

České vysoké učení technické v Praze

Fakulta elektrotechnická
Katedra elektromagnetického pole



Bakalářská práce

Realizace VLC komunikačního systému
Development of VLC Communication System

Květen 2017

Vypracoval:	Václav Hubata-Vacek
Vedoucí práce:	prof. Ing. Stanislav Zvánovec Ph.D.
Konzultant:	Ing. Petr Dvořák Ph.D.

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Hubata-Vacek** Jméno: **Václav** Osobní číslo: **434652**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektromagnetického pole**
Studijní program: **Komunikace, multimédia a elektronika**
Studijní obor: **Komunikační technika**

II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

Realizace VLC komunikačního systému

Název bakalářské práce anglicky:

Development of VLC Communication System

Pokyny pro vypracování:

Vytvořte kompletní experimentální komunikační systém pro komunikaci ve viditelném světle (VLC, Visible Light Communication). Systém by měl obsahovat vysílací i přijímací jednotku, tj. skládat se jak z ovladače výkonné LED diody, tak i optického detektoru. Navrhněte, realizujte a následně charakterizujte ovladač vysílací diody (zejména z hlediska frekvenční charakteristiky, intermodulačního zkreslení, komprese zisku, atd.). Navrhněte a zrealizujte optický detektor a změřte jeho základní parametry. Ověřte kvalitativní a výkonnostní parametry celého systému měřením BER a přenosových rychlostí pro zvolený modulační formát.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Z. Ghassemlooy, L. Nero Alves, S. Zvanovec and M. Ali Khalighi, Visible Light Communications: Theory and Applications, CRC Press, in print, 2017.
[2] Working documents of IEEE 802.15 WPAN? Task Group 7 (TG7) Visible Light Communication

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

prof. Ing. Stanislav Zvánovec Ph.D., katedra elektromagnetického pole FEL

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) bakalářské práce:

Ing. Petr Dvořák Ph.D., katedra elektromagnetického pole FEL

Datum zadání bakalářské práce: **20.01.2017** Termín odevzdání bakalářské práce: _____

Platnost zadání bakalářské práce: **25.05.2018**

Podpis vedoucí(ho) práce

Podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

Podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Student bere na vědomí, že je povinen vypracovat bakalářskou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v bakalářské práci.

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

Prohlášení

Prohlašuji že jsem práci *Realizace VLC komunikačního systému* vypracoval samostatně a všechny zdroje použité při zpracování této práce uvedl v seznamu literatury.

V Praze dne 26. května 2017

.....

Podpis

Poděkování

Tímto bych chtěl poděkovat prof. Ing. Stanislavu Zvánovcovi Ph.D. a Ing. Petru Dvořákovi Ph.D. za mnohé cenné rady při zpracování této práce. Taktéž bych rád poděkoval své rodině a přátelům za podporu v průběhu studia i zpracování této práce.

Abstrakt

Tato práce se zabývá návrhem a realizací VLC komunikačního systému. V úvodu práce jsou popsány principy VLC a technika s VLC spojená. V druhé části je popsán vlastní návrh a realizace VLC komponent. V části třetí jsou uvedeny výsledky měření provedených na těchto komponentách. Shrnutí práce je pak uvedeno v části poslední.

Klíčová slova: VLC, Komunikace ve viditelném světle, BER

Abstract

This thesis discusses development of a VLC communication system. In the first part principles of VLC and related techniques are discussed . The second part describes design and realization of the proposed VLC system. In the third part results of measurements are shown. Summary of this thesis is placed in the last part.

Keywords: VLC, Visible light communication, BER

Obsah

1	Úvod	1
2	VLC technika	3
2.1	VLC hardware	3
2.1.1	LED ve VLC	3
2.1.2	Vysílače ve VLC	4
2.1.3	VLC přijímače	4
2.2	Používané modulace	6
2.2.1	Modulace s diskrétními stavy	6
2.2.2	Spojité modulace	6
2.3	Metody zvýšení šířky pásma LED	7
2.3.1	Carrier sweep-out	7
2.3.2	Ekvalizace	7
2.3.3	Preemfázový obvod	7
2.3.4	Stejnoseměrné předpětí	8
3	Návrh VLC komunikačního systému	9
3.1	Návrh vysílače	9
3.1.1	Digitální vysílač	9
3.1.2	Analogový vysílač	12
3.1.3	Návrh ekvalizačního obvodu	14
3.2	Návrh přijímače	15
4	Měření parametrů VLC komunikačního systému	19
4.1	Měření analogového vysílače a ekvalizéru	19
4.1.1	Měření analogového vysílače	19
4.1.2	Měření ekvalizéru	21
4.2	Měření digitálního vysílače	24
4.3	Měření přijímače	27
4.4	Měření VLC komunikačního kanálu	30

4.4.1	Měření bitové chybovosti v závislosti na vzdálenosti přijímače a vysílače a symbolové rychlosti	31
4.4.2	Zhodnocení měření VLC kanálu	33
5	Závěr	37
A	Záznamy ze simulací	41

Seznam obrázků

2.1	Voltampérová charakteristika fotodiody s vyznačenými pracovními režimy, převzato z [2].	5
2.2	Napěťová reprezentace symbolů modulace PPM, kde T je doba jednoho symbolu.	6
2.3	Časový průběh proudu obdelníkového signálu bez preemfázového obvodu (a) a s preemfázovým obvodem (b).	8
3.1	Schéma zapojení digitálního vysílače.	10
3.2	3D model plošného spoje digitálního vysílače.	11
3.3	Fotografie digitálního vysílače s připojeným polem paralelně zapojených LED.	12
3.4	Schéma zapojení analogového vysílače.	13
3.5	Fotografie analogového vysílače.	13
3.6	Schéma zapojení ekvalizéru.	14
3.7	Schéma zapojení přijímače.	15
3.8	Fotografie přijímače.	17
4.1	Komprese napěťového zisku vysílače, U_{OUT} měřeno na pinech LED.	20
4.2	Závislost harmonického zkreslení HD výstupního signálu na vstupním napětí U_{IN}	21
4.3	Frekvenční závislost přenosu napětí ekvalizéru, měřeno za druhým stupněm ekvalizéru (obr. 3.6).	22
4.4	Závislost napěťového přenosu na frekvenci s ekvalizací a bez ekvalizace, vstupní napětí měřeno na výstupu generátoru, výstupní napětí na pinech LED, vzdálenost vysílače a detektoru 10 cm.	23
4.5	Závislost napětí optického detektoru na frekvenci optického signálu s ekvalizací a bez ekvalizace, vzdálenost vysílače a detektoru 10 cm.	24
4.6	Délky náběžné hrany (a) a sestupné hrany (b) pro varianty obvodových zapojení 1-6 při frekvenci obdelníkového signálu $f = 100$ kHz.	26
4.7	Závislost výstupního napětí u_{out} přijímače na detekovaném optickém výkonu P_{optic} . Výstupní napětí u_{out} bylo měřeno za sekčí transimpedančního zesilovače a za sekčí zesilovače s automatickým řízením zisku.	28

4.8	Závislost výstupního napětí u_{out} přijímače na vzdálenosti vysílače a přijímače d . Výstupní napětí u_{out} bylo měřeno za sekci transimpedančního zesilovače (TIA) a za sekci zesilovače s automatickým řízením zisku (AGC).	29
4.9	Schéma zapojení měřícího pracoviště pro měření bitové chybovosti.	31
4.10	Fotografie pracoviště pro měření BER.	32
4.11	Naměřená závislost bitové chybovosti BER na vzdálenosti přijímače a vysílače d a symbolové rychlosti SR	33
4.12	Normované průběhy napětí prvních 20 symbolů testovací posloupnosti pro symbolové rychlosti $SR = 100$ kSym/s (b), $SR = 500$ kSym/s (c), $SR = 1$ MSym/s (d) při vzdálenosti vysílače a přijímače 0,1 m, průběh (a) zobrazuje generovanou posloupnost prvních 20 bitů.	34
A.1	Simulovaný průběh amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky ekvalizéru.	41
A.2	Simulovaný průběh amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky transimpedančního zesilovače přijímače.	42

Seznam použitých zkratek

<i>AGC</i>	Automatic Gain Control, automatické řízení zisku
<i>APD</i>	Avalanche Photodiode, lavinová fotodioda
<i>BER</i>	Bit Error Rate, bitová chybovost
<i>DPS</i>	Deska plošného spoje
<i>EVM</i>	Error Vector Magnitude
<i>GBW</i>	Gain Bandwidth Product
<i>HD</i>	Harmonic Distortion, harmonické zkreslení
<i>LED</i>	Light Emitting Diode, svítivá dioda
<i>LFCS</i>	Leadframe Chip Scale Package
<i>m-CAP</i>	multi band Carrier-less Amplitude and Phase modulation
<i>MER</i>	Modulation Error Ratio
<i>M-QAM</i>	M-ary Quadrature Amplitude Modulation, kvadraturní amplitudová modulace
<i>OFDM</i>	Orthogonal Frequency Division Multiplex, ortogonální frekvenční multiplex
<i>OOK</i>	On Off Keying
<i>PPM</i>	Pulse Position Modulation
<i>QPSK</i>	Quadrature Phase Shift Keying, kvadraturní fázové klíčování
<i>SR</i>	Symbol Rate, symbolová rychlost
<i>TIA</i>	Transimpedance Amplifier, transimpedanční zesilovač
<i>VLC</i>	Visible Light Communication, komunikace ve viditelném světle

Kapitola 1

Úvod

Komunikace ve viditelném světle (Visible Light communication, VLC) se zabývá přenosem informace ve viditelné části elektromagnetického spektra. VLC pro komunikační účely využívá bílého světla, čímž zároveň poskytuje přenos informací i osvětlení. Pro přenos informace se využívá vysokofrekvenční modulace intenzity zdroje světla na takových frekvencích, na kterých již lidské oko není schopné rozpoznat změny. Zdroj světla tak musí být schopný poskytnout dostatečnou míru osvětlení a vysoký prahový kmitočet spínání pro dostatečnou šířku pásma přenosového kanálu. Nejvhodnějším zdrojem světla splňující tyto podmínky jsou svítivé diody (light emitting diode, LED). Využití VLC je primárně ve vnitřních prostorách k poskytnutí osvětlení a datového připojení, případně lokalizace v těchto prostorách, avšak může být využito i ve venkovních aplikacích, například v automobilové technice nebo v pouličním osvětlení pro přenos informací o dopravní situaci [1].

Úkolem této práce je vytvořit experimentální VLC komunikační systém pro demonstraci fungování VLC. V první kapitole jsou popsány principy VLC techniky. V kapitole druhé je popsán návrh a realizace VLC komunikačního systému skládajícího se z vysílače, přijímače a dalších přidružených komponent. Ve třetí kapitole jsou pak popsána měření provedená na tomto systému a jsou zde uvedeny výsledky těchto měření. Shrnutí práce je uvedeno v kapitole poslední.

Kapitola 2

VLC technika

2.1 VLC hardware

Mezi VLC hardware patří především obvody a součástky zajišťující elektricko-optický a opto-elektrický převod a dále pak obvody zpracování signálu k těmto komponentám přidružené.

2.1.1 LED ve VLC

Jak již bylo řečeno, VLC využívá pro přenos informace bílé světlo. To lze generovat pomocí LED několika způsoby, mezi obvyklé patří vícechromatické LED a LED s konvertory vlnové délky [5]. Z hlediska využitelnosti VLC systému v praxi je pak nutno věnovat pozornost vlastnostem LED vhodných pro tyto aplikace.

Vícechromatické LED

Vícechromatické LED využívají k vytvoření bílé barvy více LED o různých vlnových délkách. Lze se setkat s dichromatickými, trichromatickými a tetrachromatickými zdroji světla, avšak nejčastěji je používán trichromatický systém díky jeho dobrému poměru mezi podáním barvy a efektivností [5]. Trichromatické LED se skládají ze třech barevných složek a to červené (605 nm), zelené (525 nm) a modré (455 nm), jejich kombinací vzniká zdroj bílého světla s barevnou teplotou závislou na vyvážení jednotlivých složek. Jejich výhodou při využití ve VLC aplikacích může být možnost použití vlnového multiplexu a tím zvýšení přenosové rychlosti. Nevýhodou těchto zdrojů je nestálost barevné teploty s teplotou čipu a při případném použití vlnového multiplexu [2].

LED s konvertory vlnové délky

LED s vlnovými konvertory využívají schopností některých materiálů konvertovat vlnovou délku. U bílých LED je k účelu konverze využíváno fosforu složeného z krystalického yttria aluminium garnetu dotovaného ceriem (YAG:Ce) [5]. Základem bílé LED je tak modře svítící

LED s fosforem pokrytou aktivní částí, výsledkem čehož je bílé svítící LED. Tyto LED mají vysokou účinnost, dobré podání barvy a jsou relativně levné. Nevýhodou pro VLC aplikace je snížení mezní frekvence spínání diody vlivem fosforového filtru z desítek MHz na jednotky MHz [2].

Výkonové LED

Pro využití VLC v praxi je klíčové poskytnout dostatečnou intenzitu osvětlení a zároveň tak dosáhnout dostatečné úrovně signálu. Pro tyto účely je vhodné použít výkonové bílé LED s konverzí vlnové délky, které jsou dnes již využívány v osvětleních. Výkonové LED sloužící k osvětlení prostor jsou však konstruovány s důrazem na vysokou efektivitu. Plocha aktivní zóny P-N přechodu u takovýchto diod je velká, což má za následek velkou kapacitu P-N přechodu, která se pak negativně projeví na době sepnutí [5]. Při změnách injektovaného proudu se pak projeví difuzní kapacita, která je kvůli velkým koncentracím injektovaného proudu taktéž velká. Snížení difuzní kapacity lze dosáhnout zkrácením doby života nosičů náboje, to má ale za následek snížení efektivity, které je v případě výkonových LED nežádoucí [5]. Modulační šířka pásma LED je pak limitována těmito kapacitami. Oproti komunikačním LED tak lze dosáhnout s výkonovými LED místo jednotek GHz šířky pásma pouze jednotek MHz. Za předpokladu, že kapacita LED je úměrná velikosti aktivní zóny čipu, tak lze vyvodit, že při použití většího množství paralelně zapojených LED bude jejich mezní frekvence vyšší než jedné LED o ekvivalentním světelném toku.

2.1.2 Vysílače ve VLC

Úkolem vysílače ve VLC je převod elektrického signálu na optický. Obecně vysílač můžeme rozdělit na elektrický zesilovač a LED. Funkcí zesilovače je zesílit vstupní elektrický signál tak, aby jím mohla být napájena výkonová LED, která zajišťuje samotný elektro-optický převod. Vysílače pak můžeme rozdělit podle druhu používané modulace na analogové a digitální [2]. Analogové vysílače pracují se spojitým signálem modulovaným na nosný kmitočet zatímco digitální vysílače pracují s diskrétním signálem v základním pásmu. Z těchto skutečností plynou rozdílné požadavky na konstrukci těchto vysílačů. Pro vysílače jsou stěžejní parametry: frekvenční šířka pásma, intenzita výstupního optického signálu a pro analogové pak hlavně linearita převodu elektrického signálu na optický a zkreslení.

