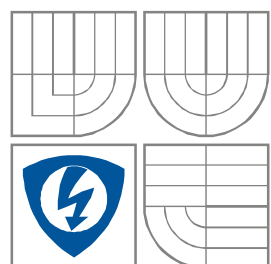




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

MĚŘICÍ SYSTÉM IMPULSNÍHO PROUDOVÉHO ZDROJE

MEASUREMENT SYSTEM FOR PULSED CURRENT SOURCE

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S PROJECT

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. Radek Myška

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

doc. Ing. Petr Drexler, Ph.D.

BRNO, 2011



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Radek Myška
Ročník: 2

ID: 72871
Akademický rok: 2010/2011

NÁZEV TÉMATU:

Měřicí systém impulzního proudového zdroje

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Studiem literatury se seznámte s principem metod měření impulzních proudových průběhů dosahujících vysokých úrovní. Zvolte vhodné metody pro realizaci senzoru pro impulzní proudový zdroj s ohledem na velkou šířku pásma a vhodnou citlivost.

Proveďte návrh senzorů spolu s obvodovým řešením elektronické části. Pro ověření vlastností využijte obvodového simulátoru. Na základě získaných výsledků senzory realizujte.

Aplikujte realizované senzory v experimentálním impulzním zdroji. Měřením ověřte parametry senzorů a proveďte vzájemné srovnání výsledků. Diskutujte výsledky měření a případně navrhněte možné úpravy senzorů.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] DREXLER, P., FIALA, P. Optické metody měření elektrických veličin v pulsně výkonových aplikacích. Jemná mechanika a optika. 2009, roč. 2009, č. 10, s. 282-291.

[2] ARGÜESO, M., ROBLES, G., SANZ, J. Measurement of high frequency currents with a Rogowski coil In Proceedings of 9th Spanish Portuguese Congress On Electrical Engineering. Spain: Marbella, 2005, p. 252-277.

Termín zadání: 7.2.2011

Termín odevzdání: 20.5.2011

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

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové 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 diplomová práce se zabývá metodami měření neperiodických proudových impulsů vysoké úrovně. V práci jsou teoreticky rozebrány možnosti měření proudových impulsů s využitím proudového bočníku, Rogowskeho senzoru a magneto-optického senzoru. Pro Rogowskeho senzor je proveden návrh cívky senzoru a navrženo jeho konstrukční provedení. Bylo realizováno experimentální měření proudových impulsů s krátkými časovými relacemi. Na základě výsledků měření byla zhodnocena vhodnost senzoru pro měření neharmonických průběhů. Pro magneto-optický senzor bylo zvoleno řešení s využitím optického vlákna jako Faradayova rotátoru. Pro toto provedení senzoru byl proveden kompletní návrh senzoru. Byly ověřeny jednotlivé části senzoru. Experimentální magneto-optické senzory byly realizovány a byly ověřovány jejich vlastnosti.

KLÍČOVÁ SLOVA

Rogowskeho cívka, proudový bočník, Faradayův magneto-optický jev, magneto-optický senzor, impulsní zdroj proudu, fotodetekce, tvarovací vedení.

ABSTRACT

This work deals with the description and analysis of suitable methods for measurement of non-periodical high-level current pulses. For pulsed current source design and development a suitable measurement system is required. In this work shunt resistor, Rogowski sensor and magneto-optic sensor are presented. The analysis of their properties is performed in order to design a suitable sensor for test current pulse measurement. A design of Rogowski coil sensor has been made. An experimental measurement of current pulses with short time relations has been performed. The suitability of the coil sensor for non-harmonic waveforms measurement has been evaluated on the basis of measurement results. In case of the magneto-optic sensor a concept utilizing an optical fiber has been proposed. The design of the sensor has been performed also. Individual parts of the sensor were verified. Experimental magneto-optic sensors have been built and their properties have been studied.

KEY WORDS

Rogowski coil, shunt resistor, Faraday's magneto-optic effect , magneto-optic sensor, pulsed current source, photodetection, pulse forming line.

MYŠKA, R. *Měřicí systém impulzního proudového zdroje*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 79 s. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Petr Drexler, Ph.D..

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Měřicí systém impulsního proudového zdroje jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové 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 diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Petru Drexlerovi, Ph.D., za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

Seznam obrázků	7
1. Úvod.....	10
2. Zdroj proudového impulsu vysoké úrovně	11
3. Měřicí metody impulsních proudů.....	16
3.1. Proudový bočník.....	16
3.2. Indukční senzory magnetického pole	19
3.3. Magneto – optické senzory.....	22
3.4. Výběr měřicí metody	25
4. Návrh a vývoj Rogowskeho (senzor)cívky	27
4.1. Návrh experimentálního provedení Rogowskeho cívky	27
4.2. Ověření funkčnosti Rogowského senzoru	29
4.3. Ověření funkčnosti Rogowského cívky v systému PFL.....	33
5. Návrh a vývoj magneto – optického senzoru	41
5.1. Snímací část senzoru	41
5.2. Vyhodnocení polarizace optického svazku	43
5.3. Detektor optického svazku	44
5.3.1. Teoretický návrh transimpedančního zesilovače.....	47
5.3.2. Simulace navrženého zesilovače	49
5.3.3. Realizace detektoru	53
5.3.4. Ověření funkce detektoru	58
5.4. Realizace magneto - optického senzoru	64
6. Závěr.....	76
Seznam použité literatury	78
Seznam použitých zkratk a symbolů.....	80

Seznam obrázků

OBR. 2.1-ZÁKLADNÍ PRINCIP PULSNÍHO GENEROVÁNÍ S VYSOKOU VÝSTUPNÍ ÚROVNÍ ENERGIE	11
OBR. 2.2-BLOKOVÉ SCHÉMA OBECNÉHO ZDROJE IMPULSU	11
OBR. 2.3-SCHÉMA ZAPOJENÍ PFL S N PARALELNÍMI LINKAMI	13
OBR. 2.4-USPOŘÁDÁNÍ PFL S PARALELNÍMI LINKAMI URM 67	14
OBR. 2.5 -GENEROVANÝ NAPĚŤOVÝ IMPULS NA ZÁTĚŽI	14
OBR. 2.6 - ZÁVISLOST MAXIMÁLNÍHO MĚŘENÉHO NAPĚTÍ SONDY NA FREKVENCÍ MĚŘENÉHO NAPĚTÍ	15
OBR. 3.1-VLIV POVRCHOVÉHO JEVU NA VELIKOST VODIVÉ OBLASTI V PRŮŘEZU BOČNÍKU: A) NÍZKÉ KMITOČTY, B) VYSOKÉ KMITOČTY.	18
OBR. 3.2-INDUKCE RUŠIVÉHO NAPĚTÍ DO OBVODU PŘIPOJENÍ SNÍMACÍCH VODIČŮ K BOČNÍKU.	18
OBR. 3.3 -ZAPOJENÍ BOČNÍKU OMEZUJÍCÍ PŘENESENÍ INDUKCE K MĚŘÍCÍMU SYSTÉMU	19
OBR. 3.4 -PRINCIPIÁLNÍ USPOŘÁDÁNÍ INDUKČNÍHO SENZORU NA ZÁKLADĚ FARADAYOVA INDUKČNÍHO ZÁKONU.	20
OBR. 3.5-ROGOWSKÉHO CÍVKA JAKO SENZOR ELEKTRICKÉHO PROUDU	20
OBR. 3.6-NÁHRADNÍ OBVODOVÉ SCHÉMA ROGOWSKÉHO SENZORU SE ZATĚŽOVACÍM ODPorem R_L	21
OBR. 3.7 - FARADAYŮV MAGNETO-OPTICKÝ JEV.	23
OBR. 3.8 - VLIV FARADAYOVA JEVU NA SMĚR STÁČENÍ ROVINY POLARIZACE VLNY V PŘÍMÉM A ZPĚTNÉM SMĚRU ŠÍŘENÍ OPTICKÉ VLNY.	23
OBR. 3.9- ZÁKLADNÍ USPOŘÁDÁNÍ MAGNETO-OPTICKÉHO SENZORU ELEKTRICKÉHO PROUDU.	24
OBR. 3.10 - INTEGRÁLNÍ PROUDOVÝ SENZOR S OPTICKÝM ELEMENTEM.	24
OBR. 3.11 - INTEGRÁLNÍ PROUDOVÝ SENZOR S OPTICKÝM S VYUŽITÍM OPTICKÉHO VLÁKNA JAKO FARADAYOVA ROTÁTORU.	25
OBR. 4.1- SCHÉMA NÁHRADNÍHO OBVODU ROGOWSKÉHO SENZORU PRO SIMULACI.	28
OBR. 4.2 - VÝSLEDKY SIMULACE PŘENOSU ROGOWSKÉHO SENZORU PRO RŮZNÉ HODNOTY ZATĚŽOVACÍHO ODPORU.	29
OBR. 4.3 – REALIZOVANÝ ROGOWSKÉHO SENZOR.	29
OBR. 4.4 -BLOKOVÉ SCHÉMA ZAPOJENÍ PRACOVNÍSTĚ PRO OVĚŘENÍ FUNKCE ROGOWSKÉHO SENZORU.	30
OBR. 4.5 - PRŮBĚH VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ NEZATÍŽENÉHO ROGOWSKÉHO SENZORU A PROUDOVÉHO IMPULSU NA VÝSTUPU GENERÁTORU.	30
OBR. 4.6 - PRŮBĚH VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ ROGOWSKÉHO SENZORU ZATÍŽENÉHO ODPorem $R_L = 33 \Omega$ A PROUDOVÉHO IMPULSU NA VÝSTUPU GENERÁTORU.	31
OBR. 4.7 - PRŮBĚH VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ ROGOWSKÉHO SENZORU ZATÍŽENÉHO ODPorem $R_L = 5,6 \Omega$ A PROUDOVÉHO IMPULSU NA VÝSTUPU GENERÁTORU.	32
OBR. 4.8 - PRŮBĚH VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ ROGOWSKÉHO SENZORU ZATÍŽENÉHO ODPorem $R_L = 1 \Omega$ A PROUDOVÉHO IMPULSU NA VÝSTUPU GENERÁTORU.	32
OBR. 4.9 – GENEROVANÝ NAPĚŤOVÝ A PROUDOVÝ IMPULS.	33
OBR. 4.10 – PRŮBĚH VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ A PROUDU ROGOWSKÉHO SENZORU PŘI ZATÍŽENÍ ODPorem $R_L = 1 \Omega$	34
OBR. 4.11 – PRŮBĚH VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ A PROUDU ROGOWSKÉHO SENZORU PŘI ZATÍŽENÍ ODPorem $R_L = 10 \Omega$	34
OBR. 4.12 – PRŮBĚH VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ A PROUDU ROGOWSKÉHO SENZORU PŘI ZATÍŽENÍ ODPorem $R_L = 100 \Omega$	35
OBR. 4.13 – NÁHRADNÍ SCHÉMA VEDENÍ S ROZPROSTŘENÝMI PARAMETRY	35
OBR. 4.14 – A) PROVEDENÍ ROGOWSKÉHO CÍVKY NA PRSTENCOVÉM JÁDRU B) APLIKACE SENZORU SE STÍNĚNÍM V SYSTÉMU PFL	37
OBR. 4.15 – PRŮBĚH VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ ROGOWSKÉHO SENZORU PŘI ZATÍŽENÍ ODPorem $R_L = 330 \Omega$	37
OBR. 4.16 – PRŮBĚH VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ ROGOWSKÉHO SENZORU PŘI ZATÍŽENÍ ODPorem $R_L = 100 \Omega$	38
OBR. 4.17 – PRŮBĚH VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ ROGOWSKÉHO SENZORU PŘI ZATÍŽENÍ ODPorem $R_L = 10 \Omega$	38
OBR. 4.18 – POZICE VODIČE VŮČI ROGOWSKÉHO CÍVCE	39
OBR. 4.19 – PRŮBĚH VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ ROGOWSKÉHO SENZORU PŘI ZATÍŽENÍ ODPorem $R_L = 220 \Omega$ A VODIČI NA POZICI 0	39
OBR. 4.20 – PRŮBĚH VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ ROGOWSKÉHO SENZORU PŘI ZATÍŽENÍ ODPorem $R_L = 220 \Omega$ A VODIČI NA POZICI 1	39
OBR. 4.21 – PRŮBĚH VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ ROGOWSKÉHO SENZORU PŘI ZATÍŽENÍ ODPorem $R_L = 220 \Omega$ A VODIČI NA POZICI 2	40
OBR. 5.1 – BLOKOVÉ SCHÉMA MAGNETO-OPTICKÉHO SENZORU	41
OBR. 5.2 - SCHÉMA ORTOKONJUGAČNÍHO RETROREFLEKTORU	43
OBR. 5.3 – ROZDĚLENÍ LASEROVÉHO SVAZKU POMOCÍ WOLLASTONOVA POLARIZÁTORU	43
OBR. 5.4 – VOLTAMPÉROVÁ CHARAKTERISTIKA FOTODIODY	45
OBR. 5.5 – MODEL FOTODIODY	45
OBR. 5.6 – ZÁKLADNÍ ZAPOJENÍ FOTODIODY JAKO FOTODEKTORU	46

OBR. 5.7 – ZAPOJENÍ TRANSIMPEDANČNÍHO ZESILOVAČE.....	47
OBR. 5.8 – ZAPOJENÍ TRANSIMPEDANČNÍHO ZESILOVAČE S OBVODEM OPA 657 PRO SIMULACI	49
OBR. 5.9 – VÝSLEDKY PARAMETRICKÉ ANALÝZY ZPĚTNOVAZEBNÍHO ODPORU R_F PRO TRANSIMPEDANČNÍ ZESILOVAČ S OBVODEM OPA 657	50
OBR. 5.10 – VÝSLEDKY PARAMETRICKÉ ANALÝZY ZPĚTNOVAZEBNÍHO KAPACITORU R_F PRO TRANSIMPEDANČNÍ ZESILOVAČ S OBVODEM OPA 657	50
OBR. 5.11 – SIMULACE PŘIPOJENÍ ZÁVĚRNÉHO NAPĚTÍ $U_R = 27\text{ V}$ ($C_D = 1\text{ pF}$).....	51
OBR. 5.12 – ZAPOJENÍ TRANSIMPEDANČNÍHO ZESILOVAČE S OBVODEM OPA 847 PRO SIMULACI	51
OBR. 5.13 – VÝSLEDKY PARAMETRICKÉ ANALÝZY ZPĚTNOVAZEBNÍHO ODPORU R_F S TRANSIMPEDANČNÍM ZESILOVAČEM OPA 847	52
OBR. 5.14 – VÝSLEDKY PARAMETRICKÉ ANALÝZY ZPĚTNOVAZEBNÍHO ODPORU R_F S TRANSIMPEDANČNÍM ZESILOVAČEM OPA 847	53
OBR. 5.15 – SCHÉMA TRANSIMPEDANČNÍHO ZESILOVAČE S OBVODEM OPA 657 PRO REALIZACI	53
OBR. 5.16 – A) HORNÍ DESKA PLOŠNÉHO SPOJE, B) SPODNÍ DESKA PLOŠNÉHO SPOJE, C) OSAZENÍ SOUČÁSTEK HORNÍ DESKY, D) OSAZENÍ SOUČÁSTEK SPODNÍ DESKY.	54
OBR. 5.17 – REALIZOVANÝ TRANSIMPEDANČNÍ ZESILOVAČ S OBVODEM OPA 657.....	55
OBR. 5.18 – SCHÉMA TRANSIMPEDANČNÍHO ZESILOVAČE S OBVODEM OPA 847 PRO REALIZACI	55
OBR. 5.19 – A) HORNÍ DESKA PLOŠNÉHO SPOJE, B) SPODNÍ DESKA PLOŠNÉHO SPOJE, C) OSAZENÍ SOUČÁSTEK HORNÍ DESKY, D) OSAZENÍ SOUČÁSTEK SPODNÍ DESKY.	56
OBR. 5.20 – REALIZOVANÝ TRANSIMPEDANČNÍ ZESILOVAČ S OBVODEM OPA 847.....	56
OBR. 5.21 – SCHÉMA TRANSIMPEDANČNÍHO ZESILOVAČE S OBVODEM AD 8015 PRO REALIZACI	57
OBR. 5.22 – A) DESKA PLOŠNÉHO SPOJE, B) OSAZENÍ SOUČÁSTEK NA DESCE PLOŠNÉHO SPOJE.....	57
OBR. 5.23 – REALIZOVANÝ TRANSIMPEDANČNÍ ZESILOVAČ S OBVODEM AD 8015 A OPA 656	57
OBR. 5.24 – BLOKOVÉ SCHÉMA ZAPOJENÍ PRO OVĚŘENÍ FUNKCE REALIZOVANÝCH DETEKTORŮ	58
OBR. 5.25 – ZAPOJENÍ PRACOVISTĚ PRO OVĚŘENÍ FUNKCE REALIZOVANÝCH DETEKTORŮ	58
OBR. 5.26 – SCHÉMA ZAPOJENÍ ZDROJE LASEROVÉHO SVAZKU	59
OBR. 5.27 – A) HORNÍ DESKA PLOŠNÉHO SPOJE, B) SPODNÍ DESKA PLOŠNÉHO SPOJE, C) OSAZENÍ SOUČÁSTEK HORNÍ DESKY.	59
OBR. 5.28 – VÝVOJOVÁ FOTOGRAFIE REALIZOVANÉHO ZDROJE LASEROVÉHO SVAZKU	60
OBR. 5.29 – OPTICKÝ DETEKTOR FPD310-FV	60
OBR. 5.30 – ZAPOJENÍ PRACOVISTĚ PRO PROMĚŘENÍ MODULOVÁ KMITOČTOVÉ CHARAKTERISTIKY OPTICKÉHO DETEKTORU FPD310-FV	61
OBR. 5.31 – MODULOVÁ KMITOČTOVÁ CHARAKTERISTIKA OPTICKÉHO DETEKTORU FPD310-FV	61
OBR. 5.32 – MODULOVÁ FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKA DETEKTORU S OBVODEM OPA 657 BEZ PŘIPOJENÉHO ZÁVĚRNÉHO NAPĚTÍ	62
OBR. 5.33 – MODULOVÁ FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKA DETEKTORU S OBVODEM OPA 657 S $U_R = 27\text{ V}$	62
OBR. 5.34 – MODULOVÁ FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKA DETEKTORU S OBVODEM OPA 657 S $U_R = 27\text{ V}$	63
OBR. 5.35 – MODULOVÁ FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKA DETEKTORU S OBVODEM OPA 657 S $U_R = 27\text{ V}$	63
OBR. 5.36- USPOŘÁDÁNÍ MAGNETO-OPTICKÉHO SENZORU	64
OBR. 5.37 – SCHÉMA USPOŘÁDÁNÍ PRACOVISTĚ PRO OVĚŘENÍ DIFERENČNÍ VYHODNOCOVACÍ METODY	64
OBR. 5.38 – USPOŘÁDÁNÍ PRACOVISTĚ PRO OVĚŘENÍ DIFERENČNÍ VYHODNOCOVACÍ METODY	65
OBR. 5.39 – USPOŘÁDÁNÍ PRACOVISTĚ MAGNETO-OPTICKÉHO SENZORU.....	66
OBR. 5.40 – ČASOVÉ PRŮBĚHY VÝSTUPNÍCH NAPĚTÍ DETEKTORŮ A JEJICH ROZDÍL	67
OBR. 5.40- USPOŘÁDÁNÍ MAGNETO-OPTICKÉHO SENZORU S KOMPENZACÍ LINEÁRNÍHO DVOJLOMU	67
OBR. 5.41 - ORTOKONJUGAČNÍ RETROREFLEKTOR (OKR).....	68
OBR. 5.42 – SCHÉMA PRACOVISTĚ PRO OVĚŘENÍ FUNKCE MAGNETO-OPTICKÉHO SENZORU	69
OBR. 5.43 – USPOŘÁDÁNÍ PRACOVISTĚ PRO OVĚŘENÍ FUNKCE MAGNETO-OPTICKÉHO SENZORU	69
OBR. 5.44 – ČASOVÝ PRŮBĚH VÝSTUPNÍCH NAPĚTÍ DETEKTORŮ A JEJICH ROZDÍL	70
OBR. 5.45 – ČASOVÝ PRŮBĚH PROUDU TEKOUČÍHO OBVODEM LC PŘI NABÍJECÍM NAPĚTÍ $U = 2250\text{ V}$	70
OBR. 5.46 – ČASOVÝ PRŮBĚH PROUDU TEKOUČÍHO OBVODEM LC PŘI NABÍJECÍM NAPĚTÍ $U = 1900\text{ V}$	71
OBR. 5.47 – ČASOVÝ PRŮBĚH PROUDU TEKOUČÍHO OBVODEM LC PŘI NABÍJECÍM NAPĚTÍ $U = 1600\text{ V}$	71
OBR. 5.48 – ČASOVÝ PRŮBĚH PROUDU TEKOUČÍHO OBVODEM LC PŘI NABÍJECÍM NAPĚTÍ $U = 1200\text{ V}$	72
OBR. 5.49 – ČASOVÝ PRŮBĚH PROUDU TEKOUČÍHO OBVODEM LC PŘI NABÍJECÍM NAPĚTÍ $U = 800\text{ V}$	72
OBR. 5.50 – ČASOVÝ PRŮBĚH PROUDU TEKOUČÍHO OBVODU LC PŘI NABÍJECÍM NAPĚTÍ $U = 600\text{ V}$	73
OBR. 5.51 – ČASOVÝ PRŮBĚH PROUDU TEKOUČÍHO OBVODEM LC PŘI NABÍJECÍM NAPĚTÍ $U = 400\text{ V}$	73
OBR. 5.52 – ZÁVISLOST ŠPIČKOVÉ VELIKOSTI PROUDU V OBVODU LC NA NABÍJECÍM NAPĚTÍ	74

Seznam tabulek

TABULKA 4.1. - ZVOLENÉ A VYPOČTENÉ PARAMETRY ROGOWSKÉHO CÍVKY.....	27
TABULKA 4.2 - ZMĚŘENÉ A VYPOČTENÉ PARAMETRY REALIZOVANÉHO SENZORU	28
TABULKA 5.1 – VHODNÉ OZ PRO REALIZACI TRANSIMPEDANČNÍHO ZESILOVAČE.....	48
TABULKA 5.2 – VHODNÉ FOTODIODY PRO REALIZACI TRANSIMPEDANČNÍHO ZESILOVAČE.....	48
TABULKA 5.3 – MEZNÍ KMITOČTY PŘI RŮZNÝCH ZPĚTNOVAZEBNÍCH ODPORECH	49
TABULKA 5.4 – MEZNÍ KMITOČTY PŘI RŮZNÝCH ZPĚTNOVAZEBNÍCH ODPORECH	52
TABULKA 5.5 - ZÁVISLOST ZMĚNY ROZDÍLU NAPĚTÍ NA DETEKTORECH NA ZMĚNĚ ÚHLU NATOČENÍ POLARIZÁTORU	65

1.Úvod

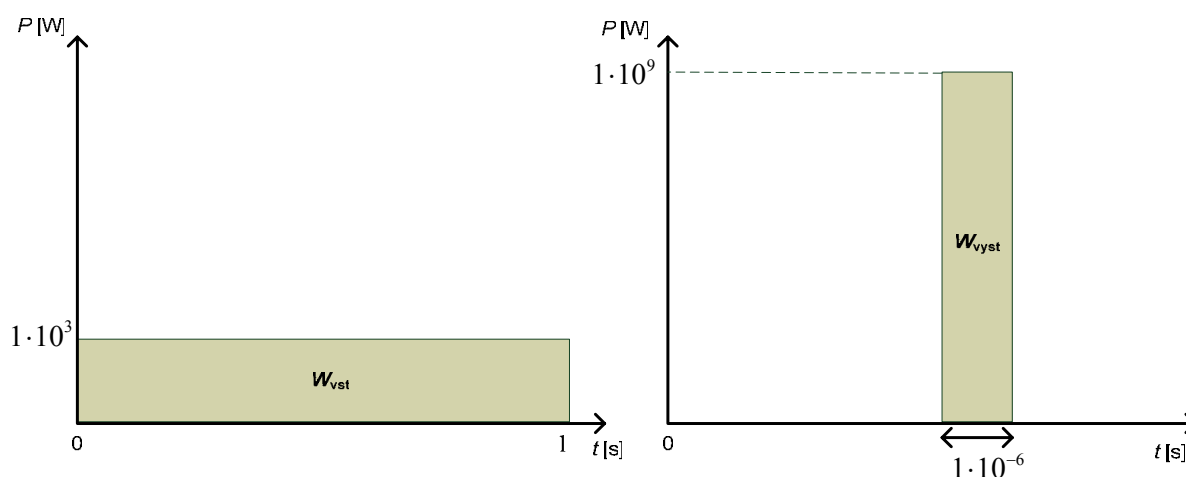
Problematika měření proudových impulsů s krátkou dobou trvání řádů jednotek až stovek nanosekund dosahujících úrovní jednotek až desítek kiloampérů je v současné době aktuální vzhledem k rozvoji využívání impulsních výkonových zdrojů. Příkladem jsou aplikace ve stavebním průmyslu při narušování betonových bloků pro jejich následné snadnější drcení, dále v zemědělství pro zvýšení výtěžnosti řepné surové šťávy, kdy se pomocí vysoké intenzity impulsního elektrického pole narušují buněčné stěny řepy, při výzkumu jaderné fúze a v lékařství [3]. Nejvýkonnější zdroje jsou schopny generovat impulsy se špičkovou hodnotou proudu až 100 MA o celkovém výkonu až 100 TW [3].

Pro měření impulsních proudů je možno využít několik metod. Mezi vhodné přístupy patří přímá metoda měření založená na použití proudového bočníku. Dále pak metoda založená na měření velikosti magnetického pole indukovaného protékajícím proudem. V praxi jsou senzory založené na tomto principu často realizované v podobě Rogowského cívky. Další metoda je založená na využití magneto-optických jevů. Tyto jevy se projevují u opticky aktivních látek, kdy působením magnetického pole dochází k ovlivňování vlastností optické vlny, která se šíří tímto prostředím [1].

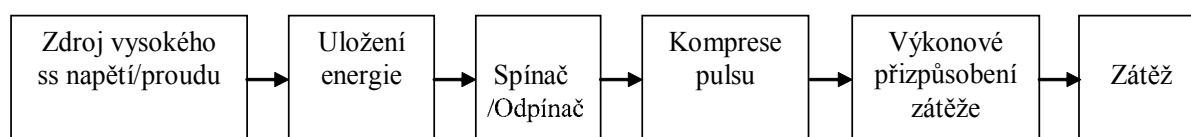
Práce se zabývá teoretickým rozбором výše uvedených metod a výběrem vhodných pro realizaci senzoru. Dále je popsán princip generování proudových impulsů vysoké úrovně s krátkou dobou trvání. Na popsaných základech byl na ÚTEE v rámci bakalářské práce [2] realizován experimentální zdroj. Realizované senzory budou na tomto zdroji testovány. Z toho vyplývá, že požadavky na senzory vyplývají z předpokládaných parametrů proudového impulsu zdroje. Navržený senzor musí mít dostatečně velkou kmitočtovou šířku přenášeného pásma a vhodnou citlivost. Dále musí být senzor odolný vůči elektromagnetickému rušení. Zdrojem tohoto rušení může být např. jiskřiště, které je v systému realizovaného zdroje použito pro spínání.

2.Zdroj proudového impulsu vysoké úrovně

Základním principem generování impulsů s vysokou úrovní výstupního výkonu je přenesení vstupní energie dodávané s malým výkonem po dlouhý časový interval na výstup systému s vysokým výkonem a krátkou dobou trvání. Toho se docílí uchováním vstupní energie W_{vst} v akumulacním prvku a následné uvolnění nahromaděné energie W_{vyst} do zátěže. Na obr.2.1 je tento základní princip zobrazen. Vstupní impuls o výkonu $P_1 = 1 \text{ kW}$ a šířce $t_{p1} = 1 \text{ s}$ je převeden na impuls o výkonu $P_2 = 1 \text{ GW}$ a šířce $t_{p2} = 1 \text{ } \mu\text{s}$ při uvažování účinnosti přenosu $\eta = 100\%$. Na obr.2.2 je blokové schéma obecného zdroje proudového impulsu.



obr.2.1-základní princip pulsního generování s vysokou výstupní úrovní energie



obr.2.2-blokové schéma obecného zdroje impulsu

Zdroj vysokého napětí/proudu – zajišťuje dodávku elektrické energie do akumulacního prvku. Zdroj musí být schopen přeměnit vstupní nízké napětí na stejnosměrné napětí s hodnotou řádově v kV, toho se dá docílit např. pomocí násobiče napětí. Resp. je třeba aby zdroj dodával stejnosměrný proud o velikosti desítek až stovek ampérů.

Uložení energie – slouží pro akumulaci elektrické energie dodávané ze zdroje, akumulacním prvkem může být např. kondenzátor nebo cívka. Mezi prvky které se dále dají využít pro úschovu elektrické energie, ale jako zdroj využívají jiný než elektrický, patří např. homopolární generátor, kompulzátor nebo chemická úschova ve formě výbušniny.

Spínač/Odpínač – od rychlosti sepnutí (rozpojení) spínače se odvíjí doba náběžné hrany impulsů, proto musí doba sepnutí být velmi rychlá (desítky pikosekund až jednotky

nanosekund) aby byl splněn požadavek na parametry impulsu. Jako spínač se dá např. použít jiskřiště, tyristor, tyatron nebo tranzistor.

Kompresie pulsu – Jde o volitelný blok, který slouží k vytvoření velmi strmé vzestupné hrany tj. k zformování impulsu na požadovaný tvar, při použití bývá zapojeno několik těchto bloků za sebou.

Výkonové přizpůsobení zátěže – je nutné pro přenesení maximálního výkonu do zátěže a pro omezení odrazů. Přizpůsobení se dá provést např. pomocí koaxiálního vedení.

Pro jednoduchou experimentální realizaci zdroje proudového impulsu se jeví jako vhodné kapacitní uložení energie s využitím koaxiálního vedení jako akumulčního prvku. Lze ho zároveň využít pro tvarování impulsu a výkonové přizpůsobení zátěže.

V rámci bakalářské práce [2] byl navržen a realizován zdroj proudového impulsu založený na principu tvarovacího vedení (pulse forming line - PFL) s paralelními linkami. Základní provedení tvarovacího vedení je tvořeno vedením délky l s impedancí Z_0 , které je přes nabíjecí rezistor s odporem R připojeno ke zdroji vysokého stejnosměrného napětí. Druhý konec koaxiálního vedení je připojen k rychlému spínači. Připojením zátěže vznikne napěťový dělič tvořený charakteristickou impedancí vedení Z_0 a impedancí zátěže Z_L . Na vzdáleném konci vedení (strana zátěže) vznikne napěťový skok z U na $U/2$, tj. dojde ke skokové změně napětí s velikostí $-U/2$. Napěťový skok se šíří zpětně vedením. Na blízkém konci vedení (strana zdroje) dojde k odrazu jako na otevřeném konci, tj. se stejnou polaritou, za předpokladu, že

$$Z_K \gg Z_0, \quad (2.1)$$

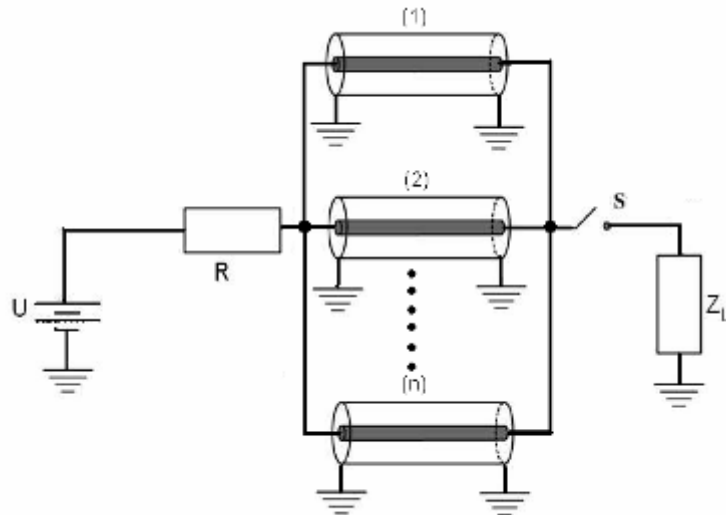
kde impedance Z_K je tvořena odporem nabíjecího rezistoru R a vnitřním odporem zdroje.

