VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno, 2020 Bc. Pavel Němec

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIOENGINEERING

ELEKTRONICKÁ AKTIVNÍ ZÁTĚŽ PRO PODPORU LABORATORNÍ PRÁCE – STUDIUM PROVEDITELNOSTI

ELECTRONICALLY ADJUSTABLE ACTIVE LOAD FOR SUPPORT OF LABORATORY WORK – FEASIBILITY OF AN IMPLEMENTATION

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. Pavel Němec

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

doc. Ing. Roman Šotner, Ph.D.

BRNO 2020

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Elektronika a sdělovací technika**

Ústav radioelektroniky

Student: Bc. Pavel Němec ***ID:*** 173714

Ročník: 2 ***Akademický rok:*** 2019/20

NÁZEV TÉMATU:

Elektronická aktivní zátěž pro podporu laboratorní práce – studium proveditelnosti

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte koncept elektronické aktivní zátěže pro DC (testování napájecích zdrojů) a nízkofrekvenční aplikace umožňující plynulou regulaci výkonu. Zátěž by měla dostačovat na doporučené maximum zatížení do 500 W (až 70 A, 70 V). Početní návrhy a výběr jednotlivých obvodových součástí (nízko-úrovňových i výkonových komponent) zdůvodněte a ověřte simulacemi včetně zhodnocení vlivu rozptylu parametrů součástek. Navrhněte chlazení.

Diskutujte a promyslete (výběr z více možných variant a volba komponent) způsob nastavování a monitorování parametrů pomocí ovládacího panelu s displejem i přes rozhraní na připojeném počítači. Proveďte diskuzi proveditelnosti celého zařízení včetně mechanických částí (chladiče, šasi, ovládací panel, vhodně dimenzujte svorky, přívodní vodiče, atd.).

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] MALVINO, Albert Paul a Albert Paul MALVINO. Malvino electronic principles. 6th ed. New York: Glencoe/McGraw-Hill, 1999. ISBN 978-0028028330.

[2] BORDOVSKÝ, Tomáš. Elektronická zátěž s digitálním řízením. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2012. 93 s. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Michal Kubíček, Ph.D.

Termín zadání: 3.2.2020 ***Termín odevzdání:*** 28.5.2020

Vedoucí práce: doc. Ing. Roman Šotner, Ph.D.

prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.
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 aktivními elektronickými zátěžemi se zaměřením především na zátěže pro střídavé vstupní signály. Rozebírá princip a pracovní režimy DC i AC zátěží a věnuje se také základním vlastnostem tranzistoru MOSFET, který je použit jako hlavní výkonový prvek. Detailně se zabývá problematikou návrhu regulačního obvodu AC zátěže a přichází s konkrétním řešením. Diskutuje také možnosti realizace zbývajících částí celého zařízení. V závěru je stručným měřením na prototypu principiálně ověřena funkčnost navrženého regulačního obvodu.

KLÍČOVÁ SLOVA

Aktivní zátěž, elektronická zátěž, výkonový MOSFET, testování napěťových zdrojů

ABSTRACT

This master's thesis deals with active electronic loads focusing mostly on alternating input signals. The principles and modes of both DC and AC loads are described, as well as the most important parameters of MOSFET transistor which is used as the main power component. It deals with designing a regulation circuit of an AC load in detail. This work also discusses the possibilities of realisation of the remaining parts of the device. At the end of the thesis the function of the designed regulation circuit is verified by simple measurements on a prototype.

KEYWORDS

Active load, electronic load, power MOSFET, voltage source testing

NĚMEC, Pavel. *Elektronická aktivní zátěž pro podporu laboratorní práce – studium proveditelnosti*. Brno, 2020, 84 s. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce: doc. Ing. Roman Šotner, Ph.D.

Vysázeno pomocí balíčku `thesis` verze 3.03; `http://latex.feec.vutbr.cz`

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Elektronická aktivní zátěž pro podporu laboratorní práce – studium proveditelnosti“ 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 autorského 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.

Brno ....

podpis autora

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu diplomové práce panu doc. Ing. Romanu Šotnerovi Ph.D. za odborné vedení, konzultace, rychlé a podrobné písemné odpovědi, trpělivost a ochotu. Děkuji také všem, kteří mě při práci podporovali, zejména své rodině. Velký dík patří i lidem, kteří procházeli text práce a upozorňovali mě na případné nedostatky, a to hlavně mému staršímu bratru Jirkovi, mému vedoucímu a Lídě Šikulové.

Brno ....

podpis autora

Obsah

Úvod **1**

1 Aktivní elektronická zátěž **2**

1.1 Tranzistory používané v aktivních zátěžích 2

1.1.1 Tranzistor MOSFET 2

1.1.2 Výkonové tranzistory MOSFET 5

1.2 Princip aktivní zátěže 6

1.3 Pracovní režimy DC zátěží 6

1.3.1 Režim konstantního proudu (CC) 7

1.3.2 Režim konstantního napětí (CV) 9

1.3.3 Režim konstantního odporu (CR) 10

1.3.4 Režim konstantního výkonu (CP) 11

1.4 AC zátěže 12

1.5 Praktická omezení reálných aktivních zátěží 15

1.5.1 Proud 16

1.5.2 Napětí 16

1.5.3 Výkon 16

1.5.4 Teplota 16

1.5.5 Frekvence 17

1.5.6 Stabilita obvodu 17

1.5.7 Nepřesnost hodnot 17

2 Návrh AC aktivní zátěže **18**

2.1 Výběr klíčových komponent 18

2.1.1 Výkonový tranzistor 18

2.1.2 Zesilovač 21

2.2 Návrh zapojení s tranzistory obou polarit 21

2.2.1 Prvotní návrh 22

2.2.2 Průchod nulou 25

2.3 Návrh zapojení s inverzní diodou 27

2.3.1 Prvotní návrh 27

2.3.2 Průchod nulou 30

2.3.3 Porovnání zapojení 33

2.3.4 Stabilita obvodu 35

2.3.5 Přepínání rozsahů 38

2.3.6 Snímání veličin 40

2.3.7 Ochrany zátěže 41

2.3.8 Konečné zapojení 41
2.4 Návrh zbývajících částí zařízení 44
2.4.1 Chlazení 45
2.4.2 Napájení 46
2.4.3 Svorky a vodiče 47
2.4.4 Funkce MCU 48
2.4.5 Ovládání zařízení 49

3 Realizace prototypu **52**
3.1 Naměřené hodnoty 52

4 Závěr **55**

Literatura **57**

Seznam symbolů, veličin a zkratek **63**

Seznam příloh **65**

A Návrh DPS regulačního obvodu **68**
A.1 Schéma zapojení 68
A.2 Layout 70
A.2.1 TOP 70
A.2.2 BOTTOM 70
A.3 Osazení 71
A.3.1 TOP 71
A.3.2 BOTTOM 71

B Grafy hodnot naměřených na prototypu **72**
B.1 Časové průběhy vstupního napětí a proudu 72
B.1.1 Frekvence vstupního signálu 20 Hz 72
B.1.2 Frekvence vstupního signálu 50 Hz 73
B.1.3 Frekvence vstupního signálu 100 Hz 73
B.1.4 Frekvence vstupního signálu 200 Hz 74
B.1.5 Frekvence vstupního signálu 500 Hz 74
B.1.6 Frekvence vstupního signálu 1000 Hz 75
B.1.7 Frekvence vstupního signálu 2000 Hz 75
B.1.8 Frekvence vstupního signálu 5000 Hz 76
B.2 Časové průběhy vypočteného odporu zátěže 77
B.2.1 Frekvence vstupního signálu 20 Hz 77
B.2.2 Frekvence vstupního signálu 50 Hz 78

B.2.3 Frekvence vstupního signálu 100 Hz 78
B.2.4 Frekvence vstupního signálu 200 Hz 79
B.2.5 Frekvence vstupního signálu 500 Hz 79
B.2.6 Frekvence vstupního signálu 1000 Hz 80
B.2.7 Frekvence vstupního signálu 2000 Hz 80
B.2.8 Frekvence vstupního signálu 5000 Hz 81
B.3 Porovnání průběhů dvou různých zapojení 82
B.3.1 Časový průběh vstupního napětí a proudu 82
B.3.2 Časový průběh vypočteného odporu zátěže 83
B.3.3 Časový průběh napětí na hradlech výkonových tranzistorů . . 84

Seznam obrázků

1.1 MOSFET tranzistor – schematická značka 3
1.2 MOSFET tranzistor – vstupní charakteristika 3
1.3 MOSFET tranzistor – operační režimy 4
1.4 MOSFET tranzistor – parazitní kapacity 4
1.5 MOSFET tranzistor – inverzní dioda 5
1.6 Princip elektronické zátěže 6
1.7 Režim CC – VA charakteristika 7
1.8 Režim CC – schéma zapojení se Zenerovou diodou 8
1.9 Režim CC – schéma zapojení s rozdílovým zesilovačem 8
1.10 Režim CC – schéma zapojení se součtovým zesilovačem 8
1.11 Režim CV – VA charakteristika 9
1.12 Režim CV – schéma zapojení 9
1.13 Režim CR – VA charakteristika 10
1.14 Režim CR – schéma zapojení 11
1.15 Režim CR – schéma zapojení s násobičkou 11
1.16 Režim CP – VA charakteristika 12
1.17 Režim CP – Schéma zapojení 12
1.18 AC zátěž – zapojení s usměrňovacím můstkem 13
1.19 AC zátěž – zapojení s pomocnými zdroji napětí 14
1.20 AC zátěž – zapojení s inverzní diodou 15
1.21 AC zátěž – zapojení s tranzistory obou polarit 15
2.1 Zapojení s inverzní diodou – FQA46N15 vs STP46NF30 20
2.2 Budič MOS tranzistoru 22
2.3 AC zátěž – zapojení s tranzistory obou polarit, první návrh 23
2.4 Zapojení s tranzistory obou polarit – simulace prvního návrhu 23
2.5 Zapojení s tranzistory obou polarit – BJT Darlington vs MOSFET . 24
2.6 Zapojení s tranzistory obou polarit s přidanými zdroji 26
2.7 Zapojení s tranzistory obou polarit s přidanými zdroji – DC simulace 26
2.8 Zapojení s tranzistory obou polarit s přidanými zdroji – AC simulace 27
2.9 Zapojení s inverzní diodou – schéma 29
2.10 Zapojení s inverzní diodou – charakteristiky tranzistorů 30
2.11 Zapojení s inverzní diodou – schéma s plně otevřenou inverzní diodou 31
2.12 Zapojení s inverzní diodou – DC simulace s plně otevřenou diodou . . 32
2.13 Zapojení s inverzní diodou – AC simulace s plně otevřenou diodou . . 32
2.14 Zapojení s inverzní diodou – AC simulace s původním zapojením . . . 33
2.15 Zapojení s inverzní diodou – schéma s diodou na před hradlem tranzistoru 34

2.16 Zapojení s inverzní diodou – AC simulace s diodou na před hradlem transistoru 34
2.17 Zapojení s inverzní diodou – schéma s kapacitorem pro zlepšení stability 37
2.18 Zapojení s inverzní diodou – simulace s kapacitorem pro zlepšení stability 37
2.19 Zapojení s inverzní diodou – schéma pro přepínání rozsahu 39
2.20 Zapojení s inverzní diodou – finální schéma regulačního obvodu . . . 43
2.21 Blokové schéma zátěže 45
2.22 Vývojový diagram 49
3.1 Fotografie prototypu 53

Seznam tabulek

2.1 Požadované parametry tranzistoru 20
2.2 Dosažitelný odpor zátěže v závislosti na snímacím odporu 38
2.3 Periferie MCU 48
2.4 Rozložení tlačítek na klávesnici 50

Úvod

Zátěže jsou v elektronice velice zásadním prvkem. Spousta zařízení je schopna správně fungovat jen pro určité hodnoty zátěže a mnohdy je potřeba otestovat chování daného přístroje při různém zatížení. Používat diskrétní součástky může být náročné a neefektivní. V některých situacích nemusí být vhodný ani nastavitelný odpor – reostat. Je potřeba zařízení, na kterém bude možné přečíst hodnotu představované zátěže a také ji přesně a snadno nastavovat. K tomuto účelu vznikly odporové dekády a elektronické aktivní zátěže.

Nejčastějším využitím aktivních zátěží je testování zdrojů napětí nebo proudu a baterií. Aktivním prvkem je tranzistor, jehož odpor lze snadno měnit. Použití aktivního prvku přináší oproti odporovým dekádám také nové možnosti, zátěž již nemusí fungovat pouze v odporovém módu. Ještě více možností a větší flexibilitu získáváme, pokud je zátěž digitálně řízená a programovatelná. Častou funkcionalitou je rovněž možnost připojení k osobnímu počítači.

Tato práce se věnuje návrhu aktivní elektronické zátěže pro DC a AC aplikace se vstupním napětím až 70 V, proudem až 70 A a výkonem 500 W. Nejprve proběhne seznámení s problematikou aktivních zátěží. Následuje návrh aktivní zátěže. V této části jsou uvedeny požadavky na hlavní komponenty regulačního obvodu. Následuje rozbor jeho možného zapojení s výčtem vyskytujících se nedostatků a návrhem jejich řešení. Podle zadaných parametrů je navrženo konkrétní zapojení. Dále jsou diskutovány možnosti realizace zbývajících části zařízení (chlazení, napájení a ovládání zátěže a dimenzování svorek a vodičů). Je předpokládáno ovládání zátěže pomocí maticové klávesnice nebo vzdáleně z osobního počítače. V poslední části je principiálně ověřena funkčnost navrženého regulačního obvodu pomocí měření provedených na jednoduchém prototypu.