2.1.3 VLC přijímače

VLC přijímač zajišťuje převod optického signálu na elektrický, o vlastní opto-elektrický převod se stará fotodiody a zpracování a zesílení signálu fotodiody zajišťuje zesilovač. Jako pro každý přijímač je i pro VLC přijímače stěžejní citlivost, dynamický rozsah a pásmo zpracovatelných frekvencí. Pro aplikaci VLC přijímače v praxi je pak nutno implementovat

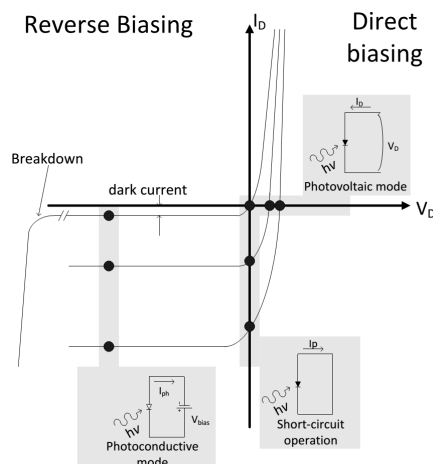
zesilovač s automatickým řízením zisku, aby se sjednotila amplituda symbolových prvků pro různé úrovně dopadajícího signálu.

Fotodiody

Klíčovou součástí optického přijímače je fotodioda, či jiný optoelektronický prvek. Pro komunikační účely se díky vysoké mezní frekvenci zpravidla jedná o fotodiody se strukturou PIN či lavinové fotodiody (APD).

Fotodioda obecně může pracovat ve třech režimech, dle pozice pracovního bodu ve voltampérové charakteristice fotodiody (obr. 2.1). Fotovoltaický režim se využívá zejména v energetice, pro komunikační účely se příliš nehodí z důvodu nelineární charakteristiky. Při fotovodivostním režimu je dioda závěrně polarizována, čímž se zvětší vyprázdňená oblast a sníží se tak kapacita. Snížením kapacity pak lze dosáhnout vyšší mezní frekvence, což je pro komunikační účely výhodné. Zároveň však dochází k průchodu závěrného tzv. temného proudu, který tak může vytvářet chybový signál. V režimu nakrátko není fotodioda připojena na žádné předpětí a je tak eliminován temný proud při zachování linearity charakteristiky, avšak fotodioda má v tomto režimu nižší mezní frekvenci díky vyšší kapacitě. Fotodioda je v tomto režimu provozována, pokud temný proud způsobuje chyby.

Vlnová délka VLC optického signálu se pohybuje okolo 550 nm, kde zatím nejsou provozovány žádné jiné již existující komunikace. V praxi to znamená fakt, že většina dostupných fotodiód má vrcholovou citlivost okolo 800 nm v blízkém infračerveném pásmu. Ve viditelném pásmu okolo 550 nm je pak jejich citlivost významně nižší.



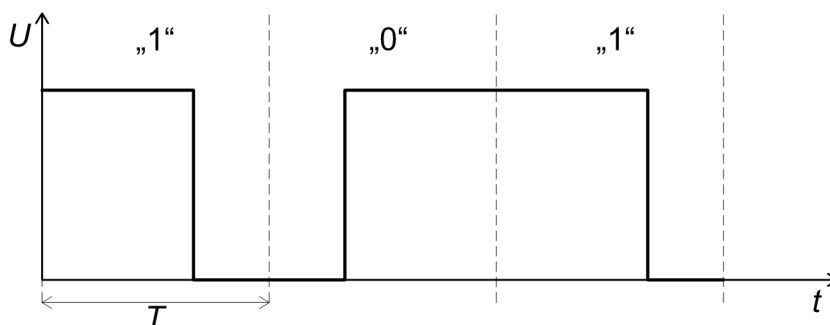
Obrázek 2.1: Voltampérová charakteristika fotodiody s vyznačenými pracovními režimy, převzato z [2].

2.2 Používané modulace

Použitelné frekvenční pásmo VLC komunikačního spoje je značně omezeno nízkou horní mezní frekvencí LED. Pro VLC a optické komunikace je taktéž specifické frekvenční pásmo začínající na jednotkách Hz a končící na jednotkách MHz. Tato fakta pak omezují použitelnost, či výhodnost některých modulací a dávají vzniknout novým modulačním formátům.

2.2.1 Modulace s diskrétními stavy

Modulací s diskrétními stavy je myšlena modulace v základním pásmu, v telekomunikační technice nazývána jako linkové kódy. Mezi typické zástupce využívané ve VLC patří On-Off Keying (OOK) a Pulse Position Modulation (PPM). Tyto modulační formáty jsou již vývojově starší a jejich nevýhodou je nízká spektrální účinnost, která je pro VLC klíčová. OOK jak již název napovídá představuje stavy zapnuto a vypnuto, kdy zapnuto je reprezentováno určitou úrovní intenzity světla a vypnuto zpravidla nulovou intenzitou světla. PPM pak rozlišuje symboly dle pozice pulzu v dané periodě signálu (obr. 2.2). Výhodou těchto modulací ve VLC pak může být jednoduché ovládaní intenzity osvětlení pomocí změny šířky pulzu.



Obrázek 2.2: Napěťová reprezentace symbolů modulace PPM, kde T je doba jednoho symbolu.

2.2.2 Spojité modulace

Spojitémi modulacemi jsou myšleny modulace sinového charakteru pracující v přeneseném pásmu. Mezi soudobé analogové modulace používané v komunikační technice patří především kvadrurně amplitudová modulace M-QAM, kvadrurní fázová modulace QPSK a jim podobné. Tyto modulace poskytují dobrou spektrální účinnost a dobrou přenosovou rychlost. Frekvenční pásmo VLC systémů dané šířkou pásma LED je specifické svým počátkem na jednotkách Hz a koncem na jednotkách MHz. Pro maximální využití frekvenčního pásma je tak vhodné použít modulační formáty jako OFDM či m -CAP využívající systém více nosných

frekvencí modulovaných například M-QAM modulací [3].

2.3 Metody zvýšení šířky pásma LED

Frekvenční pásmo VLC systémů je zpravidla omezeno mezní frekvencí LED, ta lze však vhodnou kompenzací zvýšit. Metody zvýšení použitelné šířky pásma se pak liší pro použité modulační formáty.

2.3.1 Carrier sweep-out

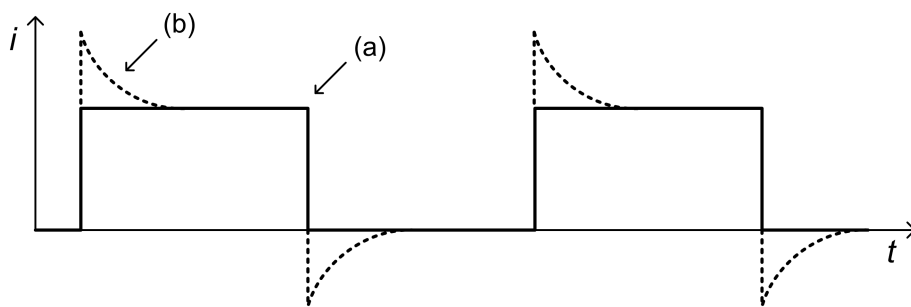
Carrier sweep-out znamená vyprázdnění nosičů náboje z vodivostní vrstvy polovodiče. Doba vypnutí světelného toku po odepnutí LED od zdroje je dána dobou spontánní rekombinace nosičů náboje. Doba spontánní rekombinace pak je dle [5] závislá na velikosti rozdílu napětí mezi stavy zapnuto a vypnuto. Dle experimentálních výsledků v [5] klesá doba sestupné hrany s narůstajícím rozdílem napětí mezi stavy zapnuto a vypnuto. Tento fakt je vysvětlován napěťovou závislostí vyprázdnění nosičů náboje z vodivostní vrstvy. Za předpokladu, že doba odpojení zdroje napětí od LED a připojení LED na nulový potenciál je kratší než spontánní doba rekombinace nosičů náboje, tak lze urychlit proces rekombinace a zkrátit tak dobu vypnutí světelného záření. Tato technika se však pro svou podstatu hodí pouze pro modulace s diskretními stavy signálů.

2.3.2 Ekvalizace

Jak již bylo řečeno, šířka pásma LED je dána především její kapacitou a sériovým výstupním odporem řídicího obvodu. Tato kombinace tvoří jednoduchý RC obvod s mezní frekvencí $f_m = 1/2\pi RC$ a za touto frekvencí pak přenos klesá o 20 dB/dek [5]. Podstatou ekvalizace tak je kompenzace tohoto poklesu. Ekvalizér by tak měl mít do mezní frekvence LED jednotkový přenos a za mezní frekvencí by měl jeho zisk růst o 20 dB/dek tak, aby byla výsledná frekvenční charakteristika rovná. Ekvalizaci lze použít pro spojitě i diskretní modulace.

2.3.3 Preemfázový obvod

Preemfázový obvod je svou podstatou podobný ekvalizačnímu obvodu, kdy je jeho úkolem taktéž ovlivnění přenosu na vyšších frekvencích. Obvod se skládá z paralelní kombinace rezistoru a kondenzátoru a je připojen do série mezi zdroj budicího napětí a LED. Během přechodového děje se kondenzátor tváří pro vysoké frekvence jako zkrat a vytvoří na náběžné hraně proudovou špičku, která urychlí dobu náběhu LED. Během sestupné hrany pak kondenzátor závěrně polarizuje LED, což má za následek snížení doby sestupné hrany [5]. Na obrázku 2.3 je zobrazen průběh proudu obdelníkového signálu bez preemfázového obvodu a s preemfázovým obvodem.



Obrázek 2.3: Časový průběh proudu obdelníkového signálu bez preemfázového obvodu (a) a s preemfázovým obvodem (b).

2.3.4 Stejnoseměrné předpětí

Hledíme-li na náhradní obvod LED jako na kondenzátor, pak přidáním stejnosměrného předpětí při spínání lze dosáhnout zkrácení doby náběžné hrany. V případě doby sestupné hrany však dle teoretických předpokladů (2.3.1) stejnosměrné předpětí způsobí její prodloužení.

Kapitola 3

Návrh VLC komunikačního systému

V rámci bakalářské práce byl navržen a realizován VLC vysílač, přijímač a ekvalizér. Pro realizaci byl zvolen systém s diskrétní modulací, čemuž pak odpovídá konstrukce vysílače. Přijímač může být použit pro jakýkoli modulační formát. Volba systému s diskrétní modulací byla provedena na základě požadavku měření bitové chybovosti na vzniklém celku, kdy zpracování diskrétního signálu je programově méně náročné.

3.1 Návrh vysílače

V rámci předmětu Projekt 2, předcházejícímu bakalářské práci, byl navržen a realizován analogový vysílač. V rámci vlastní bakalářské práce byl poté navržen a realizován vysílač digitální.

3.1.1 Digitální vysílač

Úkolem vysílače je zesílit výstupní signál z generátoru tak, aby jím mohla být napájena LED. Generátor má maximální výstupní napětí 1 V. Požadavek na výstup vysílače je možnost zapojení LED jak v sériovém, tak paralelním zapojení s výstupním proudem až 3 A. Doba sepnutí by pak měla být v řádu jednotek ns, tak aby sepnutí LED nemohlo být spínáním obvodu limitováno. Vysílač bude pracovat se signálem s diskrétními stavy, tudíž LED bude spínána mezi stavy zapnuto a vypnuto.

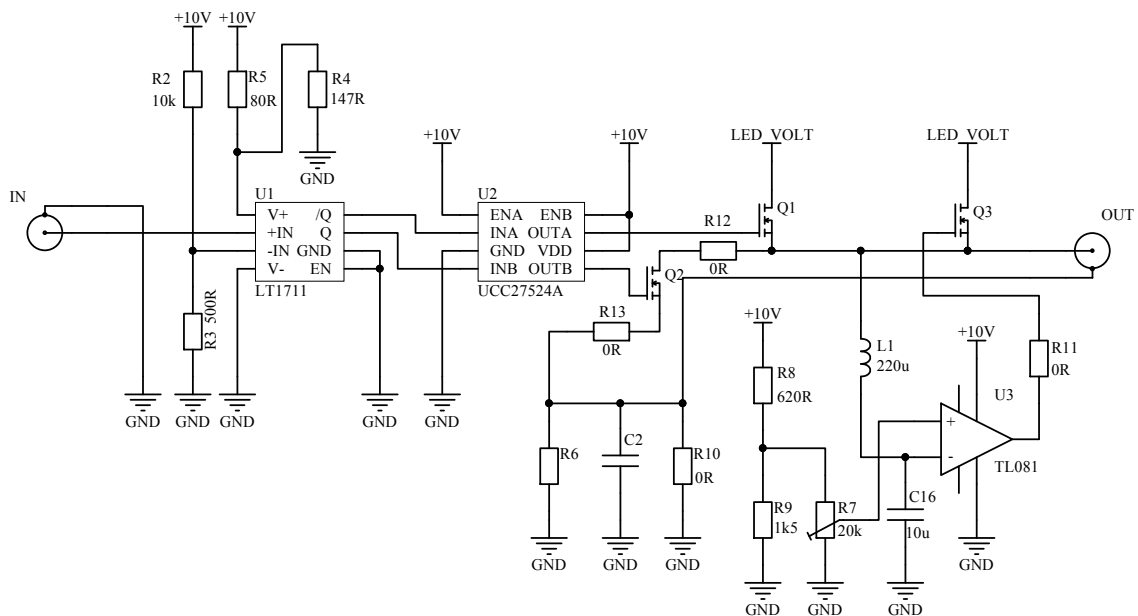
K spínání LED byly vybrány tranzistory MOSFET s nízkým odporem v sepnutém stavu a vysokou rychlostí sepnutí a vypnutí firmy ROHM RQ5E035BN (Q_1) (obr. 3.1). K plnému sepnutí tohoto tranzistoru tak, aby byl odpor jeho vodivého kanálu minimální, je potřeba 10 V [6]. Pro rychlé sepnutí tranzistoru MOSFET je potřeba nabít jeho vstupní kapacitu C_{iss} [4], náboj Q_{iss} tranzistoru RQ5E035BN je 6 nC a rise time 7,5 ns [6], tj. proud

který je nutno v tomto časovém intervalu dodat je $I = Q/t = 0,8 \text{ A}$.

Dodání takového proudu v časovém intervalu jednotek ns vyžaduje sofistikované obvodové zapojení. Za účelem vyhnutí se složitému obvodovému řešení byl vybrán MOSFET driver firmy Texas Instruments UCC27524A (U_2), který je schopen dodat až 5 A v časovém intervalu 7 ns [7]. Obvod má dva oddělené kanály, tudíž umožňuje současné řízení druhého tranzistoru.

Rozhodovací úroveň driveru je 2,1 V, přičemž maximální výstupní napětí generátoru je 1 V, před driver byl proto vložen rychlý komparátor firmy Linear Technology LT1711 (U_1). Rozhodovací úroveň komparátoru je pak nastavena kombinací rezistorů R_2 a R_3 na 0,5 V. Napájení pro komparátor zajišťuje dělič z 10 V na 5 V tvořený rezistory R_4 a R_5 , na této napěťové úrovni je pak napájení také blokováno kondenzátory.

K zajištění univerzálnosti pro možnost připojení různých LED je napájecí napětí LED_VOLT přivedeno na desku z regulovatelného napájecího zdroje a na desce je pak dodatečně blokováno. Celé zapojení je pak doplněno o příslušné blokovací kondenzátory a konektory, přičemž LED lze připojit pomocí SMA konektoru OUT nebo pomocí kabelu přímo na DPS (obr. 3.2). Pro experimentální účely byl do zapojení vysílače (obr.3.1) včleněn tranzistor na připojení LED k nulovému potenciálu ve vypnutém stavu, RC preemfázový obvod a obvod pro přidání stejnosměrného napětí na LED. Dílčí části obvodového zapojení byly před realizací simulovány, přičemž důraz byl kladen na simulace délek přechodových stavů při spínání.



Obrázek 3.1: Schéma zapojení digitálního vysílače.