Napěťový skok s velikostí $-U/2$ se šíří vedením zpět k zátěži. Na zátěži dojde k odečtení napěťového skoku s velikostí $-U/2$ od napětí $U/2$, které je přítomno na zátěži. Na zátěži tak vznikne pravoúhlý impuls.

Pro dosažení vysokého proudu je potřeba vytvořit vysoké napětí na zátěži. V systému PFL je velikost napětí omezena elektrickou pevností dielektrika vedení. Proto je vhodnější snížit velikost Z_L . V práci [2] byl navržen systém PFL s n paralelními (obr. 2.3) linkami, jejichž výsledná charakteristická impedance vedení Z_0' je dána jejich paralelní kombinací

$$Z_0' = \frac{Z_0}{n}. \quad (2.2)$$

Výsledná charakteristická impedance má nižší hodnotu než charakteristická impedance jednoho úseku vedení a jelikož pro přizpůsobení je nutné použít zátěž hodnoty odpovídající charakteristické impedanci vedení znamená to, že při stejném nabíjecím napětí vedení, lze dosáhnout vyšší úrovně proudového impulsu.

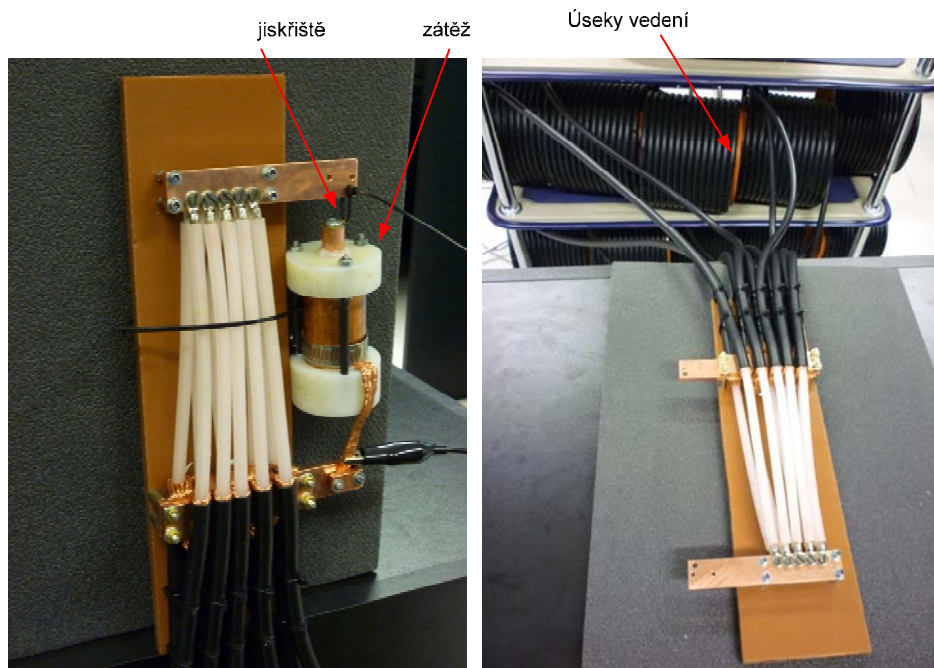


obr. 2.3-schéma zapojení PFL s n paralelními linkami

Na obr. 2.4 je zobrazen realizovaný zdroj. Realizace byla provedena deseti úseky koaxiálního kabelu URM 67 s charakteristickou impedancí $Z_0 = 50 \, \Omega$ o délce $l = 9,5 \, \text{m}$. Jako zátěž byla do obvodu zapojena vodní zátěž s koaxiálním uspořádáním elektrod s ohmickým odporem $R = 5 \, \Omega$. Jiskřiště bylo vytvořeno elektrodou spojující střední vodiče úseků vedení a vnitřní elektrodou zátěže. Nabíjecím napětí $U_{\text{nab}} = 40 \, \text{kV}$ bylo dáno předpokládaným limitním průrazným napětím koaxiálního kabelu URM 67. Na zátěži s odporem $R = 5 \, \Omega$ je možno při tomto napětí generovat proudové impulsy o velikosti $I_p = 4 \, \text{kA}$ při impulsním napětí $U_p = 20 \, \text{kV}$. Doba trvání impulsu je určena podle vztahu

$$T_p = \frac{2l\sqrt{\epsilon_r}}{c}, \quad (2.3)$$

kde ϵ_r je relativní permitivita dielektrika koaxiálního vedení, l délka vedení a c rychlost světla. Při délce úseku vedení $l = 9,5 \, \text{m}$ je doba trvání impulsu $T_p = 96 \, \text{ns}$.



obr. 2.4-uspořádání PFL s paralelními linkami URM 67

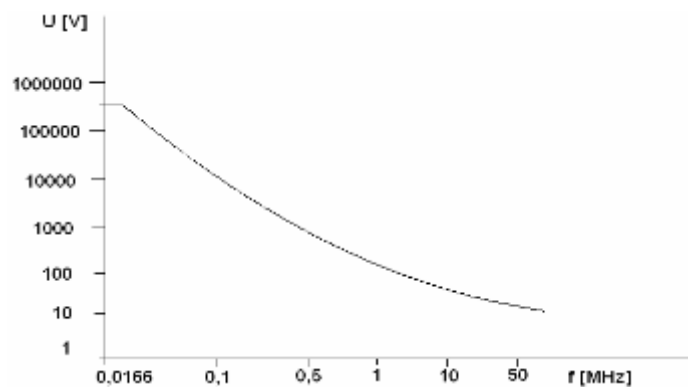
Při ověřování parametrů zdroje bylo vedení nabíjeno napětím $U = 16$ kV. Na obr. 2.5 je zobrazen generovaný napěťový impuls, který dosáhl přibližně $U = 8$ kV a doby náběžné hrany $t_r = 5$ ns (odečteno z rastru osciloskopu). Tuto hodnotu je ale třeba brát s rezervou jelikož z frekvenční charakteristiky použité napěťové sondy na obr. 2.6 vyplývá, že pro předpokládané hodnoty úrovně napětí a časové relace impulsu bude zjištěná hodnota nepřesná.



obr. 2.5 -generovaný napěťový impuls na zátěži

Z obr. 2.5 je patrné, že změřený napěťový impuls je značně zkreslený. To bylo zřejmě způsobeno indukcí rušivého napětí do obvodu připojení sondy. Druhým možným důvodem je

překročení maximální možné strmosti nárůstu napětí na sondě, které vyplývá z charakteristiky na obr. 2.6.



obr. 2.6 - závislost maximálního měřeného napětí sondy na frekvenci měřeného napětí

Za předpokladu, že je generováno impulsní napětí o velikosti přibližně $U = 8 \text{ kV}$ je na reálné zátěži proudový impuls o velikosti $I = 1,6 \text{ kA}$.

3. Měřicí metody impulsních proudů

Při realizaci a finalizaci výše popsaného zdroje s impulsním proudem $I_p = 1,6 \text{ kA}$, s dobou náběžné hrany $t_r = 5 \text{ ns}$ které odpovídá kmitočet

$$f_m = \frac{0,35}{t_r} = \frac{0,35}{5 \cdot 10^{-9}} = 70 \text{ MHz} ,$$

se objevila potřeba dispozice metody, která by umožňovala měřit impulsní proud vysoké úrovně. Volba vhodné měřicí metody je dána jejími základními vlastnostmi, jako je citlivost, linearita, možná šířka pásma a aspekty související s bezpečností jejího použití v systémech s vysokým napětím.

Klasickou metodou je aplikace proudového bočníku, kdy měřený proud protéká do série připojeným rezistorem (bočníkem) známe velikosti. Ze změřeného napětí na rezistoru lze pak dopočítat velikost protékajícího proudu. Druhou metodou je měření indukovaného magnetického pole v okolí vodiče. Pro snímání velikosti indukovaného magnetického pole lze využít např. Hallovu sondu. Ta umožňuje měřit i stejnosměrné proudy, ale pro měření střídavých proudů je omezena na poměrně nízké kmitočty. Další možnost provedení vychází z Faradayova zákona. Tyto senzory jsou schopny měřit střídavé proudy i s vysokými kmitočty. Tyto senzory jsou tvořeny obvykle cívkou, často v provedení Rogowského cívky. Citlivost senzoru je dána jeho provedením, především počtem závitů cívky a permeabilitou jádra cívky. Zajímavou možností je využití magneto-optických jevů. Magneto-optické jevy se projevují u opticky aktivních látek kdy působením magnetického pole na prostředí v němž se šíří světlo dochází k ovlivňování jeho vlastností. Mezi nejvýznamnější magneto-optické jevy patří Cotton-Moutonův jev (vznik lineárního dvojlomu v kapalinách při působení magnetického pole kolmého na směr šíření světla v materiálu), Kerrův povrchový jev (změna vlastností světla odraženého od povrchu magnetizovaného materiálu) a Faradayův magneto-optický jev (stáčení polarizace světelné vlny při působení magnetického pole)[1].

3.1.Proudový bočník

Aplikace přímé metody měření proudu pomocí bočníku je výhodná z hlediska relativně snadné realizovatelnosti a jednoduchosti vztahu mezi úbytkem napětí a měřeným proudem. Nevýhodou je potřeba velmi nízké hodnoty odporu bočníku pro velké proudy. Při měření časově proměnných proudů musí bočník vykazovat nízkou vlastní indukčnost, aby nedocházelo ke zkreslení tvaru a velikosti hodnoty měřeného průběhu. Nevýhodou je také galvanické spojení měřeného obvodu s obvodem měřicími. Při měření v obvodech s vysokými napětími a proudy je pak přítomno zvýšené nebezpečí pro obsluhu měření a nebezpečí poškození měřicích přístrojů.

Při uvažovaných impulsní hodnotě proudu $I_p = 4 \text{ kA}$ a maximálního vstupního napětí osciloskopu cca 20 V (5V/dílek) by bylo nutné použít bočník s hodnotou odporu

$$R_B = \frac{U_{\max}}{I_p} = \frac{20}{4 \cdot 10^3} = 5 \text{ m}\Omega,$$

který je ovšem obtížně realizovatelný s dostatečnou přesností. Navíc musí bočník odolat vysokému špičkovému výkonovému zatížení

$$P_{RB} = I_p \cdot U_p = 4 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^3 = 80 \text{ MW}.$$

Při velikosti bočníku $R_B = 5 \text{ m}\Omega$ vyvstává také problém s jeho vlastní indukčností jejíž reaktance musí být mnohem menší než hodnota R_B na maximálním měřeném kmitočtu. Na uvažovaných kmitočtech již malá hodnota vlastní indukčnosti může vykazovat vysokou reaktanci a tím i způsobit induktivní charakter bočníku.

Problematickým faktorem je i přítomnost povrchového jevu. Při němž jsou elektrony vytlačovány směrem k povrchu odporové části bočníku a tím se zmenšuje vodivá oblast. Z toho vyplývá i změna odporu bočníku na vysokých kmitočtech. Na vedení proudu se pak podílí především povrchová oblast vodiče charakterizovaná hloubkou vniku δ . Na obr. 3.1 je znázorněn vliv povrchového jevu na velikost průřezu vodivé oblasti bočníku na vysokých a nízkých kmitočtech. Pro hloubku vniku povrchového jevu platí vztah

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \gamma}}, \quad (3.1)$$

kde ω je úhlový kmitočet, μ permeabilita materiálu bočníku a γ jeho vodivost.

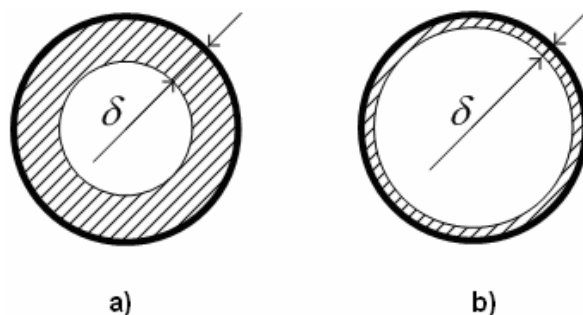
Hloubka vniku povrchového vniku n na kmitočtu $f = 50 \text{ Hz}$:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_{\text{Cu}} \gamma_{\text{Cu}}}} = \sqrt{\frac{2}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 0,999 \cdot 56 \cdot 10^{-3}}} = 337 \text{ mm},$$

Hloubka vniku povrchového jevu na kmitočtu $f = 100 \text{ MHz}$:

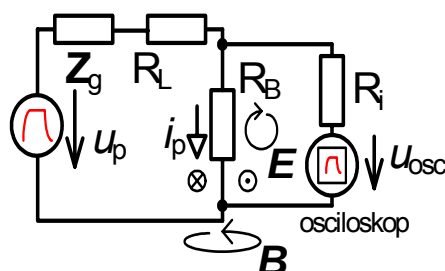
$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_{\text{Cu}} \gamma_{\text{Cu}}}} = \sqrt{\frac{2}{2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 10^6 \cdot 0,999 \cdot 56 \cdot 10^{-3}}} = 239 \text{ }\mu\text{m}.$$

Z výsledků je patrný značný rozdíl mezi průřezem vodivé oblasti na nízkém a vysokém kmitočtu. Potlačení vlivu povrchového jevu je možné realizací bočníku jako válcového tělesa s tenkou stěnou, jejíž tloušťka se blíží hloubce vniku na maximálním uvažovaném kmitočtu.



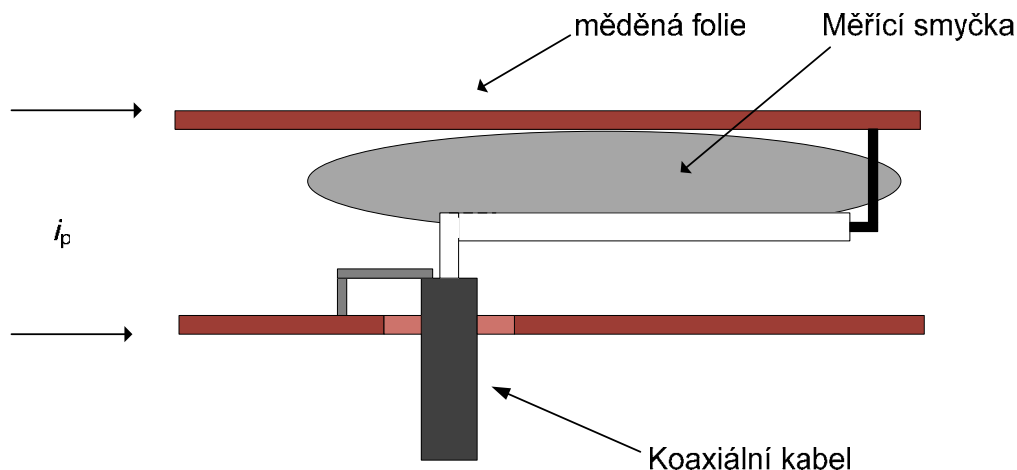
obr. 3.1-vliv povrchového jevu na velikost vodivé oblasti v průřezu bočníku: a) nízké kmitočty, b) vysoké kmitočty.

Při použití bočníku je nutno také uvažovat možnost indukce rušivého napětí do obvodu připojení snímacích vodičů k bočníku. Situace je ilustrována na obr. 3.2 Z_g je vnitřní odpor zdroje, R_L je odpor zátěže, R_B je odpor bočníku a R_i je odpor obvodu připojení měřicího přístroje. Protékající proud i_p vytvoří v okolí bočníku vírové magnetické pole popsané vektorem $\mathbf{B}$. Vlivem Faradayova indukčního zákona vznikne vírové elektrické pole popsané vektorem $\mathbf{E}$, které v obvodu připojení bočníku k měřicímu přístroji (osciloskopu) vyvolá vznik rušivého napětí. To se superponuje na měřené napětí u_{osc} .



obr. 3.2-indukce rušivého napětí do obvodu připojení snímacích vodičů k bočníku.

Na obr. 3.3 je znázorněna možnost vhodného provedení bočníku s potlačeným vlivem povrchového jevu a potlačením možnosti indukce rušivého napětí do měřicího obvodu. Bočník je tvořen tenkou měděnou folií nebo trubkou do které je zaveden koaxiální kabel. Střední vodič a oplet kabelu jsou připojeny na protějších stranách bočníku. Tím, že smyčka je uvnitř bočníku nepůsobí na ní magnetické pole které se vytváří kolem jeho povrchu a tím je zamezeno naindukování napětí do měřicí smyčky. Vhodnou volbou tloušťky stěny bočníku je zajištěn stejný odpor na vysokých i nízkých kmitočtech.



obr. 3.3 -zapojení bočnicku omezující přenesení indukce k měřicímu systému

Nevýhodou bočnicku zůstává galvanické spojení mezi měřicím měřeným obvodem.

3.2. Indukční senzory magnetického pole

Pro měření proudových impulsů lze využít magnetického pole indukovaného měřeným proudem. Indukované magnetické pole je měřeno vhodným senzorem. Výpočtem pak lze odvodit velikost měřeného proudu.

Senzory pro snímání magnetického pole vycházejí z Ampérova zákona celkového proudu [3]

$$\oint_l \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = I, \quad (3.2)$$

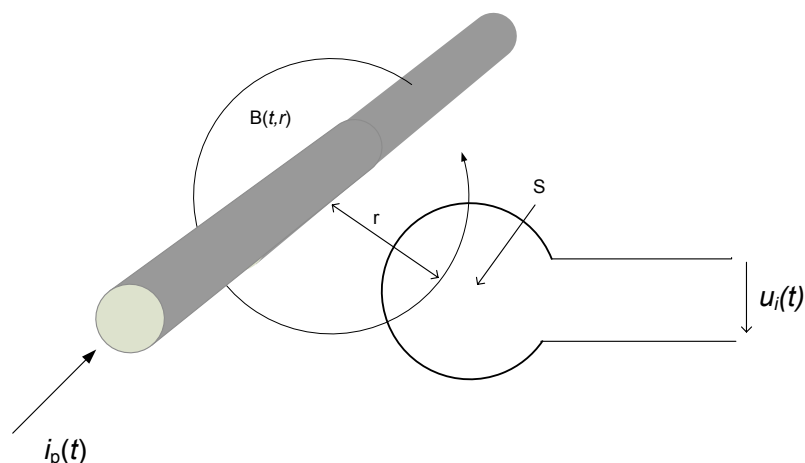
a Faradayova indukčního zákona [3]

$$u_i(t) = -\frac{d\Phi}{dt}. \quad (3.3)$$

Na obr. 3.4 je znázorněn princip jednoduchého proudového senzoru využívajícího snímací cívky. Pro indukované napětí na svorkách senzoru lze na základě Faradayova indukčního zákona (3.3) s využitím Ampérova zákona celkového proudu (3.2) odvodit vztah

$$u_i(t) = -\frac{d}{dt} \cdot \left(\mathbf{B}(r,t) \oint_s d\mathbf{S} \right) = -\mu_0 \cdot S \frac{d}{dt} \cdot H(r,t) = -\frac{\mu_0 \cdot S}{2\pi r} \frac{di(t)}{dt}, \quad (3.4)$$

kde B je velikost magnetické indukce, H intenzita magnetického pole, S plocha smyčky vložené do magnetického pole a r vyjadřuje polohu smyčky vůči zdroji magnetického pole.

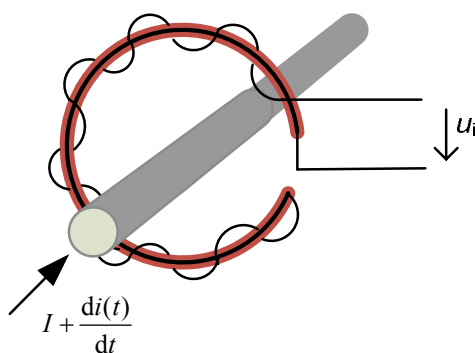


obr. 3.4 -principiální uspořádání indukčního senzoru na základě Faradayova indukčního zákona

Nevýhodou tohoto uspořádání senzoru je závislost indukovaného napětí na poloze smyčky senzoru vůči vodiči jímž prochází měřený proud.

Nejčastější praktické provedení indukčního senzoru, které eliminuje závislost indukovaného napětí na poloze senzoru vůči vodiči, je v podobě Rogowského cívky, obr. 3.5. Rogowského senzor (cívka) je tvořen cívkou s N závitů, které jsou navinuty v toroidním provedení. Jádrem cívky je vzduchové a proto je eliminována možnost jeho přesycení. Pro napětí na výstupu Rogowského senzoru lze s využitím vztahu (3.2) a (3.3) odvodit vztah

$$u_i(t) = -\frac{d\Phi(t)}{dt} = -\mu_r \mu_0 N S \frac{di(t)}{dt}. \quad (3.5)$$



obr. 3.5-Rogowského cívka jako senzor elektrického proudu

Ze vztahu (3.5) vyplývá, že indukované napětí u_i je přímo úměrné derivaci měřeného proudu. Proto je nutné napětí integrovat. K integraci lze využít pasivního integračního článku, aktivního integrátoru nebo numerické integrace vzorkovaného signálu v počítači. Další možností integrace při dodržení určitých podmínek u Rogowského senzoru je využití samointegrační vlastnosti senzoru. Na

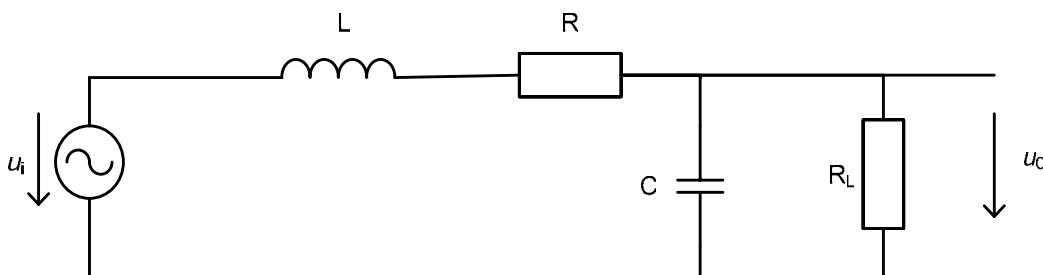
obr. 3.6 je náhradní schéma senzoru kde L představuje indukčnost cívky senzoru, R ohmický odpor cívky senzoru a C mezizávitovou kapacitu cívky a přívodního vedení a R_L zatěžovací odpor senzoru. Pro obvod lze odvodit přenos v operátorovém tvaru

$$K_u(p) = \frac{U_o(p)}{U_i(p)} = \frac{R_L}{p^2 R_L LC + p(R_L RC + L) + R + R_L}, \quad (3.6)$$

kde při uvažování formálního přechodu od analýzy obvodu v operátorové oblasti k analýze obvodu v harmonickém ustáleném stavu platí $p = j\omega$.

Při uvažování měření signálu s vysokým kmitočtem ω a při dostatečně malé velikosti R_L lze vztah (3.6) zjednodušit na tvar

$$K_u(p) = \frac{U_o(p)}{U_i(p)} = \frac{R_L}{pL}. \quad (3.7)$$



obr. 3.6-náhradní obvodové schéma Rogowskeho senzoru se zatěžovacím odporem R_L

Elektromotorické napětí v operátorovém tvaru na výstupu senzoru lze vyjádřit následujícím vztahem s využitím (3.5)

$$U_o(p) = \frac{R_L}{pL} U_i(p) = -\mu_0 NS \frac{R_L}{pL} pI(p) = -\mu_0 NS \frac{R_L}{L} I(p). \quad (3.8)$$

Po převodu do časové oblasti platí pro okamžitou hodnotu elektromotorického napětí vztah

$$u_o(t) = -\mu_0 NS \frac{R_L}{L} i(t) = -A_{\text{rog}} i(t), \quad (3.9)$$

Pro konstantu Rogowskeho cívky platí na základě vztahu (3.9)

$$A_{\text{rog}} = \frac{\mu_0 NS R_L}{L}, \quad (3.10)$$

kde L je indukčnost cívky. Ze vztahu (3.9) je patrné, že při nízké hodnotě zatěžovacího rezistoru R_L a měření proudového průběhu s dostatečně vysokými kmitočty harmonických složek je velikost výstupního napětí $u_o(t)$ přímo úměrná okamžité hodnotě měřeného proudu $i(t)$.

Významnou vlastností Rogowského senzoru je, že je potlačeno ovlivňování výstupního napětí proudy, které neobepínají magnetický obvod cívky. Výstupní napětí je tedy dáno proudem ve vodiči, který je obepjat senzorem. Další výhodnou vlastností senzoru je omezení vlivů magnetických toků kolmých na rovinu cívky senzoru a nezávislost výstupního napětí na poloze vodiče v cívce.

3.3. Magneto – optické senzory

Vhodné provedení senzoru na magneto-optickém principu je založené na Faradayově magneto-optickém jevu. Jev se projevuje u opticky aktivních látek kdy při podélném působení magnetického pole dochází ke stočení roviny polarizace světelné vlny [6]. Lineárně polarizovanou vlnu si lze představit jako superpozici dvou kruhově polarizovaných vln s levotočivou a pravotočivou polarizací. Průchodem opticky aktivním prostředím dochází k vzájemnému fázovému posuvu těchto složek. Vlivem chirální krystalografické osy vykazuje prostředí pro obě vlny jiný index lomu n_p a n_l . Při přechodu vln z aktivního do neaktivního prostředí lze dílčí analyzované složky superponovat. Výsledkem je lineárně polarizovaná vlna s rovinou polarizace otočenou o úhel [7]

$$\varphi = (k_l - k_p)l = \frac{2\pi}{\lambda_0}(n_l - n_p)l = \sigma l, \quad (3.11)$$

kde σ je měrná stáčivost opticky aktivního prostředí a k_l a k_p jsou vlnová čísla analyzovaných složek. Pootočení o úhel φ je dáno fázovým posunem levotočivé a pravotočivé vlny.

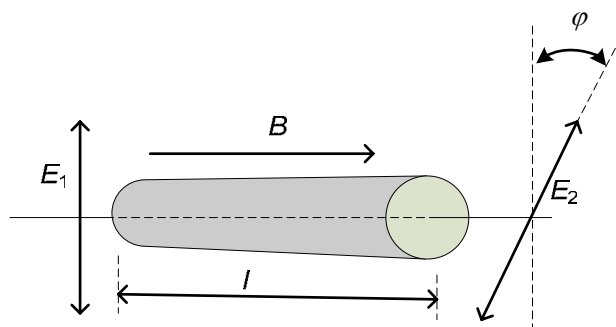
Pro závislost stočení roviny polarizace v závislosti na velikosti magnetické indukce B působícího pole a interakční délce l lze odvodit vztah [1]

$$\varphi = VBl = \mu V H l, \quad (3.12)$$

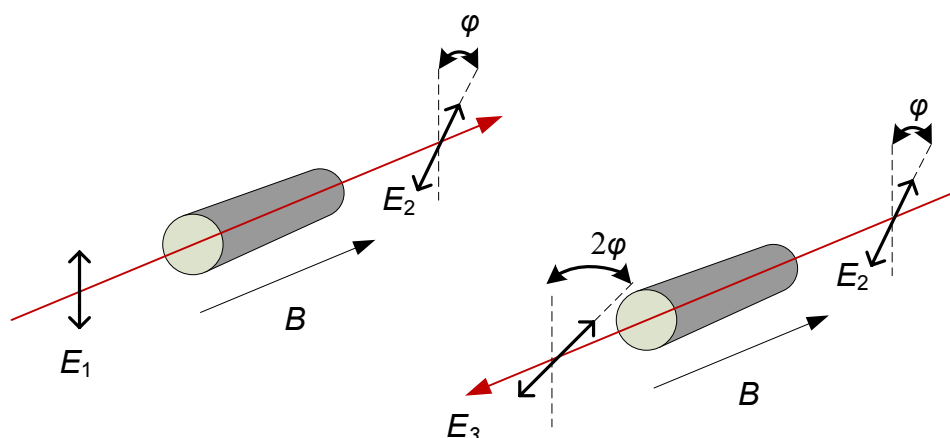
kde V je tzv. Verdetova konstanta, která charakterizuje magneto-optické vlastnosti prostředí.

Z rovnice (3.12) je patrné, že úhel stočení roviny polarizace α světelné vlny je přímo úměrný velikosti magnetické indukce působícího pole v optickém prostředí v interakční délce l , viz obr. 3.7.

Faradayův magneto-optický jev je nerekipročního charakteru. To znamená, že směr stočení roviny polarizace závisí na vzájemné orientaci magnetického pole a směru šíření. Rovina polarizace světelné vlny šířící se magneto-optickým elementem souhlasně se směrem magnetického pole bude stočena o úhel φ . Rovina polarizace světelné vlny šířící se magneto-optickým elementem proti směru magnetického pole bude stočena o úhel $-\varphi$ [11] obr. 3.8.



obr. 3.7 - Faradayův magneto-optický jev.

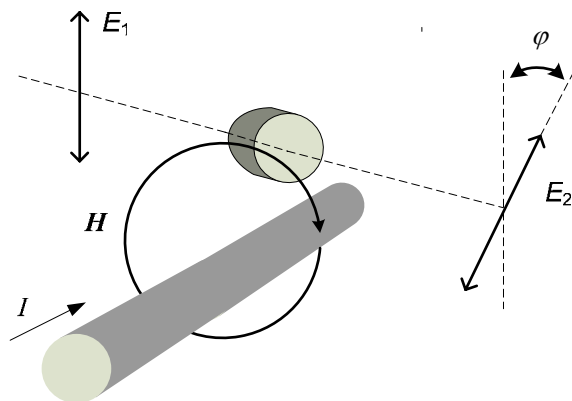


obr. 3.8 - Vliv Faradayova jevu na směr stáčení roviny polarizace vlny v přímém a zpětném směru šíření optické vlny.

Pokud magnetické pole není v interakční délce homogenní vystupuje ve vztahu (3.12) jeho integrální hodnota. V případě, že není pole ani stacionární, ale časově proměnné můžeme psát

$$\varphi(t) = V \int_l \mathbf{B}(t) \cdot d\mathbf{l} = \mu V \int_l \mathbf{H}(t) \cdot d\mathbf{l}. \quad (3.13)$$

Z rovnice (3.13) vychází základní uspořádání proudového senzoru viz. obr. 3.9 . Kdy v blízkém okolí vodiče, kterým prochází měřený proud, je umístěn magneto-optický element, který je v literatuře označován jako Faradayův rotátor. Tímto elementem prochází měřicí optický svazek. U tohoto uspořádání musí být pro výpočet měřeného proudu známa geometrie uspořádání soustavy vodič-rotátor, jelikož velikost intenzity magnetického pole H je závislá na vzdálenosti od vodiče.

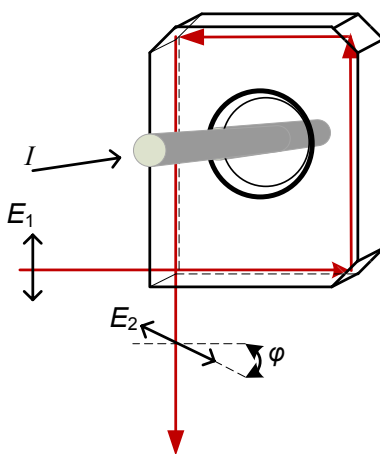


obr. 3.9- základní uspořádání magneto-optického senzoru elektrického proudu.

Vhodnou variantou pro praktickou realizaci je uspořádání senzoru vycházející z Ampérová zákonu celkového proudu [4]

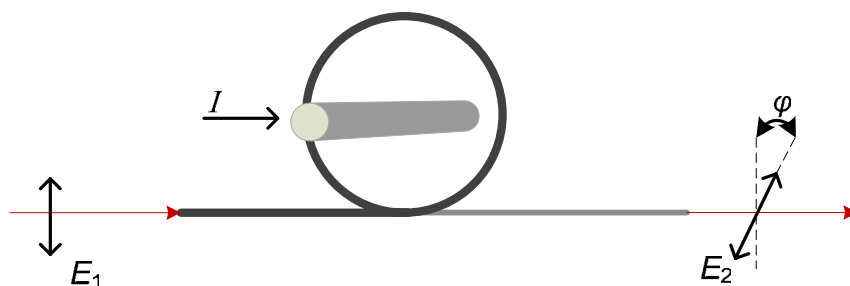
$$\oint_l B \cdot dl = \mu I, \quad (3.14)$$

Konstrukční provedení je možné s využitím speciálního optického elementu, viz. např. obr.3.10. Element obsahuje v rozích odrazné plochy na kterých se optický vstupující svazek odrazí tak, že jeho výsledná dráha obepne měřený vodič.



obr.3.10 - integrální proudový senzor s optickým elementem.

