



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

## ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

# VYSÍLAČ OPTICKÉHO SPOJE S VÝKONOVOU LED PRO VODNÍ PROSTŘEDÍ

HIGH-POWER LED DRIVER FOR UNDER-WATER COMMUNICATION

## BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

## AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Vojtěch Hroch

## VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Michal Kubíček, Ph.D.

BRNO 2023

# Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Elektronika a komunikační technologie**

Ústav radioelektroniky

**Student:** Vojtěch Hroch

**ID:** 221051

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2022/23

**NÁZEV TÉMATU:**

## Vysílač optického spoje s výkonovou LED pro vodní prostředí

### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Analýzujte vlastnosti komerčně dostupných výkonových LED vhodných pro bezkabelový optický přenos dat ve vodním prostředí. Porovnejte vybrané LED z hlediska optického výkonu, účinnosti, rychlosti, rozměrů a směrových charakteristik. S ohledem na požadavky cílové aplikace vyberte vhodnou LED a vyberte pro ni vhodný typ budiče. Budič musí být schopen modulovat jas LED tak, aby bylo dosaženo požadované komunikační rychlosti.

Realizujte prototyp vysílače a demonstруйте jeho funkčnost. Zjistěte dosažené parametry vysílače (především optický výkon a rychlost modulace) a porovnejte je s očekávanými parametry. Na základě výsledků měření navrhněte možná vylepšení vysílače.

### DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] PEILIN, W., CHAO, L., BOKE, W., ZHENGYUAN, X. Real-Time 25Mb/s Data Transmission for Underwater Optical Wireless Communication Using a Commercial Blue LED and APD Detection. 2016 Asia Communications and Photonics Conference (ACP), China 2019. ISSN: 2162-1098.

[2] CHANCEY, M. Short range underwater optical communication links. Master Thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, North Carolina State University, Raleigh, NC, 2005.

**Termín zadání:** 6.2.2023

**Termín odevzdání:** 29.5.2023

**Vedoucí práce:** Ing. Michal Kubiček, Ph.D.

**doc. Ing. Lucie Hudcová, Ph.D.**  
předseda rady studijního programu

### UPOZORNĚNÍ:

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

## **Abstrakt**

Tato bakalářská práce se zaměřuje na návrh vysílače pro optický spoj ve vodním prostředí za využití výkonové LED. Práce analyzuje komerčně dostupné LED a jejich vlastnosti, výkonové tranzistory potřebné pro spínání diody a výběr vhodných tranzistorových budičů. Dále se práce zabývá modulacemi, které jsou vhodné pro optickou komunikaci. Také zmiňuje některé aspekty této problematiky pro přenos signálu pod vodou z hlediska potřebné vlnové délky v závislosti na útlumu optického prostředí. Další řešenou problematikou je návrh samotného zapojení obvodu včetně návrhu desek plošných spojů. Poslední část se zabývá zhodnocením dosažených výsledků v porovnání s očekáváním a možností dalších vylepšení.

## **Klíčová slova**

LED, tranzistory, budiče, intenzitní modulace, optické spoje, podvodní komunikace.

## **Abstract**

This bachelor thesis is focused on design of a transmitter for optical links in water using power LED. This thesis analyzes commercial availability of LEDs and their properties, power transistors needed to switch the diodes and choice suitable transistor drivers. Furthermore, the thesis is focused on modulations, which are used in optical communication. Work mentions some aspects of this issue for the underwater signal transmission in terms of the required wavelength depending on the attenuation of optical signals in water. Next solved problematic is designs of circuits including the design of printed circuit boards. Last part in this work is evaluation of achieved results in comparison with expectations and the possibility of further improvements.

## **Keywords**

Light emitting diode, drivers, intensity modulation, optical links, underwater communication.

## **Bibliografická citace**

HROCH, Vojtěch. *Vysílač optického spoje s výkonovou LED pro vodní prostředí* [online]. Brno, 2023 [cit. 2023-05-22]. Dostupné z: <https://www.vut.cz/studenti/zav-prace/detail/151695>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce Michal Kubíček.

# Prohlášení autora o původnosti díla

**Jméno a příjmení studenta:** *Vojtěch Hroch*

**VUT ID studenta:** *221051*

**Typ práce:** *Bakalářská práce*

**Akademický rok:** *2022/2023*

**Téma závěrečné práce:** *Vysílač optického spoje s výkonovou LED pro vodní prostředí*

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího závěrečné práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne: 29. května 2023

-----  
podpis autora

## **Poděkování**

Velice děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Michalu Kubíčkoví, Ph.D. za odbornou pomoc, ochotu, trpělivost, předávání zkušeností a cenné rady při zpracování mé bakalářské práce. Dále děkuji za pomoc při měření a osazení problematických součástek.

V Brně dne: 29. května 2023

-----  
podpis autora

# Obsah

<b>SEZNAM OBRÁZKŮ .....</b>	<b>9</b>
<b>SEZNAM TABULEK.....</b>	<b>11</b>
<b>ÚVOD .....</b>	<b>12</b>
<b>1. VLASTNOSTI LED .....</b>	<b>13</b>
<b>2. TRANZISTORY.....</b>	<b>16</b>
2.1 BIPOLÁRNÍ TRANZISTORY.....	16
2.2 JFET TRANZISTORY .....	17
2.3 IGBT TRANZISTORY .....	18
2.4 MOSFET TRANZISTORY .....	19
2.4.1 <i>Si tranzistory</i> .....	19
2.4.2 <i>SiC tranzistory</i> .....	21
2.4.3 <i>GaN tranzistory</i> .....	22
2.4.4 <i>GaAs tranzistory</i> .....	23
<b>3. BUDIČE PRO UNIPOLÁRNÍ TRANZISTORY .....</b>	<b>25</b>
3.1 SPÍNÁNÍ.....	25
3.2 VYPÍNÁNÍ.....	27
3.3 MOŽNOSTI ZVÝŠENÍ RYCHLOSTI.....	28
3.4 SHRNUTÍ A VÝBĚR .....	28
<b>4. OPTICKÉ SPOJE .....</b>	<b>29</b>
4.1 OPTICKÉ BEZKABELOVÉ SPOJE (OBS).....	29
4.2 VLC.....	29
4.3 UVLC .....	30
<b>5. MODULACE V OPTICKÉ KOMUNIKACI .....</b>	<b>32</b>
5.1 INTENZITNÍ MODULACE .....	32
5.1.1 <i>OOK</i> .....	32
5.1.2 <i>Pulse position modulation (PPM)</i> .....	33
5.2 MODULACE POLE .....	33
<b>6. NÁVRH ZAŘÍZENÍ .....</b>	<b>34</b>
6.1 DOSTUPNÁ ŘEŠENÍ .....	34
6.2 VYBRANÉ LED A JEJICH VLASTNOSTI .....	36
6.2.1 <i>Účinnost vybraných LED</i> .....	37
6.2.2 <i>Voltampérové charakteristiky vybraných LED</i> .....	38
6.2.3 <i>Závislost parametrů LED na teplotě</i> .....	39
6.2.4 <i>Vnitřní zapojení diod</i> .....	39
6.3 VYBRANÉ TRANZISTORY A JEJICH VLASTNOSTI.....	40
6.3.1 <i>Výkonové GaN</i> .....	40
6.3.2 <i>Výkonové Si MOSFET</i> .....	42
6.4 VYBRANÉ BUDIČE A JEJICH VLASTNOSTI .....	43
6.5 NAVRŽENÝ OBVOD.....	44

6.5.1	<i>Výpočty odběrů součástek</i> .....	48
6.5.2	<i>Celkový odběr součástek</i> .....	49
6.5.3	<i>Návrh desky plošného spoje</i> .....	50
<b>7.</b>	<b>MĚŘENÍ KOMPONENT</b> .....	<b>53</b>
7.1	MĚŘENÍ VÝVOJOVÉ DESKY BOOSTXL-3PHGANINV .....	53
7.2	MĚŘENÍ NAVRŽENÉHO OBVODU S BUDIČEM LMG1020 .....	55
7.2.1	<i>Měření výkonů a ztrát v obvodu s budičem LMG1020</i> .....	59
7.2.2	<i>Fotografie navržených a osazených desek plošných spojů s budičem LMG1020</i> .....	64
7.3	MĚŘENÍ NAVRŽENÉHO OBVODU S BUDIČEM LM5113 .....	68
7.4	SHRNUTÍ A NÁVRH MOŽNÝCH VYLEPŠENÍ.....	70
<b>8.</b>	<b>ZÁVĚR</b> .....	<b>71</b>
	<b>LITERATURA</b> .....	<b>72</b>
	<b>SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK</b> .....	<b>77</b>
	<b>SEZNAM PŘÍLOH</b> .....	<b>79</b>



# SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Volt-ampérové charakteristiky LED [5].....	14
2.1	Zobrazení principu JFET tranzistoru [12].....	17
2.2	Vnitřní struktura IGBT tranzistoru [12].....	18
2.3	Zobrazení struktury MOSFET s vodivým kanálem [18].....	20
2.4	Vnitřní struktura SiC tranzistoru [24].....	22
2.5	Vnitřní struktura GaN tranzistoru [25].....	23
2.6	Vnitřní struktura GaAs tranzistoru vlevo non-self aligned source and drain a vpravo self aligned source and drain [26].....	24
2.7	Rozdělení tranzistoru na základě potřebné aplikace v závislosti na spínaném výkonu a frekvenci [21].....	24
3.1	MOSFET tranzistor zapojený jako spínač se zobrazením parazitních kapacit. [28].....	25
3.2	Popisované průběhy spínání MOSFETU [28].....	26
3.3	Popisované průběhy vypínání MOSFETU [28].....	27
4.1	Jednoduché blokové schéma optického bezkabelového spoje.....	29
4.2	Absorpční křivka viditelné části spektra na molekulách vody [35].....	30
5.1	Příklad průběhu modulace OOK RZ a NRZ [39].....	32
5.2	Zobrazení základního principu PPM [38].....	33
6.1	Blokové schéma navrhovaného zařízení.....	34
6.2	Ukázka možného řešení pro rychlé komunikační rychlosti [42].....	34
6.3	Ukázka možného řešení pro rychlé komunikační rychlosti s vysokými proudy [43].....	35
6.4	Ukázka možného řešení řídicího a vypínacího obvodu z diskretních součástek [44].....	36
6.5	Voltampérová charakteristika diody PBS-D-10KLA-G [47].....	38
6.6	Voltampérová charakteristika diody IN-C68QABTMU4 [46].....	38
6.7	Voltampérová charakteristika diody LZ4-00UB0R [45].....	39
6.8	Vnitřní schéma zapojení diody PBS-D-10KLA-G [47].....	39
6.9	Vnitřní schéma zapojení diody IN-C68QABTMU4 [46].....	39
6.10	Vnitřní schéma zapojení diody LZ4-00UB0R [45].....	40
6.11	Safe operating area pro tranzistor GS61004B-MR [50].....	41
6.12	Navržené schéma zapojení s budičem LM5113.....	45
6.13	Navržené schéma zapojení s budičem LMG1020.....	47
6.14	Zobrazení průběhů, kdy je dioda sepnutá a kdy je vybitá.....	48
6.15	Zobrazení kritické výkonové smyčky s obvodem LMG1020.....	51
6.16	Zobrazení kritické výkonové smyčky s obvodem LM5113.....	52
7.1	Blokové schéma zapojení pracoviště pro měření LMG5200.....	53
7.2	Zobrazení průběhu signálů při nástupné hraně.....	54
7.3	Zobrazení průběhů signálů při sestupné hraně.....	54
7.4	Blokové schéma měření budiče LED s LMG1020.....	55
7.5	Vzájemný průběh signálů při frekvenci 1 MHz.....	56
7.6	Vzájemný průběh signálů při frekvenci 5 MHz.....	56
7.7	Průběh proudu LED při nástupné a sestupné hraně.....	57
7.8	Detailní pohled na průběh proudu LED při nástupné hraně.....	58
7.9	Detailní pohled na průběh proudu LED při sestupné hraně.....	58
7.10	Průběh signálu na hradle budícího tranzistoru.....	59
7.11	Schéma zapojení pro měření vstupního a výstupního výkonu.....	60
7.12	Grafické znázornění velikosti příkonu obvodu v závislosti na frekvenci.....	61
7.13	Grafické znázornění velikosti příkonu obvodu v závislosti na frekvenci s odpojenou LED.....	62

7.14	Pohled termokamerou na přední stranu desky plošných spojů.....	63
7.15	Pohled termokamerou na zadní stranu desky plošných spojů .....	63
7.16	Pohled termokamerou na modul s LED LZ4-00UB0R .....	64
7.17	Přední strana desky plošného spoje s budičem LMG1020 .....	64
7.18	Zadní strana desky plošného spoje s budičem LMG1020 .....	65
7.19	Zapojení desky plošného spoje v laboratoři .....	65
7.20	Zapojení obvodu s cívkou představující parazitní indukčnost vodičů.....	66
7.21	Průběh signálu za cívkou zobrazené podle markeru.....	67
7.22	Zobrazení hodnot dle kurzoru z průběhu signálu .....	67
7.23	Zapojení obvodu bez cívky .....	67
7.24	Průběh signálu za diodami podle markeru .....	68
7.25	Zobrazení hodnot dle kurzoru z průběhu signálu bez LED.....	68
7.26	Přední strana desky plošného spoje s budičem LM5113.....	69
7.27	Zadní strana desky plošného spoje s budičem LM5113.....	69

## SEZNAM TABULEK

Tabulka 1.1	Barvy LED s použitým materiálem polovodiče a úbytku napětí [4] .....	14
Tabulka 6.1	Elektrické vlastnosti vybíraných LED [45], [46], [47] .....	36
Tabulka 6.2	Výkonové vlastnosti vybíraných LED [45], [46], [47] .....	36
Tabulka 6.3	Srovnání elektrických vlastností uvažovaných tranzistorů [49], [50], [51].....	40
Tabulka 6.4	Srovnání dynamických vlastností uvažovaných tranzistorů [49], [50], [51].....	41
Tabulka 6.5	Srovnání elektrických vlastností možných Si MOSFET tranzistorů [52], [53], [54] .....	42
Tabulka 6.6	Srovnání dynamických vlastností možných Si MOSFET tranzistorů [52], [53], [54] .....	42
Tabulka 6.7	Srovnání parazitních vlastností možných Si MOSFET tranzistorů a vybraného GaN tranzistoru [50], [52], [53], [54] .....	42
Tabulka 6.8	Srovnání elektrických vlastností budičů pro GaN tranzistory [54], [56], [57] .....	43
Tabulka 6.9	Srovnání dynamických vlastností budičů pro GaN tranzistory [54], [56], [57] .....	43
Tabulka 7.1	Naměřené hodnoty proudu (střední hodnota) na napětí v závislosti na frekvenci měřené na napájení obvodu a vypočítaný příkon při spínání LED. ....	61
Tabulka 7.2	Naměřené hodnoty proudu (střední hodnota) na napětí v závislosti na frekvenci na napájení obvodu a vypočítaný příkon .....	62

# ÚVOD

Tato bakalářská práce se zabývá řešením problematiky optické komunikace ve vodním prostředí, kdy aplikace používá výkonové LED s vlnovou délkou pohybující se kolem 415 nm. Touto problematikou se zabývají také již existující systémy, jako je například BlueComm, který dokáže komunikovat až na vzdálenost 150 m s přenosem dat s rychlostí 10 Mb/s a další existující systém Hydromea umožňující komunikaci na vzdálenost 50 metrů v hloubce až 6000 m.

Hlavními úkoly bylo zanalyzovat vlastnosti komerčně dostupných výkonových LED, které jsou vhodné svou vlnovou délkou do vodního prostředí a jejich vzájemné srovnání. Dále bylo cílem zvolit vhodný výkonový tranzistor a k němu vybrat adekvátní tranzistorový budič pro spínání vybraných diod. Nároky na budicí komponenty byly především v rychlosti spínání, dostatečném výkonovém zatížení a co nejmenších spínacích ztrátách. Následně bylo zapotřebí zrealizovat prototyp optického vysílače a demonstrovat jeho funkčnost. Poté bylo zapotřebí dosažené parametry porovnat s očekávanými a na základě těchto výsledků navrhnout možná vylepšení.

Práce je členěna na 8 kapitol, které teoreticky popisují LED diody, tranzistory a budiče pro tranzistory. Dále jsou v práci rozebrány optické spoje a s nimi také modulace v optické komunikaci spojené s problematikou při šíření optického signálu ve vodním prostředí. Práce v dalších kapitolách rozebírá samotné návrhy zapojení obvodu spolu s návrhy desek plošných spojů. Dále se v práci pojednává o měření navržených zapojení spolu s návrhem možných vylepšení. V závěru bakalářské práce jsou zhodnoceny dosažené výsledky a poznatky v porovnání s očekávanými vlastnostmi navrženého obvodu.

# 1. VLASTNOSTI LED

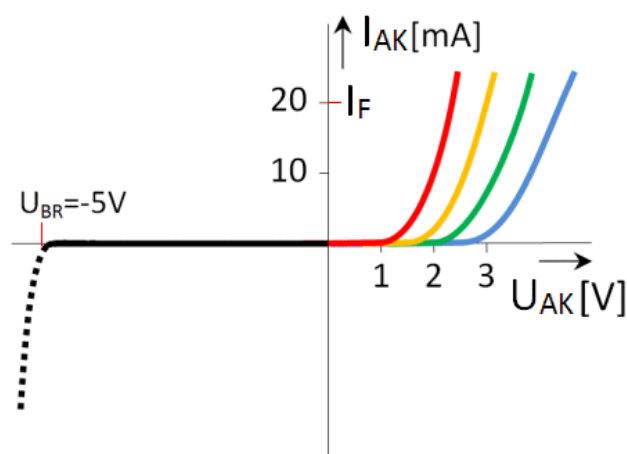
Zdroj světla, jehož název je zkratka z anglického light emitting diode, česky řečeno elektroluminesenční dioda nebo světlo vyzařující dioda. Jedná se o polovodičovou součástku (diodu), která může emitovat viditelnou část spektra, ultrafialové záření nebo infračervené záření. Tímto můžeme diodu odlišit od klasické diody. Součástka je tvořena PN přechodem, na který je v propustném směru (z N části do P části) přivedeno napětí. Diodou tak prochází elektrický proud, to znamená, že polovodičem tak prochází nosiče náboje, které při přechodu z jednotlivých typů polovodiče P a N vzájemně zářivě rekombinují (proces, kdy elektron z vodivostního pásu přejde na neobsazenou energetickou hladinu v pásu valenčním). V polovodičové části typu N se nachází přebytek elektronů, a naopak přebytek děr se nachází v polovodiči typu P. Uvolněná energie v podobě fotonů mimo polovodič je důsledkem zmíněné rekombinace elektronů a děr. Vyzářená energie se blíží energii zakázaného pásu. Spektrum záření (vlnovou délkou) lze určit chemickou příměsí do použitého typu polovodiče, například u modré LED je použita báze nitridu galia a india (InGaN), v případě UV je použita látka AlGaN. Pro dosažení požadované barvy světla je možné použití spojení různých vlnových délek a získat tak výslednou barvu. Pro dosažení požadované vlnové délky lze též využít luminofor. LED můžeme také rozdělit podle výkonu. Od malovýkonových, jež mají typické proudy od jednotek nebo desítek mA až po výkonové LED, kdy procházející proud diodou může mít hodnotu stovek miliampér až jednotek ampér. U takovýchto výkonových LED je nutné řešit jejich chlazení. V případě, že dioda nebude chlazená může dojít k jejímu poškození a následné ztrátě funkčnosti. [1], [2]

LED vykazují také parazitní vlastnosti, jimiž jsou parazitní kapacita a parazitní indukčnost. Parazitní kapacita se týká zejména PN přechodu a parazitní indukčnost především indukčnosti přívodních vodičů. [3]

Výpočet parazitní indukčnosti přívodních vodičů pro potřeby této aplikace je uveden v rovnici (6.17).

Tabulka 1.1 Barvy LED s použitým materiálem polovodiče a úbytku napětí [4]

Barva LED	Příklady použitého materiálu	Úbytek napětí
Modrá	ZnSe, InGaN	2,48 V až 3,7 V
Zelená	GaP, AlGaInP, AlGaP	1,90 V až 4,0 V
Žlutá	GaAsP, AlGaInP, GaP	2,10 V až 2,18 V
Červená	AlGaAs, GaAsP, AlGaInP	1,63 V až 2,03 V
Infračervená	GaAs, AlGaAs	<1,63 V
Ultrafialová	Diamant, BN, AlN	3,1 V až 4,4 V
Bílá	Modrá nebo UV LED se žlutě fosforeskující vrstvou	3,5 V
Oranžová	GaAsP, AlGaInP, GaP	2,03 V až 2,1 V
Fialová	InGaN	2,76 V až 4,0 V
Purpurová	Kombinace modrá + červená, modrá LED s červeně fosforeskující vrstvou, bílá v purpurovém plásti	2,48 V až 3,7 V



Obrázek 1.1 Volt-ampérové charakteristiky LED [5]

### Výhody LED

- Malé rozměry s koncentrovaným světelným svazkem – možnost vytvořit celou řadu osvětlení pro nejrůznější použití, například podsvícení displejů a přenos informací.
- Světelné a elektrické vlastnosti – snadná regulace napájení a světelného toku sériovým řazením diod. Modulace nemá negativní vliv na životnost, účinnost a spolehlivost, protože start emitace fotonů je u LED vysoce rychlý. Diody jsou energeticky úsporné s vysokou účinností a jasem.
- Výběr různých vlnových délek pro požadovanou aplikaci.

- Dlouhá životnost v řádu deseti tisíců až sta tisíců hodin v porovnání s ostatními zdroji světla. Mechanicky odolná konstrukce – nevadí vibrace a otřesy.
- Neobsahují rtuť, velkou část diody po skončení životnosti lze recyklovat.[2]

### Nevýhody LED

- Vyšší cena (pořizovací náklady za lumen).
- Teplotní závislost – nutnost chlazení, při přehřátí diody klesá životnost. [2]

Pro použití v této aplikaci také připadají v úvahu i laserové diody, které jsou „konkurentem“ klasických LED. U těchto diod je základem stimulovaná emise, jako tomu je i v případě laseru. Generace světla je určena přechodem ze stavu, kdy jsou elektrony ve stavu s vyšší energií do stavu s nižší energií. Během tohoto přechodu se emitují fotony. V okolí PN přechodu se nachází aktivní prostředí. V případě laserové diody jsou v polovodičovém materiálu aktivní atomy nahusto vedle sebe a zářivé přechody se uskutečňují mezi jednotlivými pásy, nikoliv mezi diskretními hladinami, jak tomu je v případě laseru. K vygenerování záření je zapotřebí kladné zpětné vazby, což je že se z výstupu na vstup přivede zesílený signál a vznikne tak rezonátor (nejčastěji používaný Fabry – Perotův). Se zvyšujícím se elektrickým proudem vzrůstá i počet generovaných fotonů, které stimulují další rekombinace. Při stoupajícím počtu generovaných fotonů se dosahuje maximální možné energie, což způsobí zúžení spektra z čehož vyplývá, že vyzařované světlo je monochromatické. Laserové diody se vyznačují vysokou směrovostí, vysokou účinností a dobrými modulačními vlastnostmi (lze je modulovat o frekvencích v řádech GHz). Laserové diody musíme teplotně stabilizovat a nelze jimi pokrýt celé spektrum. V porovnání s lasery mají nižší koherenci.

Pro potřeby této aplikace nebyly vybrány z toho důvodu, že nebyly dostupné kusy s potřebným výkonem a vhodnou vlnovou délkou, kterou tato aplikace vyžaduje. [6], [7], [8]

## 2. TRANZISTORY

Obecně se jedná o polovodičové elektronické součástky, které můžeme rozdělit na dva typy podle principu činnosti a to bipolární (BJT – bipolar junction transistor) a unipolární (FET – field effect transistor). Bipolární tranzistory spínáme proudem tekoucím do báze a v případě unipolárních tranzistorů řídíme spínání přivedením napětí na pin zvaný hradlo. Tohle jsou zásadní rozdíly mezi unipolárními a bipolárními tranzistory. Pro tuto aplikaci od tranzistorů očekáváme dostatečné velikosti proudu a napětí a dále jsou pro nás také důležité jeho spínací a vypínací časy. Je třeba brát v úvahu také to, aby tranzistor příliš nezatěžoval jeho předřadný stupeň. Další důležitou vlastností tedy je, aby pro sepnutí tranzistorů bylo vynaloženo co nejmenší množství energie pro jeho sepnutí a vypnutí. Některé typy tranzistorů tedy tyto vlastnosti nesplňují, a proto jsou pro tuhle aplikaci nevhodné. V následujících kapitolách jsou popsány vlastnosti jednotlivých typů tranzistorů s příkladem jejich vlastností.

### 2.1 Bipolární tranzistory

Bipolární tranzistory obsahují dva PN přechody a tři vývody zvané kolektor, báze a emitor připojené na polovodičovou vrstvu. Právě podle této vrstvy rozlišujeme tranzistory na typy NPN a PNP. Kolektor a emitor mají stejný typ polovodiče na rozdíl od báze, která má typ jiný. Například u NPN má báze polovodič typu P a kolektor s emitorem polovodič typu N, v případě PNP jsou typy polovodičů řazeny obráceně. [9]

Změnou velice nízkého bázového proudu můžeme regulovat podstatně vyšší proud kolektorem a tím pádem můžeme použít tranzistor jako regulátor nebo zesilovač. Použití bipolárního tranzistoru na vyšších kmitočtech se zásadně projeví při přenosu signálu jeho setrvačné vlastnosti, frekvenční závislost jeho proudových zesilovacích činitelů a parazitní kapacita na PN přechodech báze-emitor a báze-kolektor. [10]

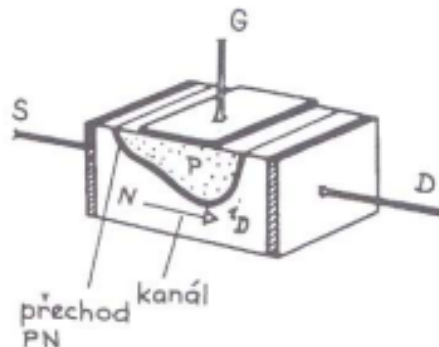
Můžeme tedy říct, že na vyšších kmitočtech od tranzistorů požadujeme pro danou aplikaci dostatečně rychlé spínání a vypínání, obzvláště při využívání OOK modulace. Například v případě tranzistoru PBSS4032NT od firmy NXP Semiconductors je proud kolektorem 2,6 A a napětí 30 V, což by bylo dostačující. Ovšem je zde problematická rychlost spínání a vypínání. Jeho typické hodnoty rise time odpovídají 20 ns a fall time 60 ns. Z toho vyvodíme, že tranzistor je pro aplikaci příliš pomalý, a navíc je problematické jeho výkonové buzení. Konkrétně je třeba dodat 0,5 A pro jeho otevření, což by příliš výkonově zatěžovalo budič. [11]



## 2.2 JFET tranzistory

Název JFET pochází z anglické zkratky „junction field effect transistor“ a jedná se o tranzistory s přechodovým hradlem (PN přechodem). Rozlišujeme zde dva typy vodivého kanálu podle majoritních nosičů náboje na typ N a P. Kontakty source (emitor) a drain (kolektor) jsou tvořeny opačnou vrstvou polovodiče než řídící hradlo. PN přechod mezi hradlem a source se polarizuje do závěrného směru a napětí na hradle řídí proud  $I_D$ , který teče kanálem ze source do drain. Když v závěrném směru polarizujeme PN přechod vnějším napětím  $U_{gs}$ , tak se zvětší oblast prostorového náboje do kanálu a tím se změní tloušťka vodivého kanálu. Tím pádem je zvětšena vyprázdněná oblast a zmenšen vodivý kanál. Touto změnou se omezí velikost proudu protékající vodivým kanálem až může při určité velikosti napětí dojít k úplnému zaškrcení vodivého kanálu a ten je tedy zavřený a proud neprochází. Na obrázku 2.1 je zobrazený princip JFET tranzistoru. [12], [13]

Při vyšších frekvencích jsou kmitočtové vlastnosti JFET tranzistoru ovlivněny tak, že se změnou potenciálu na hradle se musí nabít nebo vybit kapacita hradla přes odpor kanálu. Projeví se tak jejich vliv, což způsobí poklesnutí impedance zavřeného tranzistoru. Dále je těmito vnitřními kapacitami ovlivněna rychlost spínání. Pracovní bod můžeme nastavit několika způsoby, a to zdrojem připojeným na řídící elektrodu, úbytkem napětí na rezistoru připojený k emitoru (source) nebo děličem napětí. [12], [13], [14]



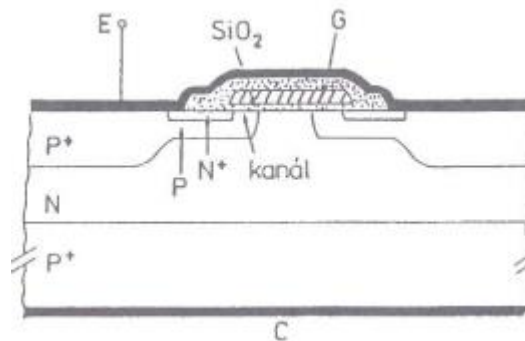
Obrázek 2.1 Zobrazení principu JFET tranzistoru [12]

Dostupné JFET tranzistory jsou převážně dostačující z hlediska napětí, ale pro malé proudy, které by byly nedostačující pro použití v téhle aplikaci. Anebo naopak předimenzované tranzistory jak z proudového, tak i z napěťového hlediska, jsou dostupné například pro napětí 600 V a vyšší s proudem v řádu desítek někdy až stovek ampér.