Původně práce počítala s realizací zařízení, jeho oživením a otestováním. Vlivem situace vzniklé šířením viru COVID-19 byl ale omezen nákup materiálu a přístup do školní laboratoře a tedy i k potřebnému vybavení. Nebylo pak možné původní záměr uskutečnit a proto bylo rozhodnuto, že práce bude koncipována jako studium proveditelnosti.

1 Aktivní elektronická zátěž

Existují různé typy aktivních i pasivních elektronických zátěží. Pasivní zátěže se častěji používají pro nižší výkony, řádově do jednotek wattů. Pro vyšší výkony mohou být rozměry nebo cena neúměrně vysoké. Lze ale narazit i na programovatelné odporové zátěže pro vyšší výkony, které poskytují i podobné možnosti, jako dostupné aktivní zátěže (příkladem takové odporové zátěže je MEATEST M192 [1]). Tato práce se však zabývá výhradně aktivními zátěžemi, které jsou pro vyšší výkony výhodnější a využívají se pro tento účel častěji.

V této kapitole je nejprve rozebráno několik základních vlastností tranzistoru jakožto nejdůležitější komponenty celé zátěže. V následujících podkapitolách je pak řeč o základním principu fungování aktivních zátěží, jejich pracovních režimech, možnostech zapojení a jejich praktických omezeních.

1.1 Tranzistory používané v aktivních zátěžích

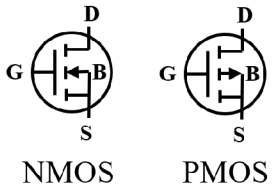
V této podkapitole budou shrnuty nejdůležitější informace o tranzistorech MOSFET a specifika výkonových tranzistorů. Jak již bylo řečeno, tranzistor je hlavním prvkem aktivní zátěže. Pro vyšší výkony se nejčastěji využívají výkonové tranzistory MOSFET (řízené polem) nebo IGBT (kombinace bipolárního a polem řízeného tranzistoru). Existují ale i bipolární tranzistory, které je možné pro některé aplikace využít. Jelikož bipolární tranzistory pro vyšší napětí mívají malý proudový zisk, používají se častěji v Darlingtonově zapojení.

Značná část informací v této podkapitole včetně některých obrázků, pochází z následujícísh tří zdrojů, které mohou být velmi užitečné pro kohokoliv, kdo se chce seznámit s problematikou výkonových tranzistorů: [2], [3], [4].

1.1.1 Tranzistor MOSFET

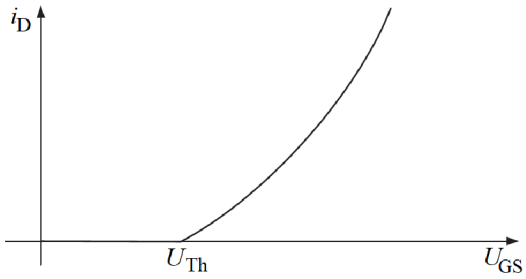
MOSFET je tranzistor řízený polem (anglicky Field-Effect Transistor). To znamená, že pro jeho řízení není třeba téměř žádného výkonu. Izolovaným hradlem totiž neteče prakticky žádný proud (pokud opomineme nabíjení a vybíjení parazitní kapacity a povrchové svodové proudy pouzdra a čipu).

Tranzistor MOSFET má 3 svorky: G (Gate), D (Drain), S (Source). Někdy se uvádí rovněž svorka B, která je zpravidla spojena se svorkou S. Schematická značka s označením jednotlivých svorek je na Obr. 1.1.



Obr. 1.1: MOSFET tranzistor – schematická značka

Aby se tranzistor začal otevírat a mohl ním téci proud, musí napětí U_{GS} přesáhnout hodnotu prahového napětí U_{Th}, jak lze vidět na vstupní charakteristice na Obr. 1.2. Prahové napětí výkonových tranzistorů MOSFET se typicky pohybuje mezi 2 V a 5 V.

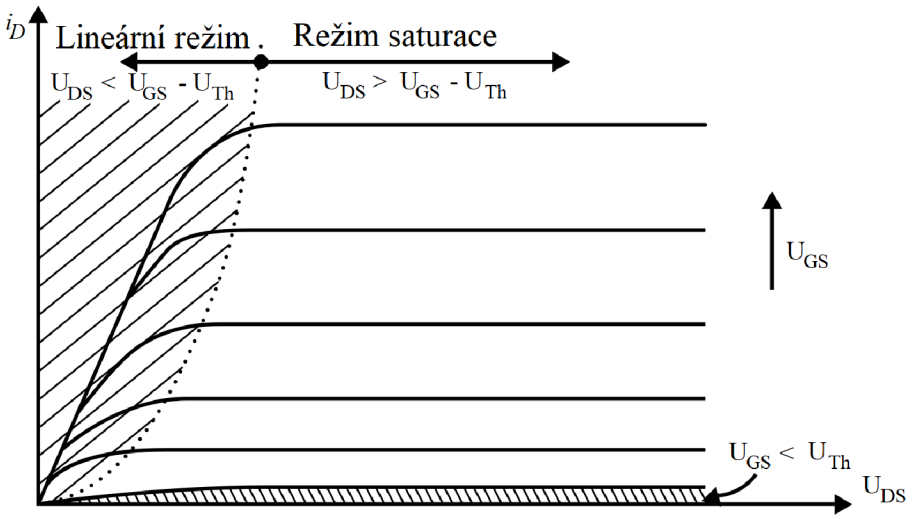


Obr. 1.2: MOSFET tranzistor – vstupní charakteristika [2]

MOSFET tranzistory mají tři hlavní režimy. Mimo oblast, kde je tranzistor zavřený ($U_{\mathrm{GS}} < U_{\mathrm{Th}}$), je to lineární režim (označovaný též jako odporový nebo triodový) a saturační (aktivní) režim (viz Obr. 1.3). Při použití v aktivních zátěžích se tranzistor používá v saturačním režimu.

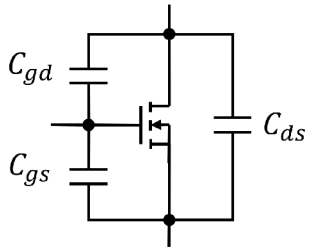
Oproti bipolárním tranzistorům jsou MOSFET tranzistory schopny rychleji spínat a lze je zapojovat i paralelně – u bipolárních tranzistorů při paralelním spojení a vyšších výkonech kvůli jejich kladnému teplotnímu součiniteli hrozí, že proud nebude rovnoměrně rozdělen a poteče jedním tranzistorem o něco více než ostatními, tím se tranzistor zahřeje a odebírá pak ještě větší proud až nakonec může dojít i k jeho zničení. U tranzistorů MOSFET s teplotou roste i odpor $R_{\mathrm{DS(on)}}$, čímž je proud omezen, nedojde tedy k průrazu a proud tekoucí paralelně zapojenými tranzistory se vyrovná.

Ačkoliv MOSFET tranzistor oproti bipolárnímu přináší mnohé výhody, jsou také vlastnosti, které jsou za některých okolností nežádoucí. To jsou například parazitní kapacity tranzistoru (viz Obr. 1.4), a to především kapacity hradla (C_{gd} a C_{gs}).



Obr. 1.3: MOSFET tranzistor – operační režimy [2]

Ty při rychlém spínání způsobují proudové špičky, protože kapacita se při sepnutí a rozepnutí musí nabít nebo vybít. Další problém způsobený kapacitou hradla je potencionální nestabilita při řízení tranzistoru zesilovačem. Katalogový list neuvádí tyto kapacity přímo, ale udává vstupní kapacitu C_{iss}, výstupní kapacitu C_{oss} a kapacitu pro zpětný přenos C_{rss}, která odpovídá kapacitě C_{gd}. Kapacita mezi svorkami G a S se pak určí jako $C_{\text{gs}} = C_{\text{iss}} - C_{\text{rss}}$. Podobně kapacita mezi D a S: $C_{\text{ds}} = C_{\text{oss}} - C_{\text{rss}}$. Parazitní kapacity jsou závislé na napětích na tranzistoru a proto se v katalogovém listu udává i pro jaké hodnoty napětí jsou uvedené kapacity platné.



Obr. 1.4: MOSFET tranzistor – parazitní kapacity

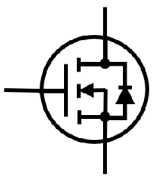
Další hodnotou uváděnou v katalogovém listu bývá již zmíněný odpor mezi svorkami D a S při otevření tranzistoru $R_{\text{DS(on)}}$. I tato hodnota je závislá na více faktorech. Roste s teplotou a s velikostí proudu protékajícím svorkami a je také ovlivněna napětím na hradle. Tyto závislosti jsou zpravidla také graficky zobrazeny v katalogovém listu.

Při vyšších výkonech se může tranzistor značně zahřívat a je tedy dobré vědět, jak to ovlivní jeho parametry. Kromě již zmíněného odporu to také ovlivní maximální povolený proud, který může tranzistorem téct, aniž by to způsobilo jeho zničení. S rostoucí teplotou klesá hodnota maximálního povoleného proudu. Parametry, které nejsou teplotou téměř vůbec ovlivněny, jsou parazitní kapacity tranzistoru, v čemž mají MOSFET tranzistory oproti bipolárním výhodu.

1.1.2 Výkonové tranzistory MOSFET

Výkonové tranzistory MOSFET mají oproti jiným MOSFET tranzistorům několik zásadních odlišností. Uspořádání na křemíku je jiné, díky čemuž je tranzistor schopný fungovat při vyšších proudech i napětích. Dalším významným rozdílem oproti běžným tranzistorům je, že výkonové tranzistory mají vlivem architektury integrovanou inverzní diodu, někdy též označovanou jako antiparalelní dioda (viz Obr. 1.5), která vede proud při záporném napětí U_{DS}. Tato dioda se ve schématu běžně zakresluje, ale i pokud zakreslena není, je u výkonových MOSFET tranzistorů vždy přítomna. V některých aplikacích je inverzní dioda žádoucí a její přítomnost v tranzistoru tedy může zmenšit počet použitých součástek. Někdy je ale externí paralelní dioda přesto připojena, a to například pokud integrovaná dioda není schopna spínat dostatečně rychle. Pokud je potřeba vliv inverzní diody potlačit, stačí do série k tranzistoru připojit diodu, která bude propouštět proud pouze pro kladná napětí U_{DS}.

Při uzavřeném kanálu je chování tranzistoru pro záporné napětí U_{DS} stejné jako u běžné diody. Pokud je ale kanál otevřen, je úbytek napětí menší než při pouhém paralelním zapojení diody a tranzistoru.



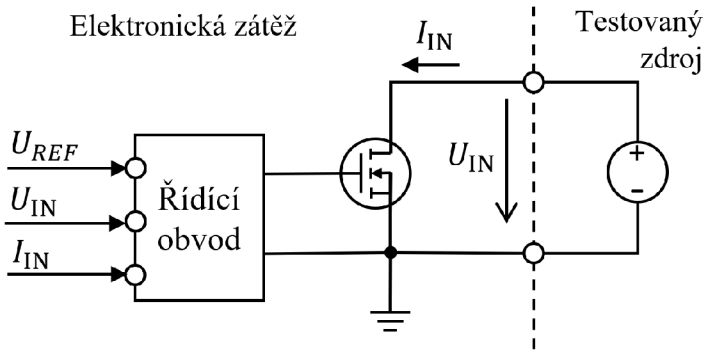
Obr. 1.5: MOSFET tranzistor – inverzní dioda

1.2 Princip aktivní zátěže

Jak již bylo řečeno, hlavním prvkem aktivní zátěže je výkonový tranzistor, ke kterému je připojen testovaný zdroj a regulační signál. V závislosti na použitém pracovním režimu a komplexnosti zátěže využívá regulační obvod některé (popřípadě všechny) z následujících vstupních hodnot [5]:

- U_{REF} – referenční hodnota napětí, proudu, odporu nebo výkonu převedená na napětí
- U_{IN} – napětí na zátěži,
- I_{IN} – proud tekoucí zátěží.

Všechny vstupní hodnoty jsou zpravidla reprezentovány napětím. Na jejich základě regulační obvod reguluje napětí na tranzistoru tak, aby se choval jako požadovaná zátěž. Toto zjednodušené schéma lze vidět na Obr. 1.6. V nejjednodušším případě je regulační obvod tvořen pouze operačním zesilovačem. Ke snímání proudu se využívá rezistoru připojeného mezi tranzistor a zem.