Carrier sweep-out

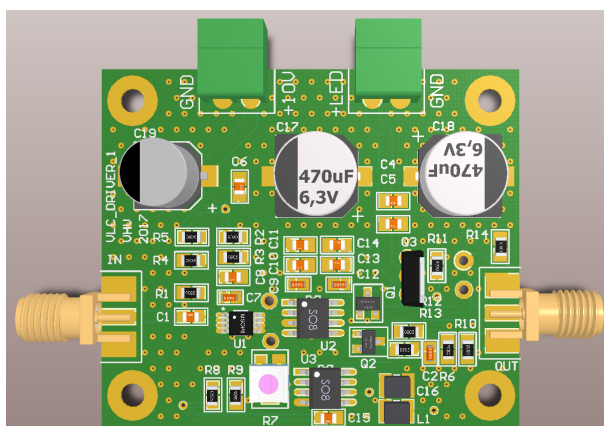
Pro experimentální účely byl do obvodu přidán tranzistor na připojení LED k nulovému potenciálu ve vypnutém stavu. Tranzistor (Q_2) je totožného typu jako tranzistor spínací LED (Q_1) a je připojen na kanál OUT B spínače MOSFET tranzistorů (U_2). Vstup spínače IN B je pak ovládán negovaným výstupem komparátoru, tudíž tranzistor Q_2 je spínán v protifázi. Pro možnost odpojení tohoto tranzistoru od obvodu jsou začleněny propojovací $0\ \Omega$ rezistory R_{12} a R_{13} .

Stejnoseměrné předpětí

Obvod dodává LED stejnosměrné předpětí pro experimentální měření jeho vlivu na rychlost sepnutí a vypnutí LED. Je tvořen MOSFET tranzistorem SiHU3N50DA (Q_3) zapojeného společně s operačním zesilovačem TL081 (U_3) jako zdroj proudu řízený napětím. Kombinace L_1 a C_{16} představuje dolnoproustný LC filtr zajišťující oddělení střídavé složky. Trimrem R_7 pak lze nastavit stejnosměrné napětí na LED od 0 do 7 V. Pomocí propojovacího $0\ \Omega$ rezistoru R_{11} pak lze obvod zcela odpojit.

Preemfázový obvod

Obvod je realizován kombinací rezistoru R_6 a kondenzátoru C_2 , přičemž lze odpojit jeho zkratování pomocí rezistoru R_{10} . Hodnoty R_6 a C_2 jsou odlišné pro různé LED a jsou tak voleny experimentálně.

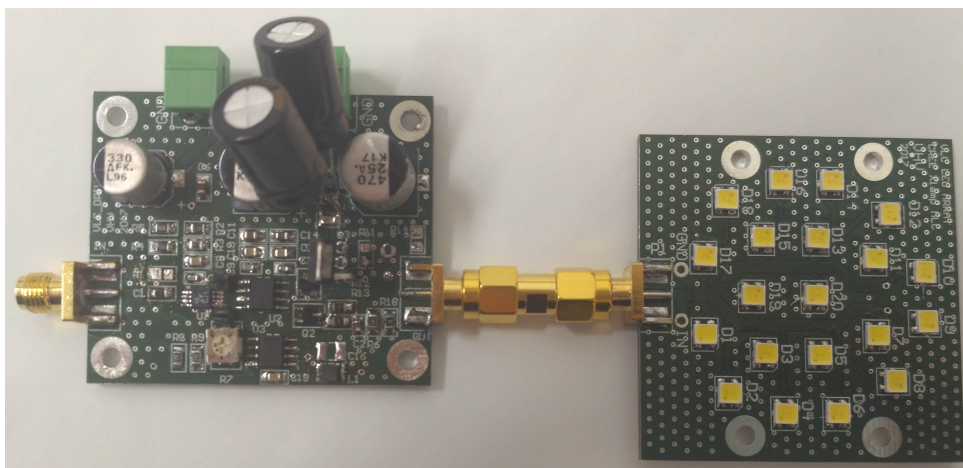


Obrázek 3.2: 3D model plošného spoje digitálního vysílače.

Návrh LED pole

Pro účely experimentálního ověření závislosti velikosti čipu LED na mezní frekvenci LED bylo navrženo paralelní zapojení více LED s menší plochou čipu. Vybrána byla LED CREE Xlamp

ML-C v seriovém provedení se světelným tokem až 150 lm při proudu 175 mA a vrcholovou vlnovou délkou na 580 nm. Následně byl navržen a realizován plošný spoj pro 20 těchto LED paralelně zapojených, kdy na spodní straně tohoto plošného spoje byla ponechána odmaskovaná plocha pro případnou montáž chladiče. Fotografie realizovaného LED pole na obrázku 3.3.



Obrázek 3.3: Fotografie digitálního vysílače s připojeným polem paralelně zapojených LED.

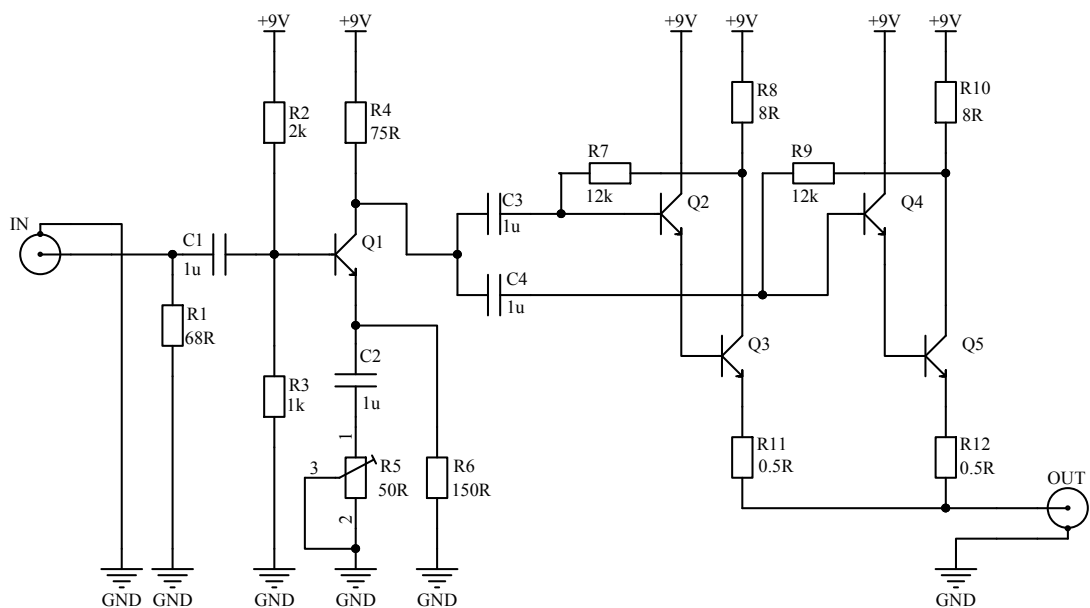
3.1.2 Analogový vysílač

Úkolem vysílače je zesílit vstupní signál z generátoru tak aby jím mohla být napájena LED. Generátor jímž má být vysílač napájen má výstupní úroveň 0 dBm do 50 Ω zátěže, tj. špičkové výstupní napětí je zhruba 300 mV. Pro realizaci byla vybrána LED OSRAM LW 5WSM s maximálním světelným tokem 191 lm při proudu 1 A [8]. Linearita elektro-optického převodu vysílače je zajištěna umístěním pracovního bodu LED do lineární oblasti její voltampérové charakteristiky (viz [8]). Pracovní bod byl zvolen do bodu 3,35 V / 550 mA, rozkmit napětí pak byl zvolen 600 mV, aby obsáhl celou lineární část charakteristiky.

Zapojení analogového vysílače (obr. 3.4) se skládá z napěťového předzesilovače tvořeného zapojením tranzistoru se společným emitorem a koncového stupně tvořeného darlingtonovou dvojicí v zapojení se společným kolektorem. Na vstup IN je přiveden vstupní signál a na výstup OUT je připojena LED.

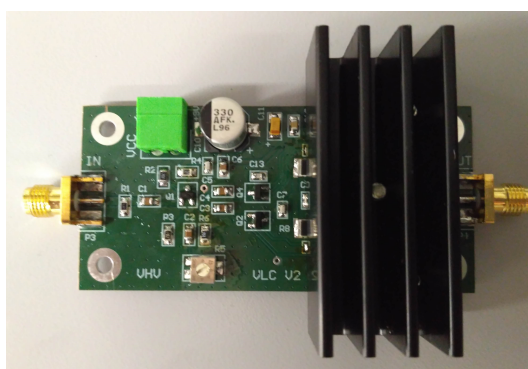
Pro předzesilovač byl zvolen bipolární NPN tranzistor MMBTH10 (Q_1), jeho stejnosměrný pracovní bod a jeho teplotní stabilizaci zajišťují rezistory R_2 , R_3 , R_4 a R_6 . Napěťové střídavé zesílení je pak dáno kombinací R_4 a R_5 . Kondenzátor C_1 zajišťuje stejnosměrné oddělení od vstupu a rezistor R_1 impedanční přizpůsobení vstupu.

Předzesilovač a koncový stupeň jsou stejnosměrně odděleny kondenzátory C_3 a C_4 . Koncový stupeň se skládá z dvou paralelně zapojených darlingtonových dvojic v zapojení se



Obrázek 3.4: Schéma zapojení analogového vysílače.

společným kolektorem. Darlingtonovy dvojice jsou tvořeny výkonovým tranzistorem BLT81 (Q_3, Q_5) a tranzistorem s vysokým proudovým zesilovacím činitelem MMBTH10 (Q_2, Q_4). Rezistory R_7 a R_9 je nastaven pracovní bod tranzistorů Q_2 a Q_4 a zároveň tvoří proudovou zpětnou vazbu pro jeho teplotní stabilizaci. Rezistory R_8 a R_{10} pak slouží spolu s rezistory R_7 a R_9 k nastavení pracovního bodu LED. Rezistory R_{11} a R_{12} zapojené v emitorech výkonových tranzistorů pak slouží k potlačení rozdílných hodnot transkonduktance daných výrobním procesem tranzistorů [4].



Obrázek 3.5: Fotografie analogového vysílače.

Zapojení bylo před realizací odsimulováno s důrazem na umístění pracovního bodu a frekvenční charakteristiku. Pro odvádění tepla z výkonových tranzistorů byl přidán chladič osa-

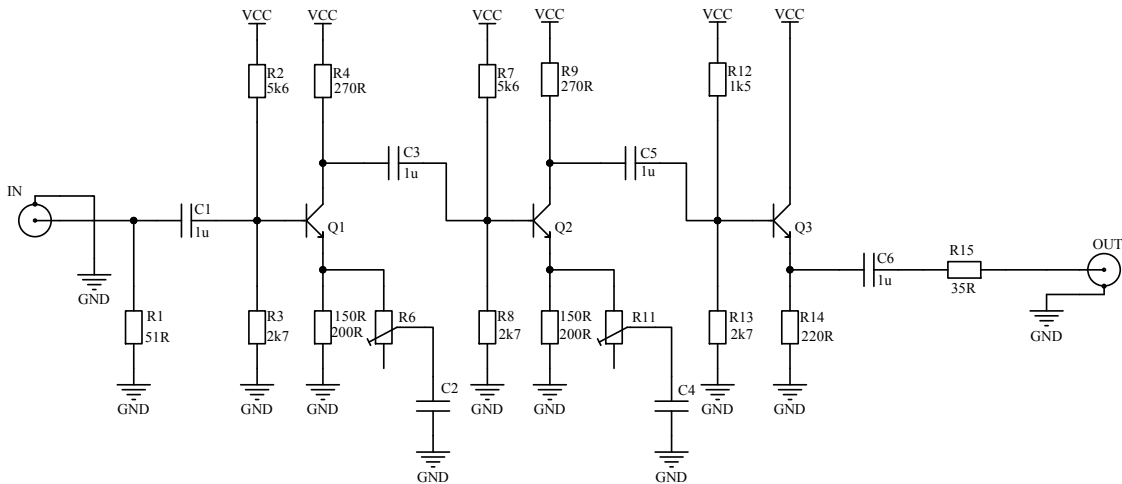
zený na jejich pouzdra (obr. 3.5). Zapojení bylo dále doplněno o blokovací kondenzátory na napájecích větvích a o SMA konektory na vstupu IN a výstupu OUT.

Na LED při maximálním proudu 1 A vzniká výkonová ztráta 3,6 W, tudíž je při provozu nutno tento ztrátový tepelný výkon odvádět. Pro tyto účely byl zvolen chladič Ohmite pro LED se ztrátovým výkonem v rozmezí 3 až 5 W. LED je pak osazena na speciální plošný spoj vyrobený z teplovodivého materiálu, který je následně přišroubován na chladič. Připojení LED k vysílači je pak realizováno pomocí kabelu.

3.1.3 Návrh ekvalizačního obvodu

Ekvalizační obvod je ze své podstaty druh hornopropustného filtru, na nízkých frekvencích má ideálně konstantní přenos a od mezní frekvence roste jeho přenos o 20 dB/dek. Ekvalizér ve své hardwarové podobě může být buď pasivní nebo aktivní obvod, přičemž pasivní ekvalizér má na nízkých frekvencích vložný útlum a aktivní má zde jednotkový přenos. Pro realizaci byl zvolen aktivní obvod shodné konstrukce jako v [9]. Zapojení se skládá ze dvou stupňů zapojení tranzistoru se společným emitorem a jednoho stupně se společným kolektorem (obr. 3.6). Samotná ekvalizace je zajišťována prvními dvěma stupni, přičemž napěťové zesílení jednoho stupně je dle vztahu 3.1, ze kterého plyne, že napěťový přenos s frekvencí roste.

$$A_U(j\omega) = \frac{R_4}{R_5 \left| \left(R_6 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) \right|} \quad (3.1)$$



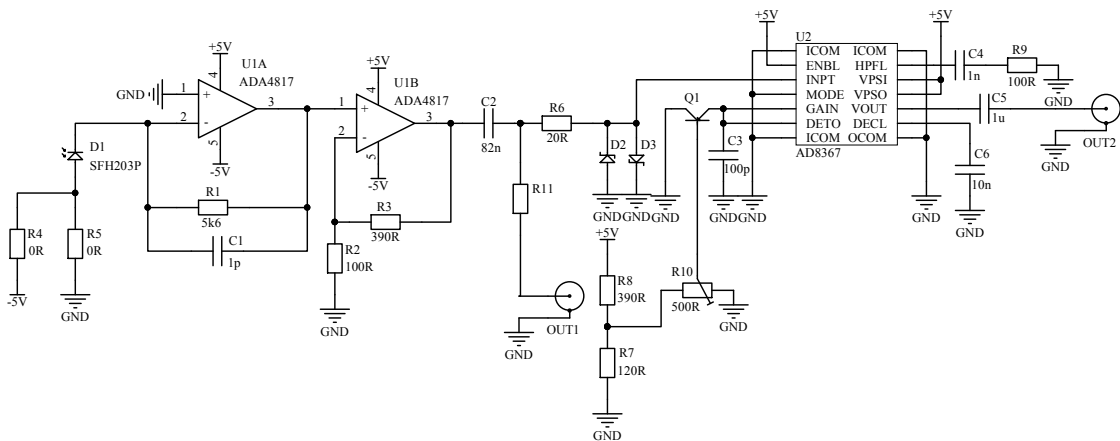
Obrázek 3.6: Schéma zapojení ekvalizéru.

Kombinací dvou stupňů ekvalizace pak lze dosáhnout vyšší strmosti či kompenzovat více zlomů ve frekvenční charakteristice. Hodnoty kondenzátorů C_2 a C_4 a hodnoty trimrů R_6 a R_{11} jsou pak závislé na použité LED. Třetí stupeň v zapojení se společným kolektorem pak

zajišťuje oddělení ekvalizační sekce a impedanční přizpůsobení na výstupu. Pro realizaci byly zvoleny NPN tranzistory BFR93A s tranzitní frekvencí 6 GHz. Celé zapojení bylo následně pro ověření předpokladů simulováno, kdy důraz byl kladen především na simulaci frekvenční charakteristiky (obr. v příloze A.1).