Další možností je využití jádra optického vlákna jako Faradayova rotátoru, viz. obr. 3.11. Optické vlákno je obtočeno kolem měřeného vodiče. Takto i měřicí optický svazek procházející vláknem obepíná měřený vodič.



obr. 3.11 - integrální proudový senzor s optickým s využitím optického vlákna jako Faradayova rotátoru.

Společné výhodné vlastností obou typů provedení senzoru plynou ze vztahu (3.14). Měřicí optický svazek je ovlivněn pouze magnetickým polem, které je vytvořeno proudem protékajícím měřeným vodičem. Úhel stočení polarizace světelné vlny není závislý na poloze měřeného vodiče uvnitř měřicí smyčky a na velikosti měřicí smyčky.

Pro úhel stočení roviny měřicího optického paprsku lze s využitím vztahu (3.12) a (3.14) odvodit rovnici

$$\varphi(t) = \mu_0 V N i(t), \quad (3.15)$$

kde N představuje počet závitů kolem měřeného vodiče.

Ze vztahu (3.15) je patrné, že velikost stočení roviny polarizace světelné vlny je závislé na velikosti Verdetovy konstanty V , počtu závitů N a přímo úměrné velikosti měřeného proudu $i(t)$ a je nezávislé na poloměru závitů D a poloze vodiče v optické vláknové cívce. Citlivost senzoru je možno zvýšit použitím vyššího počtu závitů N .

U provedení senzoru s optickým vláknem jako Faradayova rotátoru je omezujícím faktorem ohyb vlákna. Při velkém ohybu může dojít k poškození vlákna. Dále dochází ke vzniku indukovaného lineárního dvojlomu. Indukovaný lineární dvojlom společně s vlastním dvojlomem optického prostředí se projevuje různou velikostí indexu lomu pro různé polarizace vlny. Z tohoto důvodu bude rychlost vlny v ose x vlákna odlišná od rychlosti vlny v ose y . Lze tedy říci že optické vlákno má pomalou a rychlou osu šíření.

3.4. Výběr měřicí metody

Pro další řešení návrhu a realizace senzoru se jeví jako vhodné využití indukčního senzoru založeného na principu snímání indukovaného magnetického pole v okolí vodiče a to v provedení Rogowského cívky. Tento senzor není galvanicky spojen s měřeným obvodem a je pomocí něj možno měřit i vysoké kmitočty. Problém vystává pouze v provedení integrace výstupního napětí. Jako nejvhodnější varianta se jeví využití samo-integrační vlastnosti senzoru pomocí vhodné volby velikosti zatěžovacího odporu. Tímto řešením sice klesá citlivost senzoru, ale při předpokládaných úrovních impulsu není citlivost omezující.

Další vhodná metoda je založena na magneto-optickém jevu konkrétně na využití Faradayova jevu. Velkou předností této metody je vysoká odolnost vůči elektromagnetickému

rušení při přenosu signálu k místu vyhodnocení. Další výhodou je možnost dosažení vysokého mezního kmitočtu u vhodně navrženého senzoru. U této metody vystává problém s přítomností lineárního dvojlomu, který je třeba potlačit. Pro realizaci bude navržena vhodná elektronická vyhodnocovací část.

Pro realizaci nebylo zvoleno využití přímé metody měření pomocí bočníku. Důvodem je nutnost galvanického spojení mezi měřicím systémem a měřeným obvodem a dále relativně náročné konstrukce bočníku z tenkostěnného tělesa spolu s potřebou zavedením měřících přívodů do jeho dutiny.

4. Návrh a vývoj Rogowskeho (senzoru)cívky

Pro návrh senzoru potřebné citlivosti založeného na Rogowskeho cívce je nutné zvolit potřebné parametry této cívky. Ze vztahu (3.10) je zřejmé že citlivost Rogowskeho senzoru je závislá na několika parametrech, které je nutno vhodně zvolit pro dosažení žádaných vlastností. Řešení tak není jednoznačné a musí být zohledněny např. konstrukční možnosti cívky, možnost realizace zatěžovacího odporu potřebné velikosti a jiné.

Pro experimentální potřeby byl proto realizován vzorek Rogowskeho cívky pro ověření závěrů kapitoly 3.2. Pro konstrukci Rogowskeho senzoru bylo s výhodou využito koaxiálního kabelu, kdy je vyvedený střední vodič zpětně navinut na dielektrikum. Tím vytváří cívku, která je na druhém konci spojena s opletem kabelu.

U realizovaného senzoru je pro integraci výstupního napětí navrženo využití tzv. samo-integrační vlastnosti senzoru. Senzor bude na výstupu zatížen odporem R_L , jehož hodnotu je potřeba vhodně zvolit tak aby se dominantní harmonické složky průběhu měřeného impulsu nacházely v samo-integrační oblasti. Dále musí být zajištěno, aby bylo zamezeno rezonanci senzoru na jeho rezonančním kmitočtu a nevznikly oscilace průběhu výstupního napětí.

4.1. Návrh experimentálního provedení Rogowskeho cívky

Pro návrh senzoru byly zvolen počet závitů cívky N , průměr závitů cívky d a délka cívky l z těchto parametrů byla vypočtena plocha závitů S cívky a její indukčnost L_{rog} . Zvolené a vypočtené parametry senzoru jsou uvedeny v Tabulka 4.1.

Tabulka 4.1. - zvolené a vypočtené parametry Rogowského cívky

počet závitů N	200
průměr závitu [mm] d	3,3
délka cívky [mm] l	155
plocha závitu [mm ²] S	8,5529

$$S = \frac{\pi \cdot d^2}{4} = \frac{\pi \cdot 3,3 \cdot 10^{-3}}{4} = 8,5529 \text{ mm}^2.$$

Na základě tohoto návrhu byl realizován Rogowského senzor, viz. obr. 4.3. Pro experimentální ověření vlivu velikosti zatěžovacího odporu R_L je připojení senzoru k vedení realizováno pomocí T-adaptéru. K němu je možno zatěžovací odpory připojovat. Pro určení hodnot náhradního obvodu senzoru viz. obr. 3.6 bylo na kmitočtu $f = 300$ kHz provedeno měření jeho impedance. Na takto nízkém kmitočtu se v hodnotě impedance neprojeví přítomná vlastní kapacita senzoru C . Vztah pro určení indukčnosti cívky senzoru lze odvodit ze vztahu

$$\bar{Z} = Z_1 e^{j\varphi} = R + jL\omega, \quad (4.1)$$

indukčnost pak bude

$$L = \frac{\bar{Z} - R}{2\pi f j}, \quad (4.2)$$

při dosazení naměřených hodnot impedance a odporu cívky je pak indukčnost

$$L = \frac{\bar{Z} - R}{2\pi f j} = \frac{((0,644 + 5,428j) - 0,644)}{1884955,592j} = 2,88\mu H. \quad (4.3)$$

Následně byla nalezena rezonanční frekvence $f_{\text{rez}} = 9,861$ MHz senzoru a pomocí Thomsonova vztahu

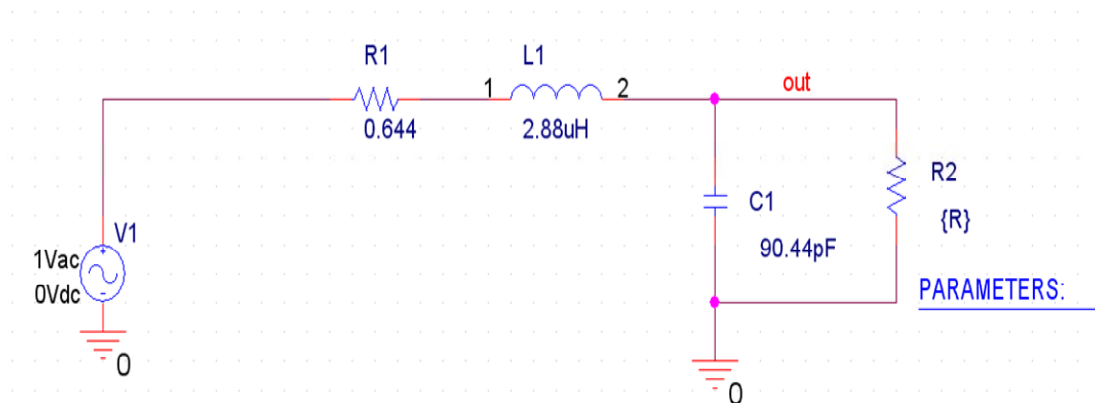
$$f_{\text{rez}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (4.4)$$

byla určena vlastní kapacita C senzoru

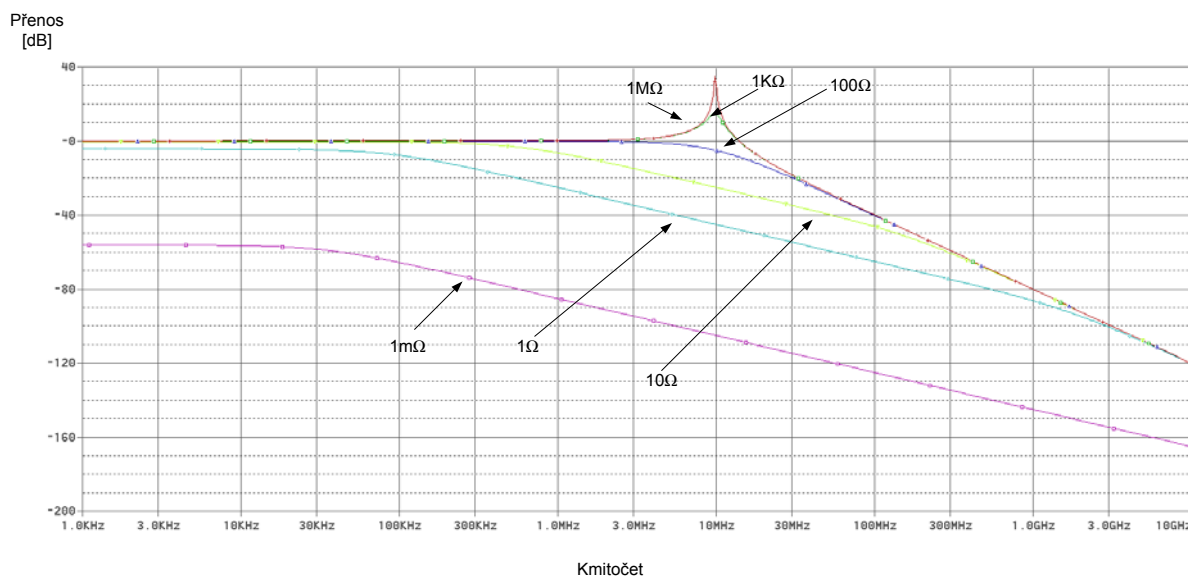
$$C = \frac{\left(\frac{1}{f_{\text{rez}} \cdot 2\pi}\right)^2}{L} = \frac{\left(\frac{1}{9,861 \cdot 10^6 \cdot 2\pi}\right)^2}{2,88 \cdot 10^{-6}} = 90,44 \text{ pF}.$$

Tabulka 4.2 - změřené a vypočtené parametry realizovaného senzoru

$L[\mu H]$	$R[\Omega]$	$C[\text{pF}]$
2,88	0,644	90,44

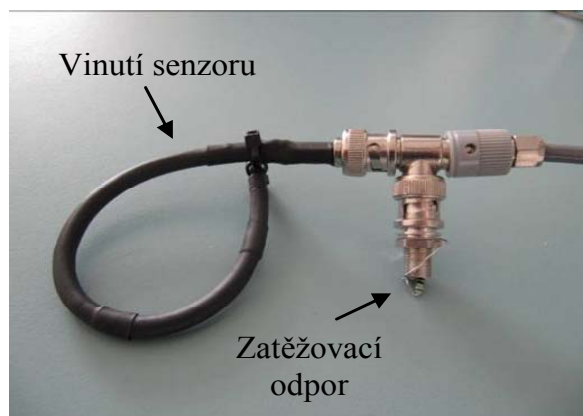


obr. 4.1- Schéma náhradního obvodu Rogowského senzoru pro simulaci.



obr. 4.2 - výsledky simulace přenosu Rogowského senzoru pro různé hodnoty zatěžovacího odporu.

Zjištěné hodnoty parametrů prvků náhradního schématu senzoru na obr. 4.1 byly použity při simulaci kmitočtové charakteristiky přenosu v závislosti na velikosti zatěžovacího odporu R_L . Z výsledků simulace obr. 4.2 je zřejmé, že při zatížení senzoru hodnotami odporu $R_L = 1\text{M}\Omega$ a $R_L = 1\text{k}\Omega$ není na rezonančním kmitočtu dostatečně zatlumena rezonanční převýšení. Při snižování zatěžovacího odporu klesá úroveň přenosu a dochází k zatlumení rezonančního převýšení. Zároveň se i posouvá mezní kmitočet senzoru směrem k nižším kmitočtům.

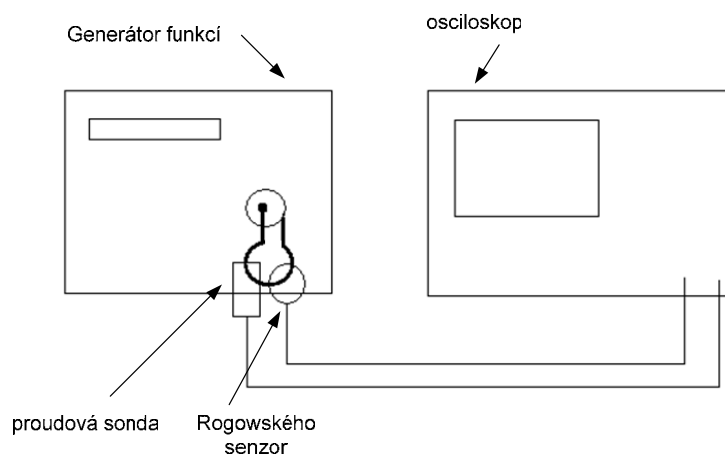


obr. 4.3 – realizovaný Rogowskeho senzor.

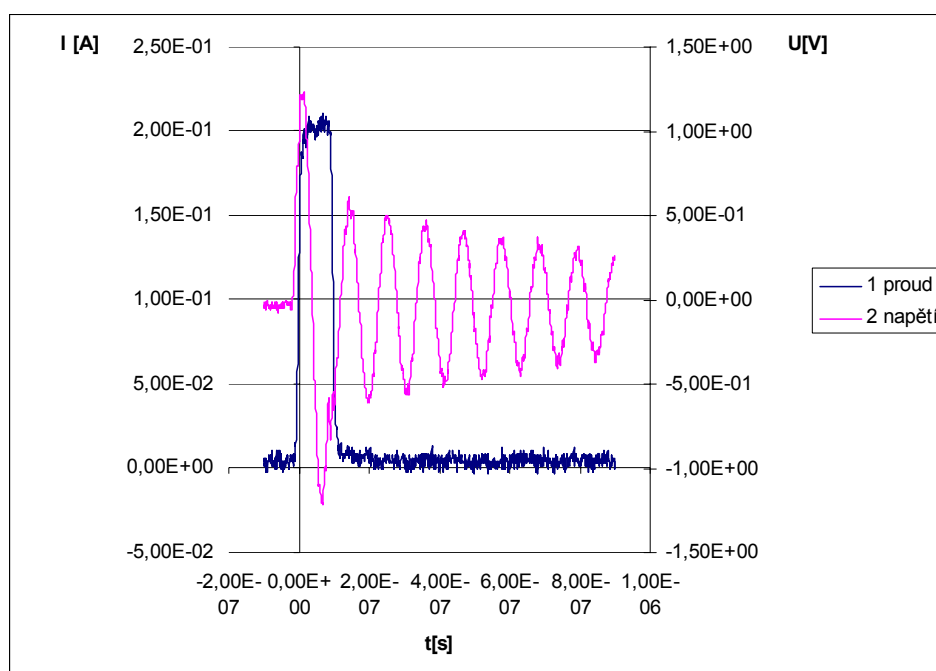
4.2. Ověření funkčnosti Rogowského senzoru

Funkčnost realizovaného senzoru byla ověřena dle blokového schéma na obr. 4.4. Na generátoru funkcí Agilent N3320A na jehož zkratovaný výstup byl přiváděn obdélníkový impuls s dobou trvání $T_p = 100\text{ ns}$ a dobou náběžné hrany $t_r = 5\text{ ns}$. Průběh na výstupu generátoru byl zároveň sledován i pomocí proudové sondy Agilent N2774A. Senzor byl

zatěžován různými hodnotami odporu. Na obr. 4.5 až obr. 4.8 jsou zobrazeny výsledky měření pro nezatížený Rogowského senzor a hodnoty zatěžovacího odporu $R_L = 1 \Omega$, $R_L = 5,6 \Omega$ a $R_L = 33 \Omega$. První průběh v grafech reprezentuje proud změřený pomocí referenční proudové sondy Agilent N2774A. Druhý průběh reprezentuje napětí na výstupu Rogowského senzoru.

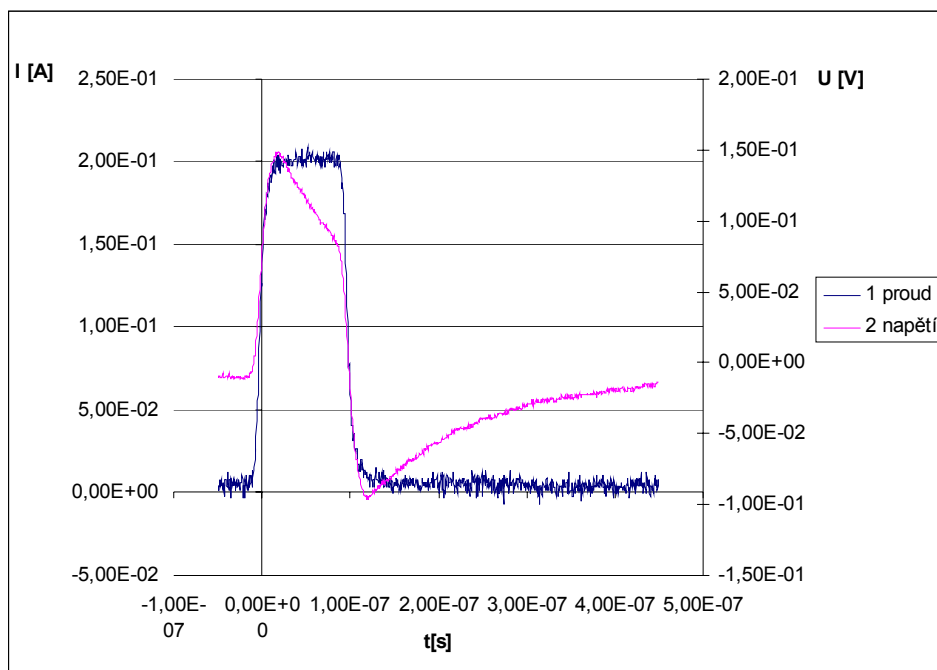


obr. 4.4 -blokové schéma zapojení pracoviště pro ověření funkce Rogowského senzoru.



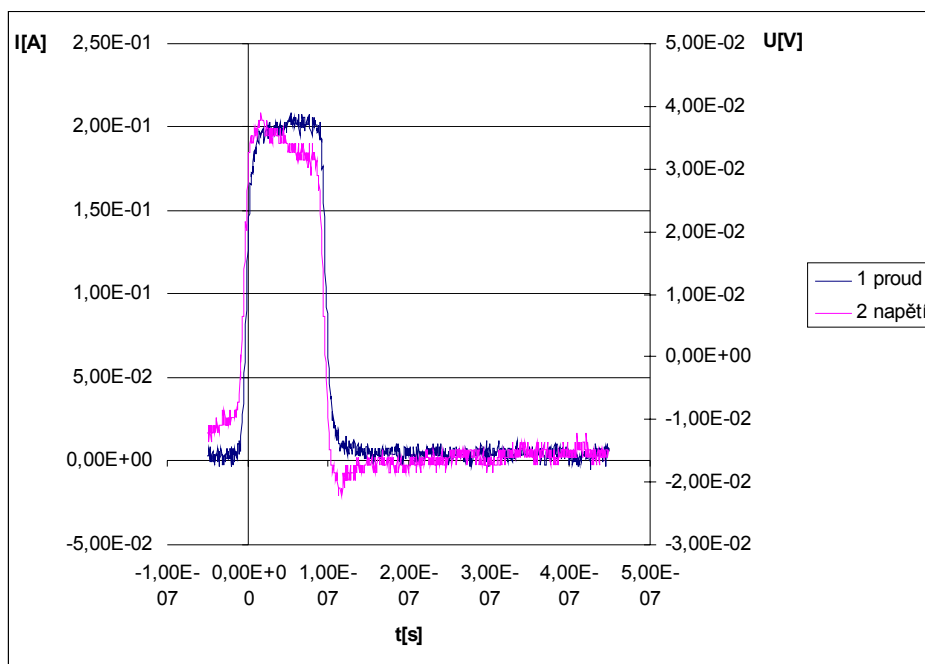
obr. 4.5 - průběh výstupního napětí nezatíženého Rogowského senzoru a proudového impulsu na výstupu generátoru.

V průběhu napětí nezatíženého senzoru (obr. 4.5) se výrazně projevují tlumené oscilace na rezonančním kmitočtu senzoru.



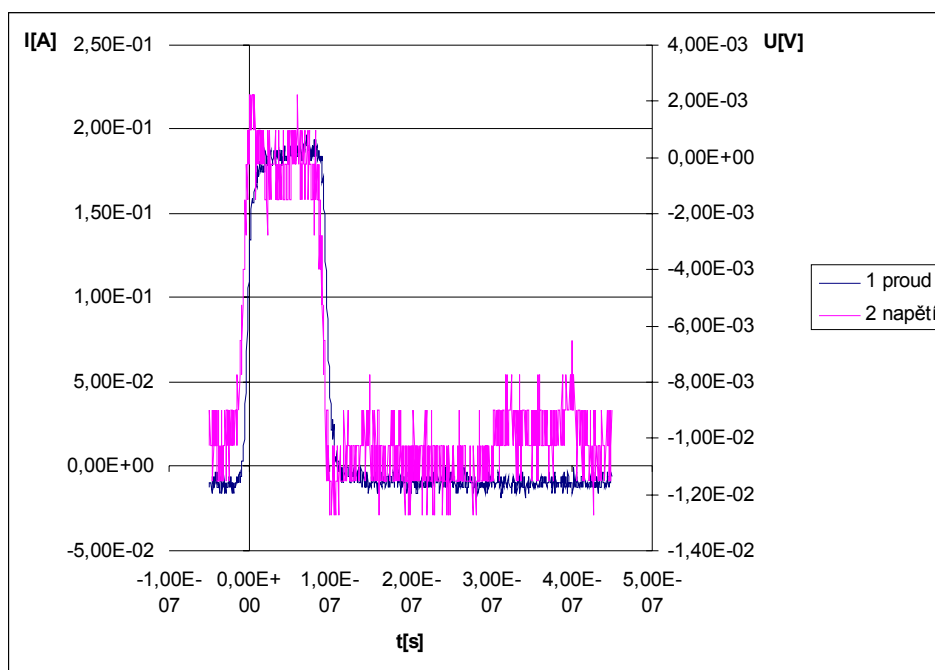
obr. 4.6 - průběh výstupního napětí Rogowského senzoru zatíženého odporem $R_L = 33 \, \Omega$ a proudového impulsu na výstupu generátoru.

Při zatížení senzoru odporem o hodnotě $R_L = 33 \, \Omega$ (obr. 4.6) je patrné, že jsou potlačeny zátky na rezonančním kmitočtu, ale zřejmě vlivem setrvačnosti náhradního obvodu nesleduje průběh napětí v temeni impulsu průběh výstupního proudu.



obr. 4.7 - průběh výstupního napětí Rogowského senzoru zatíženého odporem $R_L = 5,6 \, \Omega$ a proudového impulsu na výstupu generátoru.

Při zatížení senzoru odporem o hodnotě $R_L = 5,6 \, \Omega$ (obr. 4.7) jsou potlačeny záškuby na rezonančním kmitočtu. V temni impulsu je ale stále patrný pokles hodnoty napětí což je opět zřejmě způsobeno setrvačností obvodu.



obr. 4.8 - průběh výstupního napětí Rogowského senzoru zatíženého odporem $R_L = 1 \, \Omega$ a proudového impulsu na výstupu generátoru.

Při zatížení senzoru odporem o hodnotě $R_L = 1 \, \Omega$ (obr. 4.8) je charakter tvaru časového průběhu napětí na výstupu Rogowského senzoru téměř totožné se změřeným referenčním průběhem. V průběhu napětí je patrná přítomnost šumového signálu značné úrovně. Je to způsobeno poklesem přenosu senzoru v souladu se závěry analýzy v kapitole 4.1. Pro odečítání hodnot napětí v temeni impulsu je nutno uvažovat střední hodnotu.

Z výsledků simulací a provedených měření je patrné, že vhodnou velikost zatěžovacího odporu je třeba volit v rozsahu stovek miliohmů. V tomto rozsahu bude zajištěno, že dominantní harmonické složky měřeného impulsu budou ležet v samointegrační oblasti a zároveň budou omezena rezonance na rezonačním kmitočtu senzoru.

Z hodnot napětí senzoru a proudu referenční sondy při zatížení odporem $R_L = 1 \, \Omega$ byla určena hodnota konstanty senzoru pro čas $t = 49,5 \, \text{ns}$

$$A_{\text{rog}} = \frac{u_o(t)}{i_p(t)} = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{1,91 \cdot 10^{-1}} = 5,235 \cdot 10^{-3} \frac{\text{V}}{\text{A}}.$$

Při měření proudových impulsů generovaných experimentálním zdrojem bude hodnota výstupního napětí senzoru při uvažovaném proudu $I_p = 4 \, \text{kA}$ rovna

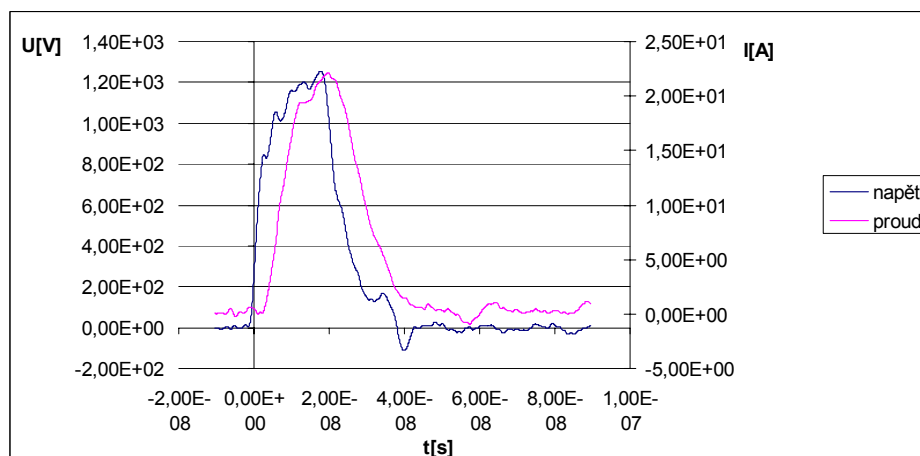
$$u_o = A_{\text{rog}} \cdot I_p = 5,235 \cdot 10^{-3} \cdot 4 \cdot 10^3 = 20,94 \, \text{V}.$$

Z vypočtené hodnoty výstupního napětí vyplývá, že citlivost senzoru je vyhovující pro aplikaci na experimentálním zdroji.

4.3.Ověření funkčnosti Rogowského cívky v systému PFL

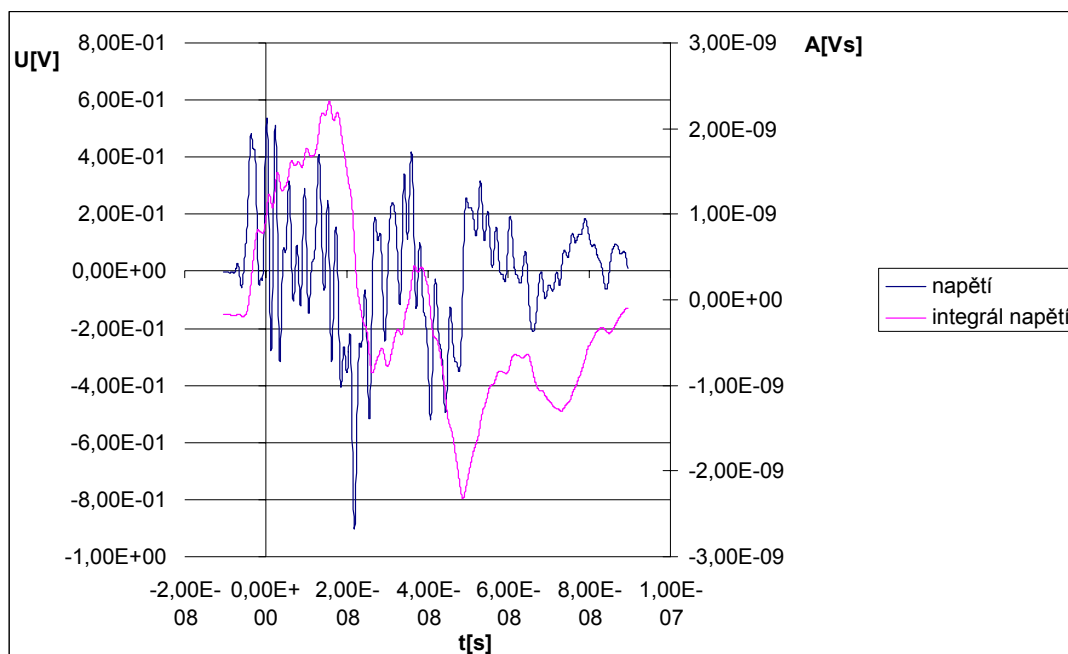
Realizovaný senzor byl ověřen na měření na systému PFL tvořeného jedním úsekem vedení URM 67 délky $l = 1 \, \text{m}$ se zátěží tvořenou paralelní kombinací rezistorů $R_L = 50 \, \Omega$. Vedení bylo nabíjeno napětím $U_{\text{nab}} = 2,4 \, \text{kV}$.

Na obr. 4.9 je zobrazen generovaný napěťový a proudový impuls. Měření bylo provedeno vysokonapěťovou sondou Agilent N771A a proudovou sondou Agilent 2007.



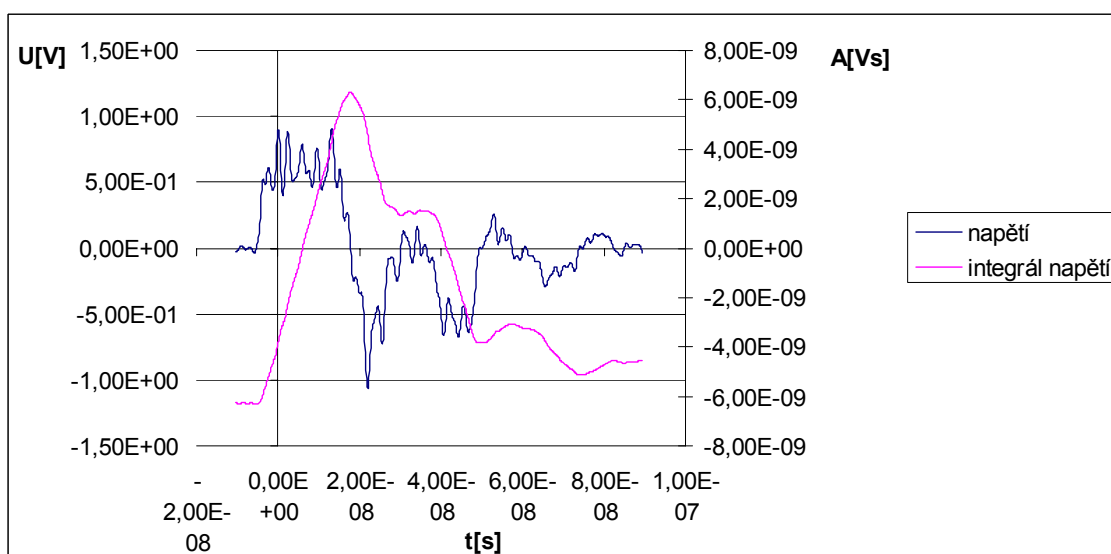
obr. 4.9 – generovaný napěťový a proudový impuls.