Obr. 1.6: Princip elektronické zátěže

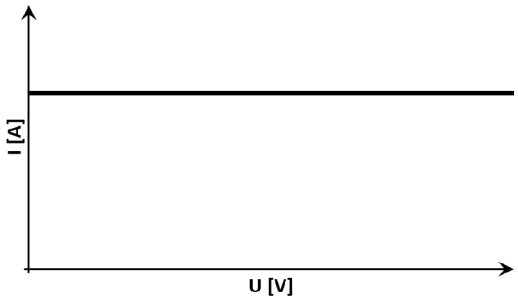
1.3 Pracovní režimy DC zátěží

Zátěže pro testování DC zdrojů mají čtyři základní pracovní režimy – režim konstantního proudu, režim konstantního napětí, režim konstantního odporu a režim konstantního výkonu. Zátěže mohou podporovat jeden nebo více z těchto režimů. Zátěže pro AC zdroje mohou navíc umožňovat režim RLC (R – odpor, L – indukčnost, C – kapacita), ve kterém je zařízení schopno představovat nejen rezistivní zátěž, ale také zátěž s reaktancí [6]. O AC zátěžích ale více až v podkapitole 1.4.

Informace o jednotlivých pracovních režimech DC zátěží lze najít v různých publikacích. Pravděpodobně nejucelenějším přehledem je [7], odkud bylo z velké míry čerpáno této podkapitole.

1.3.1 Režim konstantního proudu (CC)

Režim konstantního proudu se při testování napěťových zdrojů a baterií využívá nejčastěji. Zátěž v tomto případě odebírá z testovaného zdroje konstantní proud nezávisle na přiloženém napětí (viz Obr. 1.7).

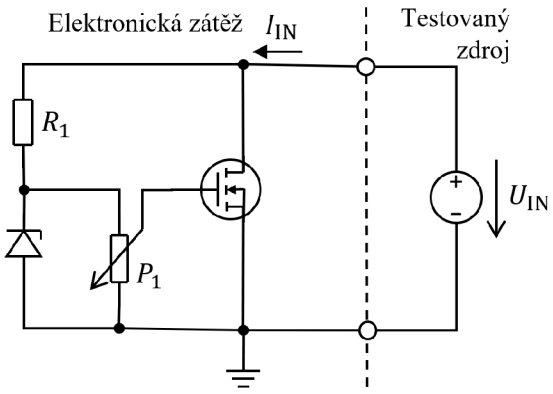


Obr. 1.7: Režim CC – VA charakteristika

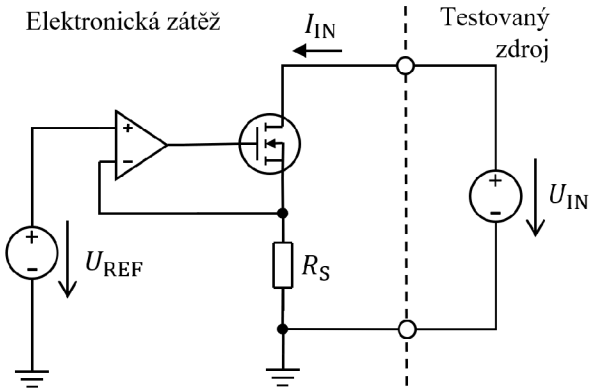
Existuje řada způsobů, jak zátěž realizovat. Jednoduchá zátěž (napájená přímo z testovaného zdroje) může být vyrobena například s využitím Zenerovy diody a potenciometru [8] (viz Obr. 1.8). U většiny zátěží se využívá operačního zesilovače, který může přímo řídit výkonový tranzistor, nebo poskytuje vstupní signál pro budicí obvod. Nejjednodušší forma zapojení s operačním zesilovačem je vyobrazena na Obr. 1.9. Proud I_{IN} z testovaného zdroje protéká snímacím odporem R_{S} a vytváří na něm napětí. To je porovnáváno s nastaveným referenčním napětím U_{REF}. Na základě těchto dvou hodnot je pak upravena míra otevření tranzistoru tak, aby se obě hodnoty rovnaly. Pro nastavení vyššího proudu se zvýší referenční napětí, tím se zvýší i napětí na výstupu zesilovače a tranzistor se více otevře. Proud odebíraný ze zdroje lze vyjádřit následovně:

$$I_{\mathrm{IN}} = \frac{U_{\mathrm{REF}}}{R_{\mathrm{S}}} \tag{1.1}$$

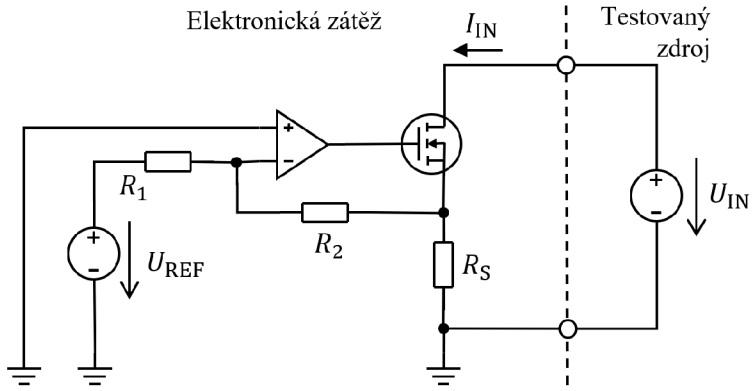
Existují i další možnosti zapojení zesilovače, které mají stejnou funkci, ale přináší jisté výhody. Součtový zesilovač (viz Obr. 1.10) může být například výhodnější ve chvíli, kdy se do obvodu začínají přidávat další komponenty pro zlepšení stability. Nevýhodou je pak nutnost záporného referenčního napětí U_{REF} [9], [10].



Obr. 1.8: Režim CC – schéma zapojení se Zenerovou diodou



Obr. 1.9: Režim CC – schéma zapojení s rozdílovým zesilovačem



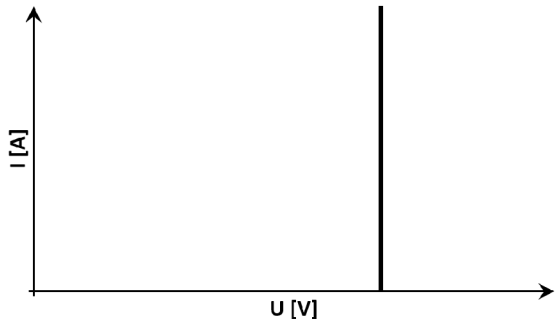
Obr. 1.10: Režim CC – schéma zapojení se součtovým zesilovačem

Výsledný proud tekoucí zátěží v tomto zapojení je určen následujícím vztahem:

$$I_{IN} = -U_{REF} \cdot \frac{R_2}{R_1 \cdot R_S} \tag{1.2}$$

1.3.2 Režim konstantního napětí (CV)

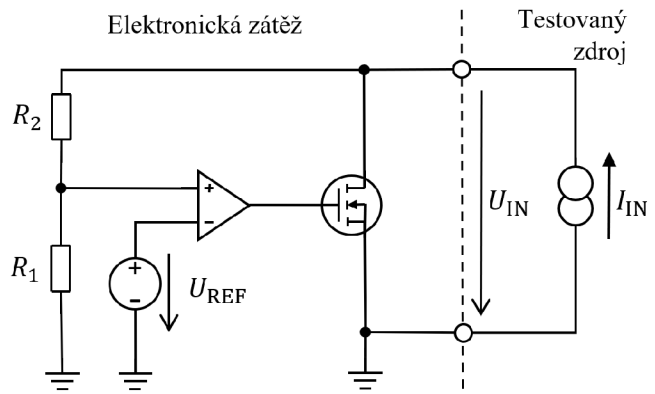
Obdobně jako se režim konstantního proudu používá pro testování napěťových zdrojů a baterií, využívá se režim konstantního napětí pro testování zdrojů proudu a zařízení sloužících k nabíjení baterií. Odpor zátěže je v tomto případě dynamicky měněn tak, aby na ní byla udržena stále stejná hodnota napětí, i když proud, který jí protéká, se mění (viz Obr. 1.11).



Obr. 1.11: Režim CV – VA charakteristika

Pro realizaci zátěže v tomto režimu je třeba řídit tranzistor v závislosti na referenčním napětí U_{REF} a napětí na zátěži U_{IN}. Tentokrát je referenční napětí U_{REF} připojeno na invertující vstup zesilovače, jelikož pro nastavení vyššího napětí U_{IN} musí být tranzistor méně otevřen a na výstupu zesilovače tedy musí být nižší napětí. Napětí U_{IN} je před přivedením na vstup zesilovače poděleno pomocí napěťového děliče. Schéma zapojení je zobrazeno na Obr. 1.12. Napětí na zátěži je dáno vztahem:

$$U_{\mathrm{IN}} = U_{\mathrm{REF}} \cdot (1 + \frac{R_2}{R_1}) \tag{1.3}$$



Obr. 1.12: Režim CV – schéma zapojení

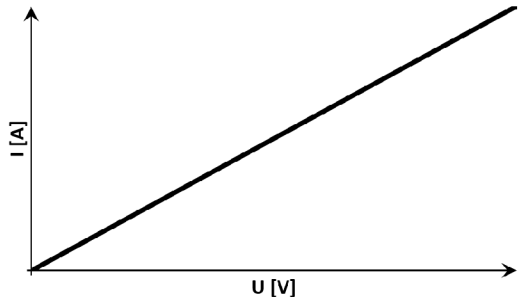
1.3.3 Režim konstantního odporu (CR)

Jak je z názvu zřejmé, v tomto režimu se zátěž chová jako rezistor určité hodnoty, tzn. proud protékající zátěží roste úměrně s napětím zdroje (viz Obr. 1.13). Čím vyšší napětí U_{IN} je nastaveno na zdroji, tím vyšší proud musí zátěží protékat, tranzistor musí tedy být více otevřen, tím pádem výstup zesilovače musí být vyšší. Proto je podíl vstupního napětí U_{IN} přiveden na neinvertující vstup zesilovače. Na invertující svorku je pak připojeno napětí na rezistoru R_{S} ($U_{\mathrm{R_S}}$), které je přímo úměrné proudu I_{IN} tekoucímu zátěží. Pokud by toto napětí bylo menší než napětí na neinvertujícím vstupu, zvedá se napětí na výstupu zesilovače, tranzistor se více otevře a napětí na vstupu zesilovače se vyrovnají. Podíl vstupního napětí U_{IN} pro vstup zesilovače lze získat jednoduchým odporovým děličem napětí (viz Obr. 1.14). Výsledný odpor zátěže je (při zanedbání proudu tekoucím odpory R_1 a R_2):

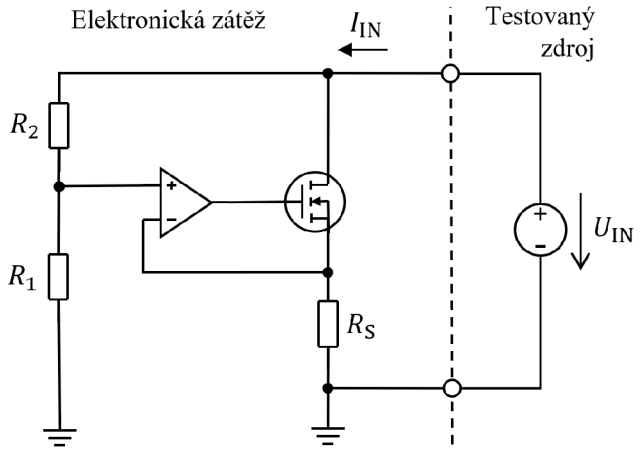
$$R = R_{\mathrm{S}} \cdot (1 + \frac{R_2}{R_1}) \tag{1.4}$$

V této variantě zapojení lze jeden z rezistorů R_1 a R_2 nahradit potenciometrem a pomocí něj nastavovat hodnotu odporu zátěže. V případě, že je preferované nastavovat hodnotu pomocí napětí, je možné přidat do zapojení násobičku napětí [7] - viz Obr. 1.15. Nastavený odpor zátěže potom je:

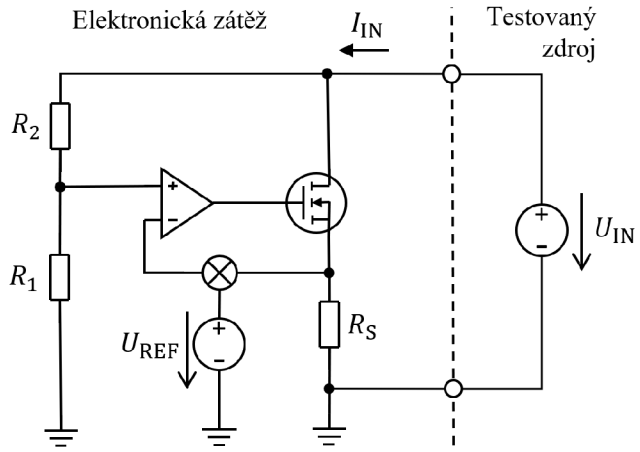
$$R = U_{\mathrm{REF}} \cdot R_{\mathrm{S}} \cdot (1 + \frac{R_2}{R_1}) \tag{1.5}$$



Obr. 1.13: Režim CR – VA charakteristika



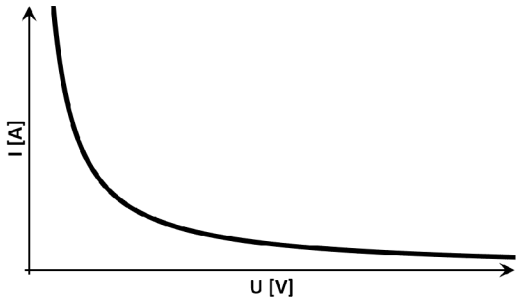
Obr. 1.14: Režim CR – schéma zapojení



Obr. 1.15: Režim CR – schéma zapojení s násobičkou

1.3.4 Režim konstantního výkonu (CP)

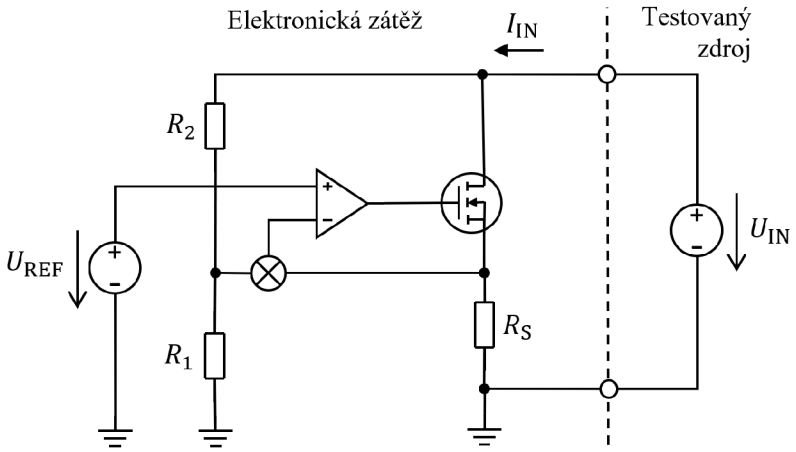
Režim konstantního výkonu se používá pro testování zdrojů proudu i zdrojů napětí. Zátěž v tomto módu upravuje napětí nebo proud tak, aby z testovaného zdroje byl odebírán konstantní výkon. Toho lze využít například ke zjištění životnosti baterie. Na Obr. 1.16 je zobrazena závislost proudu a napětí při konstantním výkonu.



