

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická

Disertační práce

Srpen 2013

Ing. Lukáš Novák

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická
Katedra telekomunikační techniky

METODA CITLIVÉ OPTOELEKTRONICKÉ DETEKCE A JEJÍ APLIKACE

Disertační práce

Ing. Lukáš Novák

Praha, srpen 2013

Doktorský studijní program: Elektrotechnika a informatika
Studijní obor: Telekomunikační technika

Školitel: Prof. Ing. Pavel Zahradník, CSc.

Anotace

Tato disertační práce popisuje návrh vhodné metody pro detekci slabých optických signálů s aplikací na útlumová měření telekomunikačních optických vláken nebo s aplikací na jiná citlivá optoelektronická měření. Vhodnost navržené a upravené metody Lock-In je prokázána návrhem a realizací citlivého optoelektronického zesilovače, který je na této metodě založený. Správná funkčnost metody a celého optoelektronického zesilovače byla potvrzena výsledky měření v několika různých aplikacích. Velmi úspěšná byla aplikace realizovaného optoelektronického zesilovače pro lékařské účely na detekční metody založené na polymerázové řetězové reakci PCR, zejména pro detekci viru ptačí chřipky.

Na začátku práce jsou popsány vybrané metody, které se ve světě používají pro citlivá optoelektronická měření spolu s aplikacemi. Ve druhé kapitole je popsána metoda Lock-In, která byla upravena pro účely detekce slabých optických signálů. Třetí kapitola popisuje vlastní návrh a realizaci optoelektronického zesilovače, rozdělený na podkapitulu týkající se elektronické části optoelektronického zesilovače a podkapitulu týkající se optické části optoelektronického zesilovače. Ve čtvrté kapitole jsou uvedeny naměřené a vypočtené výsledky práce a v páté kapitole jsou uvedeny další aplikace upravené Lock-In metody. Na závěr je provedeno celkové zhodnocení práce a jsou představeny další cíle a směřování činností autora v dané problematice.

Významnost výsledků práce a aktuálnost řešené problematiky je potvrzena 8 vědeckými publikacemi, z nichž 3 v impaktovaných časopisech, které popisují upravenou Lock-In metodu, optoelektronický zesilovač a jeho aplikace a které byly do dnešní doby více než 140x citovány ostatními výzkumníky a výzkumnými týmy. Byl vydán singapurský a čínský patent týkající se upravené Lock-In metody, optoelektronického zesilovače a jeho aplikace, jehož jsem spoluautorem.

Abstract

The dissertation thesis describes the design of suitable method of weak optical signal detection with the application in telecommunication fibers attenuation measurement or in other sensitive optoelectronic measurement. The suitability of the proposed and modified Lock-In method is confirmed by the design and realization of sensitive optoelectronic amplifier which is based on this method. The correct functionality of the method and the optoelectronic amplifier was further confirmed by measurement in different applications. The realized optoelectronic amplifier was very successfully tested in the application of polymerase chain reaction detection, especially in avian influenza virus detection.

First chapter presents chosen methods with applications which are used for sensitive optoelectronic measurements in the world. Second chapter describes the Lock-In method, which was modified in order to be used for the detection of weak optical signals. Third chapter describes the design and realization of optoelectronic amplifier; its first subchapter presents the electronic part of optoelectronic amplifier and the second subchapter presents the optical part of optoelectronic amplifier. In fourth chapter measured and calculated results are provided and fifth chapter describes other applications of modified Lock-In method. In final chapter the conclusion is presented and further author's goals in the topic are introduced.

The significance and actuality of the results is confirmed by 8 research publications, where 3 of them were published in research journals with impact factor and which were till today more than 140x cited by other researchers and research groups. These publications describe the modified Lock-In method, optoelectronic amplifier and its applications. Author is a co-inventor of Singaporean patent and Chinese patent regarding the modified Lock-In method, optoelectronic amplifier and its applications.

Poděkování

Chtěl bych poděkovat své rodině za jejich velkou podporu a věčný optimismus při realizaci této práce. Je také jejich velkou zásluhou, že se mi tuto práci podařilo dovést až do konce.

Velké poděkování patří také mému školiteli panu prof. Pavlovi Zahradníkovi, který mi vždy laskavě poskytl cenné odborné rady.

Dále bych chtěl poděkovat doc. Pavlovi Neužilovi za milý přístup a odborné konzultace, které mi umožnily proniknout za hranice studované problematiky a ing. Vítkovi Záhlavovi za zhotovení plošných spojů.

V neposlední řadě patří poděkování fakultě elektrotechnické Českého vysokého učení technického, katedře telekomunikační techniky a výzkumným organizacím v Singapuru, které mi poskytly pro výzkum vhodné podmínky a bez nichž by se tato práce jen těžko mohla realizovat.

Autor

Obsah

Seznam tabulek	iii
Seznam obrázků	iv
Úvod.....	1
1 Metody optické detekce.....	2
1.1 Detekce s fotonásobičem.....	2
1.2 Detekce s napěťovými zesilovači.....	2
1.3 Detekce s transimpedančními zesilovači.....	3
1.4 Metody optické detekce dle modulace.....	3
1.4.1 Metoda spínané integrace	4
1.4.2 Metoda čítání fotonů.....	4
1.4.3 Metoda Lock-In	4
2 Navržená metoda Lock-In	6
2.1 Metoda Lock-In.....	6
2.2 Upravená metoda Lock-In.....	15
3 Optoelektronický zesilovač – návrh a realizace	37
3.1 Elektronická část optoelektronického zesilovače.....	37
3.1.1 Jednokanálové schéma.....	37
3.1.2 Čtyřkanálové schéma	50
3.1.3 Čtyřkanálové schéma pro měření nanodráťových senzorů	54
3.2 Optická část optoelektronického zesilovače	56
4 Výsledky.....	59
4.1 Lock-In zesilovač	59
4.1.1 Měření výstupní charakteristiky Lock-In zesilovače.....	59
4.1.2 Úroveň šumového signálu na výstupu Lock-In zesilovače.....	60
4.1.3 Detekce fluorescenčních signálů – detekce polymerázové řetězové reakce ⁶¹	
4.1.4 Čtyřkanálová detekce nanodráťových senzorů.....	63

4.2	Optický systém.....	64
5	Další aplikace upravené Lock-In metody.....	65
6	Závěr.....	67
7	Publikace a patenty autora.....	69
7.1	Publikace přímo související s tématem disertační práce.....	69
7.2	Patenty přímo související s tématem disertační práce.....	70
7.3	Seznam citovaných publikací včetně ohlasů.....	70
7.4	Publikace nesouvisející s tématem disertační práce.....	79
8	Seznam použité literatury.....	80

Seznam tabulek

Tab. 2-1	Porovnání velikosti přeslechů při různé volbě kmitočtů	31
Tab. 3-1	Parametry LED ETG-5CE490-15 [16].....	38
Tab. 3-2	Parametry fotodiody BPW21 [18].....	39
Tab. 3-3	Porovnání mezi maximálním teoretickým a simulovaným výstupem Lock-In zesilovače.....	48
Tab. 3-4	Úroveň přeslechů pro zvolené kmitočty pro realizaci	51
Tab. 4-1	Výpočet šumového výkonu na výstupu Lock-In zesilovače	60
Tab. 4-2	Měření účinnosti optického systému - dopředná trasa od LED ke vzorku.....	64
Tab. 4-3	Měření účinnosti optického systému - zpětná trasa od vzorku k fotodiodě.....	64

Seznam obrázků

Obr. 2-1	Blokové schéma Lock-In zesilovače	7
Obr. 2-2	Popis Lock-In zesilovače	9
Obr. 2-3	Jednokanálové schéma optoelektronického zesilovače	15
Obr. 2-4	Signál z optického detektoru	16
Obr. 2-5	Signál ze zdroje referenčního signálu	16
Obr. 2-6	Kmitočtová charakteristika filtru dolní propust	18
Obr. 2-7	Závislost výstupního signálu na střídě α	21
Obr. 2-8	Závislost výstupního signálu na rozdílu fází	21
Obr. 2-9	Jednokanálové schéma Lock-In zesilovače s předzesilovačem	22
Obr. 2-10	Čtyřkanálové schéma optoelektronického zesilovače	24
Obr. 2-11	Závislost velikosti přeslechů na volbě kmitočtů při 1% změně	32
Obr. 2-12	Závislost velikosti přeslechů na volbě kmitočtů při 0,1% změně	32
Obr. 2-13	Detail závislosti velikosti přeslechů na volbě kmitočtů při 1% změně	33
Obr. 2-14	Detail ze závislosti velikosti přeslechů na volbě kmitočtů při 0,1% změně	34
Obr. 3-1	Jednokanálové schéma optoelektronického zesilovače	37
Obr. 3-2	Spektrální závislost fotodiody BPW21 [18]	39
Obr. 3-3	Spektrální hustota šumového napětí OPA129 [21]	40
Obr. 3-4	Schéma předzesilovače PZ1 s fotodiodou	40
Obr. 3-5	Transientní analýza předzesilovače PZ1	41
Obr. 3-6	Kmitočtová charakteristika předzesilovače PZ1	42
Obr. 3-7	Šumová analýza předzesilovače PZ1	42
Obr. 3-8	Kmitočtová charakteristika předzesilovače PZ2	43
Obr. 3-9	Transientní analýza předzesilovače PZ1 a PZ2	44
Obr. 3-10	Kmitočtová analýza předzesilovače PZ1 a PZ2	44
Obr. 3-11	Šumová analýza předzesilovače PZ1 a PZ2	45
Obr. 3-12	Blokové schéma násobičky AD630 [25]	46
Obr. 3-13	Schéma jednokanálového Lock-In zesilovače	47
Obr. 3-14	Transientní analýza Lock-In zesilovače, posuv 0 μ s	47
Obr. 3-15	Transientní analýza Lock-In zesilovače, posuv 23 μ s	49
Obr. 3-16	Kmitočtová charakteristika dolní propusti Lock-In zesilovače	50
Obr. 3-17	Čtyřkanálové schéma optoelektronického zesilovače	50
Obr. 3-18	Realizovaný napájecí modul	52

Obr. 3-19 Realizovaný Lock-In modul	52
Obr. 3-20 a Obr. 3-21 Realizovaný Chip Carrier modul (horní PCB) spolu s optickým systémem a předzesilovačem PZ1 (pod horní PCB)	53
Obr. 3-22 Realizovaný Heat modul.....	54
Obr. 3-23 Realizovaný čtyřkanálový systém	54
Obr. 3-24 Blokové schéma systému na měření nanodrátových senzorů.....	55
Obr. 3-25 Realizovaný nanowire modul	55
Obr. 3-26 Realizovaný čtyřkanálový systém na měření nanodrátových senzorů (na horním plošném spoji je umístěn nanodrátový senzor a namísto modulu PC Interface je modul CPU) [A8]	55
Obr. 3-27 Charakteristiky jednotlivých filtrů a dichroického zrcadla [34].....	57
Obr. 3-28 a Obr. 3-29 Optický systém s komponentami a předzesilovačem PZ1	57
Obr. 3-30 a Obr. 3-31 Řez optickým systémem s komponentami a předzesilovačem	58
Obr. 3-32 Navržený optický systém (výkres)	58
Obr. 3-33 Realizovaný optický systém	58
Obr. 4-1 Přenos Lock-In zesilovače v závislosti na časovém posuvu mezi budícím a referenčním signálem.....	59
Obr. 4-2 Výsledky měření Lock-In zesilovače na detekci fluorescenčních signálů 100 nI ...	62
Obr. 4-3 Výsledky měření Lock-In zesilovače na detekci fluorescenčních signálů 500 nI [A5].....	62
Obr. 4-4 Výsledky měření nanodrátů čtyřkanálovým Lock-In zesilovačem [A8].....	63
Obr. 5-1 Blokové schéma měřicího systému systému pro měření náklonu a zrychlení	65
Obr. 5-2 Realizovaný systém na měření náklonu s kapacitním akcelerometrem ve středu plošného spoje [A7].....	66

Úvod

Cílem disertační práce byl návrh vhodné metody pro detekci slabých optických signálů s aplikací na útlumová měření telekomunikačních optických vláken nebo s aplikací na jiná citlivá optoelektronická měření. Dalším cílem práce bylo prokázat vhodnost navržené metody návrhem a realizací citlivého optoelektronického zesilovače, který bude na této metodě založený. Vzhledem k tomu, že jsem první část svého doktorského studia strávil na stáži ve výzkumných ústavech mikroelektroniky a bioinženýrství a nanotechnologií – Institute of Microelectronics and Institute of Bioengineering and Nanotechnology v Singapuru, kde jsem se zabýval detekcí velmi slabých optických signálů pro lékařské účely, rozhodnul jsem se navrženou detekční metodu spolu s návrhem a realizací citlivého optoelektronického zesilovače použít pro tyto aplikace, konkrétně pro metodu fluorescenční detekce polymerázové řetězové reakce PCR (Polymerase Chain Reaction).

Na začátku práce popisují v první kapitole vybrané metody, které se ve světě používají pro citlivá optoelektronická měření spolu s aplikacemi.

V druhé kapitole teoreticky popisují navrženou metodu detekce, kterou jsem navrhnul a upravil pro účely detekce slabých optických signálů.

Ve třetí kapitole popisují vlastní návrh a realizaci optoelektronického zesilovače, rozdělený na podkapitolu týkající se elektronické části optoelektronického zesilovače a podkapitolu týkající se optické části optoelektronického zesilovače.

Ve čtvrté kapitole uvádím naměřené a vypočtené výsledky práce a v páté kapitole představuji další aplikaci upravené Lock-In metody.

Na závěr jsem v šesté kapitole provedl celkové zhodnocení práce a představil své další cíle a směřování činností v dané problematice.

1 Metody optické detekce

Pro detekci slabých optických signálů je ve světě používáno velké množství metod a detektorů, které jsou založeny na různých fyzikálních principech. Tato kapitola popisuje nejčastěji ve světě používané metody a detektory pro detekci slabých optických signálů.

1.1 Detekce s fotonásobičem

Fotonásobiče jsou používány k detekci signálů ležících v optickém pásmu 200-900 nm. Jejich výhoda spočívá ve vysokém zesilovacím faktoru, velké šířce pásma, vysokém dynamickém rozsahu a výborných šumových vlastnostech. Tyto detektory jsou obvykle používány pro detekci velmi slabých optických signálů [1]. Fotonásobič se skládá z fotokatody, několika dynod a anody. Na katodu je obvykle zavedeno vysoké záporné napětí, na každou následující dynodu je zavedeno menší záporné napětí a anoda je přibližně na nulovém potenciálu. Kvantová účinnost závisí na materiálu fotokatody a na vlnové délce optického signálu a pohybuje se v rozmezí 0,1-0,3 při maximální citlivosti. Zesilovací faktor fotonásobičů se pohybuje v rozmezí 10^3 - 10^7 . V praxi se za fotonásobič často zařazuje elektronický zesilovač, který zesílí výstupní signál. Pro minimalizaci výstupního šumu zesilovače je třeba fotonásobič používat s co nejvyšším zesilovacím faktorem. Šířka pásma fotonásobiče závisí na struktuře zesilovacích dynod; doba přestupu se pohybuje v rozmezí 100 ps - 20 ns. Fotonásobiče jsou detektory s nejmenším vlastním šumem [2], Johnsonův šum je nulový, šumový signál však generuje výstřelový šum. Z důvodu nízkého šumu jsou fotonásobiče používány pro aplikace, kde je třeba vysokého zesílení. Fotonásobiče mají ale i některé nevýhody – jsou poměrně nákladné, vyžadují velké záporné napěťové předpětí, často je nutné je chránit před přebuzením, jsou poměrně rozměrné atp.

1.2 Detekce s napěťovými zesilovači

Detektory s napěťovými zesilovači mají vysokou vstupní impedanci a používají se pro zesilování signálů z napěťových optických detektorů. V případě, že má výstup detektoru proudový charakter, je možné převést tento signál přes převodní impedanci. Vysoká převodní impedance snižuje Johnsonův šum, ale snižuje také dostupnou šířku pásma napěťového zesilovače. Mezi tyto zesilovače patří také zesilovače s nízkým ofsetem „chopper“, které zaručují velmi nízký vstupní ofsetový proud s malým driftem.

1.3 Detekce s transimpedančními zesilovači

V případě, že signál vycházející z detektoru má proudový charakter, je výhodné použít transimpedanční zesilovače. Transimpedanční zesilovač charakterizuje obvykle vyšší šířka pásma a nižší šum než detektor s napěťovým zesilovačem a optickým detektorem bývá fotodioda nebo PIN dioda [3]. Je vhodné zvolit zesilovač s FET vstupní strukturou, vzhledem k jeho nízkému vstupnímu proudu. K transimpedančnímu stupni je zařazen zpětnovazební rezistor, který určuje zesilovací faktor. Paralelně k tomuto rezistoru se vřazuje kondenzátor pro zaručení stability zesilovače. Výsledné charakteristiky transimpedančního zesilovače jsou závislé na použitém zesilovači a zpětnovazebním odporu. Vysoký odpor pro vysoké zesílení však snižuje šířku pásma, ale zaručuje nízký Johnsonův šum. Šumovou charakteristiku transimpedančního zesilovače také ovlivňuje šum zvoleného operačního zesilovače, který se v oblasti vysokých kmitočtů násobí poměrem zpětnovazebního odporu a ekvivalentního odporu detektoru, a tak může významně snížit dosažitelný poměr signálu k šumu. Transimpedanční zesilovače se užívají obvykle pro jednokanálové aplikace, vynikají vysokou šířkou pásma, lze je vyrobit v miniaturizovaném provedení, nevyžadují speciální napětí a poskytují vhodné šumové poměry [4], a vzhledem k těmto vlastnostem bude aplikace upravené lock-in metody realizována s využitím transimpedančního zesilovače (kapitola 3.1).

1.4 Metody optické detekce dle modulace

Dle povahy modulace budících optických zdrojů lze metody optické detekce rozdělit na nemodulované a modulované.

U nemodulovaných metod lze výstup optických detektorů po zesílení přímo měřit osciloskopem, voltmetrem či analogově/číslicovým převodníkem. Společným problémem nemodulovaných metod je však jejich značné zatížení nízkofrekvenčním šumem a nemožnost oddělení měřeného a interferujícího signálu jinak než fyzickým zabráněním dopadu tohoto interferujícího signálu na detektor. Dále jsou tyto metody zatíženy chybou teplotního driftu vstupních nesymetrií operačního zesilovače v detektoru, a tak nejsou i přes jednoduchost a nízkou nákladnost vhodné pro detekci slabých optických signálů.

U modulovaných metod je optický zdroj vhodně modulován a výstupní signál je měřen na modulačním kmitočtu, který je volen do oblasti vně nízkofrekvenčního šumu. Výstupní signál vyniká vyšším poměrem signálu k šumu a modulované metody jsou tak vhodné pro měření

slabých optických signálů. Mezi modulované metody měření optického signálu patří spínaná integrace, čítání fotonů, Lock-In metoda, aj. [5].

1.4.1 Metoda spínané integrace

Metoda spínané integrace je založena na měření integrálu časového průběhu signálu a je typicky použita pro měření modulovaných laserových signálů. Šumové vlastnosti této metody závisí na šířce integračního okna. Krátká okna mají velkou šířku pásma a více šumu. Z tohoto ohledu by bylo vhodné použití delšího integračního okna, ale v případě, že časové trvání nenulových hodnot signálu bude kratší než integrační okno, se poměr signálu k šumu nezlepší. Metoda spínané integrace se chová také jako filtr, protože výstup je úměrný integrálu časového průběhu signálu během otevřeného integračního okna, tak lze účinně potlačit kmitočtové složky signálu s periodou rovnou délce integračního okna a jeho celočíselným dělencům, protože integrál těchto příspěvků je během okna nulový. Dále je možné potlačit interferující kmitočtové složky signálu, je-li kmitočet modulačního signálu roven kmitočtu interferujícího signálu anebo jeho celočíselným násobkům, neboť tento interferující signál vytvoří pouze stejnosměrnou nesymetrii na výstupu spínaného integrátoru. Tato metoda je vhodná pro signály s velmi nízkou střídou optického signálu.

1.4.2 Metoda čítání fotonů

Metoda čítání fotonů se vyznačuje velikou citlivostí, vysokým dynamickým rozsahem, (až 195 dB), potlačením nízkofrekvenčního šumu a umožňuje měření signálů s velkou střídou. Metoda čítání fotonů je založena na fotonásobiči, který při dopadu fotonu generuje napěťový puls do zátěže, ten je zpracován generátorem impulsů s nastaveným prahem a čítačem pro sčítání pulsů [6].

1.4.3 Metoda Lock-In

Lock-In metoda je vhodná pro rekonstrukci velmi slabých optických signálů, které jsou zatíženy šumem podstatně větším než je samotný optický signál [5]. Samotný optický signál je obvykle detekován pomocí transimpedančního zesilovače (kapitola 1.3) a je modulován referenčním kmitočtem. Měřený signál je vynásoben s referenčním a zaveden do filtru typu dolní propust. Dolní propust potlačí vysokofrekvenční složky signálu spolu s nízkofrekvenčním šumem a výstup zůstane přímo úměrný amplitudě a fázi měřeného signálu. Lock-In metody tedy umožňují změřit amplitudu a fázi měřeného signálu [7]. Lock-In metoda je realizována obvykle z analogové násobičky a filtru typu dolní propust a lze ji

realizovat v miniaturizovaném provedení. Tato metoda je také vhodná pro měření útlumu telekomunikačních vláken [12], [13], a proto jsem ji zvolil za výchozí k upravené metodě Lock-In (kapitola 2.2), která tvoří jeden z mých původních přínosů v této práci. Upravená metoda Lock-In, kterou představuji v práci, umožňuje vhodným zvolením jednotlivých kmitočtů a dolní propusti detekci několika optických signálů současně při zachování nízké úrovně vzájemných přeslechů a nízkého výkonu šumového signálu, což je hlavní přínos této upravené Lock-In metody oproti aktuálnímu stavu dané problematiky. Více informací o metodě Lock-In uvádím v následující kapitole 2.1.

2 Navržená metoda Lock-In

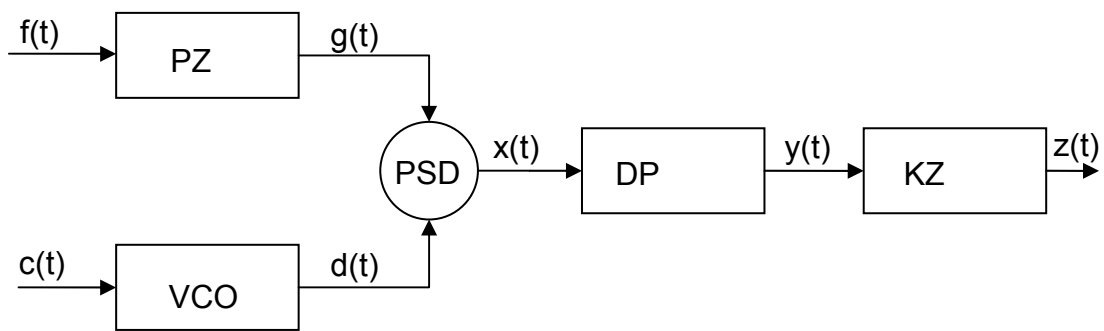
2.1 Metoda Lock-In

V této kapitole nejprve představím metodu Lock-In obecně a dále uvedu její konkrétní modifikace pro využití v optoelektronickém zesilovači.

Jako vhodnou metodu detekce jsem zvolil metodu Lock-In, neboť tato metoda je vhodná k detekci slabých signálů v silném šumovém pozadí a přináší ještě další výhody (např. nepřiliš nákladná realizace, možná miniaturizace). Lock-In metoda dokáže velmi významně snížit (o cca 100 dB i více) šumové pozadí a zvýšit poměr SNR signál-šum, a tak je vhodná pro aplikace, kde jsou měřené signály velmi slabé a jsou značně zatíženy šumovým pozadím [8]. Lock-In zesilovač je z principu své funkce citlivý pouze na střídavé signály, není možné jím zesilovat stejnosměrné nebo velmi pomalu se v čase měnící signály Lock-In zesilovač vyžaduje, aby byl měřený signál modulován referenčním signálem [8]. V případě aplikace na detekci slabých optických signálů, bude velkým zdrojem šumu měřicí fotodioda a elektronický předzesilovač. Měřený signál bude doslova tímto šumem potlačen, ale bude modulován a bude tak možné pro jeho detekci použít Lock-In metody.

Pro detekci slabých optických signálů je třeba metodu Lock-In a na ní založený Lock-In zesilovač detailně analyzovat a zjistit její možná omezení a podmínky použití. Je třeba analyzovat, jaká bude výstupní odezva Lock-In zesilovače při daném buzení za účelem jeho optimalizace, jakým způsobem bude Lock-In zesilovač potlačovat šum a v případě vícekanalového měření analyzovat zejména chování tzv. přeslechů, tj. parazitních příspěvků od ostatních kanálů do měřeného kanálu aj. Tyto detailní analýzy spolu s úpravou Lock-In metody jsou uvedeny v následujícím textu a v kapitole 2.2.

Blokové schéma standardního Lock-In zesilovače je uvedeno na Obr. 2-1. Měřený signál $f(t)$ je nejprve zesílen ve střídavém předzesilovači PZ a následně je zesílený signál $g(t)$ zaveden spolu se signálem $d(t)$, což je upravený referenční signál $c(t)$, do fázově synchronního detektoru PSD, kde jsou tyto dva signály vynásobeny. Výsledný signál $x(t)$ je zaveden do filtru dolní propusti DP, kde jsou odfiltrovány vyšší kmitočtové složky produktu násobení $x(t)$ a filtrovaný signál $y(t)$ obsahující pouze nízkofrekvenční složky signálu je zaveden do koncového zesilovače KZ, který tento signál dále zesílí na výsledný signál $z(t)$.



Obr. 2-1 Blokové schéma Lock-In zesilovače

Nyní budou popsány jednotlivé části Lock-In zesilovače spolu s jejich možnými způsoby realizace, ať již analogové nebo číslicové [10].

Střídavý předzesilovač je napěťový zesilovač kombinovaný s vhodnými filtry, obvykle s pásmovými propustmi naladěnými na měřený/referenční signál tak, aby potlačily nežádoucí signály a šum v ostatních pásmech a zesílily měřený signál. Někdy také uvedené filtry slouží k odstranění stejnosměrné složky v měřeném signálu, která může být pro další zpracování Lock-In zesilovačem nežádoucí. Střídavý předzesilovač je realizován obvykle vždy jako analogový a je prvním stupněm do dalšího zpracování měřeného signálu.

Napěťově řízený oscilátor VCO slouží k úpravě referenčního signálu $c(t)$. Jedná se o oscilátor, který je schopný se synchronizovat s referenčním signálem v případě, že referenční signál je možné externě získat anebo se jedná o vlastní oscilátor, kde je možné nastavit amplitudu a fázi průběhu $d(t)$. Všechny VCO obsahují také obvod posouvající fázi, a tak lze nastavit fázi průběhu $d(t)$ od $0-360^\circ$, aby výsledný signál $z(t)$ byl maximální. Napěťově řízený oscilátor může být realizován jako analogový anebo jako číslicový, např. v číslicovém signálovém procesoru.

Fázově synchronní detektor PSD slouží k vynásobení zesíleného měřeného signálu $g(t)$ a referenčního upraveného signálu $d(t)$ na signál $x(t) = g(t) \cdot d(t)$ [9]. Detektor je obvykle realizován analogovou nebo číslicovou násobičkou, popř. přepínačem dvou zesilovačů (např. jednoho invertujícího a jednoho neinvertujícího).

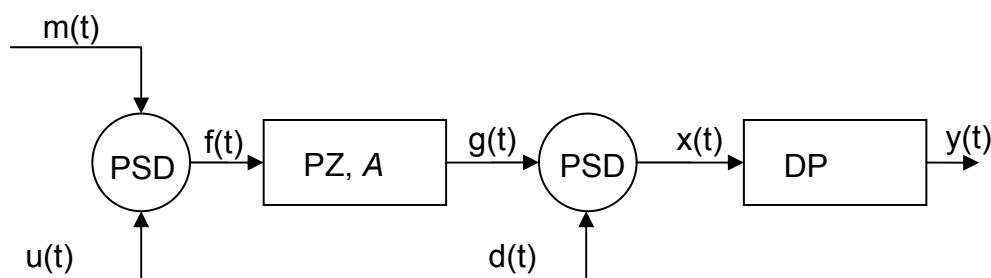
Filtr typu dolní propust DP slouží k odstranění vyšších harmonických složek produktu násobení $x(t)$. Tento filtr určuje šířku pásma celého Lock-In zesilovače a činí z něj velmi úzkopásmový detektor. Filtr potlačí veškeré součtové a rozdílové kmitočty vzniklé v PSD ležící mimo jeho propustné pásmo a na jeho výstupu zůstanou pouze signály, u kterých se dostala rozdílová kmitočtová složka do jeho propustného pásma. Volba velmi nízkého mezního kmitočtu filtru vede k vyššímu útlumu šumu, který se dostane na výstup (sníží se totiž ekvivalentní šířka pásma šumu Equivalent Noise Bandwidth – ENBW) a tím dojde ke zvýšení poměru signál-šum SNR, na druhou stranu omezuje maximální možné kmitočtové složky přenášené měřeným signálem [31]. Každá kmitočtová složka měřeného signálu s kmitočtem větším než f_c (mezní kmitočet filtru dolní propust) je totiž dolní propustí potlačena, a nepromítne se na výstup. Filtr DP může být realizován formou od jednoduchého RC článku až po vícepólové aktivní či pasivní filtry v případě analogové varianty a v případě číslicové varianty lze tento filtr realizovat čistě číslicově například v signálovém procesoru [10].

Koncový zesilovač slouží k zesílení filtrovaného signálu $y(t)$ s již vysokým poměrem signál-šum SNR na výstupní signál $z(t)$. Tento zesilovač může být realizován analogově, pak by měl mít nízký offset i vstupní klidové proudy, aby neovlivňoval výsledek měření. Vzhledem k tomu, že zesiluje pouze stejnosměrné signály, tak na šířku pásma zesilovače nejsou kladeny vysoké nároky. Tento zesilovač může být realizován také číslicově např. v signálovém procesoru.

Funkci Lock-In zesilovače lze popsat dvěma způsoby, nejprve bude Lock-In popsán v časové oblasti a následně v kmitočtové [11]. Uvažujme nízkofrekvenční signál $u(t)$, který chceme měřit a modulujeme ho harmonickým signálem $m(t)$ s amplitudou M a kmitočtem f_0 , $m(t) = M \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi)$, $\omega_0 = 2\pi f_0$ (Obr. 2-2). Pak $f(t) = u(t) \cdot m(t) = u(t) \cdot M \cos(\omega_0 t + \varphi)$. Tento signál $f(t)$ je přiveden do předzesilovače, kde je nejprve zesílen předzesilovačem s konstantním zesílením A na signál $g(t)$, $g(t) = A \cdot f(t)$. Signál $g(t)$ je následně zaveden do Lock-In zesilovače a vynásoben referenčním upraveným signálem $d(t)$ s amplitudou D , $d(t) = D \cdot \cos(\omega_1 t)$ na signál $x(t)$

$$x(t) = g(t) \cdot d(t) = u(t) \cdot M \cos(\omega_0 t + \varphi) \cdot A \cdot D \cos(\omega_1 t) \quad (2.1)$$

$$x(t) = u(t) \frac{MAD}{2} (\cos[(\omega_0 - \omega_1)t - \varphi] + \cos[(\omega_0 + \omega_1)t + \varphi]). \quad (2.2)$$



Obr. 2-2 Popis Lock-In zesilovače

Z výrazu (2.2) vyplývá, že v případě, když bude mít jak měřený, tak referenční signál stejný kmitočet, tj. $\omega_0 = \omega_1$, lze výraz (2.2) dále zjednodušit

$$x(t) = u(t) \frac{MAD}{2} (\cos(\varphi) + \cos(2\omega_0 t + \varphi)). \quad (2.3)$$

V případě nulového rozdílu fází jednotlivých signálů, což je u Lock-In zesilovače obvykle cílový stav, se vztah dále zjednoduší

$$x(t) = u(t) \frac{MAD}{2} (1 + \cos(2\omega_0 t)). \quad (2.4)$$

Ve výsledném signálu $x(t)$ je tedy obsažen nejen měřený signál $u(t)$ v nízkofrekvenčním pásmu, který je dále zesílen/zeslaben amplitudami harmonických signálů $m(t)$ a $d(t)$, ale také tento měřený signál $u(t)$ namodulovaný na dvojnásobný kmitočet původního referenčního signálu.

Signál $x(t)$ je následně zaveden do filtru typu dolní propust. Dále uvažujme ideální dolní propust, která propustí pouze signály s kmitočtem menším než mezní kmitočet filtru f_c . Vzhledem k tomu, že mezní kmitočet tohoto filtru f_c bývá vždy výrazně menší než referenční kmitočet f_0 , budou složky signálu $x(t)$ na kmitočtu $2\omega_0$ potlačeny a na výstup filtru se dostane pouze signál $y(t)$ úměrný signálu $u(t)$, kde

$$y(t) = u(t) \frac{MAD}{2}. \quad (2.5)$$

Výraz (2.5) představuje ideální případ realizace a nastavení Lock-In zesilovače pro zesilování slabých signálů. Kmitočty jak měřeného, tak referenčního signálu jsou shodné a fáze je nulová. V reálných případech bohužel často referenční signál (jeho kmitočet ani fáze) není

znám a je třeba ho odvodit z měřeného signálu, dále realizace předzesilovače ani násobičky není ideální (např. chyby nesymetrií, klidových vstupních proudů atp.), filtr dolní propust nemá ideální přenosovou charakteristiku a navíc většina užitých komponent přispívá svým šumem do signálu $y(t)$, a tak je nutné brát všechny tyto činitele při návrhu Lock-In zesilovače v potaz. Dále je třeba věnovat pozornost volbě kmitočtu referenčního signálu a mezního kmitočtu filtru dolní propusti s ohledem na šířku pásma měřeného nízkofrekvenčního signálu. Pokud bychom zvolili příliš velkou dobu integrace ve srovnání s šířkou pásma měřeného signálu, tj. malý mezní kmitočet, pak by změny v měřeném signále byly filtrem potlačeny a nepřenesly by se na výstup. Na druhou stranu volba vyššího mezního kmitočtu f_c znamená vyšší úroveň šumu přeneseného na výstup filtru. Proto je třeba v každé aplikaci volit kompromisní řešení.

