

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

## ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIOENGINEERING

## ZESILOVAČ K POLOVODIČOVÉMU FOTONÁSOBIČI

AMPLIFIER FOR SEMICONDUCTOR PHOTOMULTIPLIER

### BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Roman Vomela

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Dr. Ing. Zdeněk Kolka

BRNO 2020



# Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Elektronika a komunikační technologie**

Ústav radioelektroniky

**Student:** Roman Vomela

**ID:** 203375

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2019/20

**NÁZEV TÉMATU:**

## Zesilovač k polovodičovému fotonásobiči

### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s principem činnosti a výstupními signály polovodičového fotonásobiče pro optické pásmo 900nm. Porovnejte vlastnosti zesilovačů v napěťovém a transimpedančním módu z hlediska šumu, šířky pásma a schopnosti zpracovávat impulzní signál s velkým rozsahem dynamiky. Na základě porovnání dostupných integrovaných obvodů navrhnete zesilovač, který umožní zpracovávat impulsy min. šířky 5ns a jehož šumový příspěvek bude menší, než šum samotného fotonásobiče. Zesilovač je součástí laserového dálkoměru, kde se předpokládá připojení napájecího napětí jen po dobu měření.

Navrhnete desku plošného spoje. S prototypovou verzí provedte měření dosažených parametrů, zejména šumu a schopnosti obnovy činnosti po silném přebuzení.

### DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] CALO, P.P., CICIRIELLO, F., PETRIGNANI, S., MARZOCCA, C. SiPM readout electronics. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, vol. 926, 2019, pp. 57-68.

[2] HOROWITZ, P., HILL, W. The Art of Electronics. New York: Cambridge University Press, 2015.

**Termín zadání:** 3.2.2020

**Termín odevzdání:** 4.6.2020

**Vedoucí práce:** prof. Dr. Ing. Zdeněk Kolka

**prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.**  
předseda rady studijního programu

### 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**

Bakalářská práce se zabývá návrhem zesilovače pro polovodičový fotonásobič. Polovodičový fotonásobič sdružuje desítky až stovky lavinových fotodiod do matice, která je schopna detekovat dopadající fotony. Výstupem fotonásobiče jsou pulzy s amplitudou kolem 1 mV, jejichž střední frekvence odpovídá dopadajícímu optickému výkonu. Na základě analýzy experimentálně získaného výstupního signálu byla navržena tři řešení: zesilovač s operačními zesilovači, zesilovač s proměnným ziskem a monolitický zesilovací obvod. Tato tři řešení byla porovnána z hlediska šířky pásma, šumu a spotřeby a pro realizaci zvolena varianta s operačními zesilovači. Pro ověření vlastností zesilovače byla realizována pomocná deska plošných spojů s napájecím obvodem.

## **Klíčová slova**

Polovodičový fotonásobič, lavinová fotodioda, operační zesilovač s proudovou zpětnou vazbou, zesilovač s proměnným ziskem, monolitický zesilovací obvod.

## **Abstract**

This bachelor thesis deals with design of an amplifier for semiconductor photomultiplier. A semiconductor photomultiplier combines tens to hundreds of avalanche photodiodes into a matrix capable of detecting incident photons. The output of the photomultiplier are pulses with an amplitude of about 1 mV whose mean frequency corresponds to the incidence optical power. Based on the analysis of the experimentally obtained output signal, three solutions were proposed: an amplifier with operational amplifiers, a variable gain amplifier and a monolithic amplifier circuit. These three solutions were compared in terms of bandwidth, noise and power consumption, and a variant with operational amplifiers was chosen for implementation. To verify the properties of the amplifier, an auxiliary printed circuit board with a power supply circuit was implemented.

## **Keywords**

Semiconductor photomultiplier, avalanche photodiode, current feedback operational amplifier, variable gain amplifier, gain block.



### **Bibliografická citace:**

VOMELA, Roman. Zesilovač k polovodičovému fotonásobiči [online]. Brno, 2020 [cit. 2020-06-04]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/126107>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce Zdeněk Kolka.

## Prohlášení

„Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma *Zesilovač k polovodičovému fotonásobiči* jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho 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: **4. 6 2020**

.....  
podpis autora

## **Poděkování**

Děkuji vedoucímu bakalářské práce prof. Dr. Ing. Zdeňku Kolkovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne: **4. 6 2020**

.....

podpis autora

# Obsah

1.	Úvod.....	12
2.	Polovodičový fotonásobič.....	13
2.1	Vývoj fotonásobičů.....	13
2.2	Základní princip polovodičového fotonásobiče.....	13
2.2.1	Pohlčení fotonu v křemíku.....	13
2.2.2	Křemíková fotodioda.....	14
2.2.3	Geigerův režim ve SPAD.....	14
2.2.4	Křemíkový fotonásobič (SiPM).....	15
2.2.5	Rychlý výstup SiPM.....	15
2.3	Provedení křemíkového fotonásobiče.....	16
2.4	Nežádoucí vlastnosti SiPM.....	17
2.5	Výstupní signály SiPM.....	17
2.5.1	Polarita výstupního signálu.....	17
2.5.2	Signál rychlého výstupu.....	18
2.6	Vlastnosti vybraného polovodičového fotonásobiče.....	19
3.	Výběr zesilovače.....	20
3.1	Parametry zesilovacího prvku.....	20
3.1.1	Zesílení.....	20
3.1.2	Šum.....	20
3.1.3	Šířka frekvenčního pásma.....	21
3.1.4	Spotřeba.....	21
3.2	Hledání vhodného řešení pro zesílení.....	21
3.2.1	Rychlý operační zesilovač.....	21
3.2.2	Zesilovač s proměnným ziskem.....	25
3.2.3	Gain Block.....	28
3.3	Porovnání jednotlivých řešení.....	29
4.	návrh desky napájení.....	30
4.1	Schéma zapojení.....	30
5.	Návrh a realizace zesilovače s OZ.....	32
5.1	Návrh zesilovače.....	32
5.2	Simulace zesilovače.....	33
5.3	Konstrukce zesilovače.....	36

6.	Experimentální měření .....	37
6.1	Měření na zesilovači .....	37
6.2	Celkové výsledky měření a simulací.....	41
7.	Závěr .....	42

## Seznam obrázků

<i>Obr. 2-1: Závislost hloubky absorbovaného fotonu v křemíku na vlnové délce.</i>	
<i>Převzato z [1].</i>	13
<i>Obr. 2-2: Cyklus průrazu, lavinového jevu, zhášení a znovu ustálení napětí na diodě.</i>	
<i>Převzato z [1].</i>	14
<i>Obr. 2-3: Struktura SiPM a detail mikro buňky s kapacitně výstupní vazbou.</i>	
<i>Převzato z [1].</i>	15
<i>Obr. 2-4: Zjednodušená struktura buněk fotonásobiče. Převzato z [2].</i>	16
<i>Obr. 2-5: Dvě rozdílné struktury SiPM. Převzato z [2].</i>	16
<i>Obr. 2-6: Dvě doporučená zapojení N-P SiPM a tvar výstupních signálů. Převzato z [2].</i>	17
<i>Obr. 2-7: Elektrický model SiPM. Převzato z [5].</i>	18
<i>Obrázek 2-8: Časový průběh napětí jednoho pixelu. Horní průběh – napětí na jedné SPAD, dolní průběh – výstupní napětí SiPM. Rozdílné měřítko vertikální osy.</i>	
<i>Převzato z [5].</i>	18
<i>Obr. 2-9: Naměřený pulz z SiPM MICRORB-10035, podle výrobce. Převzato z [4].</i>	
	19
<i>Obr. 2-10: Experimentálně změřený pulz SiPM MICRORB-10035 z jedné aktivované mikro buňky.</i>	19
<i>Obr. 3-1: Navržené schéma zapojení s AD8009.</i>	23
<i>Obr. 3-2: Odezva na testovací záporný pulz.</i>	23
<i>Obr. 3-3: Odezva na experimentálně změřený pulz z fotonásobiče.</i>	24
<i>Obr. 3-4: Šířka pásma celého zesilovače.</i>	24
<i>Obr. 3-5: Výpočet šumového napětí integrací spektrální hustoty.</i>	25
<i>Obr. 3-6: Závislost zisku VGA na volbě ziskového napětí. Převzato z [15].</i>	25
<i>Obr. 3-7: Závislost zisku na frekvenci pro různé volbě zesílení, HILO = HI. Převzato z [15].</i>	26
<i>Obr. 3-8: Blokové schéma zesilovače AD8331. Převzato z [15].</i>	26
<i>Obr. 3-9: Doporučené katalogové zapojení, modifikováno pro AD8331. Na základě [15], [16].</i>	27
<i>Obr. 3-10: Závislost zisku a šumového čísla na frekvenci. Převzato z [18].</i>	28
<i>Obr. 3-11: Doporučené katalogové zapojení. Převzato z [18].</i>	28

<i>Obr. 4-1: Schéma zapojení napájecí desky.</i> .....	30
<i>Obr. 5-1: Konečný návrh schématu zapojení zesilovače s OZ.</i> .....	32
<i>Obr. 5-2: Simulace zapojení. Horní průběh – experimentálně změřený pulz, spodní průběh – napětí na výstupu zesilovače.</i> .....	33
<i>Obr. 5-3: Šířka pásma celého zesilovače.</i> .....	34
<i>Obr. 5-4: Detail šířky pásma zesilovače pro pokles o 3 dB.</i> .....	34
<i>Obr. 5-5: Simulace zapnutí napájení. Bez signálu v zesilovači.</i> .....	35
<i>Obr. 5-6: Simulace zapnutí napájení. Se signálem v zesilovači.</i> .....	35
<i>Obrázek 5-7: Fotografie osazené desky zesilovače.</i> .....	36
<i>Obr. 6-1: Měření na zesilovači. Vstup: sinus 10 MHz, 4 mV<sub>p-p</sub>.</i> .....	37
<i>Obr. 6-2: Měření na zesilovači. Vstup: sinus 10 MHz, 5 mV<sub>p-p</sub>.</i> .....	37
<i>Obr. 6-3: Měření na zesilovači. Vstup: sinus 10 MHz, 6 mV<sub>p-p</sub>.</i> .....	38
<i>Obr. 6-4: Měření na zesilovači. Vstup: sinus 10 MHz, 50 mV<sub>p-p</sub>.</i> .....	38
<i>Obr. 6-5: Měření na zesilovači. Vstup: obdélník 10 MHz, 2 mV<sub>p-p</sub>.</i> .....	38
<i>Obr. 6-6: Měření na zesilovači. Vstup: bez signálu. Měření šumu.</i> .....	39
<i>Obr. 6-7: Měření na zesilovači. Vstup: zatemněný fotonásobič. Statistické znázornění výstupních pulzů.</i> .....	39
<i>Obr. 6-8: Měření na zesilovači. Vstup: zatemněný fotonásobič. Detail jednoho pulzu.</i> .....	40
<i>Obr. 6-9: Měření na zesilovači. Vstup: zatemněný fotonásobič. Detail více pulzů.</i> ..	40

## Seznam tabulek

<i>Tabulka 1: Porovnání parametrů různých OZ. Převzato z [23], [12], [24], [25], [26].</i> .....	22
<i>Tabulka 2: Hodnoty součástek ve schématu Obr. 3-9. Převzato z [16].</i> .....	27
<i>Tabulka 3: Porovnání vlastností jednotlivých zesilovačů.</i> .....	29
<i>Tabulka 4: Porovnání parametrů zesilovače. Při simulaci a při reálném měření.</i> ..	41



# 1. ÚVOD

Cílem práce bylo navrhnout vhodný elektrický obvod, který bude schopen detekovat a zesílit výstupní signál z polovodičového fotonásobiče. Polovodičový fotonásobič je součástí laserového dálkoměru.

Laser v dálkoměru vyšle infračervený optický impulz, který se odrazí od překážky a dopadá zpět do dálkoměru, kde je detekován polovodičovým fotonásobičem. Fotonásobič vygeneruje, na základě dopadajících fotonů, elektrické pulzy. Tyto pulzy je třeba vhodně zesílit tak, aby bylo možné jednoznačně určit dobu, kdy impulz dopadl na detektor. Z času od vyslání laserového pulsu a detekce přijatých fotonů vypočte mikroprocesor vzdálenost od cíle.

Práce je rozdělena do několika částí. V první části je vysvětlen princip polovodičového fotonásobiče, jeho struktura a jeho výstupní signály. V další části jsou vysvětleny požadavky na zesilovač s ohledem na použitý fotonásobič od firmy ON Semiconductor. Další kapitola je věnována výběru vhodného zesilovacího prvku, který dokáže zesílit onen elektrický pulz z fotonásobiče. Vybraná řešení jsou porovnány a je navržena realizace vybraného obvodu s použitím rychlých operačních zesilovačů. Pro laboratorní ověření parametrů byla realizována deska napájení pro zesilovač.

## 2. POLOVODIČOVÝ FOTONÁSOCIČ

Polovodičové fotonásobiče jsou dnes velmi rozšířenou a dostupnou technologií, která umožňuje detekovat slabé světelné pulzy až na úroveň jednotek fotonů. Mezi nejpoužívanější fotonásobiče se řadí polovodičové fotonásobiče na bázi křemíku SiPM (Silicon PhotoMultiplier). Mezi přednosti křemíkových fotonásobičů patří nízké pracovní napětí, linearita výstupního signálu, odolnost vůči magnetickým polím a mechanická odolnost. [1]

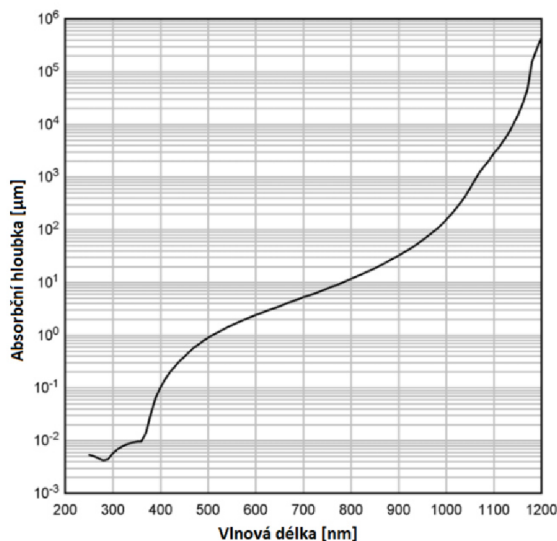
### 2.1 Vývoj fotonásobičů

Detekce slabých optických pulzů byla dříve založena na bázi vakuových fotonásobičů nebo lavinových fotodiód. Vakuový fotonásobič PMT (Photomultiplier Tube) je objemné zařízení, které potřebuje veliké napájecí napětí (až stovky voltů). Dalším stupněm vývoje (80. léta 20. století) je lavinová fotodioda, která funguje na principu detekce jednotlivých fotonů SPAD (Single Photon Avalanche Diode). SPAD pracuje při záporném napětí nad bodem průrazu a dopadající foton vyvolá lavinový průraz doprovázený detekovatelným zvýšením proudu. Průrazné napětí může být okolo 100 V, což komplikuje konstrukci zejména zařízení napájených z baterií. Navíc SPAD nerozliší počet dopadajících fotonů. Tyto nevýhody PMT a SPAD v dnešní době kompenzují polovodičové fotonásobiče. [5]

### 2.2 Základní princip polovodičového fotonásobiče

#### 2.2.1 Pohlčení fotonu v křemíku

Princip fungování je založen na absorpci fotonů v křemíku. Foton, který je absorbován křemíkem, předá energii vázanému elektronu. Tato energie způsobí, že elektron putuje z valenční vrstvy do vodivostní vrstvy a vytvoří pár elektron-díra. Jak hluboko projde foton do křemíku, závisí na jeho energii, respektive vlnové délce, jak je znázorněno na Obr. 2-1. Křemík tedy reaguje na široké spektrum světelných vlnových délek od ultrafialového záření po infračervené záření. Z toho plyne, že křemíkový fotodetektor je závislý na vlnové délce dopadajícího světla (Obr. 2-1). [1]



Obr. 2-1: Závislost hloubky absorbovaného fotonu v křemíku na vlnové délce. Převzato z [1].

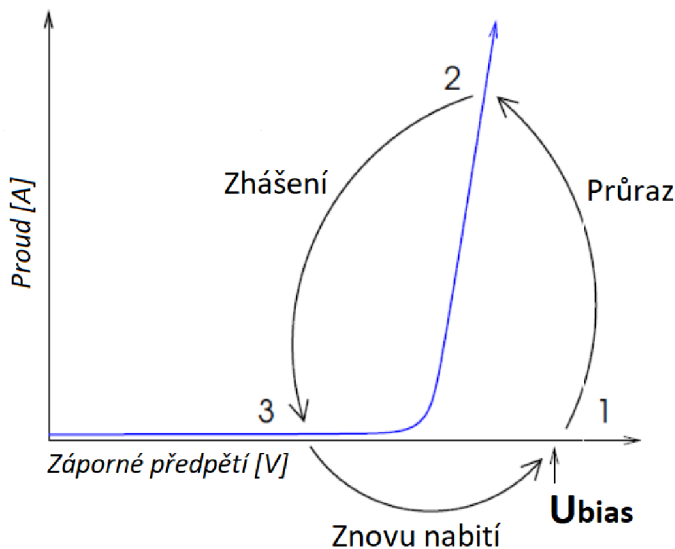
### 2.2.2 Křemíková fotodioda

Fotodioda je tvořena křemíkovým p-n přechodem, který vytváří vyprázdněnou oblast, kde nejsou žádné volné nosiče náboje. Když je foton pohlcen v křemíku, tak vytvoří pár elektron-díra. Aplikací záporného předpětí ( $U_{bias}$ ) na fotodiodu se nastaví elektrické pole napříč vyprázdněnou oblastí, což způsobí, že tyto volné nosiče náboje budou urychleny k anodě (díry) a ke katodě (elektrony). Absorbovaný foton tedy vytvoří proud v záporně polarizované fotodiodě. [1]

### 2.2.3 Geigerův režim ve SPAD

Pokud je uvnitř vyprázdněné oblasti křemíku vybuzeno dostatečně silné elektrické pole ( $> 5 \times 10^5$  V/cm), tak zde nosiče náboje vytvoří takové zrychlení, kdy je kinetická energie dostatečně velká k vytvoření dalších párů elektron-díra. Tento proces se nazývá nárazová ionizace. Touto cestou může jeden absorbovaný foton spustit samo udržitelnou ionizační kaskádu, která se bude šířit v celém objemu křemíku vystaveném elektrickému poli. Dojde k průrazu křemíku, který se stane vodivým a začne efektivně zesilovat původní pár elektron-díra až do dostatečně velkého proudu. Tento proces se nazývá Geigerův režim.

Fotodiodu pracující v Geigerově režimu, která používá tento mechanismus průrazu k dosažení vysokého zesílení, nazýváme SPAD. Použití průrazného napětí (větší než pracovní záporné napětí) vytvoří velký nárůst elektrického pole napříč strukturou křemíku. Vzniklý proud, tekoucí diodou, je třeba omezit. K tomu slouží pasivní zhášení, které je dosaženo použitím sériového rezistoru  $R_Q$ , který omezuje proud diodou během průrazu. Tím se sníží záporné napětí na diodě na hodnotu nižší než je průrazného napětí a dojde k zastavení lavinového jevu. Předpětí na diodě se vrátí na původní hodnotu a SPAD je schopna detekovat další dopadající fotony. Tento cyklus průrazu, lavinového jevu, zhášení a znovu ustálení hodnoty napětí nad průrazem diody je znázorněn na Obr. 2-2.



Obr. 2-2: Cyklus průrazu, lavinového jevu, zhášení a znovu ustálení napětí na diodě. Převzato z [1].