Obr. 1.16: Režim CP – VA charakteristika

K realizaci zátěže musí být referenční hodnota porovnávána se součinem napětí na zátěži a proudu tekoucí zátěží. Při využití zapojení z Obr. 1.17 je nastavená hodnota výkonu dána vztahem:

$$P = U_{\mathrm{REF}} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_{\mathrm{S}} \cdot R_1} \tag{1.6}$$



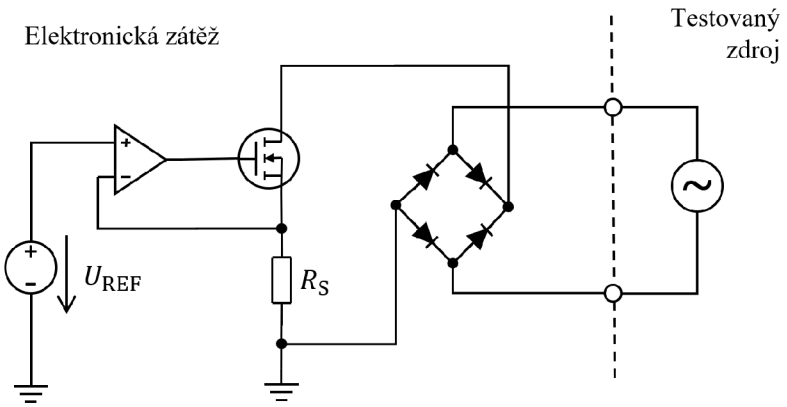
Obr. 1.17: Režim CP – Schéma zapojení

1.4 AC zátěže

AC zátěže jsou na návrh náročnější než DC zátěže. Musí zaručovat dostatečně rychlou změnu napětí a proudu, pracují i se záporným vstupním napětím a při průchodu nulou nastává několik problémů, které jsou více rozebrány v podkapitolách 2.2.2 a 2.3.2. Také je zde vyšší šance, že se obvod rozkmitá, pokud není dostatečně ošetřena jeho stabilita.

Při implementaci módu CR lze využít přímo aktuální hodnotu vstupního napětí a proudu. Pro módy CV, CC a CP se střídavé hodnoty proudu a napětí převádí na efektivní hodnotu (RMS). Tím se pak odpor nemění přímo s okamžitou vstupní hodnotou, ale v závislosti na efektivní hodnotě signálu, která u harmonického signálu odpovídá amplitudě půlvlny vydělené odmocninou ze dvou. Obvody umožňující tento převod zpravidla správně fungují až od určité frekvence. Zřejmě z tohoto důvodu je rozsah pracovních frekvencí většiny aktivních zátěží dostupných na trhu přibližně 40–440 Hz. Pokud zátěže pracují na nižších frekvencích, tak pouze v módu CR, nebo musí pro výpočet efektivní hodnoty být využito A/D (analogově-digitálního) převodníku a mikroprocesoru.

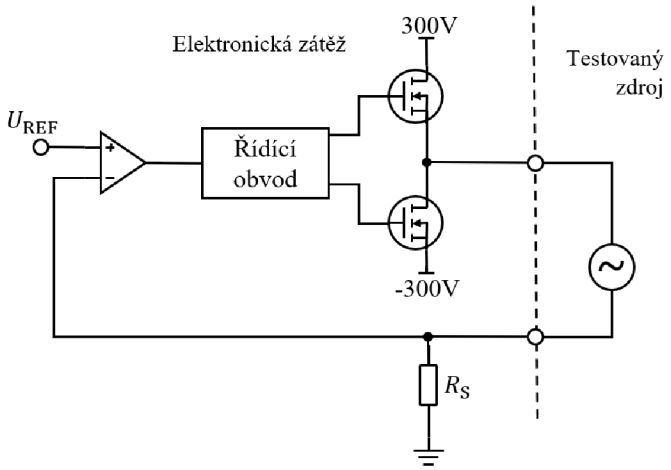
Prvním krokem k přechodu od stejnosměrné ke střídavé zátěži je podpora funkce i pro záporné vstupní napětí. Jednoduchým řešením je použití můstkového usměrňovače mezi testovanou zátěží a tranzistorem Obr. 1.18. Toto zapojení není použito téměř v žádných materiálech kromě následujících dvou: [11], [12]. Je důležité, aby můstkový usměrňovač byl schopný přenášet požadované proudy a měl by mít co nejmenší úbytek napětí. V tomto zapojení nelze měnit fázi napětí nebo proudu a problémy při průchodu nulou jsou výraznější.



Obr. 1.18: AC zátěž – zapojení s usměrňovacím můstkem

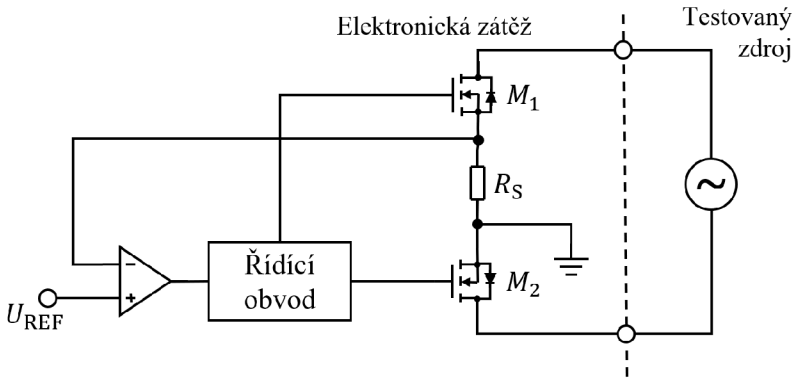
Další variantou zapojení je použití kladného a záporného napětí vyššího než požadovaný napěťový rozsah k posunutí charakteristik tranzistorů (viz Obr. 1.19) [13]. Velkou výhodou tohoto zapojení je, že zde odpadá problém při průchodu nulou. Díky tomu toto zapojení asi nejlépe umožňuje realizaci RLC módu. Navíc pro obě půlvlny lze použít tranzistory stejné polarity (v zapojení níže použit NMOS). Nevýhodou pak je větší složitost zapojení, protože ani jeden z dvou hlavních tranzistorů není otevírán vůči zemi, ale vůči vstupnímu napětí, nebo vůči -300 V. Pro řízení tranzistorů se tedy využívá proudového zrcadla. Další komplikací je nutnost vytváření

velkého kladného a záporného napětí. Navíc pokud srovnáme tuto variantu zapojení s dalšími (za předpokladu použití stejných tranzistorů), zjistíme, že v tomto zapojení může zátěží procházet jen podstatně menší proud, aby nebyla přesažena maximální hodnota výkonu na tranzistoru. Proto není tato varianta vhodná pro zadání této práce.

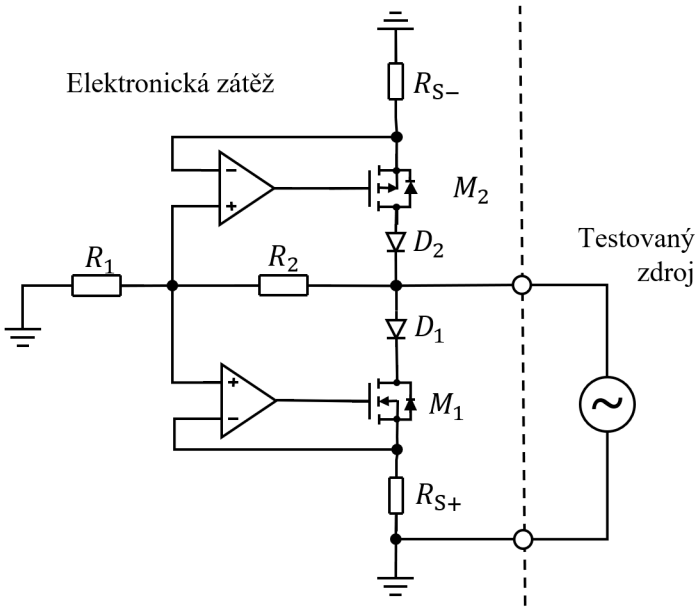


Obr. 1.19: AC zátěž – zapojení s pomocnými zdroji napětí

Třetí varianta na Obr. 1.20 využívá opět dvou tranzistorů shodné polarity. Tentokrát je s výhodou využito integrované inverzní diody výkonových tranzistorů – proud vždy prochází jedním tranzistorem a jednou diodou v závislosti na polaritě půlvlny. V části práce zabývající se návrhem je toto zapojení detailněji rozebráno a porovnáno se další variantou zapojení (viz Obr. 1.21). Ta využívá jeden tranzistor typu N a jeden typu P. V této variantě s tranzistory obou polarit je integrovaná dioda překážkou a její vliv je potřeba potlačit diodou zapojenou do série k tranzistoru. Ve výsledku tedy opět proud protéká vždy jedním tranzistorem a jednou diodou. V tomto případě u každé půlvlny teče proud jinou větví. Výhodou tohoto zapojení je, že zde lze potenciálně lépe řešit problém při průchodu nulou.



Obr. 1.20: AC zátěž – zapojení s inverzní diodou



Obr. 1.21: AC zátěž – zapojení s tranzistory obou polarit

1.5 Praktická omezení reálných aktivních zátěží

V ideálním případě by elektronická zátěž byla schopná představovat libovolnou zátěž za jakýchkoliv podmínek. Všechny reálné elektronické aktivní zátěže mají ale jistá omezení a nedostatky, která je důležité znát a v případě návrhu zátěže zajistit, aby hodnoty některých parametrů nebyly nikdy překročeny, a nedošlo tak ke zničení zátěže. V této podkapitole je uveden výčet všech zásadních nedokonalostí a rizik, jejich řešení a předcházení bude více věnována pozornost v části návrhu.

1.5.1 Proud

Všechny reálné součástky jsou omezeny maximálním proudem, který jimi může téct, aniž by došlo k jejich poškození. V aktivní zátěži je vždy několik součástek v sérii – jeden nebo více tranzistorů, rezistorů a diod, případně i další součástky. Platí, že maximální povolenou hodnotu proudu určuje součástka s nejnižším povoleným proudem. Pokud je potřeba proud vyšší, může být řešením zapojit více těchto součástek paralelně. Zátěž může mít také specifikovaný minimální proud. Při nižším proudu než je minimální udávaná nehrozí zničení zátěže, ale její funkcionalita již nebude odpovídat požadovaným vlastnostem. Jelikož se může stát, že uživatel zátěže připojí nevhodně zdroj, a navíc se při spínání tranzistoru mohou vyskytnout proudové špičky, je třeba tyto situace vhodně ošetřit. Řešení může být hardwarové i softwarové, nejčastěji se jedná o kombinaci obou možností.

1.5.2 Napětí

Obdobně jako u příliš vysokého proudu, i při nepřiměřené hodnotě napětí může dojít k poškození některé části zátěže. V případě příliš vysokého vstupního napětí je třeba obvod elektronické zátěže odpojit. Zátěže mají také téměř vždy specifikované minimální vstupní napětí. Pro správnou funkci se totiž musí tranzistor dostat do požadovaného režimu a je také potřeba překročit prahové napětí na diodě, pokud je v obvodu použita. To také u AC zátěží způsobuje problém při průchodu nulou, protože v okolí nuly dioda nepropouští proud a tranzistory se nenachází ve správném režimu, takže zátěží neteče žádný proud.