Na obr. 4.10 je zobrazeno výstupní napětí senzoru zatíženého rezistorem $R_L = 1\Omega$. Výstupní napěťový impuls senzoru je silně zatlumen a přes úroveň šumu nelze rozeznat jeho časový charakter. Integrál výstupního napětí na zatěžovacím rezistoru R_L odpovídá časovému charakteru měřeného proudu pro jeho rozměr se dá odvodit jednotka $A[Vs]$.



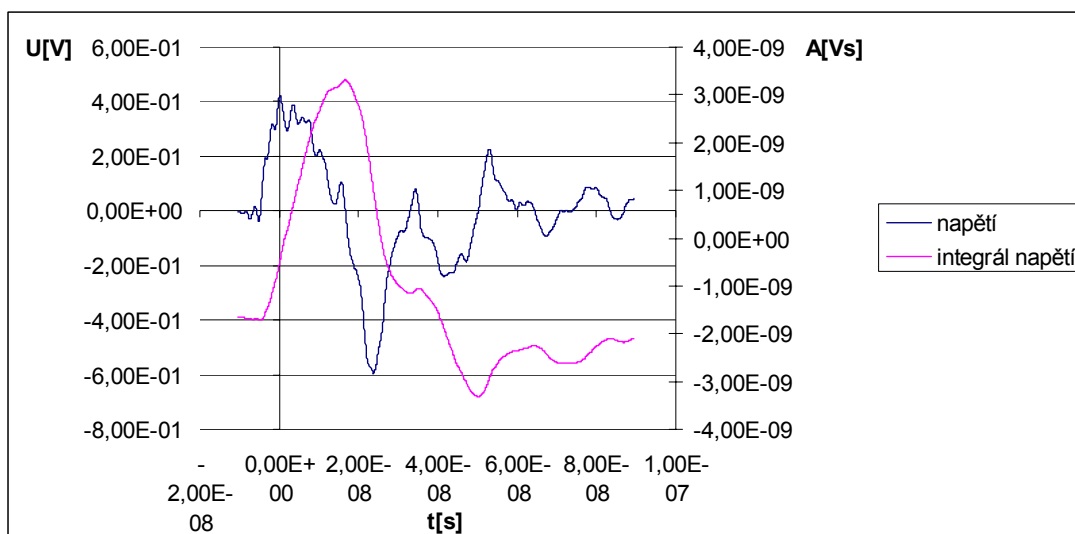
obr. 4.10 – průběh výstupního napětí a proudu Rogowského senzoru při zatížení odporem $R_L = 1\Omega$

Při zatížení senzoru odporem $R_L = 10\Omega$ dochází k zvýšení úrovně výstupního napěťového impulsu, ale v temeni impulsu jsou patrné oscilace. Výrazný je zákmit pod sestupnou hranou impulsu. Oscilace jsou pravděpodobně způsobeny nedostatečným potlačením vyšších harmonických složek impulsu.



obr. 4.11 – průběh výstupního napětí a proudu Rogowského senzoru při zatížení odporem $R_L = 10\Omega$

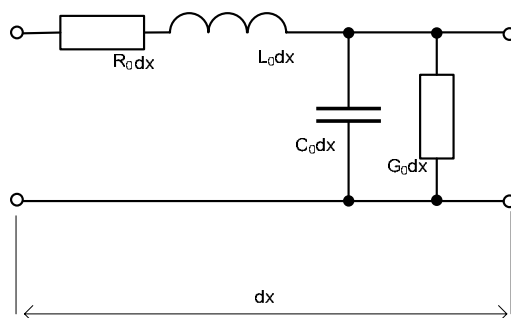
Zatížením senzoru odporem $R_L = 100\Omega$ došlo k zvýraznění časového charakteru impulsu, ale i k zvýraznění zákmitů v temeni pod sestupnou hranou impulsu.



obr. 4.12 – průběh výstupního napětí a proudu Rogowského senzoru při zatížení odporem $R_L = 100\Omega$

Zřejmý rozdíl v kvalitě změřených průběhů proudu pomocí proudové sondy a realizovaného indukčního senzoru je možno zjistit srovnáním průběhu na obr. 4.9 a průběhů na obr. 4.10 až obr. 4.12. Zatímco komerční sonda je realizována jako indukční senzor s feromagnetickým jádrem se snímacím vinutím soustředěným v malém prostoru, realizovaný senzor je v provedení Rogowského cívky. Vinutí Rogowského cívky je rozloženo podél celého obvodu vzduchového jádra. Na základě zhodnocení charakteru průběhů na obr. 4.10 až obr. 4.12 je oprávněné považovat realizovaný senzor jako obvod s rozprostřenými parametry. Tato skutečnost se projevuje při měření neharmonického proudu s přítomnými složkami o vysokých kmitočtech.

Pokud považujeme obvod indukčního senzoru ze obvod s rozprostřenými parametry je možno nahradit ho kaskádou dvojbranů podobně jako při modelování přenosových vedení. Na obr. 4.13 je znázorněn dvojbran odpovídající elementu vedení délky dx . R_0 odpovídá podélnému měrnému odporu, L_0 měrné indukčnosti, C_0 měrné kapacitě a G_0 měrné příčné vodivosti.



obr. 4.13 – náhradní schéma vedení s rozprostřenými parametry

Pokud chceme na výstupu senzoru získat nezkreslený signál, pak při uvažování senzoru jako přenosového vedení musí být vedení nezkreslujícího typu. Pro přenos nezkresleného signálu musí být splněna podmínka nezkreslujícího vedení (Heavisideova podmínka) kdy:

$$\frac{R_0}{L_0} = \frac{G_0}{C_0}. \quad (4.5)$$

Pro vlnovou impedanci Z_v lze s použitím vztahu (4.5) odvodit

$$Z_v(\omega) = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}} = \sqrt{\frac{L_0 \left(\frac{R_0}{L_0} + j\omega \right)}{C_0 \left(\frac{G_0}{C_0} + j\omega \right)}} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = \text{konst.}, \quad (4.6)$$

kde ω úhlový kmitočet. Pro konstantu šíření γ lze obdobně odvodit

$$\begin{aligned} \gamma(\omega) &= \beta + j\alpha = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)} = \sqrt{L_0 \left(\frac{R_0}{L_0} + j\omega \right) C_0 \left(\frac{G_0}{C_0} + j\omega \right)} = \\ &= \sqrt{L_0 C_0} \left(\frac{R_0}{L_0} + j\omega \right) = \sqrt{R_0 G_0} + j\omega \sqrt{L_0 C_0}. \end{aligned} \quad (4.7)$$

Pro fázovou rychlost v_f vln na vedení lze s použitím výsledku vztahu (4.8) odvodit

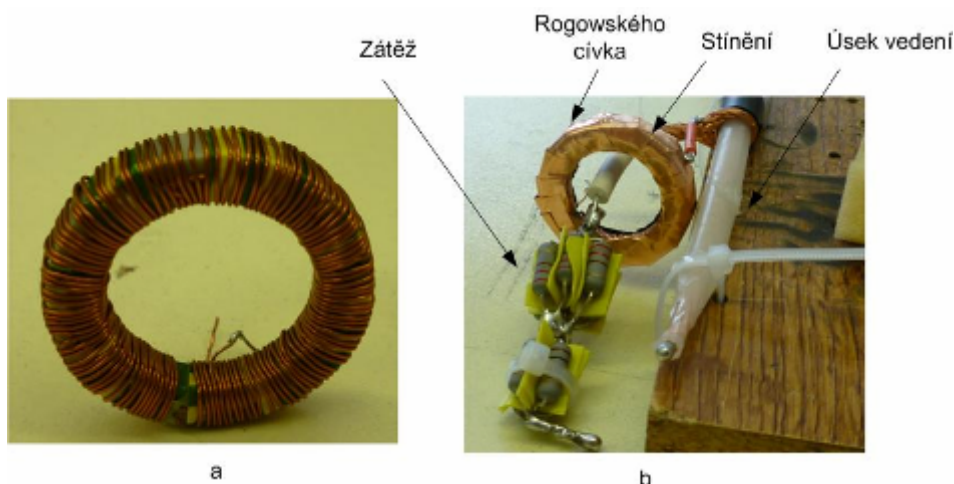
$$v_f = \frac{\omega}{\alpha} = \frac{\omega}{\omega \sqrt{L_0 C_0}} = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} = \text{konst.} \quad (4.8)$$

Z těchto rovnic lze vyvodit závěr pro Heavisideovu podmínku, že parametry vedení - vlnová impedance vedení Z_v , činitel útlumu β a fázová rychlost v_f jsou nezávislé na kmitočtu. Všechny harmonické složky na vedení jsou stejně přizpůsobeny mají stejné tlumení a stejnou fázovou rychlost. Vedení pak přenáší nezkreslený signál, který je pouze tlumen.

Pokud zvážíme možnost vzniku povrchového jevu ve vodiči z kterého je senzor realizován bude hodnota měrného odporu R_0 funkcí kmitočtu. V tomto případě nebude splněna Heavisideova podmínka. Vzhledem k charakteru změřených signálů je možné se domnívat, že realizovaný senzor podmínku nezkreslujícího vedení nesplňuje. Proto dochází k silnému zkreslení měřeného proudového průběhu.

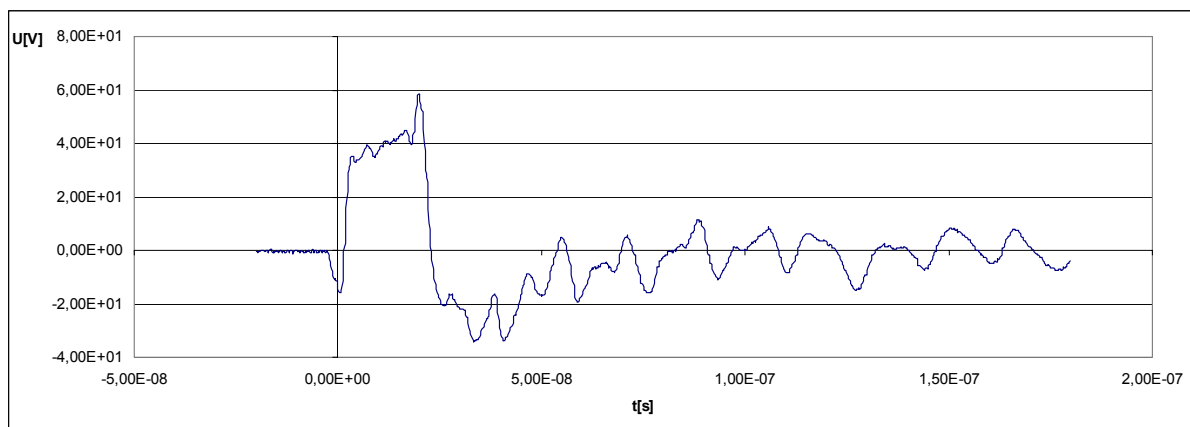
Při použití flexibilního provedení senzoru, které nemá přesně kruhový tvar může také dále dojít k fázovým posuvům indukovaného napětí v různých částech vinutí. Tato skutečnost může být dalším faktorem způsobujícím zkreslení měřeného signálu. Při vysokých kmitočtech harmonických složek měřeného impulsu dochází k vysokým rychlostem změn magnetického pole v dílčích částech senzoru. Jelikož napěťový signály vznikající v různých částech senzoru se šíří směrem k výstupu s různým časovým zpožděním, může být i pozice vodiče v cívice senzoru zásadní.

Pro ověření vlivu pozice Rogowského cívky vůči vodiči jímž prochází měřený proud byl sensor realizován na toroidním jádru. Cívka senzoru byla navinuta v provedení se zpětným vodičem. Realizovaný sensor a jeho aplikace na měřeném systému PFL je zobrazena na obr. 4.14. Sensor byl zatěžován rezistory o hodnotách $R_L = 330 \Omega$, $R_L = 100 \Omega$, a $R_L = 10 \Omega$ pro polohu vodiče ve středu senzoru. Pro hodnotu rezistorů $R_L = 220 \Omega$ byl zkoumán vliv polohy vodiče vůči senzoru. Bylo zkoušeno i vliv dodatečného stínění senzoru (obr. 4.14b) s cílem zmenšení zkreslení. Vliv absence stínění na zkreslení se tímto ale nepotvrdil.



obr. 4.14 – a) provedení Rogowského cívky na prstencovém jádru b) aplikace senzoru se stíněním v systému PFL

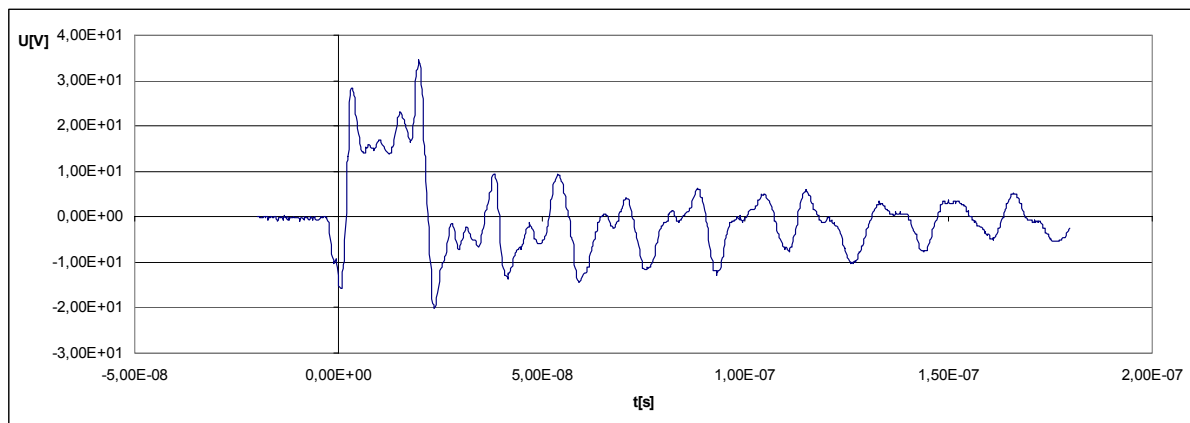
Na obr. 4.15 je zobrazen průběh výstupního napětí senzoru při zatížení odporem $R_L = 330 \Omega$. V průběhu jsou patrné zákymy, které jsou pravděpodobně způsobeny vyššími harmonickými složkami nebo vlivem výše zmíněných vlnových jevů v obvodu s rozptřenými parametry.



obr. 4.15 – průběh výstupního napětí Rogowského senzoru při zatížení odporem $R_L = 330 \Omega$

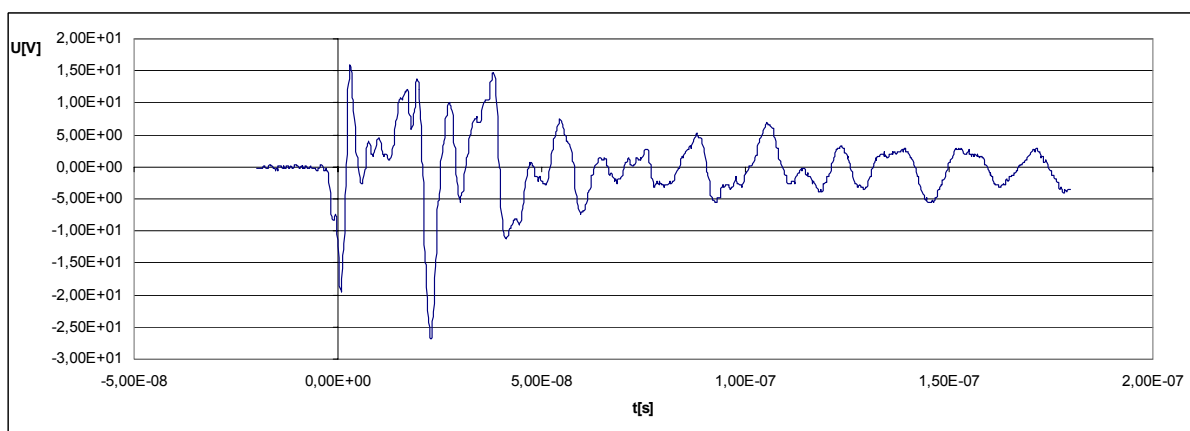
Při zatížení senzoru odporem $R_L = 100 \Omega$ dochází k omezování přenášeného pásma což se v průběhu projeví překymy na náběžné a sestupné hraně impulsu obr. 4.16. Matematicky

lze tyto zákmity popsat pomocí Gibbsova jevu. Tento jev popisuje vlastnost Fourierových řad pro obdélníkovou funkci $f(t)$, kdy i pro nekonečný počet harmonických složek dojde k překmitům přibližně 9% amplitudy funkce $f(t)$. Při konečném počtu harmonických složek je pak tento překmit vyšší [14].



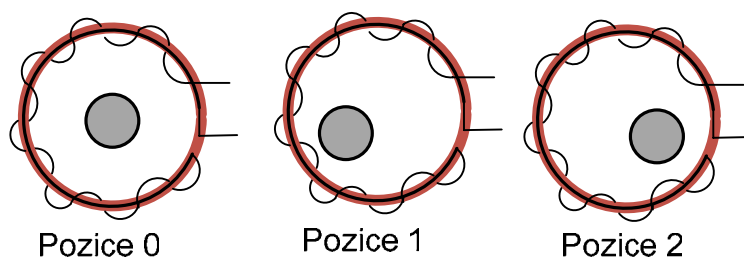
obr. 4.16– průběh výstupního napětí Rogowského senzoru při zatížení odporem $R_L = 100 \, \Omega$

Při zatížení senzoru odporem $R_L = 10 \, \Omega$ viz. obr. 4.17 jsou překmity dány Gibbsovým jevem výrazně zkreslují časový průběh výstupního napětí senzoru.



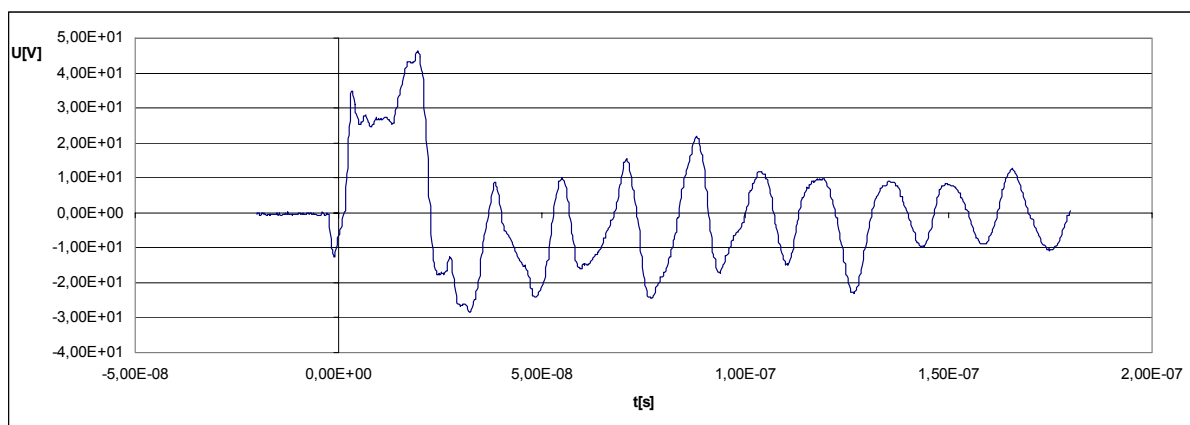
obr. 4.17 – průběh výstupního napětí Rogowského senzoru při zatížení odporem $R_L = 10 \, \Omega$

Vliv polohy vodiče jímž prochází měřený proud vůči Rogowskému cívce byl zkoumán pro tři různé pozice vodiče které jsou zobrazeny na obr. 4.18. Senzor byl zatěžován hodnotou rezistoru $R_L = 220 \, \Omega$.

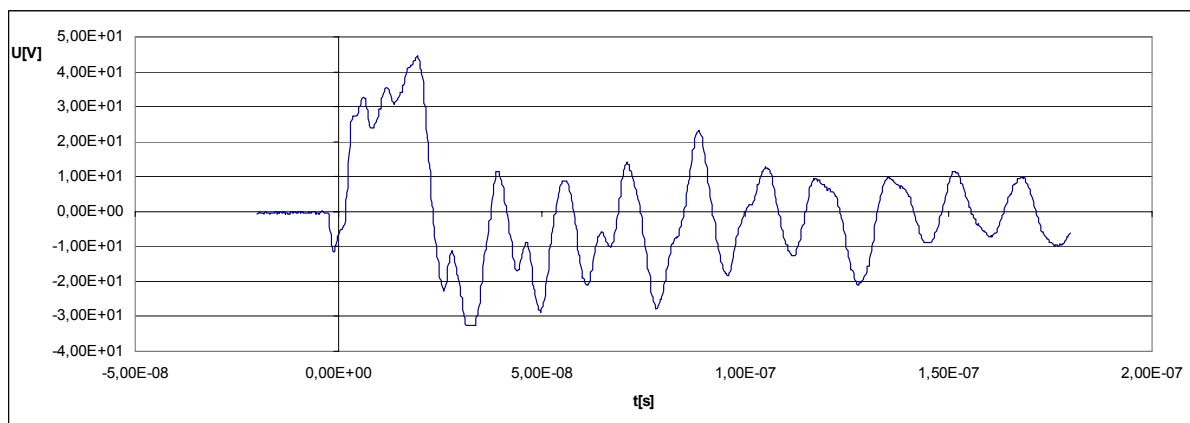


obr. 4.18 – pozice vodiče vůči Rogowského cívce

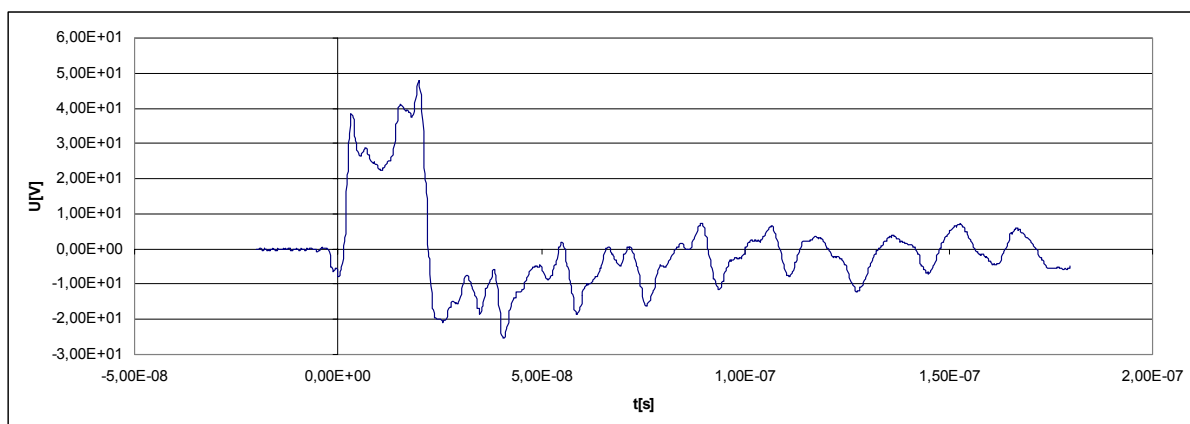
Ze získaných průběhů výstupního napětí senzoru (obr. 4.19 až obr. 4.21) je patrné, že poloha vodiče má vliv na velikost amplitudy zámků za napětovým impulsem. Podle zdroje [13] mohou být tyto zámký způsobeny tím, že senzor představuje na vysokých kmitočtech obvod s rozprostřenými parametry. V různých místech senzoru ve stejném čase je pak jiná velikost indukovaného napětí. Při umístění vodiče do pozice 2 je poměr mezi délkou senzoru a rychlostí změny magnetického pole takový, že bylo dosaženo výrazného potlačení zámků viz. obr. 4.21 oproti pozici vodiče v pozici 0 a 1.



obr. 4.19 – průběh výstupního napětí Rogowského senzoru při zatížení odporem $R_L = 220 \Omega$ a vodiči na pozici 0



obr. 4.20 – průběh výstupního napětí Rogowského senzoru při zatížení odporem $R_L = 220 \Omega$ a vodiči na pozici 1



obr. 4.21 – průběh výstupního napětí Rogowského senzoru při zatížení odporem $R_L = 220 \, \Omega$ a vodiči na pozici 2

Z výše popsaných experimentů a analýz je možno vyvodit závěry pro aplikaci Rogowského indukčních senzorů při měření velmi krátkých proudových impulsů s neharmonickým průběhem. Použití Rogowského senzorů je v tomto případě limitováno třemi významnými jevy. Prvním je skutečnost že je nutno senzor uvažovat jako obvod s rozprostřenými parametry. Pro korektní měření neharmonických průběhů je nutno zajistit Heavisideovu podmínku pro nezkreslující vedení, čehož se ale dosáhne poměrně obtížně. Druhým faktorem je Gibbsův jev způsobující překmity na náběžných hranách. Třetím faktorem je vliv pozice vodiče v cívice senzoru na charakter výstupního časového průběhu.

Zmíněné tři faktory významně omezují použití Rogowského indukčních senzorů při měření velmi krátkých neharmonických proudových průběhů. Řešením je pak zřejmě použití indukčního senzoru dle konceptu na obr. 3.4. Nevýhodou ovšem zůstává nutnost znalost geometrie uspořádání senzor-vodič.

5. Návrh a vývoj magneto – optického senzoru

Při návrhu magneto-optického senzoru je třeba vhodně navrhnout především jeho snímací a elektronickou detekční část. Při návrhu snímací části musí být brán ohled na citlivost senzoru a jeho mezní kmitočet. Od detektoru je pak očekávána dobrá rozlišovací schopnost polarizace optické vlny a vysoký mezní kmitočet. Na obr. 5.1 je znázorněno blokové schéma magneto-optického senzoru. Základní koncepce obsahuje tyto bloky:

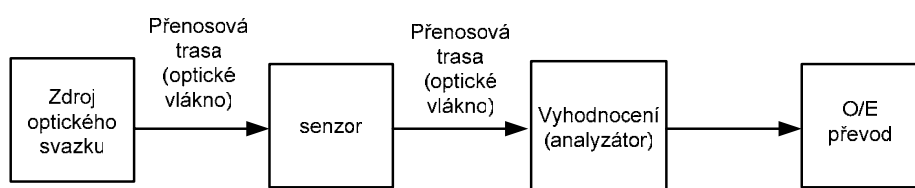
Zdroj optického svazku – zprostředkovává přenos informace o polarizaci a intenzitě elektromagnetické vlny v optické oblasti. V navrhovaném systému je představován laserovou diodou s integrovaným optickým vláknem.

Přenosová trasa – zajišťuje optický spoj na trase zdroj optického svazku – senzor a senzor – analyzátor. V navrhovaném systému tuto funkci plní jednovodičové optické vlákno.

Senzor – provádí snímání velikosti magnetické indukce B indukované měřeným proudem. Změně magnetické indukce odpovídá změna polarizace optické vlny. Pro navrhovaný systém se jako nejvhodnější jeví využití jádra optického vlákna jako snímacího prvku a uspořádání v podobě integrálního senzoru.

Vyhodnocení (analyzátor) – slouží pro vyhodnocení polarizace elektromagnetické vlny, provádí intenzitní modulaci dopadající elektromagnetické vlny tj. změně polarizace odpovídá změna intenzity vlny na výstupu analyzátoru. Při realizaci lze analyzátor realizovat pomocí vhodného polarizátoru.

Převod optického signálu na elektrický (O/E) – je nedílnou součástí navrhovaného senzoru. Pro převod optického signálu na elektrický je nevhodnější použití fotodiody v zapojení s transimpedančním zesilovačem. Operační zesilovač, který je základem transimpedančního zesilovače musí dosahovat vysokého mezního kmitočtu, musí mít nízký vstupní proud a nízké hodnoty napětí a proudu vstupních ekvivalentních šumových zdrojů.



obr. 5.1 – blokové schéma magneto-optického senzoru

5.1. Snímací část senzoru

Pro realizaci magneto-optického senzoru se jako nejvhodnější jeví provedení na základě Ampérova zákona celkového proudu s využitím jádra optického vlákna jako Faradayova rotátoru. Tato metoda je oproti metodě použití optického elementu intrinzického typu. V tomto typu senzoru plní vlákno funkci Faradayova rotátoru a zároveň optického spojení mezi zdrojem měřicího optického signálu a jeho detektorem. Další předností je nižší hmotnost a cena oproti optickému elementu.

S využitím rovnice (3.15) lze odvodit vztah pro počet závitů senzoru

$$N = \frac{\varphi(t)}{\mu_0 V i(t)}. \quad (5.1)$$

Jelikož doba průchodu optického signálu optovláknovou cívku je dána rychlostí šíření v jádře vlákna existuje kmitočtové omezení senzoru úměrné průměru závitů a jejich počtu. Prodloužením dráhy optického paprsku N tak dochází k omezení přenášené šířky pásma senzoru. Pro horní mezní kmitočet senzoru platí vztah [1]

$$f_h = 0,44 \frac{c}{n N l}, \quad (5.2)$$

kde c je rychlost světla ve vakuu, n je index lomu magneto-optického prostředí a l je interakční délka senzoru.

Pro předpokládanou hodnotu měřeného proudu lze odvodit potřebný počet závitů. Detekovatelný rozsah stočení roviny polarizace vlny je $\Delta\varphi = 90^\circ$. Při zachování dobré rozlišitelnosti signálu lze uvažovat stočení roviny polarizace o zvolený úhel $\Delta\varphi = 2^\circ$. Pro jednovodové vlákno tvořeného oxidem křemičitým (SiO_2) s Verdetovou konstantou $V = 3,7 \text{ rad} \cdot \text{T}^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$ a při uvažování úrovně proudového impulsu $I_p = 4 \text{ kA}$ je pak potřebný počet závitů

$$N = \frac{\alpha}{\mu_0 V I_p} = \frac{0,0349}{1,26 \cdot 10^{-6} \cdot 3,7 \cdot 4 \cdot 10^3} = 1,87.$$

Horní mezní kmitočet pro tento počet závitů pak je při uvažování průměru závitu $D = 5 \text{ cm}$ a indexu lomu použitého vlákna $n = 1,5$

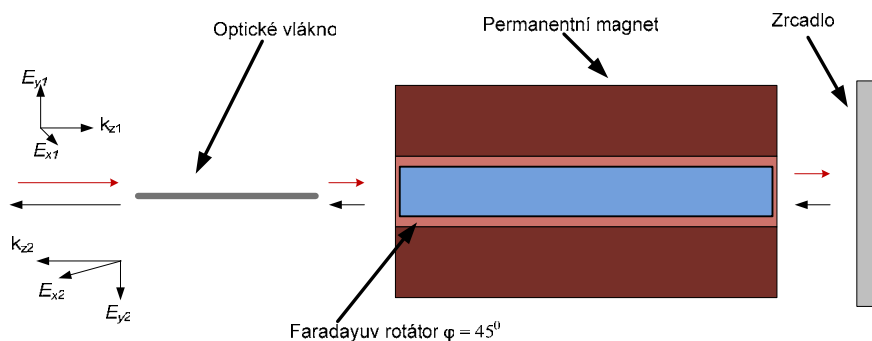
$$f_h = 0,44 \frac{c}{n N l} = 0,44 \frac{c}{n N 2\pi D} = 0,44 \frac{3 \cdot 10^8}{1,5 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 5 \cdot 10^{-2}} = 280,112 \text{ MHz}.$$

Vypočtená hodnota s rezervou splňuje požadavek na horní mezní kmitočet jelikož uvažovaný mezní kmitočet harmonických složek generovaného impulsu je $f = 100 \text{ MHz}$.