3.2 Návrh přijímače

Základním požadavkem na přijímač je zvolená šířka frekvenčního pásma 30 MHz, aby byl přijímač schopen detekovat celé frekvenční pásmo LED. Navrhovaný přijímač (obr. 3.7) se skládá z fotodiody, transimpedančního zesilovače pro zpracování signálu fotodiody a zesilovače s automatickým řízením zisku.



Obrázek 3.7: Schéma zapojení přijímače.

Byla vybrána PIN fotodioda SFH 203 P výrobce OSRAM s vrcholovou citlivostí na 850 nm, průměrně na 550 nm, kde je vrcholová intenzita LED, je citlivost fotodiody zhruba poloviční [10]. Dle datasheetu se fotovodivostní proud při závěrném napětí 5 V pohybuje v závislosti na intenzitě osvětlení od 100 nA do 50 μ A.

Dále byl vybrán zesilovač s automatickým řízením zisku (AGC) firmy Analog Devices AD8367 (U_2). Dynamický rozsah zesílení AD8367 je 42,5 dB a jeho maximální vstupní napětí je 700 mV_{pp}, spodní hranice vstupního napětí, při které udrží zesilovač výstup konstantní, je pak o 42,5 dB níže, tj. zhruba 5 mV_{pp}. Z těchto hodnot lze pak určit, že transimpedance zesilovacího stupně musí být zhruba $Z = U_{AGCmax}/I_{PDmax} = 14k\Omega$. Tyto hodnoty byly zvoleny tak, aby nebylo překročeno maximální napětí na vstupu AD8367.

Transimpedanční stupeň byl zvolen klasické koncepce s operačním zesilovačem ve funkci převodníku proudu na napětí. Hodnota jeho zpětnovazebního odporu odpovídá požadované transimpedanci zesilovače. K zajištění stability zesilovače je nutno k tomuto odporu paralelně připojit kompenzační kondenzátor [11], jejich kombinací pak vzniká dolnopropropustný RC filtr

s mezní frekvencí dle vztahu 3.2.

$$f_m = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (3.2)$$

Kde ve vztahu 3.2 R_1 je zpětnovazební rezistor a C_1 je kompenzační kondenzátor k němu paralelně připojený.

Pro splnění požadavku šířky pásma 30 MHz pak dle vztahu 3.2 vychází velikost kompenzačního kondenzátoru C_1 menší než 0,4 pF, což je srovnatelné s parazitní kapacitou spoje. Výsledná hodnota kapacity by tak nebyla zaručena a obvod by mohl být nestabilní. Za minimální hodnotu kapacity kompenzačního kondenzátoru tak bylo zvoleno 1 pF. To by však při dané transimpedanci snížilo šířku pásma na zhruba 11 MHz, dle vztahu 3.2 se tak musí snížit transimpedance zesilovače. Aby však byl zachován původní převod, musí být přidán další zesilovací stupeň. Tento krok zhorší šumové poměry, avšak v dané konfiguraci je nutným kompromisem. Velikost zpětnovazební odporu prvního stupně se pro danou velikost kondenzátoru C_1 a danou mezní frekvenci f_m spočítá jako:

$$R_1 = \frac{1}{2\pi C_1 f_m} = 5300\Omega \quad (3.3)$$

Tudíž transimpedance prvního stupně bude $R_1 = 5300\Omega$ a zesílení druhého stupně pro dosažení potřebných 14 kΩ tak musí být zhruba 2,6. Vzhledem k faktu že vybraná fotodioda má na 550 nm zruha poloviční citlivost bylo zvoleno napěťové zesílení druhého stupně na $A_U = 5$. Hodnoty rezistorů R_2 a R_3 byly zvoleny tak, aby odpovídaly výrobcem doporučenému rozsahu hodnot mezi 100 a 400 Ω. Pro první dva stupně byl vybrán operační zesilovač ADA4817 firmy Analog Devices se dvěma operačními zesilovači v pouzdře LFCSP s vývody uzpůsobenými pro konfiguraci transimpedančního zesilovače (U_{1A} a U_{1B}). Operační zesilovač byl vybrán dle kritéria pro stabilitu 3.4 na minimální GBW (gain bandwidth product, GBW) vzhledem k požadovanému zisku a maximální zpracovatelné frekvenci [4].

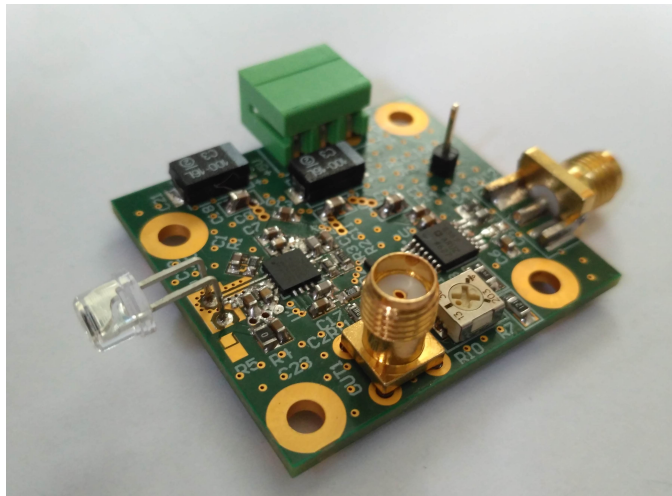
$$GBW \geq \frac{f_m}{\frac{1}{2\pi R_1(C_J + C_{CM} + C_D)}} \geq 367\text{MHz} \quad (3.4)$$

Kde ve vztahu 3.4 C_J je kapacita PN přechodu fotodiody, C_D je kapacita mezi invertujícím a neinvertujícím vstupem operačního zesilovače a C_{CM} je kapacita invertujícího a neinvertujícího vstupu proti zemi. Při výběru byl dále požadován minimální vstupní proud a vstupní napěťový offset, které by mohly při svých vysokých hodnotách znemožnit detekci. Celé zapojení sekce transimpedančního zesilovače bylo s daným operačním zesilovačem a danou fotodiodou před samotnou realizací simulováno. Simulována byla především frekvenční charakteristika (obr. v příloze A.2) a časový průběh signálu.

Vnitřní struktura AD8367 se skládá z proměnné útlumové kaskády, zesilovače s pevným ziskem a zabudovaným detektorem efektivní hodnoty výstupního napětí, který může ovládat útlumovou kaskádu [12]. Při použití zabudovaného detektoru je výstupní napětí udržováno na efektivní hodnotě 354 mV. Pro zajištění maximálního napětí na vstupu AD8367 jsou na

signálovou cestu antiparalelně proti zemi vloženy rychlé schottkyho diody BAT63 (D_2 a D_3) s prahovým napětím zhruba 0,35 V, které limitují signál v případě přepětí. Aby druhý stupeň zesilovače při limitaci schottkyho diodami nepracoval do zkratu, je vložen do signálové cesty rezistor R_6 .

Fotodioda pak může pracovat buď ve fotovodivostním režimu nebo v režimu nakrátko a to volbou zapojení 0Ω rezistorů R_4 a R_5 . Oddělovací kondenzátor C_2 pak spolu s rezistorem R_6 a vstupním 200Ω odporem AD8367 tvoří hornopropustný filtr s mezní frekvencí zhruba 10 kHz, který je určen k odfiltrování $1/f$ šumu operačního zesilovače. PNP tranzistor Q_1 slouží jako omezovač pro napětí na vstupu GAIN, který řídí zisk zesilovače. Napěťovým děličem z odporů R_7 a R_8 a trimru R_{10} lze pak nastavit předpětí na bázi tranzistoru Q_1 tak, aby spínal při napětí na emitoru vyšším než 1 V, což je maximální napětí na pinu GAIN. Kondenzátor C_3 integruje chybový proud produkovaný detektorem a zároveň tvoří časovou konstantu zpětnovazební smyčky. Kondenzátor C_6 slouží k blokování vnitřní struktury obvodu a C_5 je vazební kondenzátor. Kombinace C_4 a R_9 tvoří hornopropustný filtr pro vnitřní smyčku udržující rozkmit výstupního napětí v mezi napájecím napětím a zemí. Celý obvod je blokován kondenzátory příslušných hodnot. Před AGC zesilovač byl přidán výstupní SMA konektor pro měření napětí v tomto bodě, rezistor R_{11} pak slouží k jeho oddělení (viz 3.8).



Obrázek 3.8: Fotografie přijímače.

Kapitola 4

Měření parametrů VLC komunikačního systému

Pro charakterizaci a porovnání obvodů byla provedena měření na všech obvodech vzniklých v rámci bakalářské práce. Předpokladem pro všechna měření je, že frekvenční šířka pásma všech používaných měřicích přístrojů je vždy vyšší než šířka pásma měřených obvodů, tak aby nemohlo být měření přístrojem zkresleno. Pro zkonstruované obvody byly vždy zvoleny takové měřené parametry aby daný systém co nejlépe popisovaly.

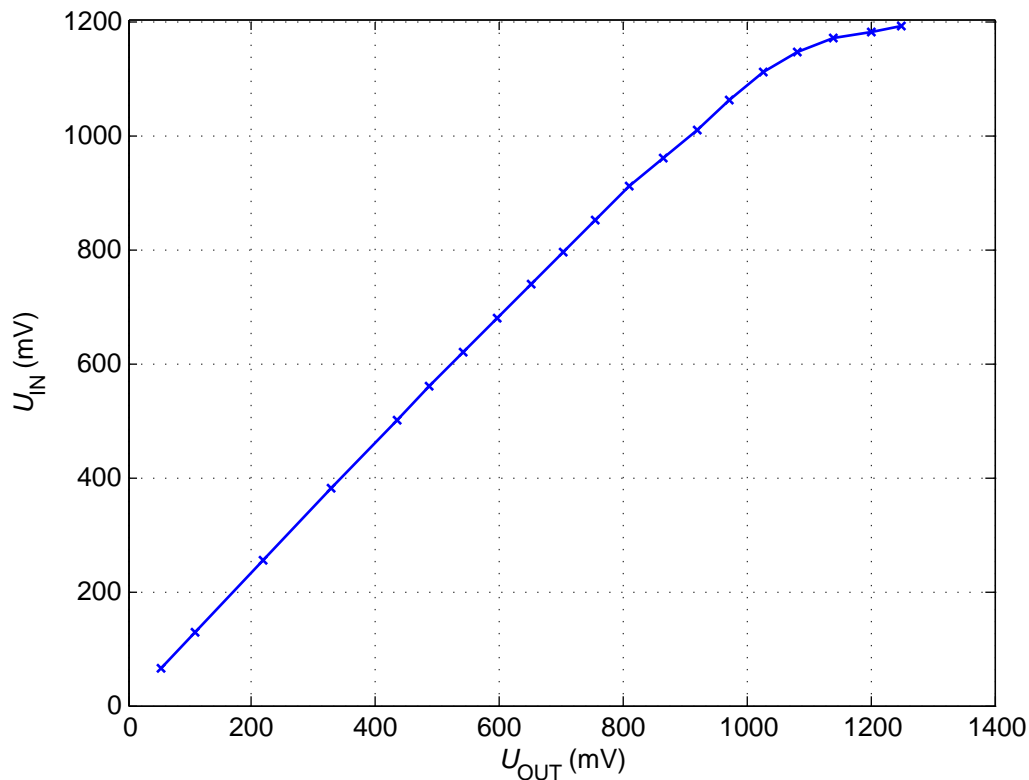
4.1 Měření analogového vysílače a ekvalizéru

V rámci bakalářské práce bylo měřeno na vysílači navrženém v rámci předmětu Projekt 2 (kapitola 3.1.2), konkrétně byla změřena jeho frekvenční charakteristika, komprese zisku, harmonické a intermodulační zkreslení. S tímto vysílačem byl pak měřen navrhovaný ekvalizér a jeho vliv na frekvenční přenos výsledného vysílače.

4.1.1 Měření analogového vysílače

Měření komprese zisku a harmonického zkreslení

Při měření se ukázalo problematické připojení LED k vysílači, kdy pro svůj velký ztrátový výkon nemůže být LED umístěna na plošném spoji vysílače, ale musí být umístěna na chladiči a k vysílači tak připojena přívodním vodičem. Na přívodním vodiči jsou pak dle jeho délky a průřezu ztráty, které způsobují že přenos napětí ze vstupu vysílače na piny LED je při dané konfiguraci zhruba 0,85. Pro zachování rozkmitu na LED je tak nutno zvýšit rozkmit napětí na vstupu. Za účelem zjištění mezního vstupního napětí, při kterém nebude výstupní signál limitován, tak byla změřena komprese zisku (obr. 4.1). Komprese zisku byla měřena při frekvenci vstupního signálu 1 MHz, výstupní napětí bylo měřeno na pinech LED a osciloskop byl nastaven na průměrování přes 20 běhů časové základny.



Obrázek 4.1: Komprese napěťového zisku vysílače, U_{OUT} měřeno na pinech LED.

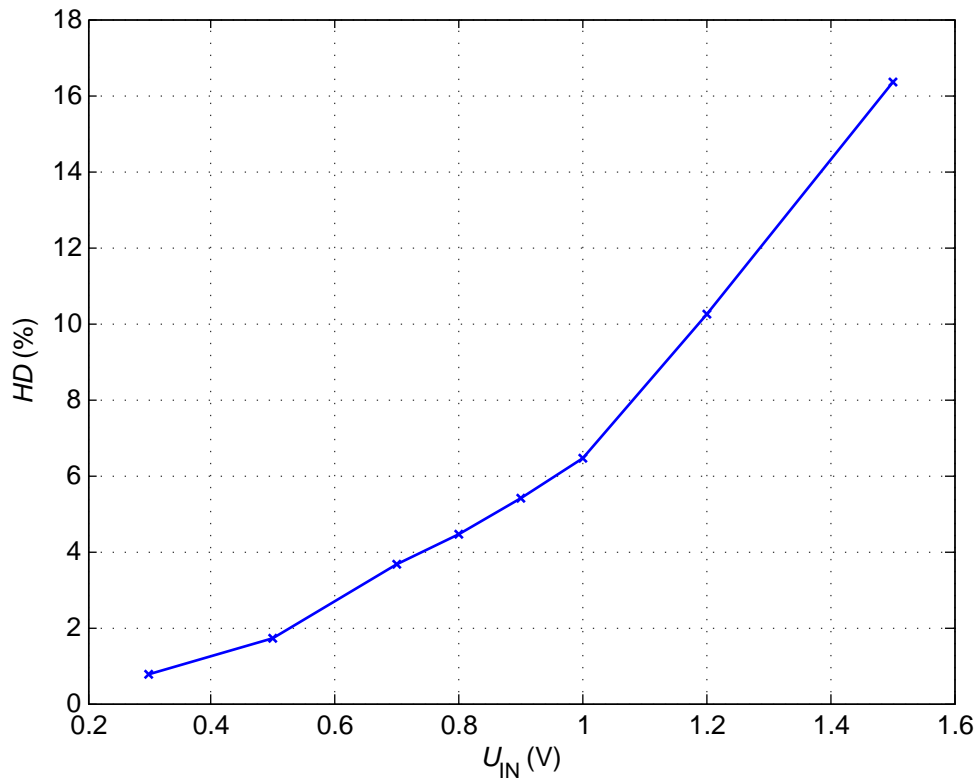
Bod 1 dB komprese byl grafickou metodou stanoven na $U_{IN} = 1,35$ V, výstupní napětí však dle průběhu sledovaného osciloskopem bylo limitováno již od $U_{IN} = 1$ V. Za účelem lepšího popsání tohoto jevu tak bylo spočítáno harmonické zkreslení (harmonic distortion, *HD*) v závislosti na vstupním napětí (obr. 4.2). Úrovně jednotlivých harmonických frekvencí byly měřeny spektrálním analyzátozem v režimu Max hold. Frekvence vstupního signálu byla 1 MHz a výstupní napětí bylo měřeno na pinech LED. Výpočet byl následně proveden ze zaznamenaných spektrálních průběhů pro prvních 6 harmonických frekvencí dle vztahu 4.1.

$$HD(\%) = 100 \frac{\sqrt{P_2 + P_3 + P_4 + P_5 + P_6}}{P_1} \quad (4.1)$$

Kde P_{1-6} ve vztahu 4.1 jsou výkony jednotlivých harmonických složek signálu.