1.5.3 Výkon

Jelikož většina výkonu se zpravidla ztrácí v tranzistorech zátěže, jsou tranzistory kritickým prvkem, který musí být schopný zpracovat požadované hodnoty výkonu a proto je potřeba vybrat vhodný model, popřípadě použít více tranzistorů zapojených paralelně vedle sebe. Se zpracovávaným výkonem úzce souvisí ohřívání součástek, čímž se dostáváme k dalšímu omezení.

1.5.4 Teplota

Jelikož největší část výkonu je spálena na tranzistorech, jsou právě tranzistory součástkami, které se nejvíce zahřívají. Při příliš vysoké teplotě se mohou zničit, ale i pokud se nezničí, tak teplota může výrazně ovlivnit některé parametry zátěže –

mimo jiné s teplotou také klesá maximální povolená hodnota proudu. Je tedy nutné tranzistor vhodným způsobem chladit a teplo z něj odvádět. Elektronické aktivní zátěže se ve většině případů neobejdou bez aktivního chlazení.

1.5.5 Frekvence

Jak již bylo řečeno, u střídavých zátěží pro jiné módy než CR, bývá používán převodník střídavého napětí na stejnosměrnou efektivní hodnotu, který bývá schopný pracovat jen v určitém rozmezí frekvencí. Obvod má omezenou rychlost, s jakou je schopný reagovat na změny vstupního napětí. Pro rychlejší reakci je zejména důležitá správná volba tranzistoru a regulačního obvodu.

1.5.6 Stabilita obvodu

Zesilovačem řízený MOSFET tvoří potencionálně nestabilní obvod. Při návrhu a realizaci zátěže je tedy třeba ošetřit, aby (například následkem šumu, rušení nebo parazitního pulzu) obvod nezačal samovolně oscilovat. Více uvedeno v podkapitole 2.3.4.

1.5.7 Nepřesnost hodnot

Ať už zátěž má udržovat jakoukoliv hodnotu – proud, napětí, odpor nebo výkon, nikdy ji není schopna držet zcela přesně. To je způsobeno různými faktory. Součástky mají určitou toleranci hodnot, a navíc se některé parametry mohou měnit s teplotou a časem. K tomu určitou roli hrají i parazitní vlastnosti zapojení. Nepřesnost může být také způsobena nevhodnou volbou hodnoty snímacího odporu. Zásadní vliv na přesnost má také zisk zesilovačů v regulační části, a to především při nižších hodnotách vstupního napětí.

2 Návrh AC aktivní zátěže

Tato část práce se zabývá návrhem zadané aktivní zátěže, diskuzí problémů a nedostatků, které se objevují v simulacích a mohou se objevit při realizaci. Je zdůvodněn výběr součástek, porovnány dvě varianty zapojení a jsou řešeny problémy při průchodu nulou a stabilita.

Vzhledem k nedostatku odborných materiálů bylo třeba většinu informací zjišťovat samostatně pomocí simulací. Asi nejcennějším zdrojem informací pro návrh střídavé zátěže byla diplomová práce [14], ve které byla taková zátěž navržena a realizována. Vyskytuje se v ní sice i pár nepřesností, ale pouze málo a spíše v okrajových záležitostech.

2.1 Výběr klíčových komponent

2.1.1 Výkonový tranzistor

První uvažované zapojení bylo zapojení s tranzistory obou polarit. Nejprve se neuvažovalo čistě o MOSFET tranzistorech, ale byly vybrány dva komplementární výkonové Darlingtonovy tranzistory MJ11032 a MJ11033 [15]. Tranzistory sice samy nestačí na požadovaný výkon a proud, ale jinak mají skvělé vlastnosti. Povolený proud je 50 A, maximální povolený výkon 300 W a maximální povolené napětí U_{DSmax} 120 V. Jsou tedy schopny pracovat s požadovaným napětím. Navíc mají velký proudový zisk a jsou v pouzdře vhodném pro chlazení. Také dokáží velmi dobře pracovat na požadovaných frekvencích. Nevýhodou těchto tranzistorů je, že paralelní propojení není tak bezproblémové jako u tranzistorů MOSFET, a také je potřebný určitý výkon k udržování tranzistoru v otevřeném stavu, protože do báze musí téct proud.

Pro zmíněné nevýhody byla později pozornost soustředěna především na výkonové MOSFET tranzistory, které se obecně považují za vhodnější pro danou aplikaci a prováděné simulace tomu také nasvědčovaly. IGBT tranzistory nebyly uvažovány, protože pro zapojení s oběma typy tranzistorů je problém obstarat IGBT tranzistor typu P, ty se příliš nevyrábí. Pro druhé zapojení pak ze simulací nebyly oproti MOSFET tranzistorům zjištěny žádné výrazné výhody, dokonce někdy naopak docházelo k větším proudovým špičkám. Pro výběr tranzistoru bylo stanoveno několik parametrů:

Povolený proud I_{Dmax} – Po diskuzi s vedoucím práce bylo dohodnuto, že zátěž nemusí nutně zvládat proud 70 A, ale hlavním požadavkem je především výkon

a napětí. Přesto byla snaha i proudový požadavek co nejvíce dodržet. Při uvažování maximálně tří paralelně zapojených tranzistorů byly vyhledávány tranzistory s maximálním povoleným proudem alespoň 25 A. Zároveň byly také vyloučeny tranzistory s povoleným proudem větším než 150 A (přibližně dvojnásobek požadované hodnoty). U tranzistorů se zbytečně vysokými povolenými hodnotami totiž bývají horší další vlastnosti (například parazitní kapacity) a často bývají také dražší.

Povolené napětí U_{DSmax} – V zadání práce je požadováno, aby zátěž byla schopna pracovat při 70 V. Pokud budeme uvažovat, že se to vztahuje na efektivní hodnotu harmonického signálu, pak maximální dosahované napětí bude 100 V. Opět se chceme vyhnout přehnaně vysokým hodnotám, abychom udrželi i další parametry tranzistoru v optimálních mezích, proto nebyly porovnávány tranzistory s vyšším povoleným napětím než 800 V. Zde si dovolíme i větší rezervu, protože na zátěžích se mohou objevovat napěťové špičky a chceme se v takovém případě vyhnout zničení tranzistoru.

Povolený výkon P_{max} – Zátěž má být schopna pracovat s výkonem až 500 W. Opět s uvážením maximálně tří paralelně zapojených tranzistorů byly tedy hledány tranzistory pracující s výkonem alespoň 175 W, ale ne více než 1 kW.

Povolené napětí U_{GSmax} – Napětí na svorce G, regulující tranzistor, bude se zvoleným zesilovačem dosahovat až 12 V (více v následující sekci věnované volbě zesilovače), povolené napětí U_{GSmax} musí tedy být minimálně 12 V.

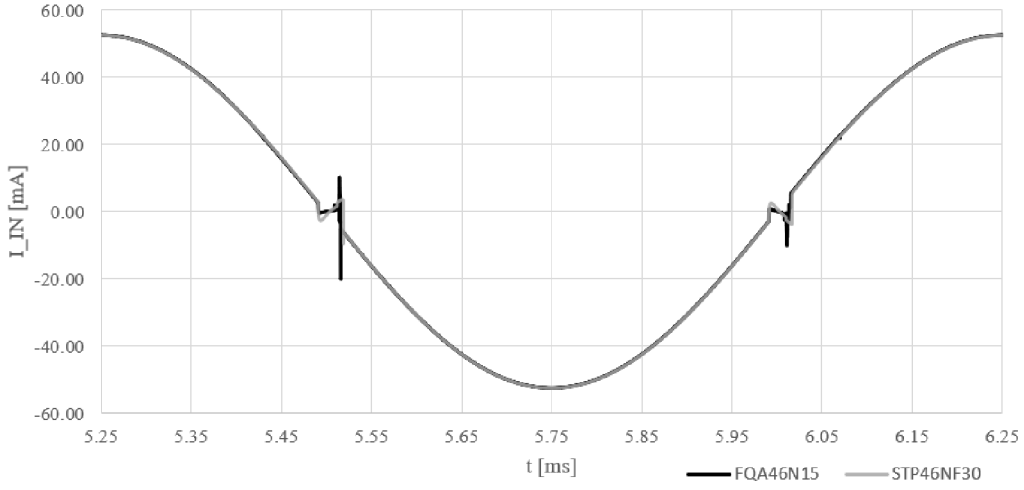
Odpor tranzistoru v otevřeném stavu $R_{\mathrm{DS(on)}}$ – Aby bylo možné nechat zátěží protékat proud až 70 A a současně výkon nepřesáhl 500 W, musí být úbytek na napětí přibližně 7 V nebo menší. To znamená, že odpor zátěže by neměl přesáhnout 100 mΩ. V zapojení s inverzní diodou jsou dva tranzistory připojeny sériově za sebou, současně ale uvažujeme paralelní propojení až tří tranzistorů. Odpor $R_{\mathrm{DS(on)}}$ musí tedy být menší než 150 mΩ.

Při používání zátěže je třeba brát v úvahu, že spousta z těchto parametrů je teplotně závislých a teplotní závislost je často uvedena graficky v katalogovém listu tranzistoru. Zmíněné parametry pro výběr tranzistoru jsou shrnuty v Tab. 2.1.

Tab. 2.1: Požadované parametry tranzistoru

Parametr	Požadovaná hodnota	Jednotka
I_{Dmax}	25–150	A
U_{DSmax}	100–800	V
P_{max}	175–1000	W
U_{GSmax}	≥ 12	A
$R_{\mathrm{DS(on)}}$	≤ 150	mΩ

Na základě těchto požadavků bylo vybráno několik tranzistorů. Pro finální zúžení výběru bylo za kritérium určeno rychlost spínání a stabilita při spínání. Obvod aktivní zátěže je sám o sobě potencionálně nestabilní a vlastnosti tranzistoru mohou být pro stabilitu zařízení zásadní. Proto pokud se při simulaci spínání tranzistoru měl proud jím tekoucí tendenci rozkmitat, byl tranzistor z výběru vyloučen. Porovnávány byly tranzistory FDP083N15A [16], CSD19533KCS [17], SUP85N15-21 [18], SUP57N20-33 [19], STP33N60M6 [20], STP46NF30 [21] a FQA46N15 [22]. Na základě nejkratší doby spínání a dobré stability při spínání byly vybrány tranzistory FQA46N15 a STP46NF30. Pro zapojení s oběma polaritami tranzistoru byl zvolen tranzistor FQA46N15 s komplementárním FQA36P15 [23]. Pro zapojení s inverzní diodou byl zvolen STP46NF30, protože při jeho použití dochází k menším proudovým špičkám, jak lze vidět na Obr. 2.1.



Obr. 2.1: Zapojení s inverzní diodou – FQA46N15 vs STP46NF30

2.1.2 Zesilovač

Aby byl zesilovač schopen dostatečně otevřít tranzistory, jejichž prahové napětí může dosahovat i 5 V, mělo by jeho výstupní napětí dosahovat alespoň 10 V. To splňuje většina zesilovačů s napájecím napětím ±12 V a více.

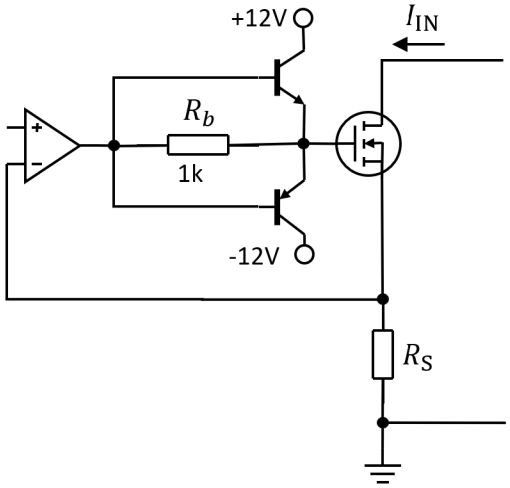
Pro stabilitu a správnou funkci především na frekvencích v řádu kHz musí zesilovač mít odpovídající rychlost přeběhu. Pokud chceme dosáhnout frekvence až 20 kHz a chceme, aby zesilovač změnil hodnotu svého výstupu a začal spínat tranzistor za méně než setinu periody, pak za 500 ns musí výstup zesilovače přejít z -12 V přejít na 5 V. To odpovídá rychlosti přeběhu 34 V/μs. Samozřejmě také nějakou dobu trvá, než se kvůli kapacitě hradla tranzistor otevře a další zpomalení přinese kapacitor, který se do zapojení přidává pro dosažení lepší stability obvodu (viz. 2.3.4). I tak ale rychlost přeběhu zesilovače značně ovlivní rychlost otevření tranzistoru po průchodu vstupního signálu nulou. Simulace později ukázaly nevýhody zesilovačů s příliš velkou rychlostí přeběhu. Zpravidla totiž mívají menší zisk, a to je zásadní pro přesnost nastavené hodnoty zátěže. Při výběru zesilovače je tedy vhodné najít v katalogovém listu grafickou závislost zisku na frekvenci a ověřit, že na frekvenci 10 kHz dosahuje zisk alespoň 40 dB (empirická hodnota).

Zesilovač regulující hradlo tranzistoru musí být schopen dodávat na výstup vyšší proud než běžný zesilovač, protože vlivem parazitních kapacit mohou proudové špičky na hradle tranzistoru dosahovat i 1 A. Zesilovač tomu musí být uzpůsoben nebo by měl být proudově posílen.