Vezměme si ku příkladu tranzistor UJ4C075033K3S od firmy UnitedSiC. Tento JFET disponuje napětím  $U_{DS} = 750$  V, s proudem  $I_D = 47$  A. Již z těchto hodnot můžeme usoudit, že je tranzistor velmi předimenzovaný a byl by pro použití v téhle aplikaci nevhodný. Navíc jeho dynamické vlastnosti by v též neobstály. Čas sepnutí činí 32 ns a čas vypnutí katalogový list uvádí 9 ns, což jsou poměrně vysoké časy. Při sepnutí tranzistoru je spotřebována energie o velikosti 253  $\mu$ J a při vypnutí se spotřebojuje energie velikosti 52  $\mu$ J, takže je i z energetického hlediska tento tranzistor nevhodný. [15]

## 2.3 IGBT tranzistory

Název pro tuhle kategorii tranzistorů pochází z „Insulated Gate Bipolar Transistor“ a jedná se tedy o bipolární tranzistor s izolovanou řídicí elektrodou. Můžeme tedy říct, že jde o spojení bipolárního a unipolárního tranzistoru pro výkonové aplikace. Emitorová vrstva bipolárního tranzistoru je schopna dodat velké množství nosičů náboje což způsobí, že součástka má v sepnutém stavu poměrně nízký úbytek napětí. U unipolárních tranzistorů závisí velikost odporu na tloušťce polovodičové vrstvy v sepnutém stavu. Tranzistor má tedy na svém vstupu vlastnosti FET a na výstupní straně vlastnosti bipolárních tranzistorů, jak je zobrazeno na obrázku 2.2. IGBT tranzistor lze tedy řídit elektrickým polem a zároveň je na výstupu možnost dostatečného napěťového a proudového zatížení. Spínací frekvenci omezuje setrvačnost tranzistoru při spínání, respektive vypínání. Jeho struktura dovoluje napěťové zatížení nad 1 kV a vést poměrně velké proudy v řádu až stovek ampér, což znamená, že pro správnou funkci IGBT tranzistoru je zapotřebí dostatečně výkonný budič, který by tranzistoru dodal dostatečnou energii potřebnou pro jeho sepnutí, respektive vypnutí. [16]



Obrázek 2.2 Vnitřní struktura IGBT tranzistoru [12]

Tranzistor STGB3HF60HD od firmy STMicroelectronics by ve výběru obstál svými výkonovými vlastnostmi, neboť je jeho kolektorový proud 7,5 A a napětí  $U_{CS}$  katalogový list uvádí 600 V. Přesto je tento tranzistor nevyhovující, protože má poměrně vysoké hodnoty energie potřebné pro jeho sepnutí (19  $\mu$ J) a vypnutí (12  $\mu$ J). Dalším problémem jsou jeho spínací vlastnosti. Katalogový list uvádí hodnotu spínacího zpoždění typicky 11 ns a jeho čas vzestupu odpovídá 4 ns. Dále je v katalogovém listu uvedena hodnota vypínacího zpoždění 60 ns a čas poklesu 50 ns. Z toho vyplývá, že je tranzistor pro tuhle aplikaci příliš pomalý a díky velkým ztrátám při spínání a vypínání by zbytečně zatěžoval předřadný stupeň obvodu. [17]

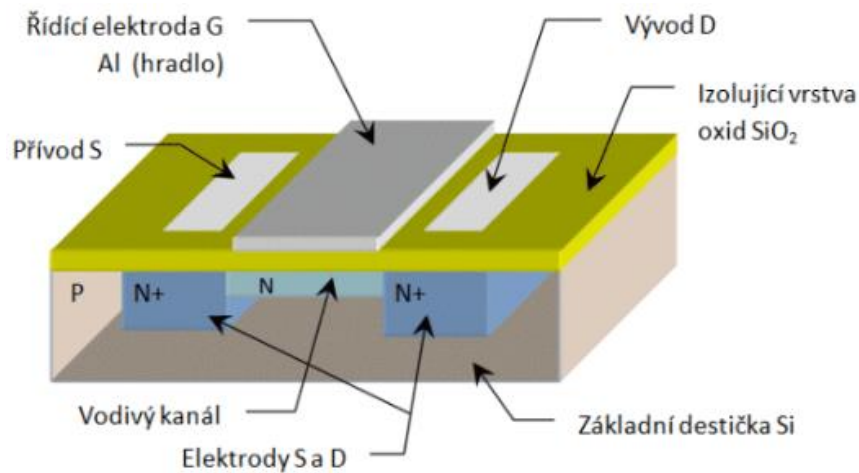
## 2.4 MOSFET tranzistory

Jedná se o unipolární tranzistory s izolovanou řídicí elektrodou též známé pod zkratkou IGFET. Zkratka MOSFET je z anglických slov „metal oxid semiconductor field effect transistor“. U unipolárních tranzistorů řídíme velikost procházejícího proudu elektrickým polem (napětím). Proud prochází pouze jedním typem polovodiče, který závisí na používaném typu vodivého kanálu (buď N nebo P). V sepnutém stavu mají malý úbytek napětí a mají velmi velký vstupní odpor. Na rozdíl od bipolárních tranzistorů mají unipolární tranzistory větší odolnost vůči ionizujícímu záření a změně teploty. Vodivost u unipolárních tranzistorů můžeme řídit dvěma způsoby a to tak, že můžeme změnit průřez vodivého kanálu na přechodu PN účinkem prostorového náboje anebo můžeme změnit v inverzním kanálu míru koncentrace majoritních nosičů náboje vlivem indukovaného náboje, který je pod vrstvou izolujícího materiálu. [12]

### 2.4.1 Si tranzistory

U těchto tranzistorů je pro výrobu použit křemík. Přes tenkou vrstvu izolačního materiálu ovládáme elektrickým polem (napětím) vodivost polovodičového materiálu nacházejícího se pod touto vrstvou. Elektrody zde mají shodné pojmenování jako tomu je u JFET a také zde rozlišujeme dva typy vodivého kanálu (N nebo P). Vodivý kanál může existovat už při nulovém potenciálu na hradle (např. tranzistor s trvalým (vodivým) kanálem, s automatickým otevřením). Nebo může vodivý kanál vzniknout až po přiložení záporného nebo kladného napětí na hradlo (např. tranzistor s indukovaným kanálem, s automatickým uzavřením). Přiložený potenciál nazýváme jako prahové napětí. [12]

Pro tranzistor s vodivým kanálem je typické, že vodivý kanál je tvořen jedním typem polovodiče obsahující malou koncentraci příměsí, do které jsou zapuštěny dvě elektrody s druhým typem polovodiče, který má koncentraci příměsí vyšší. Mezi ně je vnořen další úzký kanál tvořený stejným typem polovodiče obsahující ovšem malou koncentraci příměsí. Na destičku je napařena tenká izolační vrstva a na ní je napařena vodivá vrstva pro elektrodu hradla. Díky tenké izolační vrstvě má tranzistor vysoký vstupní odpor. [18]



Obrázek 2.3 Zobrazení struktury MOSFET s vodivým kanálem [18]

Jestliže budeme vycházet ze struktury zobrazené na obrázku 2.3 a na řídicí elektrodu hradla přivedeme v záporné polaritě napětí jedná se o tak zvaný ochuzovací režim kanálu. Pod izolovanou hradlovou elektrodou elektrické pole způsobí, že se z vodivého kanálu odpuzují nosiče náboje do základní destičky, a to způsobí omezení proudu ve vodivém kanálu. Přivedením napětí kladné polaritě na řídicí elektrodu se kanál dostane do takzvaného obohacovacího režimu. Pod izolovanou hradlovou elektrodou vznikne elektrické pole, které přesouvá nosiče náboje ze základní destičky a jimi obohacuje vodivý kanál, což zvětšuje proud procházející vodivým kanálem. [18]

U MOSFET tranzistorů je pro nás důležitá také kapacita MOS struktury, kterou tvoří sériová kombinace kapacit mezi polovodičovými vrstvami, a to mezi izolantem a polovodičem, což způsobuje setrvačnost tranzistoru. Setrvačnost také záleží na tom, jak dlouho nosiče náboje prochází vodivým kanálem, což je způsobeno délkou kanálu (délna kanálu také závisí na úbytku napětí při sepnutém stavu). Také se v oblasti nízkých kmitočtů může projevit vliv šumu. Pro aplikace s vyššími výkony se převážně používají MOSFET s indukovaným kanálem jak s kanálem N, tak i P. [12]

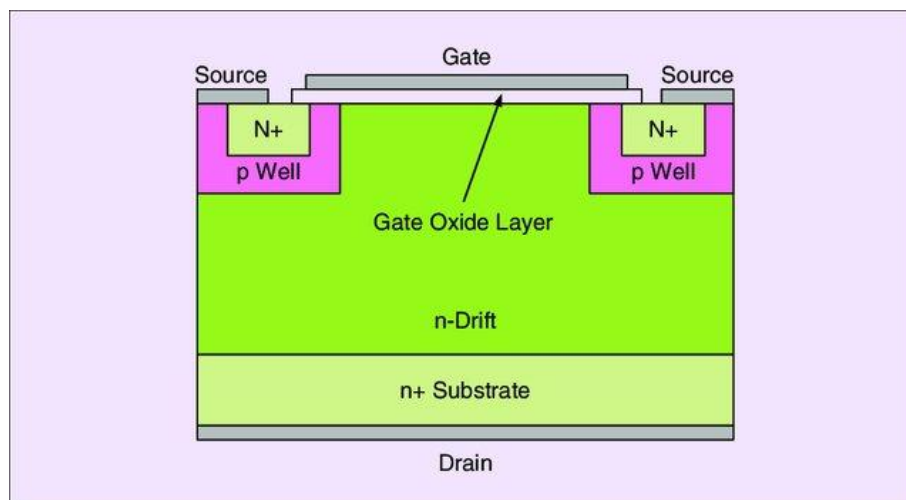
Model tranzistoru DMN3404L od firmy Diodes Incorporated má vyhovující vlastnosti v oblasti proudu a napětí, kdy jeho průrazné napětí činí 30 V a dokáže vést proud o velikosti 4,6 A. Pro užití v našem případě je však nevhodný z hlediska jeho dynamických charakteristik, neboť jeho spínací zpoždění činí maximálně 10 ns a jeho čas vzestupu dosahuje maximální hodnoty 13 ns. Obdobně tomu je v případě vypínání (vypínacího zpoždění max. – 28 ns, čas poklesu max. 10 ns). [19]

## 2.4.2 SiC tranzistory

Tento typ tranzistorů je vyroben z karbidu křemíku, proto nese název SiC. Jejich důležitá vlastnost je, že mohou spínat vysoké kmitočty. Oproti tranzistorům z klasického křemíku, jejichž spínací a vypínací doba je méně než 100 ns, mohou tak pracovat s vyššími frekvencemi. [20]

SiC tranzistory oproti klasickým křemíkovým MOSFET mají vyšší hodnotu průrazného napětí a jsou schopny pracovat s vysokými výkony. Vyznačují se také malým odporem v sepnutém stavu, vyšší tepelnou vodivostí a menšími energetickými ztrátami. Pro správné spínání je třeba přivést 18 V – 20 V na pin hradla, což lze považovat jako nevýhodné, obzvláště při použití v této aplikaci. Dále SiC tranzistory potřebují pro přechod do vypnutého stavu přivést na hradlo napětí v rozmezí 3 až 5 V. Stejně jako tomu je u jiných tranzistorů, které pracují s vyššími výkony je zapotřebí vhodného hradlového budiče. Na obrázku 2.4 je zobrazena vnitřní struktura SiC tranzistoru. [21]

Pro požadavky této aplikace nejsou dostupné vhodné tranzistory, protože jsou navrhovány a dimenzovány pro větší výkonové aplikace, než je tato. Ku příkladu výkonový SiC tranzistor NTH4L075N065SC1 od firmy Onsemi spotřebuje pro své sepnutí 38  $\mu\text{J}$  energie a pro své vypnutí 16  $\mu\text{J}$  energie, což je poměrně velký ztrátový výkon pro jedno jeho sepnutí, respektive vypnutí. Tranzistor dokáže spínat proud o velikosti až 38 A s napětím  $U_{\text{DS}}$  650 V. Typický čas pro jeho sepnutí je 12 ns a vypínání je dlouhé 7 ns. Jeho hodnota spínacího zpoždění je 10 ns a vypínací zpoždění katalogový list uvádí 20 ns. Tento model je pro aplikaci napěťově i proudově velmi silně předimenzovaný a má také poměrně dlouhé spínací a vypínací časy. Dalším příkladem může být výkonový SiC LSIC1MO120G0040 od firmy Littelfuse, jehož energie potřebná k sepnutí tranzistoru a vypnutí během jedné periody signálu dohromady činí 472  $\mu\text{J}$ . Tranzistor dokáže sepnout proud o hodnotě 50 A s napětím  $U_{\text{DS}}$  1200 V. Typické hodnoty času sepnutí činí 9 ns a času vypnutí 8 ns. Jeho zpoždění při sepnutí uvádí katalogový list na 13 ns a zpoždění při vypnutí 22 ns. Tento příklad tranzistoru je též napěťově a proudově předimenzovaný a pro zvolenou aplikaci jsou jeho spínací a vypínací časy nedostačující. Oba uvedené příklady jsou tedy vhodné pro vyšší výkony s menší frekvencí, a proto je tato technologie pro tuto aplikaci nevhodná. Srovnatelný tranzistor typu N-MOSFET by měl taktéž obdobnou velikost ztrát. [22], [23]

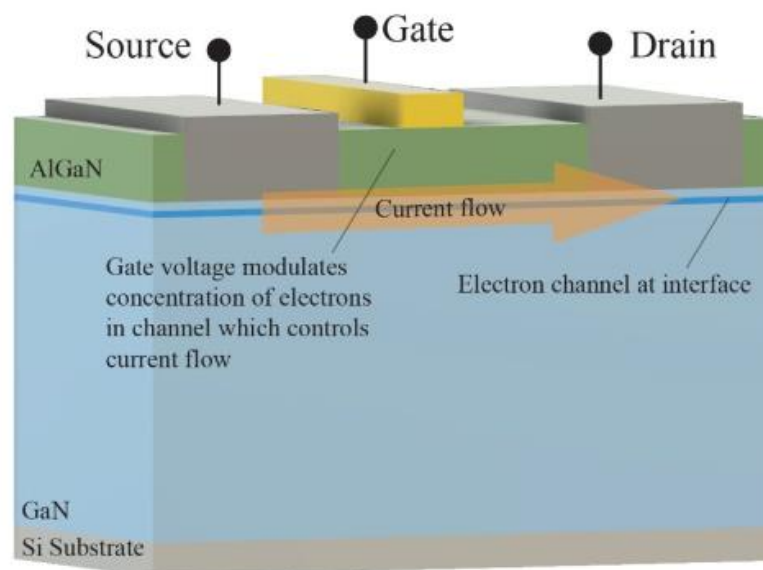


Obrázek 2.4 Vnitřní struktura SiC tranzistoru [24]

### 2.4.3 GaN tranzistory

Tranzistory typu GaN používají pro svoji činnost materiál nitrid galia. V některých případech se můžeme setkat též s názvem GaN HEMT tranzistor, kde zkratka HEMT znamená „high electron mobility transistor“. Pro vedení proudu v GaN tranzistoru piezoelektrickou polarizací struktury AlGa<sub>x</sub>N/GaN vznikne elektronový plyn (2DEG), který má vysokou pohyblivost a velkou hustotu ve vodivém kanálu. Díky tomu má tranzistor minimální vnitřní odpor a velmi malou hodnotu parazitní vnitřní kapacity, což umožňuje provoz na vysokých frekvencích s menšími ztrátami oproti klasickým křemíkovým MOSFETům. GaN tranzistor může pracovat v několika režimech, a to v režimu vyčerpání (d-GaN – vede elektrický proud, pokud není na hradlo přivedeno napětí, po přivedení klesá vodivost kanálu), v režimu vylepšení (e-GaN – varianta, kdy tranzistor vede elektrický proud po připojení napětí na hradlo) a ve vysokonapěťovém vertikálním režimu (v-GaN – řízení napětí pro vysoká napětí). V závislosti na tom, v jakém módu bude tranzistor pracovat je dáno při výrobě tranzistorů. Na obrázku 2.5 je zobrazena vnitřní struktura GaN tranzistorů. [25]

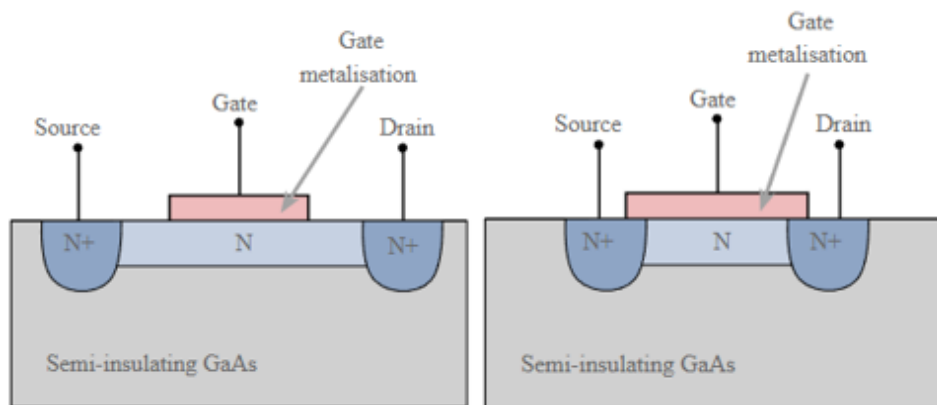
Ve srovnání se SiC tranzistory zvládnou GaN rychlejší přepínání mezi sepnutým a vypnutým stavem. Typ GaN dále zvládne pracovat s nižšími napětími a postačí méně výkonný hradlový budič. Pro tuhle aplikaci spínače jsou tedy patrně vhodnější MOSFET tranzistory typu GaN.



Obrázek 2.5 Vnitřní struktura GaN tranzistoru [25]

#### 2.4.4 GaAs tranzistory

Tento typ tranzistoru je složen z prvku galium arzenid. Jedná se o nízkošumový tranzistor a je typický svou citlivostí z toho důvodu, že jeho struktura má velmi přívětivou pohyblivost nosičů náboje. To znamená, že mají zpravidla vodivý kanál typu N, protože elektrony mají značně lepší pohyblivost než díry. Vyrábí se ve dvou hlavních strukturách, a to ve struktuře non-self aligned source and drain, což znamená, že jeho kontakt na pinu hradla nepokrývá celou délku kanálu. Druhá varianta je self aligned source and drain, což znamená, že kontakt hradla pokrývá celou délku kanálu a celková délka kanálu může být zmenšena. Jeho použití je tedy v obvodech, na vysokých kmitočtech dosahující řádu desítek až stovek GHz. Díky jeho malým rozměrům a vysoké frekvenci spínání lze použít například do radiofrekvenčních zesilovačů. Tranzistory typu GaAs FET pracují v režimu vyčerpání (d-mode). Dále například disponují nízkou hodnotou vnitřní kapacity a vysokou vstupní impedancí. GaAs FET tranzistory jsou také náchylné na vliv statické elektřiny například při manipulaci. Statická elektřina tak může součástku poškodit. Na obrázku 2.6 můžeme vidět obě vnitřní struktury GaAs tranzistorů. [26]



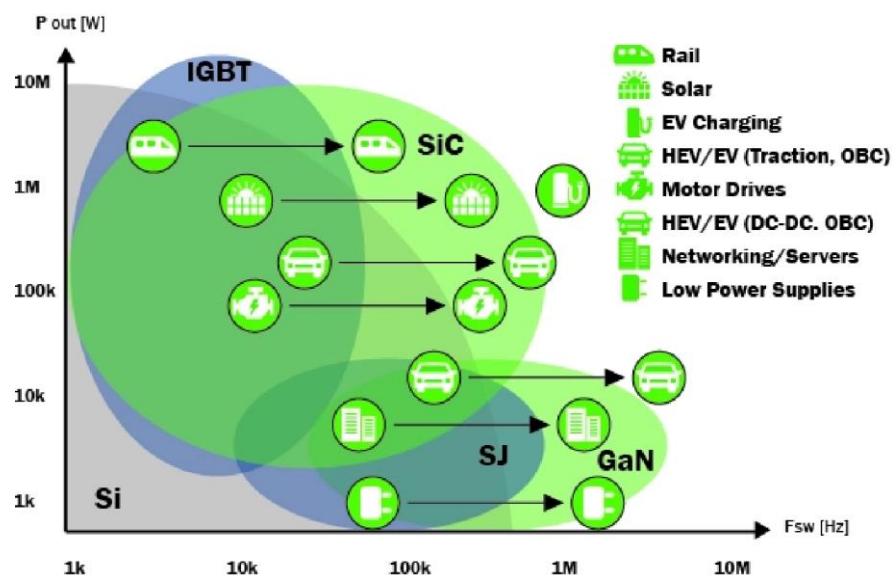
Obrázek 2.6 Vnitřní struktura GaAs tranzistoru vlevo non-self aligned source and drain a vpravo self aligned source and drain [26]

### Výhody MOSFET tranzistorů

- Buzení pouze elektrickým polem
- Vhodné pro vysokofrekvenční aplikace

### Nevýhody MOSFET tranzistorů

- Při konstantním napětí dochází vlivem teploty k nepatrnému omezení proudu kanálem.
- Součástka má elektrostatickou citlivost (při manipulaci může dojít vlivem statické elektřiny k průrazu dielektrické vrstvy pod hradlem).
- Setrvačnost vlivem mezielektrodových kapacit.
- Pro vyšší výkony je zapotřebí použít tranzistorový budič

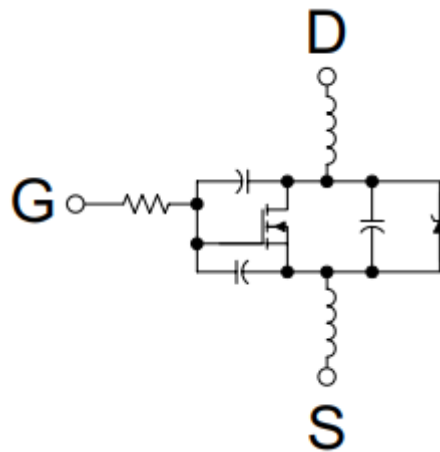


Obrázek 2.7 Rozdělení tranzistoru na základě potřebné aplikace v závislosti na spínaném výkonu a frekvenci [21]



### 3. BUDIČE PRO UNIPOLÁRNÍ TRANZISTORY

Tranzistory dimenzované na vysoké výkony mívají nezanedbatelnou hodnotu vstupní parazitní kapacity na hradle, jejíž velikost může zpravidla být od vyšších hodnot jednotek do desítek nF. To se projeví při navýšení doby hrany a je problematické tuto kapacitu nabíjet. Obvod předřazený tranzistoru nemusí být schopen dodat takový špičkový proud, aby byl tranzistor správně sepnut. Řešením takové situace je budič (tzv. driver), který se řadí před tranzistor a připojí se svým výstupem na hradlo MOSFETU. Budič zprostředkuje proudové posílení a zrychlí proces tranzistorového sepnutí tak, že na hradlo přivede vyšší hodnotu napětí  $U_G$ . Ta může dosahovat až hodnot napájecího napětí. V sepnutém stavu má unipolární tranzistor velmi malý odpor vodivého kanálu a nízkou hodnotu zesilovacího činitele. [27]



Obrázek 3.1 MOSFET tranzistor zapojený jako spínač se zobrazením parazitních kapacit. [28]

#### 3.1 Spínání

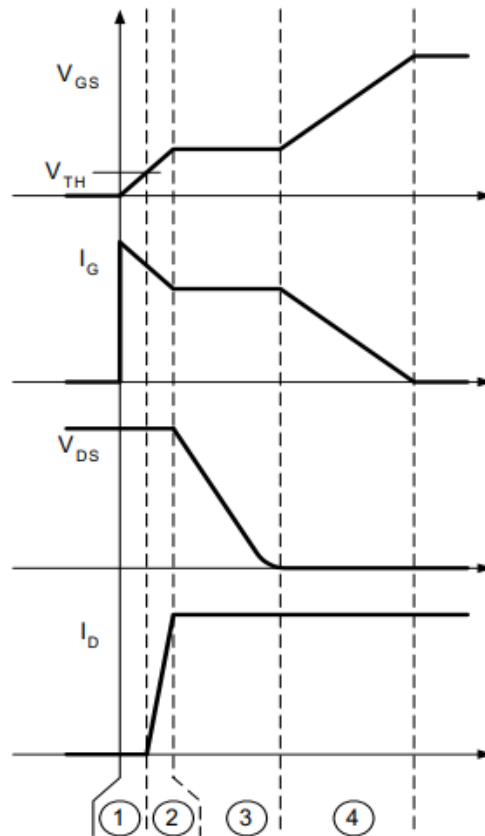
Při připojení vstupního obdélníkového signálu se jako první začne nabíjet vstupní kapacita  $C_{ISS}$  z 0 V na hodnotu prahového napětí. Během této doby se proudem hradla nabíjí kondenzátor  $C_{GS}$  a malý proud protéká také skrz kondenzátor  $C_{GD}$ . Při zvyšování napětí na hradle roste napětí a napětí na kondenzátoru  $C_{GD}$  mírně poklesne. Tento časový interval se nazývá jako „turn on delay“, protože proud i napětí drainem jsou beze změny. V momentě, kdy je hradlo nabito na prahové napětí, tak je tranzistor schopen vést proud.

V další části průběhu napětí na hradle stoupá z hodnoty prahového napětí na takzvanou hodnotu Millerovy úrovně. Při tomto lineárním procesu je proud úměrný napětí hradla. Kondenzátory  $C_{GD}$  a  $C_{GS}$  se stále nabíjí jako v momentě, kdy je připojeno vstupní napětí v první části a napětí  $U_{DS}$  se stále zvyšuje. Na source se zvyšuje proud

a napětí na drain se nemění – zůstává na úrovni výstupního napětí do té doby až se veškerý proud přenesou do tranzistoru a dioda nezablokuje zpětné napětí.

Ve třetí části je hradlo nabito na Millerovu úroveň, takže kanálem může téct proud a dioda je vypnutá. To umožní pokles napětí na drain, zatímco napětí mezi hradlem a source je stabilní. Veškerý proud na hradle, který je dodáván z budiče vybíjí kondenzátor  $C_{GD}$ , aby byla jednodušší rychlá změna napětí mezi drain a source. Proud drainem je konstantní z toho důvodu, že je omezen stejnosměrným napájecím zdrojem.

V poslední periodě je plné otevření vodivého kanálu tranzistoru s maximální hodnotou řídicího napětí. Během doby zapnutí je určen maximální odpor udávaný velikostí napětí  $U_{GS}$ . Zvýší se tedy hodnota z Millerovy hodnoty na konečnou hodnotu, což je dosaženo nabíjením  $C_{GD}$  a  $C_{GS}$ . Odebíraný proud je při nabíjení kondenzátorů konstantní a napětí mezi drain a source mírně klesne z toho důvodu, že klesne odpor vodivého kanálu. [28]



Obrázek 3.2 Popisované průběhy spínání MOSFETU [28]

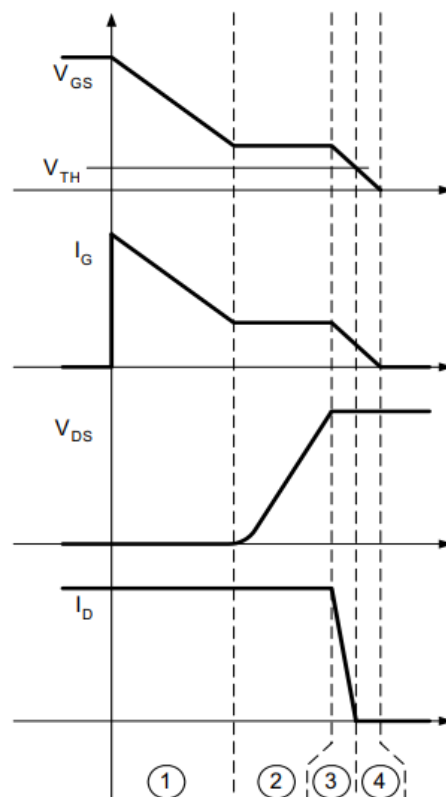
## 3.2 Vypínání

V první části vypínacího cyklu je takzvané „turn off delay“ způsobeno vybíjením vstupní kapacity  $C_{ISS}$  na Millerovu úroveň. Tuto dobu je proud hradlem dodáván  $C_{ISS}$  kondenzátorem a proud teče skrz kapacitu  $C_{GS}$  a  $C_{GD}$  tranzistoru. Napětí na drain se nepatrně zvýší, protože  $U_{GS}$  se snižuje, avšak proud se nemění.

Dále se napětí mezi drain a source snižuje na hodnotu  $U_{DSOFF}$ , která je určena přes diodu výstupním napětím.  $U_{DSOFF}$  je součin  $I_D$  a  $R_{DSOFF}$ , který je popsán katalogovým listem tranzistoru. Tento časový úsek odpovídá průběhu napětí na hradle odpovídající Millerově úrovni. Jelikož je napětí mezi hradlem a source konstantní, tak proud hradla nabíjí kapacitu  $C_{GD}$ . Tento proud neprochází kapacitami, ale je odebíráán z proudu drainem. Celkový proud odpovídá proudu dodávaného do zátěže.

V další fázi sepne dioda, která zajistí průchod proudu do zátěže. Napětí na hradle klesá z Millerovy úrovně na hodnotu prahového napětí. Většina proudu z hradla je dána kapacitou  $C_{GS}$  z toho důvodu, že kondenzátor  $C_{GD}$  je téměř plně nabitý z předešlého intervalu. Napětí mezi hradlem a source způsobí, že proud drainem klesne téměř na nulu a napětí na drain je stabilní kvůli předtím sepnuté diodě.

V poslední části dochází k úplnému vybití vstupní kapacity. Napětí  $U_{GS}$  se stále snižuje, dokud nedosáhne nulové úrovně. Kapacita  $C_{GS}$  dodává proud do hradla jako tomu bylo v předešlém kroku. [28]



Obrázek 3.3 Popisované průběhy vypínání MOSFETU [28]

### 3.3 Možnosti zvýšení rychlosti

Když bude potřeba zvýšení rychlosti zpravidla nás bude zajímat, jak tranzistor co nejefektivněji vypnout. To závisí především na rychlosti hradlového budiče. Obvod pro vypínání s vyšším proudem může vybit rychleji kapacity na vstupu a snížit časy spínání a v tom případě i snížit ztráty. Většího vybíjecího proudu lze dosáhnout nižší výstupní impedancí budiče a v zapojení s N kanálovým tranzistorem záporným vypínacím napětím.