Měření intermodulačních produktů

Na vysílači z Projektu 2 byly dále měřeny intermodulační produkty. Na vstup byly připojeny 2 generátory na frekvenci 1 MHz a 1,1 MHz, na spektrálním analyzátoru pak byla měřena úroveň intermodulačních produktů 3. řádu, tj. spektrální čáry na frekvencích 0,9 MHz a 1,2 MHz. Spektrální analyzátor byl nastaven na režim Max hold, a výstupní signál byl



Obrázek 4.2: Závislost harmonického zkreslení HD výstupního signálu na vstupním napětí U_{IN} .

měřen na svorkách LED. V tabulce 4.1 jsou uvedeny výsledky měření, kdy Δp byl měřený odstup intermodulačních produktů 3. řádu od nosné harmonické frekvence v závislosti na vstupním napětí. Výstupní napětí obou generátorů bylo nastavováno totožně dle tabulky 4.1.

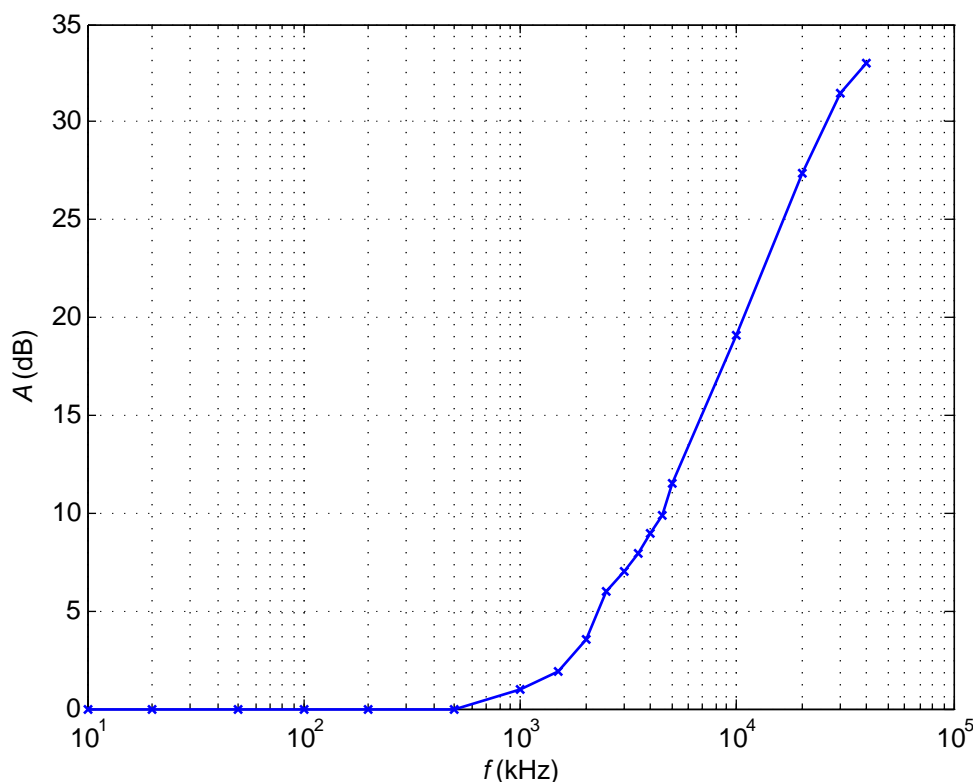
Z naměřených hodnot (tab. 4.1) plyne, že do vstupního napětí $U_{IN} = 1$ V je odstup intermodulačních produktů 3. řádu oproti nosné frekvenci vždy větší než 30 dB. Pro vstupní napětí U_{IN} větší než 1 V pak není klesající odstup těchto produktů relevantní, jelikož je výstupní napětí zesilovače již limitováno rozkmitem a vysílač tak není k provozování za těchto podmínek určen. Úroveň všech intermodulačních produktů vyššího řádu pak byla dle pozorovaného spektrálního průběhu vždy nižší než úroveň měřených produktů 3. řádu.

4.1.2 Měření ekvalizéru

Ekvalizér nejlépe charakterizuje jeho frekvenční charakteristika. Bylo tak provedeno měření amplitudové frekvenční charakteristiky samotného ekvalizéru, samotného analogového vysílače a následně jejich kombinace. Měřeno vždy bylo napětí na pinech LED a napětí generované optickým detektorem reprezentující optický signál. Z průběhu frekvenční charakteristiky ana-

Tabulka 4.1: Závislost odstupů intermodulačních produktů 3. řádu od nosné frekvence na vstupním napětí, kde U_{IN} je výstupní napětí generátorů a Δp je odstup intermodulačních produktů 3. řádu od nosné harmonické frekvence.

U_{IN} (V)	0,3	0,5	0,7	0,8	1	1,2	1,5	1,7
Δp (dB)	44	50	38,7	33,6	30,7	24,6	21	16

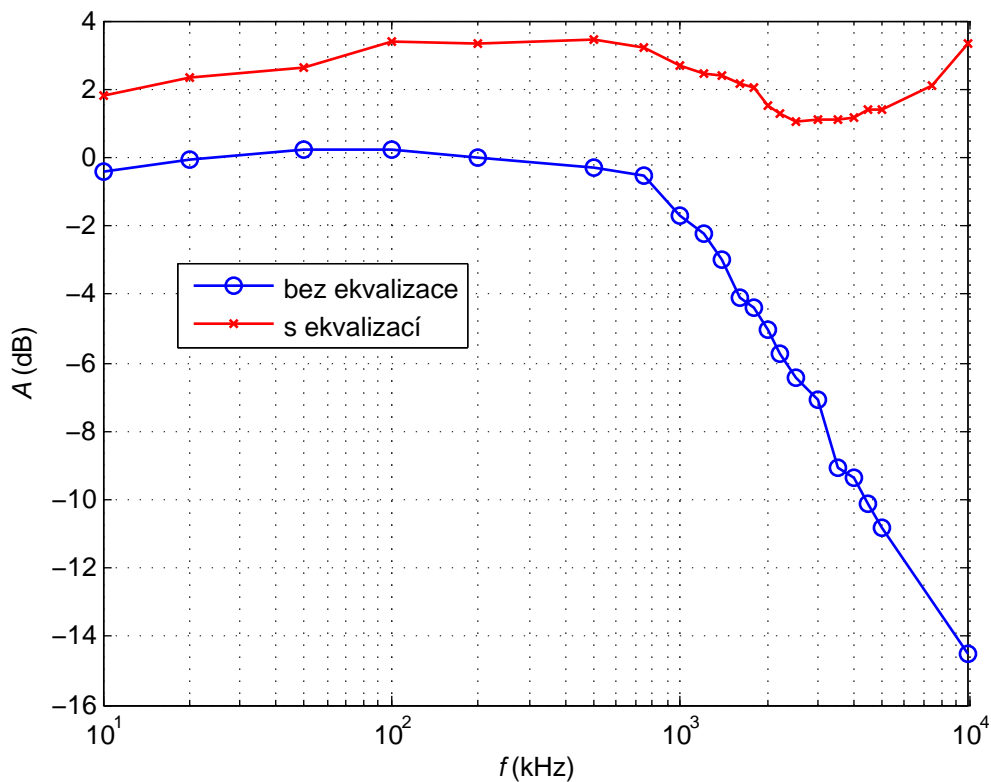


Obrázek 4.3: Frekvenční závislost přenosu napětí ekvalizéru, měřeno za druhým stupněm ekvalizéru (obr. 3.6).

logového vysílače (obr. 4.4) byla určena zlomová frekvence na zhruba 1,8 MHz. Z následné simulace ekvalizéru pro tuto frekvenci byly získány hodnoty kondenzátorů $C_2 = 200$ pF a $C_4 = 500$ pF. V této konfiguraci pak byla změřena frekvenční charakteristika ekvalizéru (obr. 4.3). Vstupní napětí pro toto měření bylo zvoleno $U_{in} = 40$ mV a výstupní napětí bylo měřeno za druhým stupněm. Optický detektor byl umístěn 10 cm od LED a vstupní dolnoproústý filtr osciloskopu byl nastaven na 20 MHz.

Za účelem možnosti srovnání frekvenční charakteristiky bez ekvalizéru a s ekvalizérem bylo napětí na vstupu nastavováno vždy tak, aby na vstupu analogového vysílače bylo v obou případech $U_{in} = 150$ mV. Optický detektor byl pak i v tomto případě umístěn 10 cm od LED

a vstupní dolnoprostopustný filtr osciloskopu byl nastaven na 20 MHz.



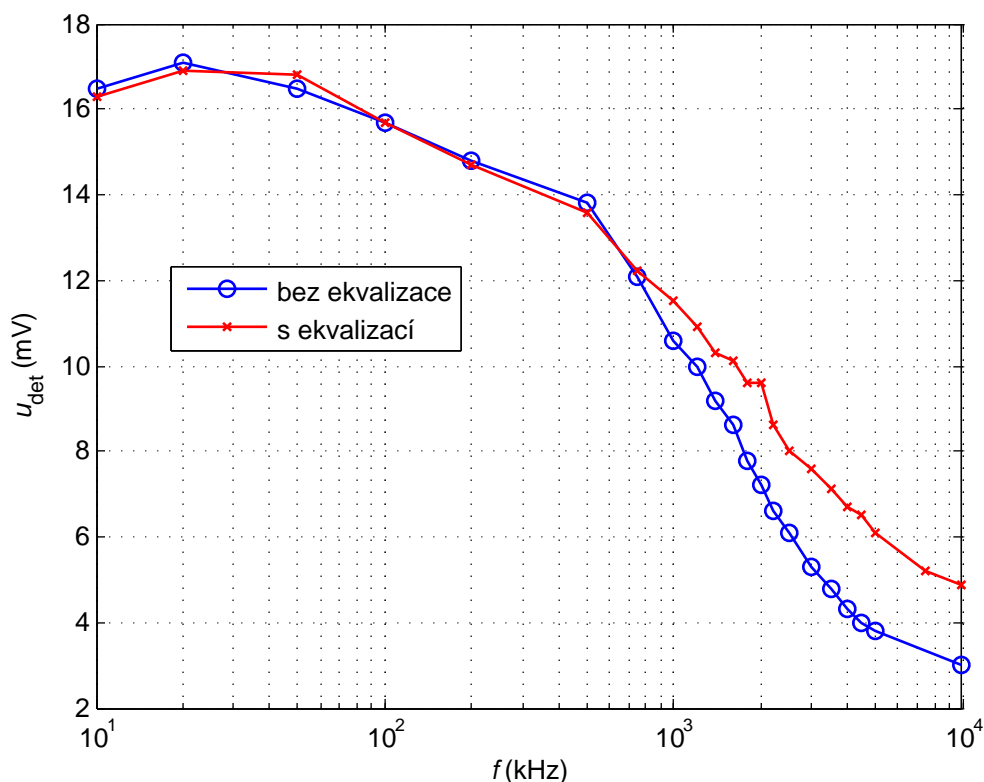
Obrázek 4.4: Závislost napěťového přenosu na frekvenci s ekvalizací a bez ekvalizace, vstupní napětí měřeno na výstupu generátoru, výstupní napětí na pinech LED, vzdálenost vysílače a detektoru 10 cm.

Zhodnocení měření

Při měření samotného ekvalizéru se projevil nedostatek, kdy pro vysoké zesílení při frekvencích za zlomovým kmitočtem byl rozkmit signálu limitován napájecím napětím. Aby se zamezilo tomuto stavu, musela být amplituda signálu před zlomovým kmitočtem nízká (v řádu desítek mV), což však omezilo amplitudu optického signálu, který byl pak obtížně detekovatelný. Tento problém by byl řešitelný zařazením ekvalizéru s adaptivním zesílením v závislosti na úrovni výstupního optického signálu.

Z naměřených průběhů (obr. 4.5 a 4.4) vyplývá fakt, že kompenzace frekvenční charakteristiky byla prováděna na základě průběhu napěťového přenosu, nikoli na základě napětí detekovaném optickým detektorem. Napěťový přenos se tak povedlo vykompenzovat (obr. 4.4), přičemž jeho horní mezní frekvence pro pokles napětí o 3 dB se zvýšila z 1,8 MHz na více než 10 MHz. Optický výkon však touto kompenzací nebyl významně ovlivněn (obr. 4.5).

Pro optimalizaci by pak bylo vhodné umístit první zlomový kmitočet ekvalizéru realizovaný prvním stupněm na frekvenci okolo 50 kHz, kde je zlom v průběhu detekovaného optického výkonu (obr. 4.5). Druhý zlomový kmitočet ekvalizéru realizovaný druhým stupněm by pak byl ponechán na zlomovém kmitočtu napěťového přenosu (obr. 4.4) nebo umístěn dle dalších měření.



Obrázek 4.5: Závislost napětí optického detektoru na frekvenci optického signálu s ekvalizací a bez ekvalizace, vzdálenost vysílače a detektoru 10 cm.

Použité měřicí přístroje

generátor signálu	HAMEG HMF2550
osciloskop	LeCroy WaveRunner 6 Zi
vysokofrekvenční detektor světla	Thorlabs PDA10A
DC zdroj	GW Instek GPD - 3303D

4.2 Měření digitálního vysílače

Vzhledem k nemožnosti měření frekvenční charakteristiky u digitálního vysílače dané konstrukce (obr. 3.1) byla jako hlavní parametr k porovnání jednotlivých obvodových vari-

Tabulka 4.2: Naměřené hodnoty délek náběžných hran t_{rise} a délek sestupných hran t_{fall} .

Varianta	1 - základní zapojení		2 - carrier sweep-out		3 - Preemfázový obvod	
f (kHz)	t_{rise} (ns)	t_{fall} (ns)	t_{rise} (ns)	t_{fall} (ns)	t_{rise} (ns)	t_{fall} (ns)
100	950	900	785	680	1200	800
200	650	580	480	420	650	530
500	310	250	240	210	230	250
1000	185	180	155	160	160	185
2000	123	139	103	100	110	130
	4 - DC předpětí 5 V		5 - car. sweep. XM-L2		6 - XM-L2 zákl. zap.	
	t_{rise} (ns)	t_{fall} (ns)	t_{rise} (ns)	t_{fall} (ns)	t_{rise} (ns)	t_{fall} (ns)
	800	700	470	1000	600	1250
	500	400	280	800	360	950
	250	200	180	465	210	530
	160	160	150	200	210	340
	110	100	120	120	170	170

ant vybrána oblast časová, konkrétně časy přechodů mezi stavy. Experimentálně tak byla změřena závislost délky náběžné hrany t_{rise} a délky sestupné hrany t_{fall} optického signálu na velikosti čipu LED a na různých variantách obvodového zapojení.

Časy t_{rise} a t_{fall} byly měřeny na různých frekvencích (dle tabulky 4.2) a vysílač byl buzen obdelníkovým signálem z generátoru. Optický signál byl přijímán detektorem Thorlabs PDA10A. Časy t_{rise} a t_{fall} pak byly měřeny zabudovanou funkcí osciloskopu, kde t_{rise} je měřeno jako doba náběžné hrany mezi 10% až 90% maximálního napětí a t_{fall} obdobně jako doba sestupné hrany mezi 90% a 10% maximálního napětí.