V případě aplikace Lock-In zesilovače na zesilování slabých optických signálů je signál $g(t)$ velmi zatížen šumem, a proto je zapotřebí analyzovat potlačení a výkon šumu přeneseného z tohoto vstupního signálu na výstup $y(t)$.

Lock-In zesilovač funguje podobně jako úzkopásmová propust s vysokým činitelem jakosti [32]. Lock-In zesilovač přenáší na výstup pouze ty kmitočtové složky, které jsou blízko referenčního kmitočtu f_0 , tj. signály, jejichž kmitočtové složky f_y leží v intervalu $f_y \in (f_0 - f_c; f_0 + f_c)$. Celkový výkon šumu ve výstupním signálu $y(t)$ je tedy mnohonásobně snížen, protože ve vstupním signálu působí v podstatně větší šířce pásma než ve výstupním signálu.

Nyní se podívejme detailněji na přenos a útlum šumu Lock-In zesilovačem. V první části lze využít znalosti korelační funkce pro popis funkce Lock-In zesilovače. Korelační funkce $R(\varphi)$ je pro reálné funkce definována jako [5]

$$R(\varphi) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^{\infty} g(t + \varphi) d(t) dt. \quad (2.6)$$

Hodnota korelační funkce $R(\varphi)$ značí podobnost mezi funkcemi $g(t)$ a $d(t)$. V případě, že jsou obě funkce nezávislé, tj. např. pro případ bílého šumu a měřeného signálu, tak platí, že korelační funkce je nulová, $R(\varphi) = 0$. Analogie s funkcí Lock-In zesilovače je zřejmá. Součin $g(t + \varphi)d(t)$ je realizován násobičkou, φ určuje fázový posuv mezi referenčním a měřeným signálem a výpočet střední hodnoty $\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^{\infty} x(t) dt$ je realizován filtrem dolní propustí (ideálním integrátorem). Za předpokladu, že bude vstupní signál konstantní $u(t) = U$, signál

$g(t) = u(t)M\text{Acos}(w_0t + \varphi) = UM\text{Acos}(w_0t + \varphi)$ a signál $d(t) = D\text{cos}(w_1t)$, pak korelační funkce přejde na tvar

$$\begin{aligned}
R(\varphi) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^{\infty} g(t + \varphi)d(t)dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^{\infty} U \cdot M \cos(\omega_0t + \varphi) \cdot A \cdot D \cos(\omega_1t)dt = \\
&= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \frac{UMAD}{2} \int_0^{\infty} [\cos((\omega_0 + w_1)t + \varphi) + \cos((\omega_0 - w_1)t - \varphi)]dt = \\
&= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \frac{UMAD}{2} \left[\frac{\sin((\omega_0 + w_1)t + \varphi)}{(\omega_0 + w_1)} + \frac{\sin((\omega_0 - w_1)t - \varphi)}{(\omega_0 - w_1)} \right]_0^T = \tag{2.7} \\
&= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{UMAD}{2} \frac{1}{T} \left[\frac{\sin((\omega_0 + w_1)T + \varphi) - \sin(\varphi)}{(\omega_0 + w_1)} + \frac{\sin((\omega_0 - w_1)T - \varphi) + \sin(\varphi)}{(\omega_0 - w_1)} \right] = \\
&= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{UMAD}{2} \frac{1}{T} \left[\frac{\sin((\omega_0 + w_1)T + \varphi)}{(\omega_0 + w_1)} + \frac{\sin((\omega_0 - w_1)T - \varphi)}{(\omega_0 - w_1)} \right] = 0.
\end{aligned}$$

Vzhledem k tomu, že funkce v integrálu (2.7) je omezená a má střední hodnotu rovnu nule, bude i výsledek celého výrazu rovný nule až na případ, kdy budou kmitočty měřeného a referenčního signálu shodné $\omega_0 = \omega_1$, V tomto případě dojdeme ke vztahu (2.8), který odpovídá vztahu (2.5), při uvažování $u(t) = U$

$$R(\varphi) = \frac{UMAD}{2} \left(\cos(\varphi) + \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \frac{\sin(2\omega_0T + \varphi)}{2\omega_0} \right) = \frac{UMAD}{2} \cos(\varphi). \tag{2.8}$$

Ve vztahu (2.7) i (2.8) je uvažována ideální dolní propust (integrace pro $T \rightarrow \infty$), pak se na výstup Lock-Inu nedostane žádný signál s kmitočtem $\omega_0 \neq \omega_1$. V případě omezené integrační doby se však na výstup Lock-In zesilovače dostanou i složky signálů s kmitočty blízkými $\omega_0 - \omega_1$ a $\omega_0 + \omega_1$, neboť je dolní propust nepotlačí zcela (limity ve výrazech (2.7) a (2.8)). Tento popis korelační funkce dává náhled na vliv neideální dolní propusti na výstup Lock-In zesilovače.

Dále je třeba ověřit, jakým způsobem bude Lock-In zesilovač reagovat na šumový signál. Budeme uvažovat vstupní signál $g(t) = M\text{cos}(w_0t + \varphi) + n(t)$, který je zatížen bílým šumem $n(t)$ a referenční signál $d(t) = D\text{cos}(w_0t)$. Uvažujme stejný kmitočet referenčního a měřeného signálu. Korelační funkce, tj. výstup Lock-In zesilovače bude v tomto případě

$$R(nT, \varphi) = \frac{MD}{nT} \int_0^{nT} [\cos(\omega_0t + \varphi) + n(t)] \cos(\omega_0t) dt. \tag{2.9}$$

Tento vztah lze rozepsat

$$R(nT, \varphi) = \frac{MD}{nT} \int_0^{nT} \cos(\omega_0 t + \varphi) \cos(\omega_0 t) dt + \frac{MD}{nT} \int_0^{nT} n(t + \varphi) \cos(\omega_0 t) dt. \quad (2.10)$$

První část výrazu (2.9) představuje korelační funkci pro případ vstupního signálu $g(t)$ bez šumu, $g(t) = M \cos(\omega_0 t + \varphi)$. Výstup Lock-In zesilovače v tomto případě je znám a je třeba analyzovat druhou část výrazu, která představuje vliv šumového signálu. Tento výraz však nelze vyhodnotit přímo, neboť není deterministický nýbrž stochastický, a proto k němu je třeba přistupovat statisticky, pomocí výkonové spektrální hustoty, definované vztahem

$$S(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2\pi T} E \left[|F(\omega)|^2 \right] \quad (2.11)$$

Wiener-Khinchinova věta (2.12), (2.13) definuje závislost mezi spektrální výkonovou hustotou $S(\omega)$ a autokorelační funkcí $R(\tau)$

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (2.12)$$

$$R(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega, \quad (2.13)$$

kde autokorelační funkce je definována následujícím vztahem

$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} g(t + \tau) g(t) dt \quad (2.14)$$

a Fourierova transformace $F(\omega)$ je

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (2.15)$$

Spektrální výkonová hustota je tedy Fourierovou transformací autokorelační funkce a autokorelační funkce je inverzní Fourierovou transformací spektrální výkonové hustoty. Pro určení množství šumu na výstupu Lock-In zesilovače je třeba dále popsat šum působící na vstupu a také přenosovou charakteristiku lineárně časově invariantního (Linear Time Invariant - LTI) filtru dolní propusti.

Předpokládejme, že na vstup bude působit bílý šum s konstantní spektrální výkonovou hustotou nezávislou na kmitočtu $S(\omega) = N_0/2$. Pak by střední hodnota výkonu tohoto bílého šumu byla rovna nekonečnu

$$\bar{P} = R(0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{N_0}{2} d\omega \rightarrow \infty. \quad (2.16)$$

To však nedává fyzikálně žádný smysl a z tohoto důvodu se standardně volí tzv. barevný šum, což je šum s konstantní nenulovou spektrální výkonovou hustotou v omezeném intervalu kmitočtů ω_A až ω_B a vně tohoto intervalu je spektrální výkonová hustota nulová. Šířka pásma B tohoto šumu je $B = (\omega_B - \omega_A)/2\pi$ a spektrální výkonová hustota

$$S(\omega) = \frac{N_0}{2} \leftrightarrow |\omega| = (\omega_A; \omega_B) \quad (2.17)$$

$$S(\omega) = 0 \leftrightarrow |\omega| \neq (\omega_A; \omega_B).$$

Výkon tohoto kmitočtově omezeného barevného šumu bude již konečný a roven násobku šířky pásma a spektrální výkonové hustoty

$$\begin{aligned} \bar{P} = R(0) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_B}^{-\omega_A} \frac{N_0}{2} d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_A}^{\omega_B} \frac{N_0}{2} d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \frac{N_0}{2} (-\omega_A + \omega_B + \omega_B - \omega_A) = \frac{1}{2\pi} N_0 (\omega_B - \omega_A) = N_0 B. \end{aligned} \quad (2.18)$$

Pro určení úrovně šumu přeneseného Lock-In zesilovačem, je nutné definovat přenosovou funkci filtru $H(\omega)$ a její souvislost se spektrální výkonovou hustotou vstupního signálu S_1 a výstupního signálu S_2 . Přenosová funkce $H(\omega)$ je Fourierovou transformací impulsové odezvy LTI filtru

$$H(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{-j\omega t} dt \quad (2.19)$$

$$S_2(\omega) = |H(\omega)|^2 \cdot S_1(\omega). \quad (2.20)$$

V poslední části popíšeme chování filtru pásmové propusti, neboť Lock-In zesilovač, jak již bylo ukázáno, funguje na stejném principu jako úzkopásmová propust naladěná na referenční kmitočet ω_1 [14]. V této části provedeme výpočet středního výkonu šumu, který se dostane ze vstupu na výstup ideálního Lock-In zesilovače.

Na vstup bude přiveden bílý šum s konstantní spektrální výkonovou hustotou $S_1 = N_0/2$. Pásmová propust bude mít konstantní přenosovou charakteristiku $H(\omega) = K$ v propustném pásmu o šířce $B_p = \frac{\Delta}{2\pi}$ a nulovou v nepropustném pásmu [15]; viz definice (2.21)

$$\begin{aligned} H(\omega) = K &\leftrightarrow |\omega| = \left(\omega_1 - \frac{\Delta}{2}; \omega_1 + \frac{\Delta}{2} \right) \\ H(\omega) = 0 &\leftrightarrow |\omega| \neq \left(\omega_1 - \frac{\Delta}{2}; \omega_1 + \frac{\Delta}{2} \right). \end{aligned} \quad (2.21)$$

Výstupní spektrální výkonová hustota S_2 pak bude rovna

$$\begin{aligned} S_2(\omega) = |H(\omega)|^2 \cdot S_1(\omega) &= K^2 \frac{N_0}{2} \leftrightarrow |\omega| = \left(\omega_1 - \frac{\Delta}{2}; \omega_1 + \frac{\Delta}{2} \right) \\ S_2(\omega) = 0 &\leftrightarrow |\omega| \neq \left(\omega_1 - \frac{\Delta}{2}; \omega_1 + \frac{\Delta}{2} \right). \end{aligned} \quad (2.22)$$

Pro výpočet výkonu šumu přeneseného Lock-In zesilovačem použijeme autokorelační funkci a dosadíme výraz (2.22) do výrazu (2.13). Při využití sudosti spektrální výkonové hustoty pro reálný signál a goniometrických identit dostaneme

$$\begin{aligned} R(\tau) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_2(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega = \frac{1}{2\pi} K^2 \frac{N_0}{2} \left(\int_{-\omega_1 - \frac{\Delta}{2}}^{-\omega_1 + \frac{\Delta}{2}} e^{j\omega\tau} d\omega + \int_{\omega_1 - \frac{\Delta}{2}}^{\omega_1 + \frac{\Delta}{2}} e^{j\omega\tau} d\omega \right) = \\ &= \frac{1}{2\pi} K^2 N_0 \int_{\omega_1 - \frac{\Delta}{2}}^{\omega_1 + \frac{\Delta}{2}} \cos(\omega\tau) d\omega = \frac{1}{2\pi} K^2 N_0 \left(\frac{\sin(\omega_1\tau + \frac{\Delta}{2}) - \sin(\omega_1 - \frac{\Delta}{2})}{\tau} \right) = \\ &= \frac{1}{2\pi} K^2 N_0 \Delta \frac{\sin(\frac{\Delta}{2}\tau)}{\frac{\Delta}{2}\tau} \cos(\omega_1\tau). \end{aligned} \quad (2.23)$$

Výraz (2.23) pro výpočet výkonu šumového signálu na výstupu Lock-In zesilovače zjednodušíme

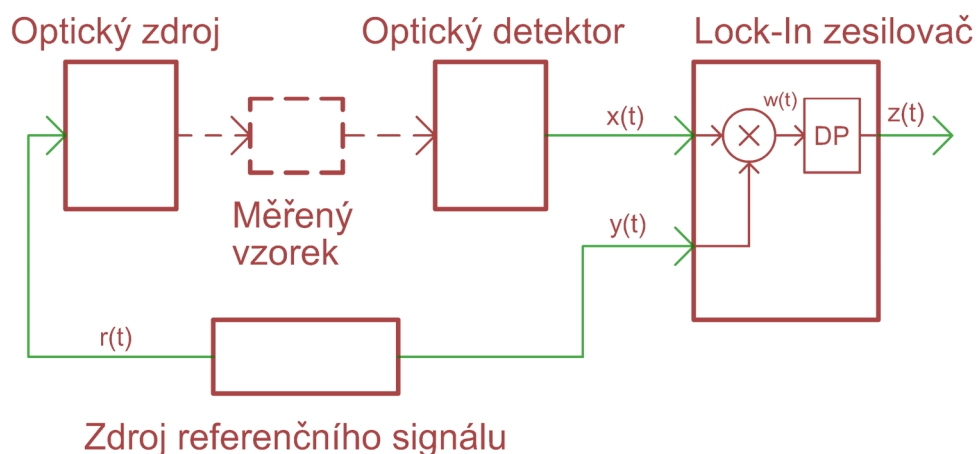
$$\bar{P} = R(0) = \frac{1}{2\pi} K^2 N_0 \Delta = K^2 N_0 B_p. \quad (2.24)$$

Výkon šumového signálu na výstupu je tedy přímo úměrný šířce pásma filtru dolní propusti, spektrální výkonové hustotě vstupního šumového signálu a kvadrátu přenosu filtru. Efektivní hodnota šumového napětí je úměrná druhé odmocnině z šířky pásma.

2.2 Upravená metoda Lock-In

V předchozí kapitole byly představeny vlastnosti a chování ideálního Lock-In zesilovače a nyní přejdeme k návrhu metody, která bude použita pro realizaci optoelektronického zesilovače. Vzhledem k tomu, že cílem práce bylo navrhnout metodu a zkonstruovat optoelektronický zesilovač, který bude schopný zesilovat velmi slabé signály a bude schopen měřit v několika pásmech současně, tak se nejprve podíváme na jednodušší schéma a poté přejdeme k vícekanálovému schématu.

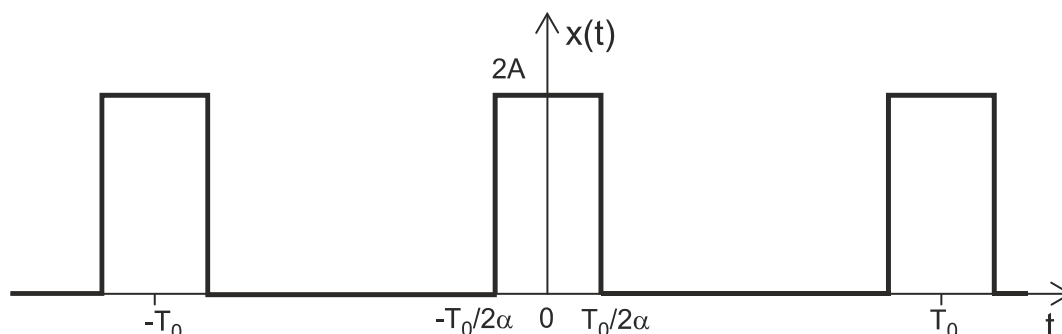
Principiální schéma Lock-In zesilovače navrženého pro jednodušší aplikaci na detekci polymerázové řetězové reakce PCR, v které je třeba měřit slabé fluorescenční signály ze vzorku, je znázorněno na Obr. 2-3. Zdroj referenčního signálu generuje budící modulační signál pro optický zdroj, kterým bude v této aplikaci LED, ale může být použita i laserová dioda aj. Optický zdroj emituje světelné záření modulované referenčním kmitočtem a tímto optickým signálem je buzen měřený vzorek. Měřený vzorek signál z optického zdroje absorbuje a emituje optický signál směřující na optický detektor, kterým bude v této aplikaci fotodioda. Signál z optického detektoru vstupuje spolu s referenčním signálem do Lock-In zesilovače, zde je zesílen, nežádoucí šum je potlačen a výstupní signál zaveden na výstup Lock-In zesilovače.



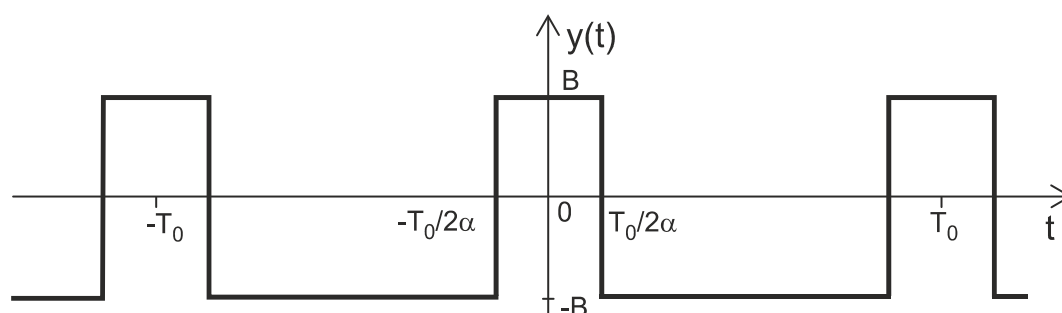
Obr. 2-3 Jednodušší schéma optoelektronického zesilovače

Optický zdroj bude buzen obdélníkovým periodickým signálem $r(t)$, neboť to bude výhodnější pro následnou realizaci optoelektronického zesilovače. Referenční signál jdoucí do Lock-In zesilovače $y(t)$ uvažujeme prozatím shodný se signálem $r(t)$. Pro všechny tři signály uvažujeme periodický signál s periodou T_0 a úhlový kmitočet $\omega_0 = 2\pi/T_0$, se střídou

α a amplitudou A v případě signálu $x(t)$ a B v případě signálu $y(t)$. Nyní ukážeme, jak bude Lock-In zesilovač na takové obdélníkové signály reagovat.



Obr. 2-4 Signál z optického detektoru



Obr. 2-5 Signál ze zdroje referenčního signálu

Pro matematický popis obou signálů lze použít rozklad na Fourierovy řady, protože tento přístup umožní zkoumat kmitočtové složky přenášených signálů, což je při návrhu Lock-In zesilovače zapotřebí. Rozklad na Fourierovy řady je definován

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega_0 t) + b_n \sin(n\omega_0 t)), \quad (2.25)$$

kde pro jednotlivé Fourierovy koeficienty platí

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{2}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} f(t) dt \\ a_n &= \frac{2}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} f(t) \cos(n\omega_0 t) dt \\ b_n &= \frac{2}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} f(t) \sin(n\omega_0 t) dt. \end{aligned} \quad (2.26)$$

Nyní provedeme rozklad na Fourierovu řadu analyzovaného signálu $x(t)$. Vzhledem k tomu, že je tato funkce sudá, tak bude mít Fourierova řada pouze kosinové koeficienty a sinové budou nulové, $b_n = 0$. Pro koeficient stejnosměrné složky a kosinové koeficienty pak platí

$$\begin{aligned}
 a_0 &= \frac{2}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x(t) dt = \frac{2}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} 2A dt = 4A\alpha \\
 a_n &= \frac{2}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x(t) \cos(n\omega_0 t) dt = \frac{2}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} 2A \cos(n\omega_0 t) dt = \frac{4A}{T_0} \left[\frac{\sin(n\omega_0 t)}{n\omega_0} \right]_{-T_0/2}^{T_0/2} = \\
 &= \frac{4A}{T_0} \left[\frac{\sin(n\omega_0 \alpha T_0 / 2) + \sin(n\omega_0 \alpha T_0 / 2)}{n\omega_0} \right] = \frac{4A}{\pi n} \cdot \sin(n\alpha\pi).
 \end{aligned} \tag{2.27}$$

Dosazením do (2.25) získáme vstupní signál $x(t)$ jako rozklad do Fourierovy řady

$$x(t) = 2A\alpha + \frac{4A}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\pi\alpha n) \cos(n\omega_0 t). \tag{2.28}$$

Protože budeme uvažovat mezi jednotlivými signály $x(t)$ a $y(t)$ fázový posuv, zavedeme u obou signálů časové zpoždění Δ a relativní časové zpoždění ϕ . Obě zpoždění budou svázána vztahem $\Delta = \phi T_0$. Výraz (2.28) upravíme

$$\begin{aligned}
 x(t) &= 2A\alpha + \frac{4A}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\pi\alpha n) \cos(n\omega_0 (t - \Delta_x)) = \\
 &= 2A\alpha + \frac{4A}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\pi\alpha n) \cos(n\omega_0 t - 2n\pi\phi_x)
 \end{aligned} \tag{2.29}$$

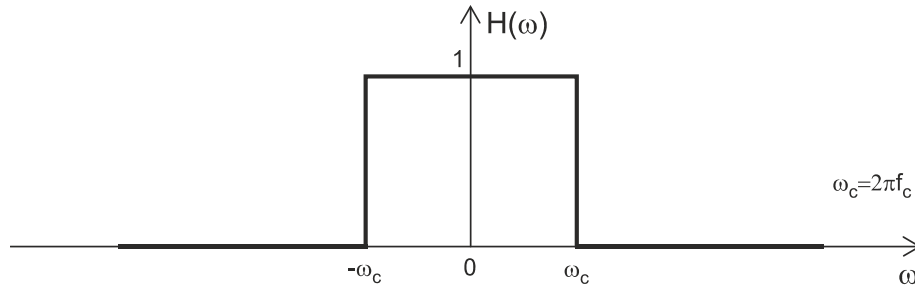
a obdobným postupem získáme pro referenční signál $y(t)$

$$\begin{aligned}
 y(t) &= B(2\alpha - 1) + \frac{4B}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\pi\alpha n) \cos(n\omega_0 (t - \Delta_y)) = \\
 &= B(2\alpha - 1) + \frac{4B}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\pi\alpha n) \cos(n\omega_0 t - 2n\pi\phi_y).
 \end{aligned} \tag{2.30}$$

Nyní již lze určit výstupní signál $w(t)$ z násobičky v Lock-In zesilovači

$$\begin{aligned}
w(t) &= x(t) \cdot y(t) = \left(2A\alpha + \frac{4A}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\pi\alpha n) \cos(n\omega_0 t - 2n\pi\phi_x) \right) \cdot \\
&\cdot \left(B(2\alpha - 1) + \frac{4B}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\pi\alpha n) \cos(n\omega_0 t - 2n\pi\phi_y) \right) = \\
&= 2AB\alpha(2\alpha - 1) + \frac{8AB\alpha}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\pi\alpha n) \cos(n\omega_0 t - 2n\pi\phi_y) + \\
&+ \frac{4AB\alpha(2\alpha - 1)}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\pi\alpha n) \cos(n\omega_0 t - 2n\pi\phi_x) + \\
&+ \frac{16AB}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\pi\alpha n) \cos(n\omega_0 t - 2n\pi\phi_x) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\pi\alpha n) \cos(n\omega_0 t - 2n\pi\phi_y).
\end{aligned} \tag{2.31}$$

Tento signál $w(t)$ vstupuje v Lock-In zesilovači do filtru dolní propust s jednotkovým přenosem v propustném pásmu a s mezním kmitočtem $f_c = 0,1f_0$, kde $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ (Obr. 2-6).



Obr. 2-6 Kmitočtová charakteristika filtru dolní propust

Tento filtr odstraní všechny signály s kmitočtovými složkami, pro které platí $f > f_c$. Pokud se podíváme detailněji na výraz (2.31), tak z něj lze v tomto případě některé sčítance vynechat a poslední sčítanec dále upravit vynecháním složek s vyššími kmitočtovými složkami

$$\begin{aligned}
&\frac{16AB}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\pi\alpha n) \cos(n\omega_0 t - 2n\pi\phi_x) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\pi\alpha n) \cos(n\omega_0 t - 2n\pi\phi_y) = \\
&= \frac{16AB}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \sin^2(\pi\alpha n) \cos(n\omega_0 t - 2n\pi\phi_x) \cos(n\omega_0 t - 2n\pi\phi_y) = \\
&= \frac{16AB}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \frac{(1 - \cos(2\pi\alpha n))}{2} \frac{\cos(n\omega_0 t - 2n\pi\phi_x - n\omega_0 t + 2n\pi\phi_y)}{2} = \\
&\frac{4AB}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} (1 - \cos(2\pi\alpha n)) \cos(2\pi n(\phi_y - \phi_x)).
\end{aligned} \tag{2.32}$$

Nyní již můžeme uvést výsledný vzorec pro výstup Lock-In zesilovače při buzení obdélníkovými periodickými signály podle Obr. 2-4 a Obr. 2-5

$$z(t) = 2A\alpha \cdot B(2\alpha - 1) + \frac{4AB}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} (1 - \cos(2\pi\alpha n)) \cos(2\pi n(\phi_y - \phi_x)). \quad (2.33)$$

Vztah (2.33) lze vypočítat numericky. Vyplývá z něj však několik důležitých poznatků:

- Na výstupu Lock-In zesilovače bude pouze stejnosměrná složka, která bude úměrná stejnosměrným složkám referenčního a měřeného signálu a amplitudě měřeného signálu na modulačním kmitočtu f_0 .
- Stejnosměrná složka se dostane ze vstupu na výstup pouze tehdy, mají-li oba vstupní signály také nenulovou stejnosměrnou složku. V praxi je často referenční anebo měřený signál předfiltrován popř. má již stejnosměrnou složku ze své podstaty nulovou, protože pouze v tom případě je stejnosměrná složka na výstupu definovaná členem pod sumou úměrná měřenému signálu ($2A\alpha \cdot B(2\alpha - 1) = 0$).
- Maximum výstupního signálu nastává pro případ, kdy jsou oba vstupní signály ve fázi, pak je člen $\cos(2\pi n(\phi_y - \phi_x)) = 1$. Proto se v praxi hledá celkové zpoždění mezi měřeným a referenčním signálem a toto zpoždění se eliminuje. Fázový posuv bývá tak častý rozdíl mezi signály $r(t)$ a $y(t)$ (Obr. 2-3).

Budeme tedy uvažovat, že signál vystupující z optického detektoru bude mít nulovou stejnosměrnou složku, koeficient $a_0 = 0$, tedy

$$\begin{aligned} x(t) &= \frac{4A}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\pi\alpha n) \cos(n\omega_0(t - \Delta_x)) = \\ &= \frac{4A}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\pi\alpha n) \cos(n\omega_0 t - 2n\pi\phi_x). \end{aligned} \quad (2.34)$$

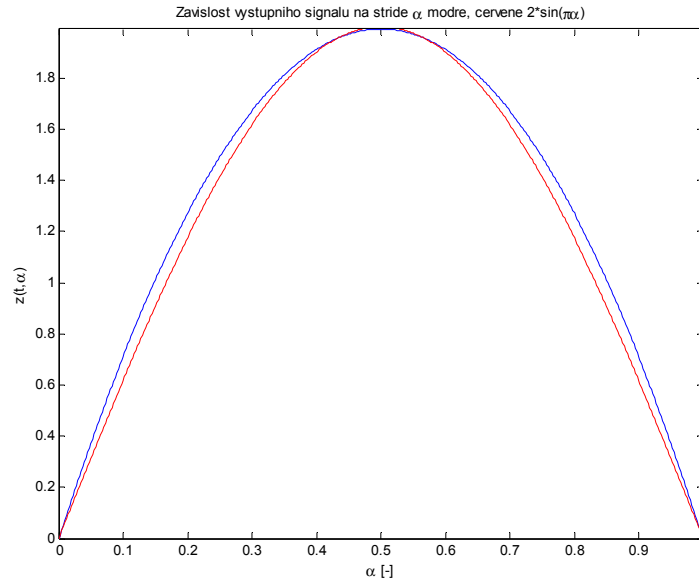
Pak lze pro signál $w(t)$ vystupující z násobičky v Lock-In zesilovači psát

$$\begin{aligned} w(t) &= x(t) \cdot y(t) = \frac{4A}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\pi\alpha n) \cos(n\omega_0 t - 2n\pi\phi_x) \cdot \\ &\cdot \left(B(2\alpha - 1) + \frac{4B}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\pi\alpha n) \cos(n\omega_0 t - 2n\pi\phi_y) \right) = \\ &= \frac{4AB\alpha(2\alpha - 1)}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\pi\alpha n) \cos(n\omega_0 t - 2n\pi\phi_x) + \\ &+ \frac{16AB}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\pi\alpha n) \cos(n\omega_0 t - 2n\pi\phi_x) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\pi\alpha n) \cos(n\omega_0 t - 2n\pi\phi_y). \end{aligned} \quad (2.35)$$

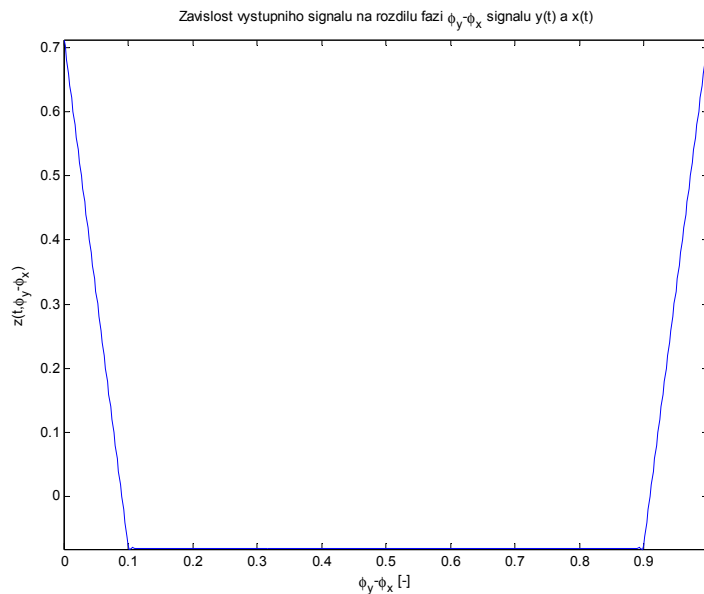
Dále nechme signál $w(t)$ projít ideální dolní propustí se stejnými parametry jako pro signál $x(t)$ obsahující stejnosměrnou složku (tj. s jednotkovým přenosem v propustném pásmu a s mezním kmitočtem $f_c = 0,1f_0$, kde $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$, a nulovým přenosem jinde). Tento filtr potlačí všechny vyšší kmitočtové složky. Výraz (2.35) pak lze upravit analogicky jako výraz (2.31) a (2.32) a pro výstup Lock-In zesilovače dostaneme

$$z(t) = \frac{4AB}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} (1 - \cos(2\pi cn)) \cos(2\pi n(\phi_y - \phi_x)). \quad (2.36)$$

Výraz (2.36) budeme dále analyzovat, za účelem jeho maximalizace v závislosti na střídě α a vzájemném fázovém posuvu měřeného a referenčního signálu $(\phi_y - \phi_x)$. Na Obr. 2-7 je uvedena závislost výstupu Lock-In zesilovače v závislosti na střídě α (modře vyznačená křivka), při následujících parametrech: amplituda referenčního signálu $B = 2$ a časový posuv mezi signály je nulový $(\phi_y - \phi_x) = 0$. Pro ilustraci je na grafu též znázorněna funkce $f(\alpha) = 2\sin(\pi\alpha)$ (červeně). Pro největší přenos je třeba tedy zvolit střidu $\alpha = 0,5$. Pak by byl přenos maximální $z(t) = 2A$. S ohledem na aplikaci na detekci PCR však budeme volit střidu $\alpha = 0,1$ (zdůvodnění v kapitole 3.1.1.1), které odpovídá $z(t) = 0,72A$. Na Obr. 2-8 je uvedena závislost výstupu Lock-In zesilovače v závislosti časovém posuvu měřeného a referenčního signálu $(\phi_y - \phi_x)$, při střídě $\alpha = 0,1$. Výstup Lock-In zesilovače dosahuje nejvyšší hodnoty pro nulový posuv anebo pro posuv roven násobkům period referenčního/měřeného signálu $\phi = k \rightarrow \Delta = kT_0$, $k \in Z$, hodnota výstupu Lock-In zesilovače je v tomto případě $z(t) = 0,72A$. V aplikaci na detekci slabých optických signálů se tedy budeme snažit tento posuv eliminovat a zajistit, aby byl nulový. Pro posuv větší než je šířka impulsu je přenos $z(t) = -0,08A$. Pro případ $\phi = 0,25$ tj. $\Delta = T_0/4$ bude přenos nulový. Referenční a měřený signál budou v tomto případě navzájem ortogonální.