Na základě uvedených požadavků byl vybrán zesilovač OPA564 [24]. Velmi dobrým je také LT6300 [25], bohužel je méně dostupný a jeho maximální výstupní proud je nižší. Jako zesilovače, které jsou součástí regulačního obvodu, ale jejich výstup není připojen přímo na hradlo, lze použít například TLE2072 [26] (2 zesilovače v jednom pouzdře). Pokud bychom jej chtěli použít i pro řízení hradla tranzistoru, je třeba za tento zesilovač zařadit budicí stupeň (viz Obr. 2.2) poskytující proudové posílení výstupu zesilovače [28]. V tomto případě musí zesilovač poskytovat dostatečný proud bázi BJT tranzistoru. Za předpokladu, že β tranzistoru je 40, musí být maximální výstupní proud zesilovače alespoň 25 mA, což TLE2072 splňuje. BJT tranzistory pro budicí stupeň mohou být například BD139 a BD140 [27].

2.2 Návrh zapojení s tranzistory obou polarit

Toto zapojení nebylo nalezeno v žádných odborných materiálech, ale bylo navrženo na základě dosavadních znalostí o AC zátěžích. Jak bylo řečeno v teoretickém

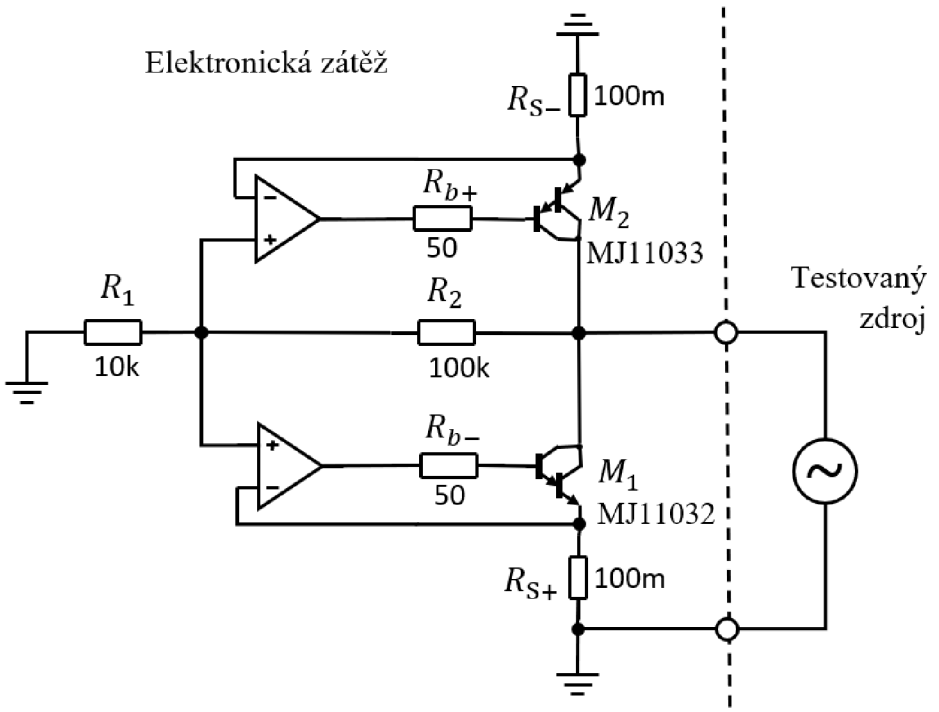


Obr. 2.2: Budič MOS tranzistoru

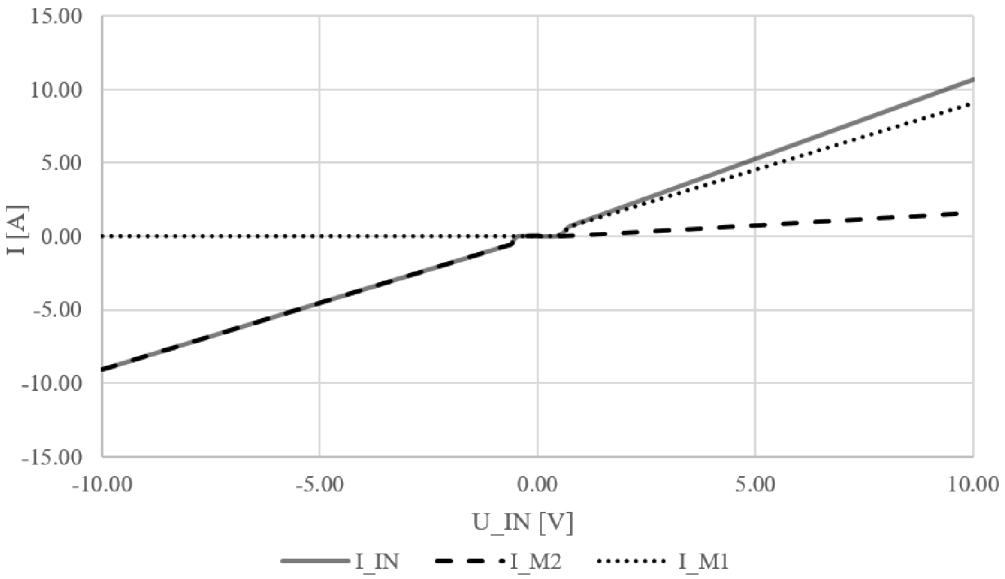
úvodu, při přechodu od DC zátěží k AC zátěžím je především třeba zajistit, aby obvod fungoval i pro záporné vstupní napětí. V tomto zapojení je to řešeno využitím tranzistoru opačné polarity (PMOS). Toto zapojení se zdálo jednodušší, než zapojení s inverzní diodou, proto byla nejprve pozornost věnována především jemu.

2.2.1 Prvotní návrh

Na Obr. 2.3 lze vidět první návrh zapojení. V době návrhu ještě nebyl znám fakt, že výkonové tranzistory obsahují inverzní diodu a simulace byly matoucí, jelikož model PMOS tranzistoru diodu obsahoval a model tranzistoru NMOS ne. Proto ve výsledku simulace na Obr. 2.4 vidíme, že při kladném vstupním napětí teče jistý proud i PMOS tranzistorem, při záporném napětí ale podobné chování nepozorujeme. Prozatím tedy opomeneme fakt, že chování inverzní diody je třeba potlačit další diodou, jak tomu bylo na Obr. 1.21, a rozebereme zbývající části obvodu.



Obr. 2.3: AC zátěž – zapojení s tranzistory obou polarit, první návrh



Obr. 2.4: Zapojení s tranzistory obou polarit – simulace prvního návrhu

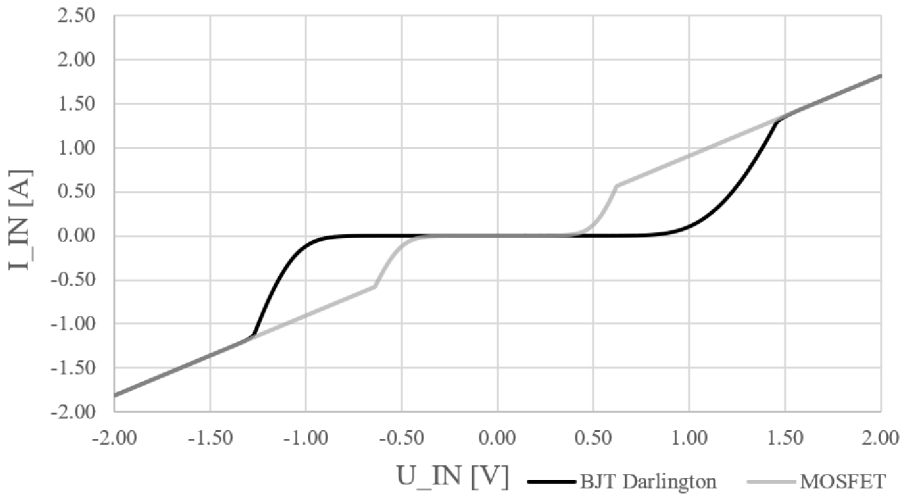
Regulační část obvodu je velmi jednoduchá. Nejprve je pomocí napěťového děliče (R_1 a R_2) poděleno vstupní napětí a přivedeno na kladné svorky zesilovačů. Při

kladném vstupním napětí je tedy kladný i výstup zesilovačů. Tím se začne otevírat NMOS tranzistor MJ11032 a z testovaného zdroje jím začne protékat proud. Zpětná vazba zajistí, že na rezistoru R_{S+} je stejné napětí, jako na kladném vstupní svorce zesilovače. Odpor zátěže pak je:

$$R = (1 + \frac{R_2}{R_1}) \cdot R_{S+} \tag{2.1}$$

Pro záporné vstupní napětí je funkce podobná. Napětí na výstupu zesilovače je záporné a otevírá se PMOS tranzistor MJ11033, zatímco NMOS tranzistor je uzavřen.

Aby se odpor elektronické zátěže opravdu rovnal odporu R ze vztahu 2.1, je třeba potlačit proud tekoucí inverzními diodami, jak bylo zmíněno výše. Kromě přidání diod byla provedena ještě další změna v zapojení, a to přechod od bipolárních Darlingtonových tranzistorů k MOSFET tranzistorům, protože zvolené MOSFET tranzistory se dostávají do požadovaného režimu při nižším napětí U_{DS}, než při jakém začínají správně pracovat použité Darlingtonovy tranzistory (viz Obr. 2.5). Mimo to MOSFET tranzistory nepotřebují žádný stálý proud pro řízení a mnohdy také rychleji spínají.



Obr. 2.5: Zapojení s tranzistory obou polarit – BJT Darlington vs MOSFET

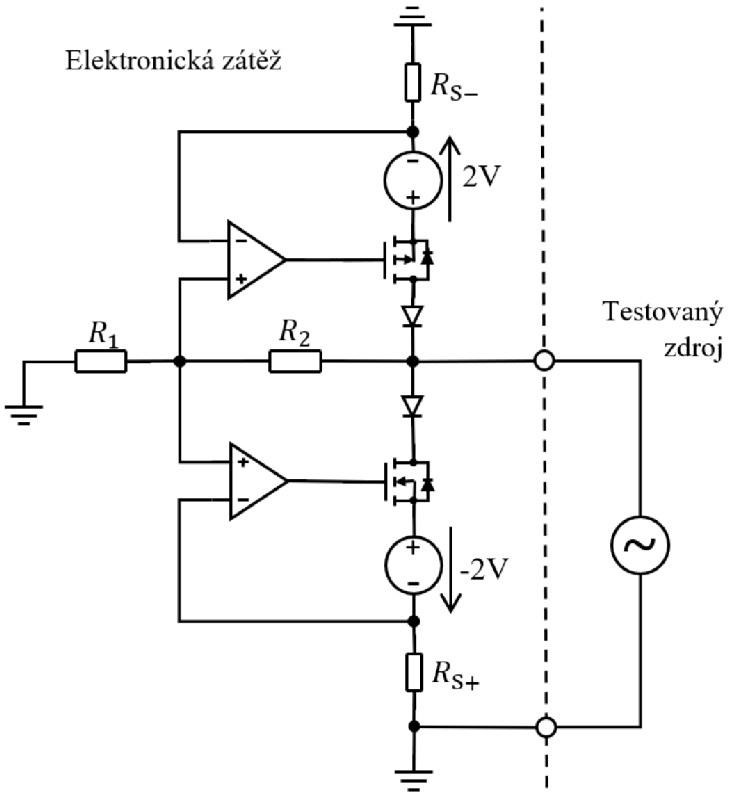
Lze vidět, že již při DC simulaci je zde ale stále oblast v okolí nuly, kdy zátěží neprotéká téměř žádný proud. Jelikož by navrhovaná zátěž měla pracovat s proudy několika desítek A a současně nepřesáhnout výkonové omezení, je třeba počítat i s nižšími hodnotami vstupního napětí. Při těch je tento problém více patrný. Proto se další část návrhu začala více zabývat problémy při průchodu vstupního signálu nulou.

2.2.2 Průchod nulou

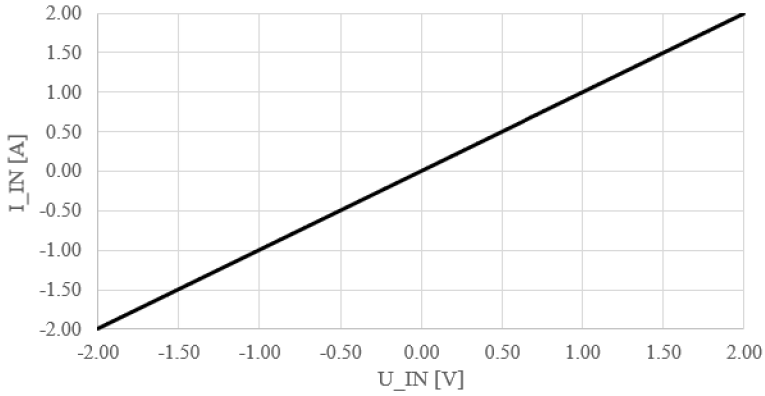
Problémy při průchodu nulou již byly párkrát zmíněny a je obtížné se jim vyhnout. Ani komerčně dostupné zátěže nebývají v tomto ohledu ideální. Například u zátěže IT8615 můžeme pozorovat ne zcela plynulý přechod při její demonstraci [29]). Vstupní napětí v této demonstraci zařízení je 120 V, což je napětí poměrně vysoké a nepřesnost zde již není tak výrazná. Při nižších vstupních napětích lze předpokládat větší zkreslení signálu.