Rychlost sepnutí tranzistoru závisí na tom, jak rychle se dokáže vypnout dioda. To znamená, že rychlost spínání závisí na době zotavení diody nikoliv na hradle budiče. [28]

### 3.4 Shrnutí a výběr

O budičích můžeme jinými slovy říct, že se jedná o spínací budiče pro MOSFET tranzistory, jejichž použití je nutné pro vysokofrekvenční a výkonové aplikace. Použití budičů je z toho důvodu, aby byl zajištěn dostatečný proudový impuls kvůli rychlému nabití vstupní kapacity na řídicím hradle. To způsobí, že dojde k eliminaci rizika přehřátí tranzistoru vlivem jeho pomalého otevření. [18]

Použití tranzistorových budičů z diskretních součástek je vhodné zejména pro aplikace s nižšími frekvencemi, protože se se zvyšujícím kmitočtem může projevit vliv zkreslení a je složitější návrh obvodu z hlediska jeho správné a požadované činnosti. Řídicí obvod musí poskytnout dostatečně veliký výkon pro buzení tranzistoru.

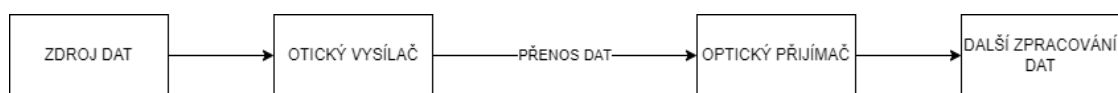
Dále je možné také integrované řešení, kdy je budič pro řízení tranzistoru a dva tranzistory v jednom integrovaném obvodu v zapojení polovičního můstku. Takový integrovaný obvod může obsahovat například horní (high side) a dolní (low side) GaN FET tranzistory a jejich budiče, regulaci napětí hradla a digitální vstupy, které jsou kompatibilní s digitálním nebo analogovým řízením. [25]

Obecně od budiče očekáváme dostatečně rychlé spínání a vypínání pro použití ve zvolené aplikaci. Důležitá je šířka přijímaného pulzu na vstupu budiče, aby na ni byl budič schopný reagovat. Dále očekáváme vhodnou velikost vstupního napětí a proudu, aby nebyl příliš zatěžovaný předchozí, respektive řídicí stupeň. Důležitá vlastnost je také velikost výstupního proudu, z toho důvodu, aby byl integrovaný obvod schopen řídit obvod na jeho výstupu. Pro aplikaci byl vybrán typ, kdy budíme tranzistor, respektive dva tranzistory technologie GaN.

## 4. OPTICKÉ SPOJE

### 4.1 Optické bezkabelové spoje (OBS)

Z anglického překladu free space optics (FSO). Jedná se o optický bezkabelový spoj skládající se z vysílače a přijímače optického signálu bez používání kabelového spojení mezi dvěma místy. V případě optického spoje se jedná o přenos optického signálu optickým prostředím z místa A do místa B rychlostí světla, proto je přenos dat velice rychlý. Pro správnou funkčnost celého systému OBS musí být mezi vysílačem a přijímačem přímá viditelnost. Optický bezkabelový spoj můžeme použít několika způsoby: pro přenos dat atmosférickým prostředím, vodním prostředím, kosmickým prostředím nebo pro indoor komunikaci. Optický spoj můžeme popsat jednoduchým blokovým schématem jako tomu je na obrázku 4.1. Za předpokladu nejjednoduššího návrhu pro přenos informací se používá digitální modulace intenzity IM/OOK (intensity modulation, on off keying). [29]



Obrázek 4.1 Jednoduché blokové schéma optického bezkabelového spoje

### 4.2 VLC

Jedná se o zkratku z anglických „visible light communication“ a jde tedy o bezdrátovou komunikaci ve viditelné části optického spektra. Komunikace může probíhat v rozmezí vlnových délek přibližně od 400 nm do 700 nm za využití komponentů LED technologie. Systém komunikace ve VLC lze použít jak pro venkovní (outdoor) komunikace, tak i pro vnitřní (indoor) komunikace.

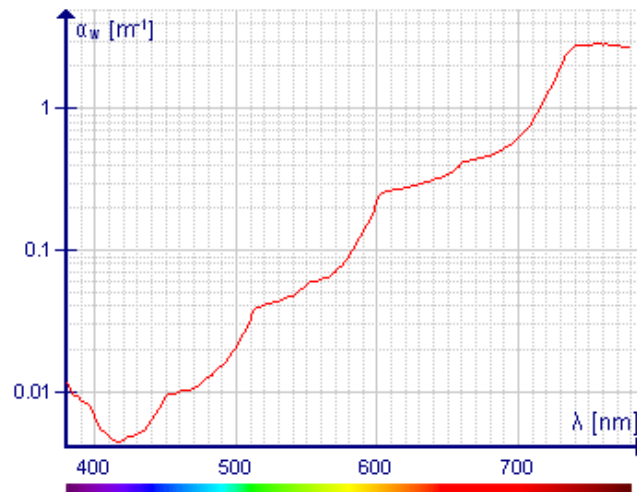
Ve vnitřních komunikacích hovoříme o systémech, kdy světelný zdroj plní funkci optického vysílače i zdroj osvětlení v místnosti. Modulování LED je tak rychlé, že lidské oko nezaznamená blikání světelného zdroje, respektive modulaci optického signálu. V momentě, kdy je potřeba mít osvětlení zhasnuté, tak komunikace probíhá v infračervené části spektra stejným způsobem a tomuto režimu říkáme „dark VLC“. [30]

Při venkovním použití se užívá jak viditelné části spektra, tak i jeho neviditelná část. Viditelnou část spektra mohou využívat mezi sebou například automobily (takzvaná Car 2 Car communication), které spolu tímto způsobem komunikace interagují a zlepšují tak bezpečnost dopravy. [31]

### 4.3 UVLC

Název UVLC je opět zkratka z anglického „underwater visible light communication“, což znamená, že se jedná o komunikační metodu za použití viditelné části spektra ve vodním prostředí. Můžeme se také setkat s termínem UOWC, což znamená „underwater optical wireless communication“. Velký rozdíl mezi VLC a UVLC je takový, že voda jakožto přenosové médium způsobuje větší akumulaci útlum komunikačního optického signálu mezi vysílačem a přijímačem, než je tomu u klasického VLC. I vzhledem k tomu, že se světlo šíří vodou rychlostí odpovídající přibližně  $2,25 \cdot 10^8$  m/s, tak lze dosáhnout poměrně vysokých přenosových rychlostí než za použití rádiové komunikace. Ovšem i rychlost ve vodním prostředí je ovlivněna například typem vody (sladká, slaná) a rozptylem. Každý optický bezkabelový spoj vyznačuje určitou chybovost zvanou jako BER (bit error rate) a je třeba dodržet odstup signálu od šumu značící se jako SNR (signal to noise ratio). Jak je zmíněno v kapitole 5, tak optické spoje využívají modulaci typu OOK a PPM. [32]

Světelný paprsek šířící se vodním prostředím je kvůli absorpci a mnohanásobnému rozptylu na částicích vody (především v zakalené vodě) tlumen. Největší útlum se nachází v pobřežních vodách, protože zde voda obsahuje například, kromě vodního kalu, také fytoplankton, podmořské řasy a další rostliny obsahující chlorofyl. Ten totiž světlo absorbuje (především u hladiny) a dále vzniká rozptyl světla přímo na rostlinách. Chlorofyl nejsilněji absorbuje modrou a fialovou část spektra. Ovšem fytoplankton se může vyskytovat kdekoli ve vodě. Můžeme tedy říct, že poblíž pobřeží jsou horší podmínky pro optickou komunikaci. [33], [34]



Obrázek 4.2 Absorpční křivka viditelné části spektra na molekulách vody [35]

Z obrázku 4.2 vyplývá, že pro optickou komunikaci ve vodním prostředí jsou vhodné vlnové délky s nejmenším útlumem. Pohybujeme se tedy přibližně kolem 415 nm, což je přechod mezi fialovou a modrou vlnovou délkou. Naopak vlnové délky barvy červené až infračervené nejsou pro optickou komunikaci ve vodním prostředí vhodné vůbec,

protože mají velmi velký útlum. Tato křivka se může lišit v závislosti na lokalitě, která udává kvalitu a složení vody.

Další problémy, které mohou nastat při přenosu optického signálu vodním prostředím jsou turbulence, respektive vzduchové bubliny, které způsobují přídavný útlum optického signálu vlivem nehomogenity prostředí. Vodní turbulence je opět nejvýraznější u pobřeží. [30]

Také sluneční záření bezpochyby ovlivňuje optickou komunikaci pod vodní hladinou. Projevy slunečního záření v optické komunikaci nazýváme jako bílý šum, který je nejvíce patrný v blízkosti hladiny vody. Největší rušení či ztráty signálu jsou v hloubce od 0 do přibližně 40 metrů, ovšem sluneční paprsky jsou přítomny do přibližně tří set metrové hloubky a v některých případech až do pěti set metrů pod hladinu. Sluneční paprsky mají část vlnových délek shodných s optickým signálem je tedy obtížné se tomuto slunečnímu rušení při přenosu signálu vyhnout, aniž by byl ovlivněn přenášený optický signál. [36]

## 5. MODULACE V OPTICKÉ KOMUNIKACI

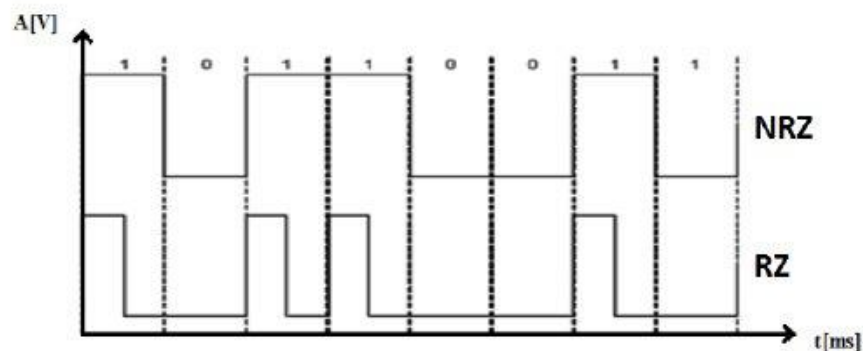
Modulace pro optickou komunikaci můžeme udělat řízením některé z veličin nosné vlny modulačním signálem, a to buď modulací intenzity nebo modulací pole. [29]

### 5.1 Intenzitní modulace

Případ intenzitní modulace je založen na klíčování typu „on/off“ s označením OOK (on off keying), IM (intensity modulation) nebo DD (direct detection). Užívá se tedy, pokud je optická vlna nekoherentní. Intenzitní modulace lze provést za předpokladu, že modulační signál splňuje podmínku  $f_{\max} \leq 10^{10}$  Hz. Aby mohla být modulace provedena je zapotřebí použít optický zdroj (LED, laserovou diodu nebo superluminesenční diodu), který bude modulován budícím proudem. [29]

#### 5.1.1 OOK

O modulaci OOK se dá říct, že je nejjednodušší formou digitální modulace, kdy představujeme řady logických 0 a 1 pouze tím, že vypneme a zapneme nosnou a jedná se tedy o binární modulační schéma. Průběh modulovaného signálu tedy nemůže mít zápornou hodnotu. Tento typ kódování je také znám jako NRZ (non return to zero) nebo RZ (return to zero). Rozdíly mezi těmito variantami je reprezentaci logické 1 tak, že v případě NRZ má logickou hodnotu 1 po celou dobu periody a RZ má hodnotu logické 1 omezenou na polovinu bitové periody. Z toho vyplývá, že on off keying je tedy kódování (klíčování) typu zapnuto / vypnuto. Logická 1 představuje maximální výkon a logická 0 ve srovnání s amplitudou logické 1 nižší, respektive nulový výkon, což může být v některých aplikacích výhodné z energetického hlediska. Příklad takového průběhu OOK můžeme vidět na obrázku 5.1 ve variantě return to zero a non return to zero. [37], [38]

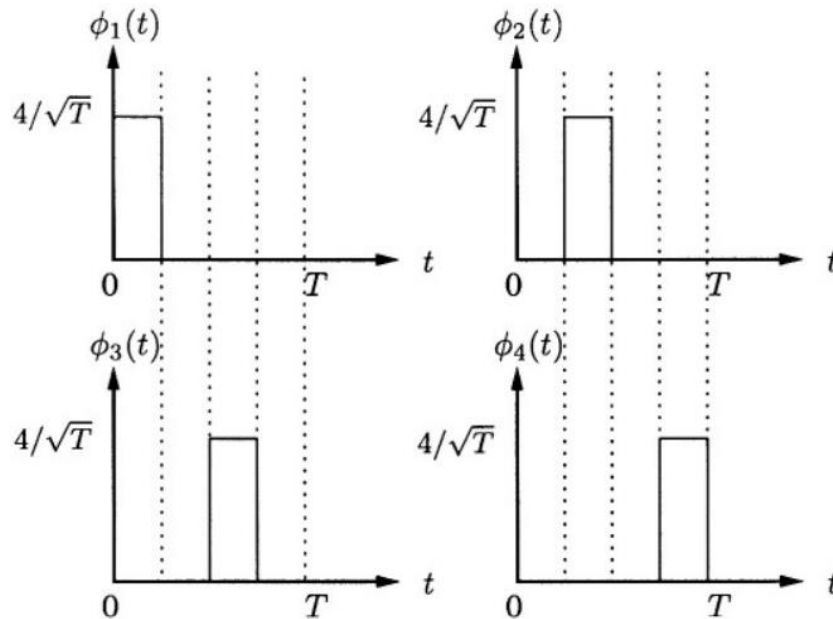


Obrázek 5.1 Příklad průběhu modulace OOK RZ a NRZ [39]



### 5.1.2 Pulse position modulation (PPM)

Druhá používaná modulace v optických komunikacích stejně jako OOK je pulse position modulation, česky nazváno jako pulzně polohová modulace. Funkčnost je založena na principu, kdy je změněn impuls vysílaného modulovaného signálu podle sekvence taktovacího nosného pulzu v závislosti na čase, ovšem beze změny průběhu tvaru a amplitudy původního modulovaného signálu. Takže amplituda signálu je v momentě, kdy je vzorkována, vyjádřena aktuální polohou impulsů. Zobrazení základního principu PPM je vidět na obrázku 5.2. [38], [32], [40]



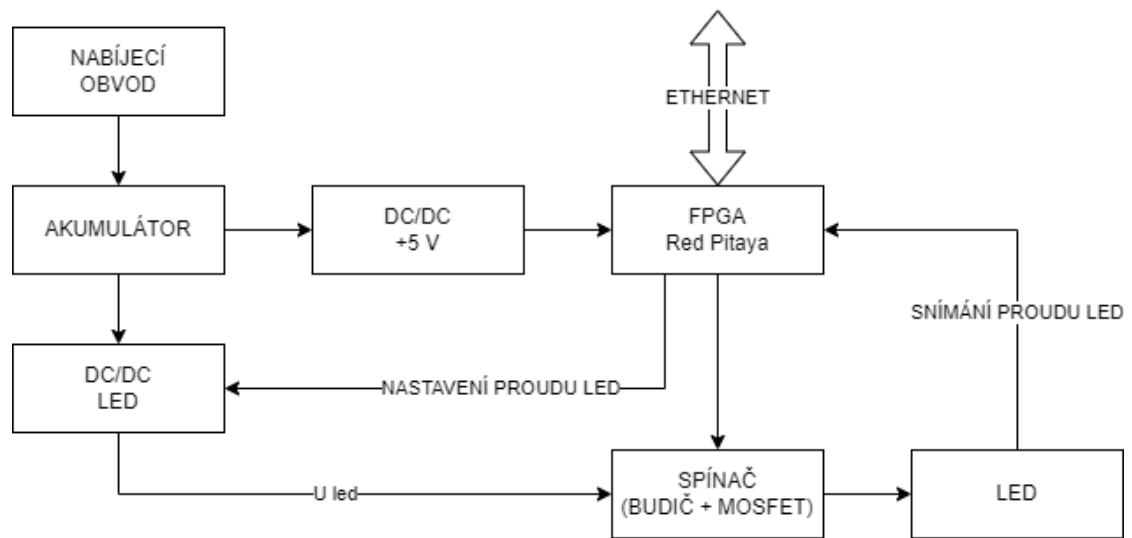
Obrázek 5.2 Zobrazení základního principu PPM [38]

## 5.2 Modulace pole

Tento typ modulace lze použít v případě, kdy je světlo koherentní a může se tedy modulovat jeho amplituda (AM), fáze (PM), frekvence (FM) nebo polarizace (PoM). Modulaci je možné provést za předpokladu, že použijeme velmi koherentní laser nebo jednomodové vlákna nebo vnější modulátor, a zároveň je zachována stabilita uspořádání prvků v celém systému. [29]

Koherentní světlo – světelné elektromagnetické vlny, které mají v daném bodě a okamžiku stejnou fázi a stejnou vlnovou délku, z čehož vyplývá, že určujeme prostorovou nebo časovou koherenci. Příklad koherentního zdroje světla je laser. [29], [41]

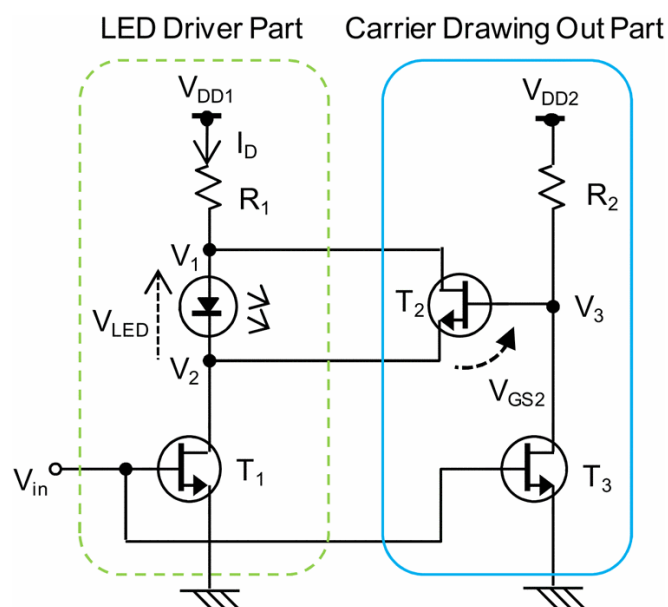
## 6. NÁVRH ZAŘÍZENÍ



Obrázek 6.1 Blokové schéma navrhovaného zařízení

### 6.1 Dostupná řešení

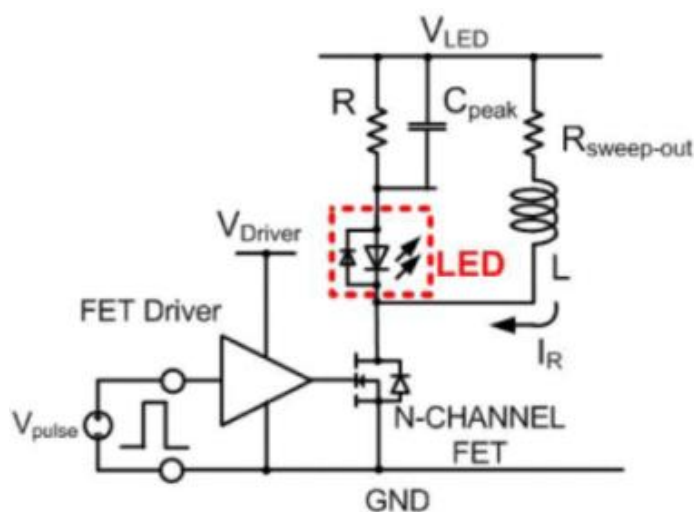
Řešení problematiky spínání LED diod na vysokých frekvencích se zabývá také řada odborných článků na internetu a některé z nich mohou být pro tuhle práci lehce inspirativní. Autoři zapojení zde využívají vybíjení kapacity výkonové diody na PN přechodu například paralelně připojeným tranzistorem.



Obrázek 6.2 Ukázka možného řešení pro rychlé komunikační rychlosti [42]

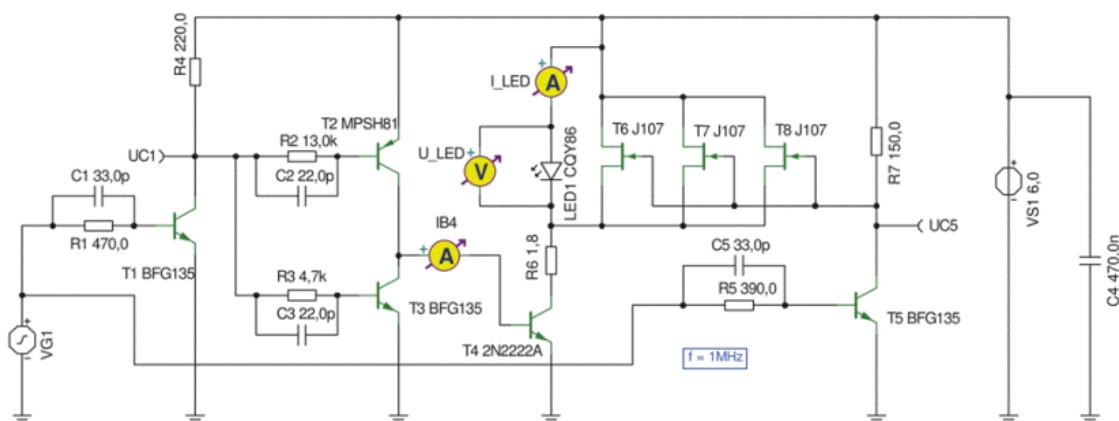
V aplikaci zobrazené na obrázku 6.2 jsou použity GaAs FET tranzistory a pro komunikaci dioda vyzařující spektrum modré barvy. Levá část obvodu zvýrazňuje spínání LED a pravá část ukazuje obvod pro vybíjení kapacity diody. Tranzistor T1 spíná diodu, T2 a T3 řídí vybíjení diody a spínají v protifázi s tranzistorem T1. Tento obvod pracuje na nízkých desítkách MHz. [42]

Další dostupné zobrazené na obrázku 6.3 je obvod používající diodu, která pracuje v oblasti infračerveného záření. Pracuje se zde s proudem 2 A, na místo vybíjecího tranzistoru je zde použita cívka, která urychluje vybíjení výkonové diody a zrychluje tak možnost spínání a vypínání. [43]



Obrázek 6.3 Ukázka možného řešení pro rychlé komunikační rychlosti s vysokými proudy [43]

Další ukázka možného řešení je řídicí a vybíjecí obvod zkonstruovaný pomocí diskretních součástek zobrazený na obrázku 6.4. Zapojení zde využívá výkonovou 1 W LED s procházejícím proudem o velikosti 0,7 A s modulací OOK. K řízení spínání je v případě tranzistorů T2 a T3 použito zapojení push-pull, které rychle vybíjí bázi T4, která spíná obvod rychle vypne. O vybíjení kapacity diody se starají tři JFET tranzistory, které jsou řízeny přes tranzistor T5. Vstupní pulzní signál zde pracuje se střídou 50 % o frekvenci 1 MHz. Nastavení časového zpoždění spínání bipolárních tranzistorů jej zde nastaveno přes časové konstanty paralelní kombinací rezistorů a kondenzátorů. [44]



Obrázek 6.4 Ukázka možného řešení řídicího a vypínacího obvodu z diskretních součástek [44]

## 6.2 Vybrané LED a jejich vlastnosti

Pro řešení této aplikace byl požadován výběr LED s výkonem od 1 W do 20 W. Rychlost komunikace byla stanovena na 10 Mb/s s použitím modulace OOK, respektive komunikační rychlosti v [Bd]. Pro komunikaci ve vodním prostředí byla vybrána vlnová délka kolem 415 nm tak, jak popisuje kapitola 4.3. Po zohlednění všech parametrů, jako byla již zmíněná vlnová délka a výkon byla další důležitá úvaha, aby diody měly skladovou a samozřejmě cenovou dostupnost, což poměrně zúžilo výběr.

Tabulka 6.1 Elektrické vlastnosti vybíraných LED [45], [46], [47]

Název	Vlnová délka [nm]	$I_F$ max [mA]	$I_F$ TYP [mA]	$U_F$ max [V]	$U_F$ TYP [V]
PBSD-10KLA-G	390-400	2000	1400	7.6	6.8
IN-C68QABTMU4	380-390	1000	500	16.8	14
LZ4-00UB0R	385-410	1000	700	16.8	12.8

Tabulka 6.2 Výkonové vlastnosti vybíraných LED [45], [46], [47]

Název	Elektrický výkon [W]	Minimální zářivý tok [mW]	Maximální zářivý tok [mW]	Vyzařovací úhel [°]	Rozměry [mm]
PBSD-10KLA-G	10	2500	4752	75	7x7x5,7
IN-C68QABTMU4	10	4500	6500	60	6,8x6,8x3,7
LZ4-00UB0R	9.8	4800	7500	110	8,02x8,02x4,7

V konečné fázi výběru padlo rozhodnutí při zohlednění výše uvedených podmínek na diodu PBS-D-10KLA-G od firmy Pro Light Opto a na IN-C68QABTMU4 od firmy Inolux. Modul s diodou LZ4-00UB0R od firmy Osram byl k zapůjčení od vedoucího práce, kdy jednotlivé diody byly zapojeny v sérii (vychází z obrázku 6.10).

### 6.2.1 Účinnost vybraných LED

Účinnost neboli efektivita zdroje světla je pro danou aplikaci bezpochyby důležitou vlastností. Jedná se o vyzářené světlo při spotřebě 1 W elektrické energie. Z toho určíme rovnicí jako

$$\eta = \frac{\phi_{e\lambda}}{P_{LED}}, \quad (6.1)$$

kde  $\phi_{e\lambda}$  představuje zářivý tok,  $P_{LED}$  výkon počítané LED. Takže pro diodu PBS-D-10KLA-G bude účinnost pro budící proud diodou

$$\eta = \frac{\phi_{e\lambda}}{P_{LED}} = \frac{4752 \cdot 10^{-3}}{10} = 0,475, \quad (6.2)$$

kde  $\phi_{e\lambda}$  je uvažován typický zářivý tok uveden v katalogovém listu diody při budícím proudu 1400 mA.

Účinnost diody IN-C68QABTMU4 bude tedy při typickém budícím proudu 500 mA

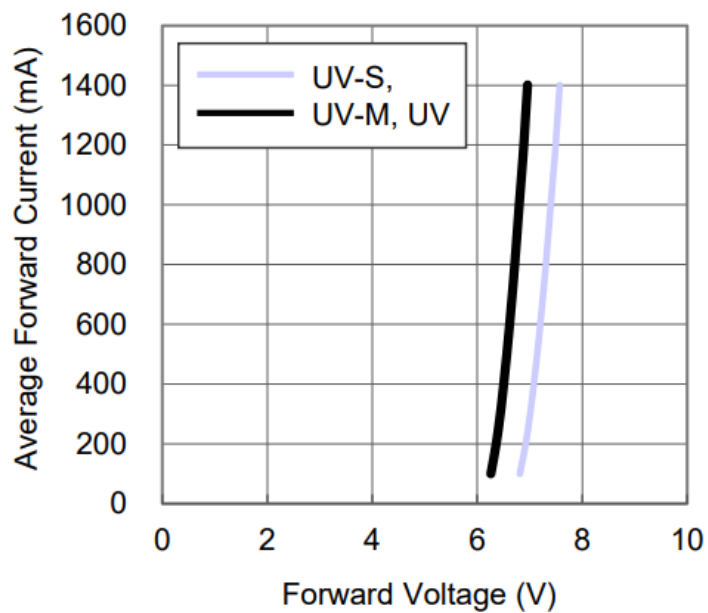
$$\eta = \frac{\phi_{e\lambda}}{P_{LED}} = \frac{5500 \cdot 10^{-3}}{10} = 0,55, \quad (6.3)$$

Kde  $\phi_{e\lambda}$  je brán jako aritmetický průměr hodnot z minimální a maximální hodnoty, protože katalogový list neposkytuje typickou hodnotu zářivého toku. Dále účinnost pro diodu LZ4-00UB0R tedy bude

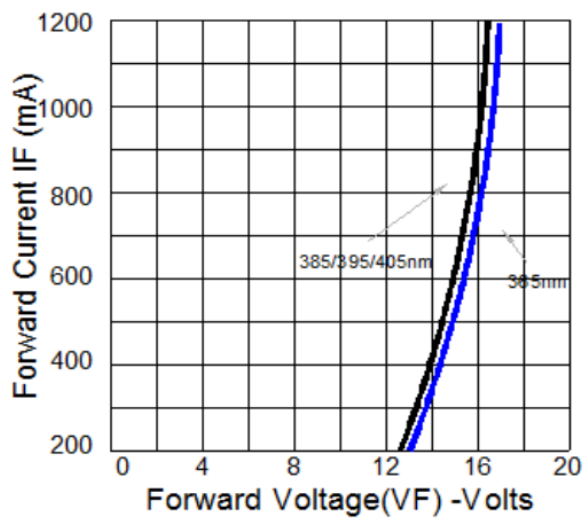
$$\eta = \frac{\phi_{e\lambda}}{P_{LED}} = \frac{5400 \cdot 10^{-3}}{9,8} = 0,551, \quad (6.4)$$

kde  $\phi_{e\lambda}$  je typické hodnota zářivého toku při budícím proudu 700 mA uvedený v katalogovém listu.