Pro potlačení vlivu lineárního dvojlomu v optických vláknech bylo vyvinuto několik metod. Nejvýznamnější metody jsou použití kroucených vláken s vysokou mírou kruhového dvojlomu, metoda žihání optovláknové cívky a kompenzace využívající reciprocity lineárního dvojlomu.

Posledně jmenovaná metoda se jeví jako nejvhodnější. Využívá ortokonjugálního retroreflektoru (OKR), viz. obr. 5.2. Je tvořen Faradayovým rotátorem s úhlem stočení roviny polarizace optické vlny $\varphi = 45^\circ$ a rovinným zrcadlem. Světelná vlna přivedena na vstup OKR je vlivem nereciprocity Faradayova jevu po odrazu a zpětném průchodu rotátorem stočena o úhel $\varphi = 90^\circ$. To způsobí, že složka optické vlny, která se při vstupu do OKR šířila ve směru rychlé osy optického vlákna se bude po průchodu OKR šířit ve směru pomalé osy vlákna toto platí obráceně i pro druhou složku vlny. Zpětným postupem vlny optickým vláknem dojde k fázovému posuvu obou složek vln jako v přímém směru šíření, ale s opačným znaménkem

výsledný fázový posun je tak nulový. Výstupní vlna je stejného charakteru jako vstupní, ale polarizace roviny vlny je posunuta o úhel $\varphi = 90^\circ$.



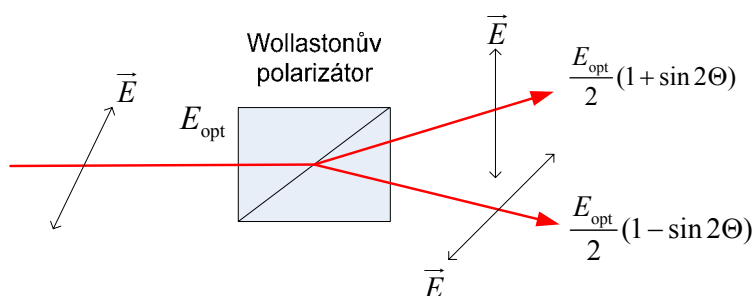
obr. 5.2 - schéma ortokonjugálního retroreflektoru

5.2. Vyhodnocení polarizace optického svazku

Vhodný způsob vyhodnocení signálů z detektorů představuje diferenční elipsometrická metoda s normováním (obr. 5.3). Metoda je založena na dělení rozdílu napětí z fotodetektorů jejich sumou podle vztahu

$$M = \frac{U_1 - U_2}{U_1 + U_2}, \quad (5.3)$$

kde U_1 a U_2 jsou napětí na výstupu fotodetektoru. Při použití polarizačního děliče svazku např. Wollastonova polarizátoru budou signály přijímané fotodetektory navzájem polarizačně ortogonální. Diference ve vztahu (5.3) potlačuje rušivá napětí, která jsou souhlasně superponována na signály z fotodetektorů. Dále tato metoda potlačuje citlivost na kolísání výkonu měřicího svazku



obr. 5.3 – rozdělení laserového svazku pomocí Wollastonova polarizátoru

Na vstupu polarizačního děliče svazku je optický svazek s intenzitou E_{opt} . Pro intenzity na výstupu polarizačního děliče svazku E_{opt1} a E_{opt2} platí

$$\begin{aligned} E_{\text{opt1}} &= \frac{E_{\text{opt}}}{2}(1 + \sin 2\theta) \\ E_{\text{opt2}} &= \frac{E_{\text{opt}}}{2}(1 - \sin 2\theta) \end{aligned} \quad (5.4)$$

kde θ představuje úhel natočení polarizační roviny vstupního svazku. Pokud jsou parametry fotodektoru shodné lze psát

$$M = \frac{E_{\text{opt1}} - E_{\text{opt2}}}{E_{\text{opt1}} + E_{\text{opt2}}} \quad (5.5)$$

Po dosazení vztahů (5.4) do vztahu (5.4) lze pro úhel stočení roviny polarizace odvodit

$$\theta = \frac{1}{2} \arcsin M \quad (5.6)$$

Pro malé úhly stočení roviny polarizace lze tento vztah zjednodušit na tvar

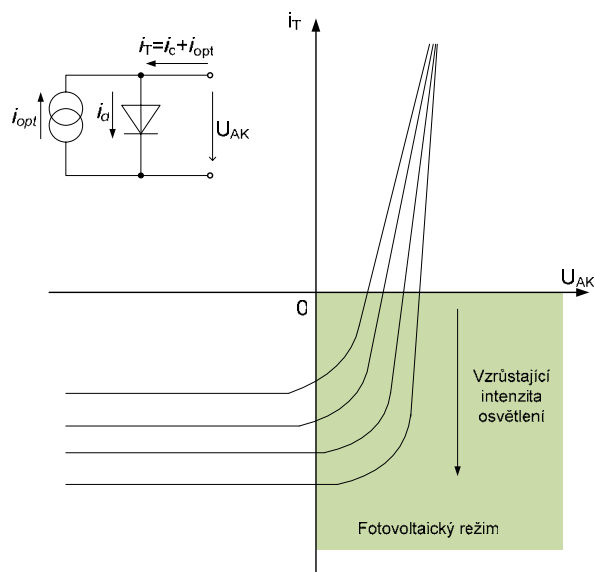
$$\theta = \frac{1}{2} M \quad (5.7)$$

Zavedením aproximace dochází ke vzniku chyby. Při velikosti úhlu natočení roviny polarizace $\theta = \pm 7^\circ$ ($|M| = 0,24$) bude relativní chyba měření $\delta_r = 1 \%$, při velikosti úhlu $\theta = \pm 12^\circ$ ($|M| = 0,41$) bude relativní chyba měření $\delta_r = 3 \%$ a při velikosti úhlu $\theta = \pm 21^\circ$ ($|M| = 0,68$) bude relativní chyba $\delta_r = 10 \%$ [1].

5.3. Detektor optického svazku

Pro navrhovaný měřicí systém je pro převod optického signálu na elektrický optimálním řešením využití fotodiody. Fotodiody se v porovnání s jinými detektory vyznačují vysokou linearitou, nízkým šumem, velkou rychlostí a citlivostí. Na obr. 5.4 je znázorněna voltampérová charakteristika fotodiody. Pro měřicí účely je nejvýhodnější využít fotovoltaiické oblasti fotodiody. V tomto režimu při zkratu fotodiody ($U_{AK} = 0 \text{ V}$) je parametrem charakteristik intenzita dopadajícího záření E_{opt} již je přímo úměrný fotovoltalický proud tekoucí fotodiodou i_{opt} v rozsahu několika řádů [15]

$$i_{\text{opt}} = E_{\text{opt}} \cdot R_I \quad (5.8)$$

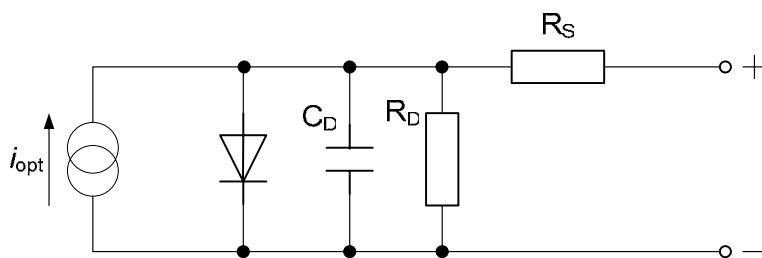


obr. 5.4 – voltampérová charakteristika fotodiody

Na základě parametrů fotodiody lze sestavit její náhradní model z diskretních prvků obr. 5.5. Významným prvkem modelu je kapacita C_D , která představuje bariérovou kapacitu PN přechodu. Tato kapacita se nabíjí vznikajícím fotoproudem i_{opt} , časová konstanta tohoto děje určuje šířku pásma. Přiložením závěrného napětí lze bariérovou kapacitu zmenšit toto lze vyjádřit vztahem [19] :

$$C_D = \frac{C_{D0}}{\sqrt{1 + \frac{U_R}{\varphi_B}}}, \quad (5.9)$$

kde C_{D0} je bariérová kapacita diody bez přiloženého závěrného napětí U_R a φ_B je velikost difúzního napětí diody (asi 0,65 V).



obr. 5.5 – model fotodiody

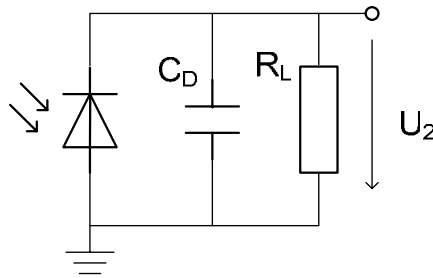
V základním zapojení fotodiody jako fotodektoru obr. 5.6 je respektován vliv bariérové kapacity C_D . Bariérová kapacita v součinu se zatěžovacím odporem R_L udává velikost časové konstanty obvodu

$$\tau = R_L \cdot C_D. \quad (5.10)$$

Horní mezní kmitočet obvodu pak je

$$f_{\text{mez}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \tau}, \quad (5.11)$$

Při vzrůstajícím kmitočtu signálu se bude zvyšovat i proud tekoucí do kapacitoru C_D . Výstupní napětí u_2 se tak bude s kmitočtem snižovat. Při zvyšování hodnoty zatěžovacího odporu R_L vzroste zesílení, ale klesne mezní kmitočet obvodu. Volba hodnoty zatěžovacího odporu R_L je proto kompromisem mezi zesílením a velikostí mezního kmitočtu.



obr. 5.6 – základní zapojení fotodiody jako fotodektoru

Pro zvýšení mezního kmitočtu je vhodné zapojit fotodiodu podle zapojení na obr. 5.7. Jde o transimpedanční zapojení fotodiody. V tomto zapojení je fotodioda připojena na invertující vstup operačního zesilovače. Při uvažování virtuální nuly mezi vstupy operačního zesilovače ($U_D = 0V$) je fotodioda jako zdroj proudu zapojena nakrátko a fotoproud je I_{opt} lineárně závislý na dopadající optické intenzitě E_{opt} což vyplývá z V-A charakteristiky fotodiody obr. 5.4. Výstupní napětí operačního zesilovače U_2 je pak přímo úměrné E_{opt} protože pro něj platí [15]

$$U_2 = -R_f \cdot I_{\text{opt}} \quad (5.12)$$

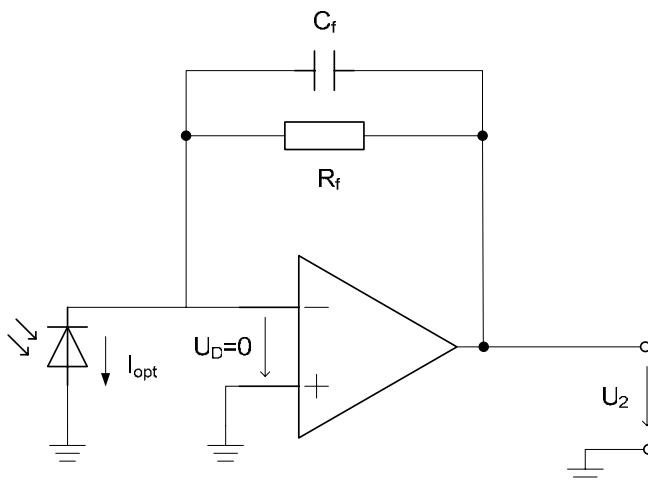
Proud I_{opt} teče totiž celý do R_f a $U_D = 0V$. Virtuálním zkratem fotodiody a její paralelně připojené kapacity C_D vzrůstá i mezní kmitočet obvodu. Horní mezní kmitočet transimpedančního zesilovače je dán vztahem [15]

$$f_{\text{mezOZ}} = \frac{A_{\text{OL}}}{2 \cdot \pi \cdot R_f \cdot C_i} = \sqrt{\frac{f_T}{2 \cdot \pi \cdot R_f \cdot C_i}}, \quad (5.13)$$

kde A_{OL} je zesílení operačního zesilovače s otevřenou smyčkou zpětné vazby a f_T je tranzitní kmitočet operačního zesilovače C_i zahrnuje kapacitu diody C_D , kapacitu mezi vstupy operačního zesilovače C_{ID} a kapacitu vstupů proti zemi C_{ICM} . Kapacitor C_f funguje jako kmitočtová kompenzace pro zajištění stability zesilovače.

Při zvyšování kmitočtu signálu dojde na určitém kmitočtu k celkovému posuvu fáze zpětné vazby θ_Z o 180° . Pokud je na tomto kmitočtu zesílení zpětné vazby $A_L > 0 \text{ dB}$, dojde

k frekvenční nestabilitě obvodu. Je to proto, že již samotný operační zesilovač vykazuje jistý fázový posuv θ_{OZ} . Pokud se k fázovému posuvu θ_{OZ} na dané frekvenci přidá ještě fázový posuv daný obvodovou sítí tvořenou R_f , C_D , C_{ID} a C_{ICM} vhodné velikosti vznikne celkový fázový posuv zpětné vazby o velikosti $\theta_Z = 180^\circ$. Původně záporná zpětná vazba se změní na kladnou a zesilovač se na této frekvenci rozkmitá. Pro zajištění stability zesilovače je proto nutné provést kmitočtovou kompenzaci kmitočtové charakteristiky tak aby její sklon byl -20 dB/dek až do kmitočtu na kterém je zesílení operačního zesilovače $A_{OL} = 0$ dB. V případě na obr. 5.7 je provedena vnější kompenzace frekvenční charakteristiky pomocí paralelně připojeného kapacitoru C_f k zpětnovazebnímu odporu R_f .



obr. 5.7 – zapojení transimpedančního zesilovače

Pro hodnotu kompenzační kapacity lze odvodit vztah [17]

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_f \cdot f_T} \quad (5.14)$$

Provedení kompenzace vede ke snížení dosažitelné šířky pásma zesilovače. Při navrhování hodnot transimpedančního zesilovače vzniká kompromis mezi velikostí zesílení a dosažitelnou šířkou pásma.

5.3.1. Teoretický návrh transimpedančního zesilovače

V rámci návrhu byla provedena rešerše vhodných operačních zesilovačů. Parametry na které byl při výběru kladen důraz je tranzitní kmitočet f_T a vstupní proud I_B operačního zesilovače. V anglické terminologii se pro charakterizování kmitočtových vlastností operačních zesilovačů často používá součinitel zesílení a šířky pásma, tzv. GBW (Gain-Bandwidth Product). Velikost f_T a GBW jsou sobě přibližně rovny. V Tabulka 5.1 jsou uvedeny parametry vhodných operačních zesilovačů. Pro další návrh byly vybrány operační zesilovače OPA 657, OPA 847. Tyto obvody mají vysoký tranzitní kmitočet a OPA 657 i velice nízký klidový proud. Vhodné je sledovat i vstupní napěťový šum a vstupní proudový šum, které jsou pro tyto zesilovače rovněž poměrně nízké.

Pro konstrukci transimpedančního zesilovače lze také využít speciální obvody např. AD 8015 [18]. Jedná se o integrované provedení transimpedančního zesilovače s interním zpětnovazebním rezistorem o velikosti 10 k Ω a diferenciálními výstupy. Tento obvod se na rozdíl od podobných obvodů vyrábí také v pouzdru SO-8, které je kvůli svým rozměrům vhodnější pro experimentální práci. Obvod dosahuje šířky pásma $B = 240$ MHz. Maximální vstupní proud pro lineární režim je $I_B = 30$ μ A. Pro tento obvod nejsou dostupné simulační modely proto bylo navrženo experimentální ověření funkce.

Dále bylo třeba zvolit vhodnou fotodiodu. V Tabulka 5.2 jsou uvedeny některé typy běžných levných komerčních fotodiod, které lze použít pro navrhovaný detektor. U fotodiod byl kladen důraz na vysokou rychlost náběhu t_r a kapacitu přechodu diody C_D . Pro další návrh byla zvolena fotodioda BPW 43. Tato dioda dosahuje nejrychlejší doby náběhu a nejmenší kapacity přechodu PN (při závěrném napětí $U_R = 30$ V je $C_D = 1$ pF), zároveň je její cena velmi nízká a hodí se proto pro experimentování.

Tabulka 5.1 – Vhodné OZ pro realizaci transimpedančního zesilovače

Označení	GBW	Vstupní proud I_b	vstupní napěťový šum	vstupní proudový šum	kapacita mezi vstupy C_{ID}	Kapacita mezi vstupy a zemí C_{ICM}
	[MHz]	[pA]	[nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$]	[fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$]	pF	pF
OPA657	1600	2	4,8	1,3	0,7	4,5
OPA847	3900	42000	1	3,7	2	1,7
ADA4817-1	1050	2	4	2,5	1,3	0,1
LTC 6409	10000	62000	1,1	8,8	0,5	

Tabulka 5.2 – Vhodné fotodiody pro realizaci transimpedančního zesilovače

Označení	t_r [ns]	C_D [pF]	C_D [pF]@30V
BPW24R	7	11	2
BPW43	4	4	1
BPW41N	100	70	8

Podle vztahu (5.12) lze určit velikost zpětnovazebního odporu R_f při uvažování výstupního napětí $U_2 = 1$ V a maximálního experimentálně zjištěného fotoproudu fotodiody $I_{\text{opt}} = 460$ μ A při osvětlení laserovým svazkem o výkonu $P = 1$ mW

$$R_f = \frac{U_2}{I_{\text{opt}}} = \frac{1}{460 \cdot 10^{-6}} = 2173,91 \Omega.$$

Velikost kompenzační kapacity C_f lze určit ze vztahu (5.14) při uvažování tranzitního kmitočtu obvodu OPA 657

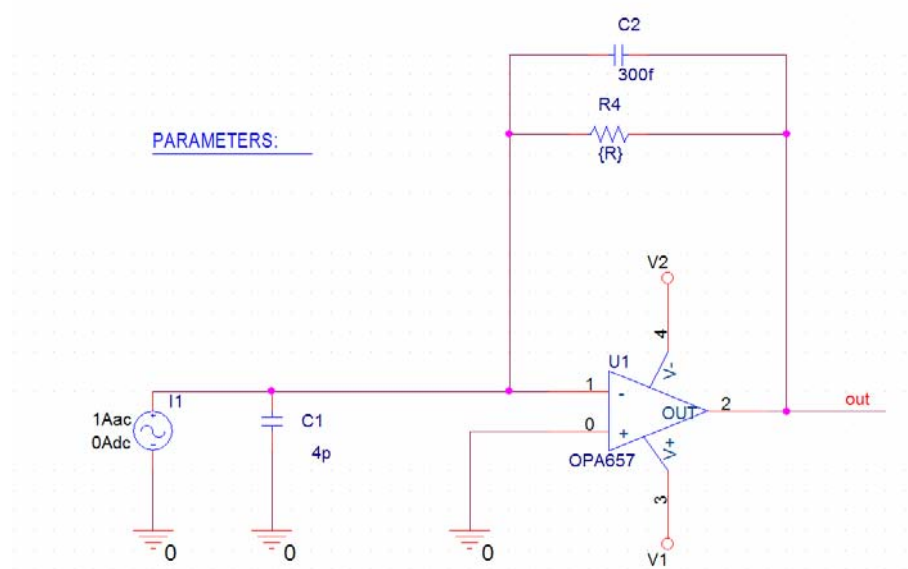
$$C_f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_f \cdot f_T} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2173,91 \cdot 1600 \cdot 10^6} = 45,75 \text{ fF}.$$

Protože je hodnota zpětnovazebního kondenzátoru extrémně nízká dá se při realizaci počítat s tím, že tato kapacita, resp. větší, vznikne při montáži SMD součástek, tzv. montážní kapacita.

5.3.2. Simulace navrženého zesilovače

Pro varianty řešení transimpedančního zesilovače s obvody OPA 657 a OPA 847 byly provedeny simulace modulové frekvenční charakteristiky v závislosti na hodnotách zpětnovazebního odporu R_f a kapacity C_f . Pro obvod AD 8015 nejsou dostupné simulační modely proto bude ověření funkce bude provedeno experimentálně. Na základě parametrické analýzy byly zvoleny vhodné hodnoty těchto prvků pro realizaci.

Na obr. 5.8 je zobrazeno zapojení transimpedančního zesilovače pro simulaci s obvodem OPA 657. Fotodioda byla nahrazena zdrojem proudu a paralelně připojenou Kapacitou C_d , která reprezentuje kapacitu přechodu PN diody. Simulace byla provedena v rozsahu kmitočtu $f_d = 10 \text{ kHz}$ až $f_h = 1 \text{ GHz}$.

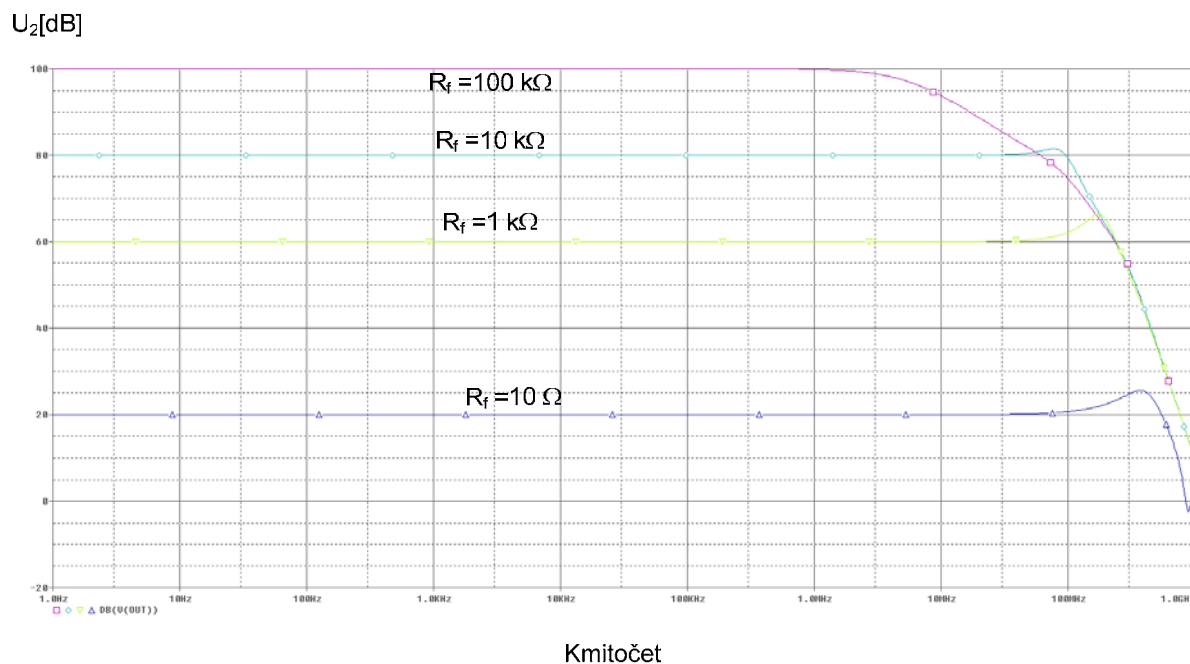


obr. 5.8 – zapojení transimpedančního zesilovače s obvodem OPA 657 pro simulaci

V první simulaci, jejíž výsledky jsou na obr. 5.9, byl sledován vliv velikosti zpětnovazebního odporu R_f na mezní kmitočet a velikost zesílení. V Tabulka 5.3 jsou uvedeny mezní kmitočty zesilovače pro hodnoty odporů použitých při parametrické analýze. Z výsledků je patrné, že vhodná velikost zpětnovazebního odporu při, které je dostatečné zesílení a velikost mezního kmitočtu je pro hodnotu $R_f = 10 \text{ k}\Omega$. Při této hodnotě odporu je mezní kmitočet zesilovače $f_{mez} = 112 \text{ MHz}$.

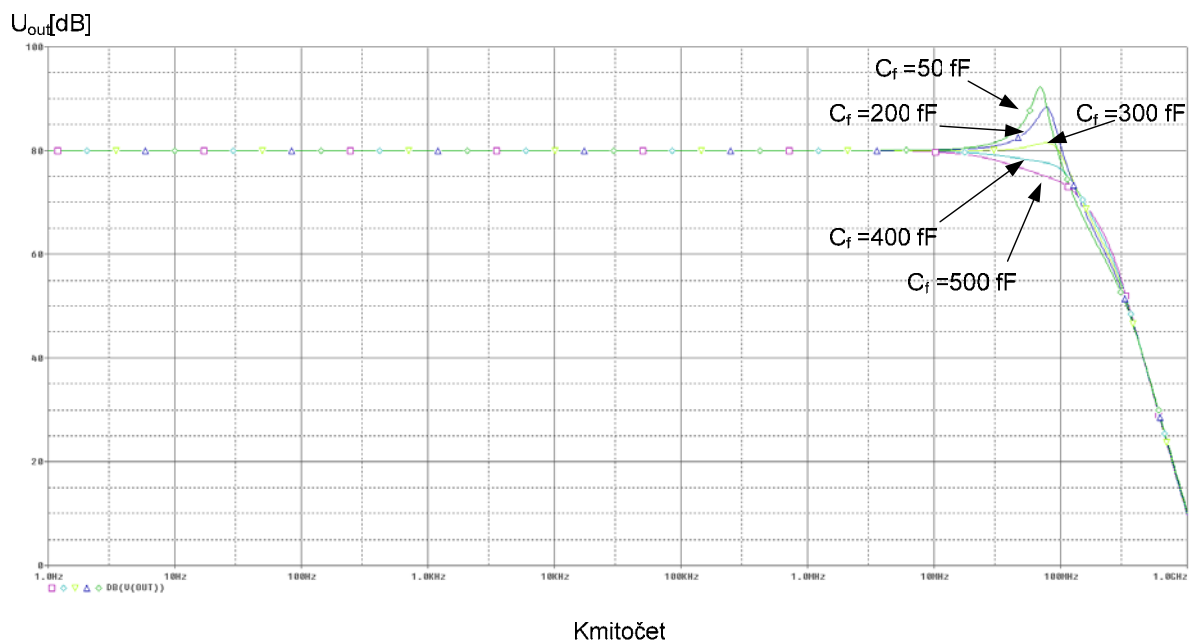
Tabulka 5.3 – Mezní kmitočty při různých zpětnovazebních odporech

Velikost	[k Ω]	100	10	1	0,01
f_{mez}	[MHz]	5,49	112	265	608



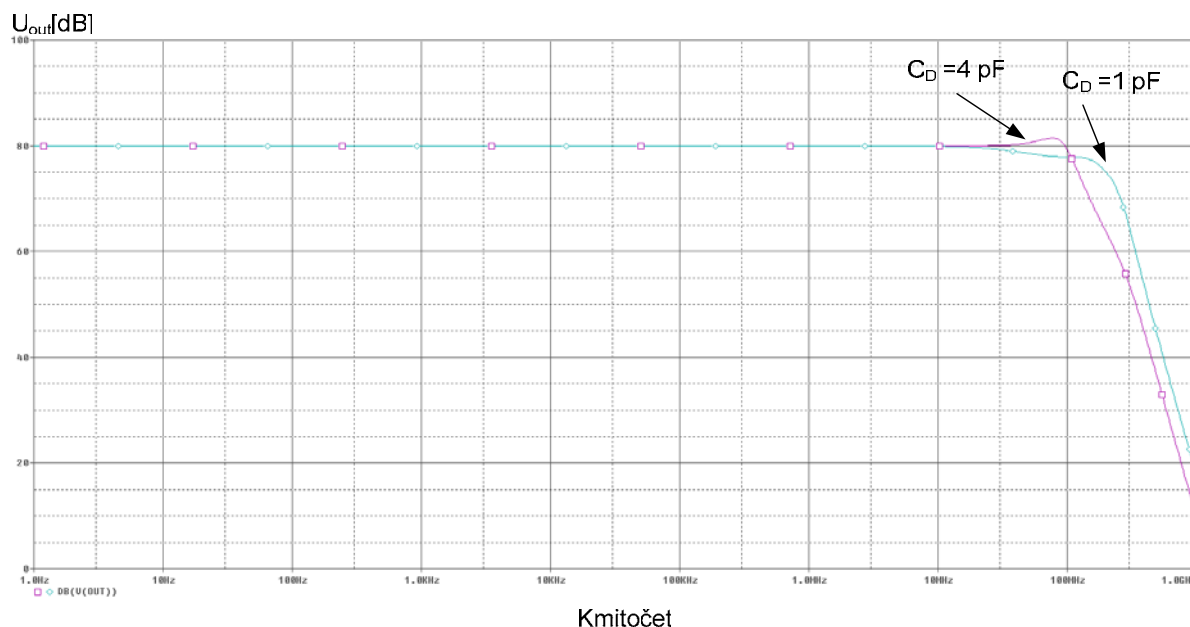
obr. 5.9 – výsledky parametrické analýzy zpětnovazebního odporu R_f pro transimpedanční zesilovač s obvodem OPA 657

Při hodnotě zpětnovazebního odporu $R_f = 10 \text{ k}\Omega$ byla provedena simulace vlivu zpětnovazební kapacity C_f na velikost mezního kmitočtu (obr. 5.10). Pro hodnotu zpětnovazební kapacity $C_f = 300 \text{ fF}$ bylo dosaženo nejvyššího mezního kmitočtu $f_{\text{mez}} = 112 \text{ MHz}$ při dostatečném potlačení rezonančního převýšení.



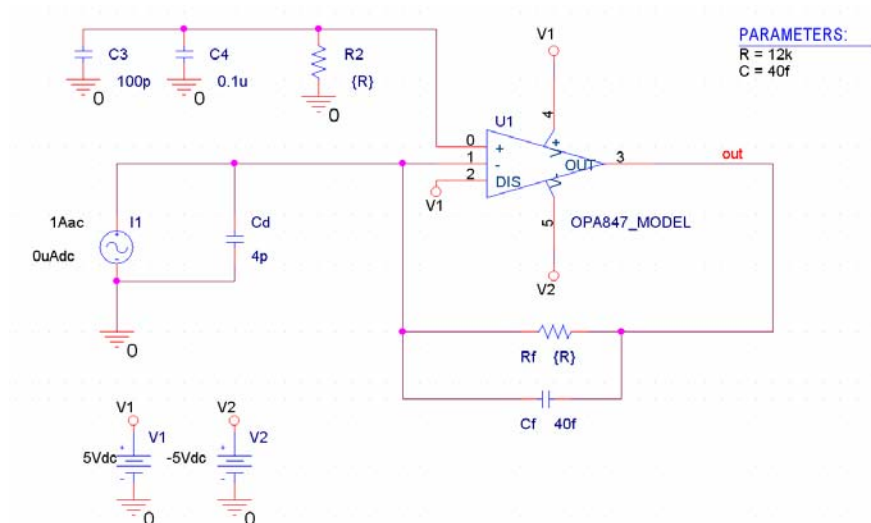
obr. 5.10 – výsledky parametrické analýzy zpětnovazebního kapacitoru R_f pro transimpedanční zesilovač s obvodem OPA 657

Dále byla provedena simulace připojení závěrného napětí $U_R = 30$ V k fotodiodě. Toto je v simulačním schéma na obr. 5.8 respektováno změnou kapacity fotodiody na hodnotu $C_d = 1$ pF. Při této hodnotě kapacity je mezní kmitočet zesilovače $f_{mez} = 161$ MHz. Výsledky simulace jsou na obr. 5.11.



obr. 5.11 – simulace připojení závěrného napětí $U_R = 27$ V ($C_d = 1$ pF)

Na obr. 5.12 je zobrazeno simulační zapojení transimpedančního zesilovače s obvodem OPA 847. Zapojení vychází z doporučeného zapojení výrobce. Při parametrické analýze byla měněna hodnota zpětnovazebního odporu R_f a zároveň i odporu R_2 aby byla zachována proudová symetrie vstupního proudu. Fotodioda byla opět nahrazena proudovým zdrojem a k němu paralelně připojenou kapacitou. Simulace byla provedena v rozsahu kmitočtu $f_d = 50$ kHz až $f_h = 3$ GHz.