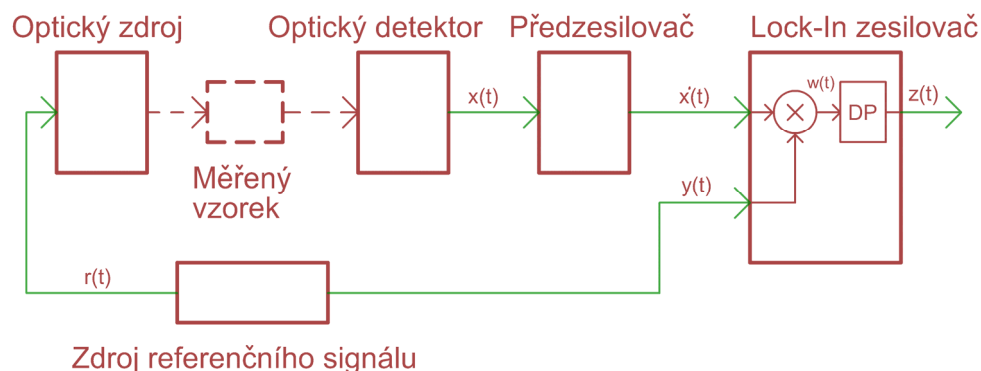
Obr. 2-7 Závislost výstupního signálu na strídě α



Obr. 2-8 Závislost výstupního signálu na rozdílu fází

Doposud jsme uvažovali, že signál z optického detektoru $x(t)$, který vstupoval do Lock-In zesilovače, byl zaveden přímo do násobičky, bez předzesílení (popř. v kapitole 2.1 zesílen předzesilovačem s ideálním konstantním zesílením). Vzhledem k velmi nízkému výkonu signálu dopadající na optický detektor a potažmo výkonu signálu z něj vycházející, je třeba vstupní signál $x(t)$ zesílit. Lock-In zesilovač vybavíme z tohoto důvodu předzesilovačem (Obr. 2-9), ale nikoliv s konstantní přenosovou funkcí, nýbrž s obecnou přenosovou funkcí $H(\omega)$. Nyní je nutné ověřit, jaký vliv bude mít tento předzesilovač na výstup Lock-In

zesilovače, protože v aplikaci na detekci PCR použijeme předzesilovač s neideální přenosovou charakteristikou.



Obr. 2-9 Jednokanálové schéma Lock-In zesilovače s předzesilovačem

Pokud LTI obvod vybudíme harmonickou funkcí $a(t)$, na jeho výstupu dostaneme také harmonickou funkci $b(t)$, pouze se změněnou amplitudou a fází. Změně amplitudy a fáze odpovídá kmitočtová charakteristika $H(\omega)$ na daném kmitočtu (výraz 2.37)

$$\begin{aligned} a(t) &= A \cos(\omega_0 t) \\ b(t) &= A \cdot |H(\omega_0)| \cdot \cos(\omega_0 t + \arg(H(\omega_0))). \end{aligned} \quad (2.37)$$

S využitím této vlastnosti lze výraz (2.34) upravit a dostaneme

$$\begin{aligned} x'(t) &= \frac{4A}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} |H(n\omega_0)| \frac{1}{n} \sin(\pi n \alpha) \cos\left(n\omega_0 \left(t - \Delta_x + \frac{\arg(H(n\omega_0))}{n\omega_0}\right)\right) = \\ &= \frac{4A}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} |H(n\omega_0)| \sin(\pi n \alpha) \cos(n\omega_0 t - 2\pi n \phi_x + \arg(H(n\omega_0))). \end{aligned} \quad (2.38)$$

Předzesilovač tedy ovlivní amplitudy jednotlivých harmonických složek vlivem členu $|H(n\omega_0)|$ a také vnese do signálu další nežádoucí zpoždění vlivem členu $\arg(H(n\omega_0))$. Pro výstup z násobičky dostaneme podobně jako ve vztahu (2.35)

$$\begin{aligned}
w(t) &= x'(t) \cdot y(t) = \frac{4A}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} |H(n\omega_0)| \frac{1}{n} \sin(\pi\alpha n) \cos(n\omega_0 t - 2n\pi\phi_x + \arg(H(n\omega_0))) \cdot \\
&\cdot \left(B(2\alpha - 1) + \frac{4B}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\pi\alpha n) \cos(n\omega_0 t - 2n\pi\phi_y) \right) = \\
&= \frac{4AB\alpha(2\alpha - 1)}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} |H(n\omega_0)| \frac{1}{n} \sin(\pi\alpha n) \cos(n\omega_0 t - 2n\pi\phi_x + \arg(H(n\omega_0))) + \\
&+ \frac{16AB}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} |H(n\omega_0)| \frac{1}{n} \sin(\pi\alpha n) \cos(n\omega_0 t - 2n\pi\phi_x + \arg(H(n\omega_0))) \cdot \\
&\cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\pi\alpha n) \cos(n\omega_0 t - 2n\pi\phi_y). \tag{2.39}
\end{aligned}$$

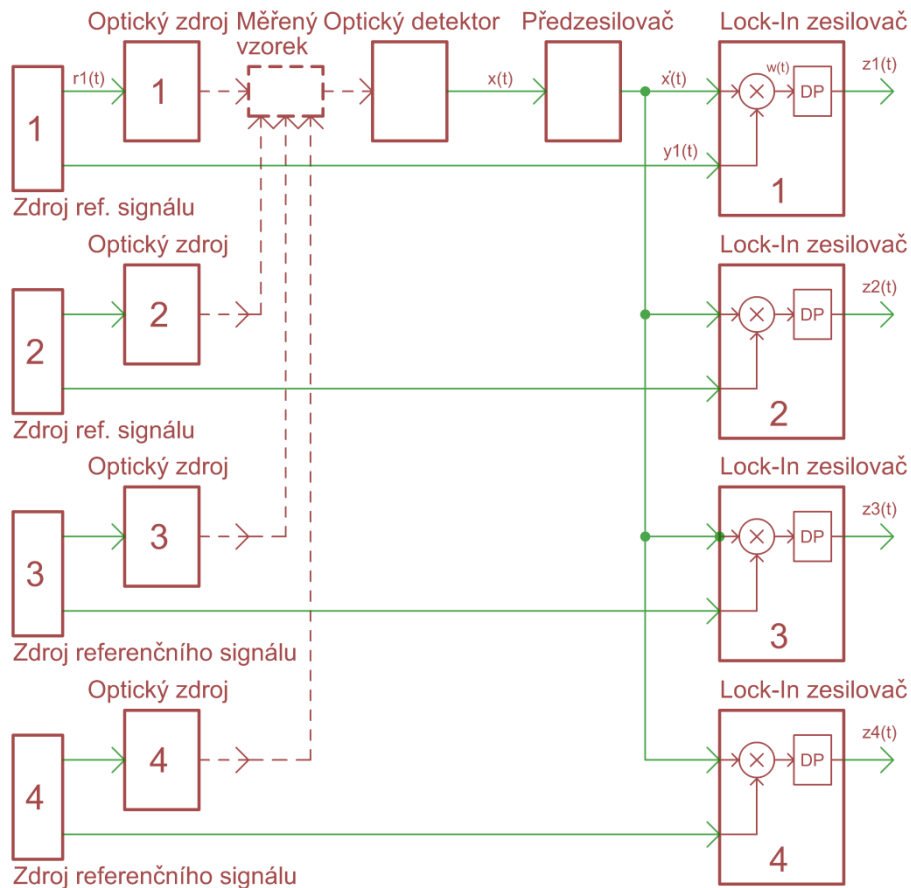
Po průchodu tohoto signálu dolní propustí se stejnými parametry jako pro Lock-In zesilovač bez předzesilovače, dostáváme analogicky jako u vztahu (2.36)

$$z(t) = \frac{4AB}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} |H(n\omega_0)| \frac{1}{n^2} (1 - \cos(2\pi\alpha n)) \cos(2\pi n(\phi_y - \phi_x) + \arg(H(n\omega_0))). \tag{2.40}$$

Ze vztahu (2.40) vyplývá, že reálný předzesilovač sníží celkový přenos a vnese další zpoždění mezi měřený a referenční signál, které je třeba eliminovat, neboť hodnota výstupu je maximální pro

$$2\pi n(\phi_y - \phi_x) + \arg(H(n\omega_0)) = 0. \tag{2.41}$$

Z toho plyne např. požadavek na lineární fázovou charakteristiku předzesilovače. Nyní již známe všechny potřebné informace o jednokanálové verzi Lock-In zesilovače, a je možné se podívat na vícekanálovou verzi, která bude z této jednokanálové vycházet. Jedním z úkolů práce bylo navrhnout metodu, která bude schopna detekovat několik kanálů současně. Pro aplikaci na detekci polymerázové řetězové reakce jsem navrhnul následující uspořádání vyobrazené na Obr. 2-10.



Obr. 2-10 Čtyřkanálové schéma optoelektronického zesilovače

Čtyři zdroje referenčního signálu budí optické zdroje a poskytují referenční signály o různých kmitočtech pro jednotlivé Lock-In zesilovače. Optické zdroje emitují optický signál dopadající na vzorek a z měřeného vzorku vychází společný optický signál na společný detektor. V signálu $x(t)$ jsou tedy obsaženy příspěvky od všech čtyř optických zdrojů, tento signál je zaveden do předzesilovače, kde je zesílen a kmitočtově omezen. Výstupní signál $x'(t)$ vstupuje do jednotlivých Lock-In zesilovačů, ve kterých dochází k vyvážení jednotlivých příspěvků na výstupní signály – první kanál $z_1(t)$, druhý kanál $z_2(t)$, třetí kanál $z_3(t)$ a čtvrtý kanál $z_4(t)$.

Je třeba však ověřit, za jakých podmínek by tento vícekanálový systém mohl fungovat. Signál $x(t)$ bude tedy složený z příspěvků od jednotlivých optických zdrojů, které budou buzeny různými kmitočty f_1 , f_2 , f_3 a f_4 . Příspěvky budou mít amplitudy A_1 , A_2 , A_3 a A_4 a časové posuvy ϕ_{x1} , ϕ_{x2} , ϕ_{x3} a ϕ_{x4} .

$$\begin{aligned}
x(t) = & \frac{4A_1}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\pi n \alpha) \cos(n\omega_1 t - 2n\pi\phi_{x_1}) + \frac{4A_2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\pi n \alpha) \cos(n\omega_2 t - 2n\pi\phi_{x_2}) + \\
& + \frac{4A_3}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\pi n \alpha) \cos(n\omega_3 t - 2n\pi\phi_{x_3}) + \frac{4A_4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\pi n \alpha) \cos(n\omega_4 t - 2n\pi\phi_{x_4}).
\end{aligned} \tag{2.42}$$

Po průchodu signálu $x(t)$ předzesilovačem s kmitočtovou charakteristikou $H(\omega)$ dostaneme

$$\begin{aligned}
x'(t) = & \frac{4A_1}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} |H(n\omega_1)| \frac{1}{n} \sin(\pi n \alpha) \cos(n\omega_1 t - 2n\pi\phi_{x_1} + \arg(H(n\omega_1))) + \\
& + \frac{4A_2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} |H(n\omega_2)| \frac{1}{n} \sin(\pi n \alpha) \cos(n\omega_2 t - 2n\pi\phi_{x_2} + \arg(H(n\omega_2))) + \\
& + \frac{4A_3}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} |H(n\omega_3)| \frac{1}{n} \sin(\pi n \alpha) \cos(n\omega_3 t - 2n\pi\phi_{x_3} + \arg(H(n\omega_3))) + \\
& + \frac{4A_4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} |H(n\omega_4)| \frac{1}{n} \sin(\pi n \alpha) \cos(n\omega_4 t - 2n\pi\phi_{x_4} + \arg(H(n\omega_4))).
\end{aligned} \tag{2.43}$$

Předzesilovač tedy obdobně jako u jednonábové verze upravil jednotlivé amplitudy a časově signály opozdil. Signál $x'(t)$ vstupuje do všech čtyř Lock-In zesilovačů a v každém z nich dochází primárně k dekódování příspěvku, který je na stejném referenčním kmitočtu jako vstupující do příslušného Lock-In zesilovače.

Nyní se podíváme na konkrétní funkci prvního Lock-In zesilovače, který má za úkol vyvázat příspěvek z prvního optického zdroje (první kanál). Do stejnosměrné složky na výstupu $z_1(t)$ by se tedy měla promítnout pouze amplituda A_1 (signál z měřeného vzorku vybuzený prvním optickým zdrojem). Signál $x'(t)$ prvně vstupuje do násobičky, kde je vynásoben s prvním referenčním signálem o kmitočtu f_1

$$\begin{aligned}
w(t) = x'(t) \cdot y_1(t) = & \left(\begin{aligned} & \frac{4A_1}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} |H(n\omega_1)| \frac{1}{n} \sin(\pi n \alpha) \cos(n\omega_1 t - 2n\pi\phi_{x_1} + \arg(H(n\omega_1))) + \\ & + \frac{4A_2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} |H(n\omega_2)| \frac{1}{n} \sin(\pi n \alpha) \cos(n\omega_2 t - 2n\pi\phi_{x_2} + \arg(H(n\omega_2))) + \\ & + \frac{4A_3}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} |H(n\omega_3)| \frac{1}{n} \sin(\pi n \alpha) \cos(n\omega_3 t - 2n\pi\phi_{x_3} + \arg(H(n\omega_3))) + \\ & + \frac{4A_4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} |H(n\omega_4)| \frac{1}{n} \sin(\pi n \alpha) \cos(n\omega_4 t - 2n\pi\phi_{x_4} + \arg(H(n\omega_4))) \end{aligned} \right) \cdot \\
& \cdot \left(B(2\alpha - 1) + \frac{4B}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\pi n \alpha) \cos(n\omega_1 t - 2n\pi\phi_y) \right).
\end{aligned} \tag{2.44}$$

Vztah (2.44) dále upravíme

$$\begin{aligned}
w(t) = & \left(\begin{aligned} & \frac{4A_1}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} |H(n\omega_1)| \frac{1}{n} \sin(\pi cn) \cos(n\omega_1 t - 2n\pi\phi_{x1} + \arg(H(n\omega_1))) + \\ & + \frac{4A_2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} |H(n\omega_2)| \frac{1}{n} \sin(\pi cn) \cos(n\omega_2 t - 2n\pi\phi_{x2} + \arg(H(n\omega_2))) + \\ & + \frac{4A_3}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} |H(n\omega_3)| \frac{1}{n} \sin(\pi cn) \cos(n\omega_3 t - 2n\pi\phi_{x3} + \arg(H(n\omega_3))) + \\ & + \frac{4A_4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} |H(n\omega_4)| \frac{1}{n} \sin(\pi cn) \cos(n\omega_4 t - 2n\pi\phi_{x4} + \arg(H(n\omega_4))) \end{aligned} \right) \cdot B(2\alpha - 1) + \\
+ & \left(\begin{aligned} & \frac{4A_1}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} |H(n\omega_1)| \frac{1}{n} \sin(\pi cn) \cos(n\omega_1 t - 2n\pi\phi_{x1} + \arg(H(n\omega_1))) + \\ & + \frac{4A_2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} |H(n\omega_2)| \frac{1}{n} \sin(\pi cn) \cos(n\omega_2 t - 2n\pi\phi_{x2} + \arg(H(n\omega_2))) + \\ & + \frac{4A_3}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} |H(n\omega_3)| \frac{1}{n} \sin(\pi cn) \cos(n\omega_3 t - 2n\pi\phi_{x3} + \arg(H(n\omega_3))) + \\ & + \frac{4A_4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} |H(n\omega_4)| \frac{1}{n} \sin(\pi cn) \cos(n\omega_4 t - 2n\pi\phi_{x4} + \arg(H(n\omega_4))) \end{aligned} \right) \cdot \\
\cdot & \frac{4B}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin(\pi cm) \cos(m\omega_1 t - 2m\pi\phi_y). \tag{2.45}
\end{aligned}$$

Tento signál $w(t)$ vstupuje do filtru dolní propust, která s ohledem na své propustné pásmo ležící v oblasti nízkých kmitočtů $f_c \ll \omega_1, \omega_2, \omega_3, \omega_4$ (viz definice filtru na Obr. 2-6) potlačí spolehlivě první sčítanec ve výrazu (2.45). Druhý sčítanec je třeba podrobit detailnějšímu zkoumání a ověřit, jaké signály se dostanou na výstup Lock-In zesilovače. Ve výrazu (2.45) se zaměříme na rozdílové kmitočty, které mohou způsobit vznik nežádoucího signálu na výstupu (tzv. přeslech), který nebude pocházet od kanálu 1 a amplitudy A_1 nýbrž od ostatních kanálů 2, 3 a 4 a amplitud A_2, A_3, A_4 .

Zde je kritická volba několika parametrů, které ovlivní vznik nežádoucí stejnosměrné složky na výstupu od ostatních kanálů:

- volba časového posuvu jednotlivých signálů,
- volba jednotlivých kmitočtů,
- volba šířky propustného pásma dolní propusti.

Výše uvedené parametry je nutné zvolit tak, aby pokud možno zcela potlačily vznik nežádoucích složek, a aby tak byl příslušný výstup Lock-In zesilovače úměrný pouze signálu z příslušného kanálu a nezávisel na ostatních kanálech.

Pro vyřešení první z výše uvedených voleb je nutné nastavit časový posuv tak, aby byly ostatní příspěvky s kmitočty f_2 , f_3 a f_4 byly ortogonální vůči referenčnímu (u prvního kanálu uvažujeme nastavení fáze pro maximální možný přenos a výraz $2\pi m\phi_y$ představuje fázové zpoždění ϕ_y referenčního signálu, protože fáze $\phi_y = m\omega_1\Delta_y = \frac{m2\pi}{T_1}\phi_y T_1 = 2\pi m\phi_y$), v tomto případě zůstane i pro stejné kmitočty signálů ve výrazu (2.45) kosinus rozdílových kmitočtů roven

$$\begin{aligned}
2m\pi\phi_y - 2n\pi\phi_{x_1} + \arg(H(n\omega_2)) &= 0 \\
2m\pi\phi_y - 2n\pi\phi_{x_2} + \arg(H(n\omega_2)) &= \frac{\pi}{2} \\
2m\pi\phi_y - 2n\pi\phi_{x_3} + \arg(H(n\omega_3)) &= \frac{\pi}{2} \\
2m\pi\phi_y - 2n\pi\phi_{x_4} + \arg(H(n\omega_4)) &= \frac{\pi}{2},
\end{aligned} \tag{2.46}$$

a tak bude vzájemný přeslech roven nule.

Toto řešení by vyžadovalo předzesilovač s lineární fázovou charakteristikou, ale bylo by použitelné pouze pro dva signály/kanály, protože takto bychom sice potlačili nežádoucí příspěvek (tzv. přeslech) od kanálů 2, 3 a 4 do kanálu 1, ale pokud bychom se v tomto případě zaměřili na přeslech např. od kanálu 3 do kanálu 2, tak zjistíme, že již žádnou další volbu fáze nemáme, a neboť u obou je fáze stejná, přeslechu nezabráníme a tedy je pro více než dvoukanalovou detekci slabých optických signálů tato metoda nepoužitelná.

Druhým řešením je volba vhodných kmitočtů f_1 , f_2 , f_3 a f_4 . Nejprve určíme, v jakém případě bude výraz (2.47), který určuje přeslech z kanálu 2 do kanálu 1, po průchodu dolní propustí nenulový. Fáze uvažujeme pro maximální hodnotu výstupu, tedy rovny nule (2.49)

$$\begin{aligned}
w_{21}(t) &= \left(\frac{4A_2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} |H(n\omega_2)| \frac{1}{n} \sin(\pi\alpha n) \cos(n\omega_2 t - 2n\pi\phi_{x_2} + \arg(H(n\omega_2))) \right) \cdot \\
&\cdot \left(B(2\alpha - 1) + \frac{4B}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin(\pi\alpha m) \cos(m\omega_1 t - 2m\pi\phi_y) \right) = \\
&= B(2\alpha - 1) \cdot \frac{4A_2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} |H(n\omega_2)| \frac{1}{n} \sin(\pi\alpha n) \cos(n\omega_2 t - 2n\pi\phi_{x_2} + \arg(H(n\omega_2))) + \tag{2.47} \\
&+ \frac{4A_2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} |H(n\omega_2)| \frac{1}{n} \sin(\pi\alpha n) \cos(n\omega_2 t - 2n\pi\phi_{x_2} + \arg(H(n\omega_2))) \cdot \\
&\cdot \frac{4B}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin(\pi\alpha m) \cos(m\omega_1 t - 2m\pi\phi_y).
\end{aligned}$$

První sčítanec ve vztahu (2.47) bude potlačen dolní propustí, neboť bude na násobcích kmitočtu $m\omega_1$, ale je nutné zjistit, za jakých podmínek projde druhý sčítanec definovaný výrazem (2.48) dolní propustí (viz definice filtru na Obr. 2-6)

$$\cos(n\omega_2 t - 2n\pi\phi_{x_2} + \arg(H(n\omega_2)) - m\omega_1 t + 2m\pi\phi_y). \quad (2.48)$$

V případě, pokud by fázový rozdíl mezi signály byl roven

$$2m\pi\phi_y - 2n\pi\phi_{x_2} + \arg(H(n\omega_2)) = \frac{\pi}{2}, \quad (2.49)$$

pak se signál popsaný výrazem (2.48) na výstup nedostane a uvedený přeslech bude roven nule, protože signály budou navzájem ortogonální (k tomuto závěru jsme však již došli ve výrazu (2.46)), ale vzhledem k tomu, že fázi v tomto případě uvažujeme rovnou nule (tj. nejhorší případ pro přeslech)

$$2m\pi\phi_y - 2n\pi\phi_{x_2} + \arg(H(n\omega_2)) = 0, \quad (2.50)$$

pak se na výstup dolní propusti dostanou signály z (2.48) pro které platí

$$g \cdot (n\omega_2 - m\omega_1) = 0, \quad \forall g \in Z. \quad (2.51)$$

Toto je důležité zjištění, po jeho rozšíření i pro ostatní kanály reprezentuje skutečnost, že na výstup se kromě stejnosměrné složky působící od prvního kanálu dostanou i příspěvky působící od ostatních kanálů v případě, že jsou si jejich kmitočty či jejich vyšší harmonické rovny. Nenulové hodnotě levé strany výrazu (2.51) by se dalo dosáhnout pouze použitím vhodných iracionálních hodnot kmitočtů (v případě volby jiných než iracionálních hodnot kmitočtů by totiž u vyšší či nižší vyšší harmonické došlo k rovnosti kmitočtů $n\omega_2 = m\omega_1$) a pak by platilo

$$z_1(t) = \frac{4A_1B}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} |H(n\omega_1)| \frac{1}{n^2} (1 - \cos(2\pi\alpha n)) \cos(2\pi n(\phi_y - \phi_{x_1}) + \arg(H(n\omega_1))). \quad (2.52)$$

Přeslechy by byly v tomto případě nulové a výstup Lock-In zesilovače by byl úměrný pouze kanálu 1.

Volba iracionálních hodnot kmitočtů však v případě realizace není reálná, a tak se přeslechům nedá zcela zabránit. Je nutné je minimalizovat vhodnou volbou jednotlivých kmitočtů a vhodným nastavením filtru předzesilovače a dolní propusti.

Bohužel navíc k signálům, pro které platí vlastnosti uvedené ve výrazu (2.51), se na výstup dolní propusti dostanou také signály, které se vejdou do jejího propustného pásma, tj. signály pro které platí

$$|g \cdot (n\omega_2 - m\omega_1)| < \omega_c, \quad \forall g \in Z. \quad (2.53)$$

Vztahu (2.53) vyhovují signály, které mají rozdíl jakéhokoliv násobku jejich vyšších harmonických v absolutní hodnotě menší než mezní kmitočet dolní propusti. Vyplyvá z něho tak nutnost užití dolní propusti s co nejnižším mezním kmitočtem, aby se co nejvíce potlačily nežádoucí přeslechy. Bohužel na druhou stranu jsme u této volby omezení maximálním kmitočtem měřeného signálu (obvykle neměříme pouze stejnosměrnou složku), a tak je nutné volit kompromisní řešení mezi přeslechy a šířkou pásma měřeného signálu. Přeslechy se dají navíc ještě omezit vhodnou kmitočtovou charakteristikou užitého předzesilovače, který má šířku pásma selektivně naladěnu na užitě kmitočty (kapitola 3.1.1.5).

Nyní určíme, jakou maximální velikost může přeslech nabývat a ověřit, zda-li nebude mít zásadní vliv na nejistotu celého měření a tudíž potvrdit vhodnost této upravené Lock-In metody pro vícekanálová měření slabých optických signálů. Ověříme to opět na přeslechu z kanálu 2 do kanálu 1, vycházíme tedy ze vztahu (2.47). První sumu ze vztahu pro zjednodušení nahradíme harmonickou funkcí s kmitočtem $l\omega_2$ a amplitudou K_l . Výstupní signál z násobičky $w_{21}(t)$ vstupuje dolní propusti a z ní vychází signál $z_{21}(t)$. Dolní propust odfiltrovala všechny součtové kmitočtové složky a ve výstupním signálu zůstaly pouze kmitočtové složky splňující podmínku danou výrazem (2.53)

$$w_{21}(t) = K_l \cos(l\omega_2 t) + \left(\frac{4A_2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} |H(n\omega_2)| \frac{1}{n} \sin(\pi cn) \cos(n\omega_2 t - 2n\pi\phi_{x_2} + \arg(H(n\omega_2))) \right) \cdot \frac{4B}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin(\pi cm) \cos(m\omega_1 t - 2m\pi\phi_y) \quad (2.54)$$

$$z_{21}(t) = \frac{16A_2B}{\pi^2} \cdot \sum_{g=1}^{\infty} |H(g\omega_2)| \frac{1}{g^2} \frac{1}{nm} \sin(\pi cmg) \sin(\pi cmg) \cos((n\omega_2 - m\omega_1)gt + 2mg\pi\phi_y - 2ng\pi\phi_{x_2} + \arg(H(g\omega_2))). \quad (2.55)$$

Fázi volíme opět pro nejhorší případ přeslechu rovnou nule vzhledem k tomu, že ve více než dvoukanálové variantě její změna smysl nedává (viz předchozí zdůvodnění), tak lze výraz (2.55) dále zjednodušit

$$z_{21}(t) = \frac{8A_2B}{\pi^2} \sum_{g=1}^{\infty} |H(ng\omega_2)| \frac{1}{g^2} \frac{1}{n} \frac{1}{m} \sin(\pi cmg) \sin(\pi cmg) \cos((n\omega_2 - m\omega_1)gt). \quad (2.56)$$

Abychom mohli velikost přeslechu porovnat s hodnotou výstupu od kanálu 1 (2.51) a určit maximální chybu způsobenou přeslechy, je třeba výraz (2.56) vyčíslit. K rovnosti kmitočtů pod kosinem ve výrazu (2.56) dochází v případě splnění podmínky (2.51) a ta je splněna v případě, že

$$m = \frac{\omega_2}{\omega_1} n = \frac{f_2}{f_1} n, m \in N. \quad (2.57)$$

Pro co největší potlačení přeslechů je nutné zajistit, aby byly vyšší harmonické n a m co nejvyšší a tudíž je třeba volit kmitočty f_1 a f_2 tak, aby měly co největší jejich nejmenší společný násobek (ideální by bylo volit iracionální kmitočty). Obvykle základní referenční kmitočet f_1 vyplývá z aplikace a k němu volíme podle výše uvedeného pravidla další. Nyní uvažujme několik různě zvolených kmitočtů; nejprve zvolíme kmitočet f_2 od 10 % větší než f_1 , $f_2 = 1,1f_1$, pak

$$m = \frac{1,1f_1}{f_1} n = \frac{11}{10} n \rightarrow n = 10, m = 11. \quad (2.58)$$

Dále uvažujme situaci, kdy bude rozdíl kmitočtů 1%, $f_2 = 1,01f_1$

$$m = \frac{1,01f_1}{f_1} n = \frac{101}{100} n \rightarrow n = 100, m = 101. \quad (2.59)$$

Pro 2% rozdíl kmitočtů, $f_2 = 1,02f_1$

$$m = \frac{1,02f_1}{f_1} n = \frac{102}{100} n = \frac{51}{50} n \rightarrow n = 50, m = 51. \quad (2.60)$$

Nakonec pro 3% rozdíl kmitočtů, $f_2 = 1,03f_1$

$$m = \frac{1,03f_1}{f_1} n = \frac{103}{100} n \rightarrow n = 100, m = 103. \quad (2.61)$$

V prvním případě byl nejmenší společný násobek obou kmitočtů roven $110f_1$, ve druhém případě $10100f_1$, ve třetím případě $2550f_1$ a ve čtvrtém případě $10300f_1$. V Tab. 2-1 je uvedena velikost přeslechů a relativní chyba ve srovnání s ideálním maximálním přenosem bez přeslechů (tj. plný rozsah, za uvažovaných podmínek je roven 0,72), při uvažování $\alpha = 0,1$ a $|H(n g \omega_2)| = 1$, $A_1, A_2 = 1$, $B = 2$ a nulovém časovém posunu způsobující maximální přenos a výpočtu prvních 100 harmonických ($g\epsilon < 1; 100 >$) při dosazení do výrazů (2.52) a (2.56). Ve výrazu (2.56) uvažují sinové složky maximální, pro nejhorší případ přeslechu, rovny jedné.

Volba kmitočtu	Nejmenší společný násobek	Absolutní velikost přeslechu	Relativní chyba při plném rozsahu
$f_2 = 1,1f_1$	$110f_1$	$24 \cdot 10^{-3}$	3,33 %
$f_2 = 1,01f_1$	$10100f_1$	$262 \cdot 10^{-6}$	0,037 %
$f_2 = 1,02f_1$	$2550f_1$	$1,039 \cdot 10^{-3}$	0,146 %
$f_2 = 1,03f_1$	$10300f_1$	$257 \cdot 10^{-6}$	0,036 %

Tab. 2-1 Porovnání velikosti přeslechů při různé volbě kmitočtů

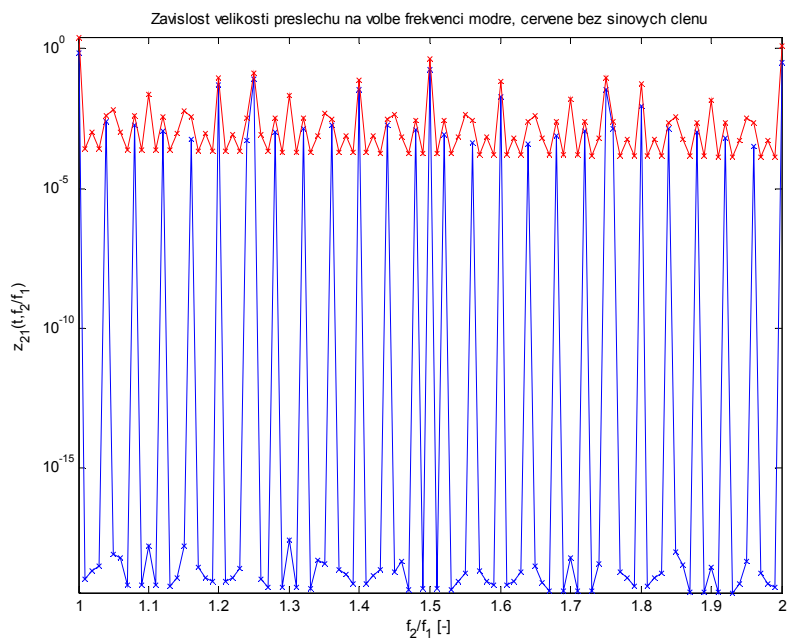
Tabulka potvrzuje pravidlo uvedené výše, že vyšší nejmenší společný násobek kmitočtů představuje vyšší n a m a tudíž vyšší potlačení přeslechů, a tím menší relativní chybu. Nezáleží zde na absolutní velikosti obou kmitočtů, ale na jejich nejmenším společném násobku, ten určuje velikost přeslechu.

Tab. 2-1 potvrzuje vhodnost upravené Lock-In metody pro aplikaci na vícekanálová měření slabých optických signálů, neboť je vidět, že při vhodně zvolených kmitočtech se dají přeslechy účinně eliminovat a nebrání jejímu využití.

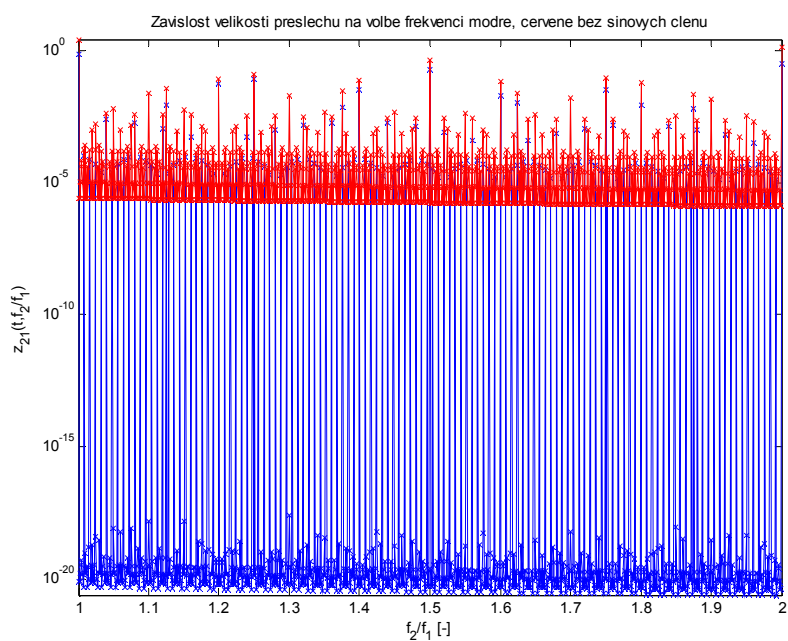
Posledním jevem, který je nutné ověřit, je vliv promítání změny kmitočtu do velikosti přeslechů. Je třeba totiž uvažovat, že v praktické realizaci nebudou mít všechny kmitočty stálou, pevnou hodnotu, nýbrž že se kmitočet bude v čase mírně měnit vlivem neideálního technického provedení realizace, a proto je nutné zjistit, zda-li nebude mít toto kolísání kmitočtu negativní vliv na velikost přeslechů.

Na Obr. 2-11 a Obr. 2-12 je uvedena závislosti absolutní velikosti přeslechů na volbě poměru mezi kmitočty; na prvním pro změnu kmitočtu po procentech a na druhém obrázku pro změnu po promilích. Grafy zobrazují křivky vypočtené dosazením do vzorce (2.56) s uvažováním $\alpha = 0,1$, $|H(n g \omega_2)| = 1$, $A_1, A_2 = 1$, $B = 2$ a výpočtu prvních 100 harmonických ($g\epsilon < 1; 100 >$). Na grafech je vyznačena modrou barvou hodnota přeslechu (výrazu 2.56) a

červenou barvou hodnota přeslechu bez obou sinových členů ve výrazu (2.56). V případě jednotkového poměru kmitočtů je výsledek 0,72, což je v souladu s předchozími výsledky pro ideální výstup bez přeslechů. Červené špičky v obou grafech reprezentují nízké nejmenší společné násobky kmitočtů a modré také, ale jen v případech, kde nejsou tlumené funkcí sinus.