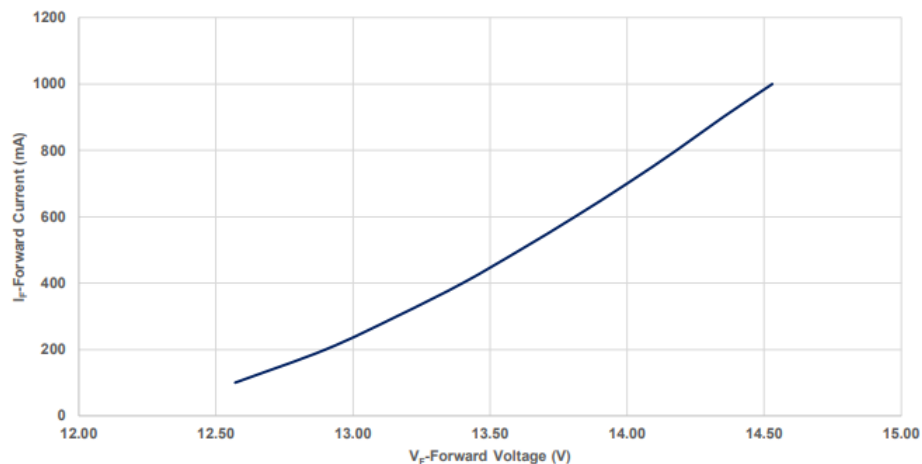
## 6.2.2 Voltampérové charakteristiky vybraných LED



Obrázek 6.5 Voltampérová charakteristika diody PBSD-10KLA-G [47]



Obrázek 6.6 Voltampérová charakteristika diody IN-C68QABTMU4 [46]



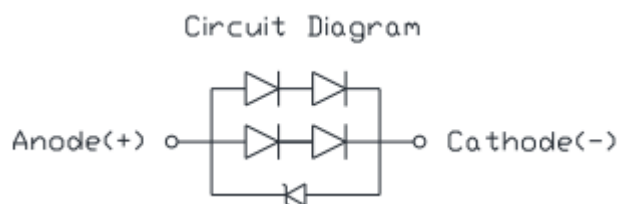
Obrázek 6.7 Voltampérová charakteristika diody LZ4-00UB0R [45]

### 6.2.3 Závislost parametrů LED na teplotě

Vzrůstající teplota má bezpochyby vliv na chování diody, respektive PN přechodu, což způsobuje proud tekoucí diodou. Změna teploty PN přechodu negativně ovlivňuje účinnost generování světelného toku a také zvýšení ztrát, protože se část elektrické energie místo na světlo přemění na tepelnou energii. Tento proces v dlouhodobém hledisku může ovlivnit správnou funkci LED a může dojít až k jejímu zničení. [48]

### 6.2.4 Vnitřní zapojení diod

Dioda PBS-D-10KLA-G má svoje vnitřní zapojení ve dvou paralelních větvích, kde každá větev má dvě diody (obrázek 6.8). To znamená, že dioda pro svůj provoz nepotřebuje oproti ostatním uvažovaným diodám takové napětí, ale větší proud pro sepnutí.



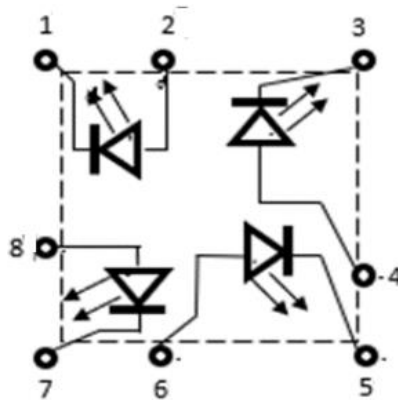
Obrázek 6.8 Vnitřní schéma zapojení diody PBS-D-10KLA-G [47]

Další uvažovaná dioda IN-C68QABTMU4 má své vnitřní zapojení v podobě čtyř sériově řazených diod (obrázek 6.9).



Obrázek 6.9 Vnitřní schéma zapojení diody IN-C68QABTMU4 [46]

Dioda LZ4-00UB0R se taktéž skládá ze čtyř diod, avšak dioda má pouze vyvedené piny, takže je možné zapojení podle potřeby aplikace (obrázek 6.10).



Obrázek 6.10 Vnitřní schéma zapojení diody LZ4-00UB0R [45]

## 6.3 Vybrané tranzistory a jejich vlastnosti

### 6.3.1 Výkonové GaN

Od tranzistorů použitých do návrhu jsme požadovali, aby především zvládly spínat při frekvenci 10 MHz výkonovou diodu v případě IN-C68QABTMU4 proud 1 A, a v případě diody PBS-D-10KLA-G proud 2 A. Z napěťového hlediska byl bráno v úvahu napětí diody s vyšším napětím, tedy 14 V. K tomuto napětí byla přidána určitá rezerva a tranzistorové napětí  $U_{DS}$  tak bylo zapotřebí alespoň 30 V. Obecně totiž můžeme říct, že tranzistory, které jsou dimenzované na nižší napětí mají také menší parazitní parametry, jako například total gate charge. Jsou tedy méně energeticky náročné a měly by tak mít i lepší dynamické vlastnosti. Dále bylo třeba, aby na výkonovém tranzistoru byly co nejmenší ztráty. Pro tuhle aplikaci s ohledem na poměrně vysokou spínací frekvenci byla zvolena technologie GaN z toho důvodu, že je možné spínat poměrně vysoké proudy s relativně malými ztrátami. Dále byla při výběru brána v potaz cenová, a především skladová dostupnost.

Tabulka 6.3 Srovnání elektrických vlastností uvažovaných tranzistorů [49], [50], [51]

Název	$U_{GS}$ [V]	$U_{DS}$ [V]	$I_{DS}$ 100 °C [A]	Celkový náboj hradla [nC]
GS61004B-MR	-10 až 7	100	26	3,3
GS66504B	-10 až 7	650	12,5	3,3
TP65H150G4LSG	$\pm 20$	650	8,4	8

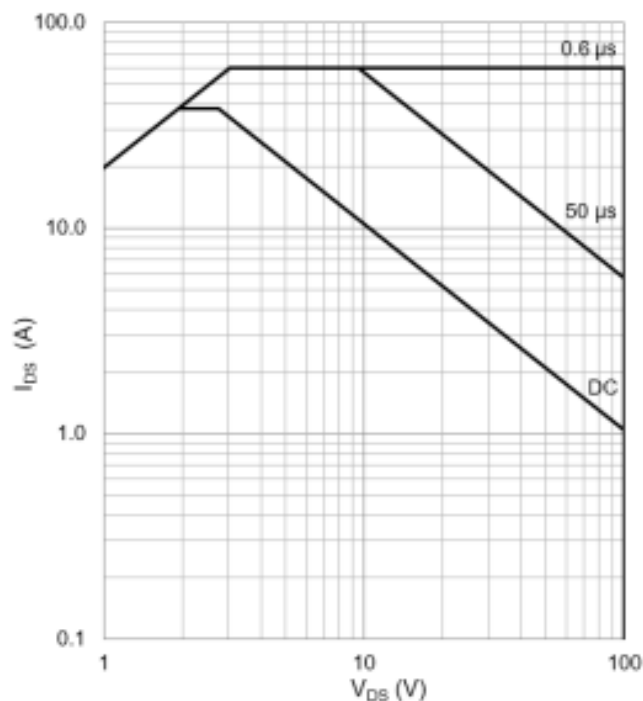


Tabulka 6.4 Srovnání dynamických vlastností uvažovaných tranzistorů [49], [50], [51]

Název	Čas náběhu [ns]	Čas sestupu [ns]	Propagační zpoždění náběhu [ns]	Propagační zpoždění sestupu [ns]
GS61004B-MR	Spínací frekvence > 10 MHz			
GS66504B	Spínací frekvence > 10 MHz			
TP65H150G4LSG	5,2	8	37,8	48

Z důvodu nízké skladové dostupnosti těchto součástek s požadovanými parametry byl výběr co nejvhodnějšího tranzistoru poměrně složitý. Pro potřeby této aplikace byl vybrán výkonový GaN tranzistor GS61004B-MR od firmy GaN Systems. Byl vybrán z toho důvodu, že jak již bylo zmíněno v předchozím odstavci, že tranzistory dimenzované na nižší napětí mají menší parazitní vlastnosti a jsou energeticky méně náročné s menšími ztrátami a mají tak lepší dynamické vlastnosti.

Katalogové listy pro výkonové GaN tranzistory GS61004B-MR a GS66504B neobsahovaly informace ohledně dynamických vlastností tranzistorů (čas náběhu a čas sestupu). Na obrázku 6.11 je zobrazena křivkou ohraničená oblast tranzistoru, která vyznačuje výkonové zatížení tranzistoru.



Obrázek 6.11 Safe operating area pro tranzistor GS61004B-MR [50]

### 6.3.2 Výkonové Si MOSFET

V rámci této kapitoly si představíme uvažované tranzistory z rodiny Si MOSFET, které by také mohly přicházet v úvahu pro použití v této aplikaci. Jak již bylo zmíněno, tak od těchto tranzistorů je požadováno, aby dokázaly spínat proudy 1 A, respektive 2 A pro vybrané LED diody s frekvencí 10 MHz, pokud možno s co nejmenšími ztrátami energie a také s co nejmenšími parazitními vlastnostmi. I v případě technologie Si platí, že tranzistory dimenzované na nižší napětí mají lepší dynamické vlastnosti, menší ztráty včetně parazitních vlastností. Jako v případě GaN tranzistorů bylo napětí  $U_{DS}$  voleno od přibližně 30 V ze stejných důvodů, jaké jsou uvedené v předchozí kapitole.

Tabulka 6.5 Srovnání elektrických vlastností možných Si MOSFET tranzistorů [52], [53], [54]

Název	$U_{GS}$ [V]	$U_{DS}$ [V]	$I_{DS}$ 100 °C [A]	Celkový náboj hradla [nC]
IQE050N08NM5C GSC	±20	80	16	35
SQ3456CEV	±20	30	4,5 (125 °C)	6,2
SiS108DN	±20	80	14,7 (70 °C)	9,2

Tabulka 6.6 Srovnání dynamických vlastností možných Si MOSFET tranzistorů [52], [53], [54]

Název	Čas náběhu [ns]	Čas sestupu [ns]	Propagační zpoždění náběhu [ns]	Propagační zpoždění sestupu [ns]
IQE050N08NM5CGSC	4,6	4	9,4	16,1
SQ3456CEV	4	3	6	13
SiS108DN	5	5	10	14

Tabulka 6.7 Srovnání parazitních vlastností možných Si MOSFET tranzistorů a vybraného GaN tranzistoru [50], [52], [53], [54]

Název	Vstupní kapacita [pF]	Výstupní kapacita [pF]	Zpětná přenosová kapacita [pF]	Vnitřní odpor hradla [ $\Omega$ ]	Celkový náboj hradla [nC]
GS61004B-MR	260	110	5	0,9	3,3
IQE050N08NM5CGSC	2200	370	21	0,62	35
SQ3456CEV	328	73	33	5	6,2
SiS108DN	545	75	9	1,3	9,2

Ze zobrazených hodnot v tabulkách (Tabulka 6.5, Tabulka 6.6) můžeme usoudit, že vypsané hodnoty (zejména ty dynamické) by byly pro potřeby naší aplikace dostačující. Ovšem když srovnáme parazitní vlastnosti uvažovaných křemíkových tranzistorů s použitým GaN tranzistorem jako je zobrazeno v tabulce (Tabulka 6.7), tak zjistíme, že technologie typu GaN je pro použití v této aplikaci lepší možností než varianta vyloženě křemíkových tranzistorů. Použitý GaN tranzistor GS61004B-MR má lepší vlastnosti než uvažované křemíkové tranzistory s výjimkou hodnoty vnitřního odporu hradla.

## 6.4 Vybrané budiče a jejich vlastnosti

Pro používanou spínací frekvenci diody bylo zapotřebí, aby byl co nejrychleji řídicí tranzistor sepnout a poté vypnut. V jedné variantě existují tranzistorové budiče, které ovládají jeden tranzistor a ve druhé variantě je možnost budičem ovládat dva tranzistory zapojené například do zapojení polovičního můstku. Třetí variantou může být budič spolu s tranzistorem v rámci jednoho integrovaného obvodu. Při variantě budiče a tranzistoru v rámci jednoho integrovaného obvodu je výhodné, že máme v zapojení pouze jednu součástku. Jako nevýhodu můžeme považovat, že může být poměrně složité integrovaný obvod chladit. V případě, kdy máme tranzistor a budič každý zvlášť, tak můžeme volit různé kombinace zapojení tranzistorů a budičů, například jeden budič může ovládat i jiné tranzistory. Nevýhodou naopak může být, že je zapotřebí sladit vlastnosti obou součástí a řešit i další externí součástky jako například rezistory, kondenzátory, diody a tak dále, aby bylo dosaženo správné a požadované činnosti.

Tabulka 6.8 Srovnání elektrických vlastností budičů pro GaN tranzistory [54], [56], [57]

Název	V <sub>DD</sub> [V]	I <sub>OH</sub> [A]	I <sub>OL</sub> [A]
LMG1020	4,75 – 5,4	7	5
LM5113	4,5 – 5,5	1,2	5
LMG1205	4,5 – 5,5	1,2	5

Tabulka 6.9 Srovnání dynamických vlastností budičů pro GaN tranzistory [54], [56], [57]

Název	HO Rise time [ns]	HO Fall time [ns]	LO Rise time [ns]	LO Fall time [ns]	Turn on propagation delay [ns]	Turn off propagation delay [ns]
LMG1020	0,375	0,350			2,5	2,6
LM5113	7	1,5	7	1,5	28	26,5
LMG1205	7	3,5	7	3,5	35	33,5

Z tranzistorových budičů byly pro potřeby této aplikace vybrány budiče dva, a to LMG1020 a LM5113, každý pro jednu diodu, respektive variantu jiného zapojení, oba od výrobce Texas Instruments. Obvod LMG1020 je schopen velmi rychle spínat proudy dostačující téhle aplikaci s frekvencí až do 60 MHz s maximálním proudem 7 A. Pro správnou činnost musí součástka dostat na vstupu impulz o minimální šířce alespoň 1 ns. Budič má také velmi přívětivé hodnoty propagačního zpoždění, a to typicky při sepnutí 2,5 ns a při vypnutí 2,6 ns. Svými vlastnostmi je tedy pro tuhle aplikaci dostačující. [54]

Druhou vybranou variantou byl budič LM5113. Tahle součástka je určena pro řízení dvou tranzistorů, které jsou v polovičním můstkovém zapojení. Tomto případě je třeba brát ohled na nastavení výstupního PWM signálu z řídicího systému, protože součástka má 26,5 ns propagační zpoždění při vypínání a 28 ns propagační zpoždění při sepnutí. Svými elektrickými i dynamickými vlastnostmi je tak pro tuhle aplikaci zcela dostačující. [56]

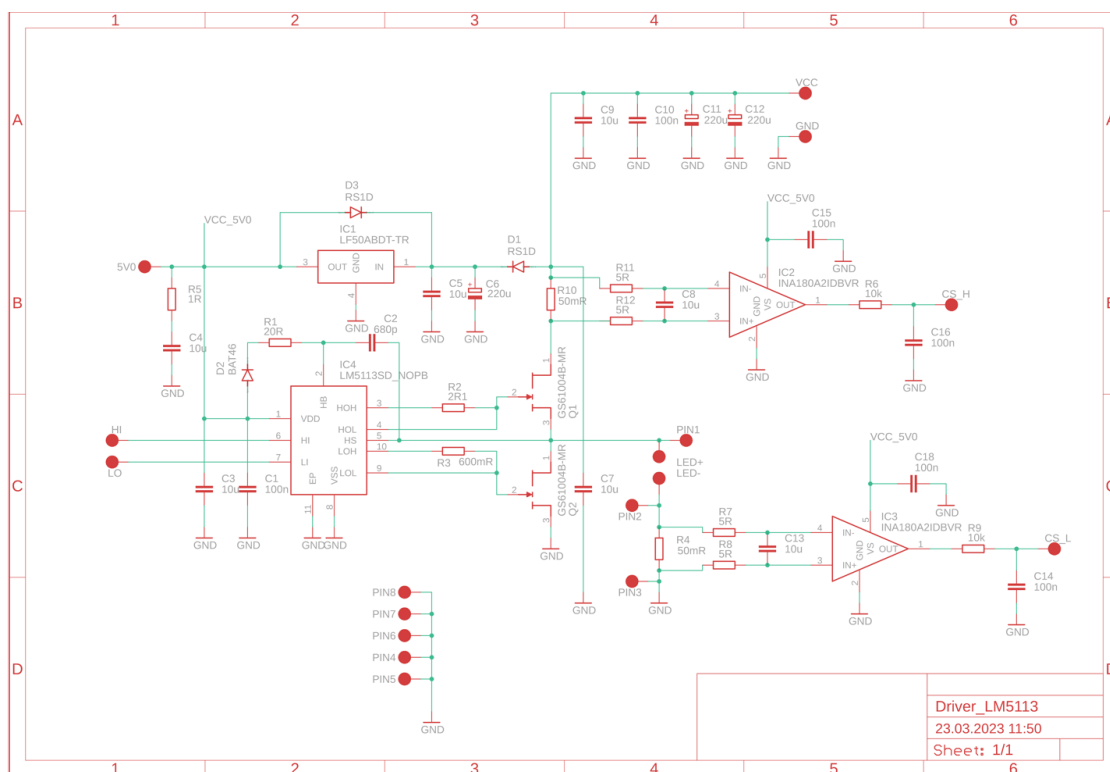
Budič LMG1205 nebyl vybrán z toho důvodu, že oproti LM5113 má nepatrně horší dynamické vlastnosti, jak je vidět v tabulce 6.7 a navíc neměl skladovou dostupnost.

## 6.5 Navržený obvod

Návrh obvodu se opírá o dostupné řešení z kapitoly 6.1 a to především ze schémat na obrázcích 6.2 a 6.4. V první fázi návrhu bylo zapotřebí vybrat vhodnou LED s požadovaným výkonem mezi 1 W až 20 W s vlnovou délkou kolem 415 nm tak, aby bylo možné diody používat pro komunikaci ve vodním prostředí. Zakoupeny byly diody IN-C68QABTMU4, PBS-D-10KLA-G a byla možnost využít zápůjčky od vedoucího práce diody LZ4-00UB0R, pro které se vyvíjelo obvodové schéma zapojení.

K diodě bylo zapotřebí ve druhé části vybrat vhodný výkonový tranzistor, který bude diodu spínat s co nejmenším časovým zpožděním. Proto bylo zapotřebí vybrat dostatečně rychlý a výkonný tranzistor, aby nedocházelo k nežádoucímu zkreslení buzeného signálu. Dále bylo důležité k výkonovému tranzistoru vybrat vhodný budič, který bude opět dostatečně rychlý vzhledem k požadované frekvenci a bude schopen tranzistoru dodat dostatečný výkon pro jeho sepnutí. Tento budič je napájen napětím zdroje, který napájí také výkonovou diodu. Pro tuto aplikaci byly tedy vybrány již zmíněné tranzistorové budiče od firmy Texas Instruments, a to LMG1020 a LM5113.

Pro správné nastavení vstupního napětí budičů byl použit DC/DC měnič LF50ABDT-TR, který disponuje vstupním napětím v rozmezí od 2,5 V do 16 V s výstupním napětím 5 V a maximálním výstupním proudem 1 A. Tento měnič kromě tranzistorových budičů napájí také integrované obvody INA180A2, které mají taktéž vstupní napětí 5 V. Tyto obvodové prvky jsou zde proto, že se s jejich pomocí bude možné měřit procházející proud skrz výkonovou část.



Obrázek 6.12 Navržené schéma zapojení s budičem LM5113

Na obrázku 6.12 je zobrazené schéma zapojení pro budič LM5113 za použití dvou tranzistorů GS61004B-MR v zapojení polovičního můstku. Na vstupy HI a LO je přiveden řídicí signál z vysílače dat. K tomuto účelu je plánováno použití obvodu FPGA, který umožňuje tyto signály generovat s dostatečnou přesností (rozlišení 5-10 ns). Dále je možné nastavení mrtvé doby (dead time) a kompenzovat případné nedokonalosti budiče, například nesymetrické propagační zpoždění a nesymetrickou dobu trvání logických úrovní. Na pin VCC je přivedeno napájecí napětí (v případě LED PBS-D-10KLA-G 6 V – 7,6 V, v případě IN-C68QABTMU4 napětí 12 V – 16,8 V a v případě LZ4-00UB0R 12,8 V – 16,8 V). Hodnoty kondenzátorů C7, C9, C10, C11 a C12 byly vybrány na základě konzultace s vedoucím práce a jeho doporučení. Kondenzátory jsou zde proto, aby rychle dodaly potřebnou energii do výkonové části obvodu při výkonových výkyvech. Stejnou funkci zde plní také kondenzátory C5 a C6, které byly také vybrány na základě konzultace s vedoucím práce. Jsou zde proto, aby opět pokryly výkonové výkyvy týkající se DC/DC měniče LF50ABDT-TR. Hodnoty součástek sériové kombinace R5 a C4 vychází z katalogového listu DC/DC měniče. Kondenzátory C1 a C3 byly opět konzultovány s vedoucím práce a hodnoty těchto součástek jsou vybrány na základě jeho doporučení. Jejich funkce je obdobná jako v předchozích případech, že tyto kondenzátory pokrývají výkonové špičky týkající se napájení budiče. Součástky R1, R2, R3, C2 a D2 vychází z katalogového listu LM5113.

Dále se ve schématu nachází dva integrované obvody INA180A2, které zde plní funkci snímání velikosti procházejícího proudu skrz výkonovou část obvodu. Tento obvod byl vybrán doporučením vedoucího práce a také proto, že je snadno dostupnou a velmi používanou součástkou. Integrovaným obvodům INA180A2 předchází RC filtry skládající se z rezistorů R11, R12 a kondenzátoru C8, respektive R7, R8 a C13 se snímacími rezistory R10 a R4. Na těchto rezistorech (R10 a R4) bylo zapotřebí mít co nejmenší úbytek napětí, a tedy výkonovou ztrátu, přibližně do 100 mW, aby byl průchod signálu co nejméně ovlivněn. Měřicí obvod je schopen zpracovat signál o hodnotě od 0 – 2,5 V. Na základě toho musíme zvolit vhodnou velikost snímacích rezistorů, která byla stanovena na hodnotu 50 mΩ. Z toho vyplývá použití zesilovací varianty pro obvod INA180A2 použití ve variantě 50 V/V. To tedy znamená, že při procházejícím proudu o velikosti 1 A je úbytek na snímacích rezistorech R4 a R10 50 mV. Z toho plyne, že na výstupu integrovaného obvodu INA180A2 je napětí o velikosti 2,5 V. Hodnoty kondenzátorů C15 a C18 vycházejí opět z katalogového listu integrovaného obvodu. Dalšími obvodovými prvky jsou diody D3 a D1, které zde plní ochrannou funkci proti poškození obvodových součástek různými proudovými impulzy, v případě D3 ochrana řídicí části obvodu a v případě D1 proti poškození výkonové části obvodu. Na pinech CS\_H a CS\_L zaznamenáváme informace o velikosti probíhajícího proudu před a za diodou. Piny 1, 2 a 3 jsou kontrolní piny pro měření charakteristik. Dále na piny LED + a LED – se připojí dioda.

### Výpočet velikosti C2

$$C_{BST} > \frac{Q_{gH} + I_{HB} \cdot t_{ON} + Q_{rr}}{\Delta V}, \quad (6.5)$$

kde  $Q_{gH}$  je hradlový náboj horního a dolního tranzistoru,  $I_{HB}$  je klidový proud z budiče,  $t_{ON}$  je maximální čas sepnutí tranzistoru a  $Q_{rr}$  je zpětné zotavení bootstrap diody. Po dosazení dostaneme:

$$C_{BST} > \frac{3,3 \cdot 10^{-9} + 0,08 \cdot 10^{-3} \cdot 50 \cdot 10^{-9} + 4 \cdot 10^{-12}}{5} = 662 \text{ nF} \quad (6.6)$$

### Velikosti snímacích rezistorů R4 a R10.

Hodnoty těchto rezistorů vychází z katalogového listu pro obvod INA180A2 a také na základě doporučení vedoucího práce. Velikost těchto rezistorů by měla být co nejmenší z toho důvodu, aby co nejméně ovlivnila procházející signál. Hodnota 50 mΩ je navíc poměrně dostupná hodnota součástky i když je její hodnota netypická a nevychází z běžných rezistorových řad.

### Výpočet velikosti R11 a R12 a C8, R7 a R8 a C13

Velikost těchto rezistorů vychází z katalogového listu pro INA180A2 a je třeba dodržet podmínku, aby  $R_F < 10 \Omega$ . Proto byla zvolena velikost rezistorů na  $5 \Omega$ . Hodnota  $C_F$  byla stanovena na  $10 \mu\text{F}$ . Rezistory  $R_F$  ve schématu představují rezistory R11, R12, R7 a R8 a kondenzátory  $C_F$  reprezentují C8 a C13. Následně se dopočítala mezní frekvence vstupního RC filtru pro integrovaný obvod jako

$$f_{-3db} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot ((R_F + R_F) \cdot C_F)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot ((5 + 5) \cdot 10 \cdot 10^{-6})} = 1591,6 \text{ Hz} , \quad (6.7)$$

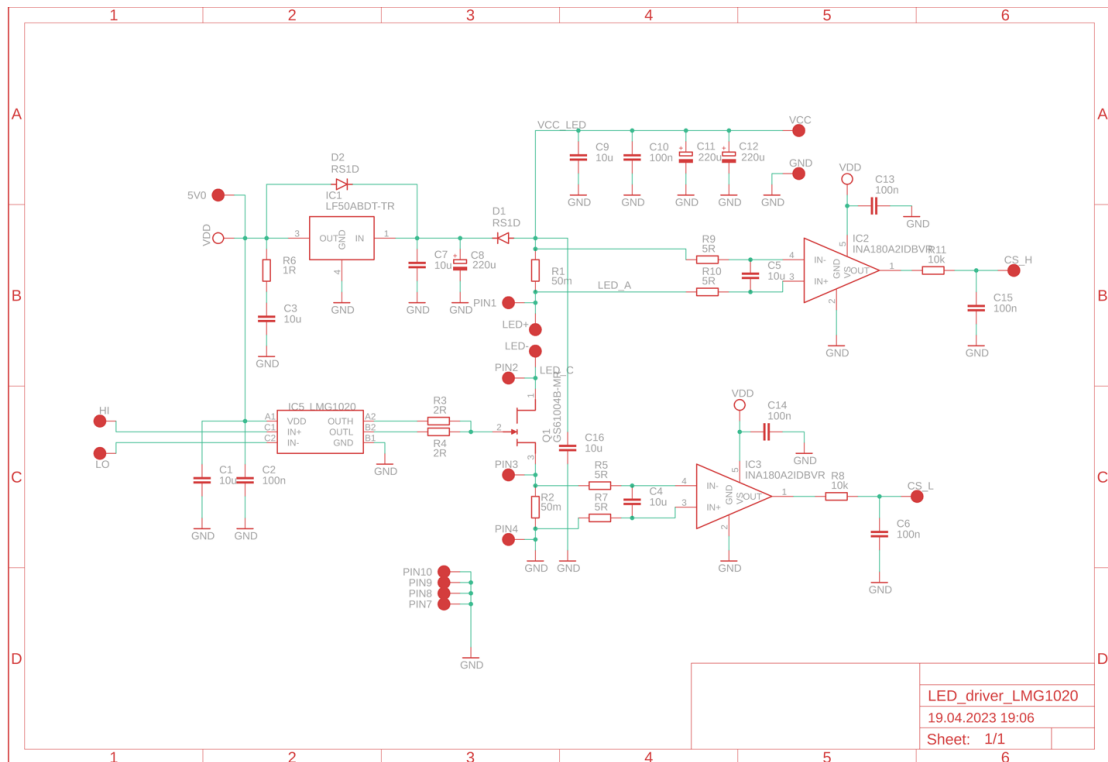
kde  $R_F$  je hodnota rezistorů R11, R12, R7 a R8,  $C_F$  je hodnota kondenzátorů C8 a C13 použitých ve vstupním filtru obvodu INA180A2.

### Výpočet velikosti R9 a C14, R6 a C16

Na výstupu je opět RC filtr z toho důvodu, aby bylo možné lépe měřit proud skrz výkonovou část. Zde bylo zapotřebí vyhovět požadavku  $f_m \approx 100 \text{ Hz}$ . Na tomto základě byly stanoveny hodnoty součástek na R9, respektive R6 na  $10 \text{ k}\Omega$  a C14, respektive C16 na  $100 \text{ nF}$ . Z těchto hodnot vypočítáme mezní frekvenci pro RC filtr jako

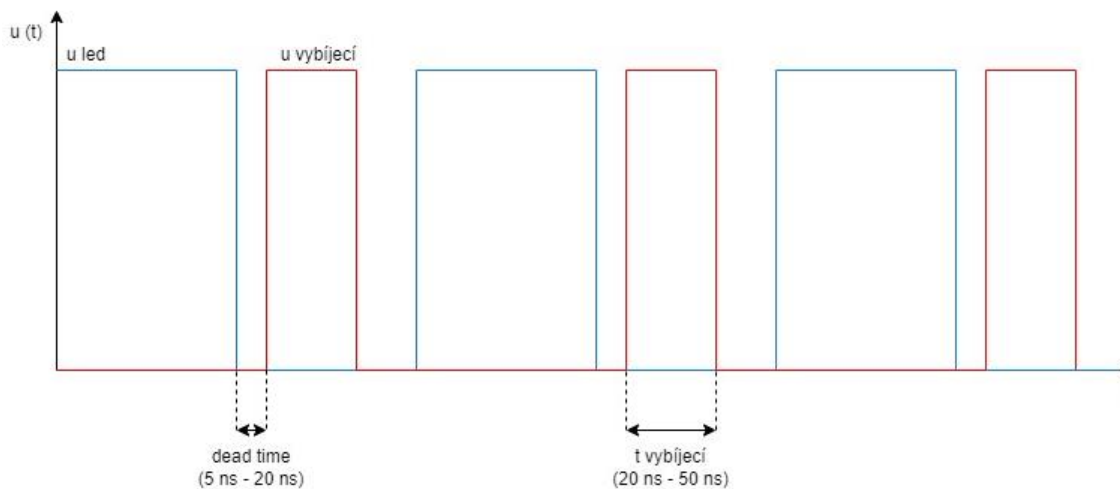
$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-9}} = 159,2 \text{ Hz} , \quad (6.8)$$

kde R je rezistor R6 (R9) a C je kondenzátor C16 (C14).