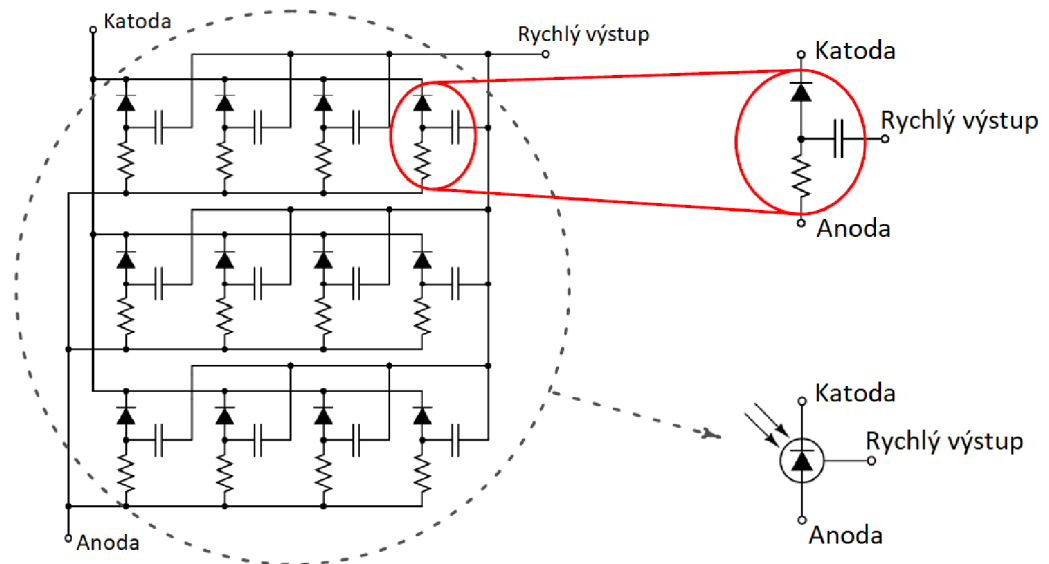
Takto pracující SPAD v Geigerově módu funguje jako spínač spouštěný fotonem. To znamená, že výstup SPAD je v podstatě binární hodnota (zapnuto, vypnuto). I když dioda absorbuje více fotonů ve stejném čase, tak se výstupní signál neliší od hodnoty jednoho fotonu. [1]

#### 2.2.4 Křemíkový fotonásobič (SiPM)

Křemíkový fotonásobič kompenzuje předchozí nedostatky tím, že má ve své struktuře hustě integrované nezávislé SPAD, kde každá SPAD má svůj zhášecí rezistor. Každá nezávislá SPAD se zhášecím rezistorem se nazývá „mikro buňka“. Když je mikro buňka v SiPM vybudena v reakci na absorbovaný foton, je spuštěna Geigerova lavina a vzniká foto proud tekoucí mikro buňkou. To zapříčiní pokles napětí přes zhášecí rezistor, který sníží napětí na diodě na hodnotu nižší než je průrazné napětí, čímž průraz zanikne. Doba, po kterou se napětí na diodě vrací na původní provozní hodnotu se nazývá čas zotavení. Geigerova lavina je omezena pouze na jednu mikro buňku, tedy ostatní mikro buňky setrvávají v nabitěm stavu připraveny detekovat fotony. [1]

#### 2.2.5 Rychlý výstup SiPM

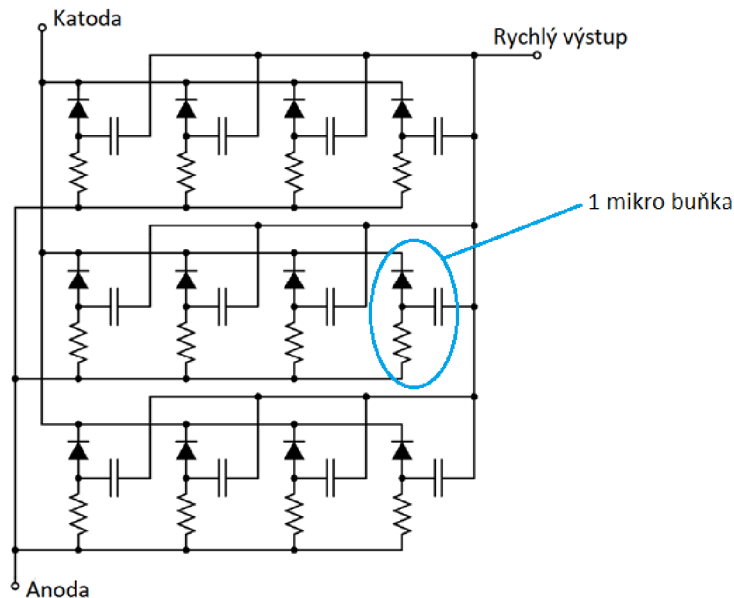
Speciálním vylepšením SiPM je přidání třetího výstupu (kromě anody a katody), který produkuje velmi rychlý výstupní signál. Na Obr. 2-3 je znázorněna mikro buňka s kapacitní výstupní vazbou. Rychlý výstupní signál je odvozen od rychlého vnitřního přepnutí v mikro buňce v odezvě na detekci jednoho fotonu. Rychlý výstupní signál může být použit k ultra rychlému měření využitím schopnosti přesně rozlišit čas příchodu prvního fotonu. [1]



Obr. 2-3: Struktura SiPM a detail mikro buňky s kapacitně výstupní vazbou. Převzato z [1].

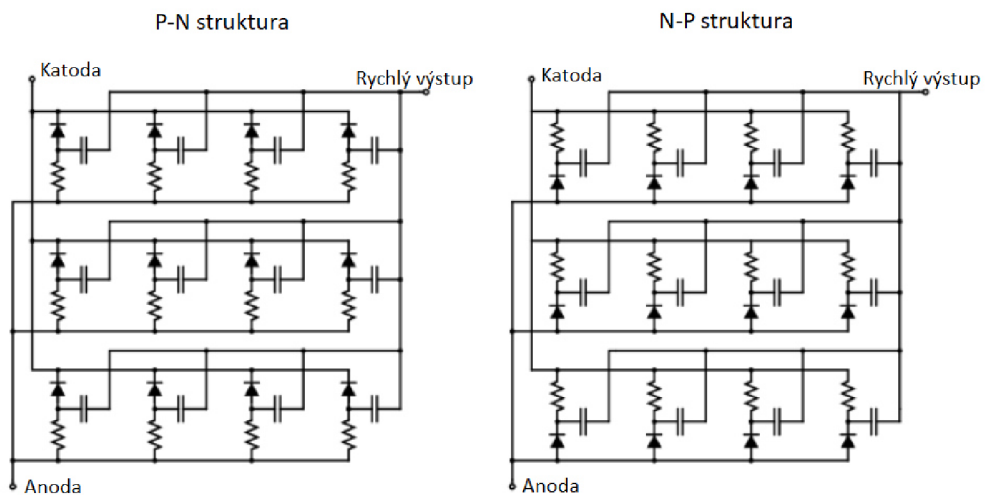
## 2.3 Provedení křemíkového fotonásobiče

Typický fotonásobič má hustotu mezi 100 až 1000 mikro buněk na  $\text{mm}^2$ . Všechny mikro buňky jsou zapojeny paralelně. [2] Zjednodušená struktura mikro buněk je zobrazena na Obr. 2-4. Velikost mikro buňky se pohybuje okolo  $10\ \mu\text{m}$  až  $50\ \mu\text{m}$ .



Obr. 2-4: Zjednodušená struktura buněk fotonásobiče. Převzato z [2].

Křemíkové fotonásobiče jsou vyráběny se dvěma typy diod P-N a N-P. P-N struktura se používá převážně pro detekci modrého světla. V našem případě je použita N-P struktura, která je vhodná pro detekci spíše červeného spektra záření. [4]



Obr. 2-5: Dvě rozdílné struktury SiPM. Převzato z [2].

## 2.4 Nežádoucí vlastnosti SiPM

Mezi dva nejzásadnější nežádoucí parametry patří tzv. Dark Count Rate (DCR) a optický přeslech, které přispívají k šumu polovodičového fotonásobiče.

Dark Count Rate je v podstatě vlastní šum SiPM. Je to průměrná četnost výskytů elektronů vybuzených bez vnějšího osvětlení. DCR je tvořen převážně elektrony vybuzenými tepelnými kmity v celém aktivním objemu fotonásobiče. Takto vytvořené elektrony vyvolají lavinový jev v záporně polarizované mikro buňce. Signál, který takto vznikne je totožný se signálem vybuzeným fotonem. Tedy teplotně vyvolaný elektron je zdrojem šumu o velikosti detekce jednoho fotonu. DCR je funkce aktivní oblasti přepětí a teploty. [1], [3]

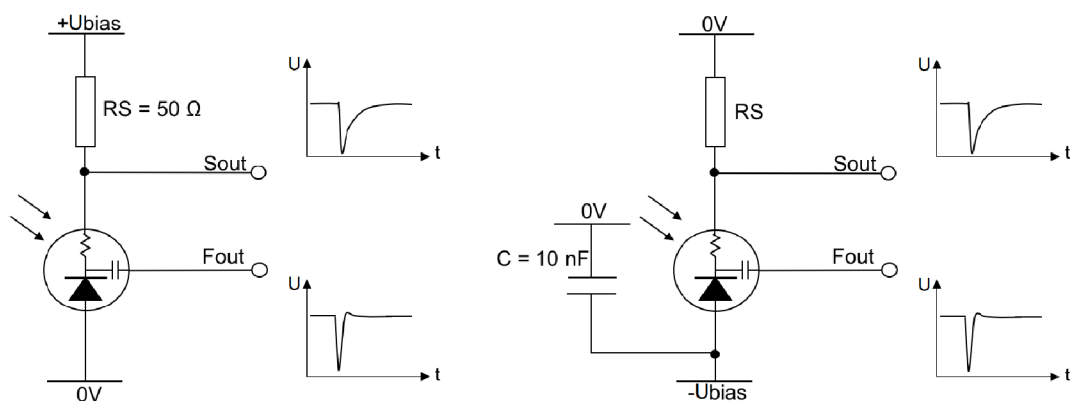
Optický přeslech mezi mikro buňkami je další část šumu křemíkového fotonásobiče. Je to funkce záporného přepětí a také je ovlivňován tzv. fill faktorem (poměr aktivní a neaktivní plochy mikro buňky SiMP). Během lavinového jevu mohou urychlené nosiče náboje vyzářit nový foton, který může spustit další lavinu v sousední mikro buňce. Optický přeslech je definován jako pravděpodobnost, že mikro buňka se spuštěnou lavinou spustí lavinu v druhé mikro buňce. [1]

## 2.5 Výstupní signály SiPM

### 2.5.1 Polarita výstupního signálu

Výstupní polarita signálu závisí na tom, jestli je použita ke čtení výstupního signálu katoda nebo anoda podle typu substrátu. Impulz z katody bude mít zápornou polaritu a impulz z anody bude mít kladnou polaritu. Pro praktické použití je důležitější údaj z rychlého výstupu. Polarita rychlého výstupu je dána typem SiPM. Pro P-N bude kladná a pro N-P bude záporná. V našem případě se zaměříme na N-P strukturu, kdy používáme fotonásobič MICRORB-10035-MLP-TR1 od firmy ON Semiconductor.

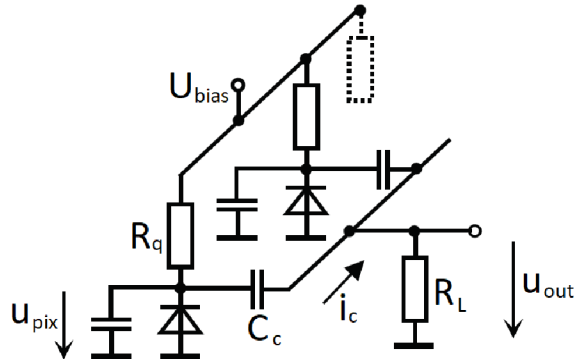
Doporučené katalogové zapojení je na Obr. 2-6. Struktura N-P poskytuje záporné pulzy na obou výstupech. [2]



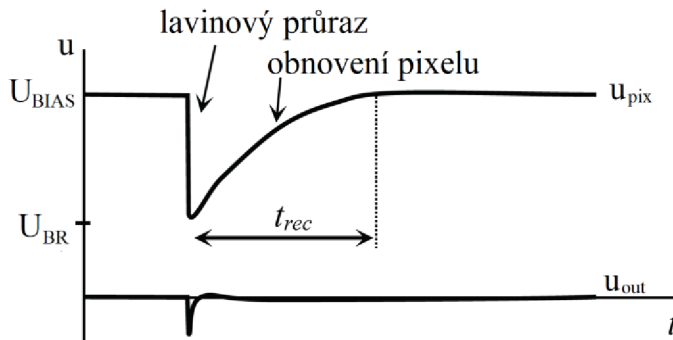
Obr. 2-6: Dvě doporučená zapojení N-P SiPM a tvar výstupních signálů. Převzato z [2]

## 2.5.2 Signál rychlého výstupu

Jak již bylo uvedeno výše, fotonásobič se skládá z velkého množství nezávisle pracujících lavinových fotodiod.



Obr. 2-7: Elektrický model SiPM. Převzato z [5].



Obrázek 2-8: Časový průběh napětí jednoho pixelu. Horní průběh – napětí na jedné SPAD, dolní průběh – výstupní napětí SiPM. Rozdílné měřítko vertikální osy. Převzato z [5].

Proud z jednoho pixelu může být vyjádřen:

$$i_c = C_c \cdot \frac{d(u_{pix} - u_{out})}{dt}, \quad (2.1)$$

kde  $C_c$  je vazební kapacita,  $u_{pix}$  je napětí na fotodiode a  $u_{out}$  je napětí na zátěži připojené k rychlému výstupu.

Důležitým parametrem SiMP je takzvané přepětí  $U_{ov}$ . Je to rozdíl předpětí (nastavené záporné napětí na diode  $U_{bias}$ ) a záporného průrazného napětí  $U_{br}$ , tedy

$$U_{ov} = U_{bias} - U_{br}. \quad (2.2)$$

Typická hodnota  $U_{ov}$  je okolo 10 V, a tedy amplituda pulzu je také rovna přibližně 10 V,  $|\Delta u_{pix}| \approx 10$  V. Při použití standardní zátěže  $R_L = 50 \Omega$  dosahuje výstupní amplituda přibližně 1 mV. Z toho plyne, že proud je určen především derivací napětí na pixelu v čase.

$$i_c \approx C_c \cdot \frac{du_{pix}}{dt} \rightarrow u_{out} = R_L \cdot C_c \cdot \frac{du_{pix}}{dt}. \quad (2.3)$$

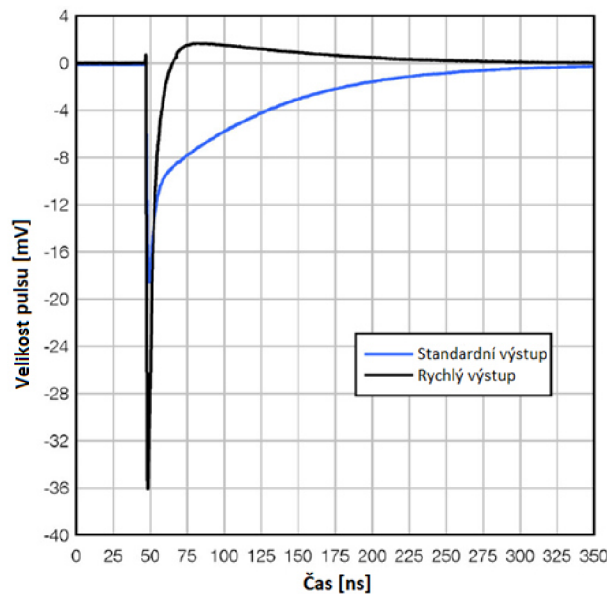
To znamená, že výstupní pulz z jednoho pixelu je nezávislý na stavu ostatních pixelů. Takže napětí na zátěži  $R_L$  může být modelováno jako superpozice pulzů ze všech aktivovaných pixelů. [5]



## 2.6 Vlastnosti vybraného polovodičového fotonásobiče

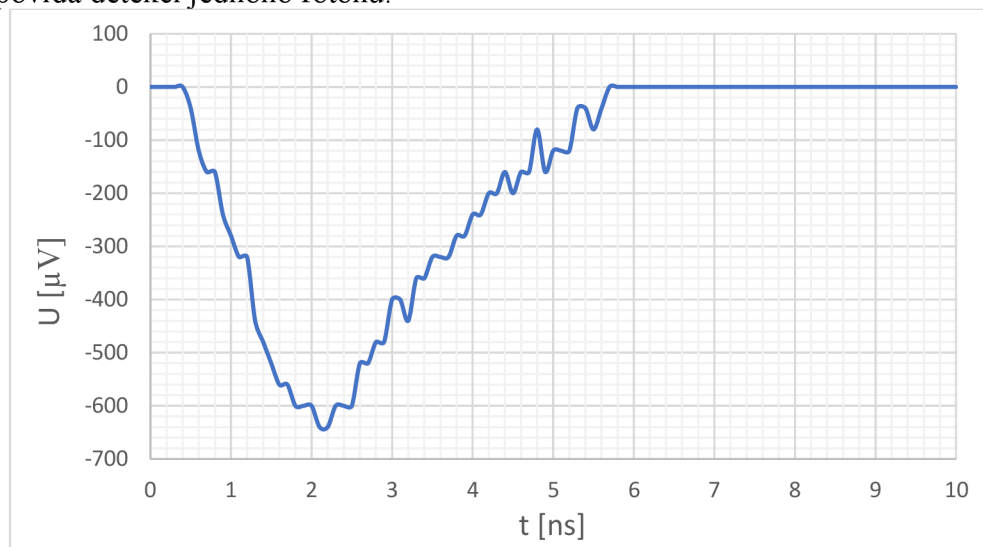
V tomto projektu je použit křemíkový fotonásobič MICRORB-10035 od firmy ON Semiconductor. Tento fotonásobič má velikost mikro buňky  $35 \mu\text{m} \times 35 \mu\text{m}$  a obsahuje celkem 620 těchto mikro buněk umístěných v chipu o velikosti aktivní plochy  $1 \text{mm} \times 1 \text{mm}$ . Fotonásobič je citlivý na vlnové délky od 300 nm do 1050 nm. Přičemž největší foto detekční účinnosti dosahuje přibližně 35 % okolo 630 nm. Hodnota průrazného napětí je 25 V a hodnota přepětí se pohybuje od 7 do 10 V. Tento typ fotonásobiče je tvořen N-P strukturou, která generuje záporné pulzy.

Podle datového listu je doba náběžné hrany pulzu z rychlého výstupu rovna 490 ps a šířka pulzu je rovna 3,7 ns. Na Obr. 2-9 je zobrazen výrobcem experimentálně změřený pulz. Fotonásobič byl osvětlen laserovým pulsem o vlnové délce 420 nm tak, aby osvětlil přibližně 10–15 % pixelů současně. [4]



Obr. 2-9: Naměřený pulz z SiPM MICRORB-10035, podle výrobce. Převzato z [4].

Obr. 2-10 zobrazuje námi změřený pulz z fotonásobiče MICRORB-10035, který odpovídá detekci jednoho fotonu.



Obr. 2-10: Experimentálně změřený pulz SiPM MICRORB-10035 z jedné aktivované mikro buňky.



## 3. VÝBĚR ZESILOVAČE

Při výběru vhodného zesilovacího prvku ke křemíkovému fotonásobiči se musíme zaměřit na několik parametrů. Můžeme vycházet z pulzu Obr. 2-10, který byl naměřen přímo na použitém fotonásobiči. Tento pulz má náběžnou hranu cca 1,5 ns a amplitudu přibližně 600  $\mu\text{V}$ . Výstupní pulz z rychlého výstupu je ovšem dán superpozicí pulzů ze všech aktivovaných mikro buněk. Podle Obr. 2-9 je velikost pulzu z rychlého výstupu je přibližně 36 mV při aktivaci 10-15 % mikro buněk.

### 3.1 Parametry zesilovacího prvku

#### 3.1.1 Zesílení

Při výběru zesilovače je důležitým parametrem zesílení o takové velikosti, aby pokrylo všechny oblasti plánovaného použití. V našem případě je třeba zesílit pulz, který nabývá velikostí od desetin milivoltu po desítky milivoltů v závislosti na počtu detekovaných fotonů. Počet zachycených fotonů závisí na tom, jak daleko je překážka, od které se pulz odráží, a také na její odrazivosti.

Na konci analogového řetězce pro zpracování signálu je A/D převodník, který typicky pracuje v rozmezí 0 – 3,3 V. Uvažujme tedy pro jednoduchost hodnotu výstupního napětí z fotonásobiče 0,5 mV. Tuto hodnotu musíme zesílit, tak aby jí byl schopen A/D převodník převést. Například při zesílení 500x (54 dB) vychází hodnota na vstup A/D převodníku 0,25 V, což už je dostatečné. Maximální výstupní signál z fotonásobiče, který bude moci A/D převodník převést je přibližně 6,6 mV. Zdali tato hodnota bude stačit, bude ověřeno při experimentálním provozu.