Při průchodu vstupního signálu nulou dochází především ke dvěma problémům. Jeden z nich je patrný pouze při AC simulaci. Při změně polarity vstupního napětí se totiž jeden tranzistor zavírá, druhý otevírá. Než k tomu dojde, musí se nabít/vybít parazitní kapacita hradla tranzistoru. Tím vznikají proudové špičky a také se zpozdí otevření tranzistoru. Proudové špičky lze omezit rezistorem připojeným na hradlo tranzistoru. Vlivem proudových špiček je pak také větší nebezpečí, že se obvod rozkmitá, pokud není správně ošetřena jeho stabilita. V této podkapitole bude ale pozornost věnována především druhému problému, totiž že při nižších hodnotách vstupního napětí U_{IN} neteče zátěží prakticky žádný proud. To je z části způsobeno i tím, že je potřeba jisté napětí, aby se tranzistor dostal do požadovaného režimu, ale především je to zapříčiněno prahovým napětím diody v sérii s tranzistorem. Možným řešením by mohlo být přidat zdroj napětí mezi tranzistor a rezistor pro snímání proudu. Tím získáváme zapojení na Obr. 2.6. V DC simulaci na Obr. 2.7 i AC simulaci na Obr. 2.8 lze vidět, že rozdíl průběhu způsobený přidáním tohoto zdroje je značný a problém při průchodu vstupního signálu nulou je prakticky eliminován.

Toto řešení se používá i u některých komerčně vyráběných DC zátěží a je popsáno například v aplikační poznámce společnosti Keysight Technologies [30]. Přidané zdroje posouvají charakteristiku obou větví tak, že již při nulovém vstupním napětí jsou tranzistory ve správném režimu a diodami může protékat proud. Přidané zdroje mohou být součástí zařízení, nebo je lze připojit externě. V obou případech je ale zdroj součástí větve, kterou protéká proud z testovaného zdroje. Přidané zdroje proto musí být schopny dodávat stejně velký proud, jaký má téct zátěží. Pro realizaci interního zdroje lze použít například proudově posílený stabilizátor napětí [31]. Proudové posílení se provádí pomocí transistoru, na kterém by se při proudu několika desítek A ztrácel nezanedbatelný výkon a bylo by tedy potřeba jej chladit. Také je možné použít spínaný zdroj, ten by ale mohl vnést do obvodu rušení. Pro požadované proudy je ale realizace takovéhoto zdroje nepraktická. Spínané zdroje pro takové proudy se nevyrábí. Transformátory pro takto vysoké proudy jsou drahé, velké a těžké. Jejich váha může dosahovat i 20–30 kg. To je způsobeno nutností velkého jádra transformátoru, aby při vyšších proudech nedošlo k jeho nasycení a

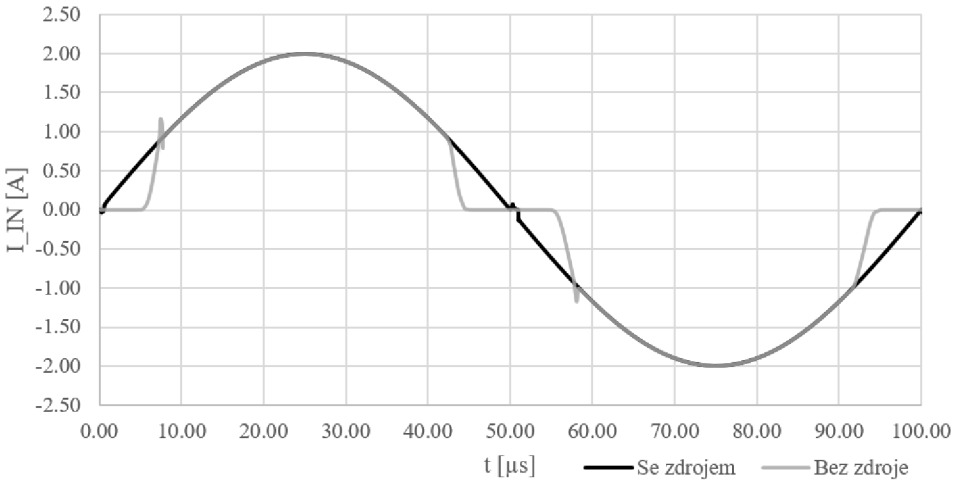


Obr. 2.6: Zapojení s tranzistory obou polarit s přidanými zdroji



Obr. 2.7: Zapojení s tranzistory obou polarit s přidanými zdroji – DC simulace

transformátor nezačal ztrácet své vlastnosti. Řešení s integrovaným zdrojem tedy není vhodné pro navrhované zařízení. Pro možnosti dalšího vylepšování zátěže by ale bylo vhodné umožnit připojení externího zdroje.



Obr. 2.8: Zapojení s tranzistory obou polarit s přidanými zdroji – AC simulace

2.3 Návrh zapojení s inverzní diodou

Zapojení s tranzistory obou polarit má nevýhodu již při výběru výkonových tranzistorů. Tranzistorů PMOS se vyrábí podstatně méně než NMOS, a navíc by v zapojení s tranzistory obou polarit měly oba tranzistory mít podobné vlastnosti, což výběr limituje ještě více. Když se navíc realizace interního zdroje ukázala nepraktickou, zmizela tak hlavní výhoda tohoto zapojení. Začalo se tedy více uvažovat i o zapojení s inverzní diodou, které lze v dostupných akademických materiálech pro výkonové AC zátěže najít asi nejčastěji.

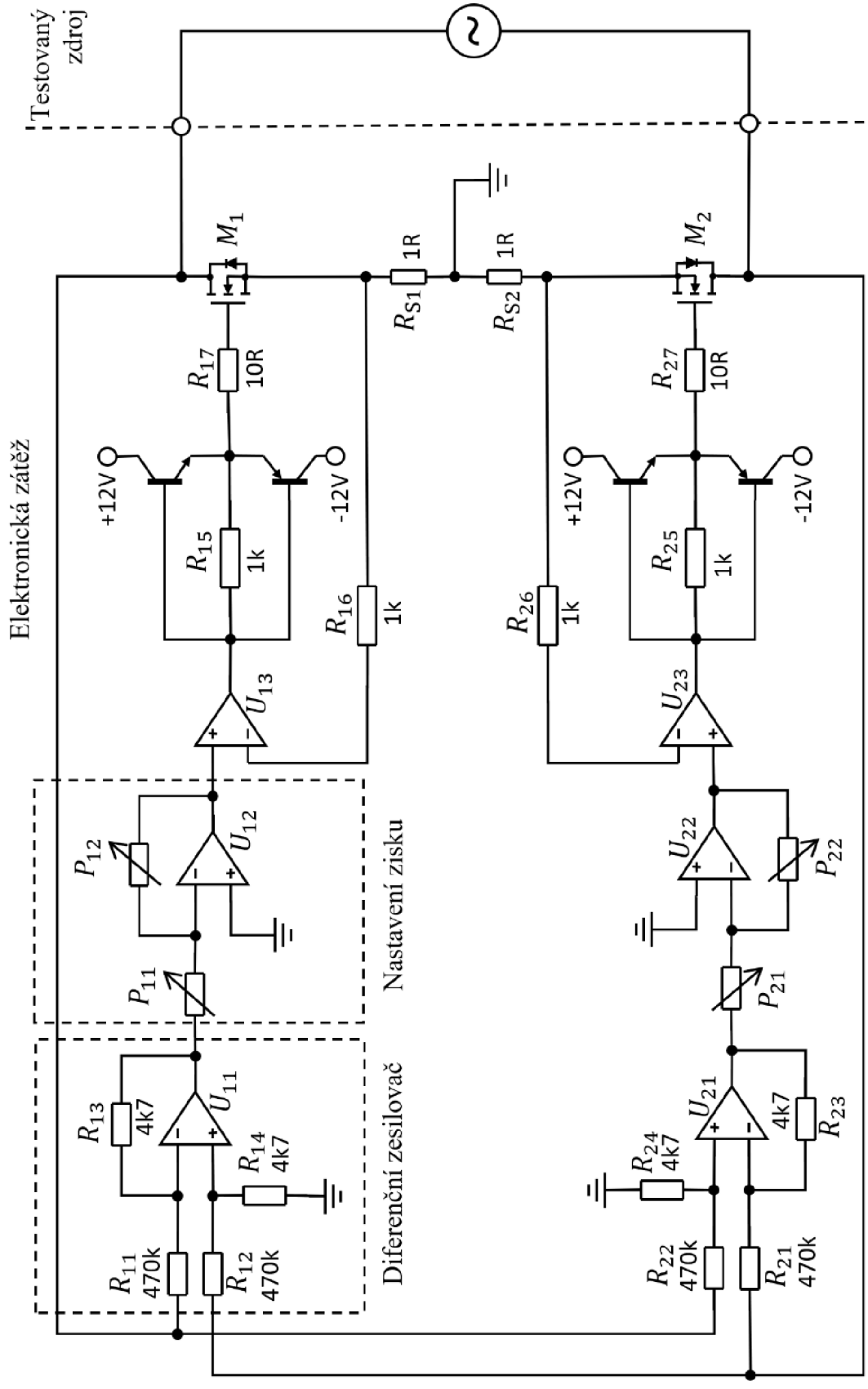
2.3.1 Prvotní návrh

Návrh zapojení lze vidět na Obr. 2.9. V tomto zapojení není žádný konec testovaného zdroje připojen k zemi, ale obě jeho svorky jsou připojeny k výkonovým tranzistorům, zdroj je tedy plovoucí. Pro snímání vstupního napětí je tedy třeba diferenčního zesilovače. Je nutné, aby rezistory diferenčního zesilovače snížily vstupní napětí na bezpečné hodnoty, aby zesilovač nebyl poškozen ani v případě napěťových špiček. Současně musí tyto rezistory být dostatečně vysoké hodnoty, aby neovlivňovaly výsledný odpor zátěže (část proudu může téct těmito rezistory do země a skrz inverzní diodu zpět do zdroje). Diferenční zesilovač invertuje polaritu vstupního napětí U_{IN}. Následující zesilovač pro nastavení zisku hodnotu znovu invertuje, takže do posledního zesilovače jde již hodnota se správnou polaritou. Při kladném vstupním napětí U_{IN} je na výstupu posledního zesilovače kladné napětí a otevírá se tranzistor M1. Tělem tranzistoru M1 a inverzní diodou tranzistoru M2 pak pro-

chází proud, jehož velikost je regulována díky zpětné vazbě ze snímacího rezistoru. Výstup zesilovače je proudově posílen, aby byl schopen dodávat potřebný proud do hradla tranzistoru při nabíjení a vybíjení parazitní kapacity. Tento proud je omezen rezistorem R_{17} (respektive R_{27}), aby proudové špičky nebyly příliš vysoké. Zisk je nastavován pomocí potenciometrů (je možné použít digitální potenciometry, například AD5293 [32]). Zapojení, ke kterému jsem došel, je velmi podobné jako bylo použito v [14], jeho koncept by tedy mohl být správný. Odpor, který zátěž v tomto zapojení představuje, je pro kladné hodnoty vstupního napětí U_{IN} následující:

$$R = \frac{R_{11}}{R_{13}} \cdot \frac{P_{11}}{P_{12}} \cdot R_{\mathrm{S1}} \tag{2.2}$$

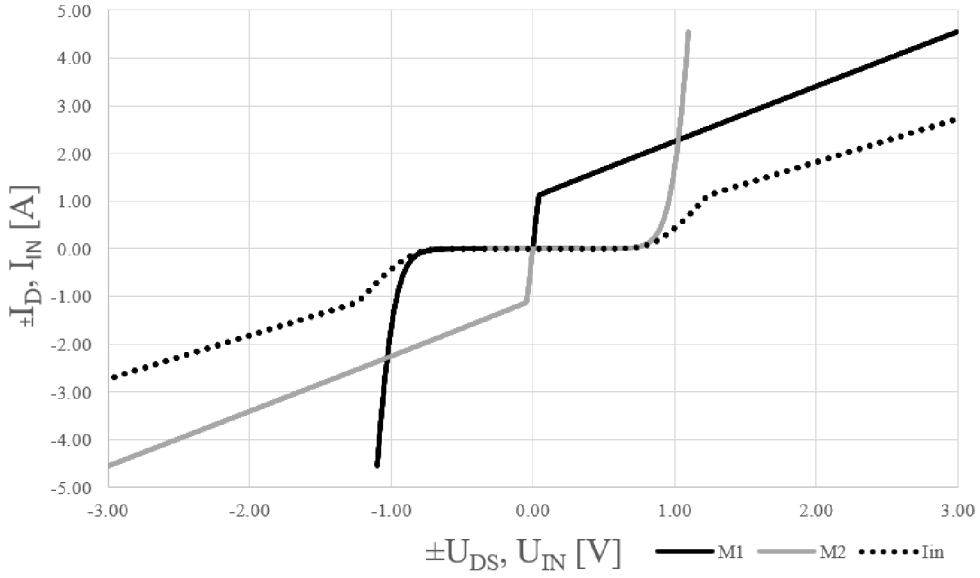
Aby tento vztah platil, je nutné, aby $R_{11} = R_{12}$ a $R_{13} = R_{14}$.



