rozebrány způsoby převodu fotoproudu na napětí. Výsledkem tohoto výběru je zapojení transimpedančního zesilovače s operačním zesilovačem a se závěrně polarizovanou fotodiódou. Protože je použit operační zesilovač a byla uvažována velká transimpedance jsou zde rozebrány nečnosti tohoto zapojení. Jmenovitě je uveden vztah pro výpočet kompenzační kapacity, která obvod stabilizuje.

Pro slabé signály je velmi důležitým parametrem odsup signál šum. V kapitole 2.6 jsou uvedeny vztahy pro výpočet šumových poměrů.

Následující část se zabývá výběrem vhodného operačního zesilovače pro následnou realizaci. Je zde zkoumá jak stabilita obvodu a s ní související vliv parazitní kapacity transimpedančního rezistoru tak i vliv proudů tekoucích do vstupů operačního zesilovače. Vypočtené parametry byli ověřeny provedenou simulací. Výsledkem tohoto výběru je obvod OPA858 od firmy Texas Instruments.

Právě tento obvod je srdcem realizovaného přijímače. Pro následující měření realizovaného přijímače bylo realizováno několik „pomocných“ měření. Základní statické měření na použité lavinové fotodiódě proběhlo ve IV. kvadrantu pro různá osvětlení. Na základě tohoto měření byla určena i závislost multiplikačního koeficientu na závěrném napětí a závislost efektivní hodnoty šumového napětí na závěrném napětí. závislost efektivní hodnoty šumového napětí na závěrném napětí.

Použitá infračervená fluoroluminescenční dioda pro měření byla provozována v oblasti malého dynamického odporu, byla správně impedančně přizpůsobena což bylo ověřeno pomocí obvodového analyzátoru.

Realizované řešení dosahuje maximálního mezního kmitočtu až 0,5 MHz. Cílem bylo dosažení mezního kmitočtu v řádech jednotek MHz. Překážkou je především nedostatečně malá parazitní kapacita rezistoru R_F , která byla minimalizována velikostí použitého pouzdra. Dalším vývojem by mohlo být právě další řešení minimalizace této kapacity nebo zauvažování nad použitím více stupňů zesilovače. Bylo by dobré ověřit skutečný mezní kmitočet použité infračervené LED, popř. použít diodu s vyšším mezním kmitočtem, aby se zamezilo jejímu případnému vlivu.