#### 3.1.2 Šum

Šum je náhodný signál, okamžitá hodnota a/nebo fáze průběhu, který nelze v čase předpovídat. Elektronický šum vzniká v jakékoli elektronické součástce nebo zařízení. U operačního nebo jiného zesilovače vzniká šum na externích součástkách, jako jsou rezistory apod. a také uvnitř samotného zesilovače. Šumy u zesilovačů se modelují jako vstupní napěťový a proudový šum. Tyto modely spočívají v připojení fiktivního zdroje napětí, resp. proudu na vstup zesilovače a následně zpětná vazba určuje, jak se příspěvky obou zdrojů projeví na výstupu. Spektrální hustota napěťového šumu se udává v jednotkách  $\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$  a u operačních zesilovačů dosahuje úrovně mezi 1 až 20  $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Spektrální hustota proudového šumu se udává v jednotkách  $\text{A}/\sqrt{\text{Hz}}$  a jeho hodnota kolísá více než u napěťového šumu. U operačních zesilovačů kolísá od hodnot kolem 0,1  $\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$  až do několika  $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Dalším vyjádřením šumu je šumové číslo udávané v decibelech. Šumové číslo představuje poměr mezi výstupním signálem skutečného zesilovače a výstupním signálem ideálního zesilovače. Šumové číslo tedy udává šumový příspěvek zesilovače. Pro určení, zdali šumový příspěvek výsledného zesilovacího obvodu bude dostatečně malý, poslouží efektivní hodnota šumu na výstupu zesilovače. Pokud bude hodnota vypočteného šumu na výstupu násobně nižší než velikost nejmenšího signálu na výstupu, bude zesilovač považován za vyhovující z hlediska šumových vlastností. [7], [8]

V našem řešení zesilovače k polovodičovému fotonásobiči musí být šum přepočtený na vstup obvodu zesilovače menší než nejmenší velikost pulzu z fotonásobiče. Což je typicky 1 mV, případně stovky  $\mu\text{V}$ .

### 3.1.3 Šířka frekvenčního pásma

Pro měření doby příchodu pulzu je důležitá náběžná hrana, ze které se poté stanovuje čas příchodu fotonu. Šířka frekvenčního pásma lineárního přenosového článku pro pulzní signály je dána vztahem:

$$f_m \cong \frac{0,35}{\sqrt{t_{eo}^2 - t_{ei}^2}}, \quad (3.1)$$

kde  $t_{eo}$  je doba hrany výstupního pulzu a  $t_{ei}$  je doba hrany vstupního pulzu. [6] Podle experimentálního pulzu (Obr. 2-10) se je náběžná hrana přibližně 1,5 ns. Aby došlo k plnému zesílení, bude muset být hrana výstupního pulzu prodloužena maximálně na cca 2,5 ns. Takže šířka frekvenčního pásma vychází přibližně na 175 MHz, podle (3.1).

Při použití zesilovače s menší šířkou pásma dojde k prodloužení doby náběžné hrany. Avšak i za těchto podmínek je možné detekovat příchod odraženého optického impulzu. Informaci nenesou jediný výstupní pulz fotonásobiče, ale jejich četnost. V uvažovaném dálkoměrném systému je použito vzorkování 200 MHz, tj. perioda 5ns. Kratší hranu není systém schopen vyhodnotit.

### 3.1.4 Spotřeba

Při výběru je také potřeba brát ohled na spotřebu celého obvodu. Zesilovač s fotonásobičem je součástí dálkoměru, který je napájen z baterie.

## 3.2 Hledání vhodného řešení pro zesílení

Byly vybrány tři varianty zesilovače, které jsou v následujících kapitolách představeny a porovnány.

### 3.2.1 Rychlý operační zesilovač

Operační zesilovač (OZ) je rozdílový zesilovač s velmi velkým ziskem. Obsahuje dva vstupy, invertující a neinvertující, které umožňují připojit stejnosměrný i střídavý signál a jeden výstup. [8]

Operační zesilovač s proudovou zpětnou vazbou CFOA (Current Feedback Operational Amplifier) má odlišnou vnitřní strukturu, oproti klasickému OZ s napěťovou zpětnou vazbou, tedy i odlišné vlastnosti a požadavky na obvodové zapojení. Neinvertující vstup je napěťový a invertující vstup je proudový. Takto navrženým OZ docílíme větší šířky frekvenčního pásma. [11]

Transimpedanční operační zesilovač (TOZ) ve správném zapojení převádí vstupní proud na napěťový signál. TOZ vznikne přidáním transimpedance k CFOA, tedy zavedením zpětné vazby. Zesílení je nastaveno pomocí zpětnovazebního rezistoru. TOZ je vhodný pro zesílení signálu z fotodiód, vakuových fotonásobičů, polovodičových fotonásobičů apod. [9], [10]

Výběr operačního zesilovače byl zaměřen na klasické operační zesilovače s napěťovou zpětnou vazbou (VFOA) a operační zesilovače s proudovou zpětnou vazbou, zejména kvůli jejich šířce pásma a dalším výhodám, jako je schopnost zpracovávat pulzní signály. Při výběru byla zohledněna šířka pásma, rychlost zpracování signálu, nízké šumové vlastnosti a napájecí proud na prázdko.

Jako CFOA byly uvažovány zesilovače AD8014, AD8009, LMH6629 a OPA855. Jako VFOA byl uvažován zesilovač AD8099.

Tabulka 1: Porovnání parametrů různých OZ. Převzato z [23], [12], [24], [25], [26].

Název	Šířka pásma	Rychlost přeběhu	Vstupní napěťový šum	Vstupní proudový šum	Napájecí proud na prázdko
AD8014	400 MHz (G = 1 dB)	4000 V/μs	3,5 nV/√Hz	5 pA/√Hz	1,15 mA
AD8009	320 MHz (G = 10 dB)	5500 V/μs	1,9 nV/√Hz	46 pA/√Hz	14 mA
LMH6629	900 MHz (G = 0 dB)	1600 V/μs	0,69 nV/√Hz	2,6 pA/√Hz	15,5 mA
OPA855	2,5 GHz (G = 0 dB)	2750 V/μs	0,98 nV/√Hz	2,5 pA/√Hz	17,8 mA
AD8099	550 MHz (G = 10 dB)	1350 V/μs	0,95 nV/√Hz	2,6 pA/√Hz	15 mA

Porovnáním parametrů z Tabulka 1 vychází nejlépe rychlý operační zesilovač s proudovou zpětnou vazbou AD8009 od firmy Analog Devices, zejména kvůli jeho vysoké šířce pásma. Tento zesilovač se vyznačuje velmi velkou rychlostí přeběhu 5500 V/μs, která má za následek náběžnou hranu signálu pouhých 545 ps, což z něho činí ideální pulsní zesilovač. Frekvenční rozsah tohoto zesilovače je až 1 GHz v závislosti na zesílení. [12]

U CFOA je velmi důležitá volba zpětnovazebního rezistoru, který ovlivňuje zesílení, šířku přenášeného pásma a také stabilitu zesilovače. [11] Existují určité doporučené hodnoty rezistorů ovlivňujících zesílení, ale tyto hodnoty nemusí být vždy vhodné pro konkrétní realizaci.

V první fázi řešení bylo navrženo jednoduché schéma zapojení se dvěma OZ AD8009 (Obr. 3-1). Schéma bylo navrženo jako studie pro porovnání s ostatními řešeními zesilovače a pro simulace na ověření základních vlastností, jako šířka pásma zesilovače, zesílení vzorového pulzu (Obr. 2-10) nebo spektrální hustota šumu na výstupu obvodu. Zapojení OZ je invertující, tedy na invertující vstup je připojen vstupní signál a neinvertující vstup přivedeno poloviční napájecí napětí (pomocí odporového děliče R5, R6 a R7, R8), kvůli nesymetrickému napájení. Napájení je zde zvoleno 5 V.

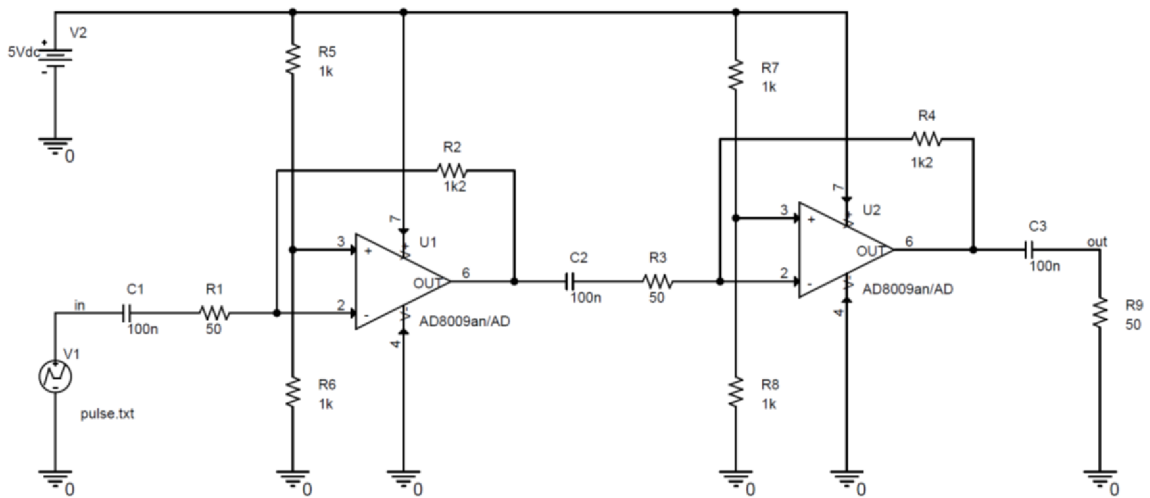
Schéma zapojení je navrženo, tak aby bylo dosaženo dostatečného zesílení a zároveň se obvod choval stabilně. Rezistory R1 a R3 (v cestě signálu) jsou zvoleny 50 Ω, kvůli připojení ke koaxiálnímu vedení o charakteristické impedanci 50 Ω. Zesílení je tedy nastaveno pomocí zpětnovazebních rezistorů R2 a R4 podle rovnice:

$$A = \left(-\frac{R2}{R1}\right) \cdot \left(-\frac{R4}{R3}\right) = \left(-\frac{1200}{50}\right) \cdot \left(-\frac{1200}{50}\right) = 576. \quad (3.2)$$

Nutno podotknout, že tato rovnice platí pro OZ s napěťovou zpětnou vazbou a pro CFOA tato rovnice zjednodušuje jeho vnitřní model, takže nemusí ve výsledku dojít k plnému zesílení. [11]

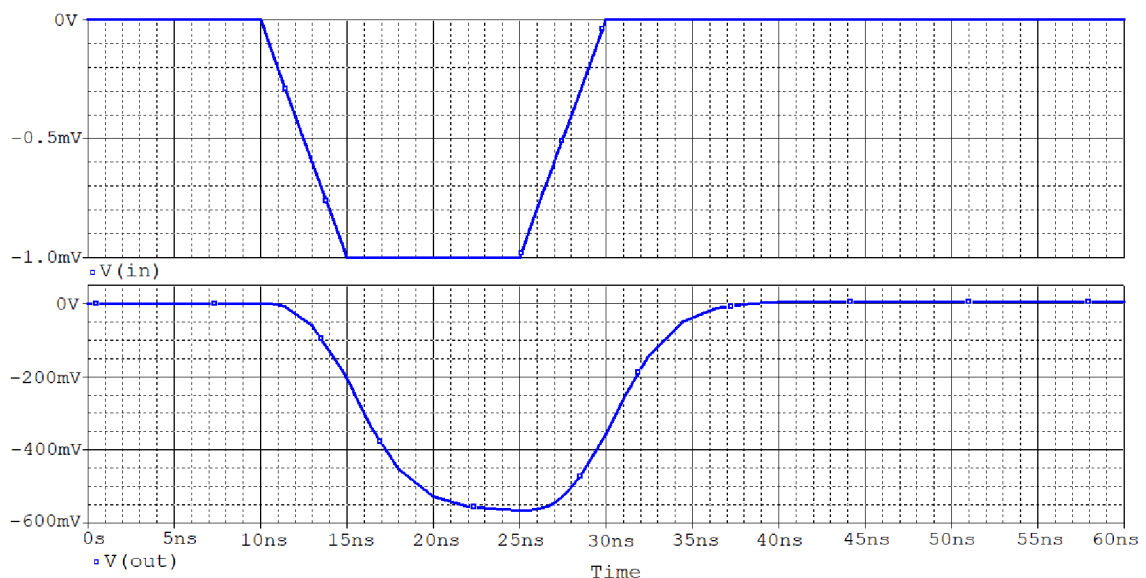
Celkové zesílení je zvoleno 576-krát. Toto zesílení je kompromis mezi velkým zesílením a vysokou šířkou pásma. Jak ukazuje Obr. 3-3, při zesílení vzorového pulzu již nedochází k plnému zesílení (576-krát), ale menšímu. Jak již bylo řečeno výše, přesná velikost pulzu není pro detekci náběžné hrany kritická. V cestě signálu jsou vloženy kondenzátory 100 nF pro odstranění stejnosměrné složky. Hodnota 100 nF je zvolena,

aby nedošlo k výraznému lineárnímu zkreslení. Vytvoření schéma pro realizaci bude předmětem dalšího zkoumání, viz. kapitola 5.

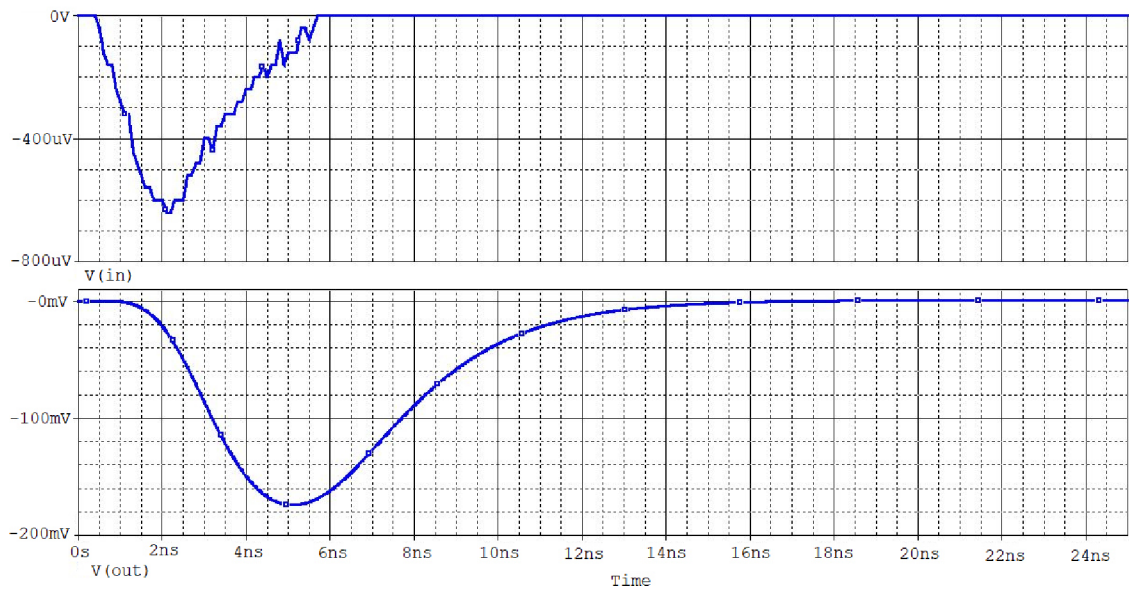


Obr. 3-1: Navržené schéma zapojení s AD8009.

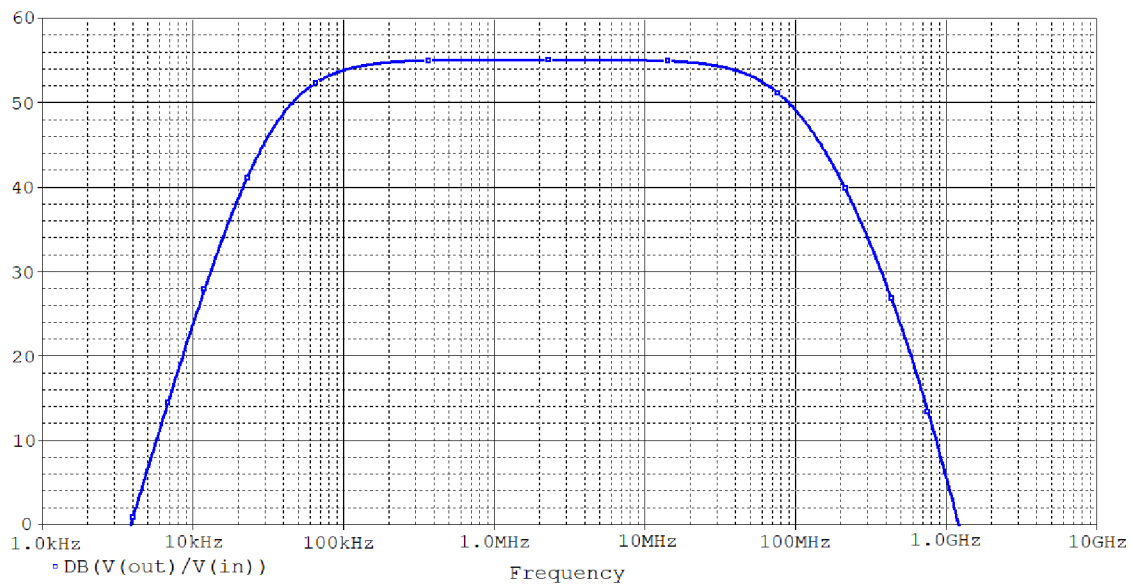
Následující obrázky znázorňují výsledky simulace zapojení Obr. 3-1 v programu PSpice. Na obrázcích je možno vidět odezvu obvodu se dvěma zesilovači AD8009 na testovací záporný pulz a na experimentálně změřený pulz z fotonásobiče. Ze simulací je vidět, že zesilovač plně zesílí pulz o náběžné hraně 5 ns, ale 2 ns už ne. Horní mezní frekvence celého zesilovače je přibližně 66 MHz, viz. Obr. 3-4. Obr. 3-5 znázorňuje celkovou spektrální hustotu šumu na výstupu obvodu. Efektivní hodnota šumu v tomto případě dosahuje 19,5 mV. Tato hodnota by měla být dostatečně malá, jelikož zesílený nejmenší pulz (Obr. 3-3) dosahuje přibližně 180 mV, což je 9-krát více než úroveň šumu.



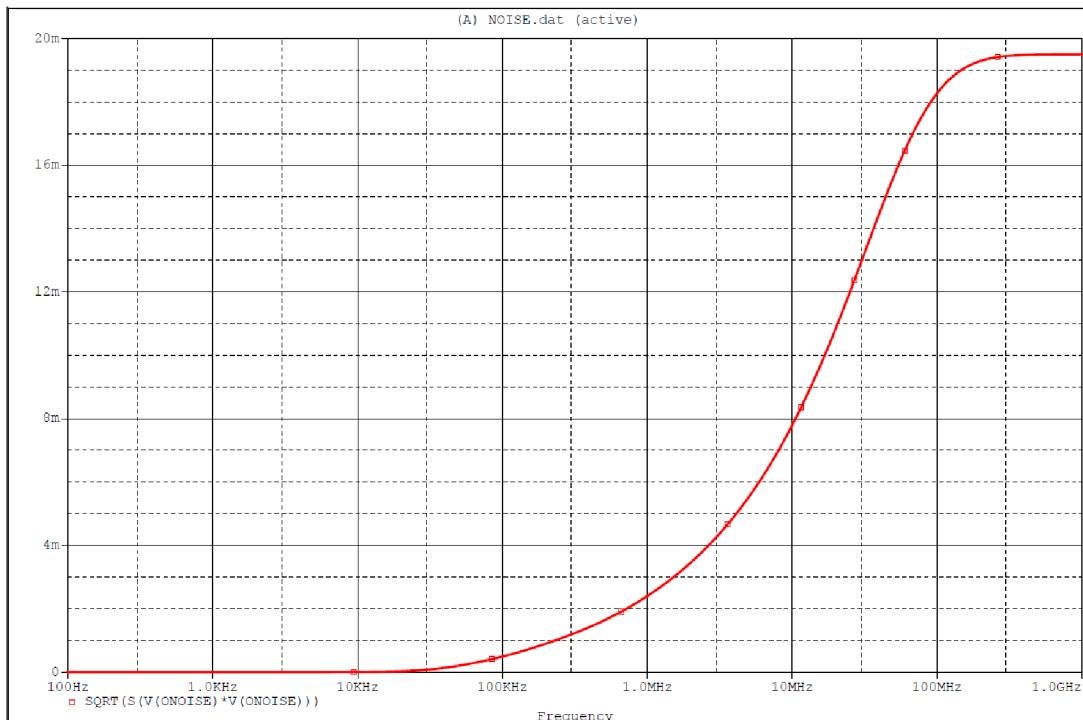
Obr. 3-2: Odezva na testovací záporný pulz.



Obr. 3-3: Odezva na experimentálně změřený pulz z fotonásobiče.



Obr. 3-4: Šířka pásma celého zesilovače.