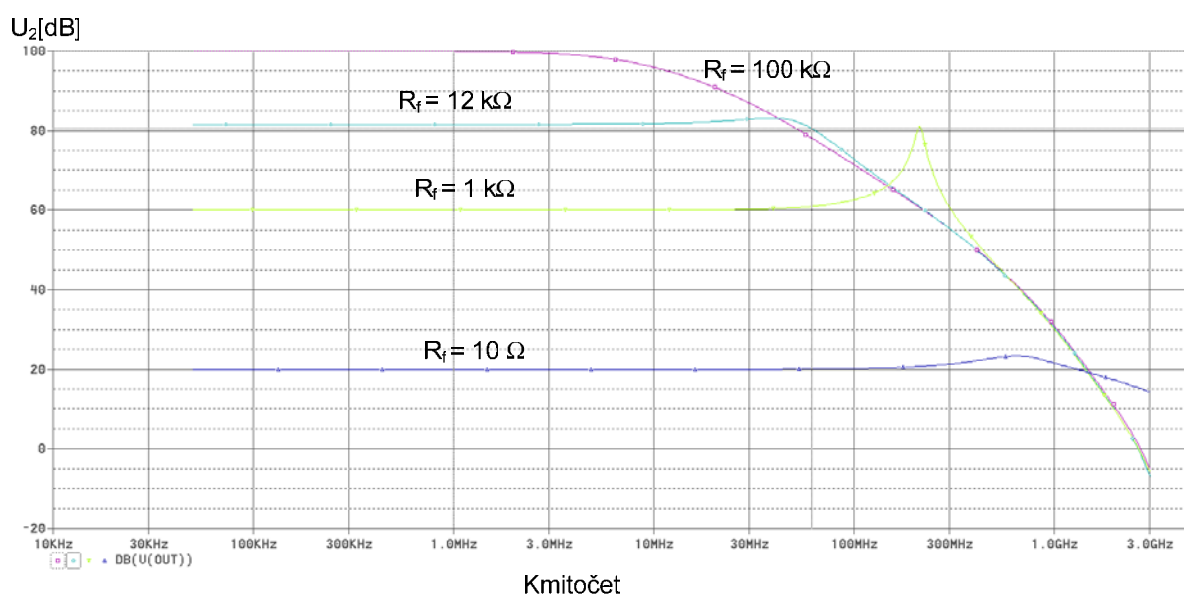


obr. 5.12 – zapojení transimpedančního zesilovače s obvodem OPA 847 pro simulaci

V Tabulka 5.4 jsou uvedeny mezní kmitočty pro zpětnovazební odpory použité v simulaci, hodnota $R_f = 12 \text{ k}\Omega$ vychází z doporučeného zapojení obvodu OPA 847. Pro tuto hodnotu odporu bylo dosaženo nejoptimálnějšího výsledku vzhledem k velikosti zesílení a velikosti mezního kmitočtu zesilovače. Výsledky simulace jsou zobrazeny na obr. 5.13.

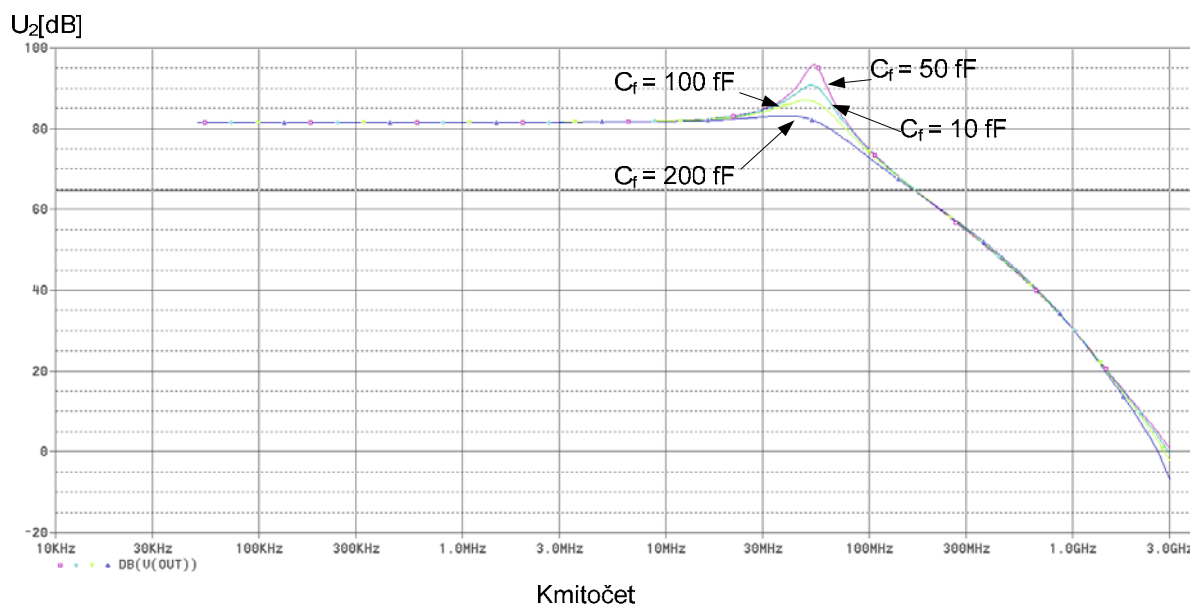
Tabulka 5.4 – Mezní kmitočty při různých zpětnovazebních odporech

Velikost	[k Ω]	100	12	1	0,01
f_{mez}	[MHz]	8	70	336	2000



obr. 5.13 – výsledky parametrické analýzy zpětnovazebního odporu R_f s transimpedančním zesilovačem OPA 847

Dále byla provedena simulace vlivu zpětnovazební kapacity C_f na velikost mezního kmitočtu a zatlumení oscilací. Při této simulaci byla použita hodnota zatěžovacího odporu $R_f = 12 \text{ k}\Omega$. Z výsledků simulace (obr. 5.14) je patrné, že mezní kmitočet se pro jednotlivé hodnoty zpětnovazební kapacity příliš neliší. Nejoptimálnějším výsledkem je proto hodnota zpětnovazební kapacity $C_f = 200 \text{ fF}$ při které je dostatečně potlačeno rezonanční převýšení.

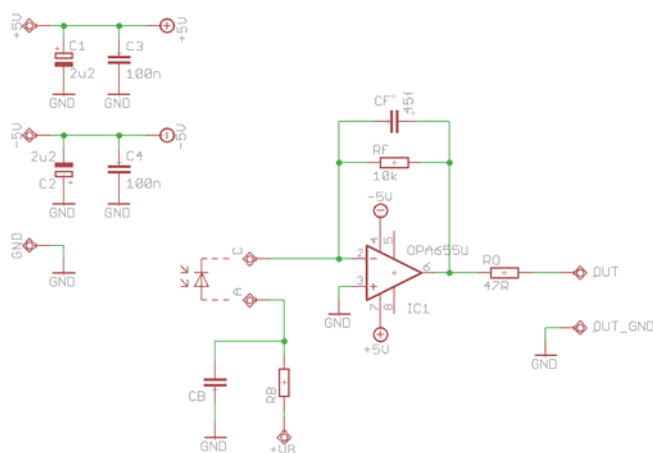


obr. 5.14 – výsledky parametrické analýzy zpětnovazebního odporu R_f s transimpedančním zesilovačem OPA 847

5.3.3. Realizace detektoru

Z výsledků získaných simulacemi v předchozí kapitole plyne zajímavý závěr, že s obvodem OPA847 bylo dosaženo menšího mezního kmitočtu než s obvodem OPA657. Pro ověření tohoto závěru bylo navrženo realizovat transimpedanční zesilovače s obvodem OPA657 i OPA847. Při realizaci zesilovače s obvodem AD 8015 bylo zapojení vytvořeno na základě výrobce doporučeného zapojení obvodu [18].

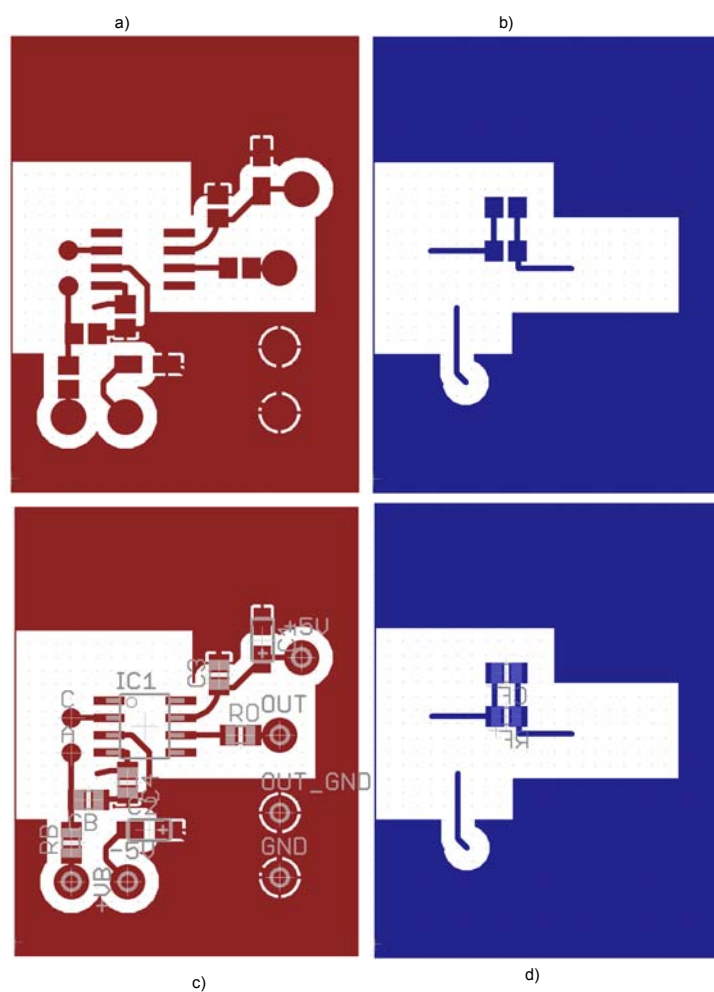
Na obr. 5.15 je zapojení transimpedančního zesilovače pro realizaci. Obvod je napájen ze symetrického zdroje $U = \pm 5\text{ V}$, kondenzátory C1 až C4 slouží pro odrušení nežadoucích střídavých složek napájecí napětí. Kondenzátor C_B složí k filtraci závěrného napětí a rezistor R_B je ochranným rezistorem. Odpor R_0 složí k přizpůsobení výstupu detektoru k přenosovému vedení.



obr. 5.15 – schéma transimpedančního zesilovače s obvodem OPA 657 pro realizaci

Při návrhu desky plošných spojů detektoru obr. 5.16 byl dbán ohled na minimalizaci parazitních kapacit (např. kapacity přívodů), které mohou vzniknout nevhodným návrhem. Kontaktní plošky pro připojení fotodiody byly proto umístěny co nejblíže pouzdru operačního zesilovače. Zpětnovazební odpor R_f byl spolu s kompenzačním kondenzátorem C_f umístěn přímo pod operační zesilovač. Jelikož je určena hodnota kompenzačního kondenzátoru pouze $C_f = 300 \text{ fF}$ je předpoklad že tato kapacita vznikne v rámci montážní kapacity SMD součástek. Proto není v realizovaném obvodu zpětnovazební kondenzátor C_f zapojen.

Pro zabránění rušení obvodu vnějšími vlivy byl realizovaný obvod umístěn do plechové krabičky. Na obr. 5.17 je zobrazen realizovaný detektor.

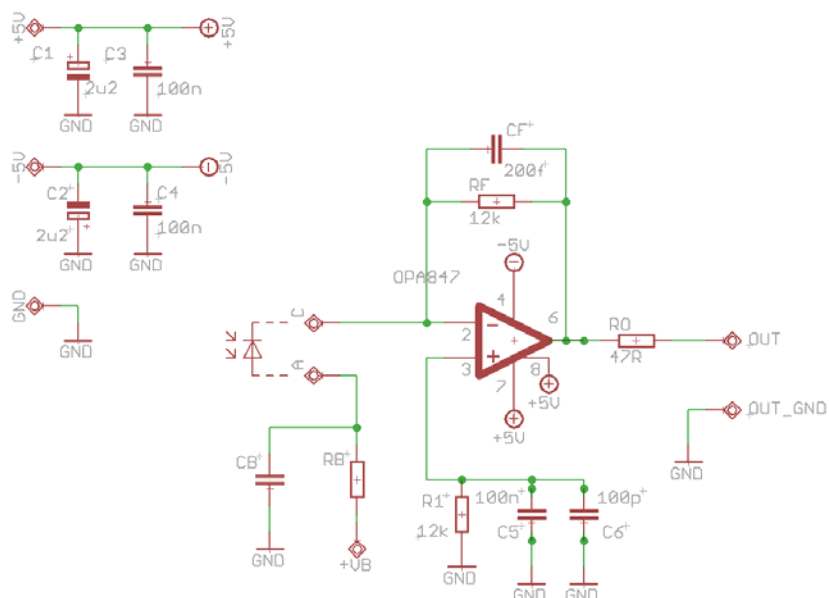


obr. 5.16 – a) horní deska plošného spoje, b) spodní deska plošného spoje, c) osazení součástek horní desky, d) osazení součástek spodní desky.

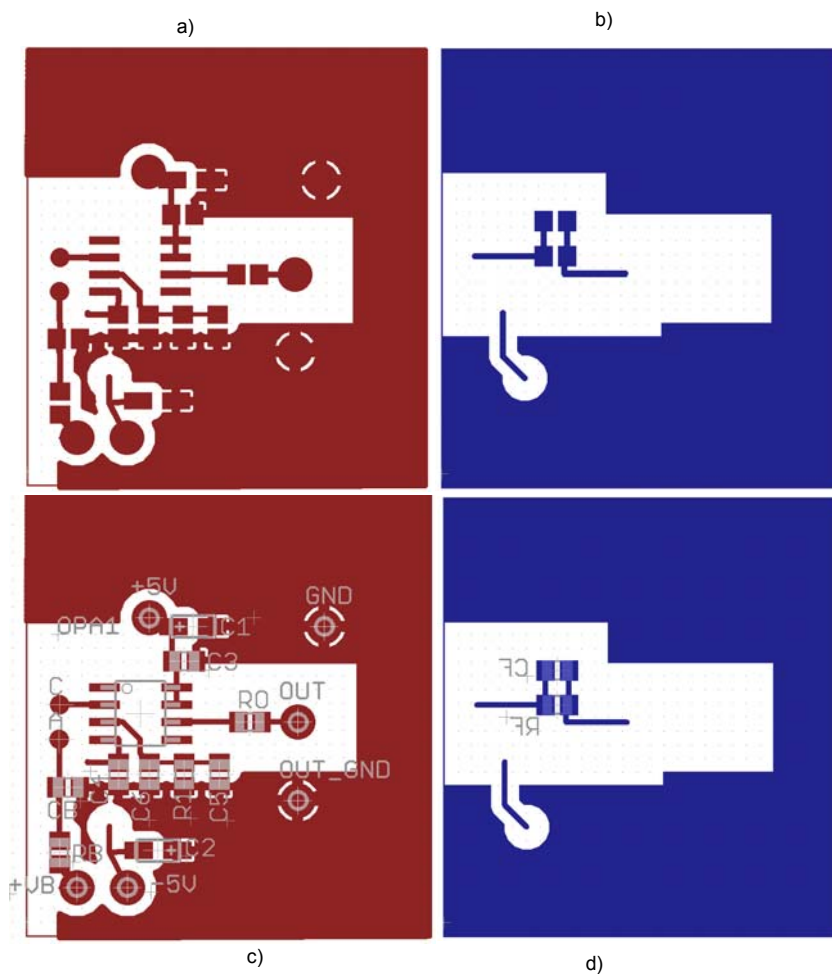


obr. 5.17 – realizovaný transimpedanční zesilovač s obvodem OPA 657

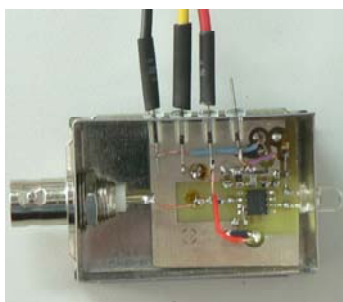
Při realizaci detektoru s obvodem OPA 847 bylo vycházeno ze stejných zásad jako při konstrukci detektoru s obvodem OPA 657. Zapojení detektoru (obr. 5.18) obsahuje navíc kondenzátory C_5 , C_6 a odpor R_1 který potlačuje vliv proudové nesymetrie vstupů operačního zesilovače. Na obr. 5.19 je zobrazena deska plošných spojů realizovaného obvodu a na obr. 5.20 je zobrazen realizovaný detektor.



obr. 5.18 – schéma transimpedančního zesilovače s obvodem OPA 847 pro realizaci



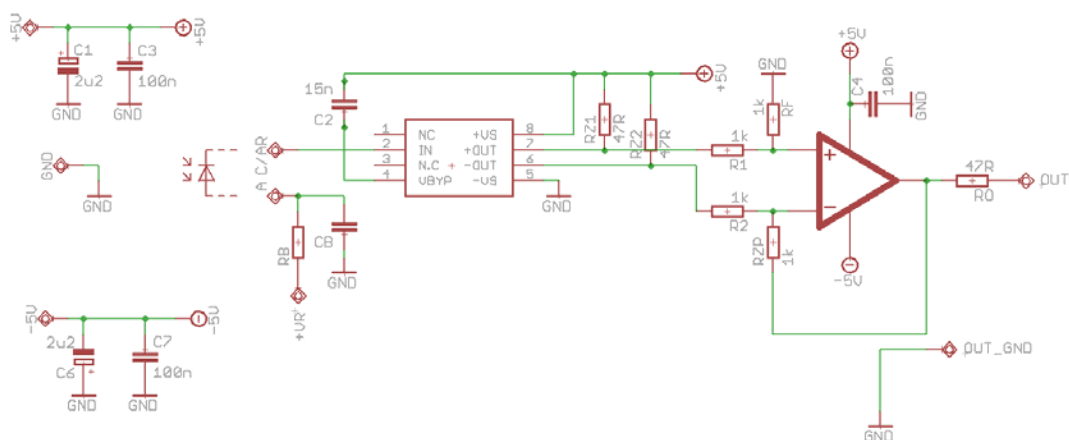
obr. 5.19 – a) horní deska plošného spoje, b) spodní deska plošného spoje, c) osazení součástek horní desky, d) osazení součástek spodní desky.



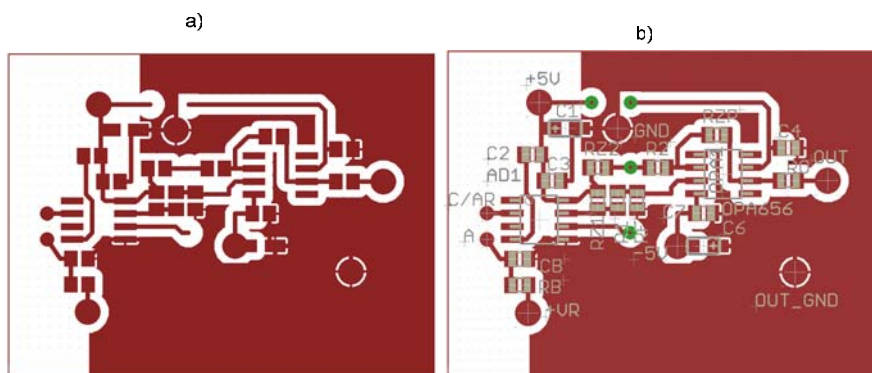
obr. 5.20 – realizovaný transimpedanční zesilovač s obvodem OPA 847

Zapojení detektoru (obr. 5.21) s obvodem AD 8015 bylo provedeno podle doporučeného zapojení výrobce. Pro obdržení co nejsilnějšího signálu byl na výstupy obvodu připojen rozdílový zesilovač s operačním zesilovačem OPA 656 jehož napětové zesílení bylo nastaveno na $A_U = 1$ pomocí rezistorů R_1 , R_2 , R_F , R_{ZP} . Napájecí obvody byly provedeny jako

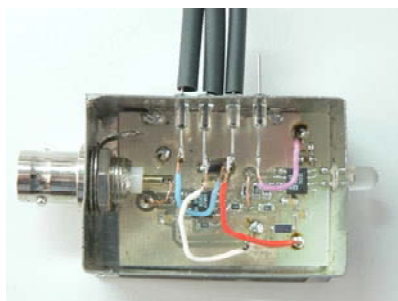
u předešlých detektorů. Na obr. 5.22 je zobrazena deska plošných spojů obvodu a na obr. 5.23 je zobrazen realizovaný detektor.



obr. 5.21 – Schéma transimpedančního zesilovače s obvodem AD 8015 pro realizaci



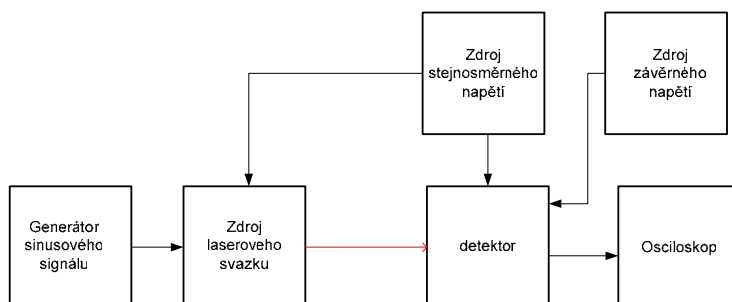
obr. 5.22 – a) deska plošného spoje, b) osazení součástek na desce plošného spoje.



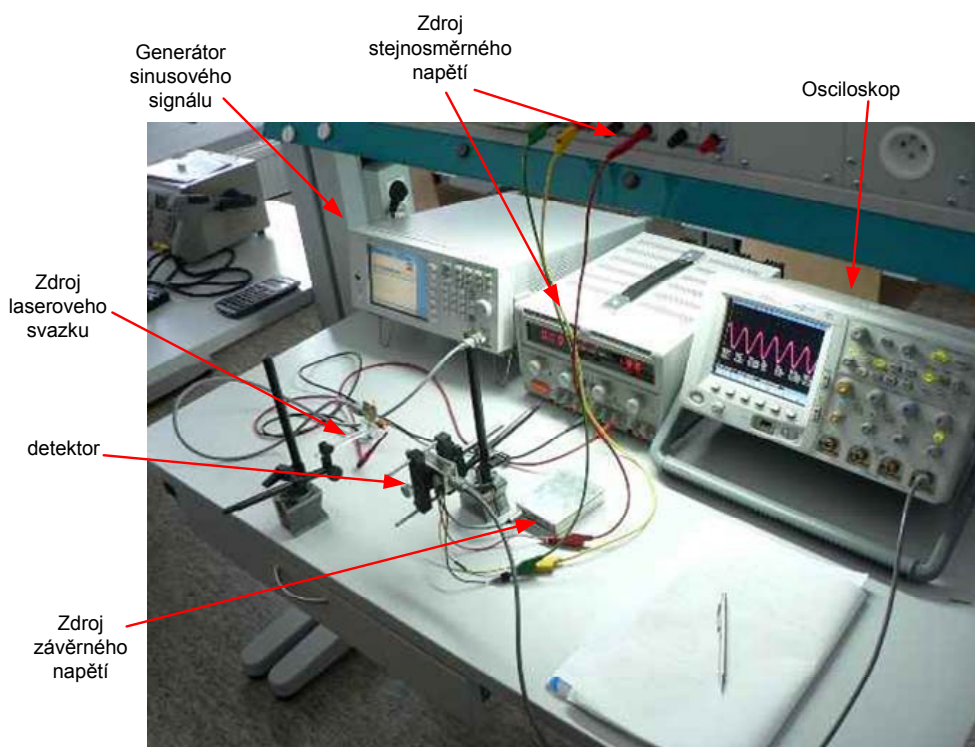
obr. 5.23 – realizovaný transimpedanční zesilovač s obvodem AD 8015 a OPA 656

5.3.4. Ověření funkce detektoru

Pro ověření funkce realizovaných detektorů bylo provedeno podle blokového schématu na obr. 5.24. Na místě generátoru sinusového průběhu byl použit generátor Agilent 81150A. Sinusovým signálem na výstupu generátoru byl modulován laserový svazek. Jako zdroj závěrného napětí pro fotodetektory byly použity tři baterie s napětím $U_{\text{bat}} = 9 \text{ V}$ zapojené do série. Celkové napětí zdroje závěrného napětí tedy bylo $U_{\text{R}} = 27 \text{ V}$.



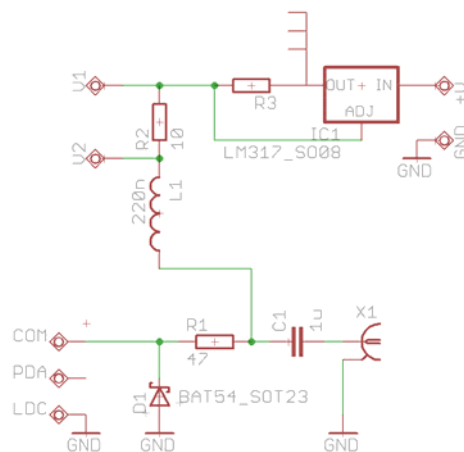
obr. 5.24 – blokové schéma zapojení pro ověření funkce realizovaných detektorů



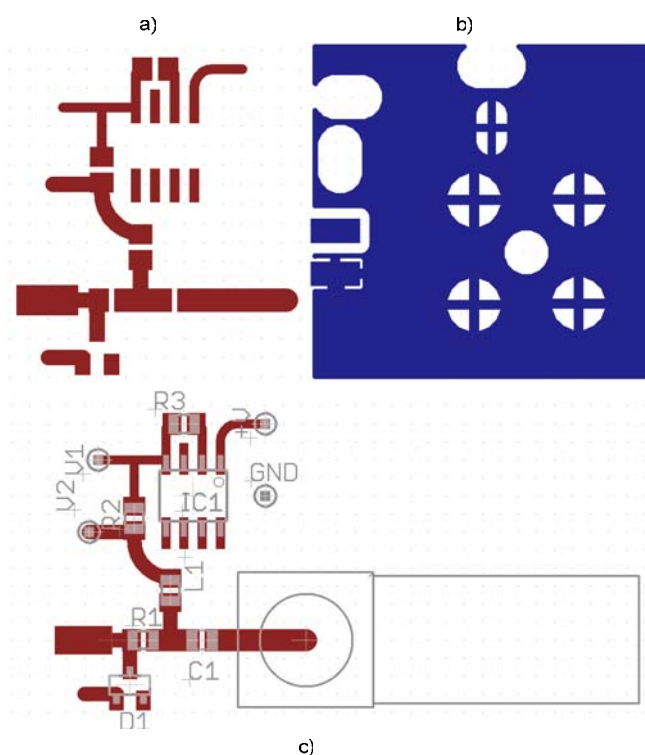
obr. 5.25 – zapojení pracoviště pro ověření funkce realizovaných detektorů

Schéma navrženého laserového zdroje je zobrazeno na obr. 5.26. Modulovaný laserový zdroj je napájen stejným napětím. Pomocí lineárního stabilizačního obvodu LM 317 a rezistoru R_3 je nastaven proud laserovou diodou. Modulační signál z generátoru je přiváděn na konektor X_1 . Od napájecího stejnosměrného napětí je oddělen kondenzátorem C_1 . Napájecí

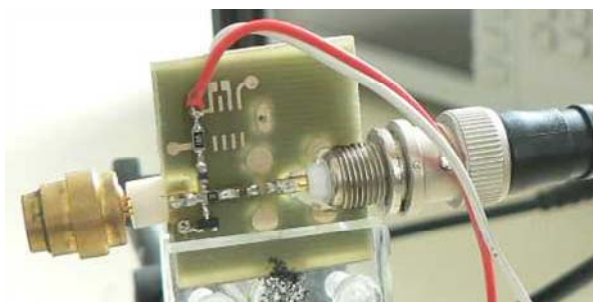
obvod je od modulačního napětí oddělen cívkou L_1 . Schottkyho dioda D_1 se otevře v případě, že se na laserové diodě objeví závěrné napětí větší než je pro danou diodu přípustné. Pro laserové diody může být závěrné napětí o velikosti již několika voltů destruktivní. Rezistor R_1 zajišťuje impedanční přizpůsobení k vedení od signálového generátoru Na obr. 5.27 je zobrazena deska plošného spoje zdroje laserového svazku.



obr. 5.26 – schéma zapojení zdroje laserového svazku



obr. 5.27 – a) horní deska plošného spoje, b) spodní deska plošného spoje, c) osazení součástek horní desky.



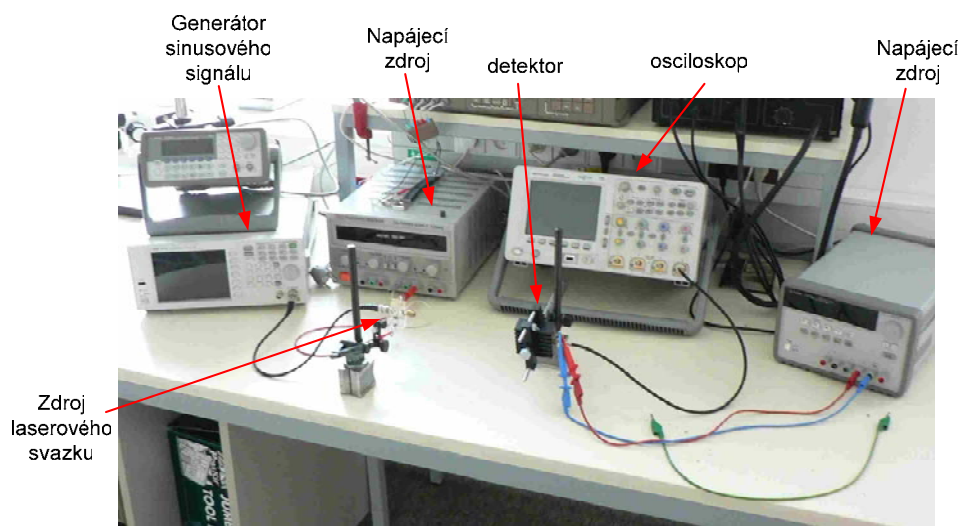
obr. 5.28 – vývojová fotografie realizovaného zdroje laserového svazku

Pro ověření funkce laserového zdroje byla proměřena kmitočtová charakteristika továrně vyrobeného foto detektoru FPD310-FV (obr. 5.29). Napájecí napětí detektoru je v rozmezí $U = 9\text{ V}$ až $U = 20\text{ V}$. Dolní mezní kmitočet detektoru je $f_d = 10\text{ MHz}$, horní mezní kmitočet je $f_h = 900\text{ MHz}$ doba náběhu detektoru je $t_r = 0,7\text{ ns}$.

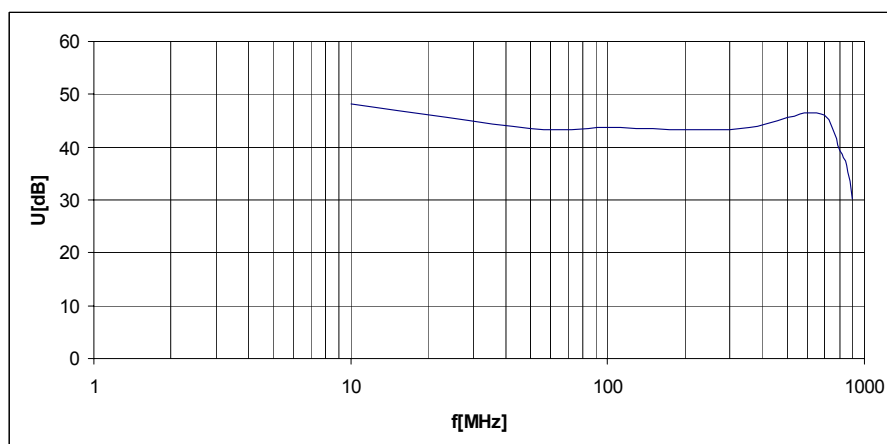


obr. 5.29 – optický detektor FPD310-FV

Při měření kmitočtové charakteristiky byl nastaven pracovní proud laserovou diodou a odpovídající výstupní optický výkon byl modulován pomocí generátoru s postupným zvyšováním kmitočtu. Modulová kmitočtová charakteristika detektoru FPD310-FV byla proměřena v rozsahu kmitočtu $f_d = 10\text{ MHz}$ až $f_h = 900\text{ MHz}$. Změřená charakteristika je na obr. 5.31. V rozsahu kmitočtu $f_1 = 10\text{ MHz}$ až $f_2 = 200\text{ MHz}$ ve kterém předpokládáno, že budou ležet modulové kmitočtové charakteristiky realizovaných detektorů je výstupní napětí detektoru téměř konstantní z čehož vyplývá že i výstupní optický výkon laserového zdroje je v tomto rozmezí kmitočtů konstantní. Daný laserový zdroj lze tedy použít pro proměření modulových kmitočtových charakteristik realizovaných detektoru.