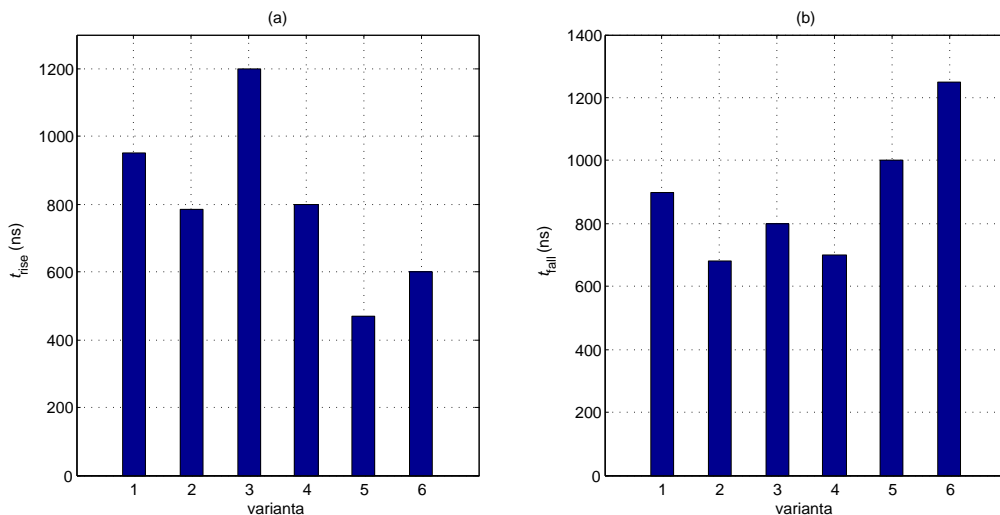
Měření variant 1 - 4 bylo prováděno s paralelním zapojením LED dle návrhu popsaném v 3.1.1. Varianta 1 dle tabulky 4.2 je základní variantou zapojení (obr. 3.1), kdy nejsou připojeny žádné dodatečné obvody. Varianta 2 je zapojení s carrier sweep-out (kapitola 3.1.1). Ve variantě 3 je ve vypnutém stavu na LED aplikováno stejnosměrné předpětí (kapitola 3.1.1), kdy velikost tohoto napětí při měření pak byla 5 V. Varianta 4 je zapojení s preemfázovým obvodem (kapitola 3.1.1). Varianta 5 je ve stejné konfiguraci jako varianta 2, avšak s LED CREE XM-L2. Varianta 6 je pak opět v základním zapojení, avšak s LED CREE XM-L2. Napájecí napětí LED_VOLT bylo pro varianty 1 - 4 nastaveno na 6,5 V a pro varianty 5 a 6 pak na 3,3 V.

Zhodnocení měření

Výsledek měření je v tabulce 4.2. Měření proběhlo pro více frekvencí, avšak směrodatné jsou hodnoty naměřené při $f = 100$ kHz, které jsou pak vyneseny do grafu (obr. 4.6). Na vyšších

frekvencích docházelo ke zmenšování amplitudy a tak ke zkreslení hodnot t_{rise} a t_{fall} , které osciloskop měří právě na základě amplitudy. Dle teoretických předpokladů by časy přechodů měly být na všech frekvencích stejné. Porovnáním naměřených hodnot tak nelze jednoznačně určit, která z měřených variant představuje ideální konfiguraci, a to z důvodu, že pro správnou funkčnost některých variant nebyly splněny níže uvedené podmínky, za kterých obvod funguje správně.

Předpokladem pro správnou funkci preemfázového RC obvodu je shodnost časové konstanty tohoto obvodu s časovou konstantou LED [5]. Vzhledem k absenci údaje o časové konstantě používané LED byly zvoleny hodnoty rezistoru a kondenzátoru RC preemfázového obvodu na základě simulace s neodpovídajícím typem LED. Z tohoto důvodu tak pravděpodobně zapojením RC preemfázového obvodu nebylo dosaženo zlepšení přechodových časů, naopak se tím zvýšila délka náběžné hrany t_{rise} . Přesné nastavení časové konstanty preemfázového obvodu při neznalosti údaje o časové konstantě LED by vyžadovalo experimentální ladění hodnot jeho komponent.



Obrázek 4.6: Délky náběžné hrany (a) a sestupné hrany (b) pro varianty obvodových zapojení 1-6 při frekvenci obdelníkového signálu $f = 100$ kHz.

Vliv carrier sweep-out na délky sestupné hrany je znatelný v případě zapojení s LED CREE XM-L2, i s paralelními LED 3.1.1. Z naměřených hodnot je vidět, že čas t_{fall} se oproti variantě bez carrier sweep-out zkrátil, současné zkrácení délky t_{rise} však nelze tomuto obvodu dle teoretických předpokladů v 2.3.1 již připisovat.

Vliv velikosti čipu LED na přechodových časech nebyl měřením jednoznačně prokázán, jelikož s LED CREE XM-L2 bylo dosaženo lepších časů náběhu než s paralelním zapojením LED s menší plochou čipu. V případě délky sestupné hrany t_{fall} pak byl kratší čas dosažen s paralelním zapojením více LED.

Připojením stejnosměrného předpětí došlo dle předpokladů ke snížení délky náběžné hrany t_{rise} , avšak současně došlo ke snížení délky sestupné hrany t_{fall} , což je s teoretickými předpoklady (kapitola 2.3.1) v rozporu.

Pro získání otevřenějšího pohledu na věc by pak bylo nutno zabývat se více technologickou podstatou LED a jejich vlastností. Při měřeních jednotlivých variant pak také nešel vyloučit parazitní vliv obvodových prvků, které byly součástí variant ostatních. Pro získání důvěryhodných výsledků plynoucích z předpokladů by tak bylo nutno daná obvodová řešení testovat na oddělených deskách a tím vyloučit možnost vzájemného ovlivnění.

Použité měřicí přístroje

generátor signálu	HAMEG HMF2550
osciloskop	LeCroy WaveRunner 6 Zi
vysokofrekvenční detektor světla	Thorlabs PDA10A
DC zdroj	GW Instek GPD - 3303D

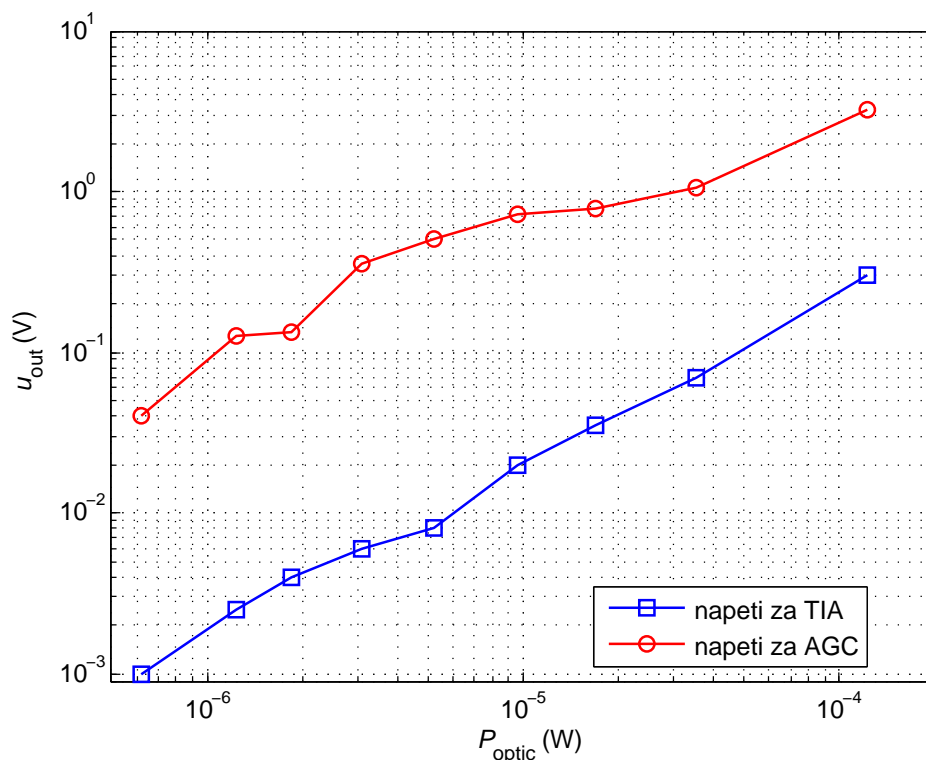
4.3 Měření přijímače

Měření citlivosti přijímače

Za účelem zjištění citlivosti a dynamického rozsahu přijímače byla změřena závislost výstupního napětí přijímače na výkonu optického signálu detekovaného přijímačem. Výkon optického signálu byl měřen detektorem optického signálu Thorlabs PDA10A ve formě napětí. Z napětí byl následně ze známých hodnot transimpedance a citlivosti přepočítán na výkon dopadajícího optického signálu. Velikost čipu fotodetektoru Thorlabs PDA10A zhruba odpovídá velikosti čipu měřeného přijímače, výkon dopadající na oba čipy tak lze považovat za shodný. Jako zdroj optického signálu byl použit digitální vysílač s připojeným polem paralelně zapojených LED (viz 3.1.1). Vysílač byl napájen obdelníkovým signálem o frekvenci 500 kHz. Napětí bylo měřeno osciloskopem s nastaveným dolnoproputným vstupním filtrem na 20 MHz a vstupním odporem $1\text{ M}\Omega$. Měřeno bylo napětí za transimpedančním zesilovačem a za zesilovačem s automatickým řízením zisku (viz 3.7). Rozsah optického výkonu byl nastavován kombinací vzdáleností vysílače a přijímače a velikostí spínacího napětí LED. Spínací napětí na LED bylo nastavováno v rozsahu od 6 do 7,5 V a vzdálenost vysílače a přijímače byla nastavována v rozmezí od 0,1 do 0,9 m.

Výsledek měření je na obrázku 4.7. Citlivost přijímače byla stanovena jako nejnižší detekovatelné napětí na výstupu přijímače. Dle průběhu na obrázku 4.7 je citlivost přijímače na vlnové délce 580 nm 615 nW při napětí na výstupu AGC 40 mV. Pro výkon optického signálu $P_{\text{optic}} = 120\ \mu\text{W}$ pak bylo napětí na výstupu AGC již limitováno. Z rozdílu optických výkonů limitace a citlivosti pak byl určen dynamický rozsah přijímače 23 dB.

Z průběhu (obr. 4.7) je dále patrný malý rozsah udržení zesilovače s automatickým

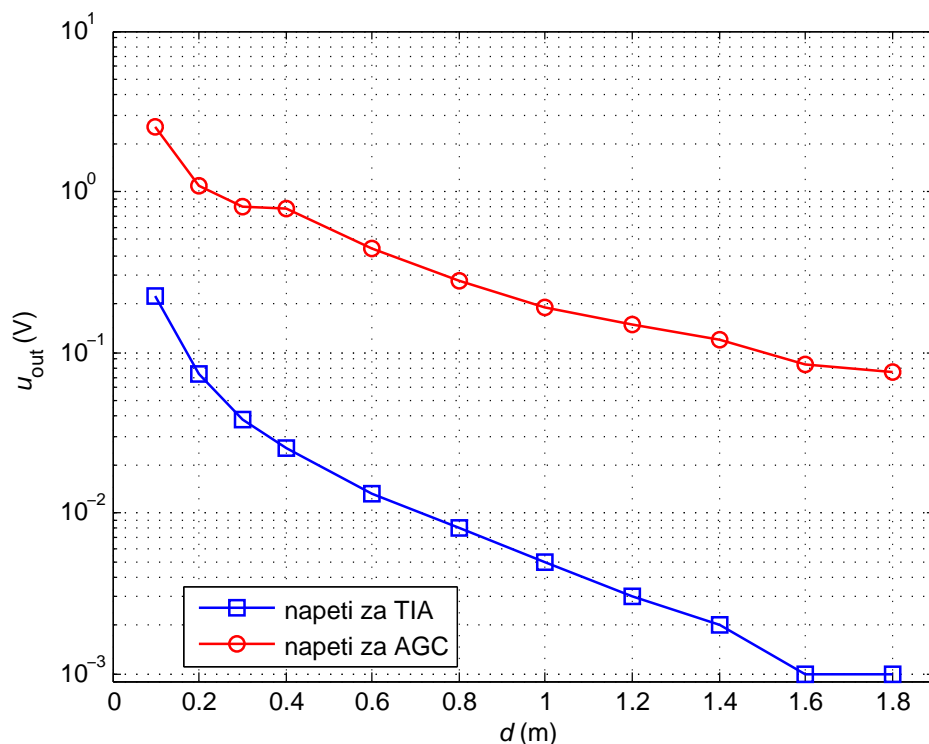


Obrázek 4.7: Závislost výstupního napětí u_{out} přijímače na detekovaném optickém výkonu P_{optic} . Výstupní napětí u_{out} bylo měřeno za sekci transimpedančního zesilovače a za sekci zesilovače s automatickým řízením zisku.

řízením zisku (AGC) v požadované hodnotě výstupního napětí, která je pro obdelníkový signál zhruba 700 mV špičkové hodnoty. Nárůst tohoto napětí nad požadovanou hodnotu je pravděpodobně způsoben nesprávnou funkcí AGC. Při správném fungování obvodu AGC, kdy by na svém výstupu držel napětí v požadované hodnotě, pak lze předpokládat posunutí meze limitace signálu a tak zvýšení dynamického rozsahu přijímače.

Měření obvodu AGC

Pro charakterizaci obvodu automatického řízení zisku byla změřena závislost výstupního napětí na vzdálenosti vysílače a přijímače. Jako vysílač byl použit digitální vysílač s připojeným polem paralelně zapojených LED a vysílač byl napájen obdelníkovým signálem o frekvenci 500 kHz. Měřeno bylo napětí za transimpedančním zesilovačem a za zesilovačem s automatickým řízením zisku (viz 3.7). Spínací napětí LED bylo nastaveno na 7,5 V a vzdálenost vysílače a přijímače byla nastavována v rozsahu od 0,1 m do 1,8 m. Napětí bylo měřeno osciloskopem s nastaveným dolnoproputným vstupním filtrem na 20 MHz a vstupním odporem 1 M Ω .



Obrázek 4.8: Závislost výstupního napětí u_{out} přijímače na vzdálenosti vysílače a přijímače d . Výstupní napětí u_{out} bylo měřeno za sekci transimpedančního zesilovače (TIA) a za sekci zesilovače s automatickým řízením zisku (AGC).

Z naměřené závislosti výstupního napětí u_{out} přijímače na vzdálenosti vysílače a přijímače d (obr. 4.8) plyne, že napětí na výstupu zesilovače s automatickým řízením zisku (AGC) bylo v požadované hodnotě 700 mV pouze v rozsahu vzdáleností 0,3 až 0,4 m. Pro vzdálenosti 0,4 až 1,8 m je pokles napětí na výstupu AGC pod požadovanou hodnotu způsoben nedostatkem zesílení. Na vzdálenostech od 0,1 do 0,3 m je nárůst výstupního napětí AGC pravděpodobně způsoben nesprávnou funkcí AGC, která může být způsobena jak špatnou funkcí vnějších zapojených součástek, tak špatnou funkcí zabudovaného detektoru. Pro bližší identifikaci problému je pak nutno provést podrobnější měření na jednotlivých perifériích tohoto obvodu.

Z naměřeného průběhu napětí na výstupu transimpedančního zesilovače (TIA) pak lze vypočítat skutečný proud fotodiody v mezních pozicích a na jeho základě pak může být provedena korekce zesílení transimpedančního zesilovače.