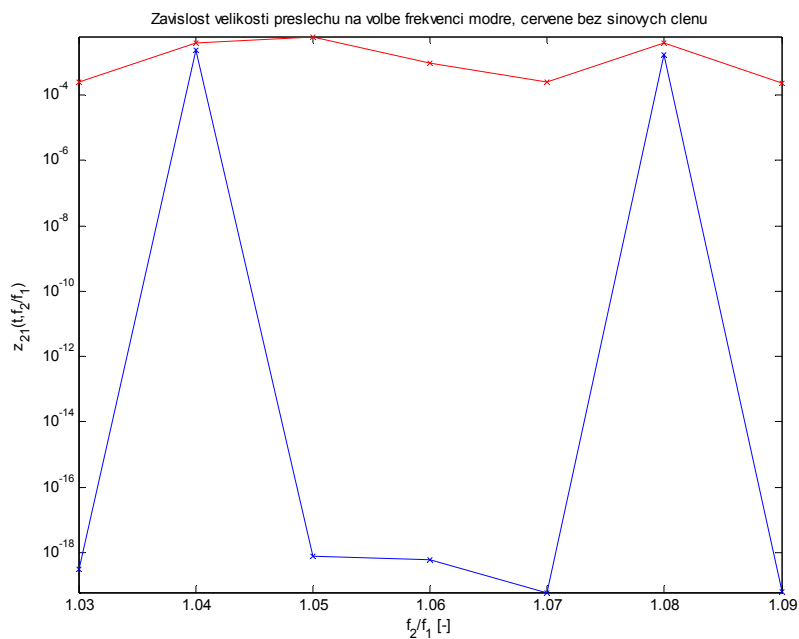


Obr. 2-11 Závislost velikosti přeslechů na volbě kmitočtů při 1% změně

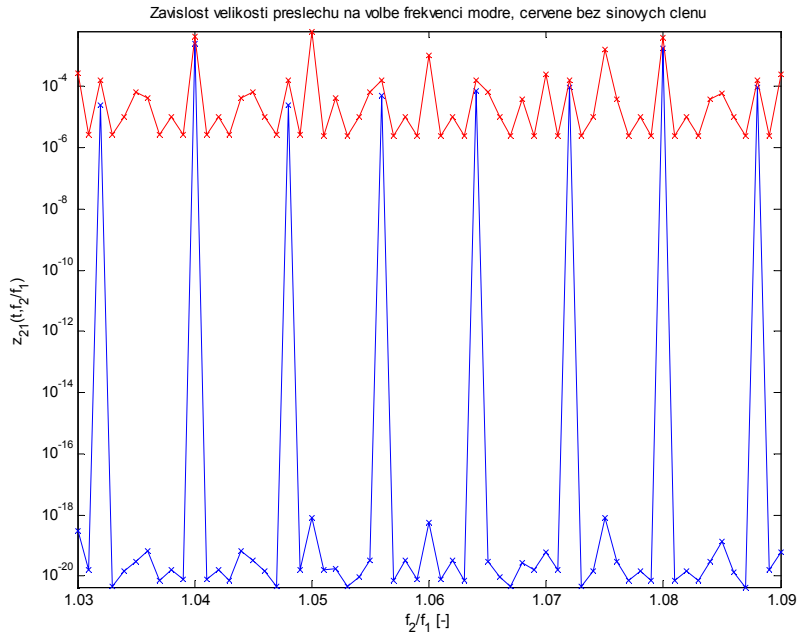


Obr. 2-12 Závislost velikosti přeslechů na volbě kmitočtů při 0,1% změně

Na Obr. 2-13 a Obr. 2-14 jsou zobrazeny výřezy z grafů na Obr. 2-11 resp. Obr. 2-12. Z prvního grafu bychom mohli nabýt domněni, že pokud zvolíme kmitočtový poměr např. 1,06, pak při změně kmitočtového poměru na hodnoty v intervalu (1,05;1,07) zůstane přeslech stále v řádu 10^{-18} . Avšak při pohledu na druhý graf je patrné, že v tomto intervalu kmitočtů se tak nízkého přeslechu docílit nepodaří, neboť např. pro kmitočtový poměr 1,056 je přeslech již v řádu 10^{-5} . Proto je vhodnější se pro určení přeslechu při změně kmitočtů orientovat dle reálnějšího odhadu, který tlumení ve svém výpočtu neuvažuje (v grafu je červeně vyznačený) a každou kmitočtovou změnu je třeba posoudit zvlášť pro konkrétní hodnoty kmitočtů a jim odpovídající hodnoty nejmenších násobků. Ideální je, pokud jsou při technické realizaci všechny kmitočty generovány na základě stejné časové základny, pak je stabilita poměrů jednotlivých kmitočtů zajištěna a nemůže docházet ke zvýšení velikosti přeslechů.



Obr. 2-13 Detail závislosti velikosti přeslechů na volbě kmitočtů při 1% změně



Obr. 2-14 Detail ze závislosti velikosti přeslechů na volbě kmitočtů při 0,1% změně

Z výše uvedených grafů a vztahů vyplývá, že volbou vhodných kmitočtů dokážeme přeslechy mezi kanály, tj. nežádoucí příspěvky od ostatních kanálů do výstupního signálu, účinně eliminovat, ale je nutné brát v úvahu také změnu jednotlivých kmitočtů a jí způsobenou změnu přeslechů, protože ta může úroveň přeslechů zvýšit.

Pokud se vrátíme zpět ke vzorci (2.56), potvrdíme zmíněné metody, jakými se dají přeslechy minimalizovat:

1. Díky členu $|H(n\omega_2)|$ je možné v předzesilovači utlumit vyšší harmonické, na kterých dochází ke shodě kmitočtů s referenčním signálem.
2. Díky členům $1/n$ a $1/m$ mají přeslechy nízkou amplitudu a jsou tlumeny (pokud kmitočty nastavíme tak, že ke shodě dochází až při vyšších harmonických).
3. Díky členu $\cos((n\omega_2 - m\omega_1)gt)$ je možné dolní propustí s malou šířkou pásma spolu s vhodně zvolenými kmitočty f_1 a f_2 zajistit splnění podmínky (2.53) až v oblasti vysokých vyšších harmonických a tedy nižší hodnotě členů $1/n$ a $1/m$.
4. Všechny tři metody výše uvedené vyžadují vhodně nastavené kmitočty f_1 a f_2 i s ohledem na citlivost změny kmitočtu na velikost přeslechů.

Analogickým postupem dostaneme vzorce pro výpočet přeslechů mezi ostatními kanály.

Z této kapitoly vyplynulo, že vícekanálová upravená Lock-In metoda je vhodná pro aplikaci optoelektronického zesilovače, při návrhu je však nutné respektovat níže uvedené skutečnosti.

Časový posuv mezi měřeným a referenčním signálem je třeba eliminovat a snížit vhodným posuvem referenčního signálu tak, aby do násobičky v Lock-In zesilovači vstupovaly pokud možno oba signály ve fázi. Tento posuv by měl v sobě zahrnovat i eliminaci fázového posuvu předzesilovače.

Alespoň jeden signál vstupující do Lock-In zesilovače (měřený nebo referenční) je nutné volit tak, aby měl potlačenou stejnosměrnou složku, protože jinak se na výstupu Lock-In zesilovače objeví součin stejnosměrné složky referenčního signálu a stejnosměrné složky měřeného signálu.

V případě více než dvoukanalového systému přeslechům mezi jednotlivými kanály nelze bohužel zabránit, lze je pouze částečně potlačit, avšak na takovou úroveň, že nepředstavují překážku zabraňující aplikaci této upravené Lock-In metody na detekci slabých optických signálů.

Přeslechy je možné snížit vhodnou volbou jednotlivých referenčních kmitočtů, aby k jejich rovnosti došlo při co nejvyšších harmonických, kde je velikost přeslechu již významně utlumena.

Přeslechy lze dále snížit návrhem pásmové propusti předzesilovače a to tak, že její propustné pásmo bude ležet v oblasti referenčních kmitočtů jednotlivých signálů a vyšší harmonické referenčních signálů budou ležet v nepropustném pásmu. Předzesilovač by měl mít co nejvíce lineární kmitočtovou fázovou charakteristiku, tj. ideálně konstantní skupinové zpoždění pro oblast referenčních kmitočtů tak, aby se dalo toto zpoždění zcela potlačit.

Vhodným návrhem dolní propusti Lock-In zesilovače s nízkým mezním kmitočtem je možné snížit úroveň přeslechů, avšak šířka pásma dolní propusti omezuje i šířku pásma měřeného signálu, a proto je nutné volit kompromisní řešení vhodné pro danou aplikaci.

Volba mezního kmitočtu dolní propusti Lock-In zesilovače také ovlivňuje poměr signál-šum na výstupu, protože výkon šumu na výstupu je přímo úměrný šířce pásma této dolní propusti, a proto by měla být šířka pásma dolní propusti volena co nejnižší (kapitola 2.1).

Při respektování těchto podmínek je upravená Lock-In metoda při uvažování výše uvedených omezení schopná vyvážit z jednoho společného signálu jednotlivé příspěvky odpovídající

příslušným referenčním signálům a oproti vstupu razantně zvýšit poměr signál-šum SNR na výstupu a tudíž je vhodným řešením pro aplikaci optoelektronického zesilovače na citlivá měření optických signálů, což bylo hlavním cílem této práce.

3 Optoelektronický zesilovač – návrh a realizace

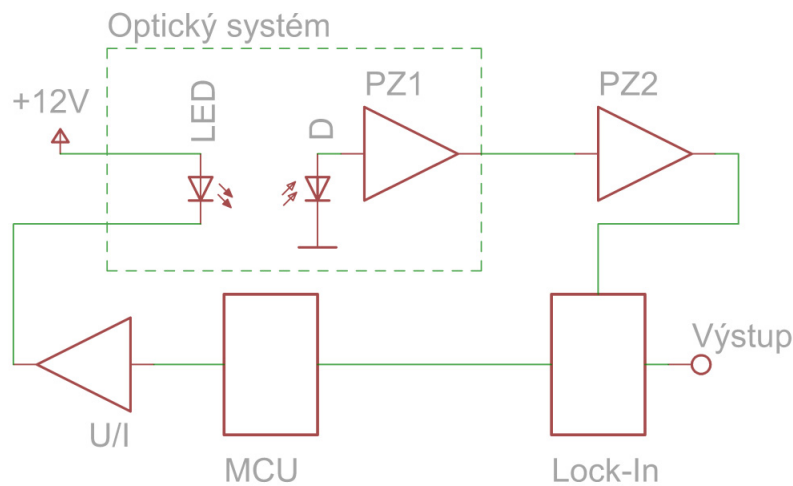
Tato kapitola je zaměřena na návrh a realizaci optoelektronického zesilovače pro zesilování slabých optických signálů, který bude založený na upravené Lock-In metodě s aplikací na detekci polymerázové řetězové reakce PCR. Kapitola je rozdělena na dvě části; v první části bude popsána elektronická část měřicího systému a druhá část se bude věnovat optické části měřicího systému.

3.1 Elektronická část optoelektronického zesilovače

Celý návrh nejprve provedeme pro jednokanálové schéma optoelektronického zesilovače a v další podkapitole jej rozšíříme na vícekanálové schéma.

3.1.1 Jednokanálové schéma

Na Obr. 3-1 je znázorněno blokové schéma jednokanálové verze optoelektronického zesilovače, které jsem navrhnul pro aplikaci na měření slabých fluorescenčních signálů, konkrétně na aplikaci detekce polymerázové řetězové reakce.



Obr. 3-1 Jednokanálové schéma optoelektronického zesilovače

Mikrokontrolér MCU generuje referenční signál pro převodník napětí/proud U/I a pro Lock-In zesilovač. Převodník napětí/proud U/I převádí napěťový signál z generátoru na proudové pulsy, kterými je přímo buzena svítivá dioda LED (Light Emitting Diode). LED emituje optické záření o vhodné vlnové délce, které dopadá na měřený vzorek. Část z tohoto optického signálu měřený vzorek absorbuje a vrací ve formě fluorescenčního optického signálu zpět na fotodiodu D. Signál z fotodiody je následně zesílen prvním předzesilovačem PZ1. LED, detekční fotodioda a první předzesilovač PZ1 jsou umístěny v optickém systému

(kapitola 3.2), protože optický systém zajišťuje nízký útlum optických signálů (jak budícího tak měřeného) a také potlačuje díky stínění rušení, které by se mohlo přenést do měřeného signálu. Předzesílený signál následně vstupuje do předzesilovače PZ2, který funguje jako zesilující pásmová propust. Dále signál vstupuje do Lock-In zesilovače, kde je vynásoben s referenčním signálem z mikrokontroléru MCU a filtrován dolní propustí, která propustí pouze jeho nízkofrekvenční složky, které jsou úměrné amplitudě měřeného signálu dopadajícího na fotodiodu.

3.1.1.1 Výběr LED

LED pro aplikaci na detekci slabých optických fluorescenčních signálů by měla mít vysoký výkon z důvodu maximálního vybuzení měřeného vzorku a vlnovou délku emitujícího optického signálu v oblasti 500 nm. S ohledem na tato kritéria byla zvolena 5mm LED ETG-5CE490-15 od firmy ETG Corporation, se špičkou vyzařování v oblasti 490 nm, úzkým vyzařovacím úhlem 15° a svítivostí 6 cd (Tab. 3-1), [16]. Tato LED může být též buzena proudovými pulzy s amplitudou 100 mA při kmitočtu 1 kHz a střídě 0,1, což je pro tuto aplikaci na detekci PCR důležitý faktor a z těchto požadavků budeme vycházet při návrhu jednotlivých kmitočtů.

PARAMETER	CONDITION	SYMBOL	MIN	TYP	MAX	UNIT
POWER DISSIPATION		Pd		76		mW
PEAK EMISSION WAVELENGTH	If=20mA	λ_P		490		nm
FORWARD VOLTAGE	If=20mA	VF		3.80		V
REVERSE CURRENT	VR=5V	Ir			50	μ A
LUMINOUS INTENSITY	If=20mA	Iv	5000	6000	7000	mcd
VIEWING ANGLE	If=20mA	2 θ 1/2		15		deg

Tab. 3-1 Parametry LED ETG-5CE490-15 [16]

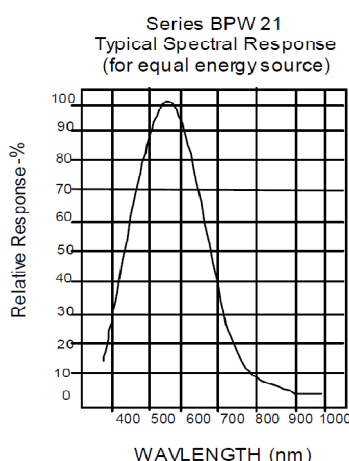
3.1.1.2 Výběr fotodiody

Fotodioda pro aplikaci na detekci PCR by měla mít citlivost nastavenou na oblast optického záření, které bude emitovat měřený vzorek, což je v našem případě cca 555 nm, dále nízký temný proud a nízkou parazitní kapacitu [17]. Pro aplikaci na detekci PCR byla zvolena fotodioda BPW21 od firmy Centronic [18]. Tato fotodioda má při fotovoltaickém režimu temný proud 8 pA a parazitní kapacitu 490 pF a špičku spektrální citlivosti na 560 nm (viz parametry uvedené v Tab. 3-2 a spektrální charakteristika na Obr. 3-2). Fotodioda bude provozována v napěťovém režimu s nulovým předpětím, protože ten zaručí lineární závislost

výstupního signálu na dopadajícím a dále nižší celkový šum vlivem utlumeného výstřelového šumu.

TYPICAL CHARACTERISTICS @ 23°C		
Active Area	7.5 mm ²	
Responsivity (Standard Illuminant A.2854°K)	7 nA.lux ⁻¹	
Wavelength for Peak Responsivity	560 nm	
Useful Wavelength Range	460-750 nm	
Maximum Operating Voltage	10 V	
Dark Current	2.0 nA U _r =5V	8 pA U _r =10mV
Capacitance	490 pF U _r =0V	170 pF U _r =5V
Noise Equivalent Power	1.4 x 10 ⁻⁵ lux.Hz ^{-1/2} U _r =5V	
Package (non isolated)	TO5	
Field of View	124 Degrees	

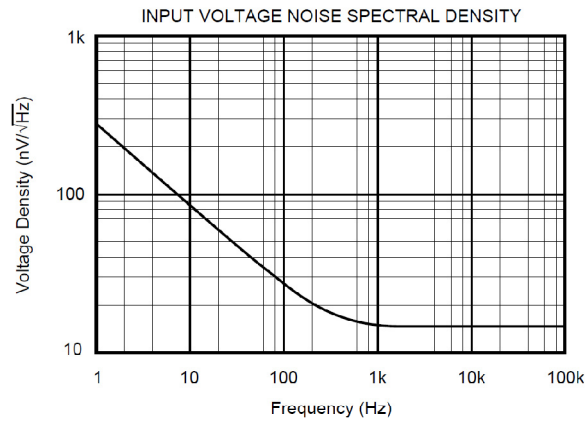
Tab. 3-2 Parametry fotodiody BPW21 [18]



Obr. 3-2 Spektrální závislost fotodiody BPW21 [18]

3.1.1.3 Výběr předzesilovače PZ1

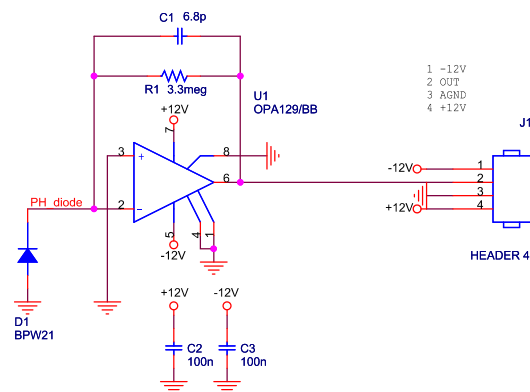
Další důležitým prvkem, který je nutné zvolit, je předzesilovač PZ1, který bude zesilovat signál z fotodiody. Předzesilovač provedeme v zapojení transimpedančního zesilovače [19], který bude založen na operačním zesilovači, u kterého je nutné klást velký důraz na nízkou vstupní spektrální hustotu šumového napětí, nízké klidové vstupní proudy a nízké vstupní kapacity [20]. Pro aplikaci optoelektronického zesilovače byl zvolen integrovaný obvod OPA129 od firmy Texas Instruments. Jedná se o operační zesilovač s velmi nízkými vstupními proudy (100 fA), s nízkým teplotním driftem a ofsetem a s nízkou spektrální hustotou šumového napětí 15nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ (Obr. 3-3) a je dodáván v pouzdru použitelném pro SMT (Surface Mount Technology) montáž typu SOIC8 [21].



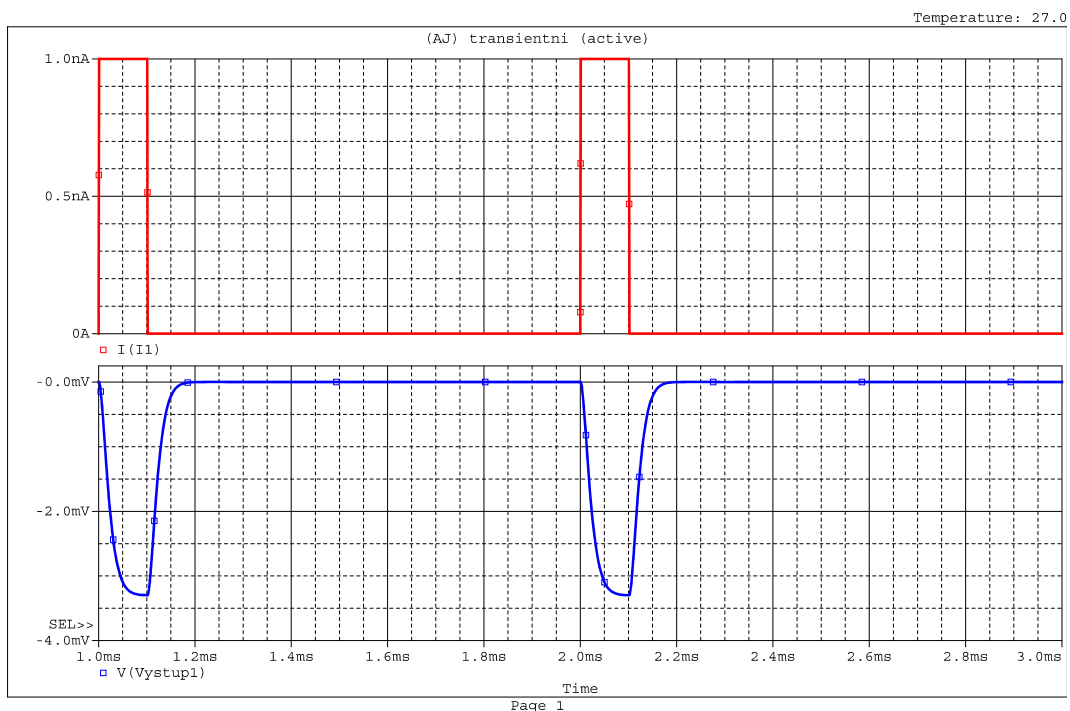
Obr. 3-3 Spektrální hustota šumového napětí OPA129 [21]

3.1.1.4 Návrh a realizace předzesilovače PZ1

Předzesilovač jsem navrhnul jako transimpedanční zesilovač s převodem napětí proud o hodnotě $3,3 \cdot 10^6$ V/A. Schéma předzesilovače je uvedeno na Obr. 3-4, signál z fotodiody je zesílen transimpedančním zesilovačem a vyveden na konektor. Celý předzesilovač byl umístěn do optického systému z důvodu nižších optických ztrát a lepších šumových poměrů.



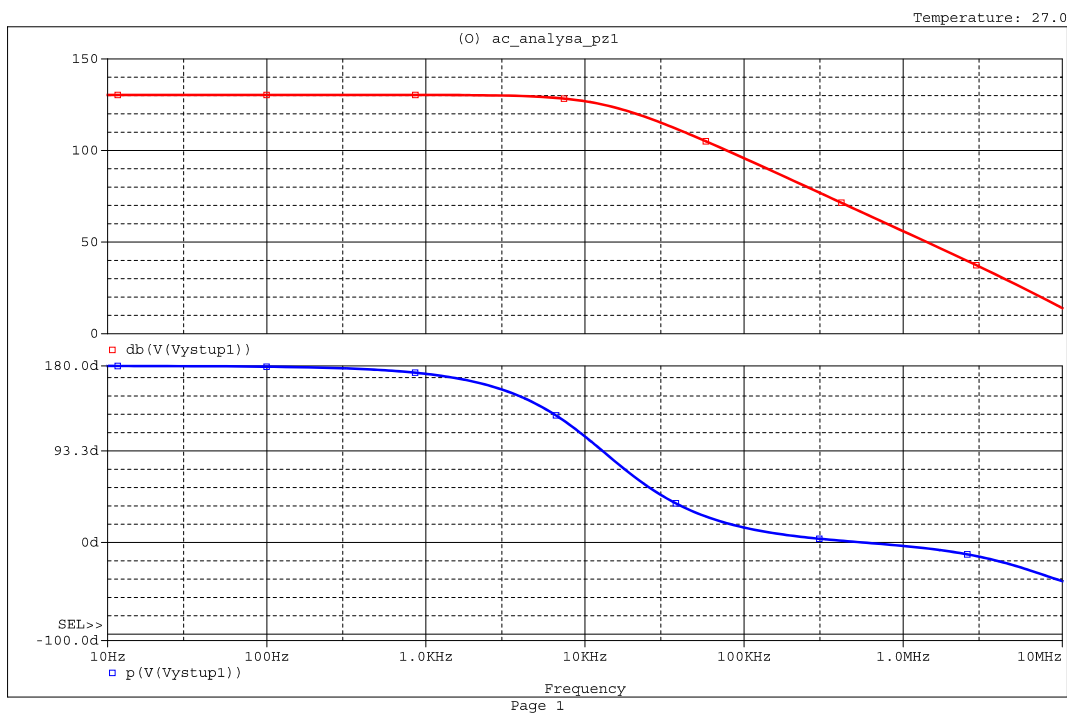
Obr. 3-4 Schéma předzesilovače PZ1 s fotodiadou



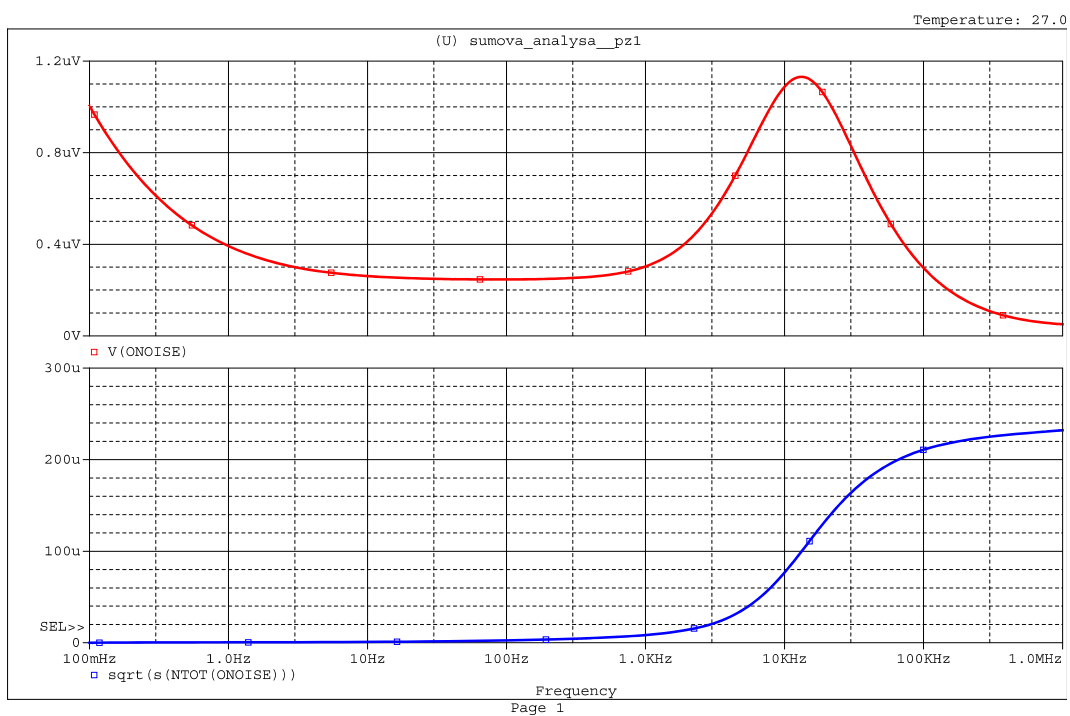
Obr. 3-5 Transientní analýza předzesilovače PZ1

Na Obr. 3-5 je zobrazena časová (transientní) analýza, kterou jsem získal simulací transimpedančního zesilovače při buzení obdélníkovými pulsy o kmitočtu 1 kHz a střídě 0,1 (červeně buzení a modře výstup) v programu PSpice. Zkreslení tvaru impulsů je způsobeno omezenou šířkou signálového pásma transimpedančního zesilovače. Šířka pásma je omezena volbou zpětnovazebního odporu a nutností zajištění stability operačního zesilovače.

Na Obr. 3-6 je zobrazena simulovaná kmitočtová charakteristika transimpedančního zesilovače. Červeně vyznačená modulová charakteristika je v oblasti nízkých kmitočtů rovna cca 130 dB, což odpovídá přenosu $3,3 \cdot 10^6$ V/A. Šířka pásma měřeného signálu, tj. 3dB pokles modulové charakteristiky odpovídá kmitočtu cca 7 kHz. Fázová charakteristika je v oblasti nízkých kmitočtů rovna 180° vzhledem k tomu, že zesilovač je invertující.



Obr. 3-6 Kmitočtová charakteristika předzesilovače PZ1



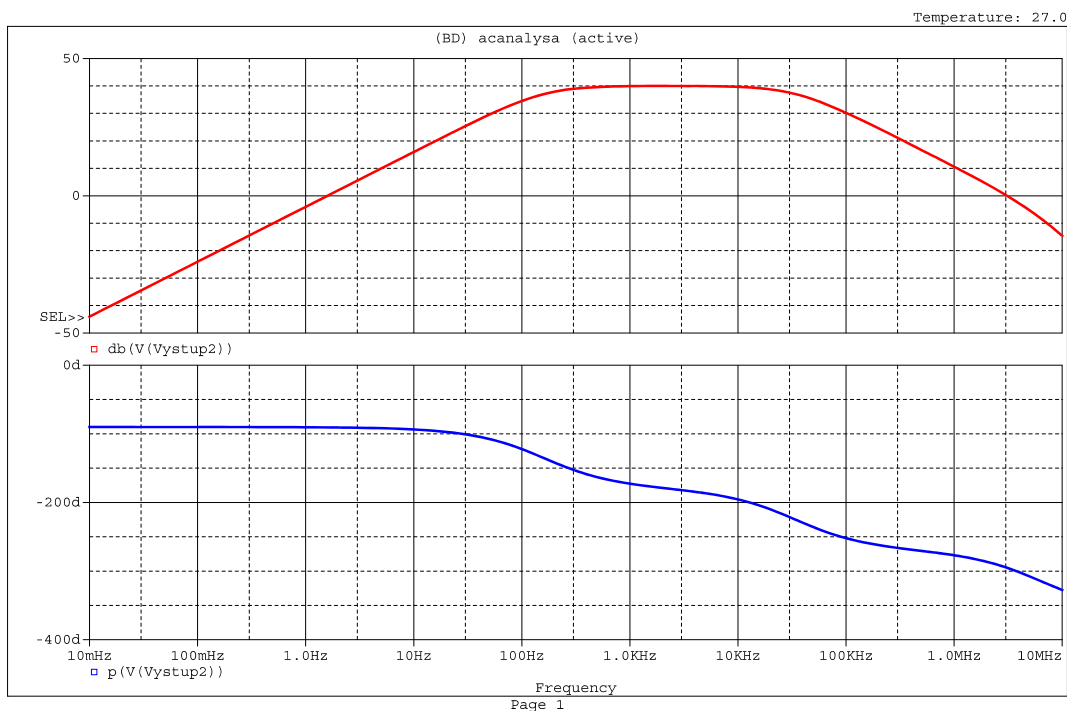
Obr. 3-7 Šumová analýza předzesilovače PZ1

Na Obr. 3-7 je zobrazena simulovaná šumová analýza transimpedančního zesilovače. Červenou barvou je zobrazena spektrální hustota šumového napětí na výstupu zesilovače, největším přispěvatelem je spektrální hustota šumového napětí, v oblasti nízkých kmitočtů dominuje šum $1/f$, zatímco v oblasti vyšších kmitočtů bílý šum [22]. Špička v oblasti 10 kHz

reprezentuje vysokofrekvenční šumový přenos (74,5) násobený spektrální hustotou šumového napětí ($15\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$) tj. cca $1100\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ [23]. Modře je zobrazeno celkové efektivní šumové napětí na výstupu zesilovače v závislosti na šířce pásma měřeného signálu.

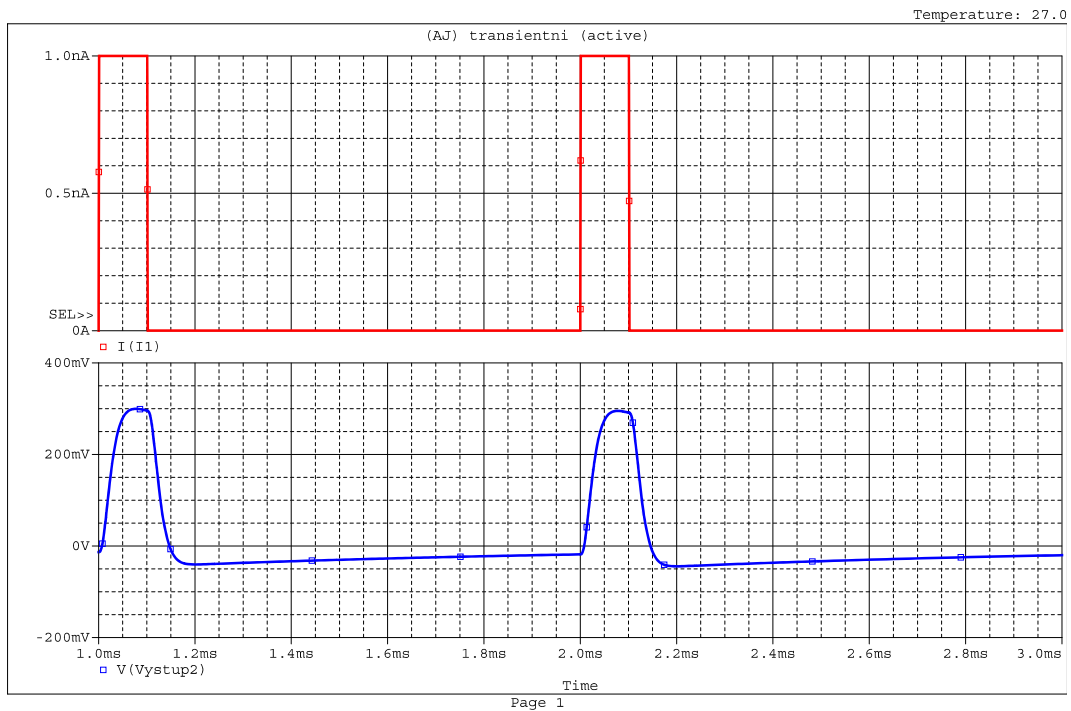
3.1.1.5 Návrh a realizace předzesilovače PZ2

Předzesilovač PZ2 jsem navrhnul v souladu se záměrem snížit přeslechy (kapitola 2.2) jako pásmovou propust, realizovanou operačním zesilovačem s RC článkem. Pásmovou propust jsem navrhnul s mezními kmitočty propustného pásma 159 Hz a 35 kHz, přenosem 40 dB v propustném pásmu a se sklonem 20 dB na dekádu v nepropustných pásmech. RC článek realizuje útlum nízkofrekvenčních složek a konečné zesílení operačního zesilovače realizuje útlum vysokofrekvenčních složek signálu. Kmitočtová charakteristika předzesilovače PZ2 je zobrazena na Obr. 3-8 (červeně modulová a modře fázová).