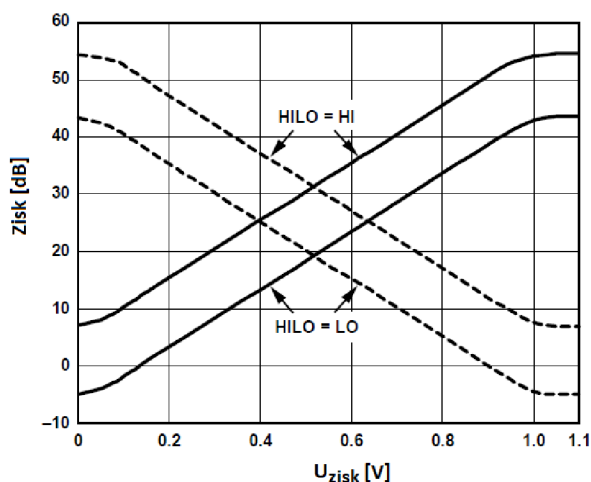
Obr. 3-5: Výpočet šumového napětí integrací spektrální hustoty.

### 3.2.2 Zesilovač s proměnným ziskem

Zesilovač s proměnným ziskem VGA (Variable Gain Amplifier) je zesilovač s elektronicky nastavitelným ziskem pomocí napětí. VGA umožňuje přizpůsobit svůj zisk vstupnímu signálu. Existují dva typy VGA, analogově a digitálně ovládaný. U analogového VGA je zisk v dB lineární funkcí řídicího napětí. [13], [14]

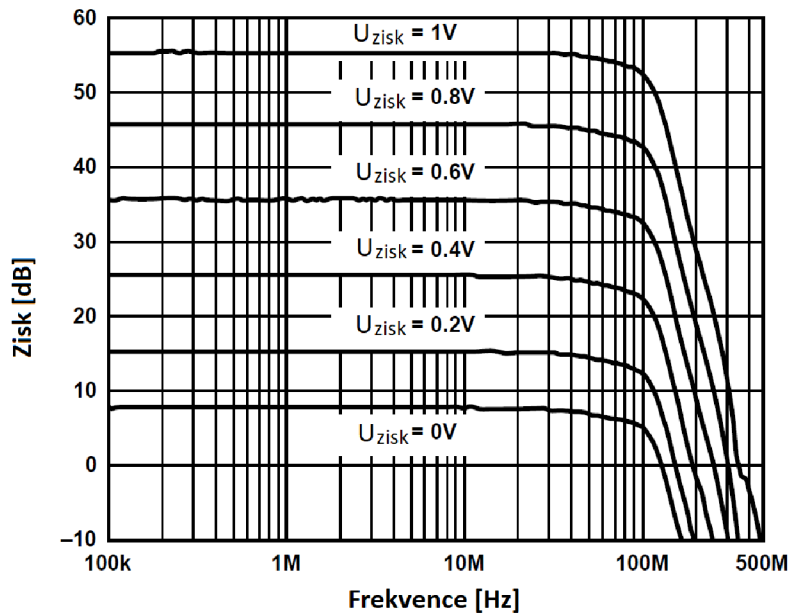
VGA je integrovaný zesilovací obvod, jehož šum a spotřeba jsou na dobré úrovni. Při výběru VGA je tedy třeba především dbát na to, aby měl dostatečné zesílení při dostatečně vysoké frekvenci.

Při výběru byl zvolen VGA od firmy Analog Devices, typ AD8331. Tento analogový zesilovač s řízeným ziskem má velmi dobré vlastnosti vstupního šumu, šířku frekvenčního pásma až do 120 MHz a volitelný zisk až do 55,5 dB. V následujících charakteristikách, z katalogového listu, jsou vidět klíčové vlastnosti AD8331 pro naše použití. [15]



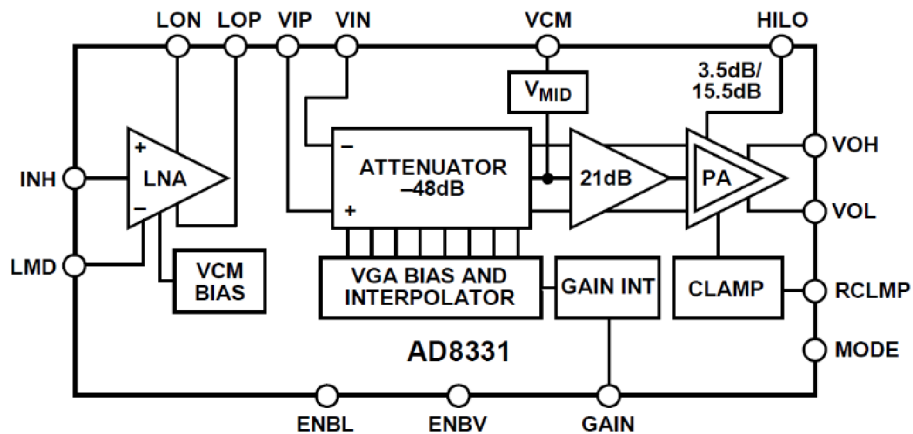
Obr. 3-6: Závislost zisku VGA na volbě ziskového napětí. Převzato z [15].

Obr. 3-6 ukazuje lineární závislost zisku na ovládacím napětí. HILO vybírá možnost mezi nižšími nebo vyššími hodnotami zisku. Plná nebo čárkovaná čára (MODE) vybírá mezi klesající nebo stoupající charakteristikou. [15]

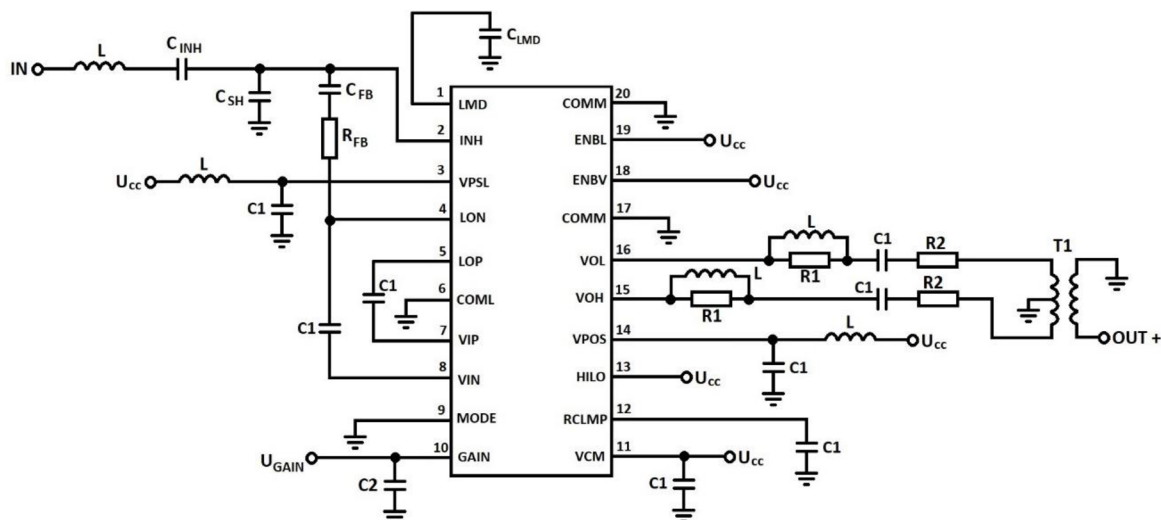


Obr. 3-7: Závislost zisku na frekvenci pro různé volbě zesílení, HILO = HI. Převzato z [15].

AD8331 je jednonábový zesilovač s proměnným ziskem, který se nastavuje pomocí napětí od 0 V do 1 V na vstupu GAIN. Na Obr. 3-8 vidíme bloky funkčního diagramu. LNA je nízko šumový zesilovač s pevným ziskem 19 dB, jehož výstup je na pinech LON a LOP. Dalším stupněm, což je vstup samotného VGA, je zeslabovač s maximálním útlumem 48 dB, ten je zodpovědný za hodnotu výsledného zesílení. Následuje zesilovač s pevným ziskem 21 dB a koncový zesilovač, který určuje směr strmosti převodní charakteristiky. Na Obr. 3-9 je modifikované doporučené schéma zapojení pro AD8331. [15]



Obr. 3-8: Blokové schéma zesilovače AD8331. Převzato z [15].



Obr. 3-9: Doporučené katalogové zapojení, modifikováno pro AD8331. Na základě [15], [16].

Tabulka 2: Hodnoty součástek ve schématu Obr. 3-9. Převzato z [16].

Součástka	Hodnota
R1	100 $\Omega$
R2	237 $\Omega$
C1	0,1 $\mu\text{F}$
C2	1 nF
CLMD	0,1 $\mu\text{F}$
CFB	0,018 $\mu\text{F}$
CSH	22 pF
CINH	0,1 $\mu\text{F}$
L	120 nH
T1	1:1

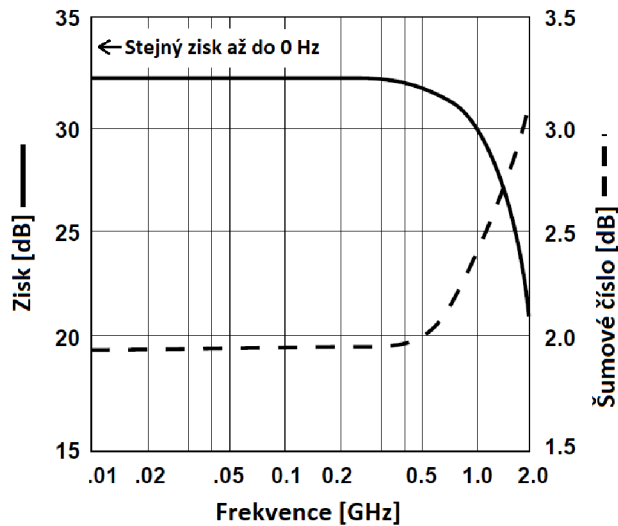


### 3.2.3 Gain Block

Tzv. Gain Block v elektronice představuje monolitický integrovaný zesilovač. Nejčastěji se vyskytuje pod zkratkou MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit). MMIC je mikrovlnný obvod jehož všechny pasivní a aktivní prvky jsou integrovány do jednoho čipu, u něhož lze navrhnout konkrétní vstupní i výstupní impedanci, typicky  $50 \Omega$ . Tato integrace umožňuje navrhnout jednoduchý obvod s velice širokou šířkou frekvenčního pásma. MMIC mají řadu uplatnění jako mikrovlnné zesilovače, slučovače, spínače apod. [17]

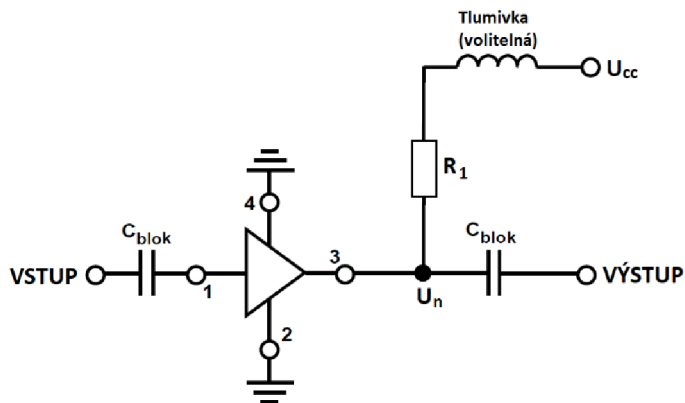
Většina Gain Blocků má obvykle veliký frekvenční rozsah, všechny MMIC pracují na vyšších stovkách MHz až desítky GHz. Potřebného zesílení je možné docílit propojením Gain Blocků do kaskády. V porovnání s předchozím řešením bývá menší šum, ale větší spotřeba.

Konkrétní Gain Block byl vybrán INA-02184 od firmy Hewlett Packard. Tento integrovaný obvod má zisk 31 dB až do 500 MHz a šumové číslo 2 dB. [18]



Obr. 3-10: Závislost zisku a šumového čísla na frekvenci. Převzato z [18].

Zapojení INA-02184 je jednoduché, kontakt 2 a 4 se uzemní, kontakt 1 je pro připojení vstupního signálu. Na kontakt 3 je vyveden výstup a paralelně je přivedeno napájecí napětí. Popis pinů je uveden v katalogovém listu, viz. [18]. Na Obr. 3-11 lze vidět doporučené katalogové zapojení.



Obr. 3-11: Doporučené katalogové zapojení. Převzato z [18].

### 3.3 Porovnání jednotlivých řešení

Předchozí tři řešení zesílení porovnává následující tabulka (Tabulka 3). V tabulce jsou uvedeny pouze teoretické hodnoty z katalogových listů nebo vypočtené hodnoty. Reálné hodnoty budou porovnány v příštích kapitolách. Hodnoty uváděné v tabulce u zesilovače s proměnným ziskem jsou uvedeny přímo z katalogového listu.

Šířka frekvenčního pásma je uvedena s ohledem na plánované použití zesílení s 3 decibellovým poklesem.

Hodnota zesílení je buď teoretická maximální, nebo zvolena, tak aby celý obvod zesiloval cca 600x. U monolitického zesilovače je uvažována i hodnota zesílení dvou bloků v kaskádě.

Efektivní hodnota šumu na výstupu obvodu s operačními zesilovači je vypočtena pomocí šumové analýzy v programu PSpice. U monolitického zesilovače je efektivní hodnota šumu na výstupu obou zesilovačů za sebou vypočtena na výstupu prvního zesilovače, protože šumový příspěvek druhého zesilovače je zanedbatelný (podle Friisova vztahu). Efektivní hodnota šumu na výstupu je vypočtena pomocí šumového čísla při buzení generátorem se standardním výstupem 50 Ω, podle vztahu:

$$u_{out} = G_{Ulin} \cdot \sqrt{Z_0 \cdot N_x} \quad (3.3)$$

$$N_x = (F_{lin} - 1) \cdot G_{Wlin} \cdot k_B \cdot T_0 \cdot B \quad (3.4)$$

kde  $G_{Ulin}$  je napětíový zisk zesilovače v lineárních jednotkách,  $Z_0$  je vstupní impedance,  $N_x$  je přídavný šum ve wattech,  $F_{lin}$  je šumové číslo zesilovače v lineárních jednotkách,  $G_{Wlin}$  je výkonový zisk zesilovače v lineárních jednotkách,  $k_B$  je Boltzmannova konstanta,  $T_0$  je teplota v kelvinech a  $B$  je šířka frekvenčního pásma ( $B = 200$  MHz, při připojení filtru typu dolní propust na výstup). [19]

Spotřeba u operačního zesilovače a u VGA je vypočtena v klidovém režimu, kdy zesilovačem neprochází užitečný signál. Spotřeba u Gain Blocku je uvažována pro napájecí napětí 9 V ( $R_1 = 100 \Omega$ ).

Tabulka 3: Porovnání vlastností jednotlivých zesilovačů.

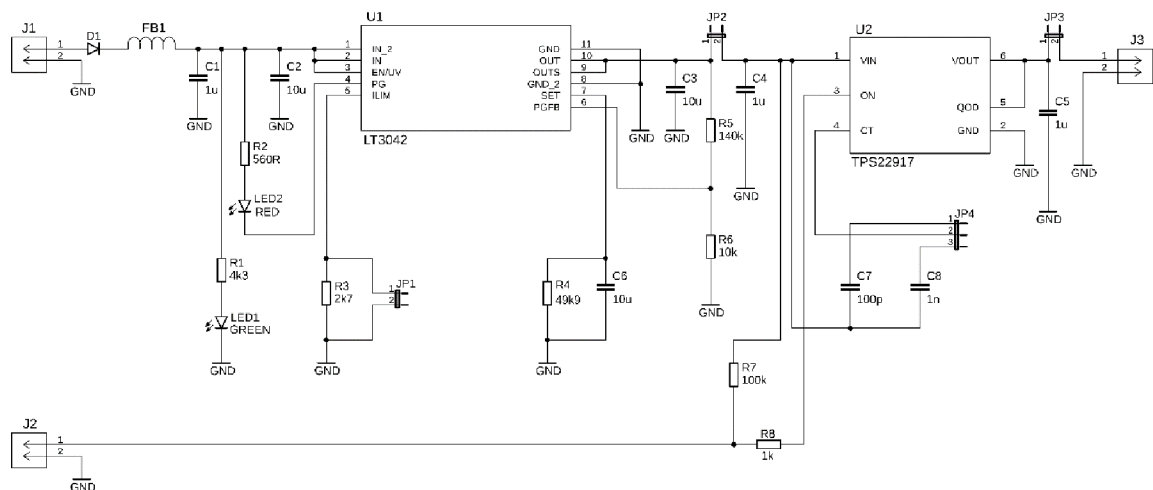
	Obvod s operačními zesilovači	Zesilovač s proměnným ziskem	Monolitický zesilovací obvod (Gain Block)
	AD8009	AD8331	INA-02184 (2x)
Šířka frekvenčního pásma [MHz]	65	120	220
Zisk [dB]	55	55,5	31 (62)
Efektivní hodnota šumu na výstupu [mV]	19,5	5,5	6,5
Spotřeba celého zesilovacího obvodu [mW]	165	125	630

## 4. NÁVRH DESKY NAPÁJENÍ

Pro ověření vlastností realizovaných obvodů byl jako první krok navržen napájecí přípravek s možností externího ovládání spínání. Tato napájecí deska slouží kromě zajištění napájecího napětí z laboratorního zdroje také na rychlé spínání napájecího napětí pro simulaci činnosti v reálném dálkoměru. Toto opatření má jednak snížit spotřebu, ale hlavně mít pod kontrolou dobu, kdy je zesilovač aktivován, tedy kdy zesiluje nejen pulzy z přichozích fotonů, ale i vlastní šum fotonásobiče.

### 4.1 Schéma zapojení

Pro napájení zesilovače s OZ AD8009 bylo zvoleno napětí 5 V. Jako stabilizační prvek byl použit lineární regulátor LT3042, který se vyznačuje velice nízkými šumovými vlastnostmi. Na výstupu stabilizátoru je použit polovodičový spínací prvek TPS22917, který funguje na principu tranzistoru typu MOSFET s P-kanálem. Tento spínač se vyznačuje krátkou spínací prodlevou, což je důležité pro měření na zesilovači. Nejkratší spínací prodleva podle datového listu při napájecím napětí 5 V je 100  $\mu$ s.



Obr. 4-1: Schéma zapojení napájecí desky.

Pro vstup a výstup napájení jsou zde použity konektory v jednoduchém provedení jako pinové kontakty s roztečí 2,54 mm s aretací. Na vstupu napájení je zařazena dioda v propustném směru kvůli zamezení zpětného proudu. Dále je na vstupu tlumicí a odrušovací prvek v provedení feritového korálku a filtrační kondenzátor 1  $\mu$ F. Tato filtrace slouží k základnímu odfiltrování rušivých jevů z napájení.

V návrhu jsou dvě signalizační LED. Rozsvícení zelené LED1 signalizuje připojené napětí k napájecí desce. V sérii s nízko příkonovou LED1 je rezistor R1 4,3 k $\Omega$ , který zajistí, že při vstupním napětí 12 V poteče LED1 proud cca 2 mA. Rozsvícená červená LED2 signalizuje pokles výstupního napětí z regulátoru. Pokud dojde na výstupu k poklesu napětí o úroveň nastavenou na pinu PGFB, dojde k uzemnění pinu PG. Tedy LED2 se rozsvítí. Rezistorem R2 560  $\Omega$  je omezen proud LED2 na přibližně 18 mA při napájecím napětí 12 V. Úroveň signalizace na pinu PGFB je pomocí rezistorů R5 a R6 nastavena na 4,5 V podle rovnice:

$$TH = 0,3 \cdot \left(1 + \frac{R5}{R6}\right) = 0,3 \cdot \left(1 + \frac{140k}{10k}\right) = 4,5 V. \quad (4.1)$$

Hodnota tohoto napětí je zvolena tak, že pokud poklesne výstupní napětí o 0,5 V, tak už není zajištěno korektní napájení pro zesilovač. Červená LED2 také signalizuje, pokud dojde k překročení proudového limitu (stabilizátor odpojí výstupní napětí – rozsvítí se červená LED). Výstupní napětí 5 V je nastaveno pomocí R4. V datovém listu je uvedeno, že 5 V odpovídá rezistoru o hodnotě 49,9 kΩ s 1 % přesností. Rezistorem R3 je nastavena limitace výstupního proudu přibližně na 47 mA, to odpovídá hodnotě odporu 2,7 kΩ podle rovnice:

$$I_{LIM} = \frac{125}{R_{LIM}} = \frac{125}{2700} \cong 0,047 \text{ A} . \quad (4.2)$$

Tento limit je nastaven jako ochrana zdroje, pokud dojde k přetížení zesilovače (jeden OZ má klidový proud 14 mA). K rezistoru R3 je paralelně připojen můstek JP1, na kterém je možno měřit pomocí úbytku napětí proud vytékající ze stabilizátoru. Přičemž hodnota 300 mV odpovídá maximálnímu proudu ze stabilizátoru, tedy 47 mA. Hodnoty kondenzátorů C2, C3 a C6 jsou doporučeny výrobcem minimálně na 4,7 μF. V zapojení jsou použity o něco vyšší hodnoty 10 μF.