Měření frekvenční charakteristiky přijímače

K měření frekvenční charakteristiky přijímače je nutno použít zdroj optického signálu s vyšší horní mezní frekvencí než je předpokládaná horní mezní frekvence přijímače. Výsledky měření se zdrojem optického signálu s nižší horní mezní frekvencí pak nelze považovat za platné. Vzhledem k absenci zdroje optického signálu na požadované vlnové délce a s horní mezní frekvencí vyšší než je předpokládaná horní mezní frekvence přijímače nebylo měření frekvenční charakteristiky provedeno.

Použité měřicí přístroje

generátor signálu	HAMEG HMF2550
osciloskop	LeCroy WaveRunner 6 Zi
detektor optického signálu	Thorlabs PDA10A
DC zdroj	GW Instek GPD - 3303D
DC zdroj	GW Instek GPD - 4303S

4.4 Měření VLC komunikačního kanálu

Pro otestování funkčnosti vzniklého VLC systému bylo provedeno měření bitové chybovosti. Měřeno bylo s v rámci práce navrhovaným digitálním vysílačem (kapitola 3.1.1) a přijímačem (kapitola 3.2).

Bitová chybovost

Obvyklým způsobem popisu kvality komunikačního kanálu je měření bitové chybovosti BER (bit error rate, BER). Faktory ovlivňující bitovou chybovost jsou parametry vysílače a přijímače, vlastnosti přenosového média - v našem případě optického prostředí a samotného zpracování signálu. Bitovou chybovost pak lze vypočítat dle vztahu 4.2.

$$BER = \frac{N_{err}}{N_{celk}} \quad (4.2)$$

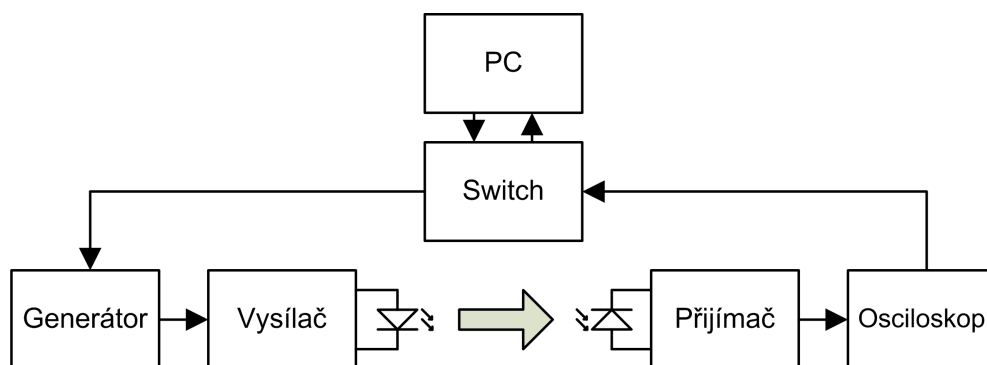
Kde N_{err} je počet chybně přijatých bitů a N_{celk} je celkový počet přijatých bitů. K určení chybně přijatého bitu je pak nutno znát jak posloupnost vysílaných bitů, tak i posloupnost bitů přijatých, kdy jejich porovnáním je zjištěn počet chyb. Analýzu bitové chybovosti dle vztahu 4.2 tak lze provádět jen v základním pásmu na demodulovaném signálu. Oproti ostatním ukazatelům kvality komunikačního kanálu (EVM , MER) pak BER neudává okolnosti vzniku chyby, pouze její přítomnost. Chyba je vyhodnocována na základě rozhodovací úrovně mezi jednotlivými stavy, kdy rozptyl v rámci této rozhodovací úrovně není brán v potaz.

4.4.1 Měření bitové chybovosti v závislosti na vzdálenosti přijímače a vysílače a symbolové rychlosti

Vzhledem k výše uvedenému faktu, kdy pro exaktní kalkulaci BER dle vztahu 4.2 je nutné pracovat se signálem na demodulované úrovni a vzhledem k absenci přístroje schopného BER takto přímo měřit, bylo rozhodnuto o provedení analýzy BER počítačem v programu MATLAB.

Testovací signál

Pro měření bitové chybovosti signálu přenášeného VLC komunikačním kanálem byl v programu MATLAB vytvořen testovací signál s modulací OOK. Testovací bitová posloupnost byla vygenerována pomocí pseudonáhodného generátoru s jednotným rozložením 1 a 0, počet generovaných bitů byl nastaven na 10^5 . Poměr mezi šířkou OOK symbolů 1 a 0 byl nastaven 1:1. Doba trvání jednoho symbolu je určena počtem vzorků na symbol a vzorkovací frekvencí generátoru. Délka náběžné a sestupné hrany generovaného signálu je dána vzorkovací frekvencí generátoru, kdy doba přechodu T mezi dvěma stavy je daná jako $T = 1/f_{sGen}$, kde f_{sGen} je vzorkovací frekvence generátoru. Pro synchronizační účely byla na začátek testovacího signálu přidána posloupnost 1 a 0 s tisícinásobnou šířkou pulzu tak, aby byl začátek a konec testovacího signálu na osciloskopu rozpoznatelný.



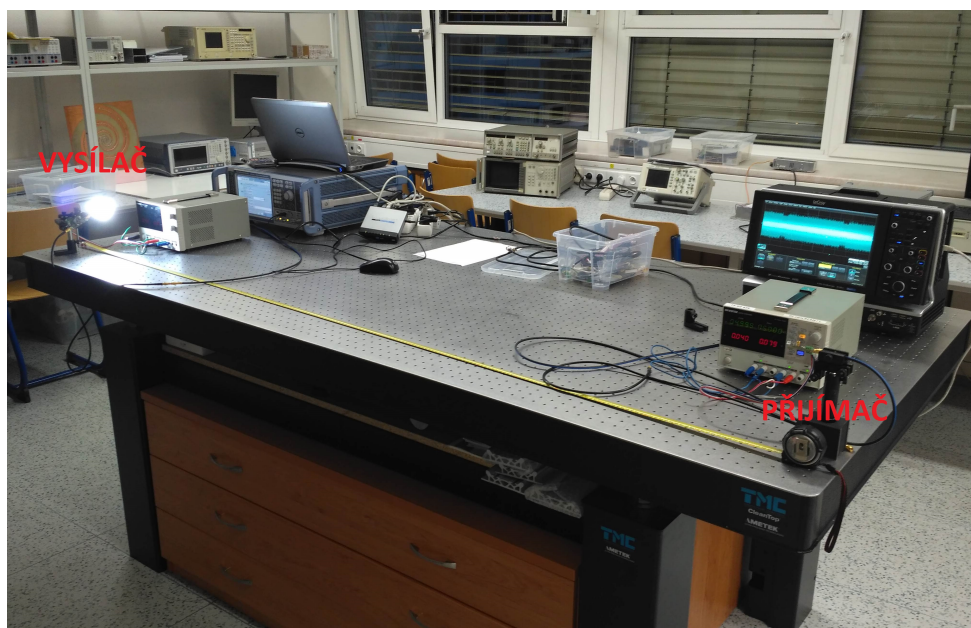
Obrázek 4.9: Schéma zapojení měřicího pracoviště pro měření bitové chybovosti.

Postup měření

Schéma měřicího pracoviště bylo sestaveno dle obrázku 4.9 s měřicími přístroji dle seznamu v 4.4.2. Počítač je s měřicími přístroji propojen pomocí místní sítě realizované síťovým switchem. Testovací signál je z počítače nahrán do generátoru, který pak na svém výstupu tento signál opakovaně vysílá. Jako výstup generátoru je použit výstup IQ modulátoru v základním pásmu. Generovaný napěťový signál je přiveden na vysílač jímž je převeden do optické formy. Optický signál se mezi vysílačem a přijímačem šíří na přímou viditelnost. Signál je zpracován

přijímačem a ve formě napětí přiveden na vstup osciloskopu. Na osciloskopu je zobrazen celý průběh generovaného signálu a poté ve formě vzorků uložen do počítače.

Měření bylo provedeno v rozsahu vzdáleností přijímače a vysílače d od 0,1 m do 2,2 m a pro symbolové rychlosti $SR = 100, 500$ a 1000 kSym/s. Symbolová rychlost je v případě modulace OOK rovna rychlosti přenosové, kdy v jednom symbolu je přenášen právě jeden bit. Vzorkovací frekvence osciloskopu byla pro všechna měření nastavena na $f_{sOsc} = 10$ MS/s. Počet vzorků na symbol generovaného testovacího signálu byl pro všechna měření 100. Vzorkovací frekvence generátoru f_{sGen} byla pro $SR = 100$ kSym/s $f_{sGen} = 10$ MHz, pro $SR = 500$ kSym/s $f_{sGen} = 50$ MHz a pro $SR = 1$ MSym/s $f_{sGen} = 100$ MHz. Na vstupu osciloskopu byl nastaven dolnoproustný filtr s mezní frekvencí 20 MHz, vstupní odpor $1\text{ M}\Omega$ a střídavá vazba. Měřeno bylo při zapnutém osvětlení, přičemž bylo experimentálně ověřeno, že na měřený průběh nemá vliv. Měření bylo provedeno s paralelním zapojením LED dle 3.1.1, napětí U_LED vysílače bylo nastaveno na 7 V. Fotodioda přijímače byla provozována ve fotovodivostním režimu, kdy velikost na ni přivedeného závěrného napětí byla 5 V.



Obrázek 4.10: Fotografie pracoviště pro měření BER.

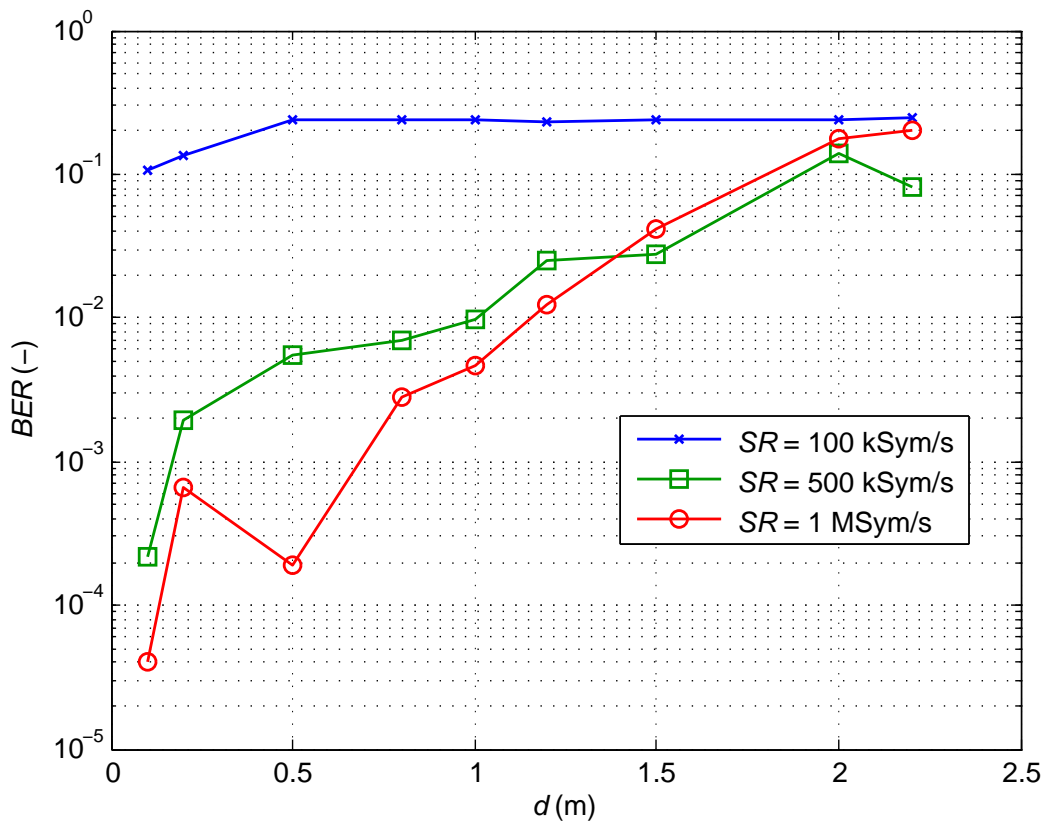
Postup vyhodnocení

Nahrané vzorky jsou v počítači následně zpracovány pomocí programu MATLAB. Vzorky jsou normalizovány v amplitudě a převzorkovány tak, aby odpovídal počet vzorků na symbol signálu vysílanému. Následně je pro určení začátku testovacího signálu provedena křížová korelace posloupnosti vzorků vysílaných a přijímaných. Křížovou korelací je získán časový posuv mezi posloupnostmi vzorků přijatých a vyslaných, kdy na základě tohoto posuvu je

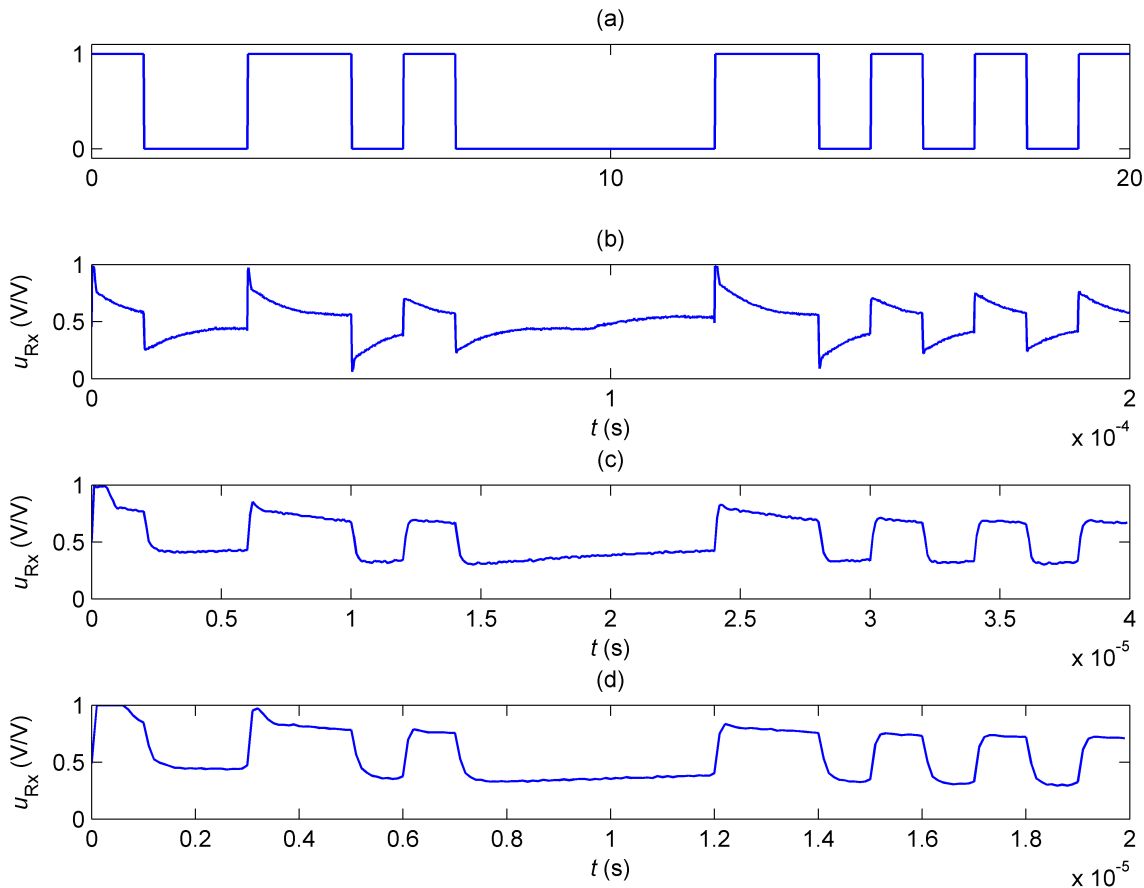
určen začátek testovací posloupnosti v přijatých vzorcích. V takto upravené posloupnosti je pak počítán průměr úrovní vzorků každého symbolu, na základě čehož je rozhodnuto o hodnotě symbolu. Dekódovaná posloupnost přijatých bitů je pak porovnána s posloupností bitů vysílaných a pomocí vztahu 4.2 je spočítána bitová chybovost.