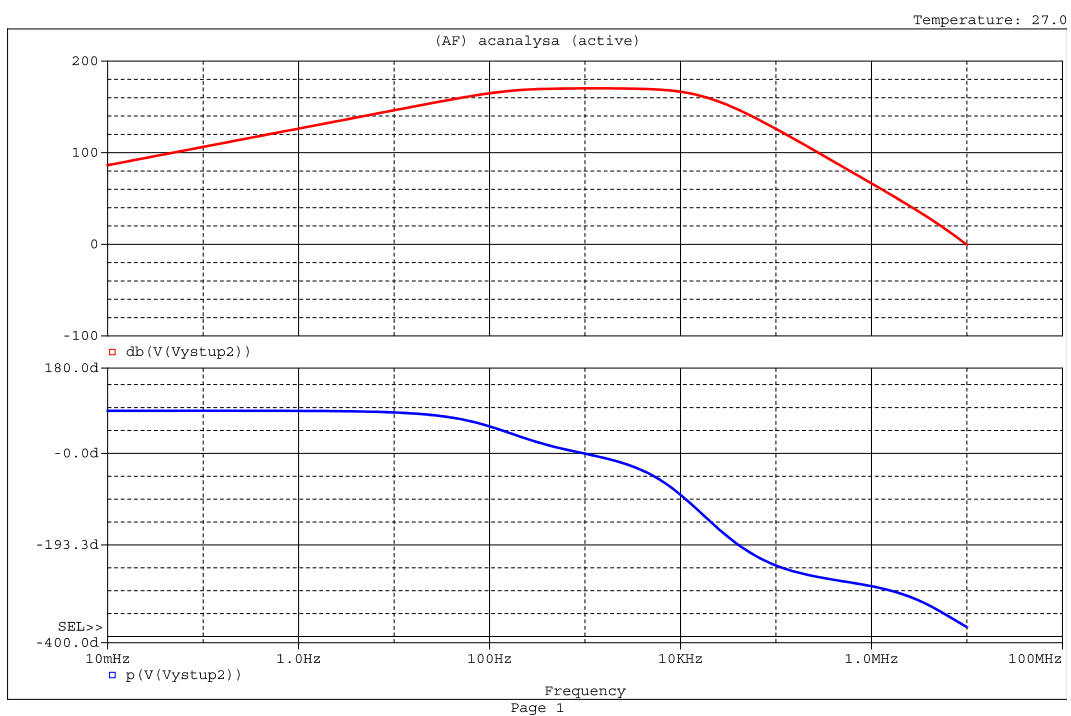


Obr. 3-8 Kmitočtová charakteristika předzesilovače PZ2

Tento předzesilovač zajistí další 100násobné zesílení měřeného signálu a dále potlačení jeho stejnosměrné složky a vyšších harmonických referenčních kmitočtů, které by jinak mohly přispět ke zvýšení přeslechů mezi jednotlivými kanály. Na Obr. 3-9 je vyobrazena simulace průchodu budicího signálu přes předzesilovače PZ1 a PZ2, oba zapojené v kaskádě.



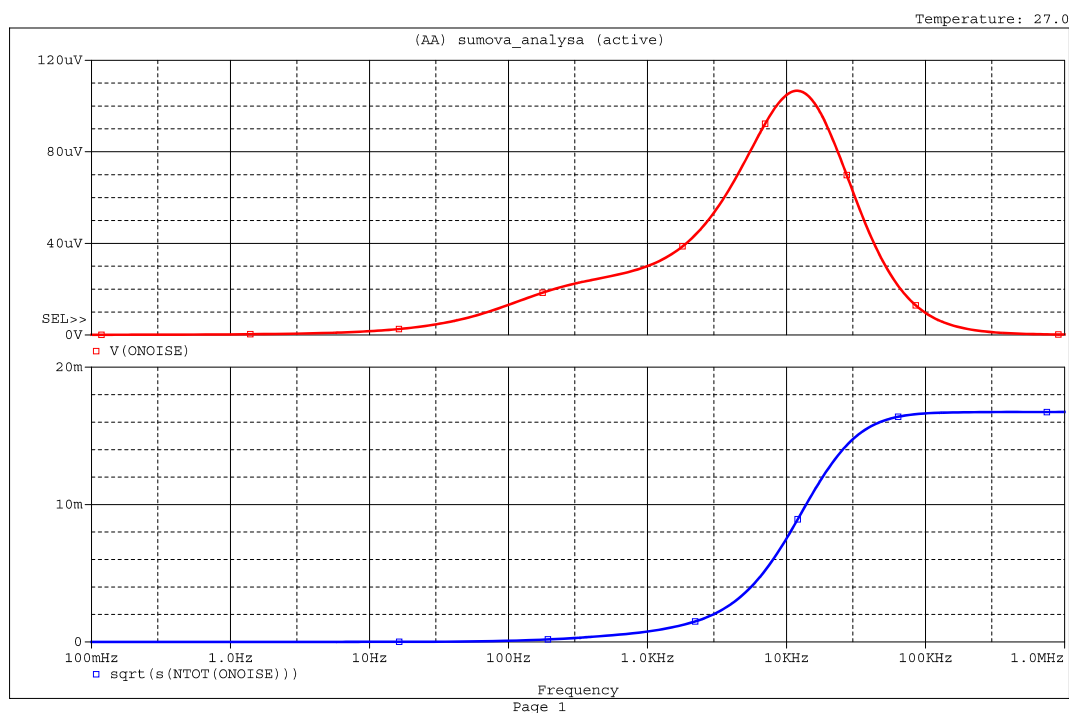
Obr. 3-9 Transientní analýza předzesilovače PZ1 a PZ2



Obr. 3-10 Kmitočtová analýza předzesilovače PZ1 a PZ2

Na Obr. 3-10 je zobrazena kmitočtová charakteristika obou předzesilovačů, v oblasti propustného pásma je celkový přenos 171 dB a odpovídající převod napětí/proud $3,3 \cdot 10^8$ V/A. Z fázové charakteristiky jsem změřil průměrné skupinové zpoždění v propustném pásmu 22 μ s, toto jsem verifikoval transientní simulací, z které vyšlo 23 μ s. Následným měřením

bylo toto zpoždění optimalizováno na 28 μ s a na tuto hodnotu bylo v mikrokontroléru nastaveno zpoždění mezi referenčním a měřeným signálem, aby výstup Lock-In zesilovače dosahoval maximální úrovně (kapitola 2.1 a kapitola 3.1.1.7).



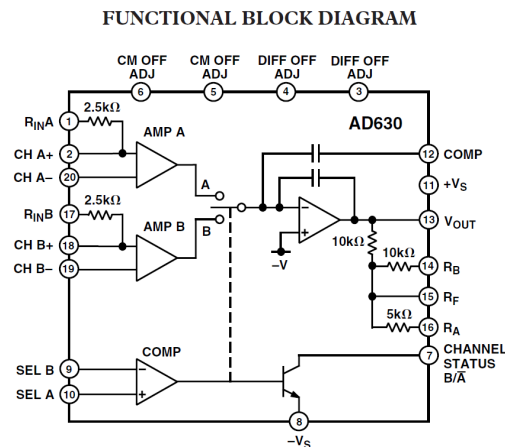
Obr. 3-11 Šumová analýza předzesilovače PZ1 a PZ2

Na Obr. 3-11 je uvedena červenou barvou spektrální hustota šumového napětí na výstupu zesilovače PZ2, tj. včetně šumového příspěvku zesilovače PZ1. Modře je závislost efektivní hodnoty šumového napětí na šířce pásma měřeného signálu. Z této charakteristiky jsem vypočetl dle kapitoly 2.1 a 2.2 úroveň šumu na výstupu Lock-In zesilovače viz Tab. 4-1.

3.1.1.6 Výběr Lock-In zesilovače

Z hlediska Lock-In zesilovače jsou obvykle kladeny podstatně větší nároky na jeho násobičku než na dolní propust, která násobičku následuje. Násobička by měla mít vysokou linearitu, velký dynamický rozsah, nízkou chybu offsetu, dostatečnou šířku pásma, nízké vzájemné přeslechy aj. Z těchto důvodů byla pro realizaci Lock-In zesilovače zvolena násobička AD630 od firmy Analog Devices [25]. Tato násobička má dynamický rozsah 100 dB a je realizována jako přepínaný precizní zesilovač, tj. nefunguje jako čistě analogová násobička, nýbrž jako dva přepínané přesné zesilovače s volitelným ziskem ± 1 nebo ± 2 . Referenční signál se přivádí do komparátoru a ten dle polarity signálu vybere buď invertující nebo neinvertující zesilovač, realizuje tedy násobení vstupního signálu obdélníkovým signálem s amplitudou 1 nebo 2 (také proto kapitola 2.2 teoreticky ověřovala vhodnost užití obdélníkového

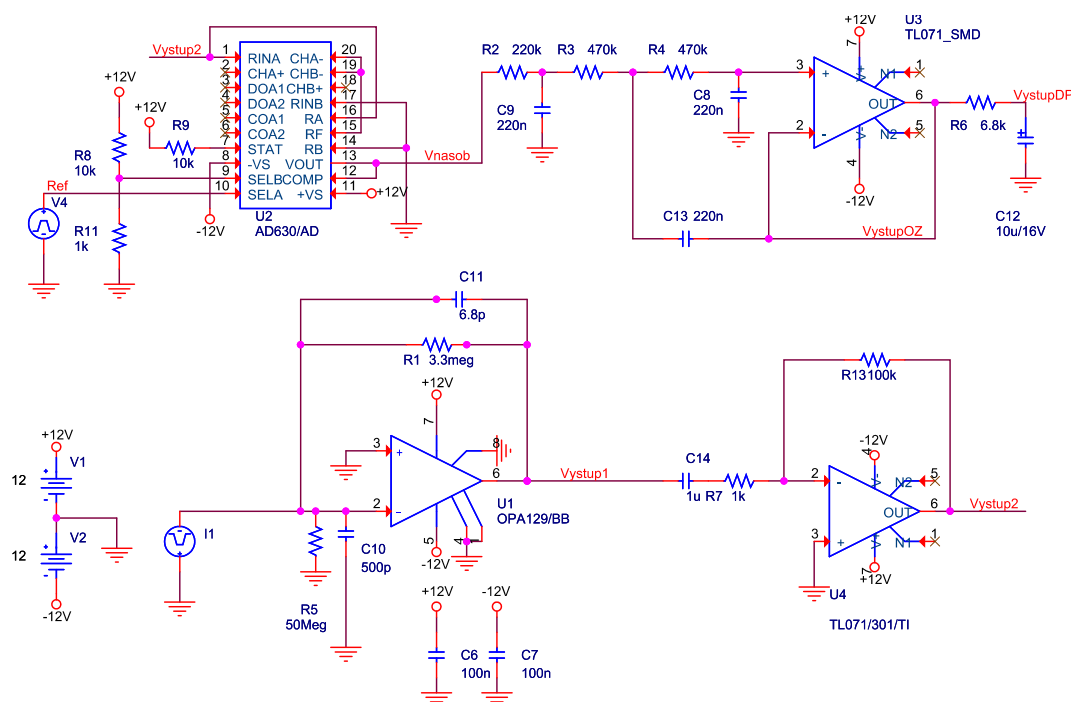
periodického signálu pro tuto aplikaci). Blokové schéma násobičky AD630 je zobrazeno na Obr. 3-12.



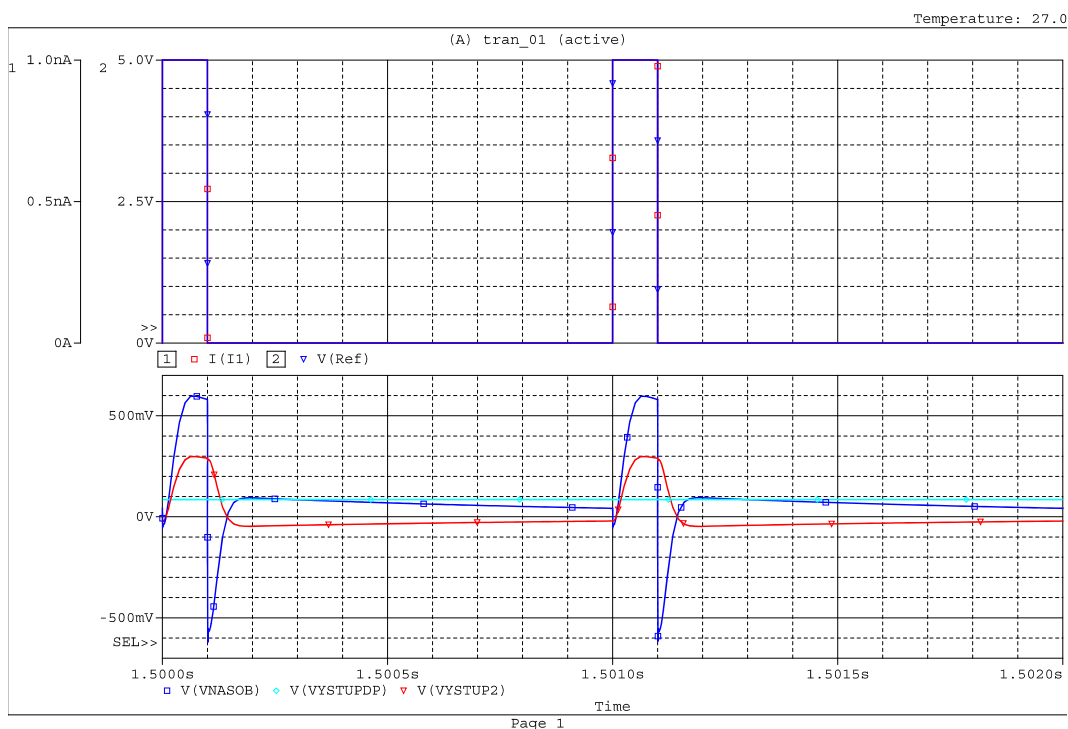
Obr. 3-12 Blokové schéma násobičky AD630 [25]

3.1.1.7 Návrh a realizace Lock-In zesilovače

Na Obr. 3-13 je uvedeno schéma jedнокanálového Lock-In zesilovače včetně předzesilovačů PZ1 a PZ2. Násobička je realizována zmíněným obvodem AD630, do kterého je zaveden signál z předzesilovače PZ2 *Vystup2* a referenční signál z mikrokontroléru *Ref* o kmitočtu 1 kHz, střídě 0,1 a amplitudě 5 V (na schématu znázorněno napěťovým zdrojem *V4*). Obvod AD630 v daném zapojení realizuje přesný zesilovač vstupního signálu s přenosem ± 2 . Celé zapojení je napájeno napájecím napětím ± 12 V, vzhledem k požadovanému vysokému maximálnímu výstupnímu rozkmitu násobičky. Signál z fotodiody je pro účely simulací simulován proudovým zdrojem *I1*, který generuje budící proudové pulsy o velikosti špička-špička 1 nA, kmitočtu 1 kHz a střídě 0,1. Signál *Vnasob* vystupující z násobičky vstupuje do filtru dolní propusti, která je realizována z části aktivním filtrem a z části pasivním. Aktivní filtr jsem realizoval ze standardního operačního zesilovače spolu s RC články zapojeným v topologii Sallen-Key a pasivní filtry jsem realizoval RC články. Dolní propust potlačí v souladu s kapitolou 2.1 šumový signál spolu s nežádoucími vyššími kmitočtovými složkami a výstupní signál Lock-In zesilovače *VystupDP* je pak výhradně přímo úměrný amplitudě signálu dopadající na fotodiodu.



Obr. 3-13 Schéma jednonábového Lock-In zesilovače



Obr. 3-14 Transientní analýza Lock-In zesilovače, posuv 0 μ s

Na Obr. 3-14 je uvedena transientní analýza jednonábového Lock-In zesilovače při nulovém časovém posuvu mezi referenčním a měřeným signálem (tj. signálem z fotodiody).

Na Obr. 3-15 je uvedena transientní analýza jednonábového Lock-In zesilovače při časovém posuvu 23 μ s mezi referenčním a budičím signálem.

V horní části obou grafů je vyznačen budicí signál I1 (červeně) a referenční signál *Ref* (modře). Ve spodní části je zobrazen výstupní signál z předzesilovače PZ2 *Vystup2* vstupující do násobičky (červeně), výstupní signál z násobičky *Vnasob* (tmavě modře) a výstupní signál z Lock-In zesilovače *VystupDP* (světle modře). Z grafů je vidět, že signál z předzesilovače PZ2 je opožděný oproti budicímu signálu, toto zpoždění je způsobeno oběma předzesilovači a vzhledem k výrazu (2.36) je nutné pro maximální přenos Lock-In zesilovače toto zpoždění eliminovat tak, že časovým posuvem referenčního signálu získáme nulový výsledný časový posuv mezi oběma signály. Odečtením z fázové charakteristiky (Obr. 3-10) bylo určeno časové zpoždění na 22 μs a při této transienční analýze bylo dále maximalizací přenosu Lock-In zesilovače zpřesněno na 23 μs .

Teoretický maximální přenos Lock-In zesilovače při nulovém časovém posuvu mezi referenčním a měřeným (budicím) signálem $(\phi_y - \phi_x) = 0$, jejich kmitočet $f_0, f_1 = 1 \text{ kHz}$, střídě $\alpha = 0,1$ a amplitudě $B = 2$, která odpovídá užité topologii násobičky AD630 je výraz (2.36) roven

$$z(t) = 0,72A. \quad (2.62)$$

V našem případě je při budicí proudové amplitudě 0,5 nA napětíová amplituda A rovna

$$A = \frac{10^{-9} \cdot 3,3 \cdot 10^8}{2} = 0,165V. \quad (2.63)$$

Při dosazení do (2.62) dostaneme maximální teoretický výstup Lock-In zesilovače

$$z(t) = 0,72A = 0,72 \cdot 0,165 = 0,1188V. \quad (2.64)$$

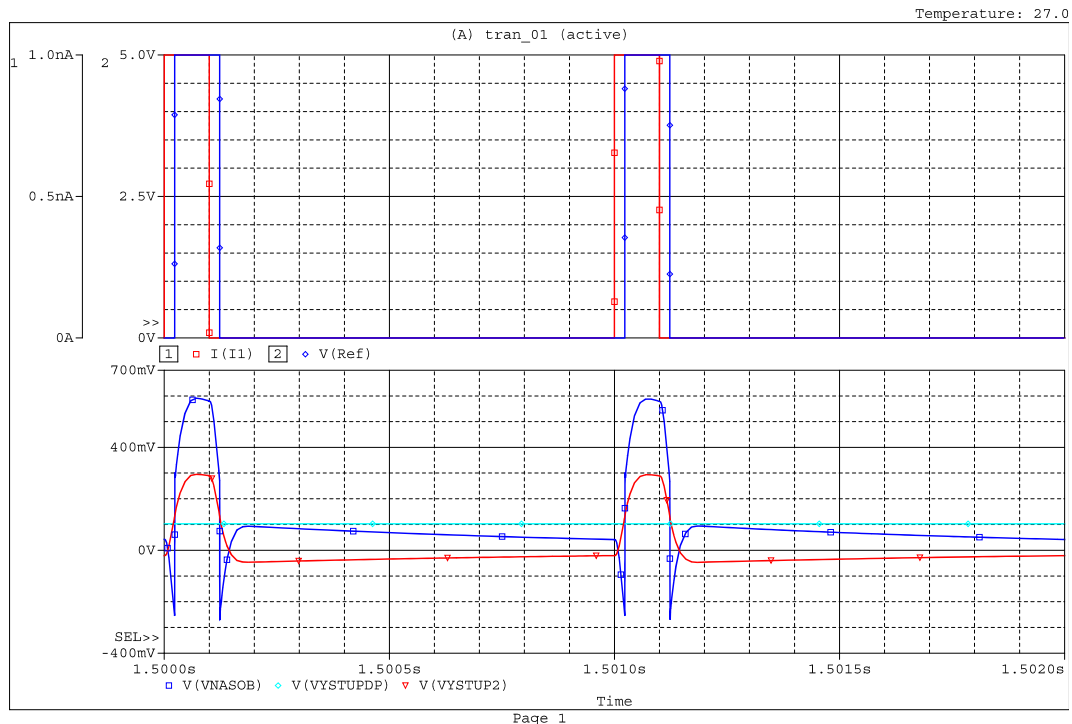
Porovnání s hodnotami výstupu, které byly získány transienční simulací (Obr. 3-14 a Obr. 3-15) uvádí Tab. 3-3.

Časový posuv referenčního signálu	z(t) max. teoretická	z(t) simulovaná	relativní chyba
0 μs	0,1188 V	0,085 V	28,3%
23 μs		0,103 V	13,3%

Tab. 3-3 Porovnání mezi maximálním teoretickým a simulovaným výstupem Lock-In zesilovače

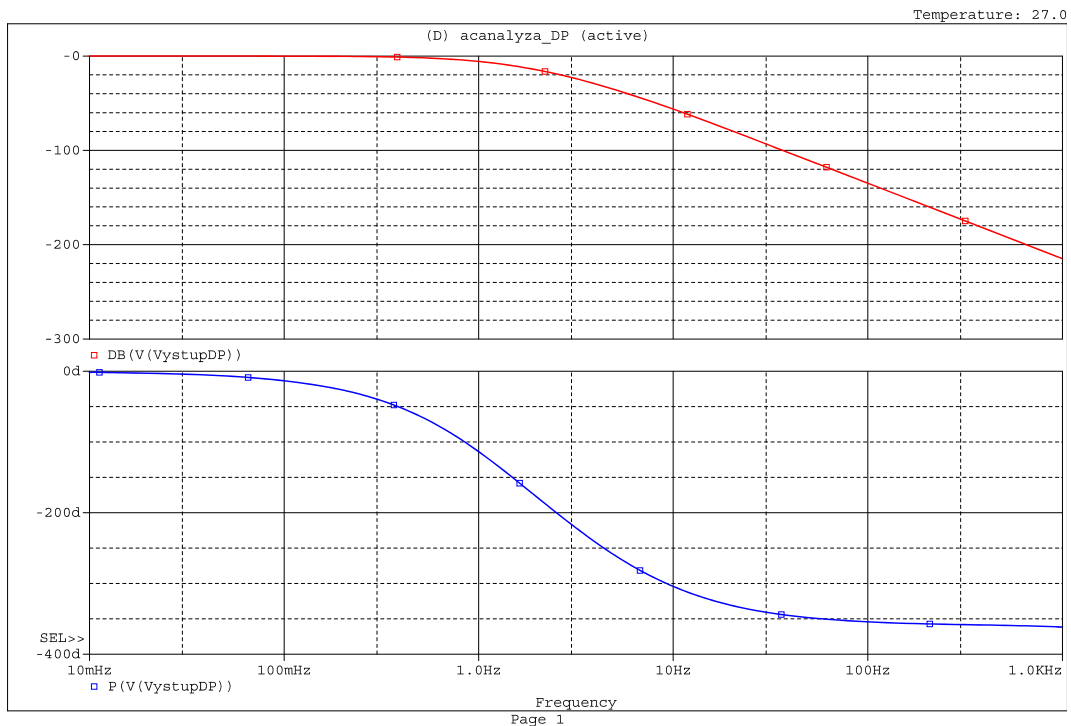
Z tabulky je vidět, že zvolíme-li referenční signál, který bude v čase o 23 μs opožděný za budicím signálem, úspěšně tím eliminujeme zpoždění vzniklé předzesilovačem PZ1 a PZ2 a dosáhneme pouze o 13,3 % nižší výstupní napětí Lock-In zesilovače než je teoretické

maximální možné, což s ohledem na celkový přenos systému v řádu 10^8 považuji za velmi dobrý výsledek. Zpoždění bude realizováno v mikrokontroléru, který bude generovat oba signály navzájem opožděné přesně o takovou hodnotu, která vyvolá nejvyšší výstup Lock-In zesilovače. O 13 % nižší velikost výstupního napětí v sobě již zahrnuje vliv omezené šířky pásma obou předzesilovačů ($f_c = 7 \text{ kHz}$ PZ1 a $f_c = 35 \text{ kHz}$ PZ2), která má za následek omezený počet přenesených vyšších harmonických a též vliv nelinearity fáze obou předzesilovačů, který snižuje příspěvek jednotlivých harmonických do výsledného přenosu.



Obr. 3-15 Transientní analýza Lock-In zesilovače, posuv $23 \mu\text{s}$

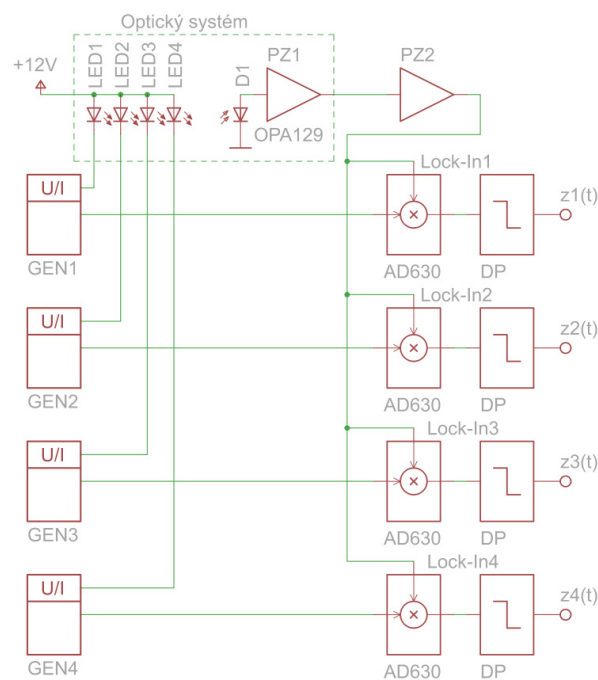
Na Obr. 3-16 je uvedena kmitočtová modulová charakteristika dolní propusti Lock-In zesilovače. Dolní propust jsem navrhnul a realizoval se sklonem 80 dB na dekádu s mezním kmitočtem 0,68 Hz. Je tvořena čtyřmi filtry v kaskádě (schéma na Obr. 3-13), nejprve jednopólovým RC pasivním filtrem, následně dvojpólovým aktivním filtrem s operačním zesilovačem a nakonec opět jednopólovým RC pasivním filtrem. Tato pásmová propust omezuje množství šumového signálu na výstupu Lock-In zesilovače (kapitola 2.2 a kapitola 4.1).



Obr. 3-16 Kmitočtová charakteristika dolní propusti Lock-In zesilovače

3.1.2 Čtyřkanálové schéma

V této kapitole představím čtyřkanálové schéma optoelektronického zesilovače, které jsem získal rozšířením návrhu a realizace jednokanálového Lock-In zesilovače. Blokové schéma čtyřkanálového měřicího systému je zobrazeno na Obr. 3-17.



Obr. 3-17 Čtyřkanálové schéma optoelektronického zesilovače

V optickém systému jsou umístěny 4 LED diody popř. jedna tříbarevná (v tomto případě není čtvrtý kanál využitý), LED jsou buzené generátory GEN1-GEN4 s různým kmitočtem a emitují optický signál na měřený vzorek. Signál z měřeného vzorku je detekován fotodiodou D a zesílen předzesilovači PZ1 a PZ2 a dále zaveden na vstupy všech čtyřech Lock-In zesilovačů. Do každého Lock-In zesilovače je také zaveden referenční signál o jiném kmitočtu z generátorů GEN1-GEN4, který je pro maximalizaci přenosu oproti budicímu signálu časově posunut (kapitola 3.1.1.7). Jednotlivé Lock-In zesilovače dekódují příspěvky od jednotlivých budicích signálů v měřeném signálu a také potlačují šumové pozadí.

3.1.2.1 Návrh jednotlivých kmitočtů pro omezení přeslechů

V této kapitole určím jednotlivé budicí/referenční hodnoty kmitočtů použité pro aplikaci optoelektronického zesilovače s cílem minimalizovat přeslechy. Optoelektronický zesilovač navrhnu na základě upravené Lock-In metody (kapitola 2.2), díky které vhodnou volbou jednotlivých kmitočtů zajistím nízkou úroveň jednotlivých přeslechů. Na jejím základě jsem určil hodnoty kmitočtů následně $f_1 = 970 \text{ Hz}$, $f_2 = 1000 \text{ Hz}$, $f_3 = 1030 \text{ Hz}$ a $f_4 = 1060 \text{ Hz}$. Hodnoty vzájemných přeslechů pro tyto kmitočty udává Tab. 3-4. Hodnoty bez podbarvení určují absolutní hodnotu velikosti vzájemných přeslechů mezi jednotlivými kanály při zachování stejných podmínek jako ve vztahu (2.56) a stejného principu výpočtu jako v Tab. 2-1. Šedě podbarvené hodnoty určují relativní chybu způsobenou přeslechem při plném rozsahu. Z tabulky vyplývá, že nejvyšší přeslech je způsoben mezi kanály 1000 Hz a 1060 Hz a ten má hodnotu 0,139 % z plného rozsahu, což považuji za výborný výsledek, a výstup jednotlivých kanálů tedy bude měřením v ostatních kanálech ovlivňován zcela nevýznamně a potvrzuje tak vhodnost upravené metody Lock-In pro aplikaci na vícekanálová měření slabých signálů.

	970 Hz	1000 Hz	1030 Hz	1060 Hz
970 Hz	X	0,00027325	0,00026529	0,00025778
1000 Hz	0,038%	X	0,00025733	0,0010002
1030 Hz	0,037%	0,036%	X	0,00024277
1060 Hz	0,036%	0,139%	0,034%	X

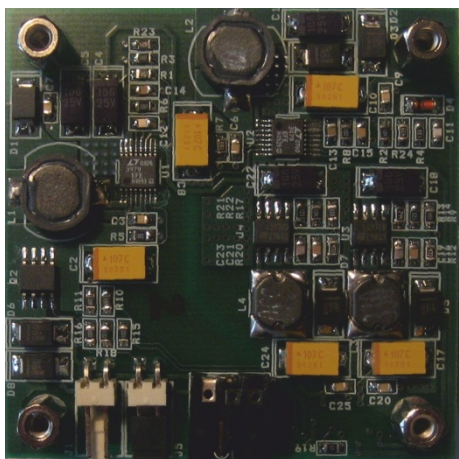
Tab. 3-4 Úroveň přeslechů pro zvolené kmitočty pro realizaci

3.1.2.2 Realizace čtyřkanálového Lock-In zesilovače

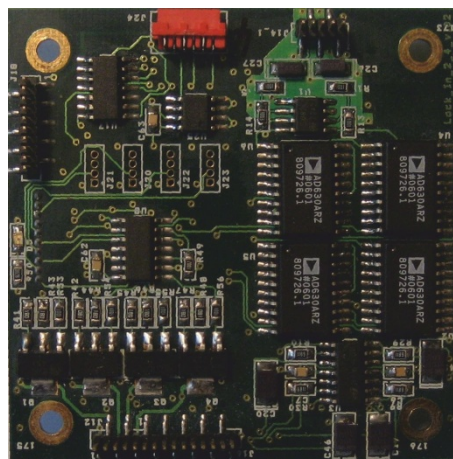
Čtyřkanálový Lock-In zesilovač byl navržen jako systém sestávající se ze 4 desek plošných spojů – napájecí modul, PC interface modul, lock-in modul, chip carrier modul a heat modul. Realizovaný čtyřkanálový systém je uveden na Obr. 3-23.

3.1.2.2.1 Napájecí modul

Napájecí modul vytváří všechna napětí, která vyžadují systémy na ostatních deskách plošných spojů. Obsahuje spínaný step-up převodník založený na integrovaném obvodu LT3479 od fy Linear Technology [26], který vytváří stabilizované napětí +20 V. Napětí +12 V a +5 V je generováno step-down převodníky založenými na integrovaném obvodu L5972D [27] od fy ST Microelectronics. Z napětí +12 V je pomocí invertoru založeného na integrovaném obvodu LT3479 generováno napětí -12 V. Napětí ± 12 V je využíváno operačními zesilovači a Lock-In zesilovačem, napětí +5 V je využíváno číslicovou technikou např. generátory signálů a dalšími řídicími obvody, napětí +20 V je využíváno je-li zapojen modul heat. Napájecí modul je standardně napájen z externího adaptéru napětím +12 V, ale je možné jej napájet z Li-On baterie externím vstupem a zajistit tak nezávislost na silovém napájení. Realizovaný napájecí modul je zobrazen na Obr. 3-18.



Obr. 3-18 Realizovaný napájecí modul



Obr. 3-19 Realizovaný Lock-In modul

3.1.2.2.2 PC interface modul

Tento modul slouží k vyvedení měřených signálů z celého systému pro účely měření a také zprostředkovává jednotlivé vstupní řídicí signály do jednotlivých modulů. Celý systém je skrze tyto signály řízen buď pomocí osobního počítače či notebooku s příslušnou analogově/číslicovou vstupně/výstupní převodní kartou.

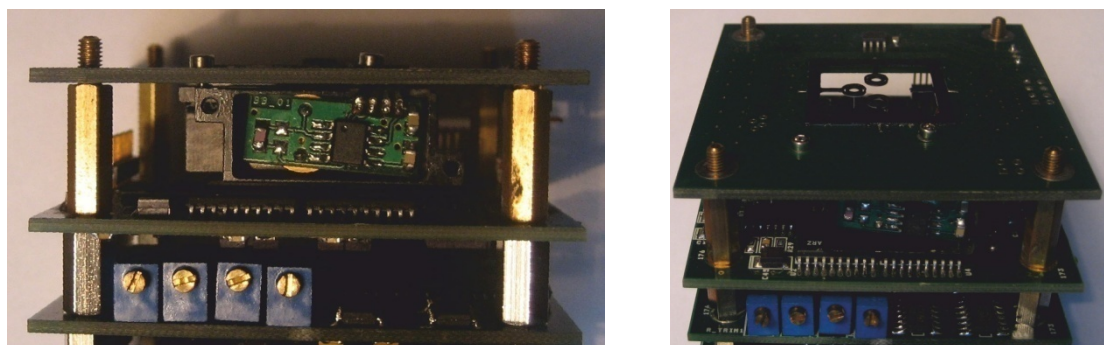
3.1.2.2.3 Lock-In modul

Lock-In modul obsahuje analogové a číslicové systémy realizující upravenou Lock-In metodu, kterou jsem navrhnul v kapitole 2.2. Generátory jednotlivých signálů vytvářejí

signály o kmitočtech 970 Hz, 1000 Hz, 1030 Hz a 1060 Hz v souladu s kapitolou 3.1.2.1. Tyto signály vstupují jako referenční do násobiček a jako budicí do spínacích tranzistorů k LED diodám. Vzájemný časový posuv mezi budicím a referenčním signálem je nastaven na hodnotu 28 μ s pro maximalizaci výstupu Lock-In zesilovače. Analogové násobičky jsou realizovány pomocí integrovaných obvodů AD630 od fy Analog Devices [25] a analogové aktivní filtry v topologii Sallen-Key pomocí obvodů TL071 od fy Texas Instruments [28]. Návrh jednotlivých částí je vysvětlen v kapitole 3.1.1.5 a 3.1.1.7. Realizovaný Lock-In modul je zobrazen na Obr. 3-19.