Obrázek 6.13 Navržené schéma zapojení s budičem LMG1020

Na obrázku 6.13 je zobrazeno druhé obvodové schéma s použitím budiče LMG1020 a toto schéma zapojení je dosti podobné tomu s budičem LM5113. Je zde řízen pouze jeden výkonový tranzistor. Všechny ostatní obvodové prvky jsou zde stejné, jako v předchozím schématu a také ze stejných důvodů. Opět zde měříme za pomoci integrovaných obvodů INA180A2 velikost protékajícího proudu před diodou a za diodou. Jsou zde použity stejné ochranné diody a kondenzátory pro pokrytí výkonových výkyvů. Vstupní pin do tranzistorového budiče s označením LO byl na základě katalogového listu spojen se zemí. Hodnoty rezistorů R3 a R4 vychází z katalogového listu LMG1020 a jejich velikost je stanovena na  $2\Omega$  jak pro výstup OUTH a OUTL. Vstupní napětí VCC je dáno v závislosti na použité diodě (v případě LED PBS-D-10KLA-G 6 V – 7,6 V (typicky 6,8 V), v případě IN-C68QABTMU4 napětí 12 V – 16,8 V (typicky 14 V) a v případě zapůjčeného modulu s diodou LZ4-00UB0R od vedoucího práce 12,8 V – 16,8 V). Výhodou je, že oba navržené obvody mohou řídit jakoukoliv z uvedených diod, rozdíl je pouze v napájecím napětí. Obrázek 6.14 zobrazuje nastavení průběhů z generátoru, které spínají, respektive vybíjí výkonovou diodu.



Obrázek 6.14 Zobrazení průběhů, kdy je dioda sepnutá a kdy je vybíjena

### 6.5.1 Výpočty odběrů součástek LM5113

$$P = (Q_{gH} + Q_{gL}) \cdot V_{DD} \cdot f_{sw} , \quad (6.9)$$

kde  $Q_{gH}$  a  $Q_{gL}$  jsou hodnoty vycházející z katalogového listu použitých tranzistorů, a to jsou total input gate charge,  $V_{DD}$  je napájecí napětí a  $f_{sw}$  je spínací frekvence.

$$P = (3,3 \cdot 10^{-9} + 3,3 \cdot 10^{-9}) \cdot 5 \cdot 10 \cdot 10^6 = 0,33W \quad (6.10)$$

Dále katalogový list uvádí hodnotu klidového proudu 0,07 mA a hodnotu operačního proudu 2 mA.



## LMG1020

Katalogový list tohoto tranzistorového budiče neuvádí výkonové ztráty. Jsou zde uvedeny hodnoty operačního proudu činící 51 mA a klidového proudu a to 75  $\mu$ A.

## INA180A2

V katalogovém listu tohoto integrovaného obvodu je uvedena hodnota klidového proudu typicky 197  $\mu$ A a maximální proud 260  $\mu$ A.

### Ztráty na jednom výkonovém tranzistoru GS61004B-MR

Pro výpočet výkonových ztrát na tranzistoru spočítáme nejprve práci, kterou vykoná elektrické pole vztahem

$$W = Q \cdot U = 9 \cdot 10^{-9} \cdot 5 = 45nJ, \quad (6.11)$$

kde  $Q$  je z katalogového listu tranzistoru output charge a  $U$  je přivedené napětí  $U_{GS}$ . Z toho dále určíme ztrátový výkon, jako práci vykonanou za jednotku času, tedy za jednu periodu.

$$P = \frac{W}{t} = \frac{45 \cdot 10^{-9}}{100 \cdot 10^{-9}} = 0,45W, \quad (6.12)$$

Kde  $W$  je práce vypočítaná z rovnice (6.11) a  $t$  je čas jedné periody.

## 6.5.2 Celkový odběr součástek

### Zapojení s LM5113

$$I = I_{OC\_LM5113} + 2 \cdot I_{OC\_INA}, \quad (6.13)$$

kde  $I_{OC\_LM5113}$  je operační proud budiče LM5113 a  $I_{OC\_INA}$  je operační proud integrovaným obvodem INA180A2.

$$I = 2 + 2 \cdot 0,26 = 2,52 \text{ mA} \quad (6.14)$$

### Zapojení s LMG1020

$$I = I_{OC\_LM1020} + 2 \cdot I_{OC\_INA}, \quad (6.15)$$

kde  $I_{OC\_LMG1020}$  je operační proud budiče LMG1020 a  $I_{OC\_INA}$  je operační proud integrovaným obvodem INA180A2.

$$I = 51 + 2 \cdot 0,26 = 51,52 \text{ mA} \quad (6.16)$$

Z výše uvedených výpočtů celkových odběrů součástek můžeme usoudit, že jejich připojení na DC/DC měnič LF50ABDT-TR je v pořádku, protože tento DC/DC měnič disponuje maximálním výstupním proudem 1 A.

### Parazitní indukčnost vodičů diody

Do návrhu musíme také započítat parazitní indukčnost vodičů. Dioda totiž bude mimo desky plošných spojů a bude napájena dvěma přibližně 10 cm dlouhými vodiči o průměru 1 mm, vzájemná vzdálenost vodičů je přibližně 1 mm. Tuto situaci můžeme modelovat jako obdélníkovou cívku s jedním závitem podle následujícího vztahu: [58]

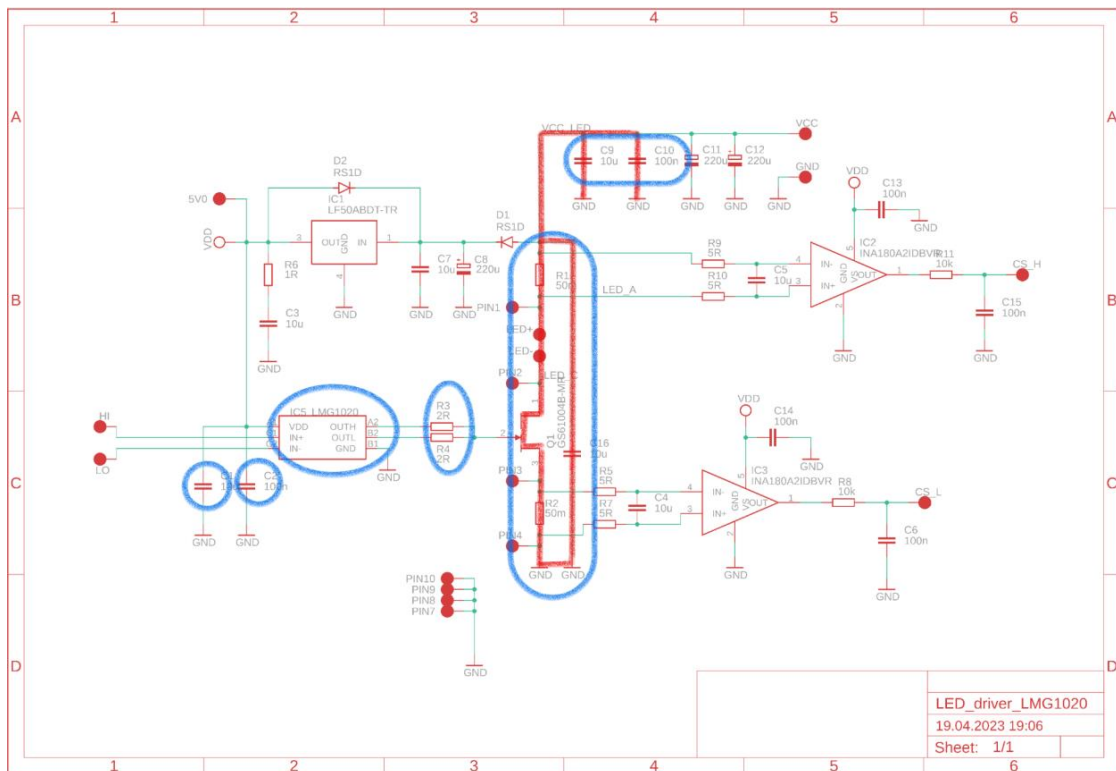
$$L = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r}{\pi} \left[ -2 \cdot (W + H) + 2 \cdot \sqrt{H^2 + W^2} - H \cdot \ln \left( \frac{H + \sqrt{H^2 + W^2}}{W} \right) - W \cdot \ln \left( \frac{W + \sqrt{H^2 + W^2}}{H} \right) + H \cdot \ln \left( \frac{2 \cdot H}{\frac{d}{2}} \right) + W \cdot \ln \left( \frac{2 \cdot W}{\frac{d}{2}} \right) \right], \quad (6.17)$$

kde  $H$  je délka smyčky,  $W$  je šířka smyčky,  $d$  je průměr vodiče, relativní permeabilita  $\mu_r$  je rovna 1 a permeabilita volného (vzduchu) prostoru  $\mu_0$  je rovna  $4\pi \cdot 10^{-7}$ . Po dosazení nám vyjde, že

$$L = \frac{\mu_0 \cdot 1}{\pi} \left[ -2 \cdot (100 + 1) + 2 \cdot \sqrt{1^2 + 100^2} - 1 \cdot \ln \left( \frac{1 + \sqrt{1^2 + 100^2}}{100} \right) - 100 \cdot \ln \left( \frac{100 + \sqrt{1^2 + 100^2}}{1} \right) + 1 \cdot \ln \left( \frac{2 \cdot 1}{\frac{1}{2}} \right) + 100 \cdot \ln \left( \frac{2 \cdot 100}{\frac{1}{2}} \right) \right] = 2,75 \cdot 10^{-5} \text{ mH} = 27,5 \text{ nH} \quad (6.18)$$

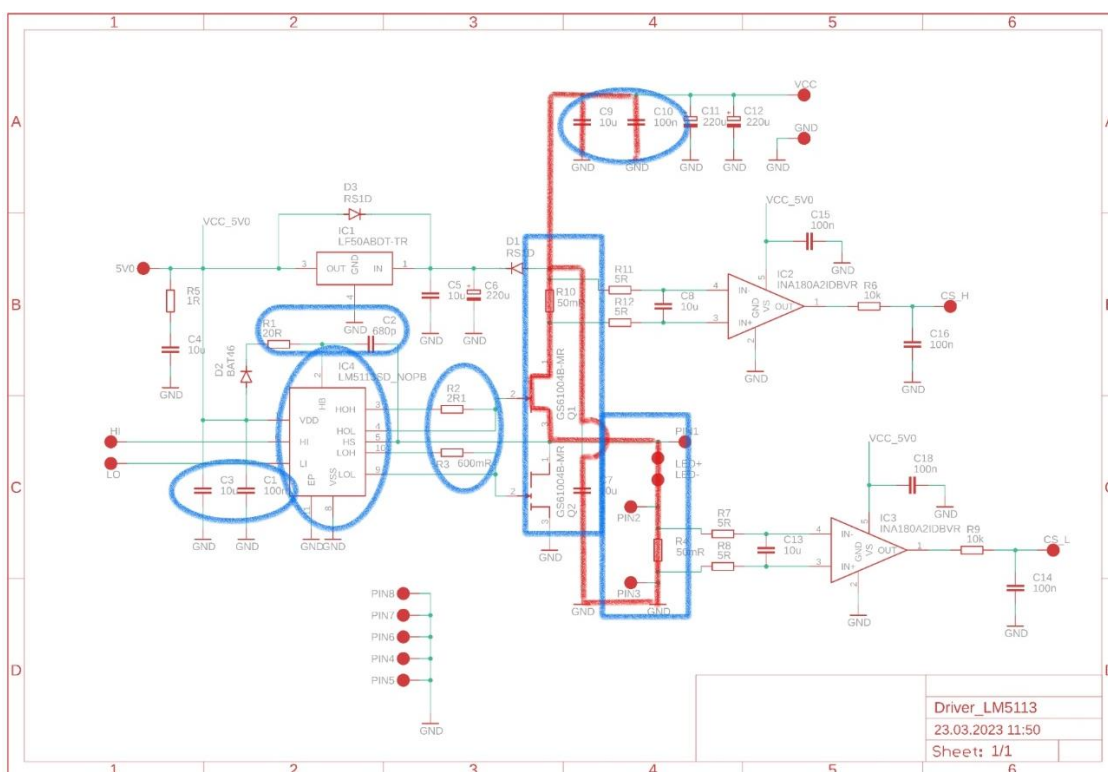
### 6.5.3 Návrh desky plošného spoje

Část návrhu desky plošného spoje tzv. boardu s sebou nesla řadu problémů, které bylo třeba řešit. Ve schématu na obrázcích 6.15 a 6.16 je červenou barvou zvýrazněna kritická výkonová smyčka obvodu. Zde byl v obou případech problém takový, že bylo zapotřebí, aby byla délka vodičů v této smyčce co nejmenší a byl tak minimální vliv parazitní indukčnosti vodičů. Součástky proto musely být v návrhu desky plošného spoje vzájemně v těsné blízkosti.



Obrázek 6.15 Zobrazení kritické výkonové smyčky s obvodem LMG1020

Součástky, které jsou zvýrazněny modrou barvou jsou v návrhu desky plošného spoje umístěny ve vzájemné těsné blízkosti. Týká se to tedy být kondenzátorů C1, C2, C9, C10, C16, rezistorů R1, R2, R3, R4, výkonového tranzistoru Q1, tranzistorového budiče LMG1020 a kontaktů pro výkonovou LED diodu. Část tohoto těsného uspořádání vychází z katalogového listu pro LMG1020, kde bylo zapotřebí vyhovět doporučenému rozložení součástek a také z toho důvodu, aby byly vodivé cesty s co nejmenšími vzdálenostmi (rozměry). To z toho důvodu, aby byl co nejvíce eliminován vliv parazitní indukčnosti a pokud možno se tak co nejvíce předešlo nežádoucímu zkreslení signálu budící LED. Návrh desky plošného spoje je ve dvouvrstevném provedení a její návrh je uveden v příloze dokumentu.



Obrázek 6.16 Zobrazení kritické výkonové smyčky s obvodem LM5113

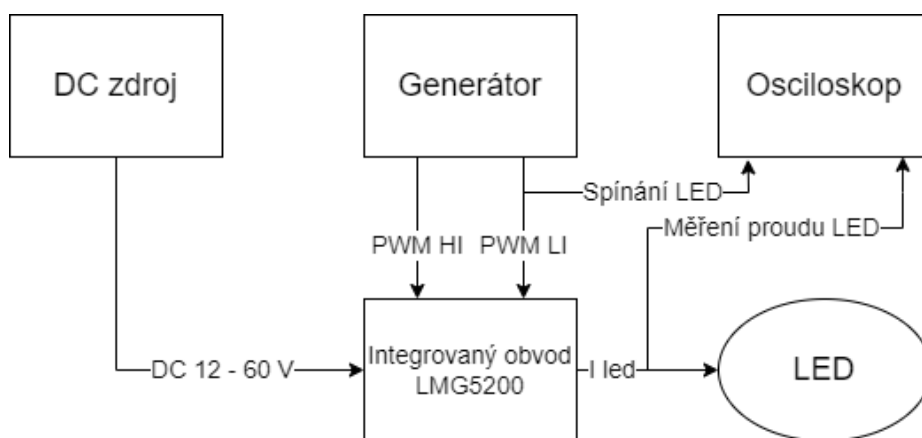
V případě zapojení s obvodem LM5113 na obrázku 6.16 je zde opět červeně zvýrazněna kritická výkonová smyčka a v návrhu desky plošného spoje je opět řešen problém těsného uspořádání součástek označený ve schématu modrou barvou. Konkrétně tranzistorů Q1 a Q2, rezistorů R1, R2, R3, R4, R10, kondenzátorů C1, C2, C3, C7, C9, C10, tranzistorového budiče LM5113 a pinů pro připojení výkonové LED. Doporučení opět vychází z katalogového listu pro obvod LM5113 a také k eliminaci délky vodivých cest ve výkonové části obvodu, aby byla co nejmenší parazitní indukčnost vodičů a tedy zkreslení signálu budící LED. Návrh desky plošného spoje je též ve dvouvrstvě provedení a je uveden v příloze dokumentu.

## 7. MĚŘENÍ KOMPONENT

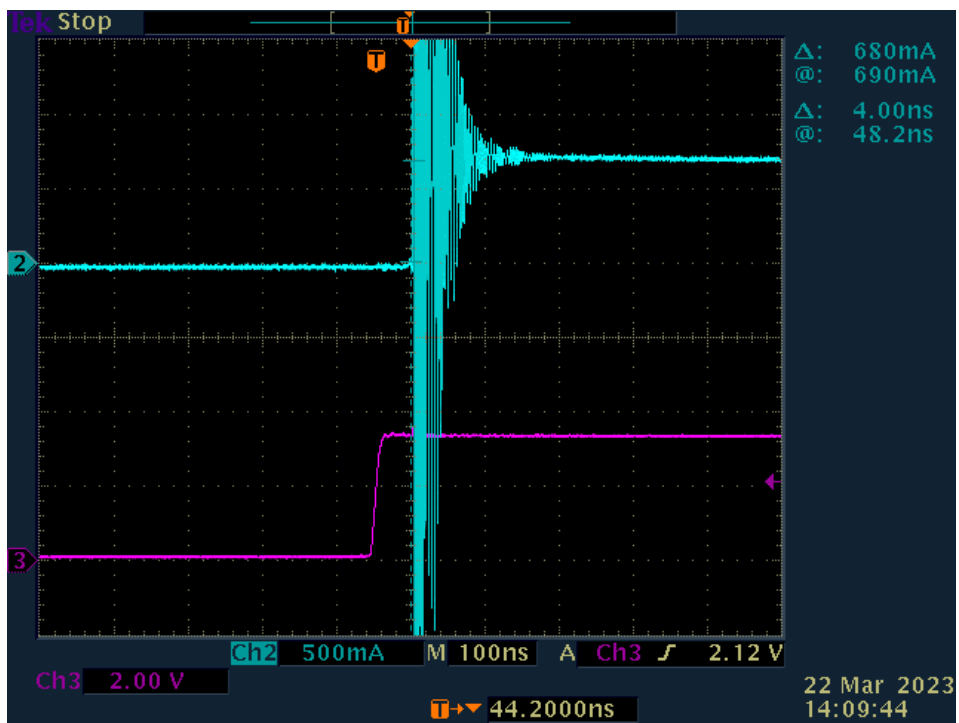
Obsah této kapitoly se bude zabývat zhodnocením získaných výsledků, které byly dosaženy měřením zakoupených a navržených komponent. Konkrétně zde budou rozebrány výsledky měření obvodu s budičem LM5113 a LMG1020, dále vývojová deska BOOSTXL-3PHGANINV, která využívá tři integrovaných obvodů LMG5200. Integrovaný obvod LMG5200 obsahuje ve svém pouzdře tranzistorový budič a dva výkonové GaN tranzistory v zapojení polovičního můstku.

### 7.1 Měření vývojové desky BOOSTXL-3PHGANINV

V rámci měření této vývojové desky (blokové schéma zapojení pracoviště zobrazené na obrázku 7.1) byl měřen pouze jeden integrovaný obvod LMG5200 ze tří možných, které vývojová deska obsahuje. Vstupní napájecí napětí DC zdroje bylo nastaveno na 14 V. Na výstup desky byl připojen rezistor jako bočník o velikosti 100 m $\Omega$ , přes který byl snímán úbytek napětí pro měření velikosti proudu tekoucího do zátěže (LED diody). Dále byl snímán průběh řídicího PWM signálu, který ovládal spínání integrovaného obvodu LMG5200, respektive horního tranzistoru. Tento signál byl přiveden přes buffer na pin HI. Pro tohle měření byl použit LED modul zapůjčený od vedoucího práce s využitím LED LZ4-00UB0R.



Obrázek 7.1 Blokové schéma zapojení pracoviště pro měření LMG5200



Obrázek 7.2 Zobrazení průběhu signálů při nástupné hraně



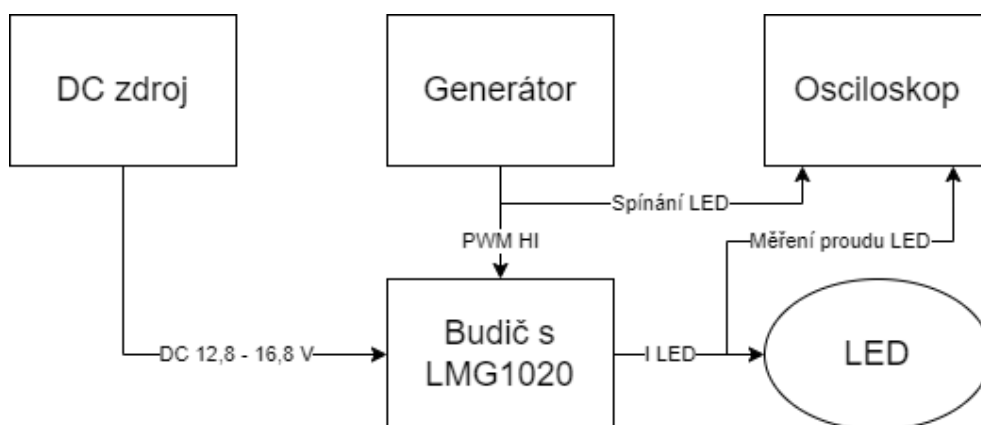
Obrázek 7.3 Zobrazení průběhů signálů při sestupné hraně

Na obrázcích 7.2 a 7.3 jsou zobrazeny změřené průběhy signálů při spínání obvodu LMG5200. Na obrázku 7.2 (nástupná hrana) je na kanále číslo 3 zobrazený budící PWM signál přivedený na vstup obvodu z generátoru. Na kanále číslo 2 je zobrazeno měření proudu tekoucího diodou snímané přes bočník o velikosti 100 mΩ. Zde jsou patrné vlivy parazitní indukčnosti vodičů, které způsobily rozkmit signálu.

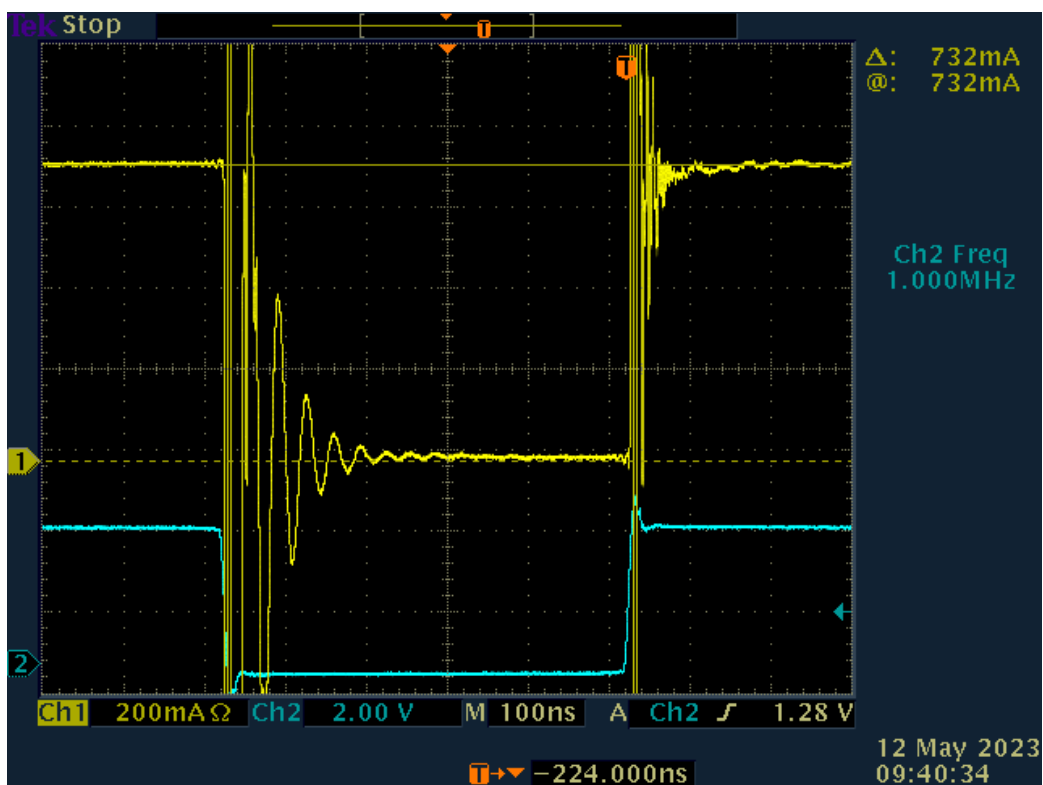
Na obrázku 7.3 (sestupná hrana) je stejně jako v předchozím případě zobrazen na kanále číslo 3 průběh budícího PWM signálu přivedený z generátoru na vstup měřeného obvodu. Na kanále číslo 2 je zobrazeno měření proudu tekoucího do LED snímané přes bočník 100 mΩ. Opět je zde i při sestupné hraně patrný vliv parazitní indukčnosti vodičů, což způsobilo rozkmitání signálu.

## 7.2 Měření navrženého obvodu s budičem LMG1020

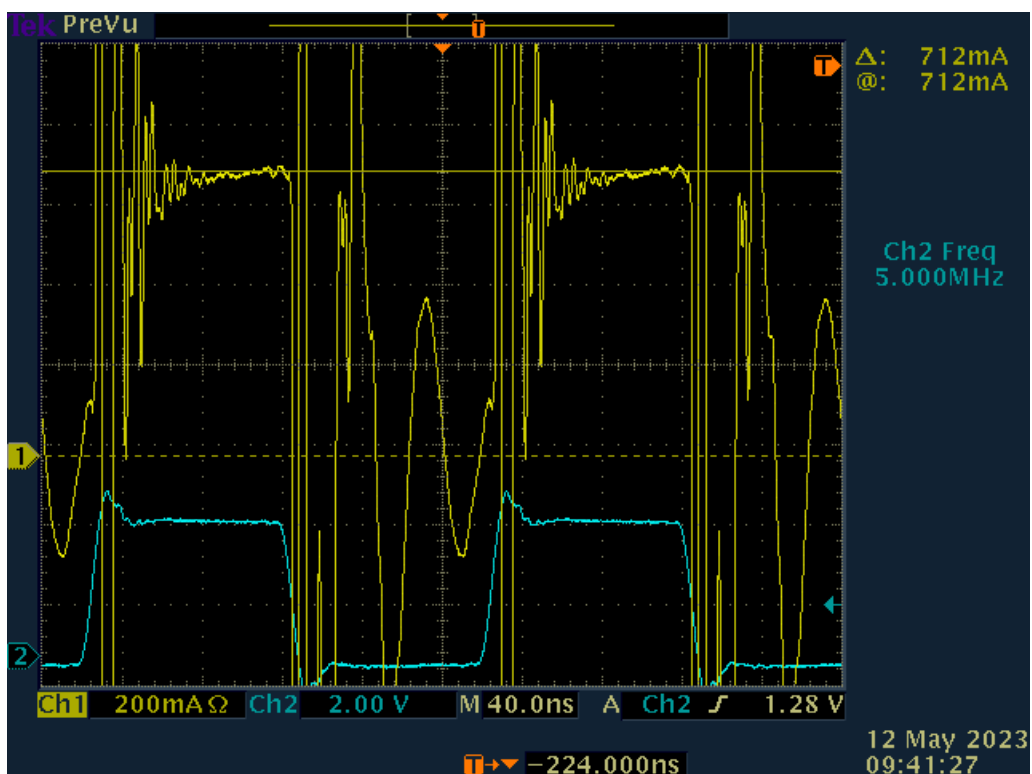
V rámci tohoto měření bylo třeba otestovat funkčnost navrženého obvodu s použitím tranzistorového budiče LMG1020. Pro měření byl zapůjčen LED modul od vedoucího práce s použitou LED LZ4-00UB0R. Vstupní napájecí napětí LED bylo zvoleno 14,7 V a amplituda generátoru byla nastavena na hodnotu 3,3 V. V rámci měření byly změřeny průběhy signálů přes LED na různých frekvencích, měření proudu LED, měření průběhu signálu na hradle tranzistoru a měření výkonu na celé desce plošného spoje jak s LED, tak klidový příkon desky bez LED. Dále bylo za pomoci termokamery změřeno, jaká je teplota zařízení při sepnuté zátěži. Na obrázku 7.4 je zobrazeno blokové schéma zapojení měřícího pracoviště.