4.4.2 Zhodnocení měření VLC kanálu

Naměřená závislost bitové chybovosti BER na vzdálenosti přijímače a vysílače d a symbolové rychlosti SR je na obrázku 4.11. Teoretickým předpokladem pro toto měření bylo že, bitová chybovost se bude se zvyšující vzdáleností a symbolovou rychlostí zvyšovat. Tento teoretický předpoklad se podařilo potvrdit pouze v případě závislosti bitové chybovosti na vzdálenosti. V případě závislosti bitové chybovosti na symbolové rychlosti je naměřený trend oproti teoretickému opačný, tzn. bitová chybovost se snižuje s rostoucí symbolovou rychlostí. Tento odklon od teoretického předpokladu však byl způsoben chybou v zapojení přijímače, nikoli nesprávností teoretického předpokladu.



Obrázek 4.11: Naměřená závislost bitové chybovosti BER na vzdálenosti přijímače a vysílače d a symbolové rychlosti SR .



Obrázek 4.12: Normované průběhy napětí prvních 20 symbolů testovací posloupnosti pro symbolové rychlosti $SR = 100$ kSym/s (b), $SR = 500$ kSym/s (c), $SR = 1$ MSym/s (d) při vzdálenosti vysílače a přijímače 0,1 m, průběh (a) zobrazuje generovanou posloupnost prvních 20 bitů.

Zvýšená bitová chybovost na nižších frekvencích je způsobena hornopropustným charakterem přijímače, kdy jeho dolní mezní frekvence je nastavena příliš nízko a způsobuje tak útlum nižších frekvenčních komponent signálu. Tento jev lze sledovat na obrázku 4.12, kde jsou vyneseny časové průběhy prvních 20 bitů testovací posloupnosti pro různé symbolové rychlosti. Problém lze pak nejlépe pozorovat při symbolové rychlosti 100 kSym/s, na delších posloupnostech “1” nebo “0” symbolů se zde negativně projevuje derivační charakter pulzu, kdy se průběh napětí blíží rozhodovací úrovni mezi stavy. Na koncích těchto úseků stejných symbolů pak při dekódování vznikalo nejvíce chyb. Na závislosti BER na vzdálenosti vysílače a přijímače d pro symbolovou rychlost 100 kSym/s v obrázku 4.11 pak lze pozorovat saturaci BER na hodnotě zhruba 0,25, ta je způsobena právě výskytem chyb ve stejných místech testovací posloupnosti, zpravidla na konci delšího seskupení stejných symbolů. Problém dlouhých posloupností stejných symbolů by mohl být odstraněn použitím

kódování zajišťujícího bipolaritu signálu.

Pro odstranění nežádoucího vysokého dolního mezního kmitočtu by pak měla být na přijímači provedena podrobnější měření a případná korekce hodnot součástek zajišťující snížení dolní mezní frekvence přijímače.

Dle naměřené závislosti 4.11 byla tímto VLC komunikačním systémem dosažena teoretická přenosová rychlost 1 Mbit/s na vzdálenost 1,2 m při $BER = 10^{-2}$. Hranice $BER = 10^{-2}$ byla stanovena na základě předpokladu opravitelnosti těchto chyb při použití zabezpečovacího kódování. Lze pak předpokládat, že při správné funkčnosti přijímače by bylo této přenosové rychlosti dosaženo i pro větší vzdálenosti přijímače a vysílače. Zároveň zde byly rezervy na vysílači, kdy LED nebyla spínána maximálním napětím z důvodu vysokého ztrátového výkonu. Doplněním LED o chladič by tak mohlo být dosaženo zvýšení přenosové vzdálenosti při dané přenosové rychlosti.

Použité měřicí přístroje

generátor vektorového signálu

Rohde & Schwarz SMW200A

osciloskop

LeCroy WaveRunner 6 Zi

DC zdroj

GW Instek GPD - 3303D

DC zdroj

GW Instek GPD - 4303S

Kapitola 5

Závěr

Úkolem této práce bylo navrhnout a realizovat funkční prototyp VLC komunikačního systému a jeho funkčnost ověřit měřením.

V úvodu práce byla analyzována problematika VLC a technika s VLC spojená. Následně byl navržen a realizován digitální vysílač, ekvalizér a přijímač. Na digitálním vysílači bylo provedeno měření šesti obvodových variant a jejich vlivu na rychlost sepnutí LED. S obvodovou variantou realizující carrier sweep-out pak bylo dosaženo zkrácení délky sestupné hrany optického signálu z 900 ns na 680 ns, tj. o 24 %.

Vzhledem k návaznosti této práce na předchozí Projekt 2 byla změřena frekvenční charakteristika, intermodulační a harmonické zkreslení a komprese zisku analogového vysílače navrhovaného v rámci Projektu 2. S analogovým vysílačem pak byl měřen i ekvalizér a jeho vliv na výslednou frekvenční charakteristiku vzniklého celku. Zařazením ekvalizéru se podařilo kompenzovat napěťový přenos vysílače a zvýšit tak jeho mezní kmitočet pro pokles o 3 dB z 1,8 MHz na více než 10 MHz. Pokles amplitudy optického signálu se ekvalizérem podařilo kompenzovat pouze částečně (viz 4.5) a je tak nutno provést změnu jeho nastavení.

Na VLC komunikačním spoji tvořeném navrhovaným digitálním vysílačem a přijímačem byla pro ověření jeho funkčnosti a kvality změřena bitová chybovost. Pro toto měření byl v programu MATLAB vytvořen testovací signál s modulací OOK a skript pro zpracování signálu a analýzu *BER*. S tímto VLC komunikačním spojem byla dosažena přenosová rychlost 1 Mbit/s na vzdálenost 1,2 m při bitové chybovosti 10^{-2} . Optimalizací zapojení přijímače pak lze zvýšit dosah spoje při stejné chybovosti.

Byla realizována a charakterizována vysílací i přijímací jednotka a systém jako celek, čímž byly splněny všechny body zadání. Nad rámec zadání byl vytvořen aktivní ekvalizér a experimentální pole paralelně zapojených LED.

Pro další praktické využití VLC je pak nezbytné se zabývat vyššími modulačními formáty a ekvalizací signálu. Pro budoucí práci na VLC hardwaru je pak zapotřebí vyřešit především připojení výkonových LED k výstupnímu zesilovači a zabývat se konstrukcí vysílače jako proudového zdroje.

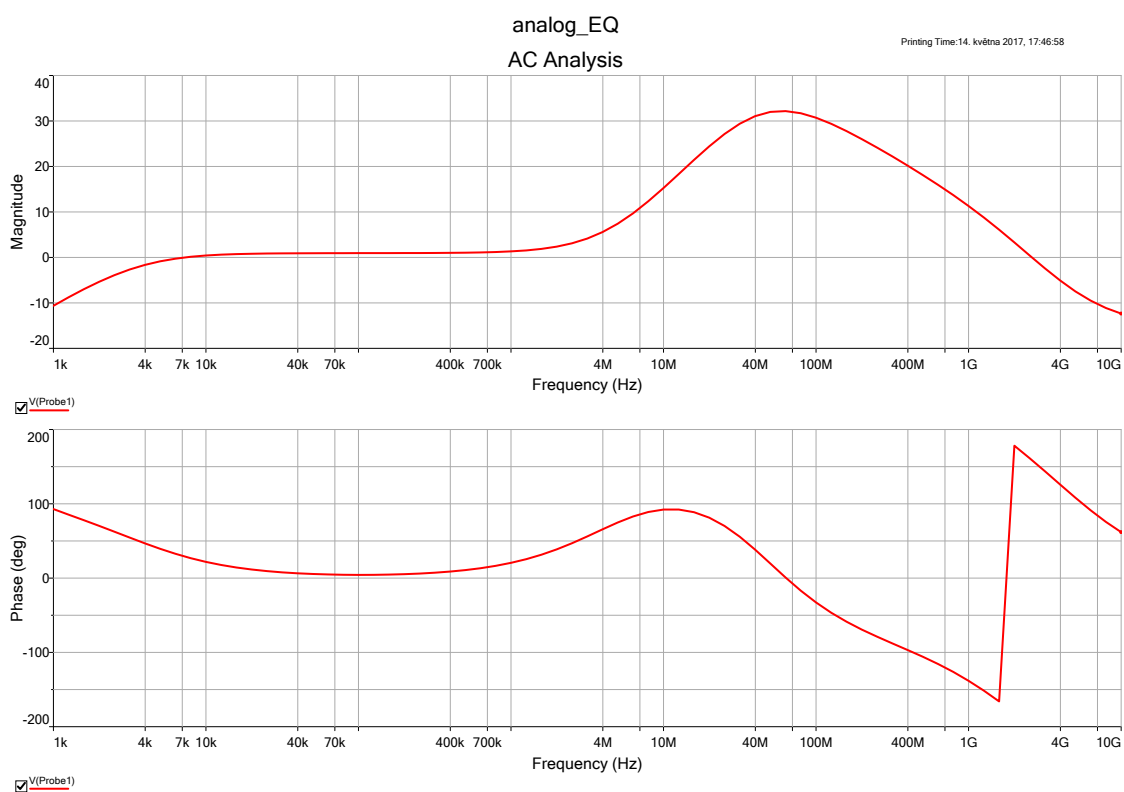
Literatura

- [1] EDITED BY SHLOMI ARNON .. [ET AL.]. Advanced optical wireless communication systems. Cambridge: Cambridge University Press, 2012. ISBN 9780511979187.
- [2] GHASSEMLOOY, Zabih, Luis Nero ALVES, Stanislav ZVANOVEC a Mohammad-Ali KHALIGHI. Visible Light Communications: Theory and Applications. CRC Press, 2017. ISBN 9781498767538.
- [3] HAIGH, Paul Anthony, Son Thai LE, Stanislav ZVANOVEC, et al. Multi-band carrier-less amplitude and phase modulation for bandlimited visible light communications systems. IEEE Wireless Communications [online]. 2015, 22(2), 46-53 [cit. 2017-05-20]. DOI: 10.1109/MWC.2015.7096284. ISSN 15361284. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7096284/>
- [4] HOROWITZ, Paul a Winfield HILL. The art of electronics. Third edition. Cambridge University Press, 2015. ISBN 9780521809269.
- [5] SCHUBERT, E. Fred. Light-emitting diodes. 2nd ed. New York: Cambridge University Press, 2006. ISBN 0521865387.
- [6] ROHM Semiconductor *Datasheet RQ5E035BN*, [online], Rev. 002, 14. 3. 2014, Dostupné z: <http://www.rohm.com/web/global/datasheet/RQ5E035BN/rq5e035bn-e>
- [7] Texas Instruments *Datasheet UCC27524A*, [online], Rev. October 2014, Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc27524a.pdf>
- [8] OSRAM Opto Semiconductors *Datasheet LW W5SM*, [online], Ver. 1.0, 6. 8. 2015, dostupné z: http://www.osram-os.com/Graphics/XPic5/00179585_0.pdf/LW%20W5SM.pdf
- [9] LI, Honglei, Xiongbín CHEN, Junqing GUO, et al. A 550 Mbit/s real-time visible light communication system based on phosphorescent white light LED for practical high-speed low-complexity application. Optics Express [online]. 2014, 22(22), 27203-. DOI: 10.1364/OE.22.027203. ISSN 1094-4087. Dostupné z: <https://www.osapublishing.org/abstract.cfm?URI=oe-22-22-27203>

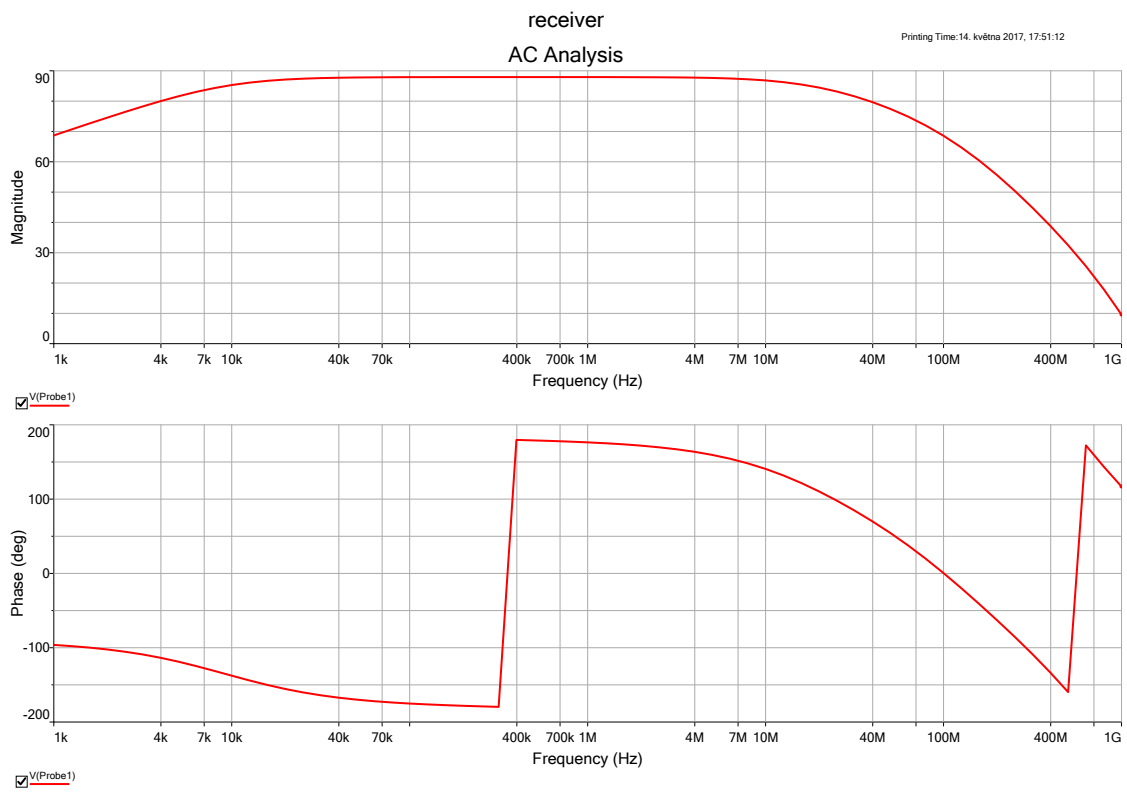
- [10] OSRAM Opto Semiconductors *Datasheet SFH 203 P*, [online], Ver. 1.3, 23. 12. 2015, Dostupné z:
http://www.osram-os.com/Graphics/XPic1/00211421_0.pdf/SFH%20203%20P.pdf
- [11] Texas Instruments CALDWELL John *1 MHz, Single-Supply, Photodiode Amplifier Reference Design*, [online], Ver. TIDU535, November 2014, Dostupné z:
<http://www.ti.com/lit/ug/tidu535/tidu535.pdf>
- [12] Analog Devices *Datasheet AD8367*, [online], Rev. A, 2005, Dostupné z:
<http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8367.pdf>

Příloha A

Záznamy ze simulací



Obrázek A.1: Simulovaný průběh amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky ekvalizéru.



Obrázek A.2: Simulovaný průběh amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky transimpedančního zesilovače přijímače.