Ke vstupu spínače je připojen kondenzátor C4 s výrobcem doporučenou hodnotou 1 μF. Na pin ON spínače je přiveden signál z procesoru, který aktivuje výstup přechodem z nízké úrovně do vysoké úrovně (z 0 V na 5 V). Před vstup ON je ještě zařazen srážecí rezistor R8 1 kΩ. Zároveň je vstup z konektoru J2 přiveden na napájecí napětí 5 V tzv. pull-up rezistorem R7 100 kΩ. Tento pull-up rezistor zajistí to, že pokud nebude z procesoru přiváděn žádný signál, tak „připojí“ jednu úroveň napětí na vstupu (5 V) a nebude docházet k nekontrolovanému spínání. Rychlost zapnutí je možno regulovat pomocí kondenzátorů C7 a C8 připojených na vstup CT spínače, přičemž nezapojený vstup CT zajistí nejrychlejší dobu sepnutí spínače. Hodnoty 100 pF a 1 nF jsou zvoleny experimentálně. Výrobce udává, že při hodnotě CT 100 pF dojde k prodloužení doby sepnutí přibližně 40-krát oproti nezapojenému výstupu CT. Volba těchto kapacit se provádí umístěním zkratovací propojky na můstek JP4.

V cestě napájecího napětí mezi stabilizátorem a spínačem a za spínačem jsou umístěny měřicí kolíky JP2 a JP3, na které je možno připojit měřicí přístroj. Tyto kolíky jsou jinak spojeny zkratovací propojkou. [20], [21]

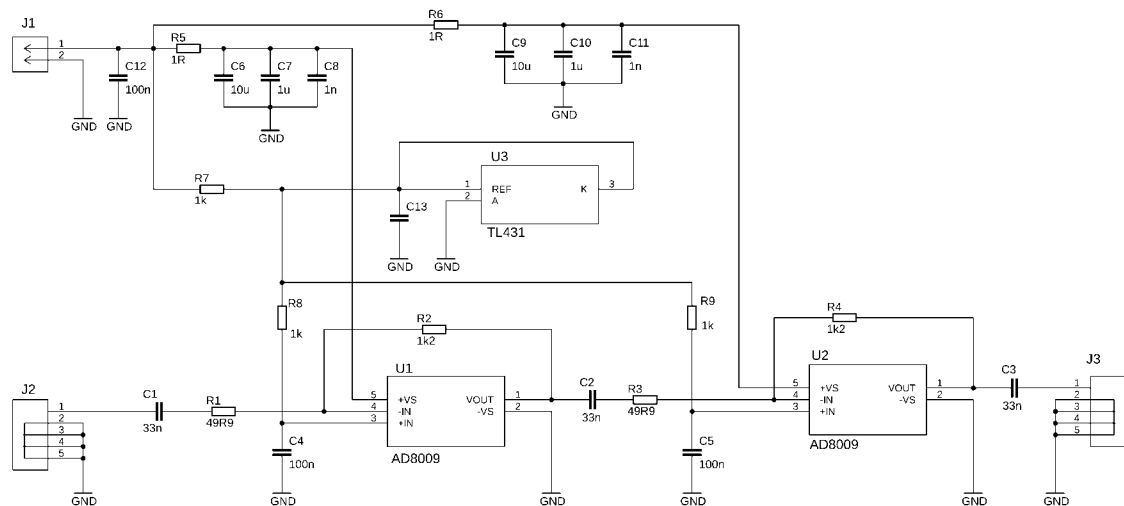
Podklady pro realizaci desky plošných spojů jsou uvedeny v Příloha 1 -.

## 5. NÁVRH A REALIZACE ZESILOVAČE S OZ

Tato kapitola se zabývá konkrétním návrhem a realizací zesilovače se dvěma operačními zesilovači s proudovou zpětnou vazbou AD8009 pro polovodičový fotonásobič.

### 5.1 Návrh zesilovače

V následujícím textu je podrobně popsáno navržené schéma zapojení zesilovače.



Obr. 5-1: Konečný návrh schématu zapojení zesilovače s OZ.

Napájení je zde zvoleno pro jednoduchost nesymetrické 5 V, tak že na kladný napájecí vstup OZ se přivede 5 V a záporný napájecí vstup se uzemní. U napájecího konektoru je umístěn filtrační kondenzátor C12 100 nF. V cestě napájecího napětí pro jednotlivé OZ je odpor 1  $\Omega$ . Tyto odpory slouží jako filtrace z napájení, případně oddělují OZ od vzájemné vazby. Místo 1  $\Omega$  rezistoru byl také uvažován feritový korálek, ale při simulaci se ukázalo, že se ferit chová do 100 MHz jako indukčnost cca 15 nH. To spolu s paralelně připojenými kapacitami vytváří rezonanční obvod. Od feritového korálku bylo tedy upuštěno a byl nahrazen pouze odporem. K napájecím svorkám OZ jsou připojeny paralelně tři kondenzátory 10  $\mu$ F, 1  $\mu$ F a 1 nF. Filtrace pomocí těchto kondenzátorů má zajistit, aby napájecí napětí u svorek OZ bylo co nejméně ovlivněno různými parazitními jevy na vedení. A následně také zajišťuje, aby nedocházelo k ovlivňování napájecího napětí pro jiné součástky obvodu. Jelikož OZ budou zesilovat pulzy o frekvenci náběžné hrany řádově 100 MHz, tak jsou zvoleny filtrační kondenzátory právě o těchto hodnotách, protože tyto kondenzátory v pouzdrech 0603 mají nízkou impedanci (pod 1  $\Omega$ ) přibližně od jednotek MHz po malé stovky MHz. [27]

Neinvertující vstup CFOA je napěťový a invertující vstup je proudový, tedy u invertujícího zapojení CFOA je na proudový vstup přiveden užitečný signál a na napěťový vstup je přivedeno odpovídající napětí.

Pokud je na CFOA přivedeno symetrické napájení, tak při invertujícím zapojení CFOA je neinvertující vstup spojen se zemí. V tomto případě, kdy jsou OZ napájeny nesymetricky 5 V, je na neinvertující vstup přivedeno poloviční napájecí napětí, tedy 2,5 V. Toho je dosaženo napěťovou referencí TL431, která má vnitřní referenční napětí přesně 2,495 V a dobrou tepelnou stabilitu. Na vstup (katodu) napěťové reference je

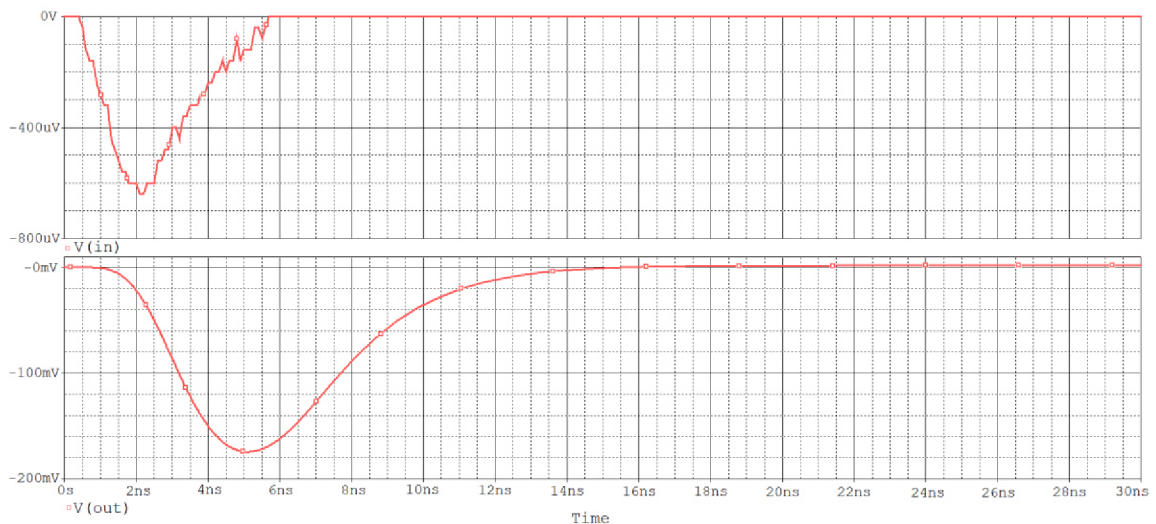
připojen předřadný odpor R7 1 k $\Omega$ , protože pro TL431 je doporučeno, aby katodou tekla proud 1 mA až 100 mA. Takže při 1 k $\Omega$  poteče katodou 2,5 mA. Aby na napěťovou svorku přišlo co nejčistší napětí, je třeba odfiltrovat rušivé signály z napájení a také případně od druhého OZ. K tomu poslouží odpor R7 a jelikož má napěťová reference dynamický odpor, který do 1 MHz naroste přibližně na 10  $\Omega$ , tak je ještě přidána k napěťovým svorkám OZ filtrace: odpor R8 1 k $\Omega$  a paralelně kondenzátor C4 100 nF (obdobně odpor R9 1 k $\Omega$  a kondenzátor C5 100 nF). Tento RC článek filtruje rušení přibližně od desítek kHz.

V signálové cestě jsou zvoleny odpory 50  $\Omega$ , kvůli připojení ke koaxiálnímu vedení s charakteristickou impedancí 50  $\Omega$ . Pro jednodušší realizaci jsou zvoleny hodnoty těchto odporů 49,9  $\Omega$  (R1 a R3), což odpovídá odporové řadě E96. Dále jsou v cestě signálu vazební kondenzátory pro odfiltrování stejnosměrné složky. Simulací vzorového pulzu z fotonásobiče (Obr. 5-2) byla kapacita těchto kondenzátorů zvolena na 33 nF. Při nižších hodnotách dochází k přebuzení výstupního signálu po zesílení pulzu. Naopak při vyšších hodnotách dochází k nechtěnému prodloužení pulzu po průchodu blokovacím kondenzátorem. Hodnoty 33 nF jsou tedy kompromis mezi těmito dvěma stavy.

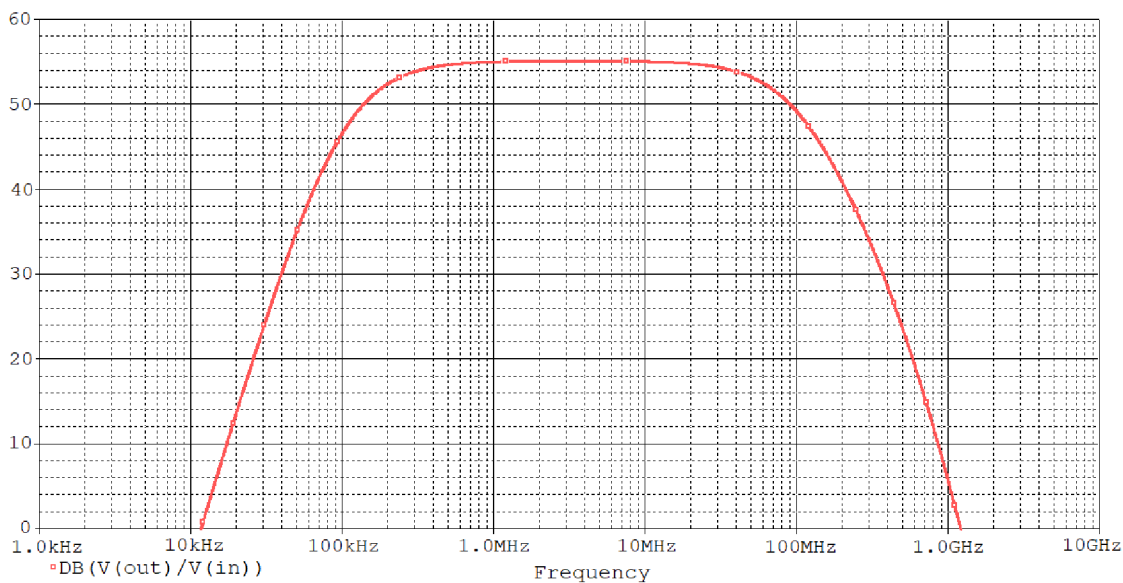
Zpětnovazební rezistory R2 a R4 jsou zvoleny 1,2 k $\Omega$ . Tyto hodnoty odpovídají celkovému zesílení cca 578-krát, podle (3.2). Hodnota těchto odporů je kompromis mezi zesílením a zkreslením výstupního signálu vlivem velkého zesílení. [11], [22]

## 5.2 Simulace zesilovače

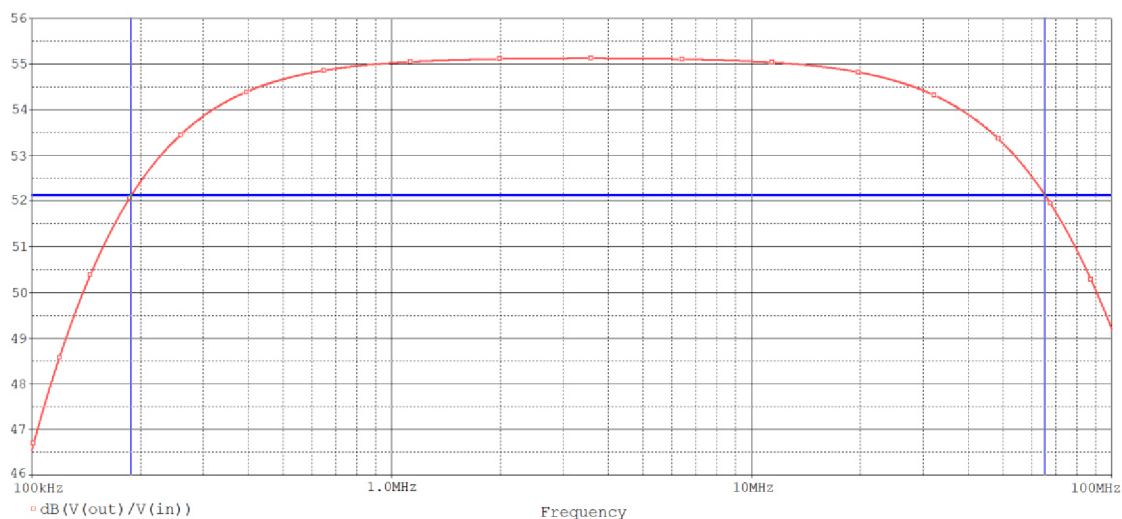
Simulace byla provedena v programu PSpice podle schématu Obr. 5-1. Byl simulován průběh zesíleného signálu, kde na vstupu byl použit model experimentálně změřeného pulzu. Dále byla zjištěna šířka pásma celého zesilovače a také byla provedena simulace, jak se chová zesilovač po připojení napájecího napětí. Byla zjištěna také spotřeba celého obvodu.



Obr. 5-2: Simulace zapojení. Horní průběh – experimentálně změřený pulz, spodní průběh – napětí na výstupu zesilovače.



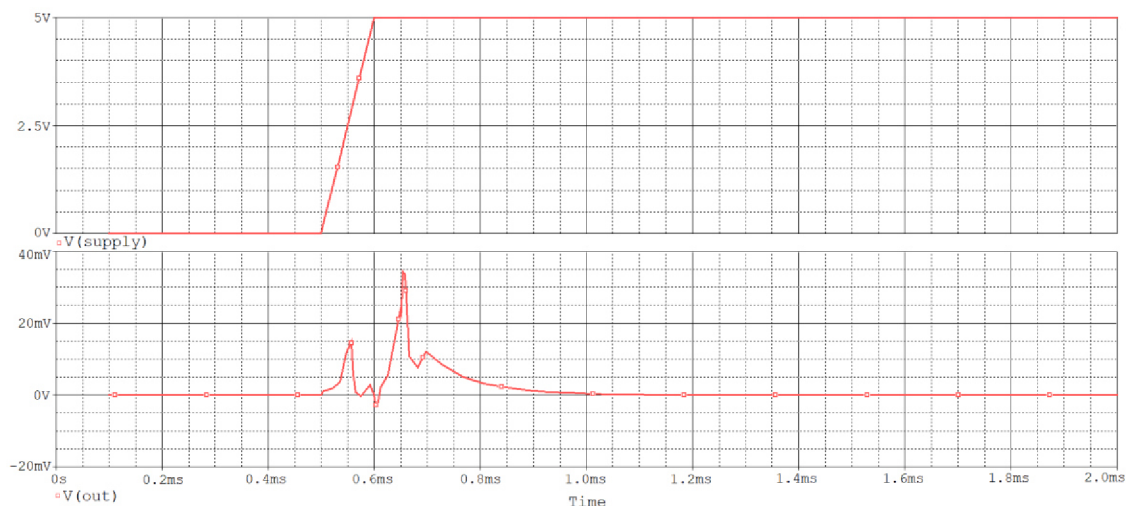
Obr. 5-3: Šířka pásma celého zesilovače.



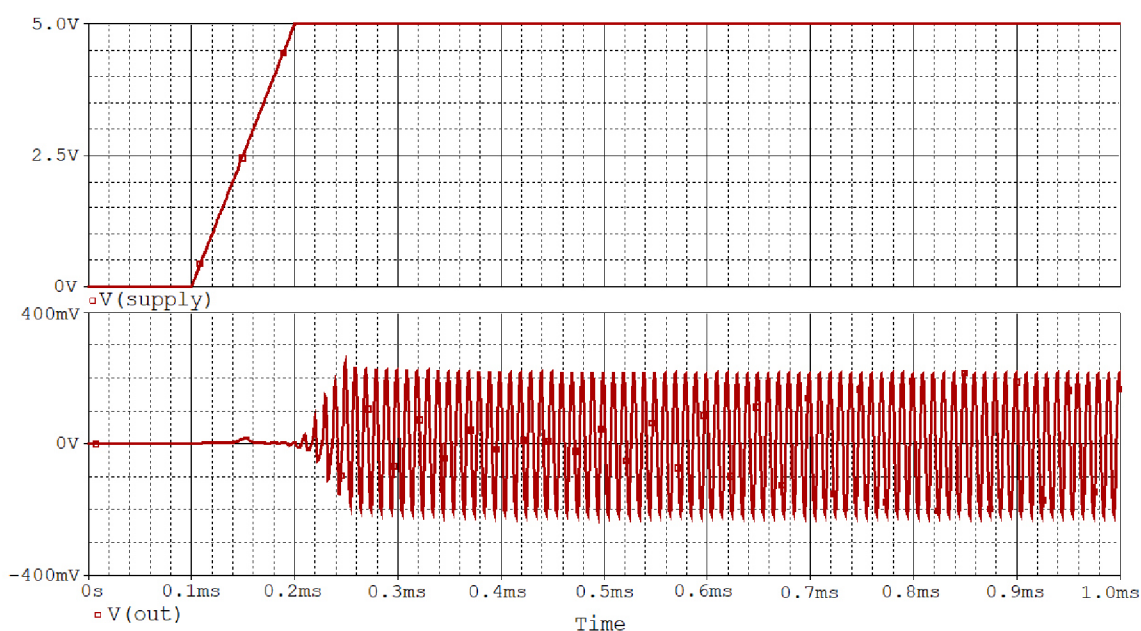
Obr. 5-4: Detail šířky pásma zesilovače pro pokles o 3 dB.

Na Obr. 5-2 lze vidět, jak by se choval zesilovač, když na jeho vstup přijde signál z fotonásobiče o velikosti jednoho fotonu. Po průchodu zesilovačem je náběžná hrana pulzu zpožděna přibližně o 2 ns, s čímž je třeba počítat při výpočtu vzdálenosti. Dále je zde patrné, že nedochází k dokonalému zesílení pulzu, tedy 578-krát, podle (3.2). To je patrné z Obr. 5-3, kdy při frekvenci cca 100 MHz dosahuje zesilovač už jen polovičního zesílení. Z Obr. 5-4 je vidět, že celý zesilovač má šířku pásma od 188 kHz do 65,3 MHz.





Obr. 5-5: Simulace zapnutí napájení. Bez signálu v zesilovači.



Obr. 5-6: Simulace zapnutí napájení. Se signálem v zesilovači.

Na Obr. 5-5 a Obr. 5-6 je zobrazena odezva zesilovače na zapnutí napájení. Horní průběh znázorňuje napájecí napětí, kde náběžná hrana je volena  $100\ \mu\text{s}$ , což odpovídá přibližně náběžné hraně spínače TPS22917 použitého v napájecí desce. Spodní průběh odpovídá signálu na výstupu zesilovače. Na Obr. 5-5 je zobrazen výstup zesilovače bez buzení vstupním signálem a na Obr. 5-6 je zesilovač buzen sinusovým průběhem o frekvenci  $100\ \text{kHz}$  a amplitudě  $1\ \text{mV}$ . Z obou průběhů je patrné, že k ustálení zesilovače dochází po cca  $300\ \mu\text{s}$ .