3.1.2.2.4 Chip Carrier modul

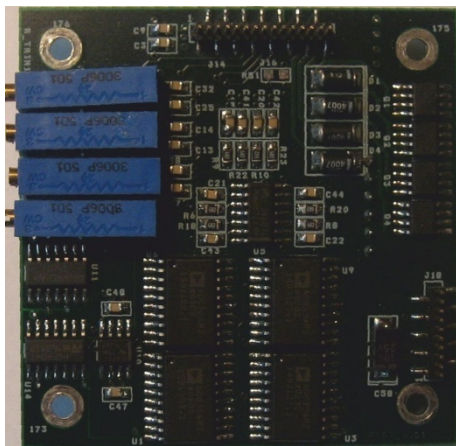
Chip Carrier modul slouží k připojení optického systému (kapitola 3.1.3), který je umístěn pod ním a také k připojení křemíkového čipu na který se umísťuje měřený vzorek. Realizovaný modul Chip Carrier (horní plošný spoj) spolu s optickým systémem, který je umístěn pod ním včetně plošného spoje předzesilovače PZ1, je zobrazen na Obr. 3-20.



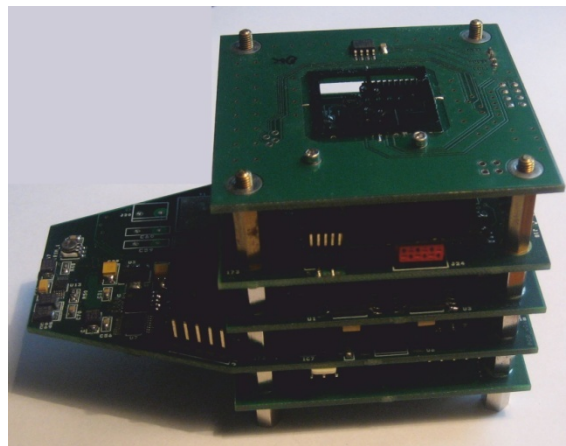
Obr. 3-20 a Obr. 3-21 Realizovaný Chip Carrier modul (horní PCB) spolu s optickým systémem a předzesilovačem PZ1 (pod horní PCB)

3.1.2.2.5 Heat modul

Modul heat obsahuje spínací výkonové tranzistory, které jsou buzeny pulsně-šířkovou modulací přes modul PC interface a spínají 20V napěťové pulsy na odporové dráhy na křemíkovém čipu umístěném na modulu chip carrier. Na modulu heat je umístěna také elektronika, která zpracovává zpětnou vazbu z křemíkového čipu, podávající informaci o teplotě čipu. Zpracování této zpětné vazby je založeno na diferenčním zesilovači AD8221 od fy Analog Devices [29], Lock-In zesilovači s integrovaným obvodem AD630 a astabilním multivibrátoru s integrovaným obvodem CD4047 od fy Fairchild Semiconductor [30]. Realizovaný modul Heat je zobrazen na Obr. 3-22.



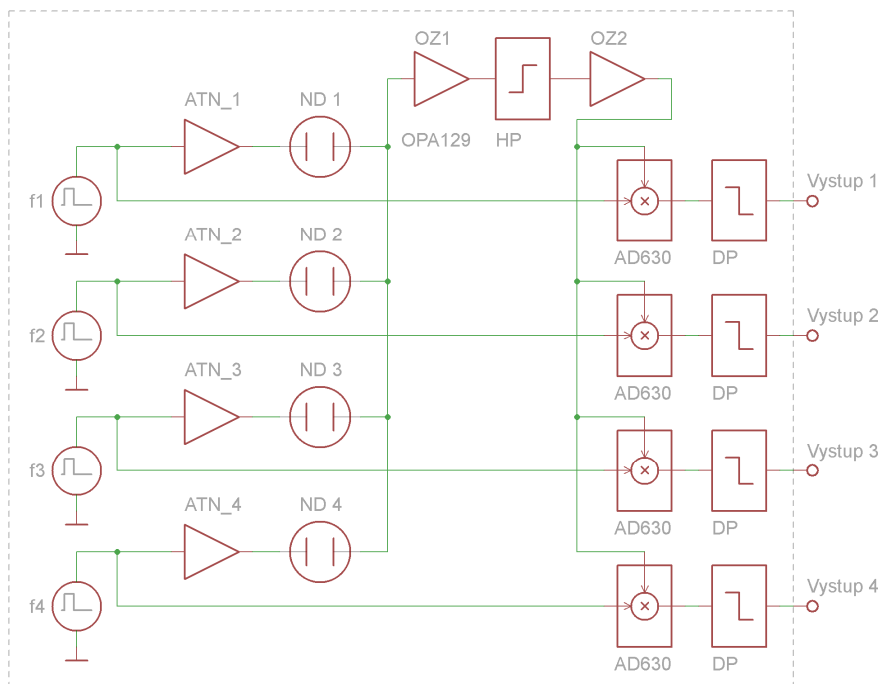
Obr. 3-22 Realizovaný Heat modul



Obr. 3-23 Realizovaný čtyřkanálový systém
(namísto modulu PC Interface je modul CPU)

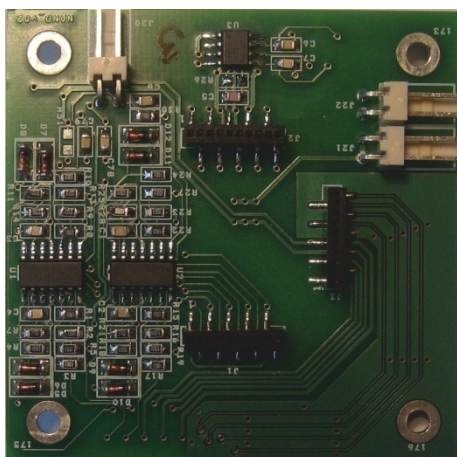
3.1.3 Čtyřkanálové schéma pro měření nanodráťových senzorů

Upravenou Lock-In metodu jsem dále aplikoval na návrh a realizaci systému pro čtyřkanálové měření nanodráťových senzorů, který je založený na Lock-In zesilovači. Namísto optického systému s modulem Chip Carrier jsem navrhnul modul Nanowire, který umožňuje měření nanodráťových senzorů s velmi malou vodivostí. Blokové schéma systému pro měření nanodráťových senzorů, který jsem navrhnul, je uvedeno na Obr. 3-24. Čtyři nanodráťové senzory ND_1 - ND_4 jsou současně buzeny obdélníkovým signálem o amplitudě 100 mV a kmitočtech 970, 1000, 1030 a 1060 Hz (v souladu s kap. 3.1.2.1). Amplituda je volena v útlumovém členu ATN_X. Společný signál ze čtyř nanodráťových odporů vstupuje do předzesilovače PZ1, kde je zesílen a následně do předzesilovače PZ2, který signál dále 100násobně zesílí a který funguje současně jako pásmová propust (návrh a realizace dle kapitol 3.1.1.4 a 3.1.1.5.). Výstup ze zesilovače PZ2 je zaveden do Lock-In zesilovače (návrh a realizace dle kapitoly 3.1.1.7), který vyváže příspěvky od jednotlivých nanodráťových senzorů, eliminuje díky vhodně zvoleným kmitočtům vzájemné přeslechy a účinně potlačí šum na výstupu (výsledky měření v kapitole 4.1.4).

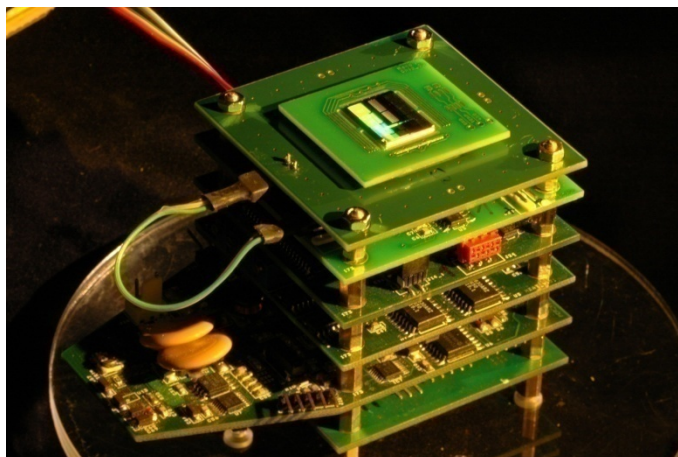


Obr. 3-24 Blokové schéma systému na měření nanodráťových senzorů

Realizovaný modul nanowire je zobrazen na Obr. 3-25 a realizovaný systém na čtyřkanálové měření nanodráťových senzorů je zobrazen na Obr. 3-26.



Obr. 3-25 Realizovaný nanowire modul



Obr. 3-26 Realizovaný čtyřkanálový systém na měření nanodráťových senzorů (na horním plošném spoji je umístěn nanodráťový senzor a namísto modulu PC Interface je modul CPU) [A8]

3.2 Optická část optoelektronického zesilovače

Tato kapitola popisuje návrh a realizaci optického systému, který bude sloužit k přenosu optického signálu z LED do měřeného vzorku (modré spektrální pásmo) a přenosu vzorkem emitovaného optického signálu do fotodiody (zelené spektrální pásmo) pro aplikaci optoelektronického zesilovače na detekci polymerázové řetězové reakce. Měřený vzorek bude obsahovat fluorescenční látku, ta bude vybuzována LED a bude emitovat optický signál, který bude zachycen fotodiodou (Obr. 3-1). Tento optický signál, který určuje výsledek polymerázové řetězové reakce, bude převeden ve fotodiodě na elektrický signál a po zesílení a zpracování Lock-In zesilovačem bude převeden v měřitelné úrovni na výstup.

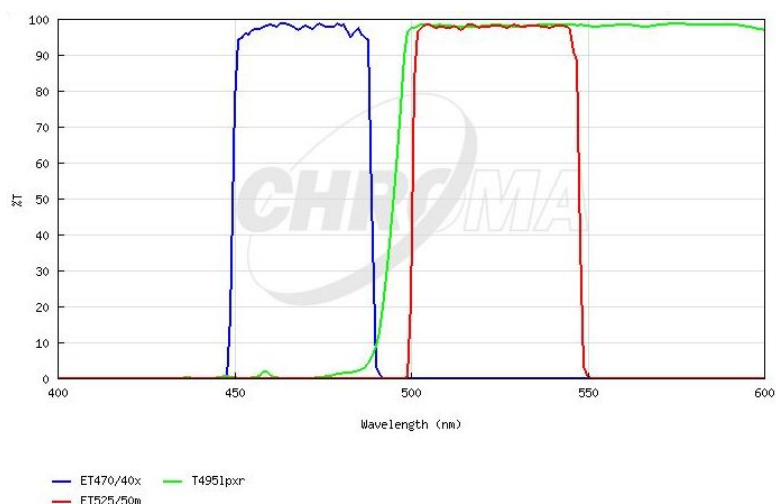
Optický systém obsahuje klíčové části optoelektronického zesilovače, kterými jsou fotodioda, LED, předzesilovač PZ1, optické filtry a zrcadla a byl navržen za účelem získání co nejmenších optických ztrát jak ve směru dopředném, jdoucí od LED ke vzorku, tak ve směru zpětném od vzorku k fotodiodě, neboť fluorescenční signál je z podstaty velikosti vzorku velmi slabý a proto je třeba ztráty v optickém systému snížit co nejvíce [A1]. Další úlohou optického systému je integrace předzesilovače PZ1 s ohledem na minimalizaci optických ztrát a odolnosti proti rušení. Optický systém jsem celý navrhnul v programu Solidworks a následně byl realizován nejprve prototyp zhotovený na 3D tiskárně a po odladění počátečních nedostatků byla konečná verze optického systému vyrobena na CNC fríze z hliníku. Celý povrch optického systému byl povrchově upraven na černou barvu kvůli zamezení optických přeslechů mezi budícím signálem z LED a signálem jdoucí ze vzorku na fotodiodu. Výsledné rozměry realizovaného optického systému jsou 30x30x11 mm a délka optického paprsku v dopředném směru je 26,8 mm a ve zpětném směru 24,8 mm.

Nejprve popíšeme dopřednou trasu optického signálu jdoucí od LED ke vzorku (Obr. 3-30). Optický signál emituje LED ETG-5CE490-15 (kapitola 3.1.1.1) s vyzařovacím úhlem 15°. Vzhledem k nedostatečné rovnoběžnosti emitovaných světelných paprsků, byla z LED seříznuta část pouzdra až na vzdálenost 0,5 mm od jejího čipu. Tento povrch byl pak vyleštěn brusným papírem a abrazivní pastou. Za LED je umístěna asférická čočka Geltech od fy Thorlabs, Inc. o průměru 6,35 mm a numerické apertuře 0,68 [33], která kolimuje paprsky vycházející z LED. Optický signál vstupuje dále do filtru ET470/40x [34] od fy Chroma, Inc. a pak na dichroické zrcadlo T495LP [34], Chroma, Inc, kterým je odražen a dopadá na konvenční zrcadlo s hliníkovou odrazivou plochou k výstupní čočce. Výstupní čočka je stejného typu jako čočka za LED a slouží k zaostření a nasměrování optických paprsků do

svého ohniska, v němž je při aplikaci pro detekci polymerázové řetězové reakce umístěný měřený vzorek.

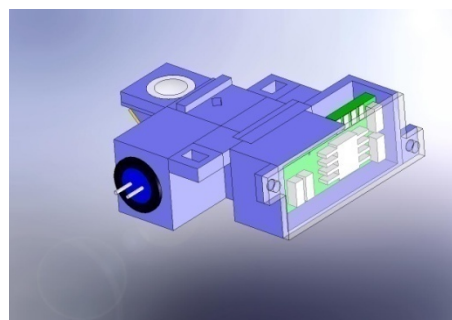
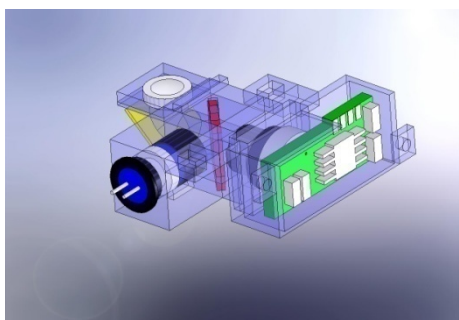
Zpětná trasa optického signálu začíná kolimací fluorescenčního světla ze vzorku v čočce, následně je fluorescenční signál odražen konvenčním zrcadlem s hliníkovou odrazivou plochou a prochází dichroickým zrcadlem a filtrem ET525/50m [34] od fy Chroma, Inc. na fotodiodu BPW21 (kapitola 3.1.1.2), která je umístěna spolu s plošným spojem předzesilovače PZ1 též v optickém systému. Výstup předzesilovače PZ1 je zapojený do modulu Lock-In (kapitola 3.1.2.2.3).

Na Obr. 3-27 jsou zobrazeny charakteristiky použitých optických komponent v optickém systému.

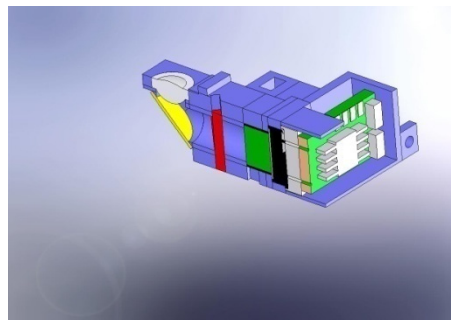
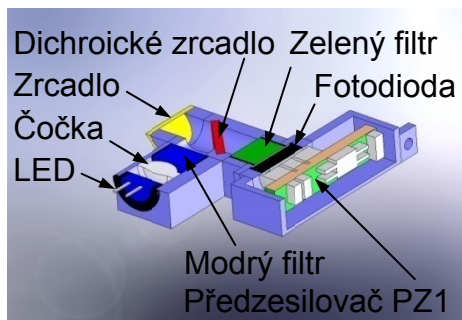


Obr. 3-27 Charakteristiky jednotlivých filtrů a dichroického zrcadla [34]

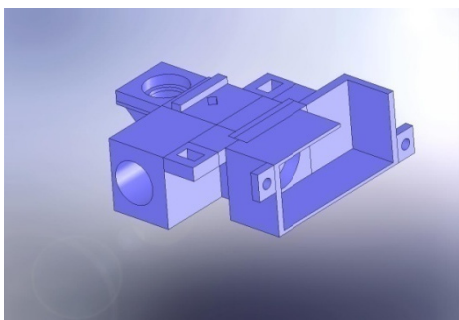
Na Obr. 3-28 až Obr. 3-32 jsou uvedeny 3D výkresy optického systému s komponentami a předzesilovačem PZ1. Na Obr. 3-32 je zobrazen 3D výkres navrženého optického systému bez komponent a na Obr. 3-33 výsledná realizace optického systému bez komponent.



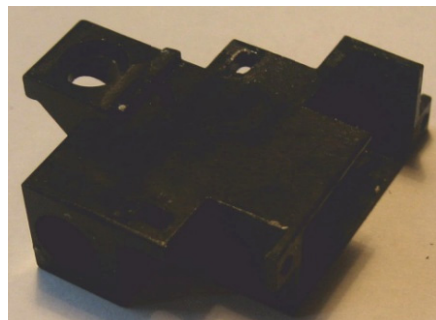
Obr. 3-28 a Obr. 3-29 Optický systém s komponentami a předzesilovačem PZ1



Obr. 3-30 a Obr. 3-31 Řez optickým systémem s komponentami a předzesilovačem



Obr. 3-32 Navržený optický systém (výkres)

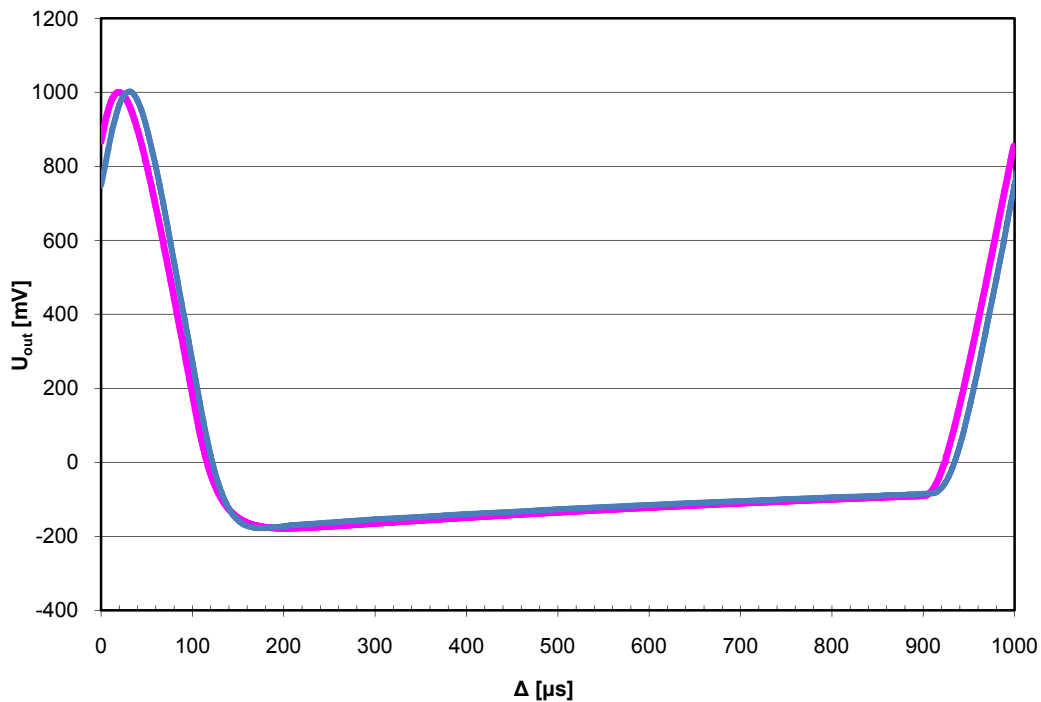


Obr. 3-33 Realizovaný optický systém

4 Výsledky

4.1 Lock-In zesilovač

4.1.1 Měření výstupní charakteristiky Lock-In zesilovače



Obr. 4-1 Přenos Lock-In zesilovače v závislosti na časovém posuvu mezi budícím a referenčním signálem

Na Obr. 4-1 uvedena závislost přenosu realizovaného Lock-In zesilovače v závislosti na časovém posuvu mezi měřeným (budícím) a referenčním signálem. Fialovou barvou je uvedena simulovaná hodnota (daná vztahem (2.36) při započtení kmitočtové charakteristiky PZ1 a PZ2 Obr. 3-10) a modrou barvou je vyznačena naměřená hodnota na realizovaném Lock-In zesilovači. Výstupní hodnota napětí je normována na 1 V. Simulovaná závislost se svým průběhem velmi dobře shoduje s naměřenou závislostí, naměřená maximální výstupní hodnota napětí Lock-In zesilovače je však pro časový posuv mezi měřeným a referenčním signálem rovný 28 μs tj. o 8 μs více než vyplynulo ze simulace, tento rozdíl je zřejmě způsoben nepřesným simulačním modelem. Časový posuv mezi signály proto bude při realizaci nastaven na 28 μs .

4.1.2 Úroveň šumového signálu na výstupu Lock-In zesilovače

Výpočet šumového výkonu na výstupu Lock-In zesilovače jsem provedl pro prvních 30 harmonických a modulační signál s kmitočtem 1 kHz. Omezení výpočtu na prvních 30 harmonických způsobuje cca 1% chybu, již považuji za přijatelnou. V Tab. 4-1 n uvádí index harmonické, f_n příslušný kmitočet, $|H_n(\omega)|^2$ kvadrát modulu přenosové funkce filtru dolní propusti, která je naladěná na příslušnou harmonickou, e_n je šumové napětí získané simulací dle charakteristiky na Obr. 3-11 pro příslušnou harmonickou, P_n je šumový výkon pro příslušné pásmo a P_{cum} je celkový šumový výkon prvních n harmonických.

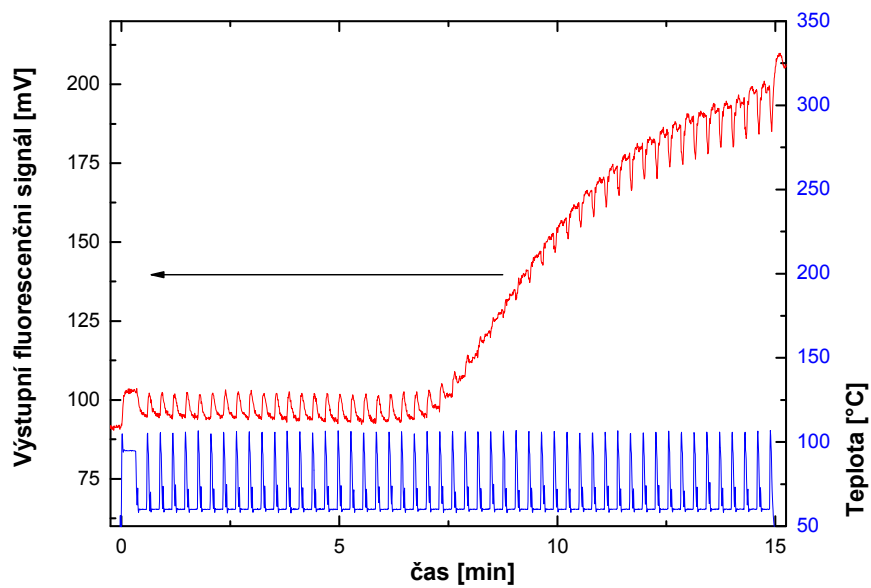
n	f_n [Hz]	$ H_n ^2$ [-]	e_n [μ V]	P_n [W]	P_{cum} [W]
1	1000	0,619219974	30	4,28228E-10	4,28228E-10
2	2000	0,560089728	40	6,88597E-10	1,11682E-09
3	3000	0,471577427	54	1,05664E-09	2,17347E-09
4	4000	0,366583486	65	1,19011E-09	3,36358E-09
5	5000	0,25938223	76	1,15121E-09	4,51479E-09
6	6000	0,162925994	84	8,83357E-10	5,39814E-09
7	7000	0,086616262	92	5,63329E-10	5,96147E-09
8	8000	0,035005608	97	2,53086E-10	6,21456E-09
9	9000	0,007644691	100	5,87418E-11	6,2733E-09
10	10000	9,73325E-34	105	8,24563E-42	6,2733E-09
11	11000	0,00511752	106	4,41834E-11	6,31748E-09
12	12000	0,015558048	106	1,34324E-10	6,45181E-09
13	13000	0,025113591	105	2,12753E-10	6,66456E-09
14	14000	0,029925183	104	2,48709E-10	6,91327E-09
15	15000	0,028820248	102	2,30402E-10	7,14367E-09
16	16000	0,022911468	100	1,76052E-10	7,31972E-09
17	17000	0,014685802	97	1,06177E-10	7,4259E-09
18	18000	0,006914688	94	4,69478E-11	7,47285E-09
19	19000	0,001715291	92	1,11558E-11	7,484E-09
20	20000	9,73325E-34	89	5,92414E-42	7,484E-09
21	21000	0,001404127	86	7,97977E-12	7,49198E-09
22	22000	0,004628841	83	2,45028E-11	7,51649E-09
23	23000	0,008023056	80	3,94555E-11	7,55594E-09
24	24000	0,010182875	77	4,63916E-11	7,60233E-09
25	25000	0,010375289	74	4,36567E-11	7,64599E-09
26	26000	0,008676532	72	3,4562E-11	7,68055E-09
27	27000	0,005821944	69	2,12987E-11	7,70185E-09
28	28000	0,002857601	66	9,56482E-12	7,71142E-09
29	29000	0,00073629	63	2,24552E-12	7,71366E-09
30	30000	9,73325E-34	61	2,78295E-42	7,71366E-09

Tab. 4-1 Výpočet šumového výkonu na výstupu Lock-In zesilovače

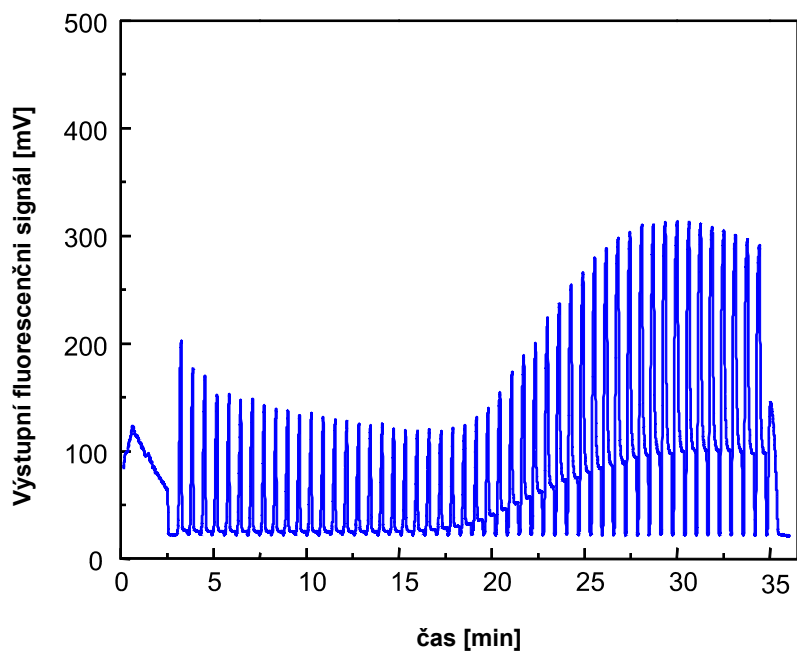
Vzhledem k tomu, že dolní propust byla navržena jako čtyřpólový filtr s mezním kmitočtem 0,68 Hz (kapitola 3.1.1.7), vychází efektivní šířka pásma 0,77 Hz [31]. Celkový šumový výkon na výstupu Lock-In zesilovače vychází 7,71 nW a efektivní hodnota šumového napětí je 88 μ V. Šumové napětí špička-špička na výstupu Lock-In zesilovače je tedy 527 μ V. Pokud by signál nevstupoval do Lock-In zesilovače, tak by např. pro 100kHz šířku pásma dosahoval šumový signál efektivní hodnoty napětí cca 16 mV, tj. napětí špička-špička 96 mV. Pro porovnání s Lock-In zesilovačem je třeba započítat ještě zesílení 2x, tedy šumové napětí špička-špička by bylo 192 mV ve srovnání s 527 μ V v případě použití Lock-In zesilovače! Při použití Lock-In zesilovače a maximální hodnoty výstupního napětí vychází poměr signálu k šumu velmi dobře: 101 dB a upravená Lock-In metoda tak spolu s navrženým předzesilovačem PZ1 a PZ2 umožní velmi úspěšně aplikaci na měření slabých optických signálů.

4.1.3 Detekce fluorescenčních signálů – detekce polymerázové řetězové reakce

Lock-In zesilovač, který jsem realizoval na základě upravené Lock-In metody, byl spolu s realizovaným optickým systémem testován v aplikaci na lékařské účely – na detekci polymerázové řetězové reakce PCR (Polymerase Chain Reaction) fluorescenčních vzorků o objemu 100 nl. Na Obr. 4-2 je zobrazena detekce PCR 6-carboxyfluorescein sondy (fluorescenční látka). Červenou barvou je zobrazen výstup z Lock-In zesilovače, který odpovídá intenzitě optického signálu vycházející ze 100 nl měřeného vzorku obsahujícího fluorescenční látka a modrou barvou je uvedena teplota na křemíkovém čipu. Výsledky potvrdily vhodnost aplikace upravené Lock-In metody pro detekci slabých optických signálů (fluorescenční signál pochází ze vzorku o objemu pouhých 100 nl) a zejména vhodnost použití optoelektronického zesilovače pro detekci polymerázové řetězové reakce PCR. Kolísání výstupního napětí Lock-In zesilovače není způsobeno elektronickou částí, nýbrž je pravděpodobně způsobeno pohybem vzorku s ohledem na cyklování teploty. Na Obr. 4-3 je zobrazena detekce RT-PCR (Reverse Transcription PCR) vzorku o objemu 500 nl. Výsledky obou měření prokázaly vhodnost a úspěšnost upravené Lock-In metody a navrženého optoelektronického zesilovače pro detekci fluorescenčních signálů a aplikace pro lékařské účely, zejména pro detekční metody využívající fluorescenčních signálů, například pro metody detekce polymerázové řetězové reakce PCR.

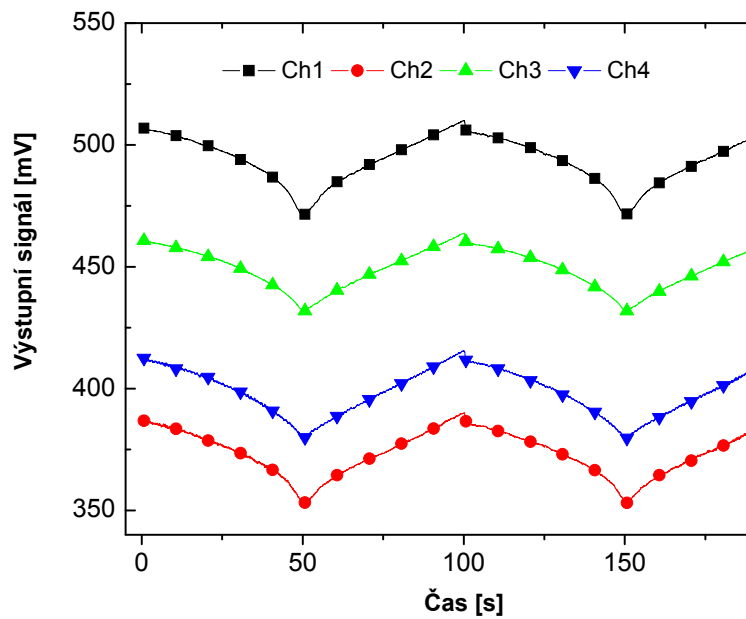


Obr. 4-2 Výsledky měření Lock-In zesilovače na detekci fluorescenčních signálů 100 nl



Obr. 4-3 Výsledky měření Lock-In zesilovače na detekci fluorescenčních signálů 500 nl [A5]

4.1.4 Čtyřkanálová detekce nanodráťových senzorů



Obr. 4-4 Výsledky měření nanodráťů čtyřkanálovým Lock-In zesilovačem [A8]

Čtyřkanálový měřicí systém byl testován na měření nanodráťových senzorů, které se používají například k měření pH. Na Obr. 4-4 jsou výsledky měření, které mělo za účel analyzovat nelinearitu čtyř nanodráťových senzorů. Jednotlivé nanodráťové senzory byly vystaveny stejnosměrnému předpětí pilovitého průběhu s amplitudou 2,5 V. V čase 0 s bylo předpětí rovno -2,5 V, v čase 50 s bylo předpětí rovno 2,5 V, další záporné předpětí -2,5 V bylo v čase 100 s atp. Měření potvrdilo správný návrh celého měřicího řetězce, neboť přeslech mezi jednotlivými kanály nedosahoval měřitelné úrovně a efektivní hodnota šumového napětí na výstupu byla změřena o velikosti pouze 200 μV při celkovém přenosu měřicího systému o velikosti $2,4 \cdot 10^7 \text{ V/S}$, a měření tak opět prokázalo vhodnost a funkčnost upravené Lock-In metody pro vícekanálovou detekci slabých signálů.