Obrázek 7.4 Blokové schéma měření budiče LED s LMG1020



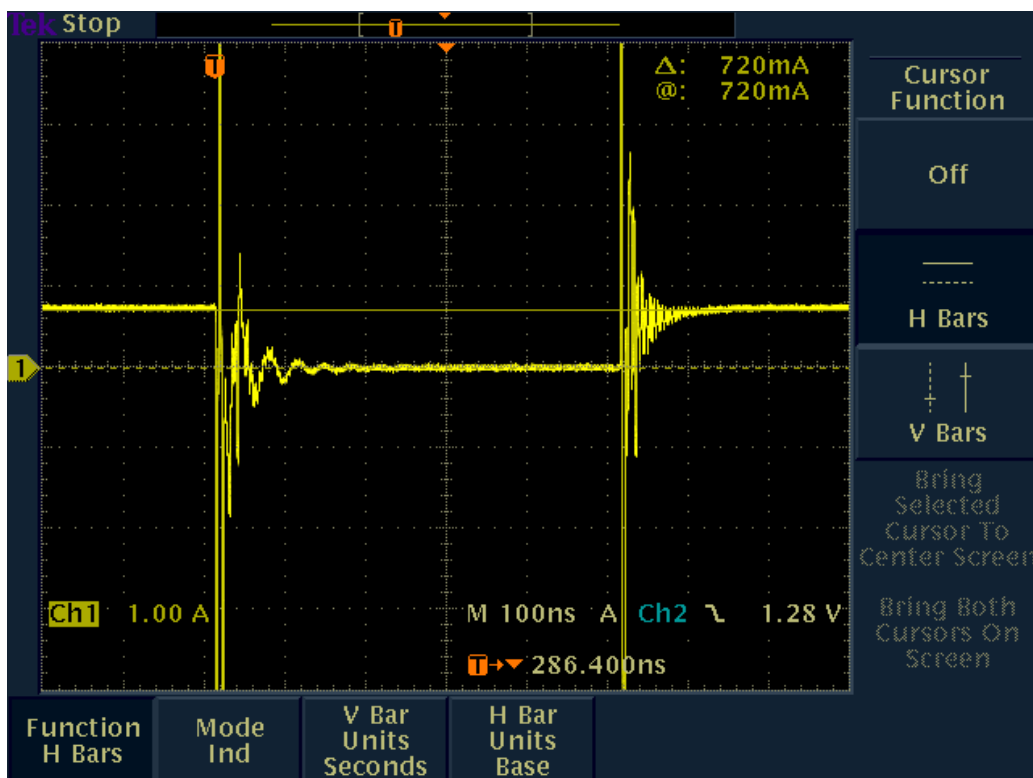
Obrázek 7.5 Vzájemný průběh signálů při frekvenci 1 MHz



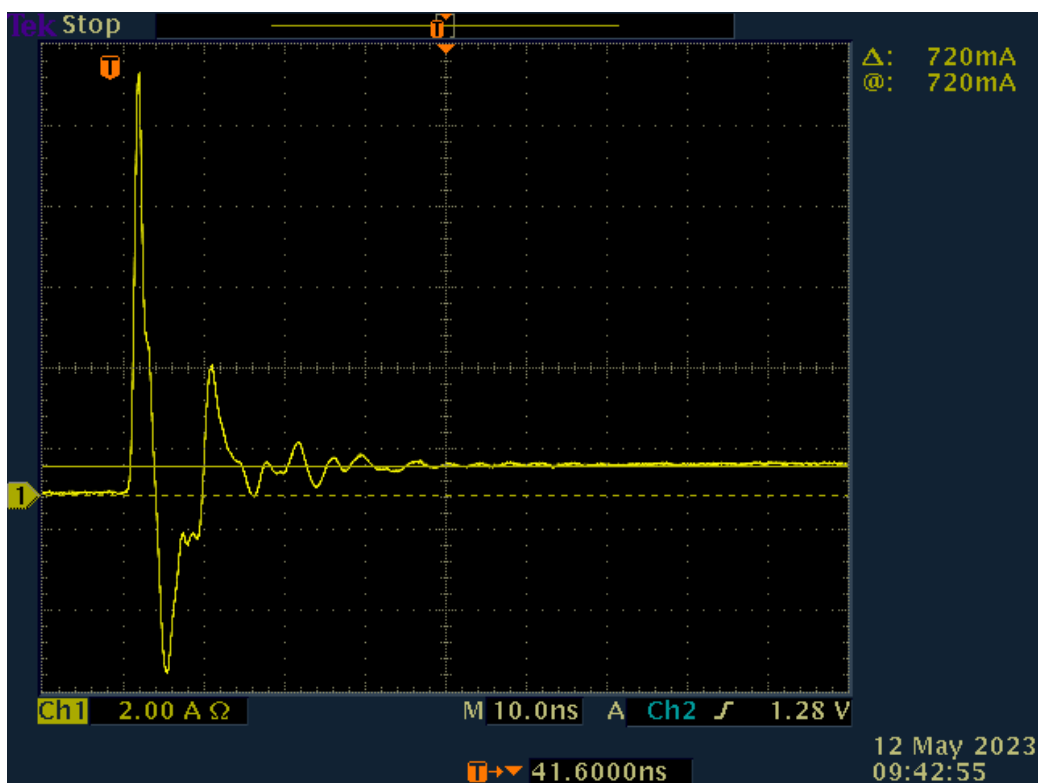
Obrázek 7.6 Vzájemný průběh signálů při frekvenci 5 MHz



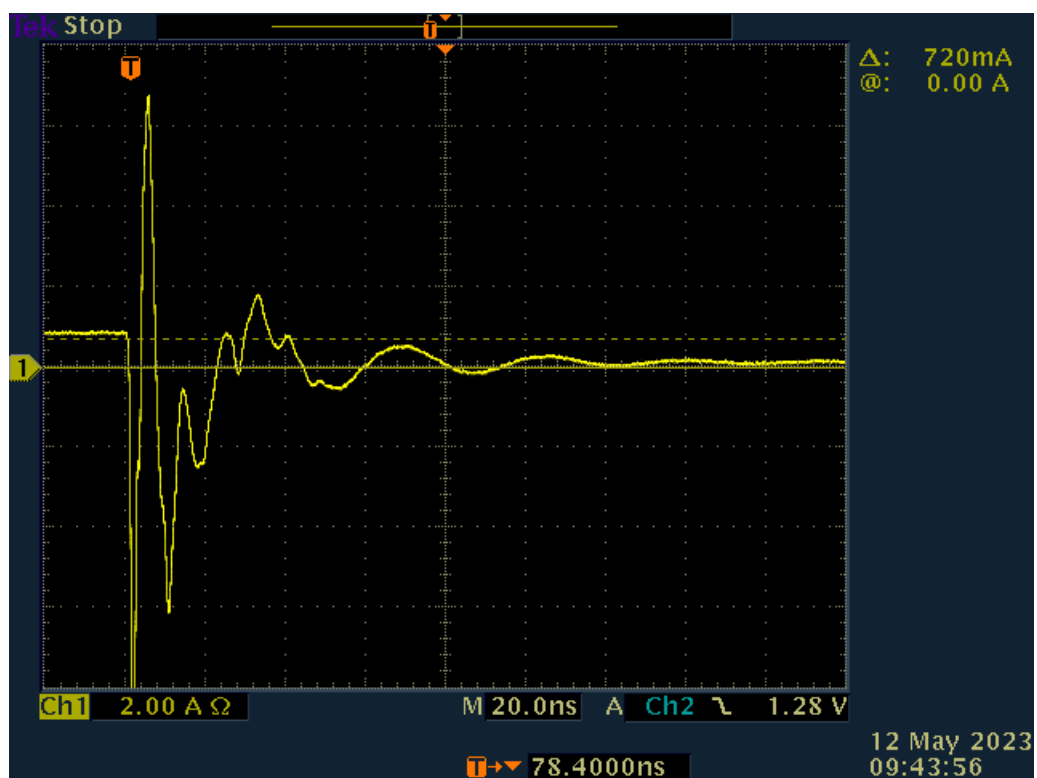
Na obrázcích 7.5 a 7.6 jsou zobrazeny vzájemné průběhy signálů z generátoru (kanál 2) a LED (kanál 1) – měřeného mezi pinem LED– a GND. V prvním případě, tedy při frekvenci 1 MHz, jsou patrné vlivy parazitní indukčnosti vodičů při nástupné a sestupné hraně. V případě frekvence 5 MHz je vliv parazitní indukčnosti již opravdu veliký, zejména při sestupné hraně. Při takovémto zkrácení signálu je poměrně složité dosáhnout požadovaného buzení LED a tím pádem také dosažení požadované rychlosti modulace.



Obrázek 7.7 Průběh proudu LED při nástupné a sestupné hraně



Obrázek 7.8 Detailní pohled na průběh proudu LED při nástupné hraně

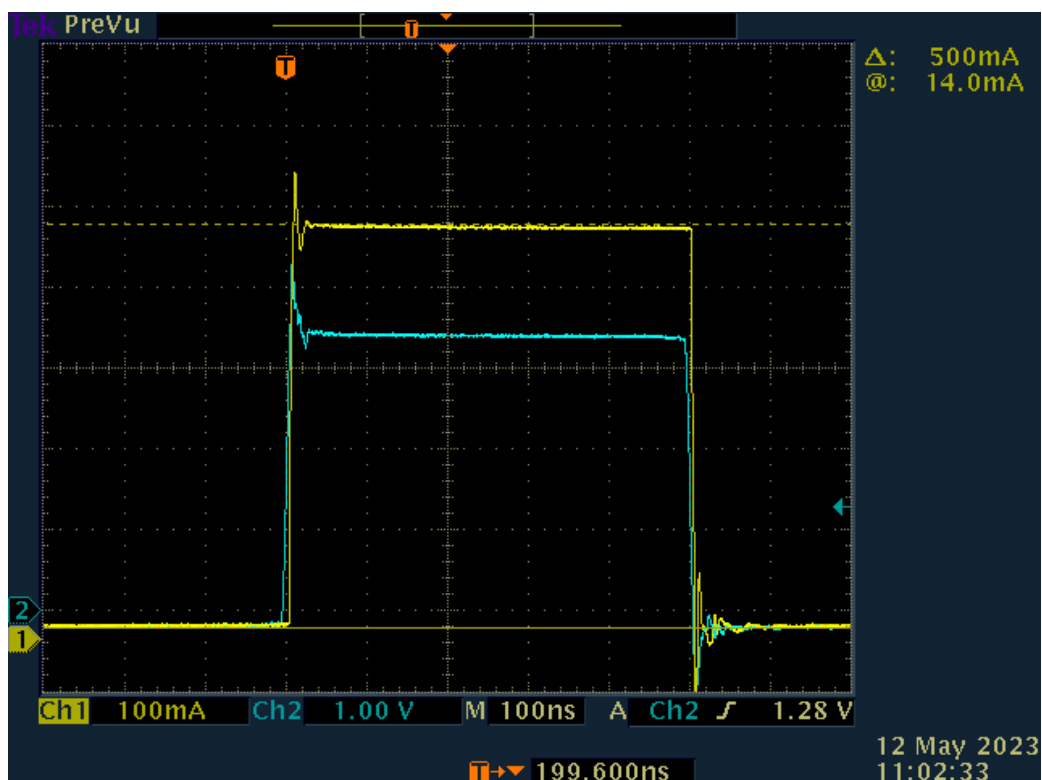


Obrázek 7.9 Detailní pohled na průběh proudu LED při sestupné hraně

Na zobrazených průbězích proudu (obrázky 7.7, 7.8, 7.9) LED je vidět také změřená velikost proudu procházející diodou, a to o velikosti přibližně 720 mA. Měřené průběhy proudu byly provedeny na frekvenci 1 MHz. Velikost tohoto proudu odpovídá maximálnímu proudu diodou za dobu poloviny periody, tedy 500 ns. Střední hodnota proudu za jednu periodu (1 ms) při střídě 50 % je tedy dána:

$$I_{STŘ} = \frac{I_{MAX}}{2} = \frac{720 \cdot 10^{-3}}{2} = 360 \text{ mA}, \quad (7.1)$$

kde  $I_{MAX}$  je maximální hodnota proudu procházející diodou.

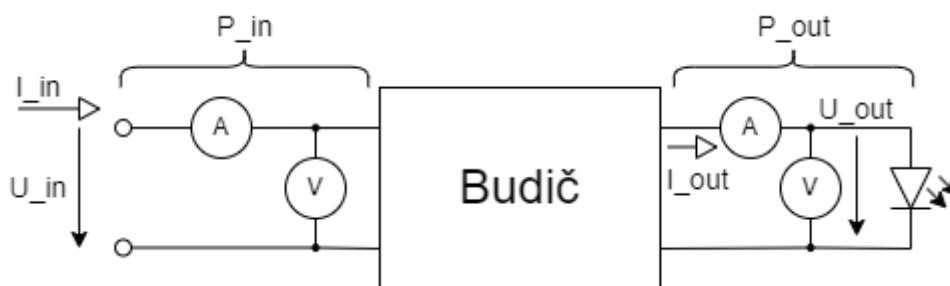


Obrázek 7.10 Průběh signálu na hradle budícího tranzistoru

Na obrázku 7.10 je na kanále 1 zobrazen průběh signálu budící hradlo tranzistoru. Tedy průběh na vodiči mezi budičem a hradlem tranzistoru vůči zemi. Na kanále 2 je zobrazen průběh signálu z generátoru.

### 7.2.1 Měření výkonů a ztrát v obvodu s budičem LMG1020

V rámci tohoto měření byl změřen celkový vstupní a výstupní výkon celého obvodu při sepnuté LED, dále příkon obvodu při vypnuté LED, příkon obvodu při sepnuté LED na různých budících frekvencích v rozmezí od 10 kHz do 10 MHz a příkon obvodu bez LED opět na různých frekvencích opět v rozmezí od 10 kHz do 10 MHz. Dále byla změřena teplota desky plošného spoje při sepnuté LED pomocí termokamery. Měření této části probíhalo podle následujícího schématu (7.11):



Obrázek 7.11 Schéma zapojení pro měření vstupního a výstupního výkonu

- A) Měření celkového příkonu a výstupního výkonu – při tomto měření se obvod měřil při sepnuté LED, kdy na vstup budiče bylo přivedeno DC napětí o velikosti 3,3 V, aby byl tranzistor stále sepnutý. Napětí na zdroji pokleslo z nastavených 14,7 V na 14,2 V a procházel proud o velikosti 0,596 A. Při této situaci bylo naměřeno na přívodu do budiče (na pinu HI) nastavené napětí o velikosti 3,3 V a samotný budič odebíral proud o velikosti 2 mA. Oproti tomu na výstupu bylo změřeno napětí 14,2 V s proudem, který protékal diodou o velikosti 0,283 A. Z toho plyne vstupní příkon do obvodu:

$$P_{IN} = U_{IN} \cdot I_{IN} = 14,2 \cdot 0,596 = 8,463 \text{ W}, \quad (7.2)$$

kde  $U_{IN}$  je vstupní napětí zdroje,  $I_{IN}$  je proud odebíraný obvodem. Výstupní výkon, tedy výkon na LED je:

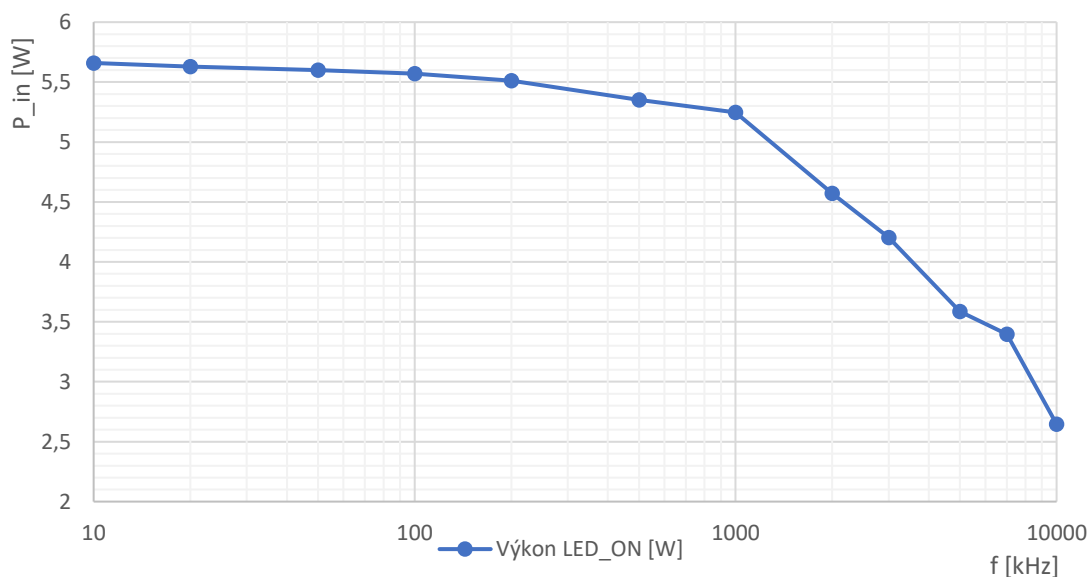
$$P_{OUT} = U_{OUT} \cdot I_{OUT} = 14,2 \cdot 0,283 = 4,020 \text{ W}, \quad (7.3)$$

kde  $U_{OUT}$  je výstupní napětí,  $I_{IN}$  je proud dodávaný do LED.

- B) Měření příkonu  $P_{IN}$  při vypnuté (odpojené) LED – při tomto měření byl měřen příkon obvodu při vypnuté diodě, kdy napájecí napětí zdroje bylo nastaveno na 14,7 V a proud dodávaný do obvodu činil 0 A.
- C) Měření příkonu při různých budících kmitočtech s připojenou LED – toto měření probíhalo s připojeným LED modulem a byla měřena závislost vstupního proudu na kmitočtu v rozmezí od 10 kHz do 10 MHz. Nastavené vstupní napětí bylo 14,7 V a budící kmitočet s amplitudou 3,3 V.

Tabulka 7.1 Naměřené hodnoty proudu (střední hodnota) na napětí v závislosti na frekvenci měřené na napájení obvodu a vypočítaný příkon při spínání LED.

Frekvence [kHz]	Napětí [V]	Proud [A]	Výkon LED_ON [W]
10	14,7	0,385	5,6595
20	14,7	0,383	5,6301
50	14,7	0,381	5,6007
100	14,7	0,379	5,5713
200	14,7	0,375	5,5125
500	14,7	0,364	5,3508
1000	14,7	0,357	5,1156
2000	14,7	0,311	4,5717
3000	14,7	0,286	4,2042
5000	14,7	0,244	3,5868
7000	14,7	0,231	3,3957
10000	14,7	0,180	2,6460



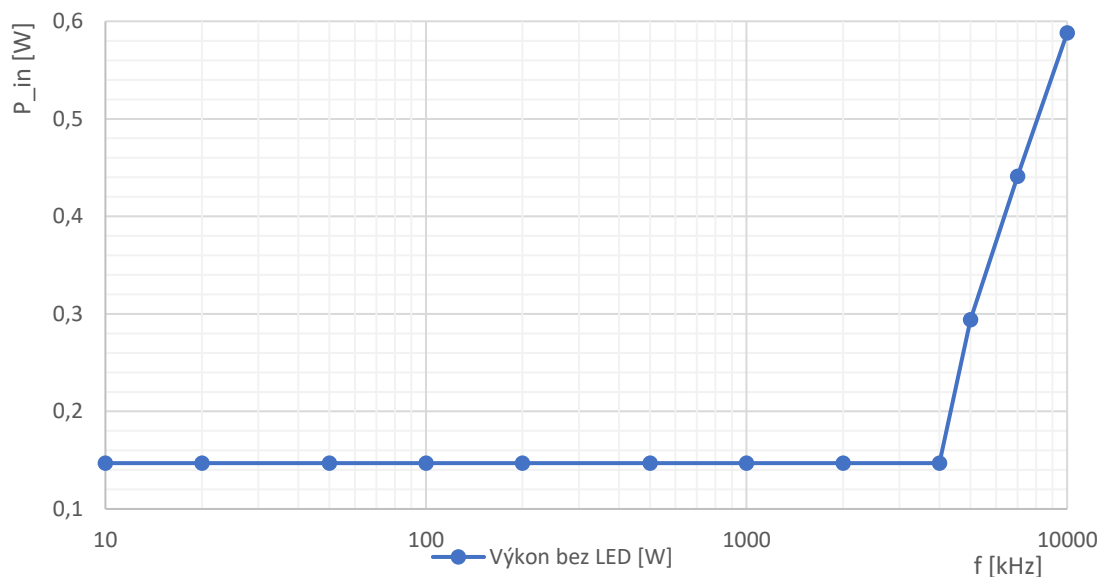
Obrázek 7.12 Grafické znázornění velikosti příkonu obvodu v závislosti na frekvenci

Zvýrazněný řádek tabulky (při frekvenci 1 MHz) přibližně odpovídá velikosti proudu diodou zobrazených výše (7.7, 7.8, 7.9) a jedná se o průměrný proud diodou za jednu periodu. Drobné rozdíly proudu od této hodnoty a hodnoty změřené na osciloskopu mohou být způsobeny například odchylkou měřících přístrojů. Na obrázku 7.12 je vidět grafické zobrazení změřeného výkonu.

D) Měření příkonu při různých budících kmitočtech s odpojenou LED – toto měření bylo provedeno s úplně stejným postupem, jako předchozí měření, jen s tím rozdílem, že v tomto případě byla dioda odpojena.

Tabulka 7.2 Naměřené hodnoty proudu (střední hodnota) na napětí v závislosti na frekvenci na napájení obvodu a vypočítaný příkon

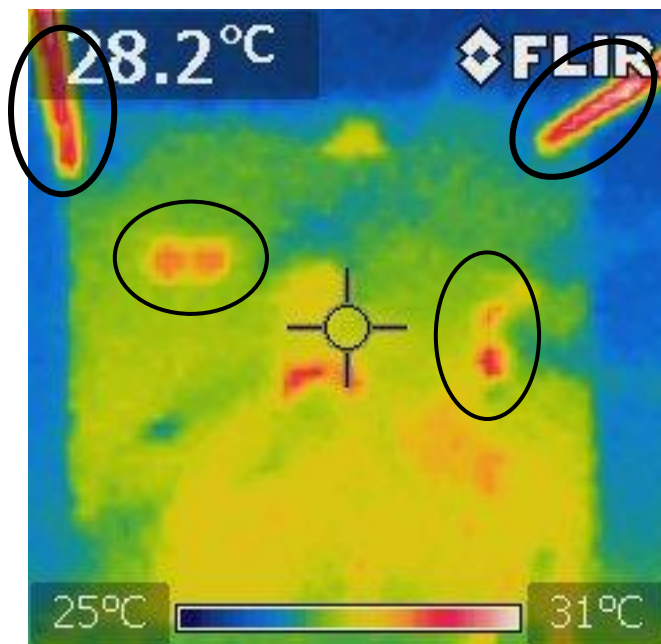
Frekvence [kHz]	Napětí [V]	Proud [mA]	Výkon bez LED [W]
10	14,7	10	0,147
20	14,7	10	0,147
50	14,7	10	0,147
100	14,7	10	0,147
200	14,7	10	0,147
500	14,7	10	0,147
1000	14,7	10	0,147
2000	14,7	10	0,147
4000	14,7	10	0,147
5000	14,7	20	0,294
7000	14,7	30	0,441
10000	14,7	40	0,588



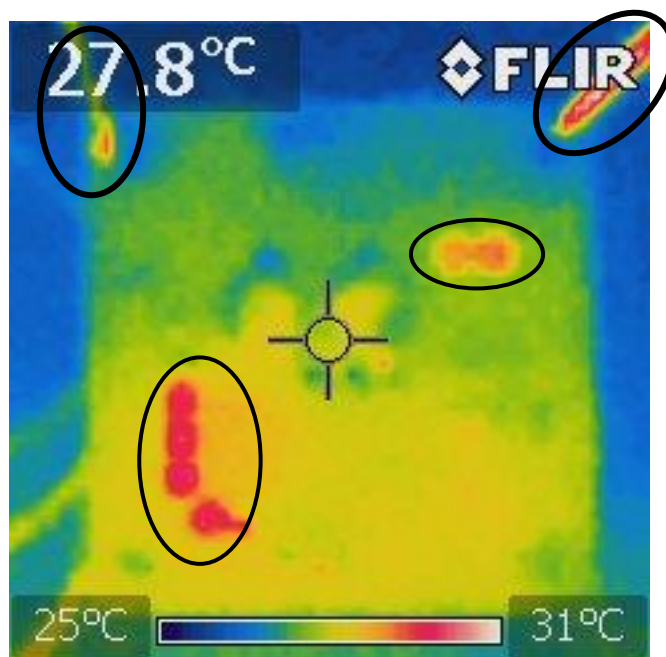
Obrázek 7.13 Grafické znázornění velikosti příkonu obvodu v závislosti na frekvenci s odpojenou LED

Ze zobrazené závislosti můžeme vidět, že se zvyšujícím se kmitočtem roste od hodnoty 5 MHz také odebíraný proud ze zdroje. To může být způsobené například tím, že budič a tranzistor spínají daleko častěji, než je tomu u nižších frekvencí a spotřebují tak o něco více energie při každém sepnutí nebo vypnutí.

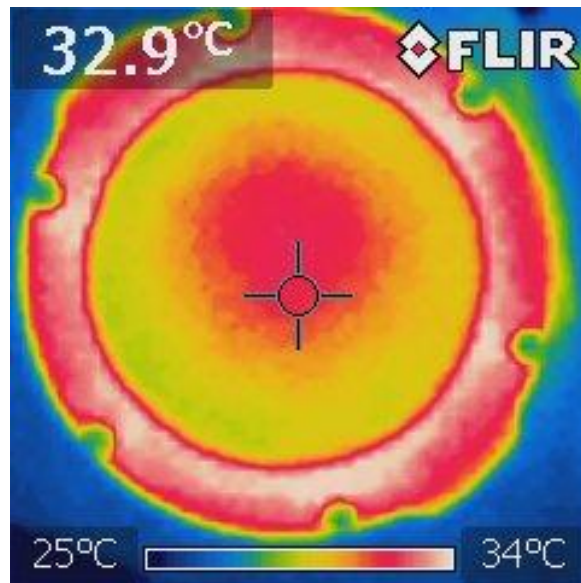
E) Měření teploty pomocí termokamery – měření teploty desky plošného spoje za pomoci termokamery bylo provedeno při frekvenci 1 MHz s připojenou LED.



Obrázek 7.14 Pohled termokamerou na přední stranu desky plošných spojů



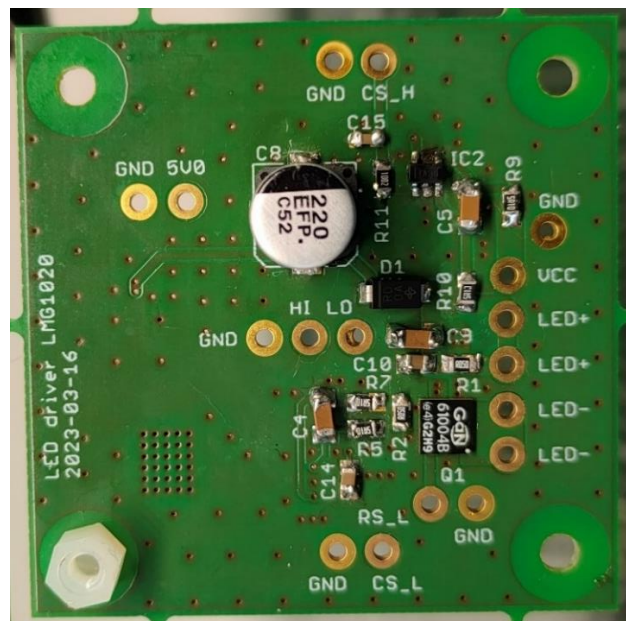
Obrázek 7.15 Pohled termokamerou na zadní stranu desky plošných spojů



Obrázek 7.16 Pohled termokamerou na modul s LED LZ4-00UB0R

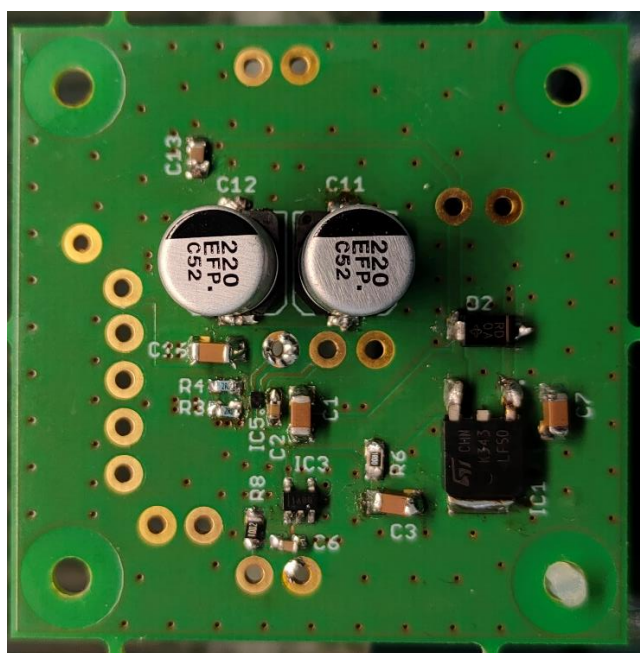
Na obrázku 7.14 je zobrazen pohled přední stranu plošného spoje a na obrázku 7.15 je zobrazena zadní strana desky. V levém a pravém horním rohu obou desek se jedná o odraz svorek držící desku v držáku a pod nimi na levé a pravé straně se jedná o odraz od prokůvů mezi jednotlivými stranami desky. Dále je na obrázku 7.16 zobrazen termokamerou pohled na modul s LED LZ4-00UB0R.

### 7.2.2 Fotografie navržených a osazených desek plošných spojů s budičem LMG1020

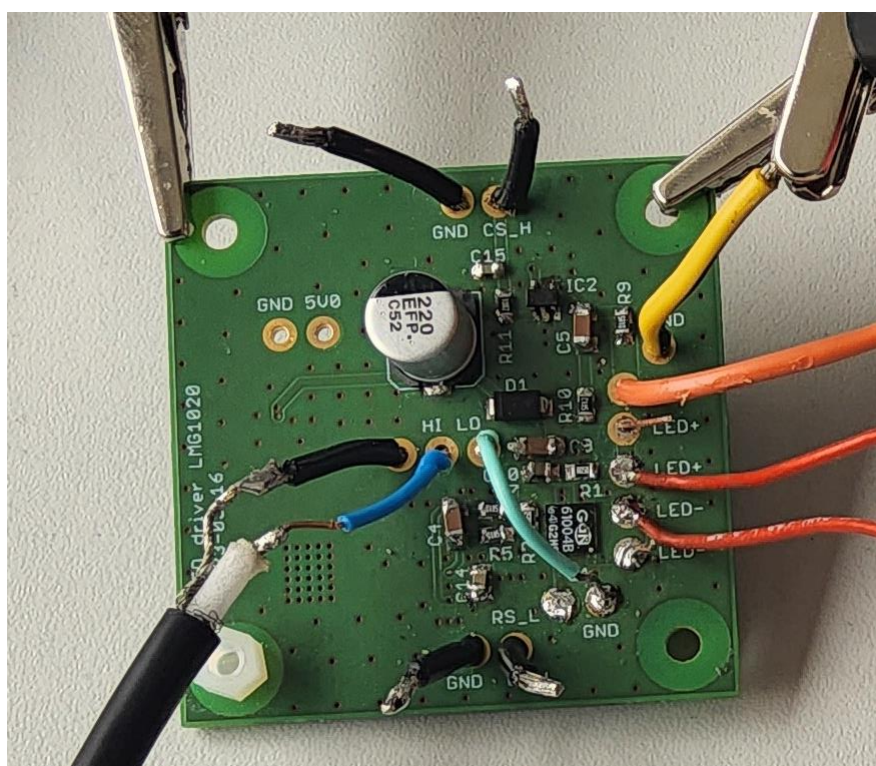


Obrázek 7.17 Přední strana desky plošného spoje s budičem LMG1020





Obrázek 7.18 Zadní strana desky plošného spoje s budičem LMG1020



Obrázek 7.19 Zapojení desky plošného spoje v laboratoři

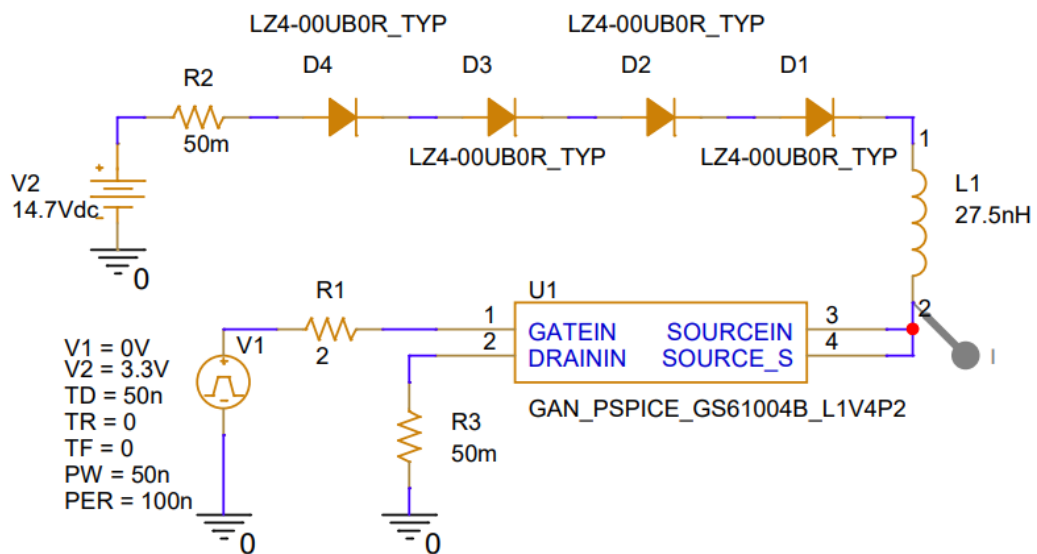
Na obrázcích 7.17 a 7.18 můžeme vidět přední a zadní stranu osazené desky plošného spoje s budičem LMG1020 a na obrázku 7.19 zapojení desky v laboratoři s připojeným napájením, generátorem a vodiči vedoucí do modulu s LED.