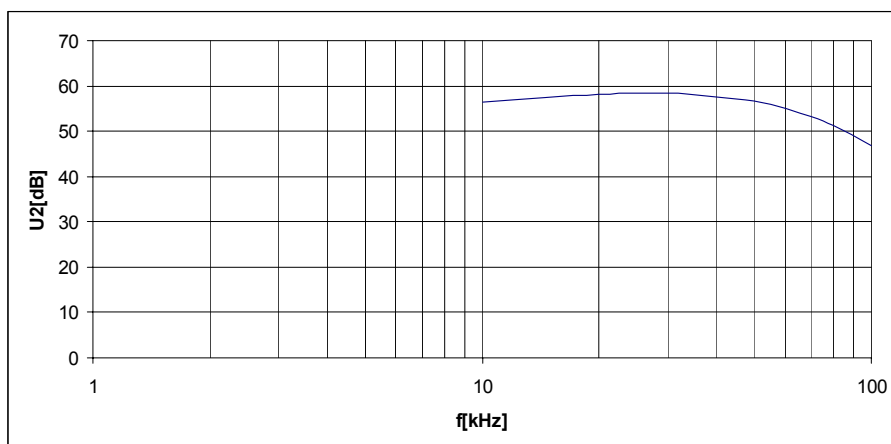
obr. 5.30 – zapojení pracoviště pro proměření modulová kmitočtové charakteristiky optického detektoru FPD310-FV



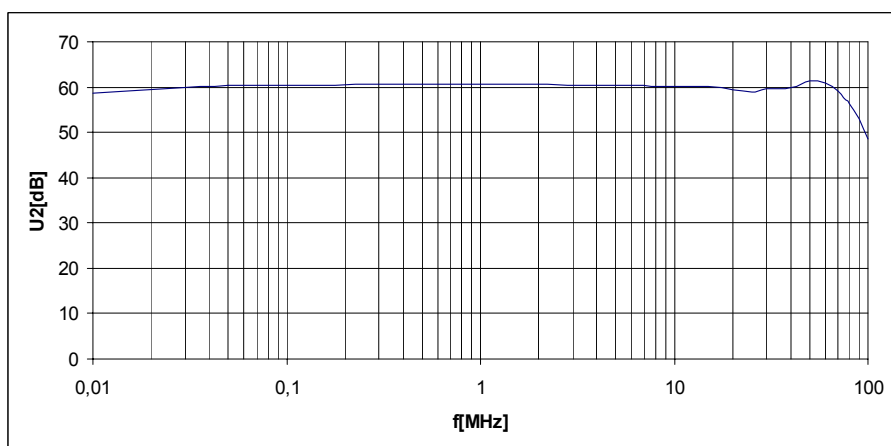
obr. 5.31 – modulová frekvenční charakteristika optického detektoru FPD310-FV

Při proměřování modulových kmitočtových charakteristik realizovaných detektorů bylo postupováno jako u detektoru FPD310-FV tzn., že byl nastaven pracovní proud laserovou diodou a odpovídající výstupní optický výkon byl modulován pomocí generátoru s postupným zvyšováním kmitočtu.

Na obr. 5.32 je zobrazena modulová frekvenční charakteristika detektoru s obvodem OPA 657 bez připojeného závěrného napětí U_R . V tomto zapojení bylo dosaženo mezního kmitočtu pouze $f_{mez} = 60$ kHz. Při zapojeném závěrném napětí bylo dosaženo mezního kmitočtu $f_{mez} = 80$ MHz odpovídající modulová frekvenční charakteristika je na obr. 5.33.

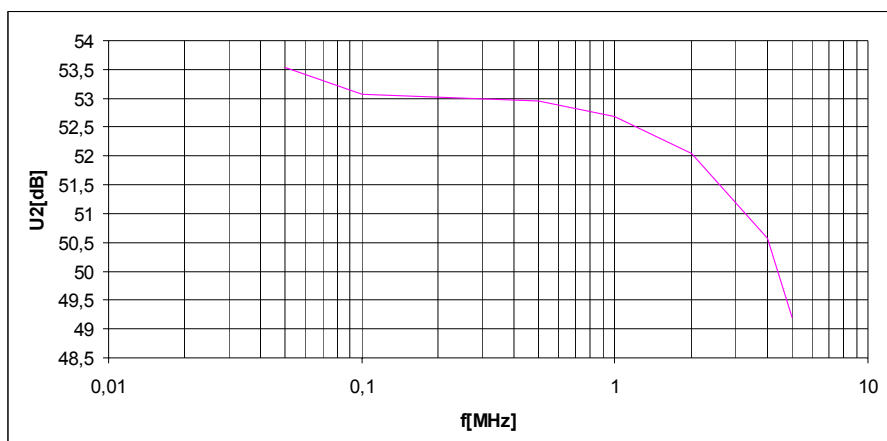


obr. 5.32 – modulová frekvenční charakteristika detektoru s obvodem OPA 657 bez připojeného závěrného napětí



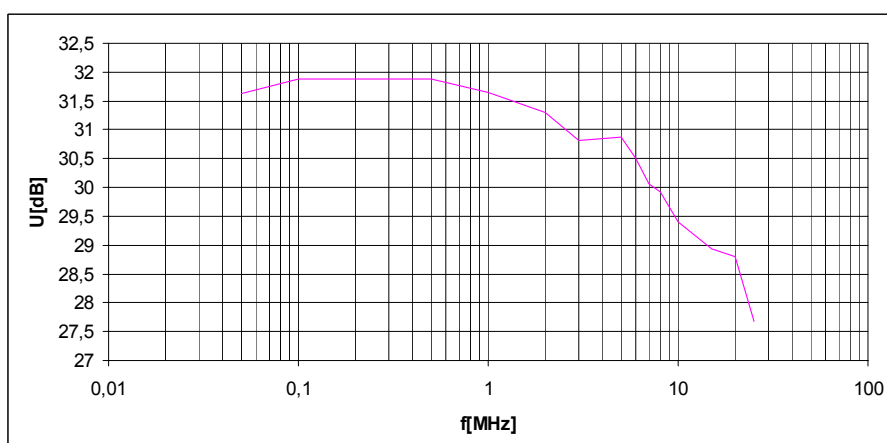
obr. 5.33 – modulová frekvenční charakteristika detektoru s obvodem OPA 657 s $U_R = 27 \text{ V}$

Na obr. 5.34 je zobrazena modulová frekvenční charakteristika detektoru s obvodem OPA 847 s připojeným závěrným napětím. Pro tento detektor bylo dosaženo mezního kmitočtu pouze $f_{\text{mez}} = 4 \text{ MHz}$. Bez připojeného závěrného napětí bylo dosaženo mezního kmitočtu $f_{\text{mez}} = 200 \text{ kHz}$.



obr. 5.34 – modulová frekvenční charakteristika detektoru s obvodem OPA 657 s $U_R = 27\text{ V}$

Pro detektor s obvodem AD 8015 byl změřen mezní kmitočet pouze $f_{mez} = 20\text{ MHz}$. Modulová frekvenční charakteristika detektoru je na obr. 5.34. Bez připojeného závěrného napětí je mezní kmitočet detektoru $f_{mez} = 6\text{ MHz}$.



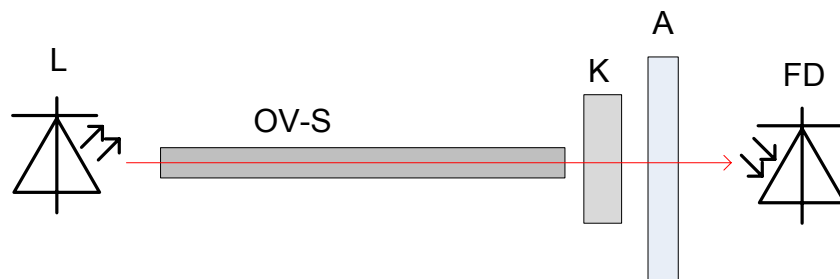
obr. 5.35 – modulová frekvenční charakteristika detektoru s obvodem OPA 657 s $U_R = 27\text{ V}$

Z výsledků měření je překvapivé, že se podařilo dosáhnout vyššího mezního kmitočtu pouze s obvodem OPA657, ač jeho tranzitní kmitočet je nižší než u obvodu OPA847. Tato skutečnost mohla být způsobena nevhodností použití obvodu OPA847 s bipolární technologií pro zesilování vysokofrekvenčních signálů z vysokoimpedančních zdrojů. S obvodem AD801 bylo rovněž očekáváno dosažení vyššího mezního kmitočtu. Výsledný kmitočet je zřejmě omezen nevhodnou kombinací obvodu s obvodem rozdílového zesilovače.

Na základě zjištěných skutečností se pro realizaci senzoru jeví jako nejvhodnější detektor s obvodem OPA 657. Protože jen u tohoto detektoru bylo dosaženo hodnoty mezního kmitočtu blízkého se požadovanému.

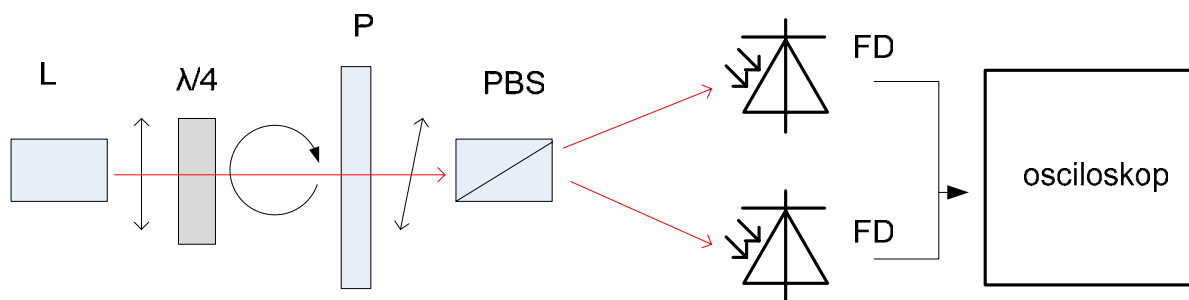
5.4. Realizace magneto - optického senzoru

Realizace magneto-optického senzoru byla nejdříve provedena podle uspořádání na obr. 5.36. Zdrojem optického signálu je laserová dioda (L) která je spojena s optickým vláknem. Optický svazek je po průchodu optickým vláknem (OV-S) pomocí kolimátoru navázán na analyzátor (A). Intenzita optického svazku je detekována fotodetektorem (FD).

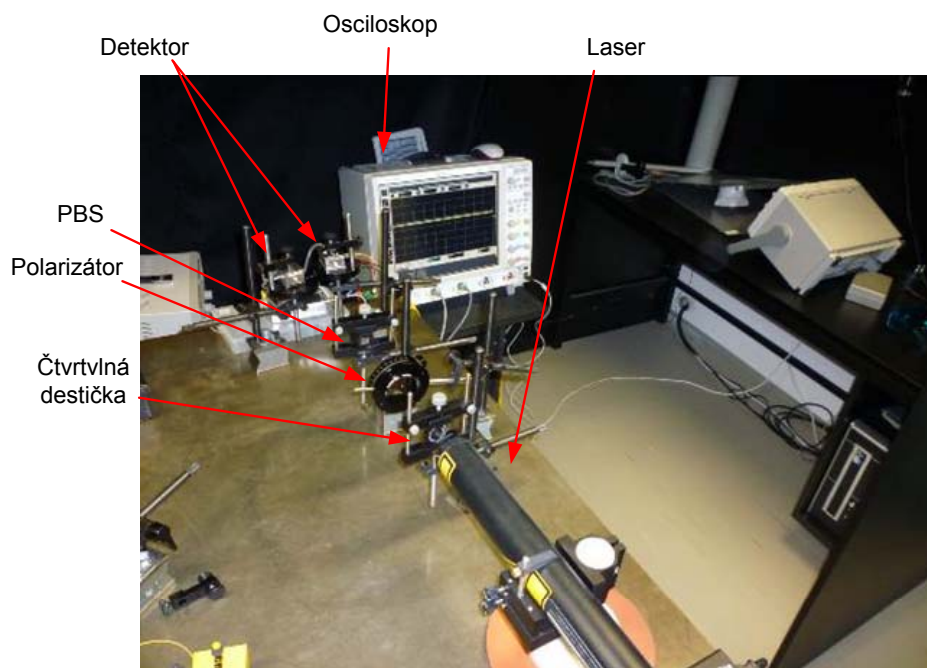


obr. 5.36- uspořádání magneto-optického senzoru

Pro vyhodnocení polarizace laserového svazku byla použita diferenční metoda. Tato metoda byla ověřena podle schéma na obr. 5.37. Lineárně polarizovaný laserový svazek prochází čtvrtvlnnou destičkou na níž dochází k fázovému posuvu $\theta = 90^\circ$ mezi ortogonálními složkami polarizace v rovinách os x a y . Na výstupu destičky je pak laserový svazek s kruhovou polarizací. Průchodem polarizátorem (P) přechází kruhově polarizovaná vlna na lineárně polarizovanou s úhlem stočení roviny polarizace závislé na úhlu natočení polarizátoru. Průchodem polarizujícím děličem svazku (PBS) je svazek rozdělen na složky s navzájem kolmými polarizacemi. Velikost jednotlivých složek je snímána fotodetektory a vyhodnocena pomocí osciloskopu. Při ověřování metody byl sledován vliv natočení polarizátoru na intenzitu dílčích složek svazku. Výsledky měření jsou uvedeny v Tabulka 5.5. Z výsledku měření plyne, že lze dobře detekovat i malé změny úhlu stočení polarizace laserového svazku. Na obr. 5.38 je zobrazeno zapojení pracoviště pro ověření diferenční metody.



obr. 5.37 – schéma uspořádání pracoviště pro ověření diferenční vyhodnocovací metody

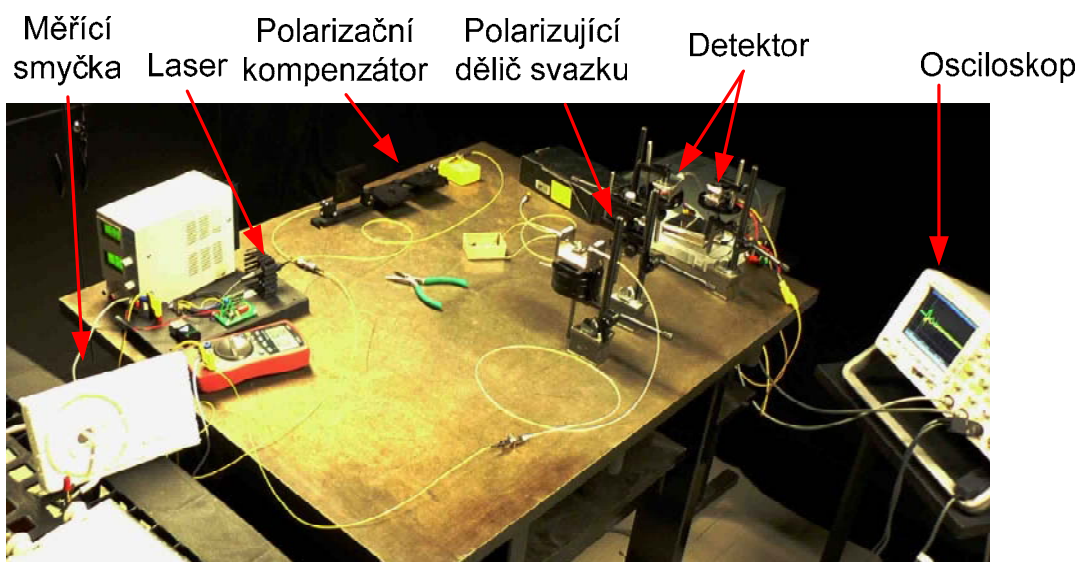


obr. 5.38 – uspořádání pracoviště pro ověření diferenční vyhodnocovací metody

Tabulka 5.5 – závislost změny rozdílu napětí na detektorech na změně úhlu natočení polarizátoru

$\varphi[^\circ]$	$U[\text{mV}]$
1	74
2	100
3	143
4	161
5	207
6	249
7	270
8	300
9	345
10	384
20	664
30	841
40	928
45	1001

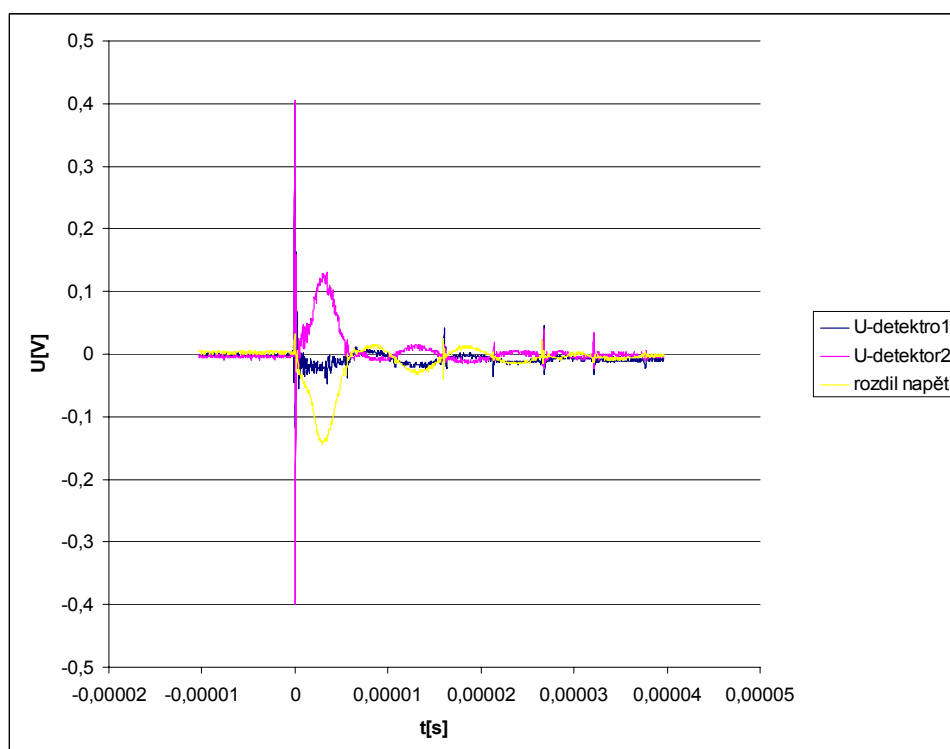
Na obr. 5.39 je zobrazeno uspořádání pracoviště podle blokového schéma na obr. 5.36. Měření bylo provedeno s počtem závitů optického vlákna $N = 1,5$ a průměrem závitů $D = 10 \text{ mm}$.



obr. 5.39 – uspořádání pracoviště magneto-optického senzoru

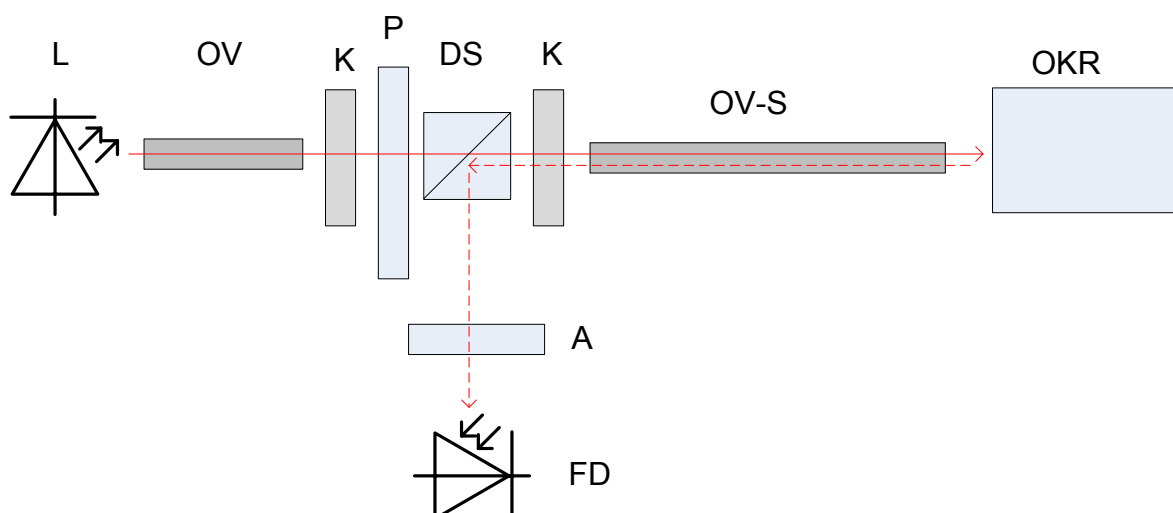
Pro účely experimentálního vývoje senzoru byl proudový impuls vytvářen pomocí vybíjení vysokonapěťového kondenzátoru s kapacitou $C = 8 \mu\text{F}$. Vybíjení bylo realizováno prostřednictvím jiskřiště s nastavitelnou vzdáleností elektrod. Zátěží pro vybíjení byl odpor obvodové smyčky kondenzátor-jiskřiště. Pro nabíjení kondenzátoru byl použit násobič napětí který je schopen dodat stejnosměrné napětí až do hodnoty $U = 2500 \text{ V}$. Na vstup násobiče byl připojen regulovatelný zdroj střídavého napětí.

Na obr. 5.40 jsou změřené časové průběhy na výstupu detektorů a jejich rozdíl. Obdržené výstupní signály jsou poměrně slabé což je pravděpodobně způsobeno vlivem lineárního dvojlomu optického vlákna, který snížil citlivost polarimetrického vyhodnocení.



obr. 5.40 – časové průběhy výstupních napětí detektorů a jejich rozdíl

Pro omezení vlivu lineárního dvojlomu bylo provedeno zapojení podle obr. 5.41. Laserový svazek je přes kolimátor (K) a polarizátor (P) přiveden na dělič svazku a po průchodu je kolimátorem naveden do snímacího optického vlákna přes které je přiveden na ortokonjugální retroreflektor (OKR). Laserový svazek je po zpětném průchodu optickým vláknem odkloněn pomocí dělice svazku na fotodetektor.



obr. 5.41- uspořádání magneto-optického senzoru s kompenzací lineárního dvojlomu

Pracoviště bylo uspořádáno stejně jako v předešlém případě do kterého byl přidán ještě dělič svazku a ortokonjugální retroreflektor (OKR), který je zobrazen na obr. 5.42.



obr. 5.42 - ortokonjugální retroreflektor (OKR)

V zapojení s OKR nebyly obdrženy relevantní průběhy na výstupu detektorů. Byla provedena série pokusu s různým počtem závitů senzoru a průměry pro dosažení co nejvyšší citlivosti, ale ty nevedly k očekávaným výsledkům. Úroveň časových průběhů odpovídajících průběhu měřeného proudového impulsu nepřesahovala úroveň rušení v detekčních kanálech. Signály nebyly rozpoznatelné.

Pro zjištění příčin bylo navrženo ověření sensorové části polarimetrického vyhodnocení optického signálu a části fotodetekční. Pro ověření bylo sestaveno pracoviště vycházející z uspořádání dle obr. 5.37. Mezi polarizátor a polarizující dělič svazku byla umístěna dvojice cívek (L) do jejichž osy x byl umístěn Faradayův rotátor ze skla typu FR-5 s Verdetovou konstantou $V = 80,67 \text{ rad T}^{-1} \text{ m}^{-1}$ a podélným rozměrem $l = 60 \text{ mm}$. Uspořádání je ukázáno na obr. 5.43. Pro napájení cívek impulsním proudem bylo použito stejného obvodu, výše popsaného. Pro kalibraci experimentu bylo třeba určit konstantu která udává velikost magnetické intenzity B na ose cívek v závislosti proudu cívkami I . Obě cívky mají průměr $r = 53 \text{ mm}$ a jejich vzdálenost mezi jejich středy je $d = 54 \text{ mm}$. Obě cívky jsou tvořeny dvěma závitů.

Budící cívky byly zapojeny do obvodu s vysokonapětovým kondenzátorem s kapacitou $C = 8 \mu\text{F}$. Pro nabíjení kondenzátoru byl použit násobič napětí, který je schopen dodat stejnosměrné napětí až do hodnoty $U = 2500 \text{ V}$. Na vstup násobiče byl připojen regulovatelný zdroj střídavého napětí. Pro spínání obvodu LC obvodu tvořeného budícími cívkami a vysokonapětovým kondenzátorem bylo použito jiskřiště. Při měření byl kondenzátor nabíjen postupně napětím $U = 2250 \text{ V}$ $U = 1900 \text{ V}$ $U = 1200 \text{ V}$ $U = 800 \text{ V}$ $U = 600 \text{ V}$ $U = 400 \text{ V}$. Na obr. 5.45 je zobrazen časový průběh výstupních napětí detektorů a jejich rozdíl. Ze změřených průběhů napětí na výstupu fotodetektorů je možno výpočtem určit velikost působícího magnetického pole na rotátor a následným výpočtem i velikost proudu cívkami.

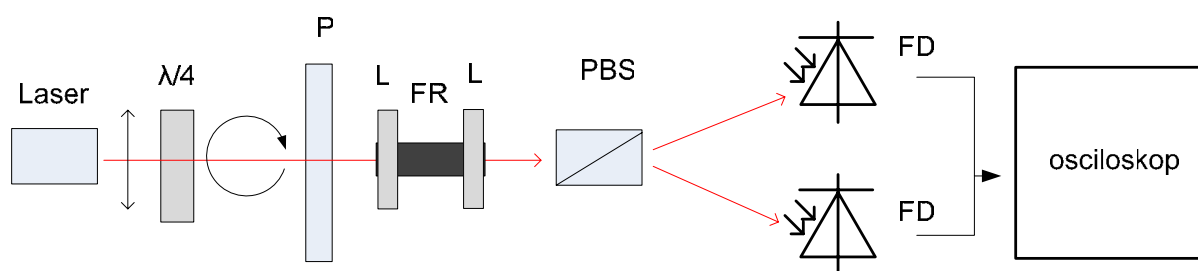
Výpočtem úhlu stočení roviny polarizace svazku vlivem magneto-optického jevu dle vztahu (5.6) lze s použitím vztahu (3.12) určit velikost odpovídající velikosti magnetické indukce v rotátoru. Jelikož magnetické pole není na ose cívek homogenního charakteru jedná se o střední hodnotu B_{avg} . Na základě známé geometrie lze odvodit vztah pro průběh velikosti magnetické indukce B na ose cívek. Střední hodnota B_{avg} je dána integrací a jeho vydělením délkovým rozměrem ve kterém je střední hodnota určována. Výsledný vztah pro B_{avg} je [1]

$$B_{avg} = \frac{\mu N I r^2}{2} \cdot \frac{1}{60 \cdot 10^{-3}} \int_{-30 \cdot 10^{-3}}^{30 \cdot 10^{-3}} \left[\left(r^2 + \left(x - \frac{d}{2} \right)^2 \right)^{\frac{3}{2}} + \left(r^2 + \left(x + \frac{d}{2} \right)^2 \right)^{\frac{3}{2}} \right] dx \quad (5.15)$$

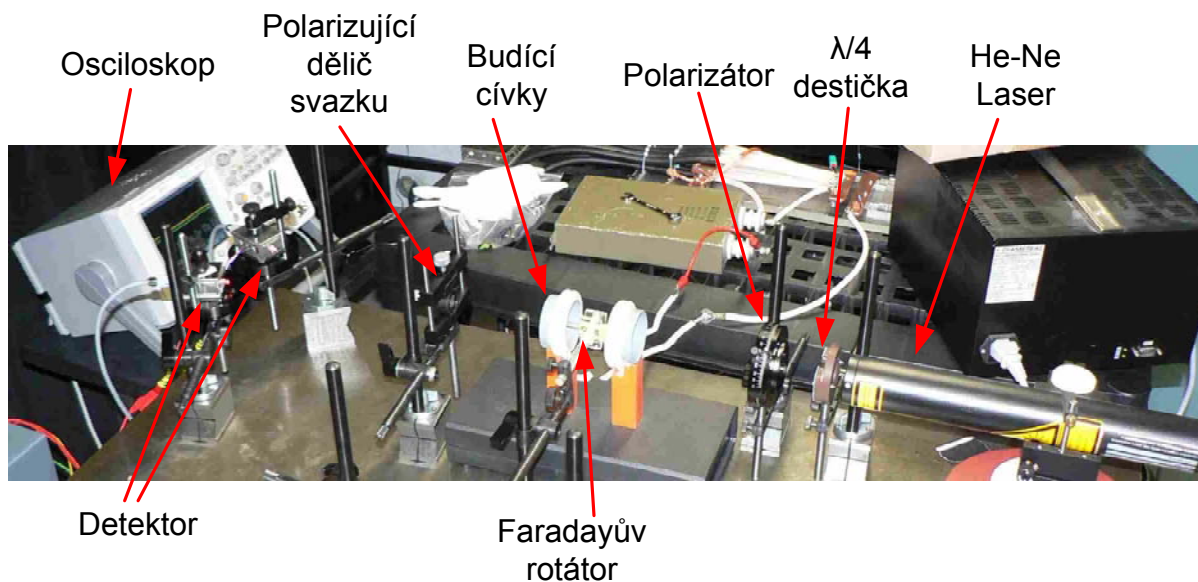
Dosazením do vztahu (5.15) získáme vztah mezi velikostí střední hodnoty magnetické indukce B_{avg} a velikostí proudu procházejícího cívkami

$$B_{avg} = 41,842 \cdot 10^{-6} \cdot I \quad (5.16)$$

Tímto postupem je možno ze změřených průběhu napětí na výstupu fotodetektorů určit velikost procházejícího proudu.