### 5.3 Konstrukce zesilovače

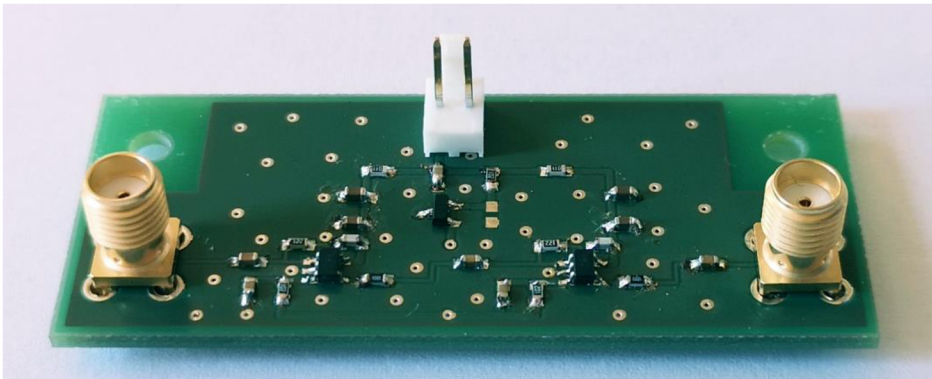
Deska plošných spojů byla navržena v programu EAGLE. Při návrhu jsou na zesilovač pracující na vysokých frekvencích (řádově 100 MHz) kladeny specifické požadavky. Například pro konstrukci jsou zvoleny co nejmenší pouzdra pasivních součástek, konkrétně pouzdra 0603 (u menšího pouzdra už by byla složitá realizace). Čím menší pouzdro součástky, tím jsou menší parazitní jevy, zejména indukčnost, proto má součástka větší rezonanční kmitočet. Například kondenzátor 1 nF v pouzdru 0603 rezonuje přibližně kmitočet na 200 MHz. [28]

Pro vstup napájení je použit stejný konektor jako u desky napájení, tedy jednoduché pinové kontakty s roztečí 2,54 mm s aretací. Pro připojení signálu jsou použity koaxiální konektory SMA s charakteristickou impedancí 50 Ω. Tyto konektory jsou kompatibilní s konektory na desce fotonásobiče.

Filtrační kondenzátory C6, C7, C8 a C9, C10, C11 jsou umístěny co nejbližší k napájecím svorkám OZ, kvůli potlačení parazitních indukčností.

U referenčního pinu TL431 je připraven prostor pro filtrační kondenzátor (pouzdro 0603), který není osazen. Je tam připraven proto, kdyby byla potřeba zvýšit filtraci napětí k napěťové referenci.

Podklady pro realizaci desky plošných spojů jsou uvedeny v Příloha 2 -



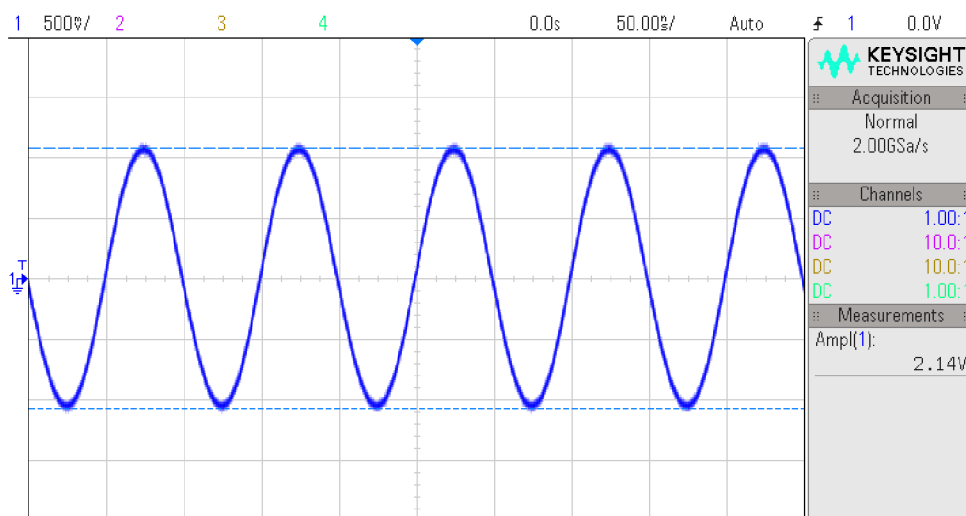
Obrázek 5-7: Fotografie osazené desky zesilovače.

## 6. EXPERIMENTÁLNÍ MĚŘENÍ

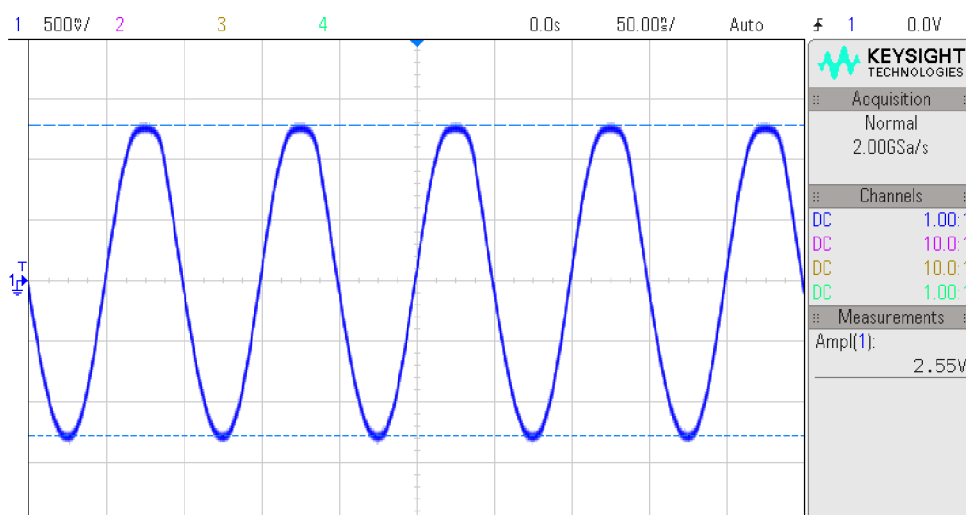
Pro ověření funkčnosti zhotovené desky zesilovače byla provedena série měření. Na výstup zesilovače byl připojen osciloskop DSOX2024A (200 MHz). Na vstup zesilovače byl nejprve připojen signál z generátoru, poté byl změřen vlastní šum zesilovače a nakonec byl na vstup připojen zatemněný fotonásobič. Při měřeních byla zaznamenána i spotřeba zesilovače.

### 6.1 Měření na zesilovači

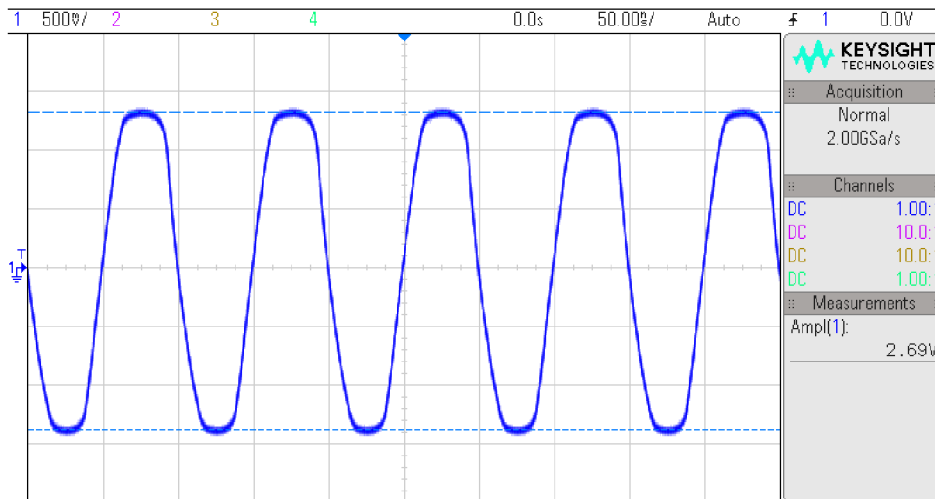
Měření s generátorem sinusového průběhu s frekvencí 10 MHz. Postupně byla zvyšována amplituda od 1 mV do 50 mV. Přibližně u 5 mV již dochází k saturaci.



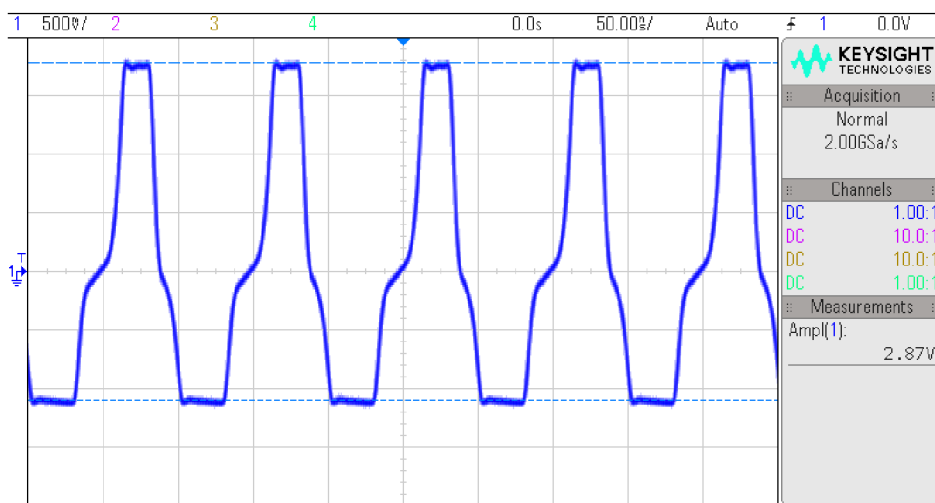
Obr. 6-1: Měření na zesilovači. Vstup: sinus 10 MHz, 4 mV<sub>p-p</sub>.



Obr. 6-2: Měření na zesilovači. Vstup: sinus 10 MHz, 5 mV<sub>p-p</sub>.

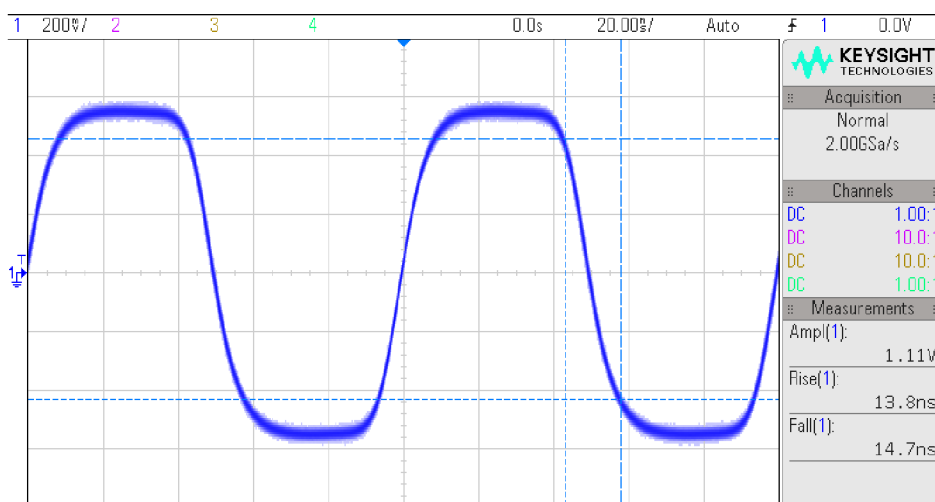


Obr. 6-3: Měření na zesilovači. Vstup: sinus 10 MHz, 6 mV<sub>p-p</sub>.



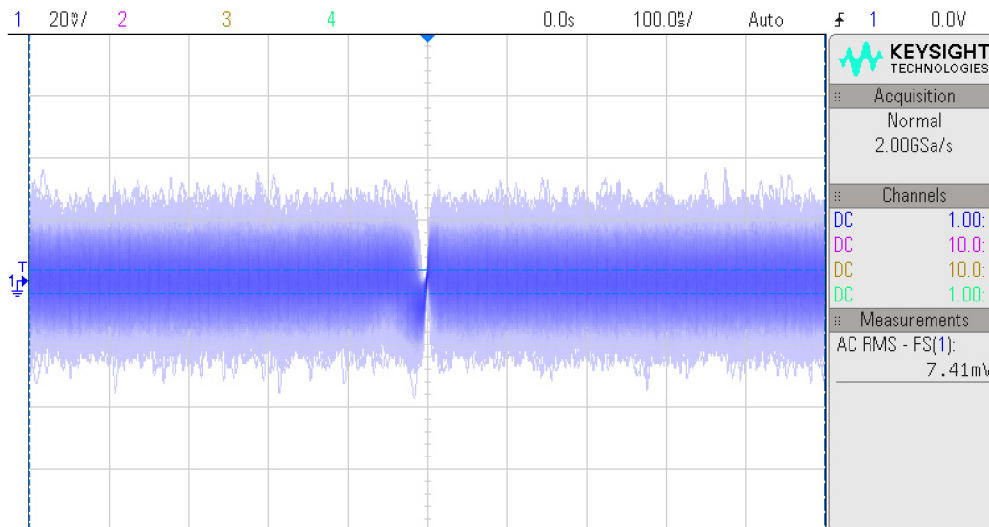
Obr. 6-4: Měření na zesilovači. Vstup: sinus 10 MHz, 50 mV<sub>p-p</sub>.

Dále byl na vstup zesilovače připojen generátor obdélníkového průběhu s frekvencí 10 MHz a amplitudou 2 mV. Náběžná hrana pulzu z generátoru byla změřena na 8,1 ns. Náběžná hrana zesíleného pulzu je přibližně 14 ns. Amplituda zesíleného pulzu dosahuje přibližně 1,1 V.



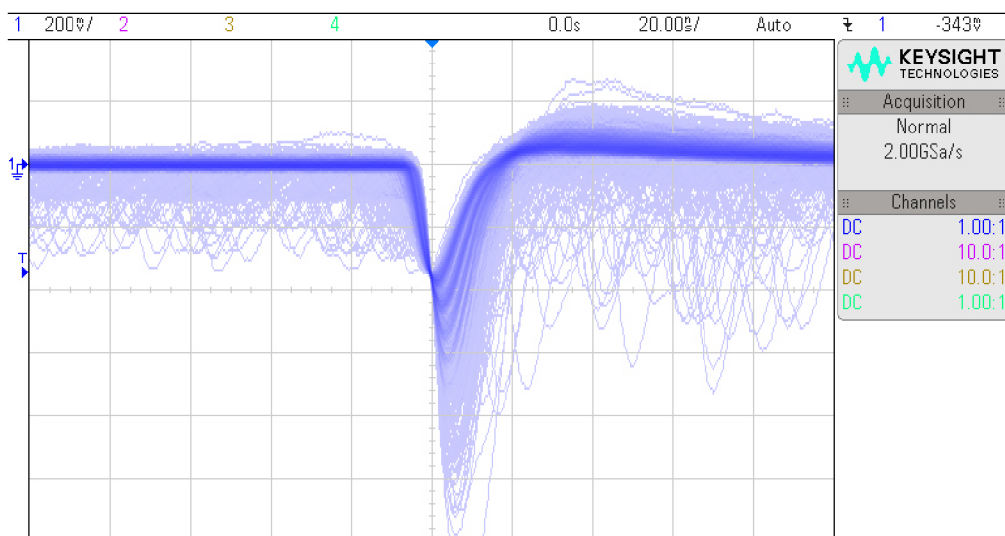
Obr. 6-5: Měření na zesilovači. Vstup: obdélník 10 MHz, 2 mV<sub>p-p</sub>.

Při měření vlastního šumu byl na vstup připojen rezistor 50  $\Omega$ . Nejprve bylo měření provedeno při vypnutém napájení, tím byl změřen šum osciloskopu. Efektivní hodnota šumu dosáhla přibližně 170  $\mu\text{V}$ . Následně bylo zapnuto napájení a byl změřen vlastní šum zesilovače. Efektivní hodnota šumu dosáhla přibližně 7 mV. Efektivní hodnota šumu na výstupu zesilovače při pokojové teplotě je tedy přibližně 6,83 mV.

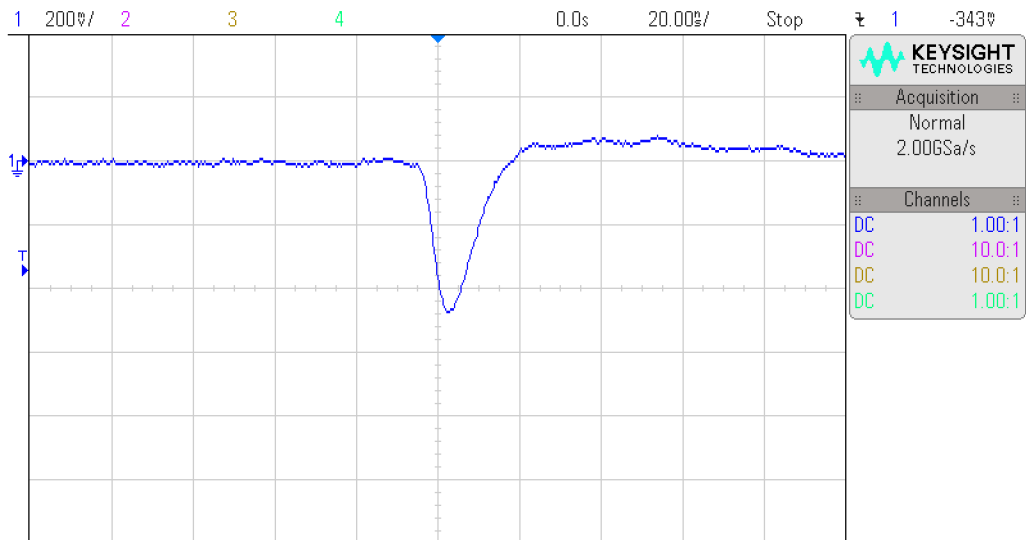


Obr. 6-6: Měření na zesilovači. Vstup: bez signálu. Měření šumu.

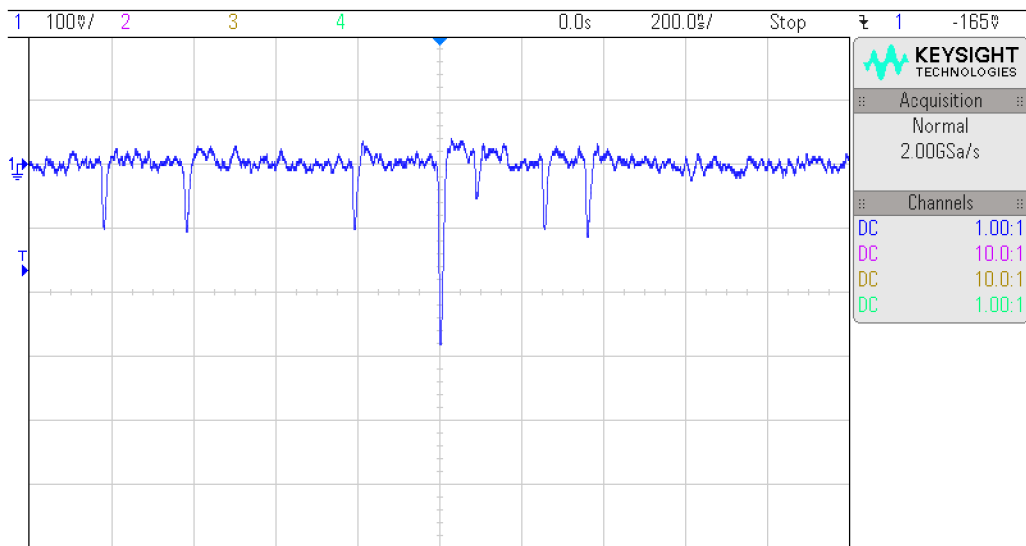
Nakonec bylo provedeno měření se samotným fotonásobičem. Fotonásobič byl zatemněn tak, že generoval jen vlastní šum. Na fotonásobiči je nastaveno předpětí 35 V. Na Obr. 6-7 je znázorněn výstup fotonásobiče, kde je možno pozorovat, jak jednotlivé aktivované mikro buňky vytvářejí v čase diskrétní charakter. Obr. 6-8 je detail jednoho pulzu. Při posouzení tohoto oscilogramu a uvážení i ostatních měření lze usuzovat, že zesilovač funguje správně, pulz není nijak deformován a není ani výrazně zašuměn. Na Obr. 6-9 můžeme pozorovat různé pulzy za tmy. Z tohoto a jiných podobných měření je patrné, že pulz spuštěný jednou mikro buňkou má na výstupu zesilovače přibližně 100 mV.