### Použité měřicí přístroje:

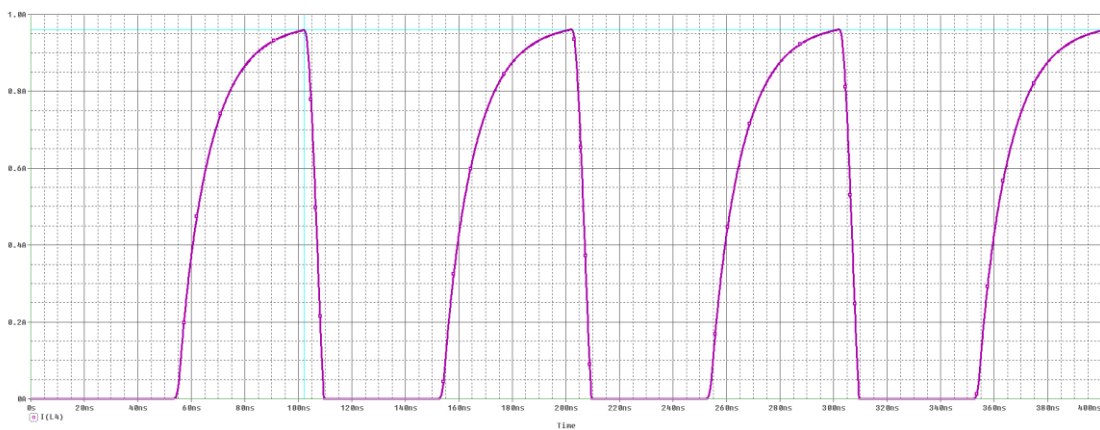
- laboratorní DC zdroj Siglent SPD3303C
- multimetr UNI-T UT61E
- multimetr UNI-T UT30D
- osciloskop Tektronix TDS 3054B
- dvoukanálový generátor Siglent SDG2042X
- termokamera FLIR i3

### Simulace parazitní indukčnosti v programu PSpice

V simulačním programu PSpice byl ověřován vliv parazitní indukčnosti vodičů napájející LED. V schématu na obrázku 7.20 je zobrazeno zapojení pro simulaci parazitní indukčnosti vodičů vedoucí k LED. Napájecí napětí zdroje je nastaveno na 14,7 V a pulzní zdroj napětí má amplitudu 3,3 V s frekvencí 10 MHz. Průběh signálu je snímán na zeleném markeru. Jednotlivé diody jsou zapojeny v sérii tak, jak jsou zapojené také v měřeném modulu. Indukčnost cívky je vypočítaná podle vztahu (6.18). Průběh odpovídající tomuto zapojení je zobrazen na obrázku 7.21 a hodnoty dle kurzorů na obrázku 7.22. Dále je na obrázku 7.23 zobrazeno schéma zapojení bez cívky a ke schématu adekvátní průběh signálu zobrazený na obrázku 7.24. Na obrázku 7.25 jsou pak zobrazené hodnoty podle kurzoru z průběhu.



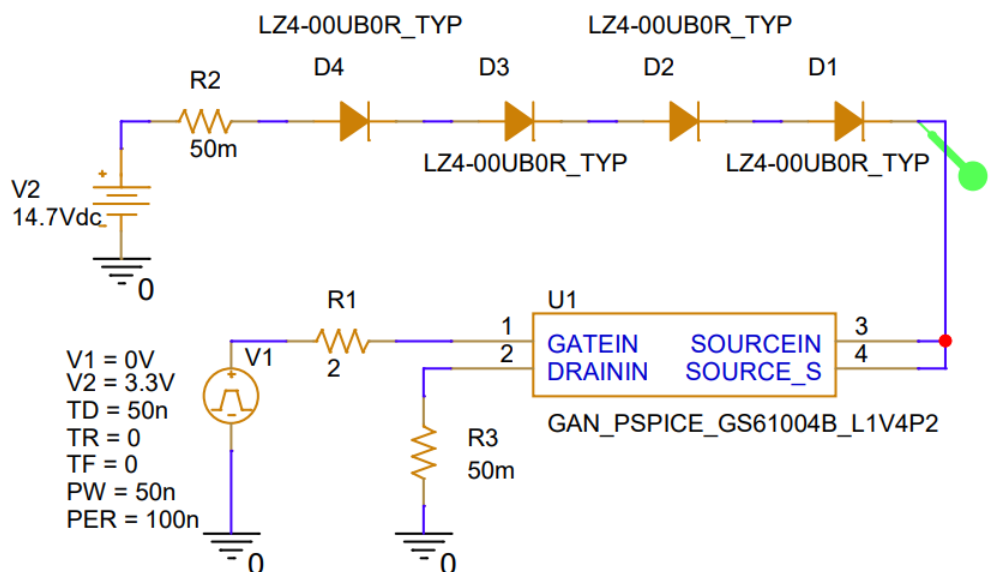
Obrázek 7.20 Zapojení obvodu s cívkou představující parazitní indukčnost vodičů.



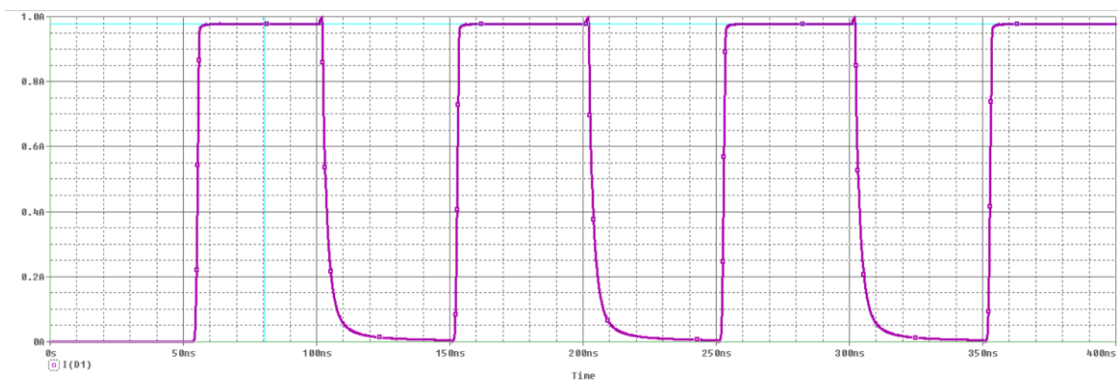
Obrázek 7.21 Průběh signálu za cívku zobrazené podle markeru.

Trace Color	Trace Name	Y1	Y2	Y1 - Y2
	X Values	102.150n	0.000	102.150n
CURSOR 1,2	I(L4)	960.215m	19.365n	960.215m

Obrázek 7.22 Zobrazení hodnot dle kurzoru z průběhu signálu



Obrázek 7.23 Zapojení obvodu bez cívky



Obrázek 7.24 Průběh signálu za diodami podle markeru

Trace Color	Trace Name	Y1	Y2	Y1 - Y2
	X Values	80.607n	0.000	80.607n
CURSORS	1,2 (D1)	977.278m	23.102n	977.277m

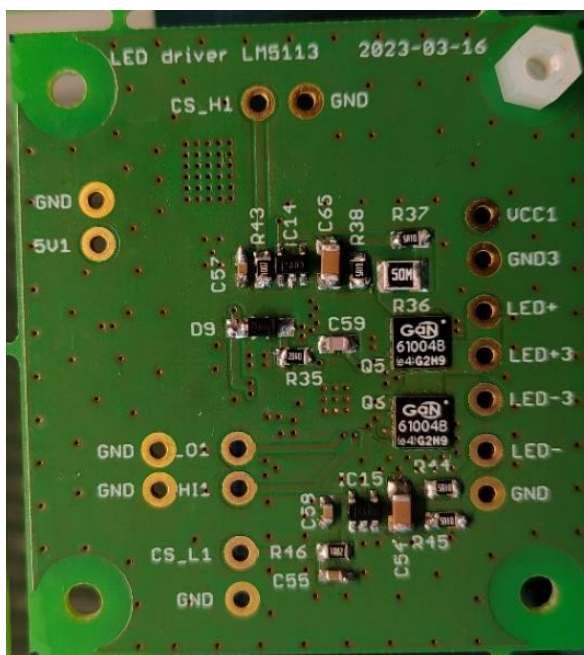
Obrázek 7.25 Zobrazení hodnot dle kurzoru z průběhu signálu bez LED

Na zobrazených průbězích (7.21 a 7.24) můžeme vidět porovnání simulace v případě s cívkou představující parazitní indukčnost vodičů k LED a bez cívky, tedy bez zobrazení parazitní indukčnosti. Průběh 7.21, tedy s cívkou, neodpovídá skutečnému naměřenému průběhu na osciloskopu v laboratoři. To je z toho důvodu, že v reálném obvodu jsou přítomny také další parazitní komponenty (odpor přívodních vodičů, parazitní kapacity atd), které se těžce odhadují a tím pádem je nelze zahrnout do simulace.

### 7.3 Měření navrženého obvodu s budičem LM5113

Měření pro zapojení s tranzistorovým budičem LM5113 nebylo uskutečněno z toho důvodu, že obvod nefungoval správně. To bylo způsobeno pravděpodobně špatným osazením některé z problematicky osaditelných součástek (buď některý z výkonových GaN tranzistorů nebo jejich budič). Nefungovalo zde správně spínání tranzistorů, a tedy řízení výkonové LED.

## Fotografie navržených a osazených desek plošných spojů s budičem LM5113



Obrázek 7.26 Přední strana desky plošného spoje s budičem LM5113



Obrázek 7.27 Zadní strana desky plošného spoje s budičem LM5113

Na obrázcích 7.26 a 7.27 jsou vidět osazené desky plošných spojů s tranzistorovým budičem LM5113.

## 7.4 Shrnutí a návrh možných vylepšení

Ze získaných dat můžeme vyvodit, že deska plošného spoje s budičem LMG1020 a výkonovým GaN tranzistorem nevykazuje markantní časové posuny a zpoždění při buzení LED na kmitočtu 1 MHz, jak je zobrazeno např. na obrázku 7.5. Dále je pozitivem, že se při zátěži deska plošného spoje příliš nezahřívá, a to včetně použitého modulu s diodou. Nemělo by tak dojít k poškození nebo zničení komponent vlivem tepla. Příznivá je také celková velikost desky plošného spoje, která činí 50x50 mm. Další výhodou obvodu je variabilita. Lze na něj připojit různé diody, rozdíl je pouze v napájecím napětí vybraných LED. Při použití jiných diod než těch, které jsou vybrané je limitující maximální budící proud diodou.

Bohužel nebylo dosaženo požadované frekvence spínání diody. To bylo ve velké míře ovlivněno vlivy parazitní indukčnosti přívodních vodičů k LED. Lze předpokládat, že při snížení nebo kompenzací této indukčnosti by bylo dosaženo daleko lepších výsledků. Jak plyne z obrázků 7.5 a 7.6, tak při frekvenci 5 MHz se vlivem parazitní indukčnosti vzniklé zákmity nestačí ustálit, jako tomu je při frekvenci 1 MHz. Zákmity na výstupu budiče jsou při různých frekvencích stejné (souvisí se strmostí hrany) a s frekvencí se nemění.

Eliminace parazitní indukčnosti by v nejjednodušším případě mohla být provedena například tak, že bychom zkrátily přívodní vodiče k diodě na nejmenší možnou hodnotu. Například umístit diodu přímo do desky plošného spoje. To se ale může jevit jako nevýhodné, a to z toho důvodu, že by konkrétní deska musela být použita přesně pro jeden model diody (spodní rozložení přívodních padů LED se u různých modelů nemusí shodovat). Přichází tak v úvahu připojení do těsné blízkosti obvodu co nejkratšími vodiči na dobře teplovodivou podložku.

## 8. ZÁVĚR

Bakalářská práce se zabývala návrhem vysílače pro optický spoj ve vodním prostředí. Jako cíl práce bylo vylepšit již existující řešení z hlediska kvality a ceny. V rámci práce byla provedena analýza komerčně dostupných LED o výkonu od 1 W do 20 W s vlnovou délkou pohybující se kolem 415 nm. Vybrané diody byly porovnány z hlediska elektrického výkonu, optického výkonu, účinnosti, rozměrů a směrových charakteristik. Pro vybrané LED byla v další části provedena analýza vhodných tranzistorů a poté jejich budičů. Tranzistory i budiče musely být dostatečně rychlé, aby zvládaly pracovat na frekvenci 10 MHz. Z důvodu poměrně vysoké spínací frekvence byla pro tranzistory vybrána technologie GaN, pro kterou byly následně vybírány vhodné budiče. Výběr vhodných komponent, ať už LED, tranzistorů nebo budičů, byl poměrně limitován zejména skladovou dostupností. Pro zvolené součástky byly tedy navrženy dvě schémata zapojení a pro každé schéma navrženy desky plošných spojů. Zvolené zapojení poměrně zjednodušuje dostupná řešení problematiky z diskrétních součástek. Navržená schémata a desky plošných spojů jsou uvedeny v příloze práce. První měření spočívalo v měření vývojové desky využívající integrovaný obvod LMG5200 obsahující v jednom pouzdře budič i spínací tranzistory v jednom pouzdře. První navržený obvod využívá tranzistorového budiče LMG1020, u kterého byla v práci demonstrována jeho funkčnost. Byly zobrazeny průběhy signálů spínající LED na frekvenci 1 MHz a 5 MHz a průběh signálu na hradle GaN tranzistoru při frekvenci 1 MHz. Dále byl na základě změřeného proudu a napětí dopočítán příkon obvodu a výstupní výkon s připojenou i odpojenou LED. Příkon celého obvodu byl také proměřen na kmitočtech od 10 kHz do 10 MHz také s variantou připojené nebo odpojené diody. Dále byla za pomoci termokamery změřena teplota desky plošného spoje se zátěží při frekvenci 1 MHz. Její teplota se pohybovala z přední strany kolem teploty 28,2 °C a zadní strana kolem 27,8 °C. Termokamerou byl také změřen modul s výkonovou LED a jeho teplota byla kolem hodnoty 32,9 °C. Dosažené výsledky nepříznivě ovlivnila parazitní indukčnost přívodních vodičů LED, která podstatně snížila možnou rychlost modulace na 1 MHz od očekávaných 10 MHz. Se zvyšujícím se kmitočtem klesal příkon obvodu a tím pádem i optický výkon diody. Pro všechna měření byl použit LED modul s výkonovou diodou LZ4-00UB0R. Druhý navržený obvod s tranzistorovým budičem LM5113 nebyl změřen z důvodu, že nefungoval správně. To bylo způsobeno pravděpodobně špatným osazením některé z problematických součástek (tranzistory nebo budič). Na základě získaných poznatků je pro zvýšení rychlosti modulace třeba co nejvíce eliminovat parazitní indukčnost. Například tak, že co nejvíce eliminujeme délku přívodních vodičů k diodě.

## LITERATURA

- [1] BENEŠ, Jiří, Pravoslav STRÁNSKÝ a František VÍTEK. Základy lékařské biofyziky. Praha: Karolinum, 2005. ISBN 80-246-1009-4.
- [2] DVORÁČEK, Vladimír. Světelné zdroje – světelné diody [online]. Panenské Břežany [cit. 2022-12-01]. Dostupné z: <http://www.odbornecasopisy.cz/res/pdf/39810.pdf>
- [3] LEDnique: LED speed. LEDnique [online]. [cit. 2023-04-24]. Dostupné z: <http://lednique.com/led-speed/>
- [4] MORAVEC, Zdeněk. Materiály pro LED [online]. 2015, 30.8.2018 [cit. 2022-12-01]. Dostupné z: <http://z-moravec.net/elektronika/diody/led-diody/materialy-pro-led/>
- [5] DIVIŠ, Jozef. Diody [online]. [cit. 2022-12-02]. Dostupné z: <http://old.spsemoh.cz/vyuka/zel/diody.htm>
- [6] LUKÁŠ, Michal. Laserové diody – část 1. Základní principy: Laserové diody – část 1. Základní principy [online]. Trutnov [cit. 2022-12-02]. Dostupné z: <http://www.odbornecasopisy.cz/svetlo/casopis/tema/laserove-diody-cast-1-zakladni-principy--16331>
- [7] LUKÁŠ, Michal. Laserové diody – Část 3. Typy LD: Laserové diody – Část 3. Typy LD [online]. Trutnov, 2005 [cit. 2022-12-02]. Dostupné z: <http://www.odbornecasopisy.cz/svetlo/casopis/tema/laserove-diody-cast-3-typy-ld--16436>
- [8] MICHAL, Lukáš. Laserové diody: Část 1 - Princip funkce laserových diod [online]. 1.10.2001 [cit. 2023-04-24]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/01034/index.html>
- [9] ELUC: Princip činnosti bipolárních tranzistorů [online]. [cit. 2022-12-10]. Dostupné z: <https://eluc.ikap.cz/verejne/lekce/588>
- [10] BRANČÍK, Lubomír a Tomáš DOSTÁL. Analogové elektronické obvody: Modelování bipolárního tranzistoru. Brno, Listopad 2007. Skripta. Vysoké učení technické.
- [11] NEXPERIA. PBSS4032NT. In: Mouser [online]. 18.12.2009 [cit. 2022-12-30]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/916/PBSS4032NT-2937977.pdf>
- [12] BRZOBOHATÝ, Jaromír, Vladislav MUSIL, Arnošt BAJER, Jaroslav BOUŠEK a Roman PROKOP. Elektronické součástky: Unipolární tranzistory. Brno. Skripta. Vysoké učení technické.
- [13] DIVIŠ, Jozef. Unipolární tranzistory: JFET [online]. Mohelnice [cit. 2022-12-11]. Dostupné z: <http://old.spsemoh.cz/vyuka/zel/index.htm>
- [14] KOUTNÝ, Jaroslav a Ivo VLK. ELUC: Princip činnosti základních typů JFET tranzistorů [online]. Olomouc, 2009 [cit. 2023-03-20]. Dostupné z: <https://eluc.ikap.cz/verejne/lekce/597>
- [15] UJ4C075033K3S. In: Mouser [online]. 2021 [cit. 2023-03-20]. Dostupné z: [https://unitedsic.com/datasheets/DS\\_UJ4C075033K3S.pdf](https://unitedsic.com/datasheets/DS_UJ4C075033K3S.pdf)



- [16] NOVÁK, Jaroslav. Elektro časopis pro elektroniku: Moderní výkonové polovodičové prvky a jejich aplikační možnosti [online]. ČVUT v Praze, Fakulta strojní, Odbor elektrotechniky spínacími ztrátami, 2003 [cit. 2022-12-18]. Dostupné z: <http://www.odbornecasopisy.cz/elektro/casopis/tema/moderni-vykonove-polovodicove-prvky-a-jejich-aplikacni-moznosti--14473>
- [17] STMICROELECTRONICS. STGB3HF60HD. In: Mouser [online]. 2016 [cit. 2022-12-31]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/389/stgb3hf60hd-1850937.pdf>
- [18] DIVIŠ, Jozef. Unipolární tranzistory: MOSFET s vodivým kanálem [online]. Mohelnice [cit. 2022-12-11]. Dostupné z: <http://old.spsemoh.cz/vyuka/zel/index.htm>
- [19] DIODES INCORPORATED. DMN3404L. In: Mouser [online]. 2013 [cit. 2022-12-31]. Dostupné z: [https://cz.mouser.com/datasheet/2/115/DIODS20277\\_1-2512747.pdf](https://cz.mouser.com/datasheet/2/115/DIODS20277_1-2512747.pdf)
- [20] OTÝPKA, Jan a Miroslav PATOČKA. Budiče pro výkonové spínací SiC MOSFET tranzistory. 2020/12/15.
- [21] GaN vs. SiC Transistors [online]. 2021 [cit. 2022-12-20]. Onsemi. Dostupné z: <https://www.powerelectronicsnews.com/the-difference-between-gan-and-sic-transistors/>
- [22] ONSEMI. Silicon Carbide (SiC) MOSFET – 57 mohm, 650 V, M2, TO-247-4L [online]. 2022. Dostupné také z: [https://cz.mouser.com/datasheet/2/308/1/NTH4L075N065SC1\\_D-3006678.pdf](https://cz.mouser.com/datasheet/2/308/1/NTH4L075N065SC1_D-3006678.pdf)
- [23] LITTELFUSE. LSIC1MO120G0040: Silicon Carbide MOSFET Datasheet. 2021. Dostupné také z: [https://cz.mouser.com/datasheet/2/240/littelfuse\\_power\\_semiconductor\\_silicon\\_carbide\\_LSI-2403271.pdf](https://cz.mouser.com/datasheet/2/240/littelfuse_power_semiconductor_silicon_carbide_LSI-2403271.pdf)
- [24] RABKOWSKI, J., Dimosthenis PEFTITSIS a H.-P NEE. Silicon Carbide Power Transistors: A New Era in Power Electronics Is Initiated: A New Era in Power Electronics Is Initiated. IEEE Industrial Electronics Magazine. 2012/06/01, 6, 17-26. Dostupné z: doi:10.1109/MIE.2012.2193291
- [25] SHEPARD, Jeff. Power wlvctronics tips: What is d-GaN, e-GaN and v-GaN power? [online]. 2022 [cit. 2022-12-17]. Dostupné z: <https://www.powerelectronicstips.com/what-is-d-gan-e-gan-and-v-gan-power-faq/>
- [26] MESFET & GaAs FET. Electronicsnotes [online]. [cit. 2022-12-18]. Dostupné z: [https://www.electronics-notes.com/articles/electronic\\_components/fet-field-effect-transistor/mesfet-gaasfet.php](https://www.electronics-notes.com/articles/electronic_components/fet-field-effect-transistor/mesfet-gaasfet.php)
- [27] ŠOTNER, Roman, Tomáš FRÝZA a Jaromír KOLOUCH. ANALOGOVÁ ELEKTRONIKA 2. Brno, 2021. Skripta. Vysoké učení technické.
- [28] BALOGH, Laszlo. Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits: Application Report [online]. Dallas, Březen 2017, Říjen 2018 [cit. 2022-12-12]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ml/slua618a/slua618a.pdf>

- [29] WILFERT, Otakar. Fotonika a optické komunikace: Přednášky. Brno, 2007. ISBN 978-80-214-3537-7. Přednášky. Vysoké učení technické.
- [30] HUDCOVÁ, Lucie. Optické komunikace: Hybridní, plně fotonické spoje a VLC/Optická komunikační síť. Brno, 2022. Přednáška 12/13. Vysoké učení technické.
- [31] LOURENÇO, N., D. TERRA, N. KUMAR, L. N. ALVES a R. L. AGUIAR. Visible Light Communication System for outdoor applications. In: 2012 8th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Signal Processing (CSNDSP). 2012, s. 1-6. Dostupné z: doi:10.1109/CSNDSP.2012.6292744
- [32] AMALIA, A. I., A. HAMBALI a B. PAMUKTI. Performance Analysis of On-Off Keying Modulation on Underwater Visible Light Communication. In: 2020 6th International Conference on Science and Technology (ICST). 2020, s. 1-5. Dostupné z: doi:10.1109/ICST50505.2020.9732789
- [33] ZHANG, H., Y. DONG a X. ZHANG. On stochastic model for underwater wireless optical links. In: 2014 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC). 2014, s. 156-160. ISSN 2377-8644. Dostupné z: doi:10.1109/ICCCChina.2014.7008263
- [34] Útlum - Attenuation: Útlum světla ve vodě [online]. [cit. 2022-12-06]. Dostupné z: [https://wikijii.com/wiki/Attenuation#cite\\_ref-z\\_13-0](https://wikijii.com/wiki/Attenuation#cite_ref-z_13-0)
- [35] Elektromagnetická absorpce vodou - Electromagnetic absorption by water: Viditelná oblast [online]. [cit. 2022-12-06]. Dostupné z: [https://wikijii.com/wiki/Electromagnetic\\_absorption\\_by\\_water#cite\\_note-KouLabrieCh%C3%BDlek93-21](https://wikijii.com/wiki/Electromagnetic_absorption_by_water#cite_note-KouLabrieCh%C3%BDlek93-21)
- [36] FARR, N. E., C. T. PONTBRIAND, J. D. WARE a L. . -P. A. PELLETIER. Non-visible light underwater optical communications. In: 2016 IEEE Third Underwater Communications and Networking Conference (UComms). 2016, s. 1-4. Dostupné z: doi:10.1109/UComms.2016.7583454
- [37] LESURF, Jim. Digital Modulation one bit at a time: Simple Binary Modulation [online]. University of St. Andrews [cit. 2022-12-03]. Dostupné z: [https://www.st-andrews.ac.uk/~www\\_pa/Scots\\_Guide/RadCom/part19/page1.html](https://www.st-andrews.ac.uk/~www_pa/Scots_Guide/RadCom/part19/page1.html)
- [38] HRANILOVIVC, Steve. WIRELESS OPTICAL COMMUNICATION SYSTEMS. Boston: Springer Science + Business Media, 2005. ISBN 0-387-22785-7. Dostupné také z: <http://crkckav.com/research/wc/Wireless%20Optical%20Communications%20Systems.pdf>
- [39] ANDREJ, Liner, Frantisek PERECAR, Jakub JAROS, Martin PAPES, Petr KOUDELKA, Jan LATAL, Jakub CUBIK a Vladimír VASINEK. Features and range of the FSO by use of the OFDM and QAM modulation in different atmospheric conditions. 9103. 2014/05/21, 910300. Dostupné z: doi:10.1117/12.2050279

- [40] Electronics Coach: Pulse Position Modulation (PPM) [online]. [cit. 2022-12-04]. Dostupné z: <https://electronicscoach.com/pulse-position-modulation.html>
- [41] KUSALA, Jaroslav. O světle: Koherentní světlo [online]. 2004 [cit. 2022-12-03]. Dostupné z: <https://www.cez.cz/edee/content/microsites/laser/f2.htm>
- [42] TANAKA, H., Y. UMEDA a O. TAKYU. High-speed LED driver for visible light communications with drawing-out of remaining carrier. In: 2011 IEEE Radio and Wireless Symposium. 2011, s. 295-298. ISSN 2164-2974. Dostupné z: doi:10.1109/RWS.2011.5725444
- [43] HALBRITTER, H., C. JÄGER, R. WEBER, M. SCHWIND a F. MÖLLMER. High-Speed LED Driver for ns-Pulse Switching of High-Current LEDs. IEEE Photonics Technology Letters. 2014, 26(18), 1871-1873. ISSN 1941-0174. Dostupné z: doi:10.1109/LPT.2014.2336732
- [44] SZABÓ, G., G. FEHÉR, G. FEKETE a G. MÉSZÁROS. Carrier drawing-out power LED driver with cost-effective discrete parts. In: 2013 2nd International Workshop on Optical Wireless Communications (IWOW). 2013, s. 16-19. Dostupné z: doi:10.1109/IWOW.2013.6777768
- [45] LuxiGen™ 385-410nm VIOLET LED Emitter LZ4-00UB0R. In: AMS OSRAM [online]. San Jose, 2020 [cit. 2022-12-14]. Dostupné z: <https://ams-osram.com/products/leds/color-leds/osram-led-engin-luxigen-lz4-00ub0r#Datasheet>
- [46] Výkonové LED - jednobarevné. In: Mouser [online]. 2018, 28.6.2018 [cit. 2022-12-14]. Dostupné z: [https://cz.mouser.com/datasheet/2/180/IN-C68QA\(X\)TM\\_UV\\_series-1623694.pdf](https://cz.mouser.com/datasheet/2/180/IN-C68QA(X)TM_UV_series-1623694.pdf)
- [47] PBS-D-10KLA-GPROLIGHT OPTO. In: TME: Diody LED UV [online]. Listopad 2018 [cit. 2022-12-14]. Dostupné z: <https://www.tme.eu/Document/d09516c37933fe83da0189ff00f102d3/PBS-D-10KLA-G.pdf>
- [48] PAVELKA, T., M. PTACEK a P. BAXANT. Static model of LED behaviour depending on operating conditions. In: 2016 17th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE). 2016, s. 1-5. Dostupné z: doi:10.1109/EPE.2016.7521774
- [49] GaN systems: GS66504B. In: Mouser [online]. 2020 [cit. 2022-12-19]. Dostupné z: [https://cz.mouser.com/datasheet/2/692/GS66504B\\_DS\\_Rev\\_200402-1838010.pdf](https://cz.mouser.com/datasheet/2/692/GS66504B_DS_Rev_200402-1838010.pdf)
- [50] GaN systems: GS61004B-MR. In: Mouser [online]. 2022 [cit. 2023-03-15]. Dostupné z: [https://cz.mouser.com/datasheet/2/692/GS61004B\\_DS\\_Rev\\_221201-3077028.pdf](https://cz.mouser.com/datasheet/2/692/GS61004B_DS_Rev_221201-3077028.pdf)
- [51] Transphorms: TP65H150G4LSG. In: Mouser [online]. 2021 [cit. 2022-12-19]. Dostupné z: [https://cz.mouser.com/datasheet/2/970/datasheet\\_tp65h150g4lsg\\_650v\\_gan\\_fet\\_20211224-2900669.pdf](https://cz.mouser.com/datasheet/2/970/datasheet_tp65h150g4lsg_650v_gan_fet_20211224-2900669.pdf)