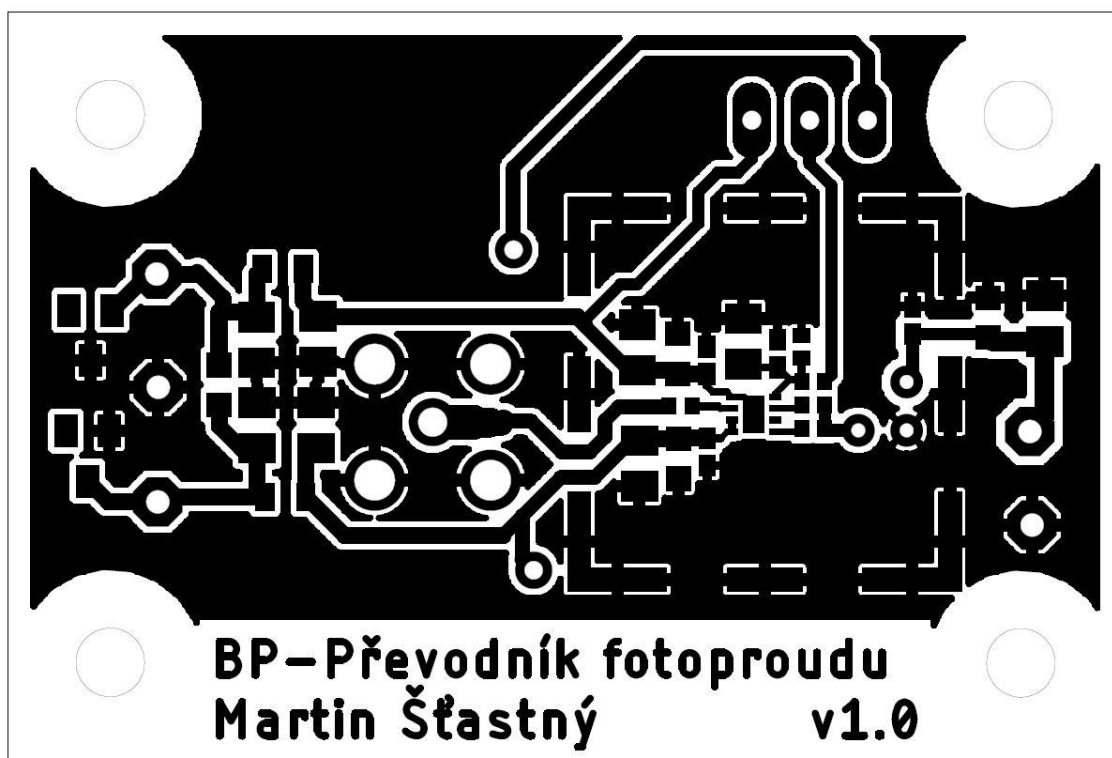
Literatura

- [1] Fotodioda. In: Wikipedia: the free encyclopedia [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2018. Dostupné z: <https://cs.wikipedia.org/wiki/Fotodioda>.
- [2] Photodiode amplifiers: op amp solutions. Boston, Mass.: McGraw Hill, c1996. ISBN 00-702-4247-X.
- [3] Albert H. Titus, Maurice C-K. Cheung and Vamsy P. Chodavarapu (July 29th 2011). CMOS Photodetectors, Photodiodes - World Activities in 2011, Jeong-Woo Park, IntechOpen, DOI: 10.5772/20194. Available from: <https://www.intechopen.com/books/photodiodes-world-activities-in-2011/cmos-photodetectors>.
- [4] TIMMERMANN, C.C. The static and dynamic multiplication factor in avalanche photodiode optical receivers. IEEE Transactions on Electron Devices [online]. 1977, 24(12), 1317-1322 [cit. 2019-05-16]. DOI: 10.1109/T-ED.1977.19006. ISSN 0018-9383. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1479198/>
- [5] BHAT, Akshay. APPLICATION NOTE 5129: Stabilize Your Transimpedance Amplifier [online]. Maxim Integrated Products, 03. 02. 2012, , 11. Dostupné z: <https://pdfserv.maximintegrated.com/en/an/TUT5129.pdf>.
- [6] Avalanche photodiodes (APDs) A User Guide: Understanding Avalanche photodiodes for improving system performance [online]. Excelitas Technologies,8. Dostupné z: http://www.excelitas.com/downloads/app_avalanchephotodiodesusersguide.pdf.

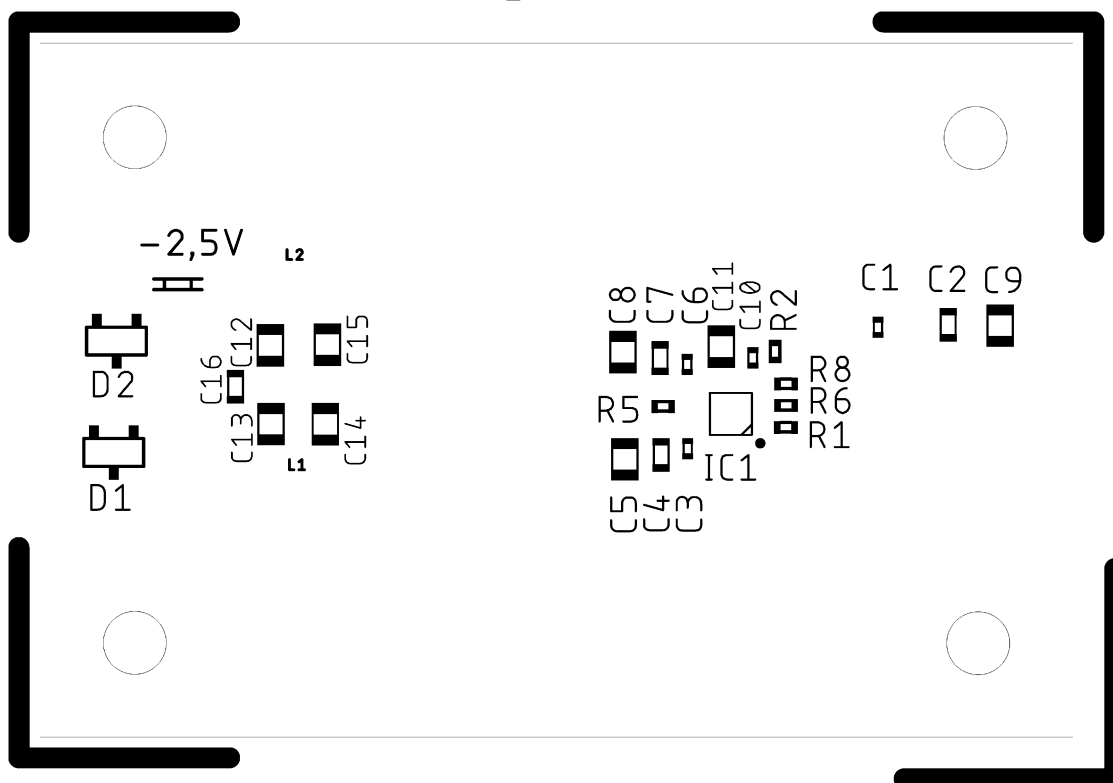
Seznam příloh

Příloha 1 - Předloha vrstvy mědi pro vyleptání	47
Příloha 2 - Osazovací plán	48
Příloha 3 - Seznam součástek	49
Příloha 4 - Obsah přiloženého CD	50

Příloha 1 - Předloha vrstvy mědi pro vyleptání



Příloha 2 - Osazovací plán



Příloha 3 - Seznam součástek

Součástka	Hodnota	Pouzdro	Poznámka
+2,5V	LSP10	LSP10	Pájecí ploška
=+UR	LSP10	LSP10	Pájecí ploška
-2,5V	LSP10	LSP10	Pájecí ploška
C1	10n	C0402K	
C2	100n	C0603K	
C3	10n	C0402K	
C4	100n	C0603K	
C5	1u	C0805K	
C6	10n	C0402K	
C7	100n	C0603K	
C8	1u	C0805K	
C9	1u	C0805K	
C10	10n	C0402K	
C11	1u	C0805K	
C12	10u	C0805K	
C13	10u	C0805K	
C14	10u	C0805K	
C15	10u	C0805K	
C16	100n	C0603K	
D1	5V	SOT23	
D2	5V	SOT23	
GND	SHIELD	WE13X13	
GND2	LSP10	LSP10	Pájecí ploška
GND_	LSP10	LSP10	Pájecí ploška
IC1	OPA858IDSGT	WS0N8	
KPDEA005	KPDEA005-56F	CAN5R6	
L1	1u	805	
L2	1u	805	
R1	1M	R0402	
R2	120R	R0402	
R5	50R	R0402	
R6	15R	R0402	
R7	1k	S64W	
R8	100k	R0402	
X2	BU-SMA-V	BU-SMA-V	

Příloha 4 - Obsah přiloženého CD

- Fotografie
- Datové listy a aplikační poznámky
- Simulace
- Návrh desky plošných spojů