Obr. 6-7: Měření na zesilovači. Vstup: zatemněný fotonásobič. Statistické znázornění výstupních pulzů.



Obr. 6-8: Měření na zesilovači. Vstup: zatemněný fotonásobič. Detail jednoho pulzu.



Obr. 6-9: Měření na zesilovači. Vstup: zatemněný fotonásobič. Detail více pulzů.

## 6.2 Celkové výsledky měření a simulací

Simulace výsledného zapojení ukázala, že šířka pásma zesilovače je od 188 kHz do 65,3 MHz. Při simulaci pulzu z fotonásobiče bylo dosaženo zesílení přibližně 300-krát. K ustálení zesilovače po zapnutí napájení dochází přibližně po 0,3 ms. Při simulaci byla spotřeba v klidovém stavu vypočtena na 30,8 mA.

U reálného měření dosahuje zesílení pulzu z jedné mikro buňky pravděpodobně 200-krát (není změřen vstupní signál). K saturaci zesilovače dochází při hodnotě vstupního signálu 5 V<sub>p-p</sub>. Při experimentálním měření dosáhla klidová spotřeba na 23 mA. Tato spotřeba rostla až při vstupním signálu 2 V<sub>p-p</sub>. Při měření na zatemněném fotonásobiči spotřeba nepřesáhla 23 mA.

Tabulka 4: Porovnání parametrů zesilovače. Při simulaci a při reálném měření.

Parametr	Simulace	Měření
šířka pásma	188 kHz – 65,3 MHz	/
plné zesílení	570-krát	550-krát
saturace při vstupu	/	5 V <sub>p-p</sub>
efektivní hodnota šumu na výstupu	19,5 mV	6,4 mV
klidová spotřeba	38,8 mA	23 mA

Z naměřených parametrů lze spočítat odstup signálu od šumu:

$$SNR_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \left[ \left( \frac{U_{signál}^{RMS}}{U_{šum}^{RMS}} \right)^2 \right] = 10 \cdot \log_{10} \left[ \left( \frac{100m}{6,4m} \right)^2 \right] \cong 24 \text{ dB} . \quad (6.1)$$

Také okamžitá spotřeba zesilovače s připojeným fotonásobičem na vstupu při napájecím napětí 5 V je 115 mW, podle:

$$P = U \cdot I = 5 \cdot 23 \cdot 10^{-3} = 0,115 \text{ W} \quad (6.2)$$

## 7. ZÁVĚR

Zadáním práce bylo seznámit se s principem činnosti a výstupními signály polovodičového fotonásobiče. Dále porovnat vlastnosti zesilovačů z hlediska šumu, šířky pásma a schopnosti zpracovávat impulzní signál s velkým rozsahem dynamiky. Dále navrhnout vhodný zesilovač pro pulzy z fotonásobiče. Následně zesilovač realizovat a provést měření dosažených parametrů.

V této práci je nejdříve vysvětlen princip polovodičového fotonásobiče a následně prozkoumán výstupní signál s ohledem na použitý fotonásobič od firmy ON Semiconductor. Dále jsou probrány požadavky na zesilovač a následně vybrány tři různé řešení zesílení.

Tyto řešení jsou porovnány v Tabulka 3. Jako nejlepší řešení se jeví VGA, který má zisk 55,5 dB do 120 MHz. Také má nejnižší šum a nízkou spotřebu. Gain Block má dostatečně velkou šířku pásma (až 500 MHz) při zisku 31 dB, ale má vysokou spotřebu. Pokud porovnáme již realizované schéma zesilovače s CFOA s ostatními navrhovanými zesilovači, tak má podobně nízkou hodnotu šumu a spotřeby jako VGA, ale má nižší horní mezní frekvenci (65,3 MHz) při zisku 55 dB.

Kvůli nedostupnosti laboratoří nemohly být realizovány všechny řešení. Takže byl realizován pouze zesilovač s CFOA. Nemohlo tak být vybráno nejlepší řešení pro zesilovač k fotonásobiči.

Pro zesilovač s CFOA byla nejprve navržena deska napájení pro zajištění stabilního napětí z laboratorního zdroje.

Navržené schéma zesilovače bylo podrobena počítačovým simulacím, následně byla navrhována a zhotovena deska plošných spojů a provedena experimentální měření. Dosažené výsledky jsou shrnuty v Tabulka 4.

Zhotovený zesilovač se jeví jako docela vhodný pro použitý polovodičový fotonásobič. Jeho efektivní hodnota šumu na výstupu je přibližně 6,4 mV, což po zesílení nejmenšího pulzu z fotonásobiče zajistí odstup signálu od šumu přibližně 24 dB.

Dále je jeho spotřeba v klidovém režimu (i při zesilování malých pulzů z fotonásobiče) jen 115 mW. Zesilovač se ukázal jako vhodný pro zesilování pulzních signálů (výstupní signál není deformovaný), ale jeho šířka pásma není dostatečná pro zesilování pulzů z polovodičového fotonásobiče. Dosahuje méně než polovičního zesílení.

Pro budoucí zkoumání bych doporučil ověřit vliv šířky pásma zesilovače na celkovou chybu měření vzdálenosti. Také zkusit realizovat ostatní navrhovaná řešení, popřípadě navrhnout obvod s rychlejšími OZ.

# Literatura

- [1] ON SEMICONDUCTOR. Introduction to the Silicon Photomultiplier (SiMP): Application Note AND9770/D [online]. In: . 2018 [cit. 2019-12-01]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AND9770-D.PDF>
- [2] ON SEMICONDUCTOR. Biasing and Readout of ON Semiconductor SiPM Sensors: Application Note AND9782/D [online]. In: . 2019 [cit. 2019-12-07]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AND9782-D.PDF>
- [3] PASCHOTTA, Rüdiger. Photon Counting [online]. [cit. 2019-12-01]. Dostupné z: [https://www.rp-photonics.com/photon\\_counting.html](https://www.rp-photonics.com/photon_counting.html)
- [4] ON SEMICONDUCTOR. Advance Information Silicon Photomultipliers (SiPM), Red-Enhanced Second Generation: Ordering Information RB-Series SiPM Sensors [online]. In: . 2018 [cit. 2019-12-07]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MICRORB-SERIES-D.PDF>
- [5] KOLKA, Zdeněk, Viera BIOLKOVÁ, Otakar WILFERT a Michal KUBÍČEK. Modeling Output Signals of Solid-State Photomultiplier with Capacitive Coupling [nepublikováno]. In: . Brno: Vysoké učení technické, 2019 [cit. 2019-12-12].
- [6] KOLOUCH, Jaromír a Viera BIOLKOVÁ. *Impulzová a číslicová technika* [online]. Brno: Vysoké učení technické, 2009 [cit. 2019-12-07].
- [7] ANALOG DEVICES. Op Amp Noise: Tutorial MT-047 [online]. In: . 2009 [cit. 2019-12-08]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-047.pdf>
- [8] HOROWITZ, Paul a Winfield HILL. *The art of electronics*. Third edition. New York, NY: Cambridge University Press, [2015]. ISBN 9780521809269.
- [9] TEXAS INSTRUMENTS. *Analog Engineer's Circuit: Amplifiers: Transimpedance amplifier circuit* [online]. In: . 2018 [cit. 2019-12-08]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/sboa268a/sboa268a.pdf>
- [10] Transimpedance amplifier. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2019 [cit. 2019-12-08]. Dostupné z: [https://en.wikipedia.org/wiki/Transimpedance\\_amplifier](https://en.wikipedia.org/wiki/Transimpedance_amplifier)



- [11] KŠICA, Radim. *Návrh operačního zesilovače s proudovou zpětnou vazbou*. Brno, 2010. Dostupné také z:  
[https://www.vutbr.cz/www\\_base/zav\\_prace\\_soubor\\_verejne.php?file\\_id=27076](https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=27076).  
Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav mikroelektroniky.
- [12] ANALOG DEVICES. *Low Distortion Amplifier: Datasheet AD8009* [online]. In: . 2004 [cit. 2019-12-08]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8009.pdf>
- [13] ANALOG DEVICES. *Precision Variable Gain Amplifiers (VGAs): Tutorial MT-072* [online]. In: . 2009 [cit. 2019-12-08]. Dostupné z:  
<https://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-072.pdf>
- [14] TUIITE, Don. *Variable Gain Amplifiers: design FAQs* [online]. In: . Analog Devices [cit. 2019-12-08]. Dostupné z:  
<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/frequently-asked-questions/vga-design-faqs.pdf>
- [15] ANALOG DEVICES. *Ultralow Noise VGAs with Preamplifier and Programmable RIN: Data Sheet AD8331/AD8332/AD8334* [online]. In: . 2016 [cit. 2019-12-08]. Dostupné z: [https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8331\\_8332\\_8334.pdf](https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8331_8332_8334.pdf)
- [16] ANALOG DEVICES. *AD8331 Evaluation Board: AD8331-EVAL* [online]. In: . 2006 [cit. 2019-12-08]. Dostupné z: [https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/evaluation-documentation/154207235AD8331EB\\_a.pdf](https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/evaluation-documentation/154207235AD8331EB_a.pdf)
- [17] WILHITE, Tamara. *An Introduction to MMICs* [online]. 2018 [cit. 2019-12-08]. Dostupné z: <https://hubpages.com/technology/An-Introduction-to-MMICs>
- [18] HEWLETT PACKARD. *Low Noise, Cascadable Silicon Bipolar MMIC Amplifier: Technical Data INA-02184 INA-02186* [online]. In: . [cit. 2019-12-08]. Dostupné z:  
[http://www.hp.woodshot.com/hprfhelp/4\\_downld/products/rfics/ina02184.pdf](http://www.hp.woodshot.com/hprfhelp/4_downld/products/rfics/ina02184.pdf)
- [19] TEXAS INSTRUMENTS. *Signal Chain Noise Figure Analysis: Application Report* [online]. In: . 2014 [cit. 2019-12-11]. Dostupné z:  
<http://www.ti.com/lit/an/slaa652/slaa652.pdf>

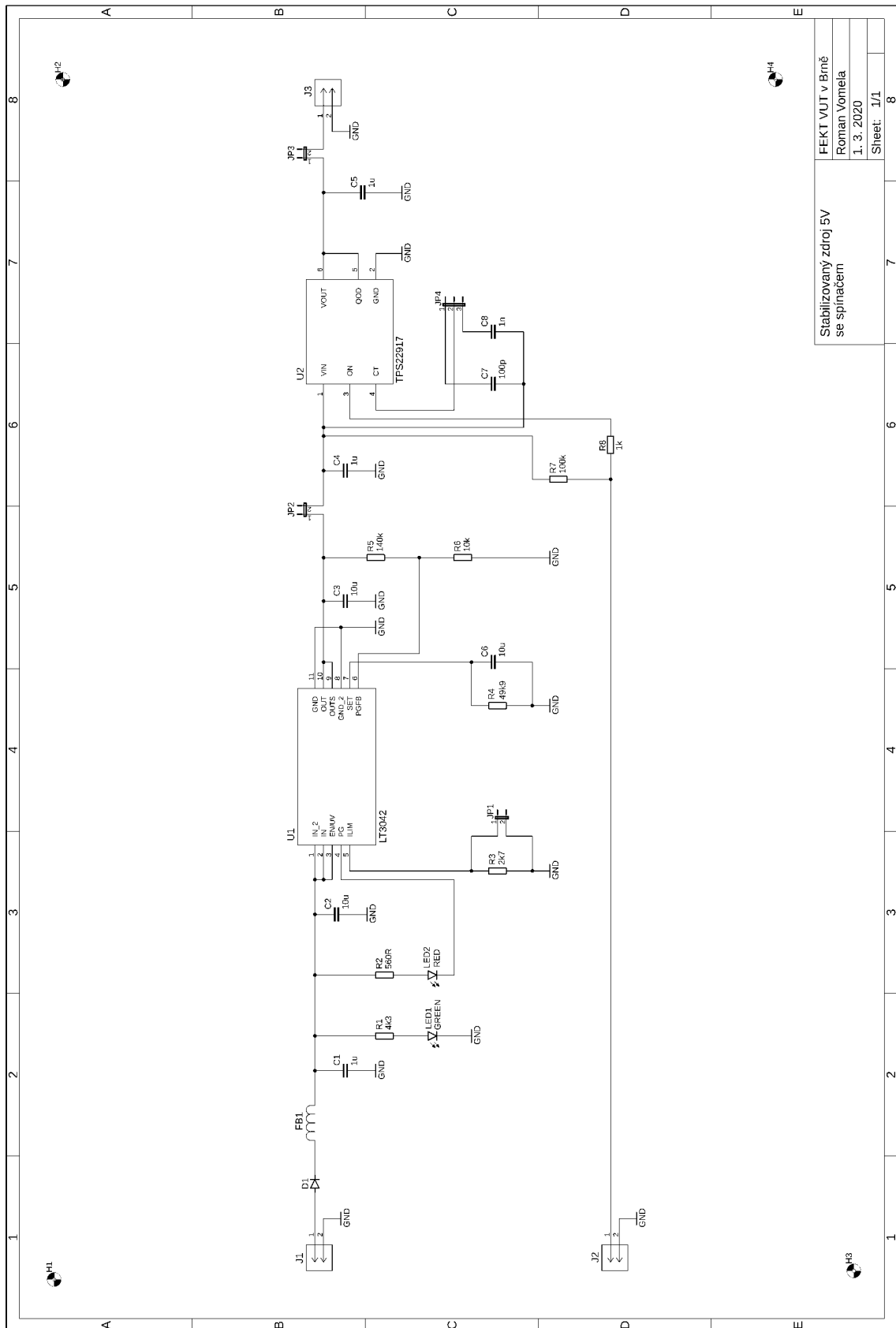
- [20] ANALOG DEVICES. *Ultrahigh PSRR RF Linear Regulator: Datasheet LT3042* [online]. In: . 2017, s. 32 [cit. 2020-04-29]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/3042fb.pdf>
- [21] TEXAS INSTRUMENTS. *80-mΩ Ultra-Low Leakage Load Switch: Datasheet TPS22917* [online]. In: . 2017, s. 20 [cit. 2020-04-29]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps22917.pdf?ts=1588159689012>
- [22] TEXAS INSTRUMENTS. *TL431 / TL432 Precision Programmable Reference* [online]. In: . Srpen 2004, s. 32 [cit. 2020-04-29]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl431.pdf?&ts=1588194534098>
- [23] ANALOG DEVICES. 400 MHz Low Power High Performance Amplifier: AD8014 [online]. In: . 2010 [cit. 2020-05-23]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8014.pdf>
- [24] TEXAS INSTRUMENTS. LMH6629 Ultra-Low Noise, High-Speed Operational Amplifier with Shutdown: Datasheet [online]. In: . 2014 [cit. 2020-05-23]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmh6629.pdf?ts=1590267757851>
- [25] TEXAS INSTRUMENTS. OPA855 8-GHz Gain Bandwidth Product: Bipolar Input Amplifier [online]. In: . 2018, s. 36 [cit. 2020-05-23]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa855.pdf?ts=1590267919347>
- [26] ANALOG DEVICES. Ultralow Distortion, High Speed, 0.95 nV/√Hz Voltage Noise Op Amp: Datasheet AD8099 [online]. In: . 2016, s. 26 [cit. 2020-05-23]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8099.pdf>
- [27] Multilayer Ceramic Capacitors. SimSurfing [online]. 4. 1. 2020 [cit. 2020-05-26]. Dostupné z: <https://ds.murata.co.jp/simsurfing/mlcc.html?lcid=en-us>
- [28] AVX CORPORATION. PARASITIC INDUCTANCE OF MULTILAYER CERAMIC CAPACITORS: TECHNICAL INFORMATION [online]. In: . s. 4 [cit. 2020-05-26]. Dostupné z: <https://www.avx.com/docs/techinfo/CeramicCapacitors/parasitic.pdf>

## Seznam příloh

Příloha 1 - Dokumentace desky napájení .....	47
Příloha 2 - Dokumentace desky zesilovače .....	52

# Příloha 1 - Dokumentace desky napájení

Schéma zapojení

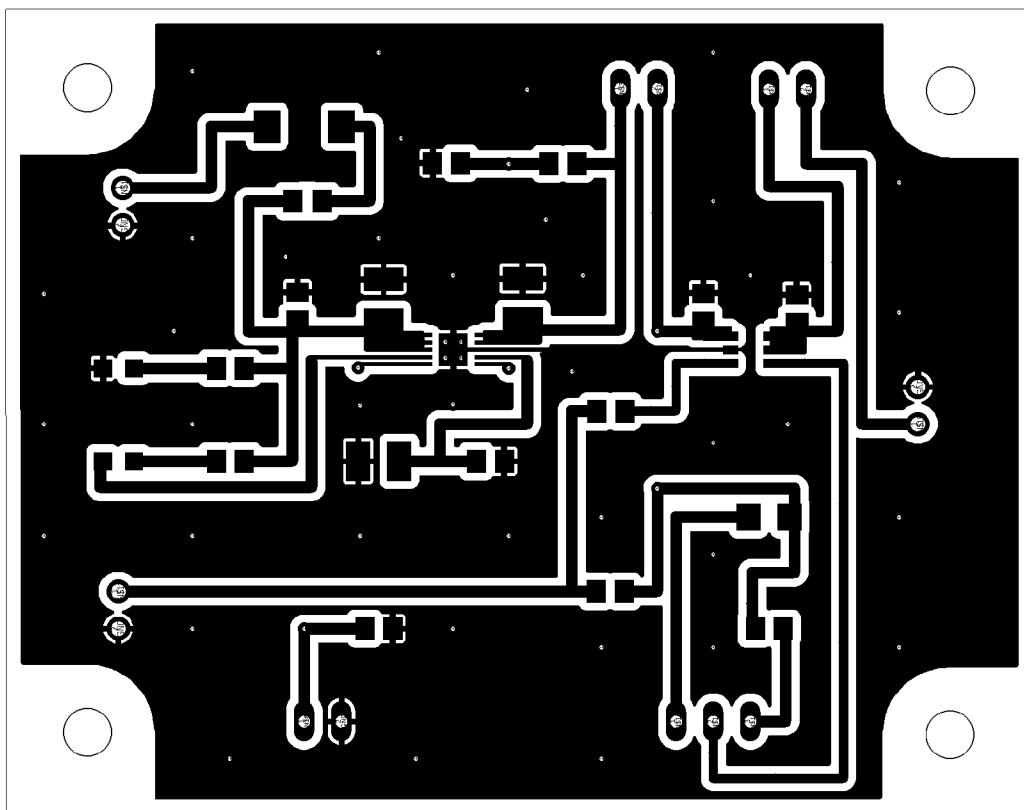


Stabilizovaný zdroj 5V se spínacem	FEKT VUT v Brně
	Roman Vomela
	1. 3. 2020
	Sheet: 1/1
	8