4.2 Optický systém

V Tab. 4-2 a Tab. 4-3 jsou uvedeny výsledky měření účinnosti optického systému. Tab. 4-2 uvádí data pro měření trasy od LED ke vzorku a Tab. 4-3 měření trasy od vzorku k fotodiodě. Měření probíhalo ve dvou příslušných optických pásmech – v modrém pásmu 460-495 nm pro dopřednou trasu od LED ke vzorku a v zeleném pásmu 520-560 nm pro zpětnou trasu od vzorku k fotodiodě. Největší útlum způsobuje optická trasa, proto jsem se ji při návrhu optického systému snažil minimalizovat. Ostatní komponenty mají účinnost přes 90 %. Celková účinnost obou optických cest vychází přes 50 %, což považuji za dobrý výsledek. Při další optimalizaci optického systému by bylo možné dále zvýšit odrazivost konvenčního zrcadla, které je nyní realizováno jako křemíková deska pokrytá povrchem hliníku.

Optická část systému	Účinnost [%]	Relativní výkon [%]
LED (modré pásmo)		100%
Čočka	91%	91%
Modrý filtr	95%	86%
Dichroické zrcadlo	99%	86%
Zrcadlo	94%	80%
Čočka	91%	73%
Útlum optické trasy 26,8 mm	69%	51%
Vzorek		51%

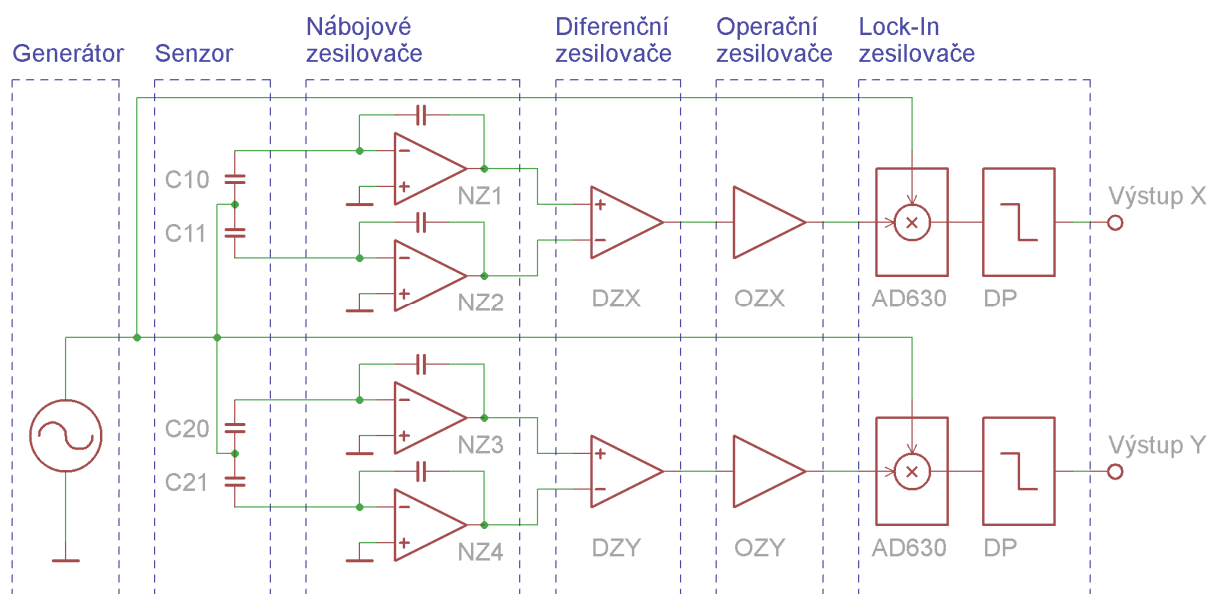
Tab. 4-2 Měření účinnosti optického systému - dopředná trasa od LED ke vzorku

Optická část systému	Účinnost [%]	Relativní výkon [%]
Vzorek (zelené pásmo)		100%
Čočka	91%	91%
Zrcadlo	95%	86%
Dichroické zrcadlo	98%	85%
Zelený filtr	97%	82%
Útlum optické trasy 24,8 mm	68%	56%
Fotodioda		56%

Tab. 4-3 Měření účinnosti optického systému - zpětná trasa od vzorku k fotodiodě

5 Další aplikace upravené Lock-In metody

Upravenou Lock-In metodu jsem úspěšně aplikoval na návrh a realizaci elektronického systému pro měření náklonu a zrychlení s dvouosým kapacitním akcelerometrem MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems). Schéma měřicího systému je uvedeno na Obr. 5-1. Měřicí systém jsem navrhnul založený na nábojovém zesilovači, diferenčním zesilovači a Lock-In zesilovači. Díky použití této struktury bylo dosaženo vysokého celkového zisku zesilovacího řetězce a vysokého poměru signálu k šumu. Nominální kapacita MEMS kondenzátorů je v řádu desítek pikofaradů a změna kapacity způsobená náklonem anebo zrychlením je pouze několik femtofaradů při plném rozsahu. Z tohoto důvodu je třeba, aby měl zesilovací řetězec vysoký faktor zesílení. Dále je nutné eliminovat nominální kapacitu, která nenese žádnou informaci o zrychlení. MEMS kondenzátory budou buzeny referenčním harmonickým signálem s amplitudou 1 V a kmitočtem 5 kHz. Toto střídavé buzení bylo zvoleno s ohledem na použití Lock-In zesilovače a nábojového zesilovače v řetězci.

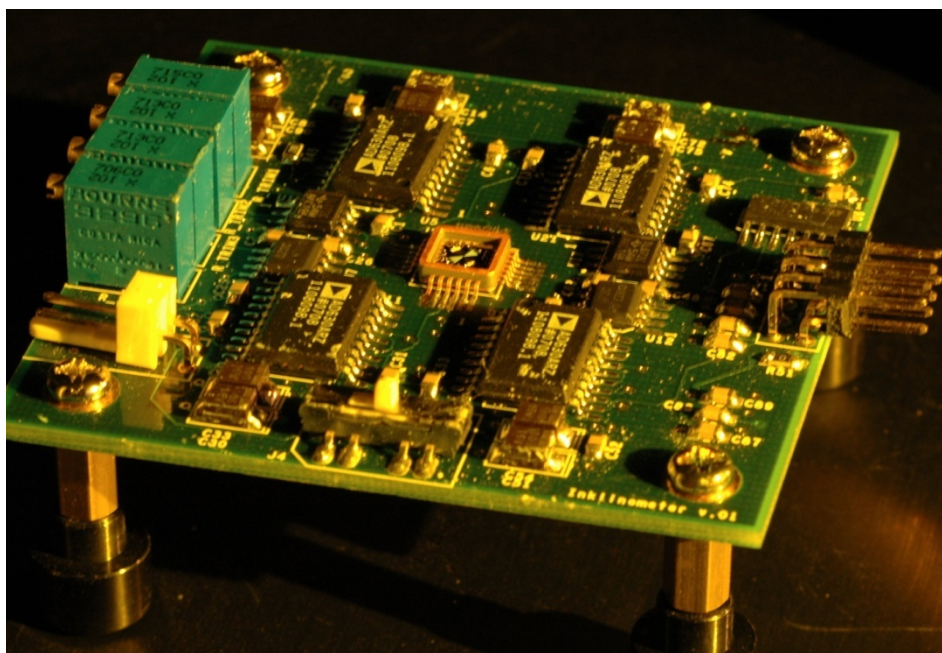


Obr. 5-1 Blokové schéma měřicího systému systému pro měření náklonu a zrychlení

Systém bude popsán nejprve pro osu X: kondenzátory C_{10} a C_{11} , které měří osu X v MEMS akcelerometru, jsou připojeny k vlastním nábojovým zesilovačům NZ1 a NZ2, jež převádí kapacitu na napětí. Následně je toto výstupní napětí převedeno na rozdílové napětí a 833x zesíleno v diferenčním zesilovači DZX za účelem zesílení změny kapacity způsobené zrychlením nebo náklonem a také za účelem potlačení nominální kapacity kondenzátoru. Výstupní napětí je následně filtrováno filtrem typu horní propust, která potlačí stejnosměrnou složku způsobenou převážně napět'ovými nesymetriemi nábojových zesilovačů. Pokud by

stejnoseměrná složka nebyla potlačena, pak by operační zesilovač OZX mohl být satureován a linearita celého měřicího řetězce by mohla být narušena. Po 4,3násobném zesílení signálu v operačním zesilovači OZX je signál zaveden do analogové násobičky AD630, která tvoří spolu s navazujícím filtrem Lock-In zesilovač. Navazující filtr je typu dolní propust třetího řádu s mezním kmitočtem 234 Hz. Podobně je zpracován signál pro osu Y. Realizovaný systém je uveden na Obr. 5-2.

Tím, že byl do řetězce zařazen Lock-In zesilovač se podařilo významně snížit chyby nesymetrií a šumové výkony nábojových zesilovačů, diferenčních zesilovačů a operačních zesilovačů. Citlivost systému byla změřena na 135 V/g s detekčním limitem 22 μg . Pro náklon byl vypočten detekční limit 0,05° a změna kapacity akcelerometru byla vypočtena na 78 fF/g. Byla tak potvrzena vhodnost upravené Lock-In metody pro citlivá měření slabých signálů a systém tak může být využit k citlivému měření náklonu anebo zrychlení.



Obr. 5-2 Realizovaný systém na měření náklonu s kapacitním akcelerometrem ve středu plošného spoje [A7]

6 Závěr

V této práci jsem představil upravenou metodu Lock-In a její aplikace na citlivém optoelektronickém zesilovači. Upravená metoda Lock-In umožňuje vhodným zvolením jednotlivých kmitočtů a dolní propusti detekci několika optických signálů současně při zachování nízké úrovně vzájemných přeslechů a při efektivním potlačení šumu, což je hlavní přínos této upravené Lock-In metody oproti aktuálnímu stavu dané problematiky. Mezi původní autorův přínos patří teoretická práce v rozšíření na vícekanálovou detekci při účinném potlačení vzájemných nežádoucích přeslechů mezi kanály, ve výpočtu vlivu volby jednotlivých kmitočtů na velikost jednotlivých přeslechů (kapitola 2.2), efektivní potlačení šumu a dále také návrh a realizace optoelektronického zesilovače (kapitola 3). Správná funkčnost metody a celého optoelektronického zesilovače byla potvrzena výsledky měření v několika různých aplikacích (kapitola 4). Velmi úspěšná byla aplikace realizovaného optoelektronického zesilovače pro lékařské účely na detekční metody založené na polymerázové řetězové reakci PCR zejména pro detekci viru ptačí chřipky. Cíle práce byly tedy beze zbytku splněny.

Výsledky práce byly publikovány v 8 vědeckých publikacích (kapitola 7), z nichž 3 v impaktovaných časopisech (dvě publikace v časopise Lab-on-a-Chip s impakt faktorem 5,697 [Journal Citation Reports, 2012] a jedna publikace v časopise Nature Medicine s impakt faktorem 22,864 [Journal Citation Reports, 2012]), což svědčí o významnosti dosažených výsledků této práce. O aktuálnosti tématu dizertační práce svědčí také fakt, že tyto tři publikace byly do dnešní doby 143x citovány bez autocitací (160x včetně autocitací) [Web of Science, 2013] a počet citací nadále přibývá stejně tak, jako odezva od ostatních výzkumných týmů zabývajících se podobnou problematikou. Můj Hirsch faktor je současné době roven 3 [Web of Science, 2013].

Za publikaci v časopise Nature Medicine [A3], která popisuje aplikaci optoelektronického zesilovače pro měření detekce polymerázové řetězové reakce, jsem obdržel cenu rektora ČVUT I. stupně za prestižní publikaci.

Jsem spoluvynálezcem singapurského patentu a čínského patentu týkající se upravené Lock-In metody, optoelektronického zesilovače a jeho aplikace (kapitola 7.2). Podali jsme patentovou přihlášku k americkému patentovému úřadu. Licenci na optoelektronický zesilovač si zakoupila komerční firma a doufám tedy, že ze zhotoveného prototypu přejde k sériové výrobě zařízení.

Výsledky této práce jsou zpravidla publikovány jako součást vědecké práce kolektivu, protože úspěšné aplikace navržené upravené Lock-In metody a realizovaného optoelektronického zesilovače přesahují zdaleka i do jiných vědních disciplín, než jsou telekomunikace. Můj vlastní původní příspěvek v uvedených publikacích se týká upravené Lock-In metody pro detekci jednoho či více signálů spolu s účinným potlačením šumu a přeslechů a její aplikace pro účely detekce slabých optických signálů a dále návrhu a realizace citlivého optoelektronického zesilovače.

Přestože se v této práci uvádí o přínosech a aplikaci upravené Lock-In metody v jiných vědních oborech než jsou telekomunikace, optoelektronický zesilovač realizovaný na základě upravené Lock-In metody může být vzhledem ke své vysoké citlivosti s minimálními úpravami (výměna LED a fotodiody na příslušné optické pásmo) přímo použitý např. pro měření útlumu telekomunikačních vláken popř. pro jiná citlivá telekomunikační optická měření.

Mezi další cíle v dané problematice patří další optimalizace optického systému a jeho úprava pro aplikaci čtyřkanálové metody Lock-In.

Vzhledem k tomu, že výsledky této práce podléhají autorským právům (výzkumné organizace v Singapuru, v rámci kterých jsem část své práce realizoval), záměrně jsem neuváděl v této práci veškeré nutné údaje, které jsem považoval za citlivé. Žádná část této práce, která podléhá výše uvedeným autorským právům, nesmí být využita a dále prezentována bez souhlasu autora a uvedených dotčených organizací.

7 Publikace a patenty autora

7.1 Publikace přímo související s tématem disertační práce

[A1] Novák, Lukáš, Pavel Neužil, Juergen Pipper, Yi Zhang, and Shinhan Lee. "An Integrated Fluorescence Detection System for Lab-on-a-chip Applications." *Lab on a Chip* 7.1 (2007): 27-29. Print.

Impakt faktor 5,697 [Journal Citation Reports, 2012], 62 citací bez autocitací [Web of Science, 2013] – výpis citací viz kapitola 7.3

[A2] Neužil, Pavel, Lukáš Novák, Juergen Pipper, Shinhan Lee, Lisa F. P. Ng, and Chunyan Zhang. "Rapid Detection of Viral RNA by a Pocket-size Real-time PCR System." *Lab on a Chip* 10.19 (2010): 2632-634. Print.

Impakt faktor 5,697 [Journal Citation Reports, 2012], 6 citací bez autocitací [Web of Science, 2013] – výpis citací viz kapitola 7.3

[A3] Pipper, Juergen, Masafumi Inoue, Lisa F-P Ng, Pavel Neužil, Yi Zhang, and Lukáš Novák. "Catching Bird Flu in a Droplet." *Nature Medicine* 13.10 (2007): 1259-263. Print.

Impakt faktor 22,864 [Journal Citation Reports, 2012], 75 citací bez autocitací [Web of Science, 2013] – výpis citací viz kapitola 7.3

[A4] Novák, Lukáš, Pavel Neužil, Juergen Pipper, Chunyan Zhang, Vít Záhlava. "A Palm-Sized Real-Time (RT) PCR." *Proceedings of MicroTAS 2006 Conference*. Tokyo: Japan Academic Association, 2006. 332-34. Print.

[A5] Neužil, Pavel, Lukáš Novák, Juergen Pipper, Shinhan Lee, Lisa F. P. Ng, and Chunyan Zhang. "Palm-sized Real-time RT-PCR System." *Proceedings of MicroTAS 2008 Conference*. San Diego: Chemical and Biological Microsystems Society, 2008. 1755-758. Print.

[A6] Neužil, Pavel, Lukáš Novák, Juergen Pipper, Shinhan Lee, Lisa F. P. Ng, et al. "Avian Influenza Virus Detection by a Palm-Sized Real-Time PCR." *The 10th Annual European Conference On Micro & Nanoscale Technologies for the Biosciences*. Lausanne: Scitec Conference C. Office, 2006. 87-88. Print.

[A7] Novák, Lukáš, Pavel Neužil, Jing Li, and Matthew Woo. "Ultrasensitive MEMS-based Inertial System." *2009 Ieee Sensors, Vols 1-3*. IEEE Sensors Council. N.p.: n.p., 2009. 552-54. Print. 8th IEEE Conference on Sensors, Christchurch, NEW ZEALAND, OCT 25-28, 2009

[A8] Novák, Lukáš, Pavel Neužil, Jeffrey Soon Bo Woon, and Yongjun Wee. "Pocket-size Multiplexed Electrical Detection of Bio-substances by Ultra Sensitive Nanowire Nanosensors." *2009 Ieee Sensors, Vols 1-3*. IEEE Sensors Council. N.p.: n.p., 2009. 405-07. Print. 8th IEEE Conference on Sensors, Christchurch, NEW ZEALAND, OCT 25-28, 2009

7.2 Patenty přímo související s tématem disertační práce

1. Neužil, Pavel, Juergen Pipper, and Lukáš Novák. COMPACT OPTICAL DETECTION SYSTEM. AGENCY FOR SCIENCE, TECHNOLOGY AND RESEARCH (SG), assignee. Patent 149600. 31 Dec. 2009. Print.

Singapurský patent na metodu detekce a citlivý optoelektronický zesilovač.

2. Neužil, Pavel, Juergen Pipper, and Lukáš Novák. COMPACT OPTICAL DETECTION SYSTEM. AGENCY FOR SCIENCE, TECHNOLOGY AND RESEARCH (SG), assignee. Patent 101542273. 26 Jan. 2011. Print.

Čínský patent na metodu detekce a citlivý optoelektronický zesilovač.

7.3 Seznam citovaných publikací včetně ohlasů

1. Novák, Lukáš, Pavel Neužil, Juergen Pipper, Yi Zhang, and Shinhan Lee. "An Integrated Fluorescence Detection System for Lab-on-a-chip Applications." *Lab on a Chip* 7.1 (2007): 27-29. Print. **[62x citováno bez autocitací dle údajů Web of Science 2013]**

1. Abel, Tobias, Martin Sagmeister, Bernhard Lamprecht, Elke Kraker, Stefan Koestler, Birgit Ungerboeck, and Torsten Mayr. "Filter-free Integrated Sensor Array Based on Luminescence and Absorbance Measurements Using Ring-shaped Organic Photodiodes." *Analytical and Bioanalytical Chemistry* 404.10 (2012): 2841-849. Print.
2. Ateya, Daniel A., Jeffrey S. Erickson, Peter B. Howell, Lisa R. Hilliard, Joel P. Golden, and Frances S. Ligler. "The Good, the Bad, and the Tiny: A Review of Microflow Cytometry." *Analytical and Bioanalytical Chemistry* 391.5 (2008): 1485-498. Print.
3. Borecki, M., M. Korwin Pawlowski, P. Wrzosek, and J. Szmidt. "Capillaries as the Components of Photonic Sensor Micro-systems." *Measurement Science & Technology* 19.6 (2008): n. pag. Print.
4. Chang, Chia-Pin, David J. Nagel, and Mona E. Zaghoul. "Computational Methodology for Absolute Calibration Curves for Microfluidic Optical Analyses." *Sensors* 10.7 (2010): 6730-750. Print.

5. Chen, Xing, Dafu Cui, Hui Li, Haoyuan Cai, Jianhan Sun, and Jian Chen. "Microfluidics-based Immunoassays by Using an Integrated Fluorescence Detection System." *Microsystem Technologies-micro-and Nanosystems-information Storage and Processing Systems* 16.12 (2010): 2049-055. Print.
6. Choi, Jong-ryul, Kyujung Kim, and Donghyun Kim. "In Situ Fluorescence Optical Detection Using a Digital Micromirror Device (DMD) for 3D Cell-based Assays." *Journal of the Optical Society of Korea* 16.1 (2012): 42-46. Print.
7. Csordas, Andrew I., Michael J. Delwiche, and Jeri D. Barak. "Nucleic Acid Sensor and Fluid Handling for Detection of Bacterial Pathogens." *Sensors and Actuators B-chemical* 134.1 (2008): 1-8. Print.
8. Cuennet, J. G., A. E. Vasdekis, and D. Psaltis. "Optofluidic-tunable Color Filters and Spectroscopy Based on Liquid-crystal Microflows." *Lab on a Chip* 13.14 (2013): 2721-726. Print.
9. Dadesh, Khaled M., G. K. Kurup, and Amar S. Basu. "High Speed Low Noise Multiplexed Three Color Absorbance Photometry." *2011 Annual International Conference of the Ieee Engineering in Medicine and Biology Society (embc)*. IEEE; Engn Med & Biol Soc (EMBS). N.p.: n.p., 2011. 39-42. Print. 33rd Annual International Conference of the IEEE Engineering-in-Medicine-and-Biology-Society (EMBS), Boston, MA, AUG 30-SEP 03, 2011
10. Dixit, Rahul, Li Shen, Michael Ratterman, Ian Papautsky, and David Klotzkin. "Simultaneous Single Detector Measurement of Multiple Fluorescent Sources." *Ieee Sensors Journal* 13.5 (2013): 1965-971. Print.
11. Frisk, Megan L., Erwin Berthier, William H. Tepp, Eric A. Johnson, and David J. Beebe. "Bead-based Microfluidic Toxin Sensor Integrating Evaporative Signal Amplification." *Lab on a Chip* 8.11 (2008): 1793-800. Print.
12. Fu, Lung-Ming, Wei-En Shu, and Yao-Nan Wang. "Particle Analysis and Differentiation Using a Photovoltaic Cell." *Journal of Micromechanics and Microengineering* 22.10 (2012): n. pag. Print.
13. Gai, Hongwei, Yongjun Li, and Edward S. Yeung. *Optical Detection Systems on Microfluidic Chips*. Vol. 304. N.p.: n.p., 2011. 171-201. Print. Topics in Current Chemistry.
14. Garcia-Cordero, Jose L., Dirk Kurzbuch, Fernando Benito-Lopez, Dermot Diamond, Luke P. Lee, and Antonio J. Ricco. "Optically Addressable Single-use Microfluidic Valves by Laser Printer Lithography." *Lab on a Chip* 10.20 (2010): 2680-687. Print.
15. Hilmi, Hanan T. Abbas, Kaisa Hakkila, and Per E. J. Saris. "Isolation of Sensitive Nisin-sensing GFP(uv) Bioassay Lactococcus Lactis Strains Using FACS." *Biotechnology Letters* 31.1 (2009): 119-22. Print.
16. Hosseini, Yahya, and Karan V. I. S. Kaler. "Integrated CMOS Optical Sensor for Cell Detection and Analysis." *Sensors and Actuators A-physical* 157.1 (2010): 1-8. Print.
17. Hosseini, Yahya, and Karan V. I. S. Kaler. *Integrated Optics*. N.p.: n.p., 2010. 147-58. Print.
18. Huang, Suxian, and Yong Chen. "Ultrasensitive Fluorescence Detection of Single Protein Molecules Manipulated Electrically on Au Nanowire." *Nano Letters* 8.9 (2008): 2829-833. Print.
19. Huang, Ta-chien D., Sunirmal Paul, Ping Gong, Rastislav Levicky, John Kymissis, Sally A. Amundson, and Kenneth L. Shepard. "Gene Expression Analysis with an Integrated CMOS Microarray by Time-resolved Fluorescence Detection." *Biosensors & Bioelectronics* 26.5 (2011): 2660-665. Print.
20. Hurth, C., R. Lenigk, and F. Zenhausern. "A Compact LED-based Module for DNA Capillary Electrophoresis." *Applied Physics B-lasers and Optics* 93.2-3, SI (2008): 693-99. Print.
21. Huska, Dalibor, Jaromir Hubalek, Vojtech Adam, and Rene Kizek. "Miniaturized Electrochemical Detector as a Tool for Detection of DNA Amplified by PCR." *Electrophoresis* 29.24 (2008): 4964-971. Print.
22. Jang, Dae-Ho, and Jae-Chem Yoo. "Miniaturized Fluorometer Based on Total Internal Reflector and Condensing Mirror." *Journal of the Optical Society of Korea* 17.1 (2013): 81-85. Print.
23. Jing, Xu, Xiong Yan, Chen Shiheng, and Guan Yafeng. "Light Emitting Diode Induced Fluorescence Detector." *Progress in Chemistry* 21.6 (2009): 1325-334. Print.
24. Joo, Segyeong, Kee Hyun Kim, Hee Chan Kim, and Taek Dong Chung. "A Portable Microfluidic Flow Cytometer Based on Simultaneous Detection of Impedance and Fluorescence." *Biosensors & Bioelectronics* 25.6 (2010): 1509-515. Print.

25. Kettlitz, Siegfried W., Sebastian Valouch, Wiebke Sittel, and Uli Lemmer. "Flexible Planar Microfluidic Chip Employing a Light Emitting Diode and a PIN-photodiode for Portable Flow Cytometers." *Lab on a Chip* 12.1 (2012): 197-203. Print.
26. Lin, Chun-Che, Chin-Chung Tseng, Tsung-Kai Chuang, Der-Seang Lee, and Gwo-Bin Lee. "Urine Analysis in Microfluidic Devices." *Analyst* 136.13 (2011): 2669-688. Print.
27. Liu, Xiaozhu, Kai Yang, Ashutosh Wadhwa, Shigetoshi Eda, Shanshan Li, and Jie Wu. "Development of an AC Electrokinetics-based Immunoassay System for On-site Serodiagnosis of Infectious Diseases." *Sensors and Actuators A-physical* 171.2 (2011): 406-13. Print.
28. Mao, Fei, Wai-Yee Leung, and Xing Xin. "Characterization of EvaGreen and the Implication of Its Physicochemical Properties for QPCR Applications." *Bmc Biotechnology* 7 (2007): n. pag. Print.
29. Nguyen, Diep, Jolie Mclane, Valerie Lew, Jonathan Pegan, and Michelle Khine. "Shrink-film Microfluidic Education Modules: Complete Devices within Minutes." *Biomicrofluidics* 5.2 (2011): n. pag. Print.
30. Nwankire, Charles E., Gerard G. Donohoe, Xin Zhang, Jonathan Siegrist, Martin Somers, Dirk Kurzbuch, Ruairi Monaghan, Maria Kitsara, Robert Burger, Stephen Hearty, Julie Murrell, Christopher Martin, Martha Rook, Louise Barrett, Stephen Daniels, Colette Mcdonagh, Richard O'Kacuteneedney, and Jens Ducree. "At-line Bioprocess Monitoring by Immunoassay with Rotationally Controlled Serial Siphoning and Integrated Supercritical Angle Fluorescence Optics." *Analytica Chimica Acta* 781 (2013): 54-62. Print.
31. Park, Bum Soo, Seung Ho Baek, Jang-Seu Ki, Rose Ann Cattolico, and Myung-Soo Han. "Assessment of EvaGreen-based Quantitative Real-time PCR Assay for Enumeration of the Microalgae *Heterosigma* and *Chattonella* (Raphidophyceae)." *Journal of Applied Phycology* 24.6 (2012): 1555-567. Print.
32. Pennathur, S., and D. Kuchnir Fygenon. "Improving Fluorescence Detection in Lab on Chip Devices." *Lab on a Chip* 8.5 (2008): 649-52. Print.
33. Pierik, Anke, Marius Boamfa, Martijn Vanzelst, Danielle Clout, Henk Stapert, Frits Dijkman, Dirk Broer, and Reinhold Wimberger-Friedl. "Real Time Quantitative Amplification Detection on a Microarray: Towards High Multiplex Quantitative PCR." *Lab on a Chip* 12.10 (2012): 1897-902. Print.
34. Rivet, Catherine, Hyewon Lee, Alison Hirsch, Sharon Hamilton, and Hang Lu. "Microfluidics for Medical Diagnostics and Biosensors." *Chemical Engineering Science* 66.7 (2011): 1490-507. Print.
35. Rosenbloom, Alan John, Heer Robin Gandhi, and George Lopez Subrebost. "Glucose Microdialysis with Continuous On-Board Probe Performance Monitoring." *2009 Icme International Conference on Complex Medical Engineering*. ICME. N.p.: n.p., 2009. 560-65. Print. ICME International Conference on Complex Medical Engineering, Tempe, AZ, APR 09-11, 2009
36. Rosenbloom, Alan John, Heer Robin Gandhi, and George Lopez Subrebost. "Microdialysis Coupled with an Embedded Systems Controller and CMOS Image Sensor." *2009 Annual International Conference of the Ieee Engineering in Medicine and Biology Society, Vols 1-20*. IEEE Engn Med & Biol Soc. N.p.: n.p., 2009. 1230-233. Print. IEEE Engineering in Medicine and Biology Society Conference Proceedings. Annual International Conference of the IEEE-Engineering-in-Medicine-and-Biology-Society, Minneapolis, MN, SEP 03-06, 2009
37. Ryu, Gihan, Jingsong Huang, Oliver Hofmann, Claire A. Walshe, Jasmine Y. Y. Sze, Gareth D. McClean, Alan Mosley, Simon J. Rattle, John C. Demello, Andrew J. Demello, and Donal D. C. Bradley. "Highly Sensitive Fluorescence Detection System for Microfluidic Lab-on-a-chip." *Lab on a Chip* 11.9 (2011): 1664-670. Print.
38. Scheicher, Sylvia R., Birgit Kainz, Stefan Koestler, Norbert Reitingner, Nicole Steiner, Harald Dittlbacher, Alfred Leitner, Dietmar Pum, Uwe B. Sleytr, and Volker Ribitsch. "2D Crystalline Protein Layers as Immobilization Matrices for the Development of DNA Microarrays." *Biosensors & Bioelectronics* 40.1, SI (2013): 32-37. Print. 22nd Anniversary World Congress on Biosensors / Summer School on Printed Biosensors and Electronics, Cancun, MEXICO, MAY 15-18, 2012
39. Schulze, Holger, Gerard Giraud, Jason Crain, and Till T. Bachmann. "Multiplexed Optical Pathogen Detection with Lab-on-a-chip Devices." *Journal of Biophotonics* 2.4 (2009): 199-211. Print.
40. Seo, Sungkyu, Ting-Wei Su, Derek K. Tseng, Anthony Erlinger, and Aydogan Ozcan. "Lensfree Holographic Imaging for On-chip Cytometry and Diagnostics." *Lab on a Chip* 9.6 (2009): 777-87. Print.

41. Sharma, Himanshu, Diep Nguyen, Aaron Chen, Valerie Lew, and Michelle Khine. "Unconventional Low-Cost Fabrication and Patterning Techniques for Point of Care Diagnostics." *Annals of Biomedical Engineering* 39.4 (2011): 1313-327. Print.
42. Sharp, K. V., S. H. Yazdi, and S. M. Davison. "Localized Flow Control in Microchannels Using Induced-charge Electroosmosis near Conductive Obstacles." *Microfluidics and Nanofluidics* 10.6 (2011): 1257-267. Print.
43. Song, Fuchuan, Jing Xiao, and Sang-Woo Seo. "Heterogeneously Integrated Optical System for Lab-on-a-chip Applications." *Sensors and Actuators A-physical* 195 (2013): 148-53. Print.
44. Song, Yongxin, Hongpeng Zhang, Chan Hee Chon, Shu Chen, Xinxiang Pan, and Dongqing Li. "Counting Bacteria on a Microfluidic Chip." *Analytica Chimica Acta* 681.1-2 (2010): 82-86. Print.
45. Song, Yongxin, Hongpeng Zhang, Chan Hee Chon, Xinxiang Pan, and Dongqing Li. "Nanoparticle Detection by Microfluidic Resistive Pulse Sensor with a Submicron Sensing Gate and Dual Detecting Channels-two Stage Differential Amplifier." *Sensors and Actuators B-chemical* 155.2 (2011): 930-36. Print.
46. Song, Yongxin, Jizhe Wang, Jiandong Yang, Yanbin Wu, Nan Li, Ning Gong, Xinxiang Pan, Yeqing Sun, and Dongqing Li. "ALGAE DETECTION AND SHIPŚ BALLAST WATER ANALYSIS BY A MICROFLUIDIC LAB-ON-CHIP DEVICE." *Instrumentation Science & Technology* 40.4 (2012): 305-15. Print.
47. Sung, Jong Hwan, and Michael L. Shuler. "In Vitro Microscale Systems for Systematic Drug Toxicity Study." *Bioprocess and Biosystems Engineering* 33.1, SI (2010): 5-19. Print.
48. Sung, Jong Hwan, Jong-ryul Choi, Donghyun Kim, and Michael L. Shuler. "Fluorescence Optical Detection In Situ for Real-Time Monitoring of Cytochrome P450 Enzymatic Activity of Liver Cells in Multiple Microfluidic Devices." *Biotechnology and Bioengineering* 104.3 (2009): 516-25. Print.
49. Sung, Jong Hwan, Mandy B. Esch, and Michael L. Shuler. "Integration of in Silico and in Vitro Platforms for Pharmacokinetic-pharmacodynamic Modeling." *Expert Opinion on Drug Metabolism & Toxicology* 6.9 (2010): 1063-081. Print.
50. Trivedi, Varun, Ankur Doshi, G. K. Kurup, E. Ereifej, P. J. Vandevord, and Amar S. Basu. "A Modular Approach for the Generation, Storage, Mixing, and Detection of Droplet Libraries for High Throughput Screening." *Lab on a Chip* 10.18 (2010): 2433-442. Print.
51. Walczak, Rafal. "Fluorescence Detection by Miniaturized Instrumentation Based on Non-cooled CCD Minicamera and Dedicated for Lab-on-a-chip Applications." *Biochip Journal* 5.3 (2011): 271-79. Print.
52. Wang, Chen, and Dieter Trau. "A Portable Generic DNA Bioassay System Based on in Situ Oligonucleotide Synthesis and Hybridization Detection." *Biosensors & Bioelectronics* 26.5 (2011): 2436-441. Print.
53. Wang, Jung-Hao, Chih-Hung Wang, and Gwo-Bin Lee. "Sample Pretreatment and Nucleic Acid-Based Detection for Fast Diagnosis Utilizing Microfluidic Systems." *Annals of Biomedical Engineering* 40.6, SI (2012): 1367-383. Print.
54. Wang, Jung-Hao, Liang-Ju Chien, Tsung-Min Hsieh, Ching-Hsing Luo, Wen-Pin Chou, Ping-Hei Chen, Pei-Jer Chen, Da-Sheng Lee, and Gwo-Bin Lee. "A Miniaturized Quantitative Polymerase Chain Reaction System for DNA Amplification and Detection." *Sensors and Actuators B-chemical* 141.1 (2009): 329-37. Print.
55. Wang, Zhongwei, Taeheon Han, Tae-Joon Jeon, Sungjin Park, and Sun Min Kim. "Rapid Detection and Quantification of Bacteria Using an Integrated Micro/nanofluidic Device." *Sensors and Actuators B-chemical* 178 (2013): 683-88. Print.
56. Witte, Andreas, and Robert Schmitt. "System Integration of Sensors for Fluorescence Based Lab on a Chip Systems." *Tm-technisches Messen* 79.1 (2012): 37-43. Print.
57. Wu, Jing, Xianhu Liu, Lili Wang, Lijun Dong, and Qiaosheng Pu. "An Economical Fluorescence Detector for Lab-on-a-chip Devices with a Light Emitting Photodiode and a Low-cost Avalanche Photodiode." *Analyst* 137.2 (2012): 519-25. Print.
58. Wu, Xudong, Chan Hee Chon, Yao-Nan Wang, Yuejun Kang, and Dongqing Li. "Simultaneous Particle Counting and Detecting on a Chip." *Lab on a Chip* 8.11 (2008): 1943-949. Print.