- [52] Infineon: IQE050N08NM5SC. In: Mouser [online]. 2.5.2022 [cit. 2023-03-28]. Dostupné z: [https://cz.mouser.com/datasheet/2/196/Infineon\\_IQE050N08NM5SC\\_DataSheet\\_v02\\_00\\_EN-3073793.pdf](https://cz.mouser.com/datasheet/2/196/Infineon_IQE050N08NM5SC_DataSheet_v02_00_EN-3073793.pdf)
- [53] Vishay Siliconix: SiS108DN. In: Mouser [online]. 31.12.2018 [cit. 2023-03-28]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/427/sis108dn-1766551.pdf>
- [54] Vishay Siliconix: SQ3456CEV. In: Mouser [online]. [cit. 2023-03-28]. Dostupné z: <https://www.vishay.com/docs/62060/sq3456cev.pdf>
- [55] TEXAS INSTRUMENTS. LMG1020 5-V, 7-A, 5-A Low-Side GaN and MOSFET Driver For 1-ns Pulse Width Applications. In: Mouser [online]. Únor 2018 [cit. 2022-12-20]. Dostupné z: [https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmg1020.pdf?HQS=dis-mous-null-mousermode-dsf-pf-null-ww&ts=1671227822188&ref\\_url=https%253A%252F%252Fcz.mouser.com%252F](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmg1020.pdf?HQS=dis-mous-null-mousermode-dsf-pf-null-ww&ts=1671227822188&ref_url=https%253A%252F%252Fcz.mouser.com%252F)
- [56] TEXAS INSTRUMENTS. LM5113 80-V, 1.2-A, 5-A, Half Bridge GaN Driver. In: Mouser [online]. [cit. 2022-12-20]. Dostupné z: [https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5113.pdf?HQS=dis-mous-null-mousermode-dsf-pf-null-ww&ts=1671209067637&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.mouser.com%252F](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5113.pdf?HQS=dis-mous-null-mousermode-dsf-pf-null-ww&ts=1671209067637&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.mouser.com%252F)
- [57] TEXAS INSTRUMENTS. LMG1205. In: Mouser [online]. 2022 [cit. 2023-03-14]. Dostupné z: [https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmg1205.pdf?ts=1678772575425&ref\\_url=http%253A%252F%252Fwww.google.com%252F](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmg1205.pdf?ts=1678772575425&ref_url=http%253A%252F%252Fwww.google.com%252F)
- [58] Rectangle Loop Inductance Calculator. All about circuits [online]. [cit. 2023-04-21]. Dostupné z: <https://www.allaboutcircuits.com/tools/rectangle-loop-inductance-calculator/>

# SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

## Zkratky:

FEKT	Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
VUT	Vysoké učení technické v Brně
LED	Light emitting diode
UV	Ultraviolet
BJT	bipolar junction transistor
FET	field effect transistor
JFET	junction field effect transistor
MOSFET	metal oxid semiconductor field effect transistor
HEMT	high electron mobility transistor
2DEG	two-dimensional electron gas
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
OOK	On/off keying
IM	Intensity modulation
DD	Direct detectoin
AM	Amplitudová modulace
FM	Frekvenční modulaci
PM	Fázová modulace
PoM	Polarizační modulace
RZ	Return to zero
NRZ	Non return to zero
PPM	Pluse position modulation
OBS	Optický bezkabelový spoj
VLC	Visible light communication
UVLC	Underwater visible light communication
UOWC	Underwater optical wireless communication
BER	Bit error rate
SNR	Signal to noise ratio
SMD	Surface mount device
FPGA	Field Programmable Gate Array

## Symboly:

$U$	napětí	(V)
$I$	proud	(A)
$W$	watt	(W)
$Hz$	kmitočet	(Hz)
$\lambda$	vlnová délka	(nm)
$t$	čas	(s)

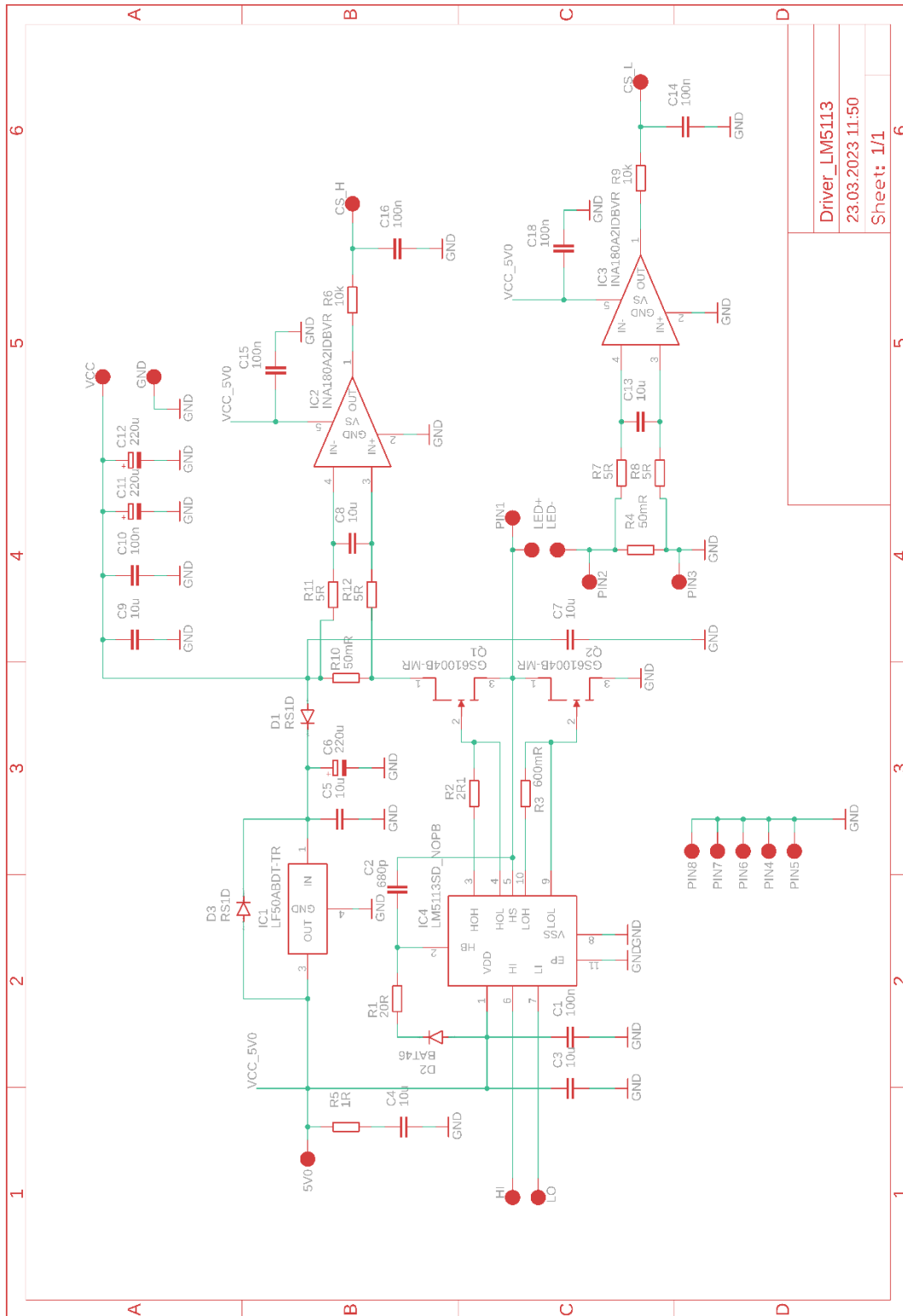
$c$	rychlost světla	$(\text{km} \cdot \text{s}^{-1})$
$\eta$	účinnost	(-)
$\phi$	zářivý tok	(W)
$L$	indukčnost	(H)
$l$	délka	(m)
$d$	průměr	(m)
$W$	práce	(J)
$Q$	elektrický náboj	(C)
$P$	výkon	(W)

# SEZNAM PŘÍLOH

PŘÍLOHA A - DESKA PLOŠNÝCH SPOJŮ S BUDIČEM LM5113 .....	80
PŘÍLOHA B - DESKA PLOŠNÝCH SPOJŮ S BUDIČEM LMG1020.....	84

# Příloha A - Deska plošných spojů s budičem LM5113

## A.1 Schéma zapojení pro LM5113

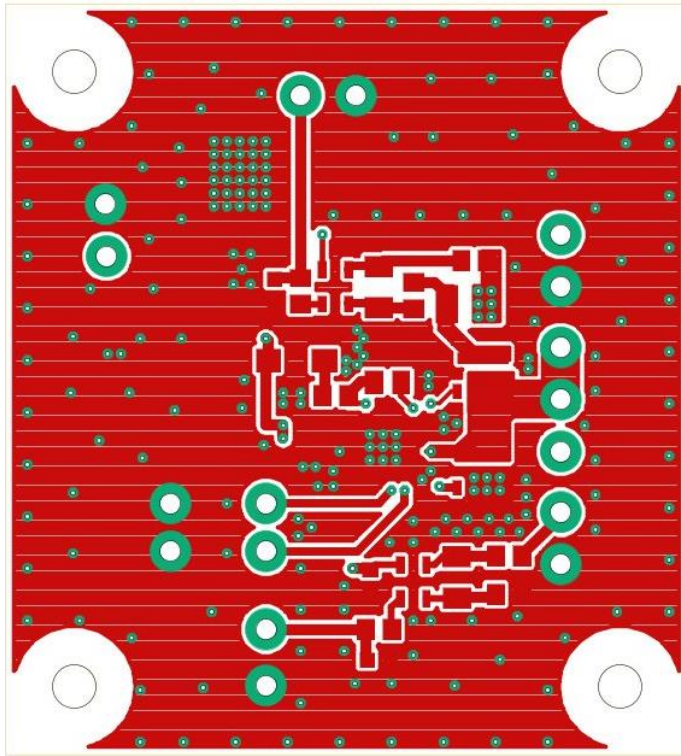


Driver_LM5113
23.03.2023 11:50
Sheet: 1/1

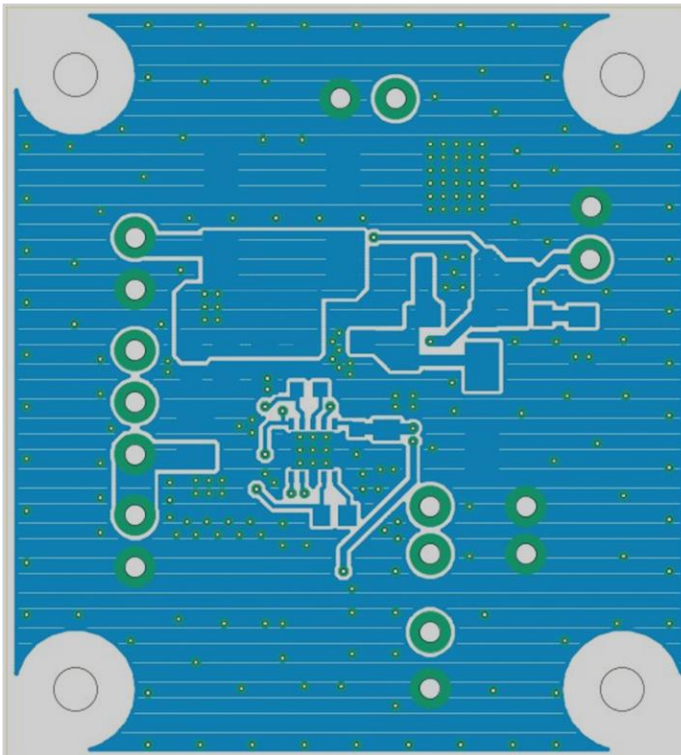


## A.2 Návrh desky s budičem LM5113

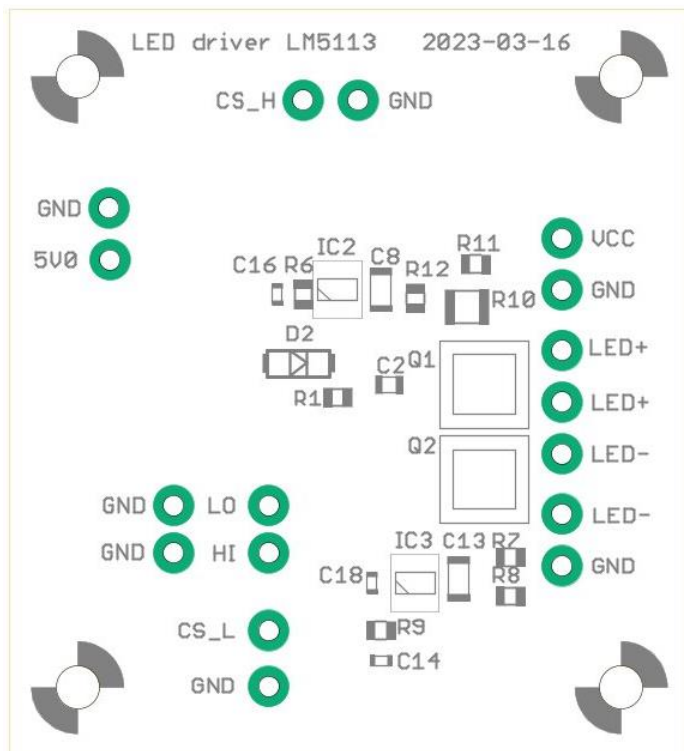
Vrstva TOP (měřítko 2:1)



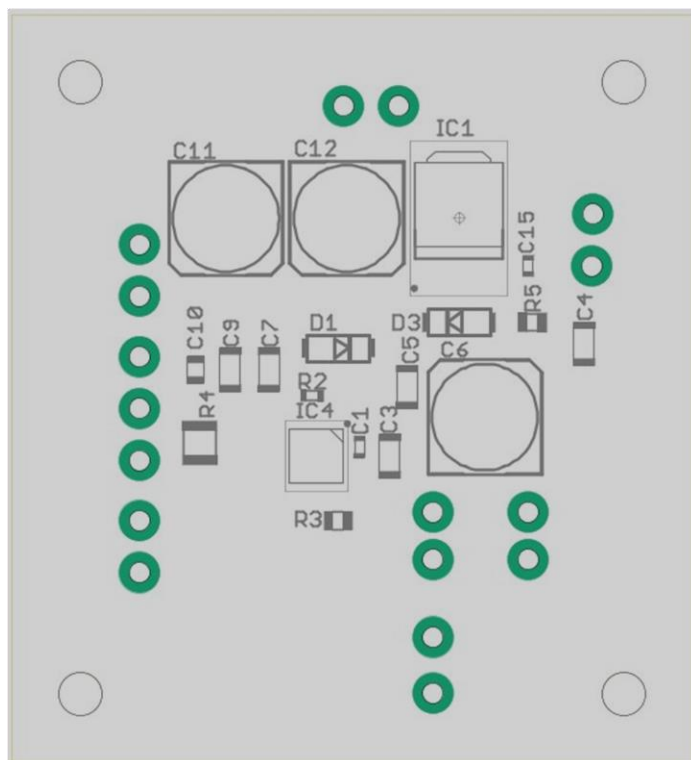
Vrstva BOTTOM (měřítko 2:1)



Osazovací plán TOP (měřítko 2:1)



Osazovací plán BOTTOM (měřítko 2:1)

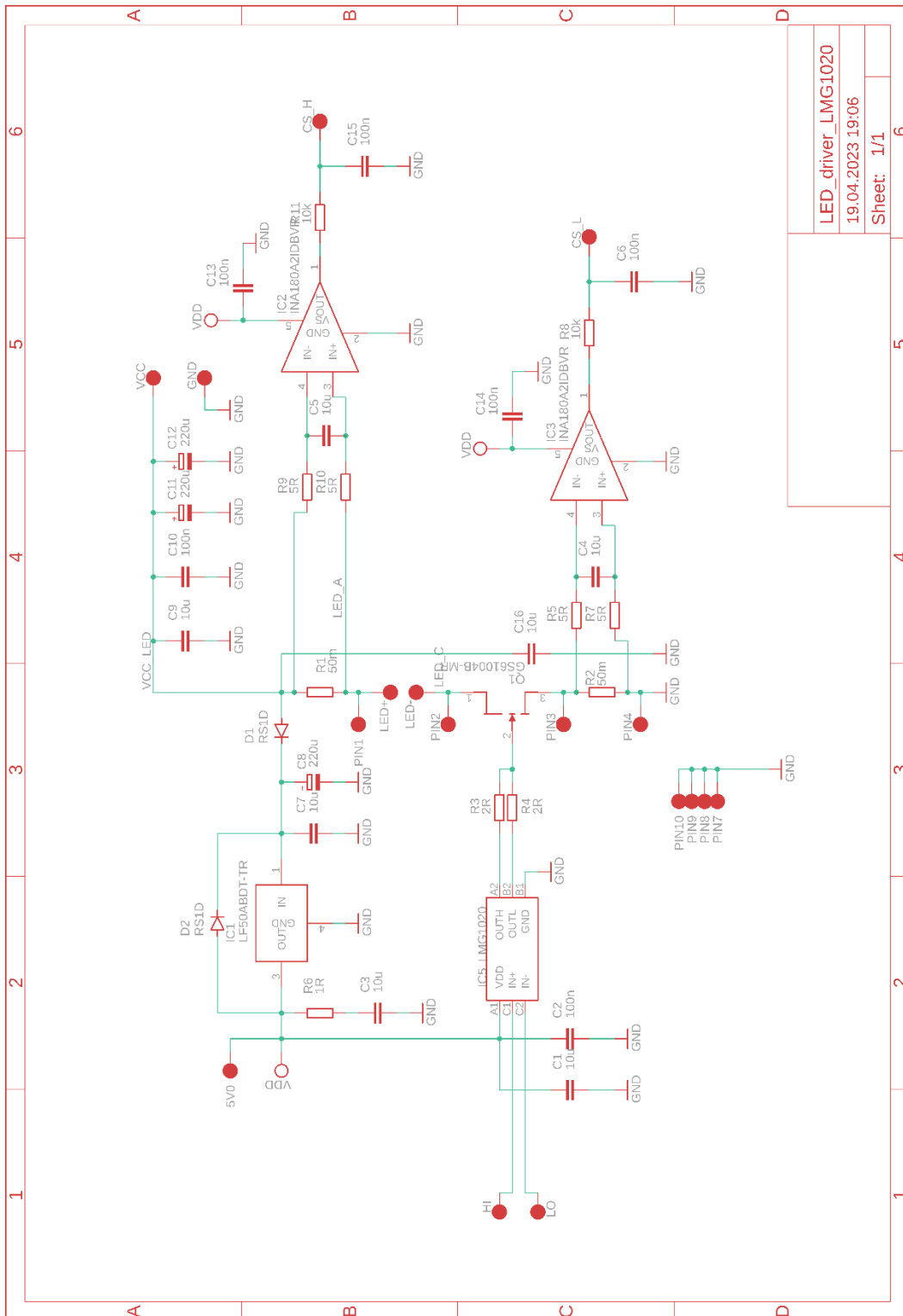


## A.3 Soupiska součástek

Počet	Označení	Součástka	Hodnota	Výrobce	Pouzdro
5	C1, C14, C15, C16, C18	Kondenzátor SMD	100n	---	C0603K
1	C10	Kondenzátor SMD	100n	---	C0805K
2	R6, R9	Rezistor SMD	10k	---	R0805
7	C3, C4, C5, C7, C8, C9, C13	Kondenzátor SMD	10u	---	C1206K
1	R5	Rezistor SMD	1R	---	R0805
1	R1	Rezistor SMD	20R	---	R0805
3	C6, C11, C12	Kondenzátor SMD	220u	---	153CLV-0810
1	R2	Rezistor SMD	2R1	---	R0603
2	R4, R10	Rezistor SMD	50mR	---	R1210
4	R7, R8, R11, R12	Rezistor SMD	5R	---	R0805
1	R3	Rezistor SMD	600mR	---	R0805
1	C2	Kondenzátor SMD	680p	---	C0805K
1	D2	Schottkyho dioda	BAT46	NEXPERIA	DO214AC
2	Q1, Q2	Gan tranzistor	GS61004B-MR	GAN SYSTEMS	GS61004BMR
2	IC2, IC3	Zesilovač směru proudu	INA180A2IDBVR	TEXAS INSTRUMENTS	SOT95P280X145-5N
1	IC1	DC/DC měnič	LF50ABDT-TR	STMICROELECTRONICS	TO228P972X240-3N
1	IC4	Tranzistorový budič	LM5113SD_NOPB	TEXAS INSTRUMENTS	SON80P400X400X80-11N
2	D1, D3	Dioda	RS1D	---	DO214AC

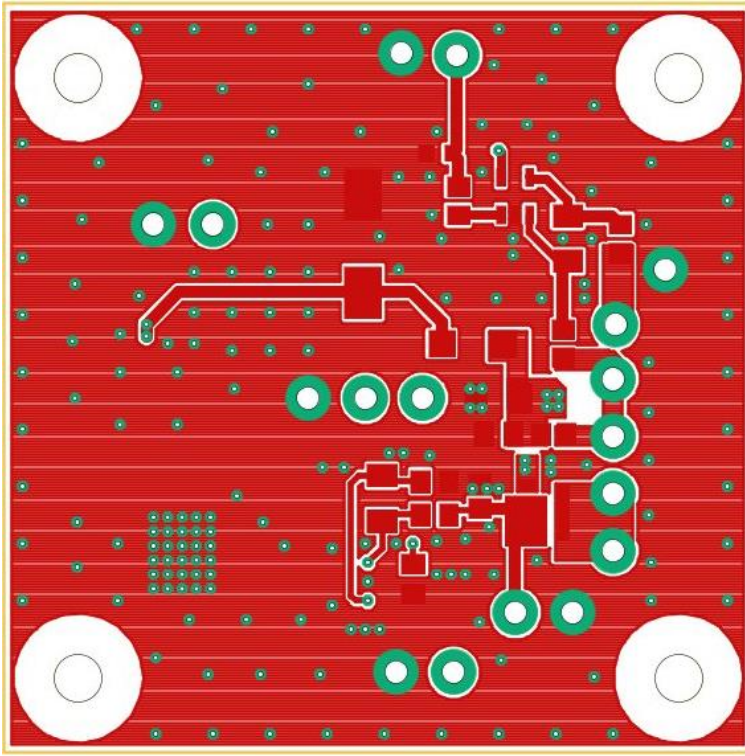
# Příloha B - Deska plošných spojů s budičem LMG1020

## B.1 Schéma zapojení pro LMG1020

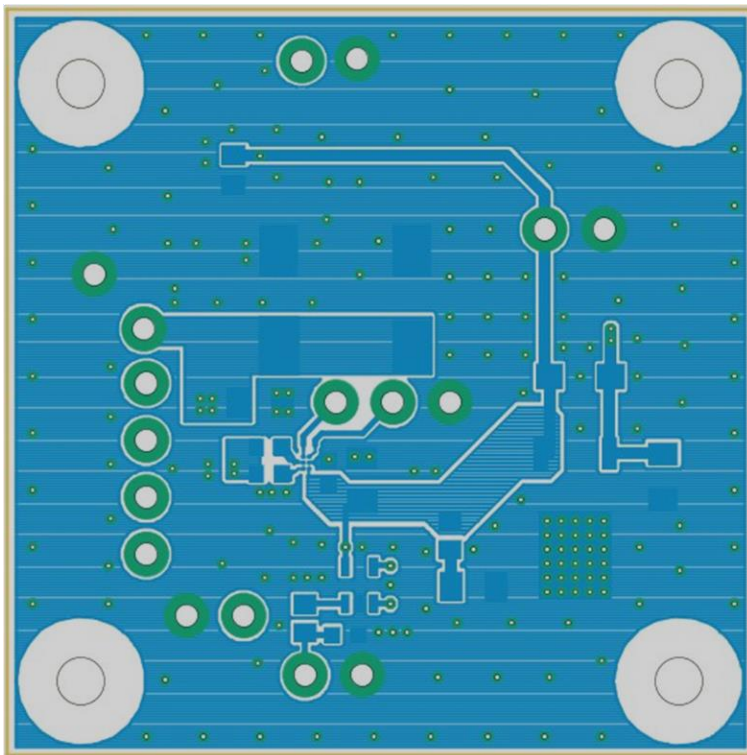


## B.2 Návrh desky s budičem LMG1020

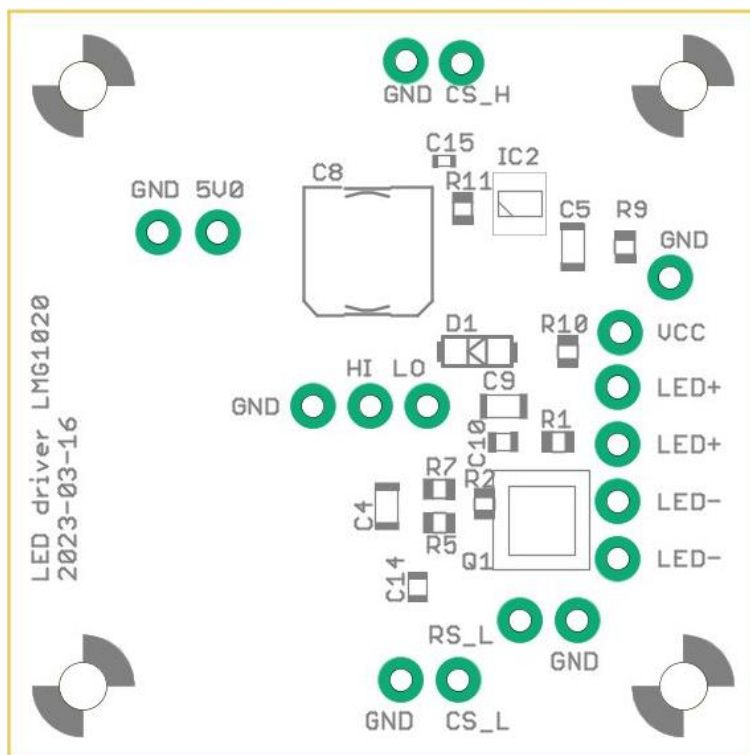
Vrstva TOP (měřítko 2:1)



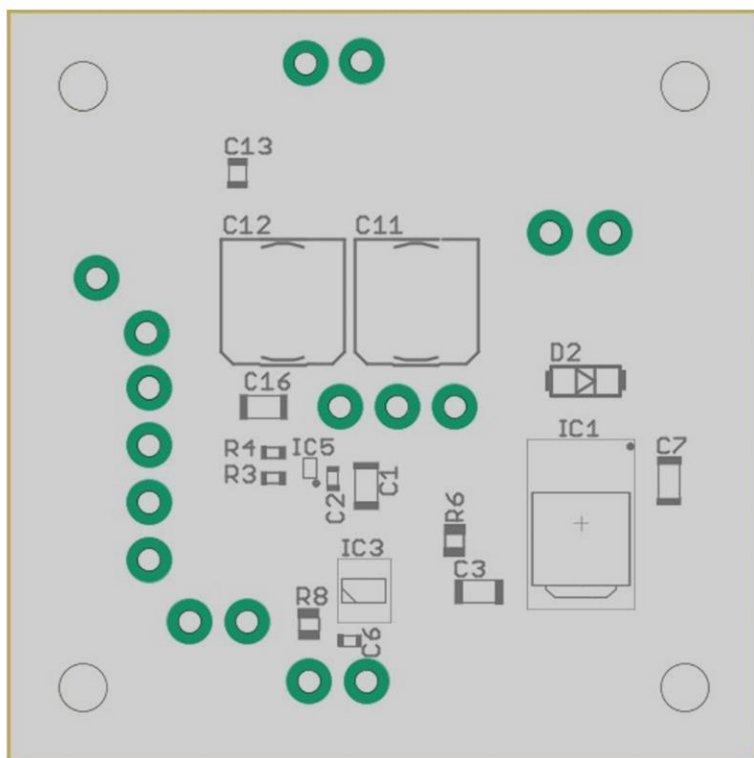
Vrstva BOTTOM (měřítko 2:1)



Osazovací plán TOP (měřítko 2:1)



Osazovací plán BOTTOM (měřítko 2:1)



## B.3 Soupiska součástek

Počet	Označení	Součástka	Hodnota	Výrobce	Pouzdro
3	C2, C6, C15	Kondenzátor SMD	100n	---	C0603K
3	C10, C13, C14	Kondenzátor SMD	100n	---	C0805K
2	R8, R11	Rezistor SMD	10k	---	R0805
7	C1, C3, C4, C5, C7, C9, C16	Kondenzátor SMD	10u	---	C1206K
1	R6	Rezistor SMD	1R	---	R0805
3	C8, C11, C12	Kondenzátor SMD	220u	---	153CLV-0810
2	R3, R4	Rezistor SMD	2R	---	R0603
2	R1, R2	Rezistor SMD	50m	---	R2012
4	R5, R7, R9, R10	Rezistor SMD	5R	---	R0805
1	Q1	Gan tranzistor	GS61004B-MR	GAN SYSTEMS	GS61004BMR
2	IC2, IC3	Zesilovač směru proudu	INA180A2IDBVR	TEXAS INSTRUMENTS	SOT95P280X145-5N
1	IC1	DC/DC měnič	LF50ABDT-TR	STMICROELECTRONICS	TO228P972X240-3N
1	IC5	Tranzistorový budič	LMG1020	TEXAS INSTRUMENTS	LMG1020
2	D1, D2	Dioda	RS1D	---	DO214AC