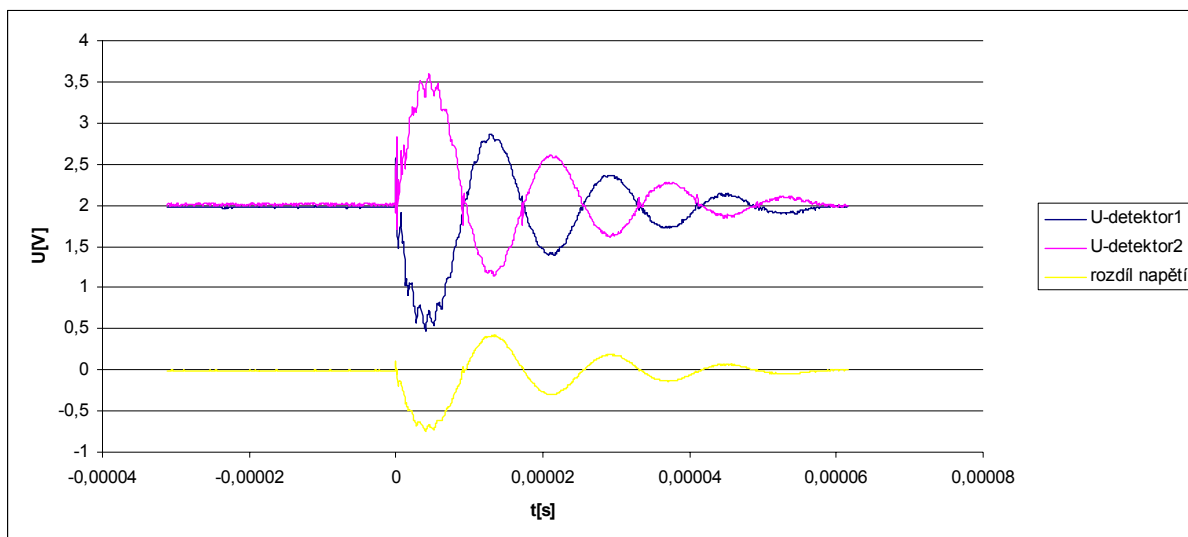


obr. 5.43 – schéma pracoviště pro ověření funkce magneto-optického senzoru

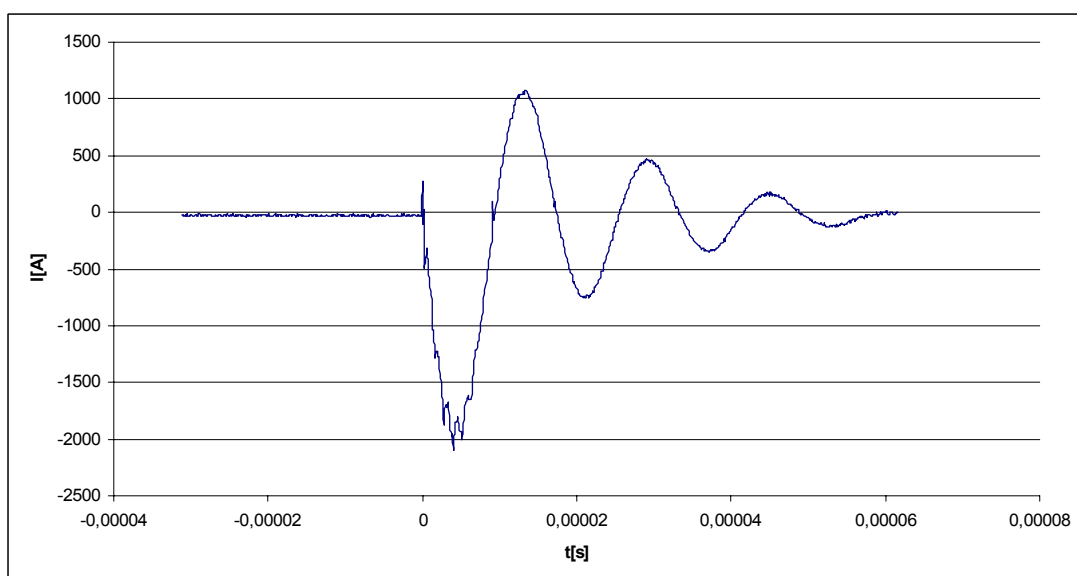


obr. 5.44 – uspořádání pracoviště pro ověření funkce magneto-optického senzoru

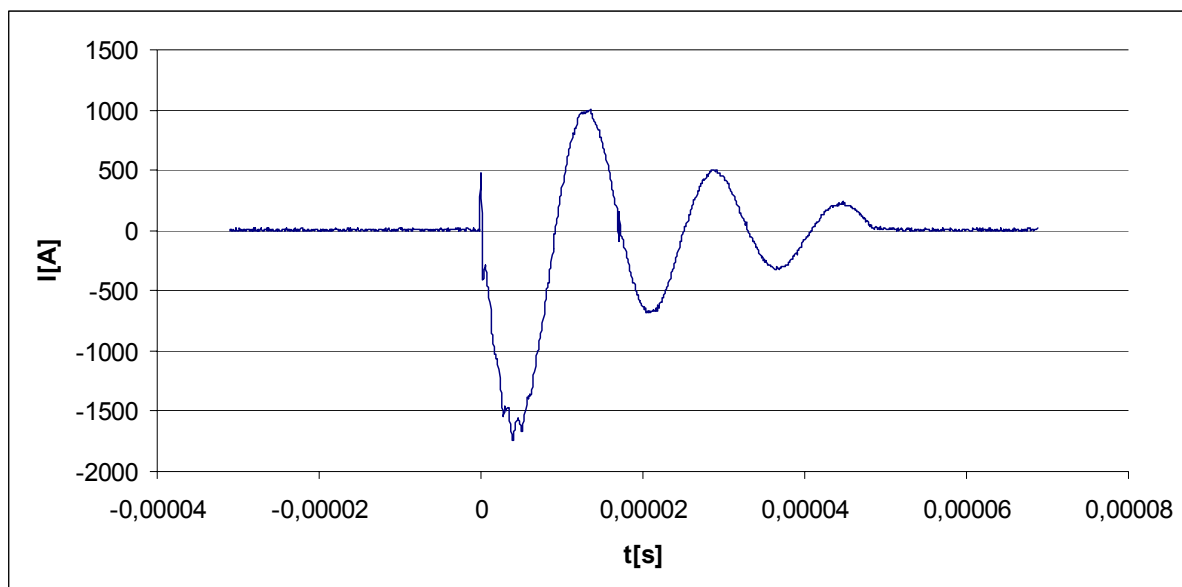
Na obr. 5.46 až obr. 5.52 jsou zobrazeny časové průběhy proudu tekoucího obvodem LC pro jednotlivá nabíjecí napětí. Časové průběhy byly získány výpočtem ze změřených časových průběhů napětí na výstupu fotodetektoru na základě diferenční metody. Na obr. 5.53 je zobrazena závislost velikosti proudu tekoucího obvodem LC na nabíjecím napětí



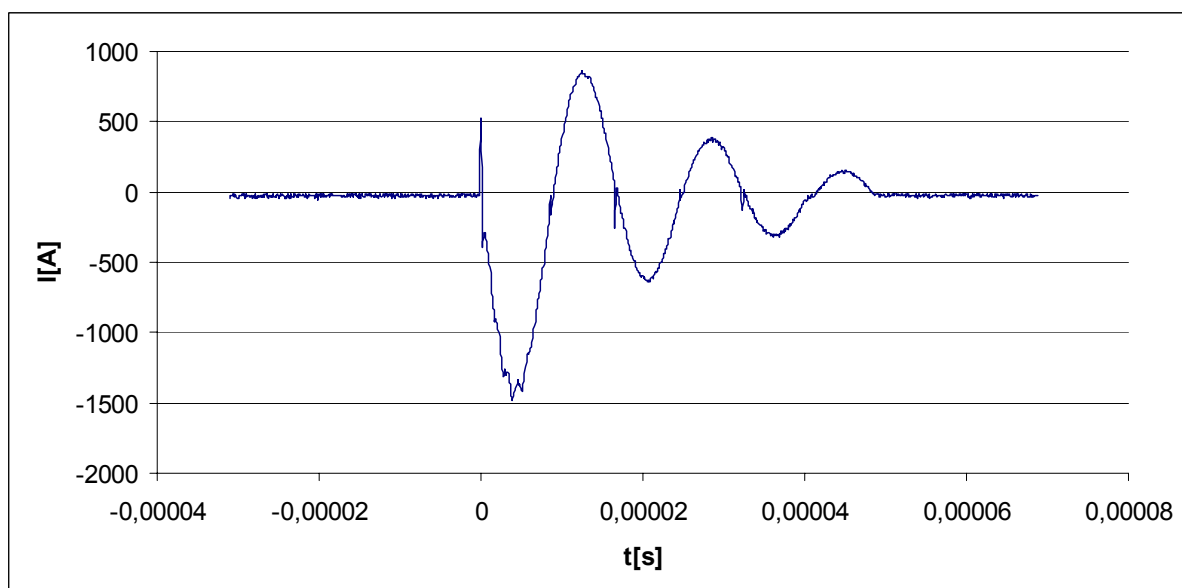
obr. 5.45 – časový průběh výstupních napětí detektorů a jejich rozdíl



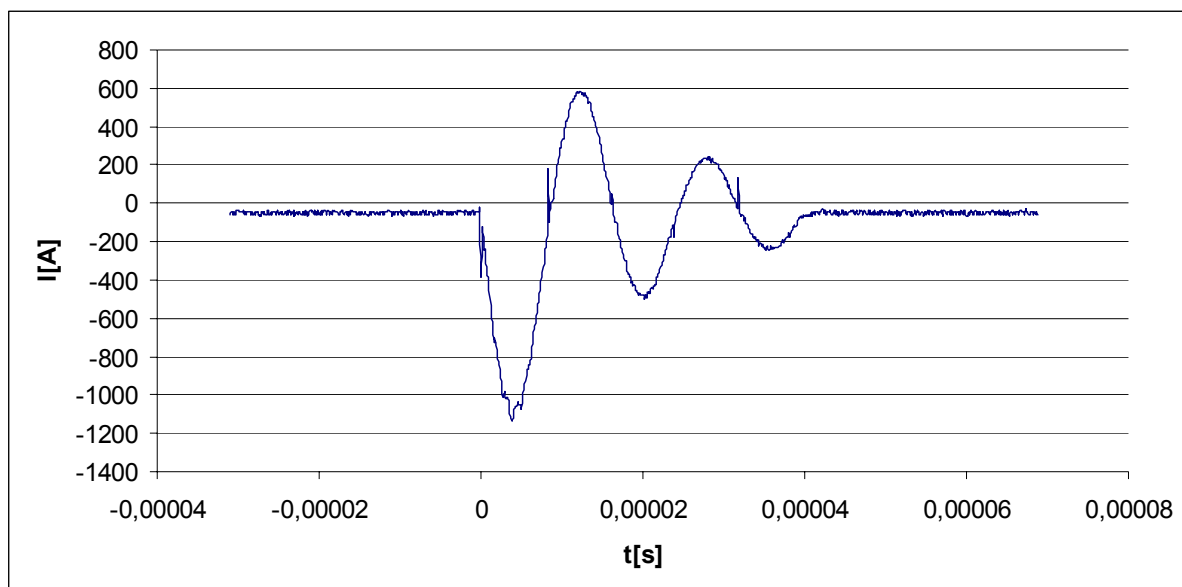
obr. 5.46 – časový průběh proudu tekoucího obvodem LC při nabíjecím napětí $U = 2250$ V



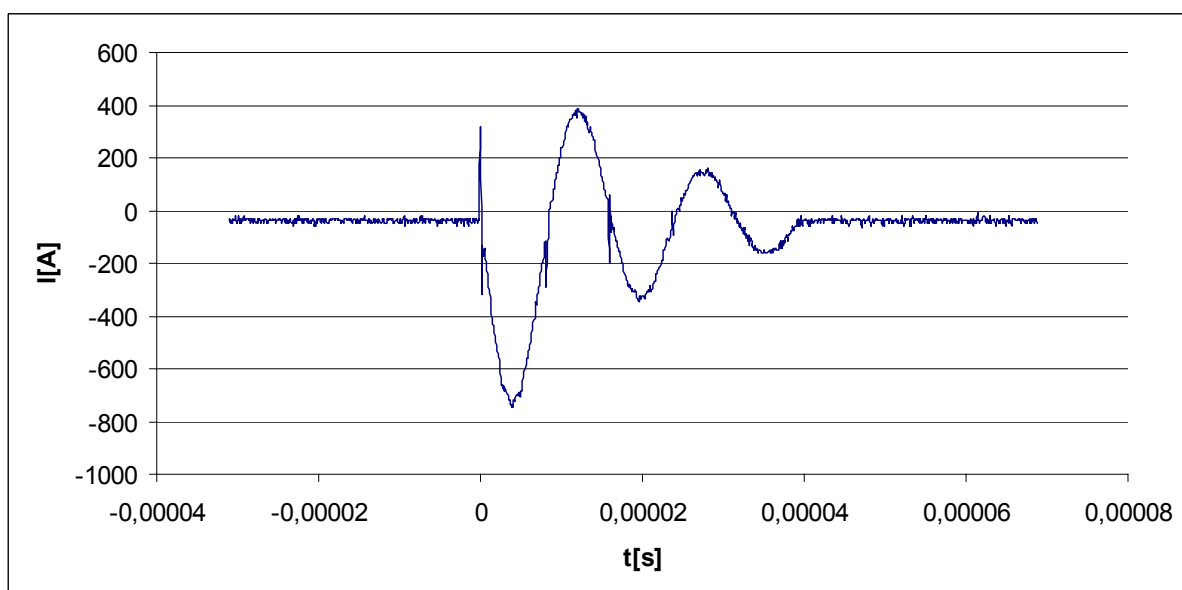
obr. 5.47 – časový průběh proudu tekoucího obvodem LC při nabíjecím napětí $U = 1900$ V



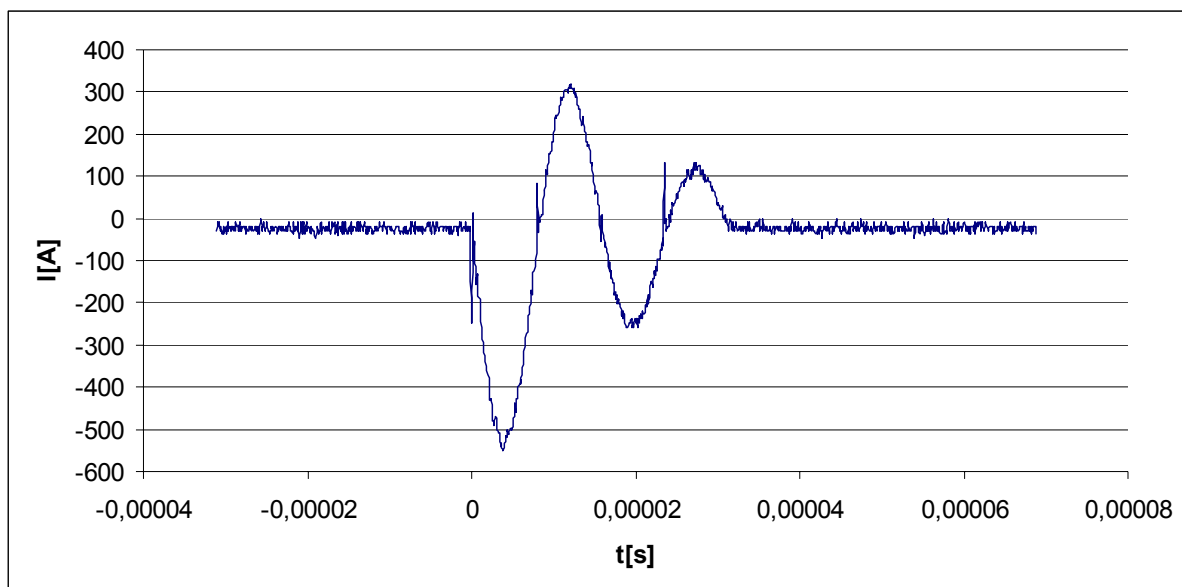
obr. 5.48 – časový průběh proudu tekoucího obvodem LC při nabíjecím napětí $U = 1600$ V



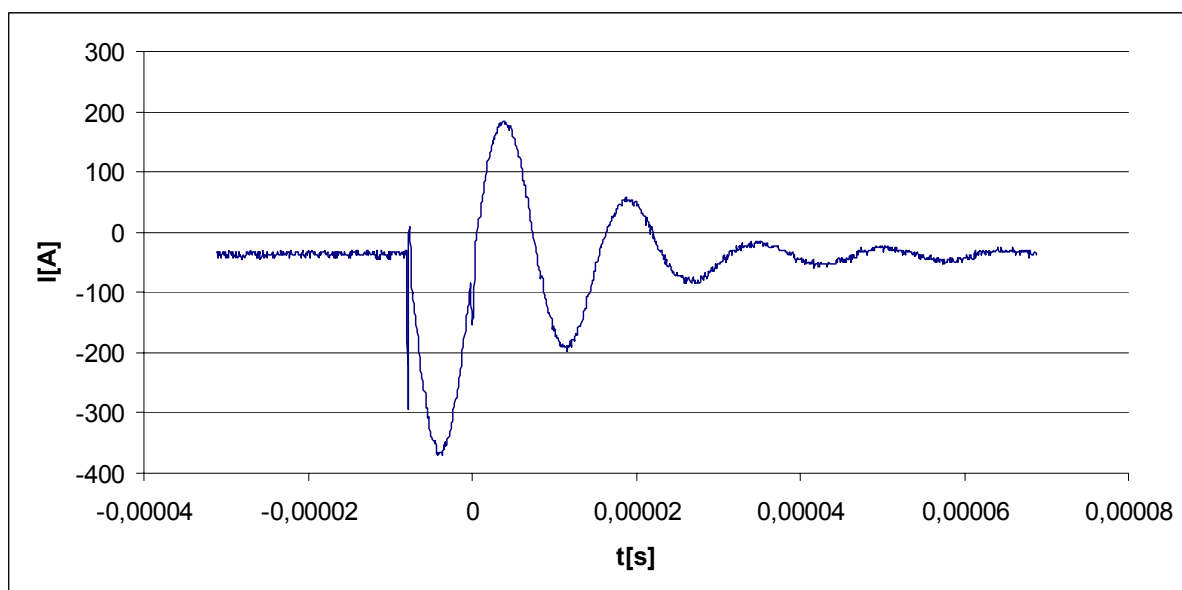
obr. 5.49 – časový průběh proudu tekoucího obvodem LC při nabíjecím napětí $U = 1200$ V



obr. 5.50 – časový průběh proudu tekoucího obvodem LC při nabíjecím napětí $U = 800$ V

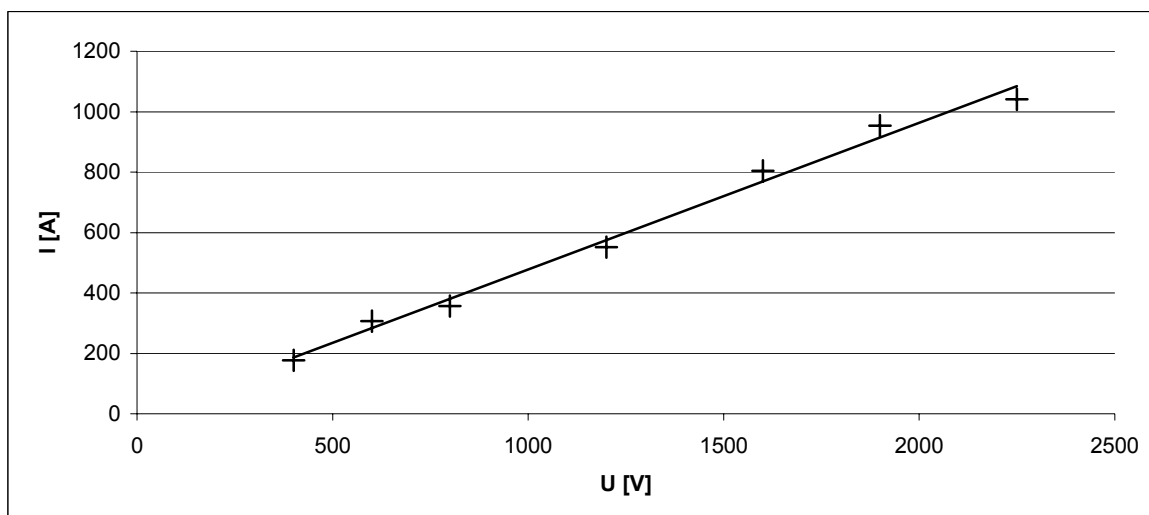


obr. 5.51 – časový průběh proudu tekoucího obvodu LC při nabíjecím napětí $U = 600 \text{ V}$



obr. 5.52 – časový průběh proudu tekoucího obvodem LC při nabíjecím napětí $U = 400 \text{ V}$

Na obr. 5.53 je zobrazena závislost špičkové hodnoty proudu v obvodu LC na nabíjecím napětí. Špičkové hodnoty proudu byly odečteny z druhé půlky změřených průběhů, protože ta není významně zkreslena rušením. V závislosti špičkových hodnot na nabíjecím napětí obr. 5.53 je patrná linearita závislosti z čehož lze vyvodit i linearitu měřící metody využívající magneto-optického jevu.



obr. 5.53 – závislost špičkové velikosti proudu v obvodu LC na nabíjecím napětí

Z výše popsaného experimentu byla prokázána funkčnost části polarimetrické analýzy i funkčnost fotodetekční části. Z toho plyne, že v případě optovláknového senzoru je problematickou snímací část, která zřejmě nedosahuje dostatečné citlivosti.

Pro hodnotu špičkového proudu $I = 1,050$ kA, která odpovídá velikostí proudu druhé půlvinny z časového průběhu na obr. 5.46 byl určena velikost B_{avg} podle vztahu (5.16)

$$B_{avg} = 41,842 \cdot 10^{-6} \cdot I = 41,842 \cdot 10^{-6} \cdot 1,050 \cdot 10^3 = 43,9 \text{ mT}$$

Z velikosti B_{avg} je možné podle vztahu (3.12) určit úhel stočení polarizace laserového svazku

$$\varphi = VB_{avg}I = 80,67 \cdot 43,91 \cdot 10^{-3} \cdot 60 \cdot 10^{-3} = 0,2126 \text{ rad} = 12,181^\circ,$$

V optovláknovém senzoru bude při uvažování stejného proudu a počtu závitů $N = 1,5$ úhel stočení polarizace dán vztahem (3.15)

$$\varphi(t) = \mu_0 V N i(t) = 1,26 \cdot 10^{-6} \cdot 3,7 \cdot 1,5 \cdot 1,050 \cdot 10^3 = 7,342^\circ$$

Podle Tabulka 5.5 tento úhel stočení polarizace laserového svazku odpovídá rozdílovému napětí $U = 270$ mV. Z velikosti tohoto napětí plyne, že pro tento úhel by měla být změna polarizace dobře detekovatelná. Neprokázána funkčnost optovláknového senzoru je zřejmě způsobena nedostatečnou citlivostí vlivem lineárního dvojlomu. Ten by ale měl být potlačen pomocí OKR.

Po uvážení možných příčin vznikl předpoklad, že celková změna úhlu stočení roviny polarizace po zpětném průchodu OKR není 90° , ale jiná což by vedlo ke zkreslení polarizace laserového svazku. K změně stočení úhlu polarizace OKR mohlo dojít změnou velikosti magnetického pole permanentního magnetu OKR. Experimentálním zjištěním polarizačního stavu na výstupu OKR byl předpoklad potvrzen. Výstupní lineární polarizace nebyla lineární

a kolmá ke vstupní, ale eliptická. Tato skutečnost podstatně snižuje účinnost potlačení lineárního dvojlomu optovláknové trasy a snižuje výslednou citlivost experimentálního senzoru. OKR je proto nutné postoupit k servisnímu seřízení a kalibraci, která je nutná provést u výrobce komponentu, firmy OFR. To již bohužel nebylo z časových důvodů možné, jelikož je nutné komponent zaslat do centra společnosti ve Spojených státech

6. Závěr

V práci jsou uvedeny možnosti řešení měřicího systému pro zdroj proudových impulsů vysokých úrovní. Pro tyto metody byl proveden teoretický rozbor na jehož základě byly vybrány dvě metody měření a to pomocí indukčního senzoru v provedení Rogowského cívky a metoda využívající Faradayova magneto-optického jevu.

Pro Rogowského senzor byl proveden návrh cívky senzoru a bylo navrženo jeho konstrukční provedení. Pro integraci výstupního napětí bylo zvoleno využití samo-integrační vlastnosti senzoru. Tento způsob integrace vyžaduje vhodnou volbu zatěžovacího odporu, proto byly provedeny simulace na jejíž základě byla vybrána vhodná velikost zatěžovacího odporu. Na realizovaném senzoru byl vliv velikosti zatěžovacího odporu ověřen měřením.

Pomocí Rogowského senzorů bylo provedeno experimentální měření velmi krátkých proudových impulsů s neharmonickým průběhem. Z těchto měření vyplynulo, že použití Rogowského senzoru je v tomto případě omezeno třemi významnými jevy. Prvním je skutečnost, že senzor je třeba považovat za obvod s rozprostřenými parametry. Pro korektní měření neharmonických průběhů je nutno zajistit Heavisideovu podmínku pro nezkreslující vedení, čehož se ale dosáhne poměrně obtížně. Druhým faktorem je Gibbsův jev způsobující překmity na náběžných hranách. Třetím faktorem je vliv pozice vodiče v cívkě senzoru na charakter výstupního časového průběhu. Možným řešením uvedených jevů je uspořádání senzoru dle konceptu na obr. 3.4. Nevýhodou tohoto uspořádání je ale nutnost znalosti geometrie uspořádání senzor-vodič.

Pro metodu založenou na Faradayově magneto-optickém jevu bylo pro realizaci zvoleno řešení s využitím optického vlákna jako Faradayova rotátoru. Pro toto provedení senzoru byl proveden návrh počtu závitů a určen horní mezní kmitočet senzoru.

Dále byly navrženy a realizovány fotodetektory s obvody OPA 657, OPA 847 a AD8015. Pro detektor s obvodem OPA 657 bylo dosaženo relativně vysokého mezního kmitočtu $f_{\text{mez}} = 80 \text{ MHz}$. Pro ověřování funkce fotodetektorů byl realizován laserový zdroj, jímž lze ověřovat vlastnosti fotodetektoru až do stovek MHz.

Ověření vlastností magnet-optického senzoru bylo nejprve provedeno v uspořádání podle obr. 5.36. V tomto uspořádání bylo dosaženo relativně slabých signálů. Na úroveň signálu má pravděpodobně vliv lineární dvojlom optického vlákna, který snížil citlivost polarimetrického vyhodnocení. Proto bylo provedeno zapojení s OKR, který slouží pro kompenzaci lineárního dvojlomu optického vlákna. Pro toto zapojení bylo provedeno několik měření s různým počtem závitů a dvojným průměrem cívky senzoru pro dosažení co nejvyšší citlivosti. Úroveň časových průběhů odpovídajících průběhu měřeného proudového impulsu ale nepřesahovala úroveň rušení v detekčních kanálech. Signály nebyly rozpoznatelné.

Pro zjištění příčin bylo navrženo ověření senzorové části polarimetrického vyhodnocení optického signálu a části fotodetekční. Pro ověření bylo sestaveno pracoviště dle obr. 5.43. Z výsledků vyplynulo na základě určení úhlu stočení polarizace laserového svazku, že změna polarizace by měla být dobře detekovatelná i optovláknovým senzorem. Proto vznikl předpoklad, že OKR neplní správně svou funkci což by vedlo ke zkreslení polarizace laserového svazku. Experimentálním zjištěním polarizačního stavu na výstupu OKR byl předpoklad potvrzen. Výstupní lineární polarizace nebyla lineární a kolmá ke vstupní ale

eliptická. Tato skutečnost podstatně snižuje účinnost potlačení lineárního dvojlomu optovláknové trasy a snižuje výslednou citlivost experimentálního senzoru. OKR je proto nutné postoupit k servisnímu seřízení a kalibraci, která je nutná udělat u výrobce komponentu, firmy OFR. To již bohužel nebylo z časových důvodů možné, jelikož je nutné komponent zaslat do centra společnosti ve Spojených státech.

Seznam použité literatury

- [1] DREXLER P. *Metody měření ultrakrátkých neperiodických elektromagnetických impulsu: doktorská práce*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2007. 92 s.
- [2] MYŠKA, R., *Zdroj proudového impulsu vysoké úrovně: bakalářská práce*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav teoretické a experimentální elektrotechniky, 2009. 64 s., Bakalářská práce
- [3] BLUHMA, H., *Pulsed power systems, principles and applications*. Karlsruhe : Institut fur hocheistungsim-puls-und mikrowellentechnik, 2006, 323s, ISBN 3-540-26137-0
- [4] HALLIDAY, D., RESNIK, R., WALKER, J., *Fyzika část 3. Elektřina a magnetismus* : vysokoškolská učebnice obecné fyziky. Praha : VUTIUM a PROMETHEUS, 1997, 887s, ISBN 80-214-1868-0,
- [5] WAYNANT, R. *Electro-Optics Handbook*. New York: McGraw-Hill Professional, 2000. 992 pages. ISBN 978-0070687165.
- [6] RIPKA, P. *Magnetic sensors and magnetometers*. London: IEEE; Artech House, 2001. 467 pages. ISBN 1-58053-057-5.
- [7] SOHLSTRÖM, H. *Fiber optic magnetic field sensors utilizing iron garnet materials. Ph.D. Thesis*. Stockholm: Royal Institute of Technology, 1993.
- [8] KERSEY, A., BUCHOLTS, F., DANDRIGE, A. *Sensitivity-bandwidth limitations in optical-fiber Faraday-rotation current sensors*. Journal of Optoelectronics. 1988, vol. 3, no. 4, p. 323 - 332.
- [9] Internetový zdroj dostupný z : <http://automatizace.hw.cz/co-je-k-cemu-je-jak-funguje-rogowskeho-civka>
- [10] FILKA, M., *Optoelektronika pro telekomunikace a informatiku*, Brno : Centra, spol.s.r.o., 2009, 369s. ISBN 978-80-86785-14-1.
- [11] DREXLER, P., *Techniky potlačování dvojlomných jevů v optických vláknech: habilitační práce*. Brno Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 70 s.
- [12] Internetový zdroj dostupný z : <http://homepage.ntlworld.com/rocoil/>
- [13] RAY, W.F., HAWSON, C.R., *High Performance Rogowski Current Transducers*, 25 Barratt Lane, Attenborough, Nottingham NG9 6AD, U.K.
- [14] Internetový zdroj dostupný z : http://www.civ.cvut.cz/info/download_prednasky.php?name=eo2_01b.pdf

- [15] VOBECKÝ J., ZÁHLAVA VÍT., *Elektronika součástky a obvody, principy a příklady*, Grada Publishing, a.s., 2005, 220s. ISBN 80-247-1241-5.
- [16] DREXLER P., *Elektronická část měřicí sondy magnetického pole s požadovanými parametry $B_{min} = 10 \mu T, f_{max} = 1 GHz$* , Diplomová práce, Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2004. 81 s.
- [17] GRAEME J.G., *Photodiode amplifiers opaamp solutions*, McGraeme Hill, 1995, 243 s. ISBN 0/07/024247 – X
- [18] Internetový zdroj dostupný z : http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8015.pdf

Vlastní publikované práce vztahující se k tématu

- [19] MYŠKA R., *Measurment system for pulsed current source . Proceedings of the 16th conference STUDENT EEICT 2010 Volume 2.* Brno: VUT v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010, 253s, str. 144-146, ISBN 978-80-214-4077-7.
- [20] MYŠKA R., *Magneto-optical sensor for measuring high-level current pulses . Proceedings of the 17th conference STUDENT EEICT 2011 Volume 2.* Brno: VUT v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011, 352s, str. 186-188, ISBN 978-80-214-4072-6.

Seznam použitých zkratk a symbolů

Zkratky

PFL	tvarovací vedení (Pulse Forming Line)
OKR	ortokonjugální retroreflektor

Symbols

A_{rog}	konstanta Rogowskeho senzoru	(-)
B	magnetická indukce	(T)
c	rychlost světla ve vakuu	(m·s ⁻¹)
C	kapacita	(F)
d	průměr závitů	(m)
E_{opt}	intenzita optického záření	(W)
f	frekvence	(Hz)
f_h	šířka pásma senzoru	(Hz)
f	rezonanční kmitočet	(Hz)
H	intenzita magnetického pole	(A·m ⁻¹)
$i(t)$	okamžitá hodnota elektrického proudu	(A)
I	elektrický proud	(A)
I_p	vrcholová hodnota elektrického proudu	(A)
j	imaginární jednotka	(-)
l	rozměr délky	(m)
L	indukčnost	(H)
$K_u(p)$	operátorový přenos	(-)
k_l	vlnové číslo levotočivé kruhově polarizované vlny	(rad m ⁻¹)
k_p	vlnové číslo pravotočivé kruhově polarizované vlny	(rad m ⁻¹)
N	počet závitů	(-)
n	index lomu	(-)
n_l	index lomu jádra pro levotočivě polarizovanou vlnu	(-)
n_p	index lomu jádra pro pravotočivě polarizovanou vlnu	(-)
P	výkon	(W)
R	elektrický odpor	(Ω)
r	rozměr délky	(m)
S	plocha závitů	(m ²)
t	časová proměna	(s)
T_p	doba trvání impulsu	(s)
$u(t)$	okamžitá hodnota elektrického napětí	(V)
U	elektrické napětí	(V)
U_{nab}	nabíjecí napětí	(V)
V	Vedertova konstanta magnetooptického prostředí	(rad T ⁻¹ m ⁻¹)
W	energie	(J)
Z_0	charakteristická impedance	(Ω)
Z_K	vnitřní impedance zdroje a nabíjecího rezistoru	(Ω)
Z_L	impedance zátěže	(Ω)
α	úhel natočení roviny polarizace	(°)
γ	měrná vodivost	(S·m ⁻¹)

δ	hloubka vniku povrchového jevu	(m)
ε_0	permitivita vakua	(C ² ·N ⁻¹ m ⁻²)
ε_r	relativní permitivita	(-)
μ_0	magnetická permeabilita vakua	(T·m·A ⁻¹)
μ_r	relativní magnetická permeabilita materiálu	(-)
π	Ludolfovo číslo	(-)
φ	fáze impedance	(⁰)
ω	úhlová frekvence	(rad·s ⁻¹)
Φ	magnetický indukční tok	(Wb)
η	účinnost	(%)