59. Xu, Baojian, Mo Yang, Hua Wang, Honglian Zhang, Qinghui Jin, Jianlong Zhao, and Huimin Wang. "Line Laser Beam Based Laser-induced Fluorescence Detection System for Microfluidic Chip Electrophoresis Analysis." *Sensors and Actuators A-physical* 152.2 (2009): 168-75. Print.
60. Xue, Shuhua, Katsumi Uchiyama, and Hai-fang Li. "Determination of Ammonium on an Integrated Microchip with LED-induced Fluorescence Detection." *Journal of Environmental Sciences-china* 24.3 (2012): 564-70. Print.
61. Yang, Feng-Bo, Jian-Zhang Pan, Ting Zhang, and Qun Fang. "A Low-cost Light-emitting Diode Induced Fluorescence Detector for Capillary Electrophoresis Based on an Orthogonal Optical Arrangement." *Talanta* 78.3 (2009): 1155-158. Print.
62. Yao, Mingjin, and Ji Fang. "A Novel High-sensitive Miniaturized Optical System for Fluorescence Detection." *Nanoscale Imaging, Sensing, and Actuation for Biomedical Applications Vii*. SPIE. Vol. 7908. N.p.: n.p., 2011. N. pag. Print. Proceedings of SPIE. Conference on Nanoscale Imaging, Sensing, and Actuation for Biomedical Applications VIII, San Francisco, CA, JAN 24-27, 2011

2. Neužil, Pavel, Lukáš Novák, Juergen Pipper, Shinhan Lee, Lisa F. P. Ng, and Chunyan Zhang. "Rapid Detection of Viral RNA by a Pocket-size Real-time PCR System." *Lab on a Chip* 10.19 (2010): 2632-634. Print. **[6x citováno bez autocitací dle údajů Web of Science 2013]**

1. Ahmad, Farhan, and Syed A. Hashsham. "Miniaturized Nucleic Acid Amplification Systems for Rapid and Point-of-care Diagnostics: A Review." *Analytica Chimica Acta* 733 (2012): 1-15. Print.
2. Jung, Jae Hwan, Seok Jin Choi, Byung Hyun Park, Young Ki Choi, and Tae Seok Seo. "Ultrafast Rotary PCR System for Multiple Influenza Viral RNA Detection." *Lab on a Chip* 12.9 (2012): 1598-600. Print.
3. Kovarik, Michelle L., Philip C. Gach, Douglas M. Orloff, Yuli Wang, Joseph Balowski, Lila Farrag, and Nancy L. Allbritton. "Micro Total Analysis Systems for Cell Biology and Biochemical Assays." *Analytical Chemistry* 84.2 (2012): 516-40. Print.
4. Micklitsch, Christopher M., Bereket Yemane Oquare, Chao Zhao, and Daniel H. Appella. "Cyclopentane-Peptide Nucleic Acids for Qualitative, Quantitative, and Repetitive Detection of Nucleic Acids." *Analytical Chemistry* 85.1 (2013): 251-57. Print.
5. Usachev, Evgeny V., and Igor E. Agranovski. "Internally Controlled PCR System for Detection of Airborne Microorganisms." *Journal of Environmental Monitoring* 14.6 (2012): 1631-637. Print.
6. Xu, Guolin, Daniel Yoke San Lee, Hong Xie, Deon Chiew, Tseng-Ming Hsieh, Emril Mohamed Ali, Xing Lun Looi, Mo-Huang Li, and Jackie Y. Ying. "A Self-contained Polymeric Cartridge for Automated Biological Sample Preparation." *Biomicrofluidics* 5.3 (2011): n. pag. Print.

3. Pipper, Juergen, Masafumi Inoue, Lisa F-P Ng, Pavel Neužil, Yi Zhang, and Lukáš Novák. "Catching Bird Flu in a Droplet." *Nature Medicine* 13.10 (2007): 1259-263. Print. **[75x citováno bez autocitací dle údajů Web of Science 2013]**

1. Abraham, A. M., R. Kannangai, and G. Sridharan. "Nanotechnology: A New Frontier in Virus Detection in Clinical Practice." *Indian Journal of Medical Microbiology* 26.4 (2008): 297-301. Print.
2. Ahmad, Farhan, and Syed A. Hashsham. "Miniaturized Nucleic Acid Amplification Systems for Rapid and Point-of-care Diagnostics: A Review." *Analytica Chimica Acta* 733 (2012): 1-15. Print.
3. Angione, Stephanie L., Anuj Chauhan, and Anubhav Tripathi. "Real-Time Droplet DNA Amplification with a New Tablet Platform." *Analytical Chemistry* 84.6 (2012): 2654-661. Print.

4. Arora, Arun, Trung Quan Luong, Matthias Krueger, Young Jun Kim, Chang-Hoon Nam, Andreas Manz, and Martina Havenith. "Terahertz-time Domain Spectroscopy for the Detection of PCR Amplified DNA in Aqueous Solution." *Analyst* 137.3 (2012): 575-79. Print.
5. Berim, Gersh O., and Eli Ruckenstein. "Nanodrop of an Ising Magnetic Fluid on a Solid Surface." *Langmuir* 27.14 (2011): 8753-760. Print.
6. Cartas-Ayala, Marco A., Mohamed Raafat, and Rohit Karnik. "Self-Sorting of Deformable Particles in an Asynchronous Logic Microfluidic Circuit." *Small* 9.3 (2013): 375-81. Print.
7. Chabert, Max. *Gene Expression Analysis on Microchips*. N.p.: n.p., 2010. 196-208. Print. RSC Nanoscience and Nanotechnology.
8. Chen, Li, Mingjie Liu, Ling Lin, Tong Zhang, Jie Ma, Yanlin Song, and Lei Jiang. "Thermal-responsive Hydrogel Surface: Tunable Wettability and Adhesion to Oil at the Water/solid Interface." *Soft Matter* 6.12 (2010): 2708-712. Print.
9. Erb, Randall M., and Benjamin B. Yellen. "Magnetic Manipulation of Colloidal Particles." *Nanoscale Magnetic Materials and Applications*. Mat Res Soc. N.p.: n.p., 2009. 563-90. Print. Symposium on Nanoscale Magnetic Materials and Applications held at the 2007 MRS Fall Meeting, Boston, MA, NOV, 2007
10. Fallah-Araghi, Ali, Jean-Christophe Baret, Michael Ryckelynck, and Andrew D. Griffiths. "A Completely in Vitro Ultrahigh-throughput Droplet-based Microfluidic Screening System for Protein Engineering and Directed Evolution." *Lab on a Chip* 12.5 (2012): 882-91. Print.
11. Fink, Doran L., Gary A. Fahle, Steven Fischer, Daniel F. Fedorko, and Thomas B. Nutman. "Toward Molecular Parasitologic Diagnosis: Enhanced Diagnostic Sensitivity for Filarial Infections in Mobile Populations." *Journal of Clinical Microbiology* 49.1 (2011): 42-47. Print.
12. Fink, Doran L., Joseph Kamgno, and Thomas B. Nutman. "Rapid Molecular Assays for Specific Detection and Quantitation of Loa Loa Microfilaremia." *Plos Neglected Tropical Diseases* 5.8 (2011): n. pag. Print.
13. Fischer, Peer, and Ambarish Ghosh. "Magnetically Actuated Propulsion at Low Reynolds Numbers: Towards Nanoscale Control." *Nanoscale* 3.2 (2011): 557-63. Print.
14. Garcia-Cordero, Jose L., Dirk Kurzbuch, Fernando Benito-Lopez, Dermot Diamond, Luke P. Lee, and Antonio J. Ricco. "Optically Addressable Single-use Microfluidic Valves by Laser Printer Lithography." *Lab on a Chip* 10.20 (2010): 2680-687. Print.
15. Gijs, Martin A. M., Frederic Lacharme, and Ulrike Lehmann. "Microfluidic Applications of Magnetic Particles for Biological Analysis and Catalysis." *Chemical Reviews* 110.3 (2010): 1518-563. Print.
16. Gu, Shu-Qing, Yun-Xia Zhang, Ying Zhu, Wen-Bin Du, Bo Yao, and Qun Fang. "Multifunctional Picoliter Droplet Manipulation Platform and Its Application in Single Cell Analysis." *Analytical Chemistry* 83.19 (2011): 7570-576. Print.
17. Guang-Tie, Liang, Wang Qiu-Ping, Wang Wei, Liu Da-Yu, and Zhou Xiao-Mian. "Droplet-based Blood Hepatitis B Virus DNA Extraction in a Capillary." *Chinese Journal of Analytical Chemistry* 39.5 (2011): 670-74. Print.
18. Hua, Zhishan, Jeremy L. Rouse, Allen E. Eckhardt, Vijay Srinivasan, Vamsee K. Pamula, Wiley A. Schell, Jonathan L. Benton, Thomas G. Mitchell, and Michael G. Pollack. "Multiplexed Real-Time Polymerase Chain Reaction on a Digital Microfluidic Platform." *Analytical Chemistry* 82.6 (2010): 2310-316. Print.
19. Huska, Dalibor, Jaromir Hubalek, Vojtech Adam, and Rene Kizek. "Miniaturized Electrochemical Detector as a Tool for Detection of DNA Amplified by PCR." *Electrophoresis* 29.24 (2008): 4964-971. Print.
20. Iliescu, Ciprian, Hayden Taylor, Marioara Avram, Jianmin Miao, and Sami Franssila. "A Practical Guide for the Fabrication of Microfluidic Devices Using Glass and Silicon." *Biomicrofluidics* 6.1 (2012): n. pag. Print.
21. Julich, Sandra, Marko Riedel, Mark Kielpinski, Matthias Urban, Robert Kretschmer, Stefan Wagner, Wolfgang Fritzsche, Thomas Henkel, Robert Moeller, and Sabine Werres. "Development of a Lab-on-a-chip Device for Diagnosis of Plant Pathogens." *Biosensors & Bioelectronics* 26.10 (2011): 4070-075. Print.

22. Kandun, I. Nyoman, Erna Tresnaningsih, Wilfried H. Purba, Vernon Lee, Gina Samaan, Syahril Harun, Eka Soni, Chita Septiawati, Tetty Setiawati, Elvieda Sariwati, and Toni Wandra. "Factors Associated with Case Fatality of Human H5N1 Virus Infections in Indonesia: A Case Series." *Lancet* 372.9640 (2008): 744-49. Print.
23. Karle, Marc, Junichi Miwa, Gregor Czilwik, Volker Auwaerter, Guenter Roth, Roland Zengerle, and Felix Vonstetten. "Continuous Microfluidic DNA Extraction Using Phase-transfer Magnetophoresis." *Lab on a Chip* 10.23 (2010): 3284-290. Print.
24. Kim, Hanyoup, Sjarhei Vishniakou, and Gregory W. Faris. "Petri Dish PCR: Laser-heated Reactions in Nanoliter Droplet Arrays." *Lab on a Chip* 9.9 (2009): 1230-235. Print.
25. Kodzius, Rimantas, Kang Xiao, Jinbo Wu, Xin Yi, Xiuqing Gong, Ian G. Foulds, and Weijia Wen. "Inhibitory Effect of Common Microfluidic Materials on PCR Outcome." *Sensors and Actuators B-chemical* 161.1 (2012): 349-58. Print.
26. Krejcova, Ludmila, Dana Dospivova, Marketa Ryvolova, Pavel Kopel, David Hynek, Sona Krizkova, Jaromir Hubalek, Vojtech Adam, and Rene Kizek. "Paramagnetic Particles Coupled with an Automated Flow Injection Analysis as a Tool for Influenza Viral Protein Detection." *Electrophoresis* 33.21, SI (2012): 3195-204. Print.
27. Krejcova, Ludmila, David Hynek, Vojtech Adam, Jaromir Hubalek, and Rene Kizek. "Electrochemical Sensors and Biosensors for Influenza Detection." *International Journal of Electrochemical Science* 7.11 (2012): 10779-0801. Print.
28. Kurup, G. K., and Amar S. Basu. "Field-free Particle Focusing in Microfluidic Plugs." *Biomicrofluidics* 6.2 (2012): n. pag. Print.
29. Lee, Chan Joo, Jae Hwan Jung, and Tae Seok Seo. "3D Porous Sol-Gel Matrix Incorporated Microdevice for Effective Large Volume Cell Sample Pretreatment." *Analytical Chemistry* 84.11 (2012): 4928-934. Print.
30. Lee, Kang-Ho, Jeong Oen Lee, Sukhwan Choi, Jun-Bo Yoon, and Gyu-Hyeong Cho. "A CMOS Label-free DNA Sensor Using Electrostatic Induction of Molecular Charges." *Biosensors & Bioelectronics* 31.1 (2012): 343-48. Print.
31. Lee, Kang-Ho, Suk-Hwan Choi, Jeong-Oen Lee, Mi-Jin Sohn, Jun-Bo Yoon, and Gyu-Hyeong Cho. "An Autonomous CMOS Hysteretic Sensor for the Detection of Desorption-free DNA Hybridization." *Biosensors & Bioelectronics* 26.11 (2011): 4591-595. Print.
32. Liu, Mingjie, Xueli Liu, Chunmei Ding, Zhixiang Wei, Ying Zhu, and Lei Jiang. "Reversible Underwater Switching between Superoleophobicity and Superoleophilicity on Conducting Polymer Nanotube Arrays." *Soft Matter* 7.9 (2011): 4163-165. Print.
33. Logan, Catriona, and Niamb O'Sullivan. "Detection of Viral Agents of Gastroenteritis: Norovirus, Sapovirus and Astrovirus." *Future Virology* 3.1 (2008): 61-70. Print.
34. Long, Zhicheng, Abhishek M. Shetty, Michael J. Solomon, and Ronald G. Larson. "Fundamentals of Magnet-actuated Droplet Manipulation on an Open Hydrophobic Surface." *Lab on a Chip* 9.11 (2009): 1567-575. Print.
35. Mazutis, Linas, and Andrew D. Griffiths. "Selective Droplet Coalescence Using Microfluidic Systems." *Lab on a Chip* 12.10 (2012): 1800-806. Print.
36. McCalla, Stephanie E., and Anubhav Tripathi. *Microfluidic Reactors for Diagnostics Applications*. Vol. 13. N.p.: n.p., 2011. 321-43. Print. Annual Review of Biomedical Engineering.
37. Michaelis, Martin, Hans Wilhelm Doerr, and Jindrich Cinatl. "Of Chickens and Men: Avian Influenza in Humans." *Current Molecular Medicine* 9.2 (2009): 131-51. Print.
38. Nguyen, Nam-Trung, Guiping Zhu, Yong-Chin Chua, Vinh-Nguyen Phan, and Say-Hwa Tan. "Magnetowetting and Sliding Motion of a Sessile Ferrofluid Droplet in the Presence of a Permanent Magnet." *Langmuir* 26.15 (2010): 12553-2559. Print.
39. Oakley, Jennifer A., Kirsty J. Shaw, Peter T. Docker, Charlotte E. Dyer, John Greenman, Gillian M. Greenway, and Stephen J. Haswell. "Development of a Bi-functional Silica Monolith for Electro-osmotic Pumping and DNA Clean-up/extraction Using Gel-supported Reagents in a Microfluidic Device." *Lab on a Chip* 9.11 (2009): 1596-600. Print.

40. Okochi, Mina, Hiroyoshi Tsuchiya, Fumitaka Kumazawa, Mitsuhiro Shikida, and Hiroyuki Honda. "Droplet-based Gene Expression Analysis Using a Device with Magnetic Force-based-droplet-handling System." *Journal of Bioscience and Bioengineering* 109.2 (2010): 193-97. Print.
41. Pan, Xiaoyan, Shaojiang Zeng, Qingquan Zhang, Bingcheng Lin, and Jianhua Qin. "Sequential Microfluidic Droplet Processing for Rapid DNA Extraction." *Electrophoresis* 32.23, SI (2011): 3399-405. Print.
42. Parton, Joseph, Naglaa Abu-Mandil Hassan, Terence A. Brown, Stephen J. Haswell, Keri A. Brown, and Kirsty J. Shaw. "Sex Identification of Ancient DNA Samples Using a Microfluidic Device." *Journal of Archaeological Science* 40.1 (2013): 705-11. Print.
43. Pekin, Deniz, Yousr Skhiri, Jean-Christophe Baret, Delphine Le Corre, Linas Mazutis, Chaouki Ben Salem, Florian Millot, Abdeslam El Harrak, J. Brian Hutchison, Jonathan W. Larson, Darren R. Link, Pierre Laurent-Puig, Andrew D. Griffiths, and Valerie Taly. "Quantitative and Sensitive Detection of Rare Mutations Using Droplet-based Microfluidics." *Lab on a Chip* 11.13 (2011): 2156-166. Print.
44. Plessy, Charles, Linda Desbois, Teruo Fujii, and Piero Carninci. "Population Transcriptomics with Single-cell Resolution: A New Field Made Possible by Microfluidics." *Bioessays* 35.2 (2013): 131-40. Print.
45. Rahman, Md Mahbubor, and Abdelhamid Elaissari. "Nucleic Acid Sample Preparation for in Vitro Molecular Diagnosis: From Conventional Techniques to Biotechnology." *Drug Discovery Today* 17.21-22 (2012): 1199-207. Print.
46. Rivet, Catherine, Hyewon Lee, Alison Hirsch, Sharon Hamilton, and Hang Lu. "Microfluidics for Medical Diagnostics and Biosensors." *Chemical Engineering Science* 66.7 (2011): 1490-507. Print.
47. Sander, Jonathan S., Randall M. Erb, Claude Denier, and Andre R. Studart. "Magnetic Transport, Mixing and Release of Cargo with Tailored Nanoliter Droplets." *Advanced Materials* 24.19 (2012): 2582-587. Print.
48. Schaerli, Yolanda, Robert C. Wootton, Tom Robinson, Viktor Stein, Christopher Dunsby, Mark A. A. Neil, Paul M. W. French, Andrew J. Demello, Chris Abell, and Florian Hollfelder. "Continuous-Flow Polymerase Chain Reaction of Single-Copy DNA in Microfluidic Microdroplets." *Analytical Chemistry* 81.1 (2009): 302-06. Print.
49. Schulze, Holger, Gerard Giraud, Jason Crain, and Till T. Bachmann. "Multiplexed Optical Pathogen Detection with Lab-on-a-chip Devices." *Journal of Biophotonics* 2.4 (2009): 199-211. Print.
50. Shaw, Kirsty J., Domino A. Joyce, Peter T. Docker, Charlotte E. Dyer, Gillian M. Greenway, John Greenman, and Stephen J. Haswell. "Development of a Real-world Direct Interface for Integrated DNA Extraction and Amplification in a Microfluidic Device." *Lab on a Chip* 11.3 (2011): 443-48. Print.
51. Strohmeier, Oliver, Alexander Emperle, Guenter Roth, Daniel Mark, Roland Zengerle, and Felix Vonstetten. "Centrifugal Gas-phase Transition Magnetophoresis (GTM) - a Generic Method for Automation of Magnetic Bead Based Assays on the Centrifugal Microfluidic Platform and Application to DNA Purification." *Lab on a Chip* 13.1 (2013): 146-55. Print.
52. Tippkoetter, Nils, Huschyar Al-Kaidy, Steffen Wollny, and Roland Ulber. "Functionalized Magnetizable Particles for Downstream Processing in Single-Use Systems." *Chemie Ingenieur Technik* 85.1-2, SI (2013): 76-86. Print.
53. Vaculovicova, Marketa, Kristyna Smerkova, Jiri Sedlacek, Jiri Vyslouzil, Jaromir Hubalek, Rene Kizek, and Vojtech Adam. "Integrated Chip Electrophoresis and Magnetic Particle Isolation Used for Detection of Hepatitis B Virus Oligonucleotides." *Electrophoresis* 34.11, SI (2013): 1548-554. Print.
54. Vulto, Paul, Gregory Dame, Urban Maier, Solomzi Makohliso, Susann Podszun, Peter Zahn, and Gerald A. Urban. "A Microfluidic Approach for High Efficiency Extraction of Low Molecular Weight RNA." *Lab on a Chip* 10.5 (2010): 610-16. Print.
55. Wang, Fang, and Mark A. Burns. "Droplet-based Microsystem for Multi-step Bioreactions." *Biomedical Microdevices* 12.3 (2010): 533-41. Print.
56. Wang, Fang, and Mark A. Burns. "Multiphase Bioreaction Microsystem with Automated On-chip Droplet Operation." *Lab on a Chip* 10.10 (2010): 1308-315. Print.
57. Wang, Fang, and Mark A. Burns. "Performance of Nanoliter-sized Droplet-based Microfluidic PCR." *Biomedical Microdevices* 11.5 (2009): 1071-080. Print.

58. Wang, Jung-Hao, Chih-Hung Wang, and Gwo-Bin Lee. "Sample Pretreatment and Nucleic Acid-Based Detection for Fast Diagnosis Utilizing Microfluidic Systems." *Annals of Biomedical Engineering* 40.6, SI (2012): 1367-383. Print.
59. Wang, Jung-Hao, Liang-Ju Chien, Tsung-Min Hsieh, Ching-Hsing Luo, Wen-Pin Chou, Ping-Hei Chen, Pei-Jer Chen, Da-Sheng Lee, and Gwo-Bin Lee. "A Miniaturized Quantitative Polymerase Chain Reaction System for DNA Amplification and Detection." *Sensors and Actuators B-chemical* 141.1 (2009): 329-37. Print.
60. Wark, Alastair W., Jaeyoung Lee, Suhee Kim, Shaikh Nayeem Faisal, and Hye Jin Lee. "Bioaffinity Detection of Pathogens on Surfaces." *Journal of Industrial and Engineering Chemistry* 16.2 (2010): 169-77. Print.
61. Xu, Guolin, Daniel Yoke San Lee, Hong Xie, Deon Chiew, Tseng-Ming Hsieh, Emril Mohamed Ali, Xing Lun Looi, Mo-Huang Li, and Jackie Y. Ying. "A Self-contained Polymeric Cartridge for Automated Biological Sample Preparation." *Biomicrofluidics* 5.3 (2011): n. pag. Print.
62. Xu, Guolin, Tseng-Ming Hsieh, Daniel Y. S. Lee, Emril Mohamed Ali, Hong Xie, Xing Lun Looi, Evelyn S-C Koay, Mo-Huang Li, and Jackie Y. Ying. "A Self-contained All-in-one Cartridge for Sample Preparation and Real-time PCR in Rapid Influenza Diagnosis." *Lab on a Chip* 10.22 (2010): 3103-111. Print.
63. Xu, Zhiguang, Kamal Youcef-Toumi, and Soon Fatt Yoon. *Applications and Nanomanufacturing of Modern Microfluidic Devices*. Vol. 3. N.p.: n.p., 2010. 163-98. Print. Advances in Nanotechnology.
64. Yoshizawa, Satoko. "Micro and Nanotechnological Tools for Study of RNA." *Biochimie* 94.7, SI (2012): 1588-594. Print.
65. Yuqin, Shen, Yao Bo, and Fang Qun. "Application of Magnetic Control Technique in Microfluidic Chips." *Progress in Chemistry* 22.1 (2010): 133-39. Print.
66. Zhang, Chunsun, and Da Xing. "Single-Molecule DNA Amplification and Analysis Using Microfluidics." *Chemical Reviews* 110.8 (2010): 4910-947. Print.
67. Zhang, Jie, Boon Ping Ting, Nikhil R. Jana, Zhiqiang Gao, and Jackie Y. Ying. "Ultrasensitive Electrochemical DNA Biosensors Based on the Detection of a Highly Characteristic Solid-State Process." *Small* 5.12 (2009): 1414-417. Print.
68. Zhang, Kai, Qionglin Liang, Sai Ma, Tianxi He, Xiaoni Ai, Ping Hu, Yiming Wang, and Guoan Luo. "A Gravity-actuated Technique for Flexible and Portable Microfluidic Droplet Manipulation." *Microfluidics and Nanofluidics* 9.4-5 (2010): 995-1001. Print.
69. Zhang, Kai, Qionglin Liang, Sai Ma, Xuan Mu, Ping Hu, Yiming Wang, and Guoan Luo. "On-chip Manipulation of Continuous Picoliter-volume Superparamagnetic Droplets Using a Magnetic Force." *Lab on a Chip* 9.20 (2009): 2992-999. Print.
70. Zhang, Yunxia, Ying Zhu, Bo Yao, and Qun Fang. "Nanolitre Droplet Array for Real Time Reverse Transcription Polymerase Chain Reaction." *Lab on a Chip* 11.8 (2011): 1545-549. Print.
71. Zhao, Chun-Xia, Lizhong He, Shi Zhang Qiao, and Anton P. J. Middelberg. "Nanoparticle Synthesis in Microreactors." *Chemical Engineering Science* 66.7 (2011): 1463-479. Print.
72. Zhao, L. B., L. Pan, K. Zhang, S. S. Guo, W. Liu, Y. Wang, Y. Chen, X. Z. Zhao, and H. L. W. Chan. "Generation of Janus Alginate Hydrogel Particles with Magnetic Anisotropy for Cell Encapsulation." *Lab on a Chip* 9.20 (2009): 2981-986. Print.
73. Zhong, Qun, Smiti Bhattacharya, Steven Kotsopoulos, Jeff Olson, Valerie Taly, Andrew D. Griffiths, Darren R. Link, and Jonathan W. Larson. "Multiplex Digital PCR: Breaking the One Target per Color Barrier of Quantitative PCR." *Lab on a Chip* 11.13 (2011): 2167-174. Print.
74. Zhong, Runtao, Kenneth Flack, and Wenwan Zhong. "Automatic Extraction and Processing of Small RNAs on a Multi-well/multi-channel (M&M) Chip." *Analyst* 137.23 (2012): 5546-552. Print.
75. Zhou, Peng, Lincoln Young, and Zongyuan Chen. "Weak Solvent Based Chip Lamination and Characterization of On-chip Valve and Pump." *Biomedical Microdevices* 12.5 (2010): 821-32. Print.

7.4 Publikace nesouvisející s tématem disertační práce

1. Bečvář, Zdeněk, Lukáš Novák, Jan Zelenka, Miloslav Brada, and Pavel Slepíčka. "Impact of Additional Noise on Subjective and Objective Quality Assessment in VoIP." *2007 Ieee Ninth Workshop on Multimedia Signal Processing*. IEEE. Chania: n.p., 2007. 39-42. Print.
2. Bečvář, Zdeněk, Jan Zelenka, Miloslav Brada, and Lukáš Novák. "Comparison of Common PLC Methods Used in VoIP Networks." *2007 14th International Workshop on Systems, Signals, & Image Processing & Eurasip Conference Focused on Speech & Image Processing, Multimedia Communications & Services*. Maribor: n.p., 2007. 141-44. Print.
3. Novák, Lukáš. "Design of Starter Kit for Digital Signal Processing." *RTT 2007*. Proc. of RTT 2007. Žilina: University of Žilina, 2007. 290-91. CD-ROM.
4. Novák, Lukáš. "DSP Development Board." *RTT 2008*. Proc. of RTT 2008. Bratislava: STU v Bratislave, 2008. 219-20. CD-ROM.
5. Novák, Lukáš, and Pavel Zahradník. "Obrazový výstup VGA pro DSP za 1 Euro." *Access Server* (2008): 1-4. 2008. Web.
<<http://access.feld.cvut.cz/view.php?cisloclanku=2008120008>>.
6. Novák, Lukáš. "New Development Boards for DSP Education." *Workshop 2008*. Proc. of Workshop 2008. Vol. A. Prague: CTU, 2008. 216-17. CD-ROM.
7. Novák, Lukáš. "DSP Evaluation Modules." *Workshop 09*. Proc. of Workshop 09. Prague: CTU, 2009. 144-45. CD-ROM.
8. Šopík, Vincenc, and Lukáš Novák. "Lokalizační systém pro měření polohy s UHF přenosem." *Access Server* (2008): 1-4. 2008. Web.
<<http://access.feld.cvut.cz/view.php?cisloclanku=2008120011>>.

8 Seznam použité literatury

- [1] Flyckt, S-O, and Marmonier Carole. *Photomultiplier Tubes: Principles and Applications*. Brive:Photonics, 2002. Web.
- [2] Horowitz, Paul, and Winfield Hill. *The Art of Electronics*. Cambridge [England:Cambridge UP, 1989. Print.
- [3] Arbel, Arie F. "Comparison between the Noise Performance of Current-mode and Voltage-mode Amplifiers." *Analog Integrated Circuits and Signal Processing* 7.3 (1995): 221-42. Print.
- [4] Säckinger, Eduard. *Broadband Circuits for Optical Fiber Communication*. Hoboken, NJ: Wiley, 2005. Print.
- [5] Signal Recovery. "Low Level Optical Detection Using Lock-in Amplifier Techniques." Signal Recovery, 2000. Print.
- [6] Hamamatsu Photonics. "Photon Counting using Photomultiplier Tubes." Hamamatsu Photonics, 1998. Web.
- [7] Meade, M. L. *Lock-in Amplifiers: Principles and Applications*. London: P. Peregrinus on Behalf of the Institution of Electrical Engineers, 1983. Print.
- [8] Scott, James L. "Introduction to Lock-in Amplifiers." DL Instruments Technical Notes IAN47, 2002. Web.
- [9] Trieu, Pham Quoc, and Nguyen Anh Duc. "Implementation of the Digital Phase-sensitive System for Low Signal Measurement." *VNU Journal of Science, Mathematics - Physics* 24 (2008): 239. Print
- [10] Stanford Research Systems. "Model SR830 DSP Lock-In Amplifier." Stanford Research Systems, 2005. Print.
- [11] Scofield, John H. "Frequency-domain Description of a Lock-in Amplifier." *American Journal of Physics* 62.2 (1994): 129. Print.
- [12] Meade, M. L. "Advances in Lock-in Amplifiers." *J. Phys. E: Sci. Instrum* 15 (1982): 395. Print.

- [13] Scott, James L., John S. Pease, and Edwin H. Fischer. "Digital Lock-In Techniques for IR Detector and Fiberoptic Testing." *Laser Focus/Electro-Optics* (1985): 122. Web.
- [14] Mandelis, Andreas. "Signal-to-noise Ratio in Lock-in Amplifier Synchronous Detection: A Generalized Communications Systems Approach with Applications to Frequency, Time, and Hybrid (rate Window) Photothermal Measurements." *Review of Scientific Instruments* 65.11 (1994): 3309. Print.
- [15] Vaseghi, Saeed V. *Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction*. Chichester: John Wiley, 2000. Print.
- [16] ETG, Inc. "LED ETG-5CE490-15." ETG, Inc. Print.
- [17] Bertone, Nick, and Paul Webb. "Noise and Stability in PIN Detectors." PerkinElmer, Inc., 2003
- [18] Centronic Ltd. "SERIES BPW 21." Centronic Ltd, 2005. Web. <<http://docs-europe.electrocomponents.com/webdocs/00a6/0900766b800a603b.pdf>>
- [19] Zumbahlenas, Hank. *Linear Circuit Design Handbook*. Amsterdam: Elsevier/Newnes, 2008. Print.
- [20] Ming-Kang, Liu Max. *Principles and Applications of Optical Communications*. Chicago: Irwin, 1996. Print.
- [21] Texas Instruments Incorporated. "OPA129 Ultra-Low Bias Current Difet Operational Amplifier." Texas Instruments Incorporated, 2007. Web. <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa129.pdf>>
- [22] Feucht, Dennis. *Handbook of Analog Circuit Design*. San Diego: Academic, 1990. Print.
- [23] Sobering, Tim J. "Op Amp Noise Analysis. ", SDE Consulting, 1999. Web.
- [24] Dunn, Patrick F. *Measurement and Data Analysis for Engineering and Science*. Boston: McGraw-Hill Higher Education, 2005. Print.
- [25] Analog Devices, Inc. "Balanced Modulator/Demodulator AD630." Analog Devices, Inc., 2004. Web. <http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD630.pdf>

- [26] Linear Technology Corporation. "LT3479 3A Full Featured DC/DC Converter with Soft-Start and Inrush Current Protection." Linear Technology Corporation, 2004. Web. <<http://www.linear.com/docs/5341>>
- [27] STMicroelectronics. "L5972D 2A switch step down switching regulator." STMicroelectronics, 2007. Web. <<http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/CD00002850.pdf>>
- [28] Texas Instruments Incorporated. "TL071, TL071A, TL071B, TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS." Texas Instruments Incorporated, 2005. Web. <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl071a.pdf>>
- [29] Analog Devices, Inc. "Precision Instrumentation Amplifier AD8221." Analog Devices, Inc., 2003. Web. <http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8221.pdf>
- [30] Fairchild Semiconductor Corporation. "CD4047BC Low Power Monostable/Astable Multivibrator." Fairchild Semiconductor Corporation, 2002. Web. <<http://www.fairchildsemi.com/ds/CD/CD4047BC.pdf>>
- [31] Sobering, Tim J. "Equivalent Noise Bandwidth." SDE Consulting, 1991, Web.
- [32] Stanford Research Systems. "About Lock-In Amplifiers." Stanford Research Systems, 2006. Web.
- [33] Thorlabs Inc. "Aspheric Lens 350330 f = 3.1mm and 0.68 NA." Thorlabs Inc, Web. <<http://www.thorlabs.de/catalogpages/744.pdf>>
- [34] Chroma Technology Corporation. "49002 - ET - EGFP (FITC/Cy2)." Chroma Technology Corporation, Web. <<http://www.chroma.com/product/complete-filter-sets/widefield-microscopy/single--49002--ET-EGFP-FITC-Cy2>>