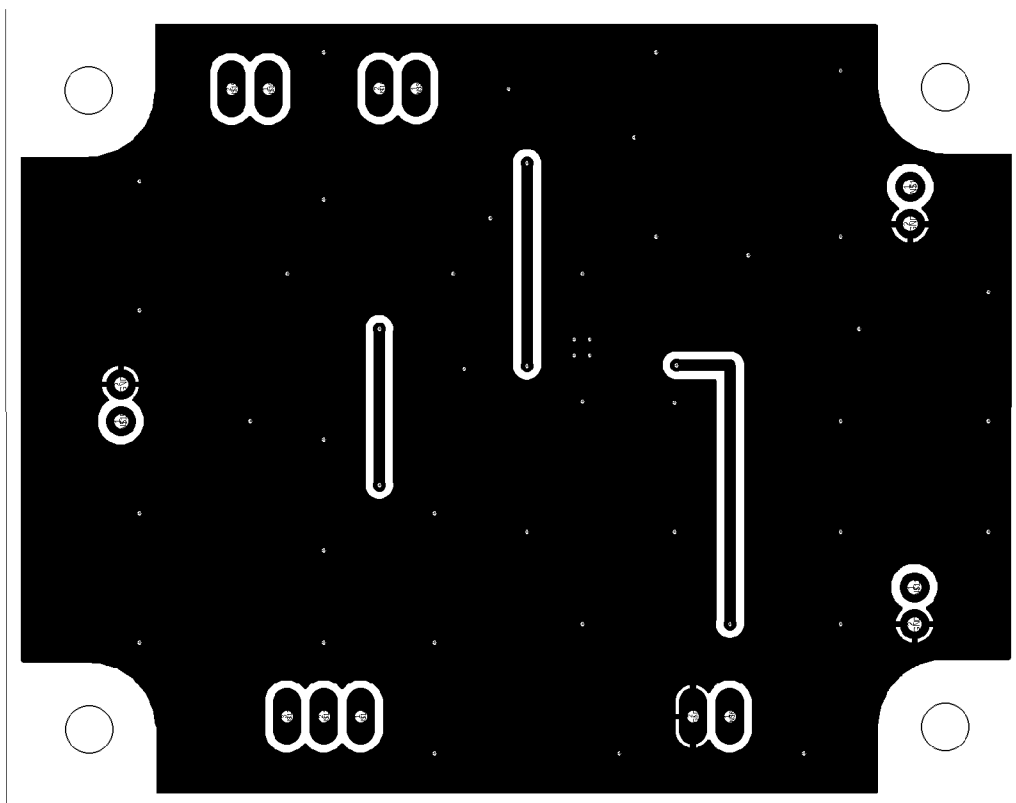
## Seznam součástek

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
R1	4,3 k $\Omega$ / 0,1 W	0805	Rezistor
R2	560 $\Omega$ / 0,1 W	0805	Rezistor
R3	2,7 k $\Omega$ / 0,1 W	0805	Rezistor
R4	49,9 k $\Omega$ / 0,1 W	0805	Rezistor
R5	140 k $\Omega$ / 0,1 W	0805	Rezistor
R6	10 k $\Omega$ / 0,1 W	0805	Rezistor
R7	100 k $\Omega$ / 0,1 W	0805	Rezistor
R8	1 k $\Omega$ / 0,1 W	0805	Rezistor
C1	1 $\mu$ F / 25 V	0805	Keramický kondenzátor
C2	10 $\mu$ F / 25 V	1210	Keramický kondenzátor
C3	10 $\mu$ F / 25 V	1210	Keramický kondenzátor
C4	1 $\mu$ F / 25 V	0805	Keramický kondenzátor
C5	1 $\mu$ F / 25 V	0805	Keramický kondenzátor
C6	10 $\mu$ F / 25 V	1210	Keramický kondenzátor
C7	100 pF / 25 V	0805	Keramický kondenzátor
C8	1 nF / 25 V	0805	Keramický kondenzátor
FB1	BMB2A0120AN1	0805	Feritový korálek
D1	S3JB	DO-214AA	Dioda
LED1	KPT-2012ZGCK	0805	Zelená LED
LED2	KPT-2012EC	0805	Červená LED
U1	LT3042	MSOP-10	Regulátor napětí
U2	TPS22917	SOT-23-6	Výkonový spínač
JP1		2x 2,54 mm	Pinový kontakt
JP2		2x 2,54 mm	Pinový kontakt
JP3		2x 2,54 mm	Pinový kontakt
JP4		3x 2,54 mm	Pinový kontakt
J1		2x 2,54 mm	Pinový konektor deska-vodič
J2		2x 2,54 mm	Pinový konektor deska-vodič
J3		2x 2,54 mm	Pinový konektor deska-vodič

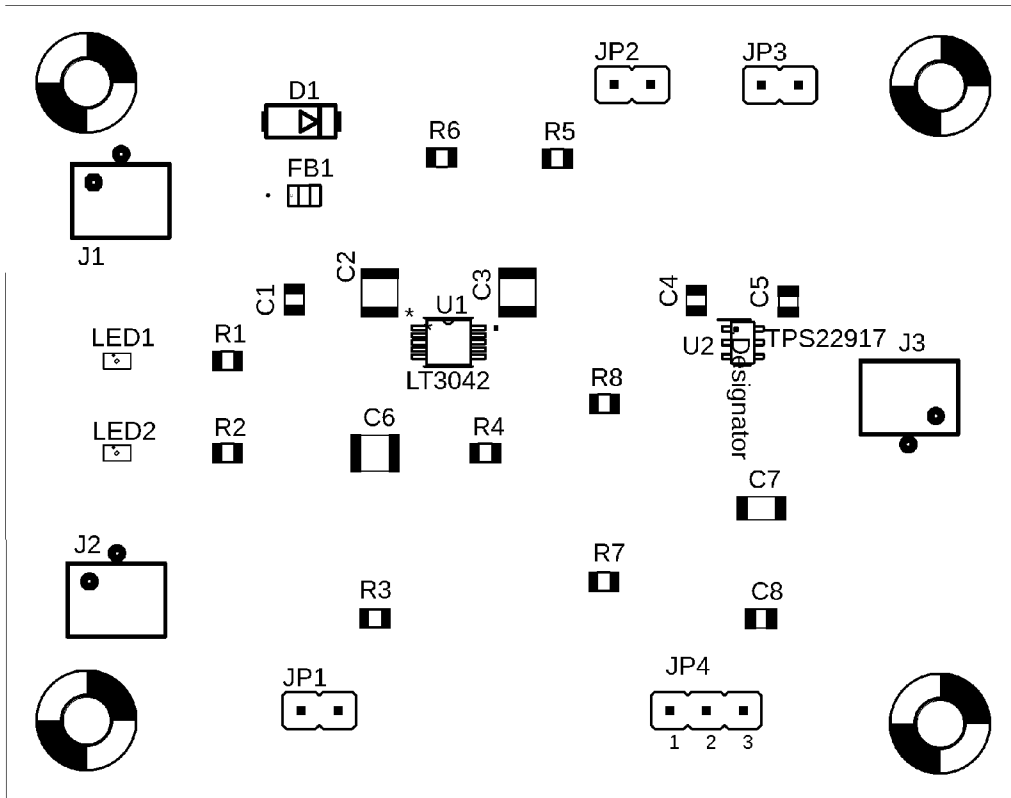
Deska plošného spoje – TOP (strana součástek) – rozměry 70 x 55 mm



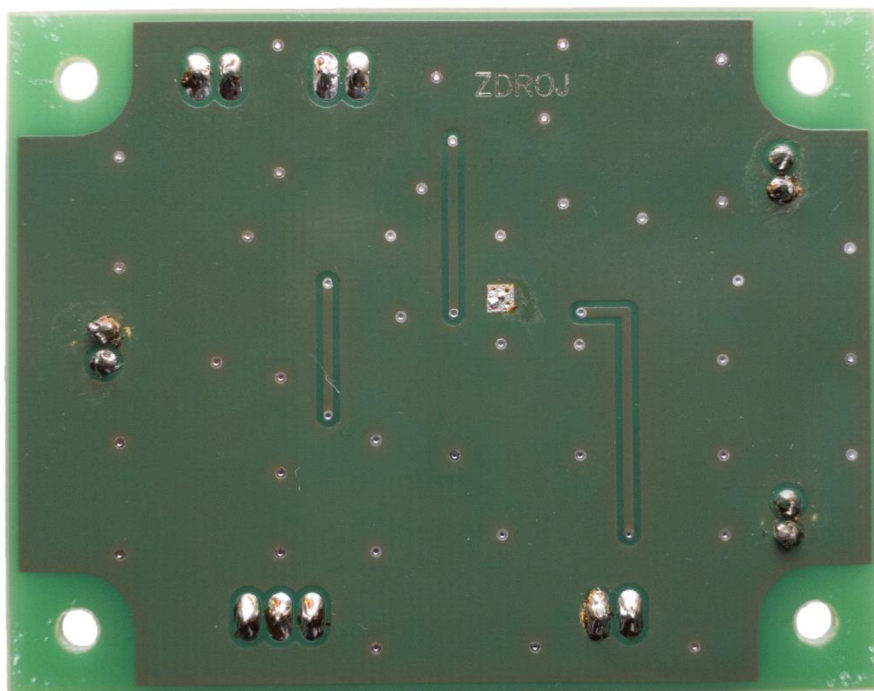
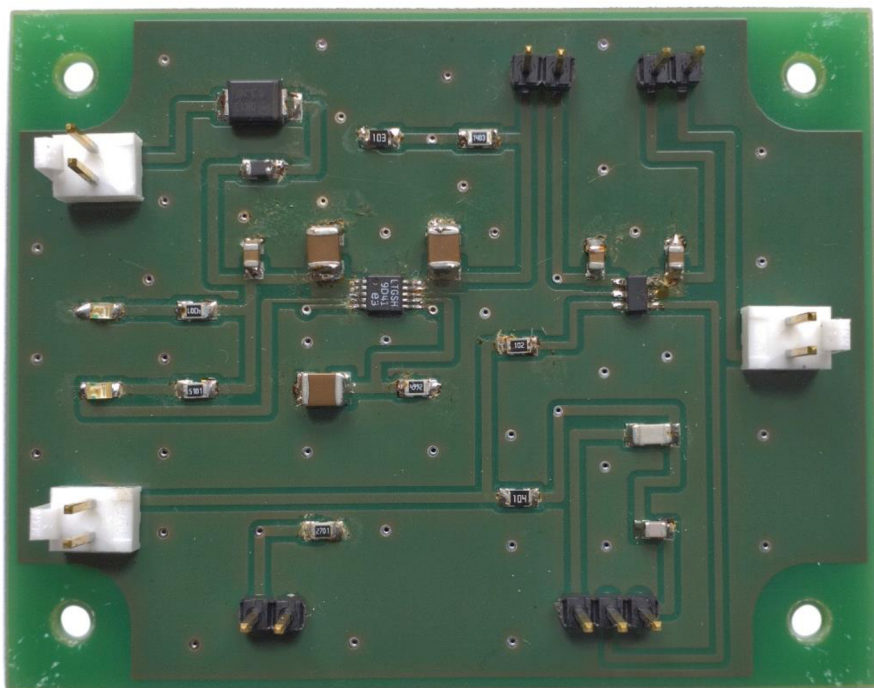
Deska plošného spoje – BOTTOM (strana spojů)



Deska plošného spoje – osazovací plán (TOP)



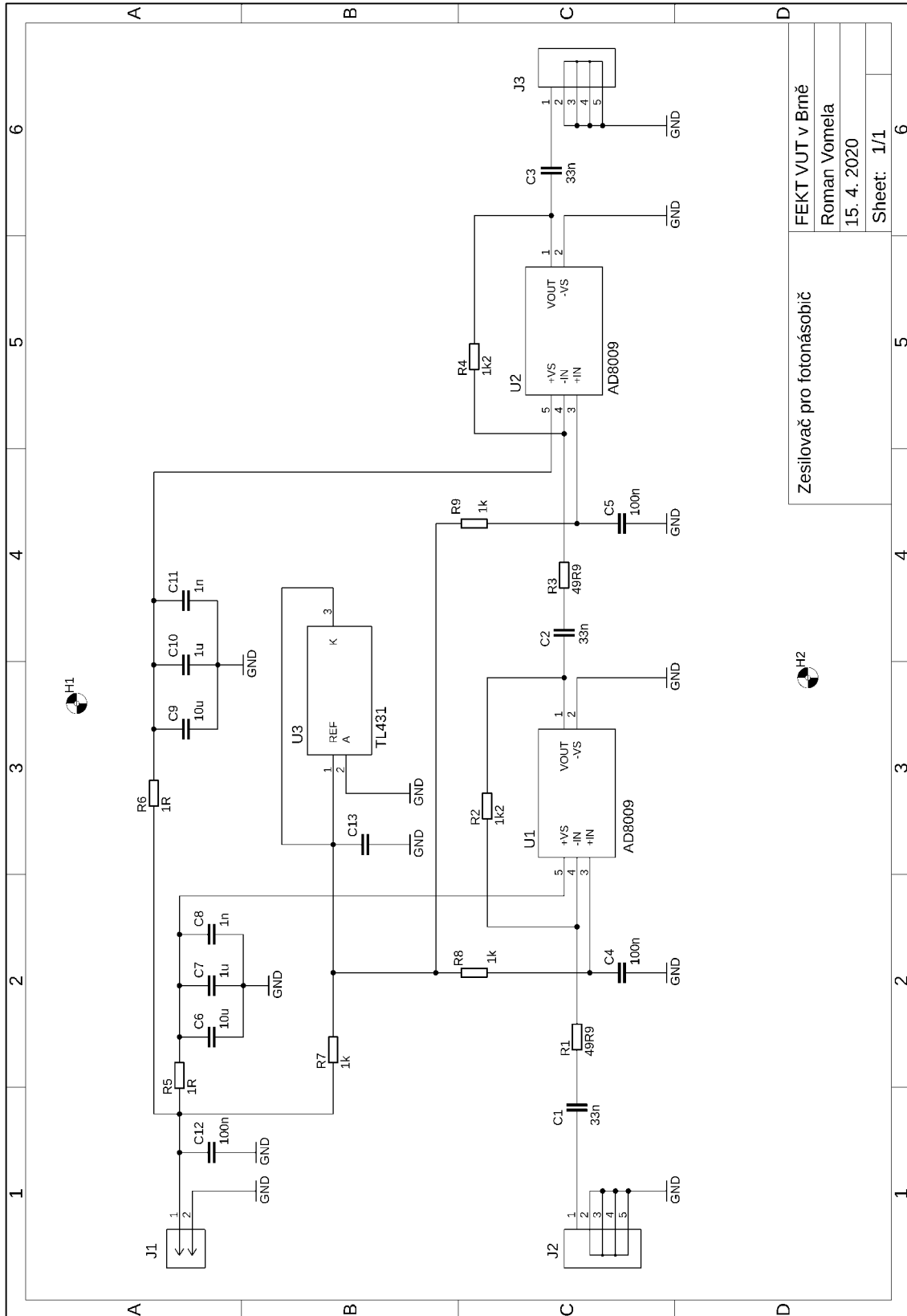
Fotodokumentace osazené desky





# Příloha 2 - Dokumentace desky zesilovače

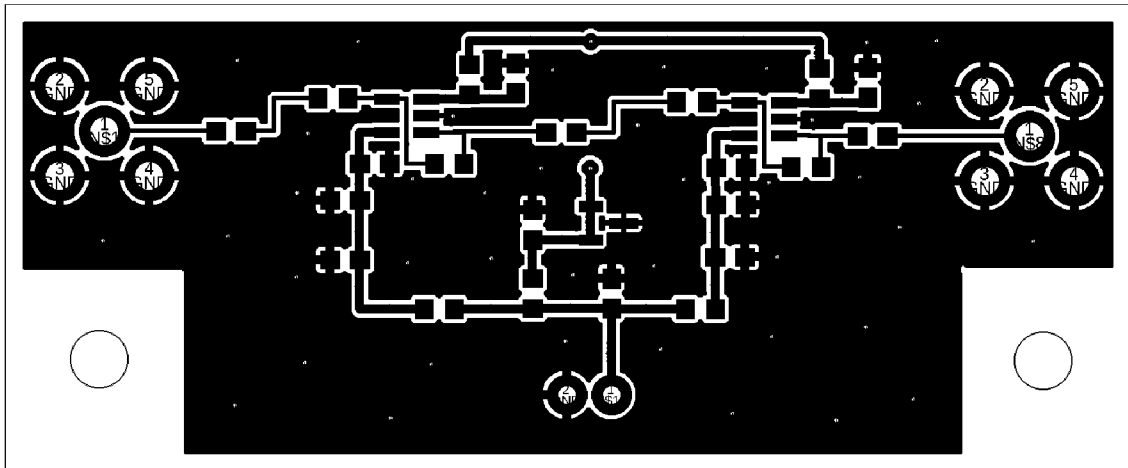
Schéma zapojení



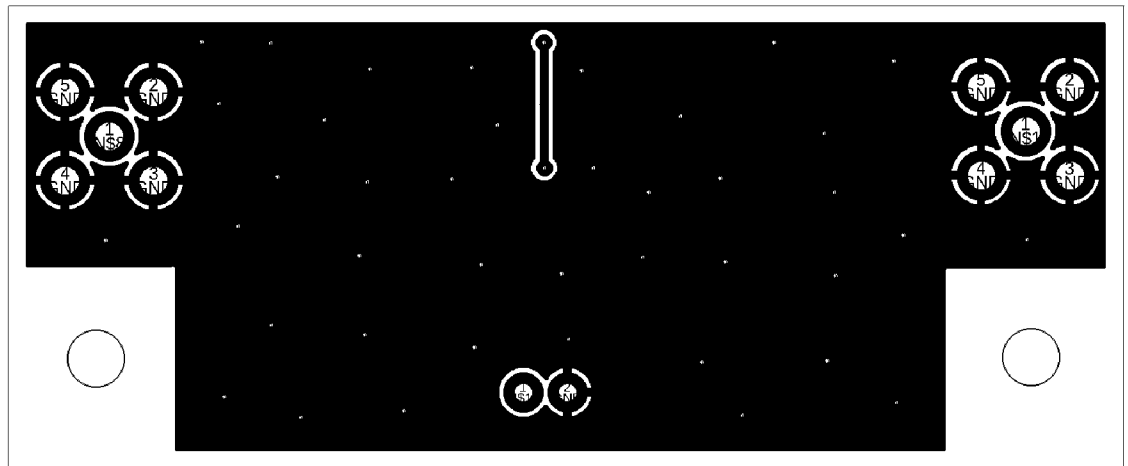
## Seznam součástek

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
R1	49,9 $\Omega$ / 0,1 W	0603	Rezistor
R2	1,2 k $\Omega$ / 0,1 W	0603	Rezistor
R3	49,9 $\Omega$ / 0,1 W	0603	Rezistor
R4	1,2 k $\Omega$ / 0,1 W	0603	Rezistor
R5	1 $\Omega$ / 0,1 W	0603	Rezistor
R6	1 $\Omega$ / 0,1 W	0603	Rezistor
R7	1 k $\Omega$ / 0,1 W	0603	Rezistor
R8	1 k $\Omega$ / 0,1 W	0603	Rezistor
R9	1 k $\Omega$ / 0,1 W	0603	Rezistor
C1	33 nF / 16 V	0603	Keramický kondenzátor
C2	33 nF / 16 V	0603	Keramický kondenzátor
C3	33 nF / 16 V	0603	Keramický kondenzátor
C4	100 nF / 16 V	0603	Keramický kondenzátor
C5	100 nF / 16 V	0603	Keramický kondenzátor
C6	10 $\mu$ F / 16 V	0603	Keramický kondenzátor
C7	1 $\mu$ F / 16 V	0603	Keramický kondenzátor
C8	1 nF / 16 V	0603	Keramický kondenzátor
C9	10 $\mu$ F / 16 V	0603	Keramický kondenzátor
C10	1 $\mu$ F / 16 V	0603	Keramický kondenzátor
C11	1 nF / 16 V	0603	Keramický kondenzátor
U1	AD8009	SOT-23-5	Operační zesilovač
U2	AD8009	SOT-23-5	Operační zesilovač
U3	TL431	SOT-23-3	Napěťová reference
J1		2x 2,54 mm	Pinový konektor deska-vodič
J2	50 $\Omega$	SMA	Koaxiální konektor
J3	50 $\Omega$	SMA	Koaxiální konektor

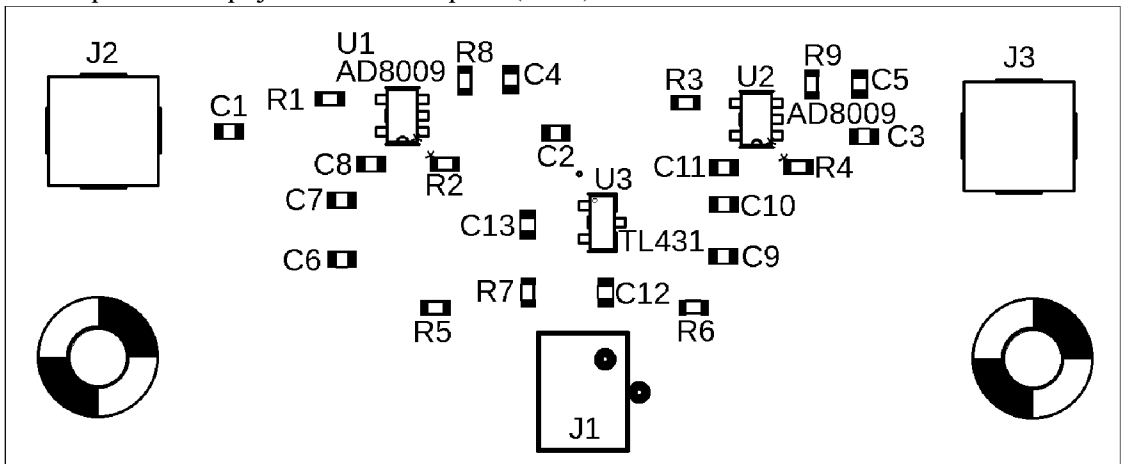
Deska plošného spoje – TOP (strana součástek) – rozměry 64 x 27 mm



Deska plošného spoje – BOTTOM (strana spojů)



Deska plošného spoje – osazovací plán (TOP)



Fotodokumentace osazené desky