Obr. 2.9: Zapojení s inverzní diodou – schéma

2.3.2 Průchod nulou

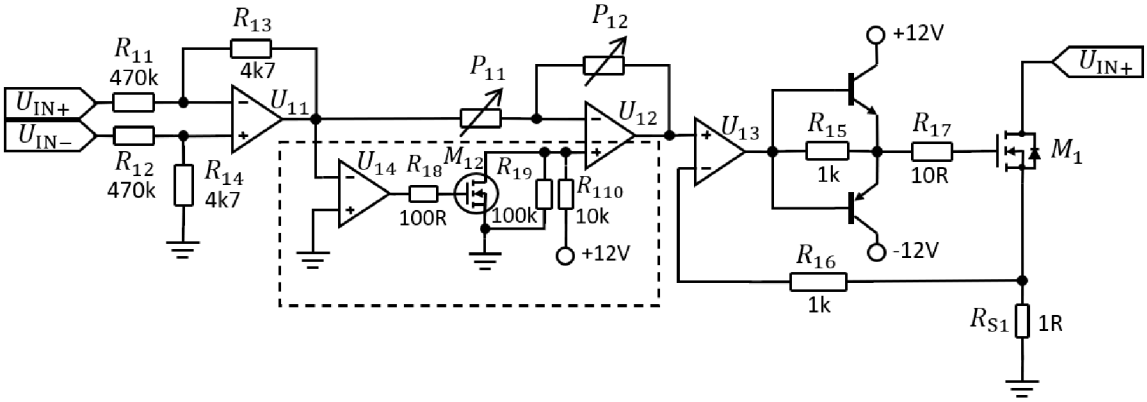
Koncept zapojení s inverzní diodou neumožňuje posouvat charakteristiky tranzistorů přidanými zdroji a řešit tímto způsobem problémy při průchodu vstupního signálu nulou. Přesto se ale nabízí možnost, která by mohla problémy ve velké míře potlačit. Velká část napětí potřebného k tomu, aby zátěž začala správně plnit svou funkci, je totiž tvořena napětím potřebným k otevření inverzní diody. Na Obr. 2.10 vidíme tři charakteristiky. Jednak je to VA (Volt-Ampérová) charakteristika celé aktivní zátěže, ukazující jaký proud teče zátěží při jaké vstupním napětí U_{IN}. Zbývající dvě charakteristiky pak ukazují, jaký proud I_{D} teče daným tranzistorem aktivní zátěže při v závislosti na úbytku napětí na tomto tranzistoru (U_{DS}). Vidíme, že ve chvíli, kdy proud má téci inverzní diodou tranzistoru, musí napětí na tranzistoru nejprve dosáhnout jisté hodnoty (prahového napětí inverzní diody).



Obr. 2.10: Zapojení s inverzní diodou – charakteristiky tranzistorů

Pro potlačení tohoto problému při průchodu nulou tedy stačí nějakým způsobem snížit úbytek napětí na inverzní diodě. To lze ovlivnit jednak výběrem tranzistoru, popřípadě připojením externí diody s nižším prahovým napětím. Úbytek napětí v závěrném směru lze u výkonových tranzistorů ale také ovlivnit hodnotou napětí U_{GS}. Jakmile U_{GS} přesáhne hodnotu U_{Th}, úbytek napětí může u některých tranzistorů klesnout i na jednotky mV. Chceme tedy, aby při jedné půlvlně bylo napětí U_{GS} nastavováno regulačním obvodem a ve druhé půlvlně bylo dostatečně větší než U_{Th}. Toho lze dosáhnout například úpravou zapojení jako na Obr. 2.11 (zobrazena pouze část zapojení pro kladnou půlvlnu, druhá polovina zapojení je naprosto shodná).

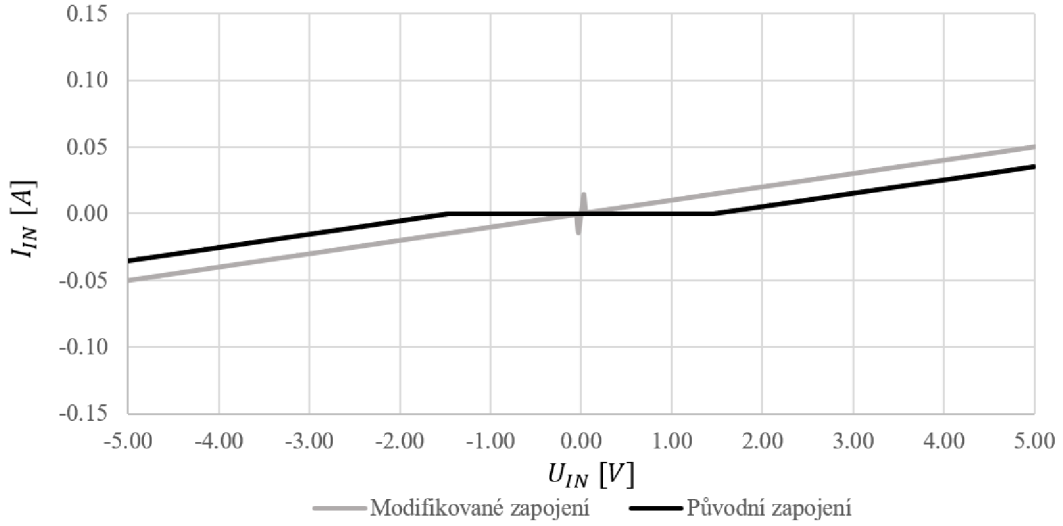
Operační zesilovač U_{12} nemá na kladnou vstupní svorku připojenu zem, ale přepínač realizovaný zesilovačem a tranzistorem. Pokud je vstupní napětí U_{IN} kladné, přidaný zesilovač U_{14} otevře tranzistor M_{12} a na vstupní svorku zesilovače U_{12} je tak připojena zem, jako při původním zapojení. Při záporném napětí U_{IN} je na svorku ale místo toho připojeno kladné napětí a na G svorce výkonového tranzistoru M1 je pak maximální výstupní napětí zesilovače U_{13}. Tím je úbytek napětí na diodě snížen na minimum.



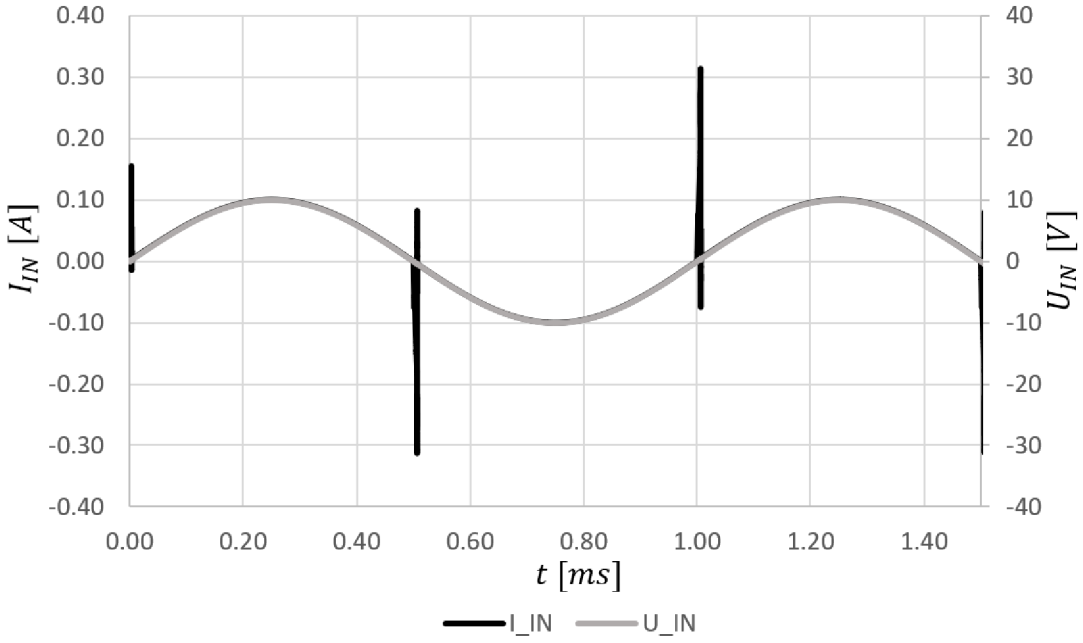
Obr. 2.11: Zapojení s inverzní diodou – schéma s plně otevřenou inverzní diodou

V DC simulaci aktivní zátěže na Obr. 2.12 je porovnáno původní zapojení s modifikovaným. Díky úpravě zapojení začíná zátěž vést proud již při daleko nižším vstupním napětí a hodnota proudu lépe odpovídá očekávané hodnotě. V těsném okolí nuly ale i v DC simulaci dochází k malým proudovým špičkám. Při AC simulaci je tento problém ještě větší, jelikož ve chvíli, kdy se změní polarita vstupního napětí, chvíli trvá, než nyní plně otevřený tranzistor začne proud znovu omezovat. Objevují se tak proudové špičky, jaké lze vidět na Obr. 2.13. V této simulaci průběh proudu odpovídá vstupnímu napětí lépe než v původním zapojení (viz Obr. 2.14).

U původního zapojení dochází k proudovým špičkám také. V závislosti na několika faktorech totiž ve chvíli, kdy proud teče inverzní tranzistorem v závěrném směru, je napětí na hradle tranzistoru buď maximální záporné, nebo maximální kladné výstupní napětí zesilovače. Závisí to především na parametrech zesilovače, na nastaveném zisku regulačního obvodu a částečně i na velikosti odporu ve zpětné vazbě. Rozhodující je, zda zesilovač U_{13} vyhodnotí jako větší napětí ze snímacího rezistoru nebo napětí na výstupu zesilovače U_{12}. Druhé z jmenovaných napětí je úměrné vstupnímu napětí U_{IN}. Čím větší je nastaven nastavený odpor zátěže (tedy čím menší zisk zesilovače U_{12}), tím větší je pravděpodobnost, že výstup zesilovače U_{13} bude kladný a budou se objevovat proudové špičky. Že se špičky objevují nejen v

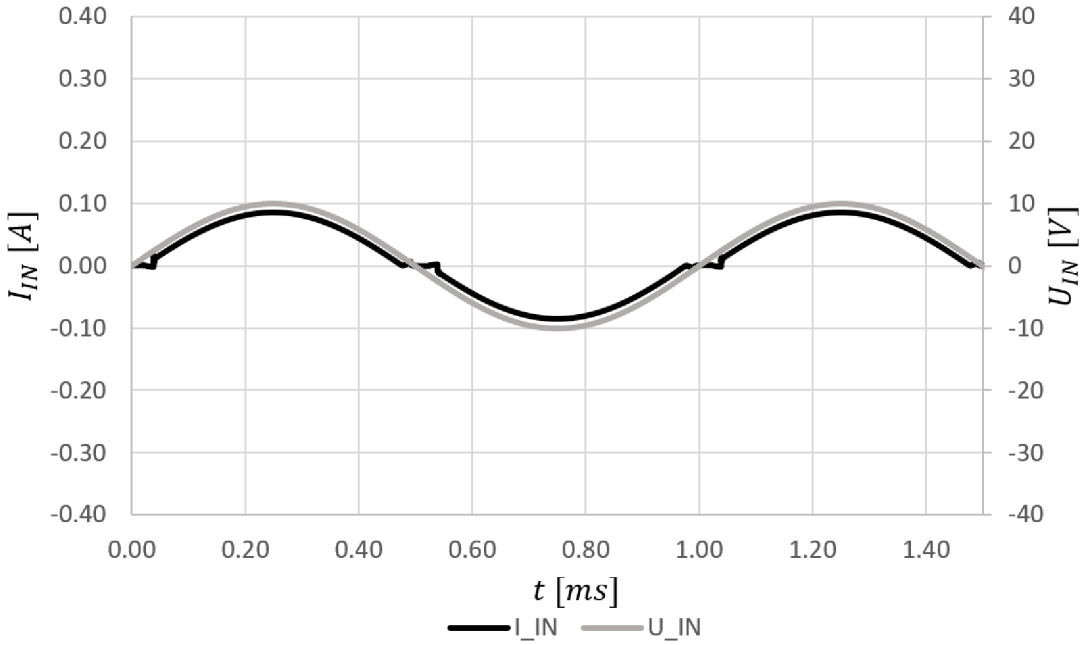


Obr. 2.12: Zapojení s inverzní diodou – DC simulace s plně otevřenou diodou



Obr. 2.13: Zapojení s inverzní diodou – AC simulace s plně otevřenou diodou

simulaci, ale i při skutečném zapojení lze vidět v přílohách práce [14]. Filtrovat proudové špičky pomocí induktorů lze jen za cenu způsobení určité nestability obvodu. Pokud je určité zvlnění průběhu přijatelné, je třeba kvůli stabilitě obvodu induktor umístit mezi tranzistor a snímací rezistor, nikoliv mezi tranzistor a testovaný zdroj. Induktor pak musí být dimenzován na proud tekoucí zátěží.

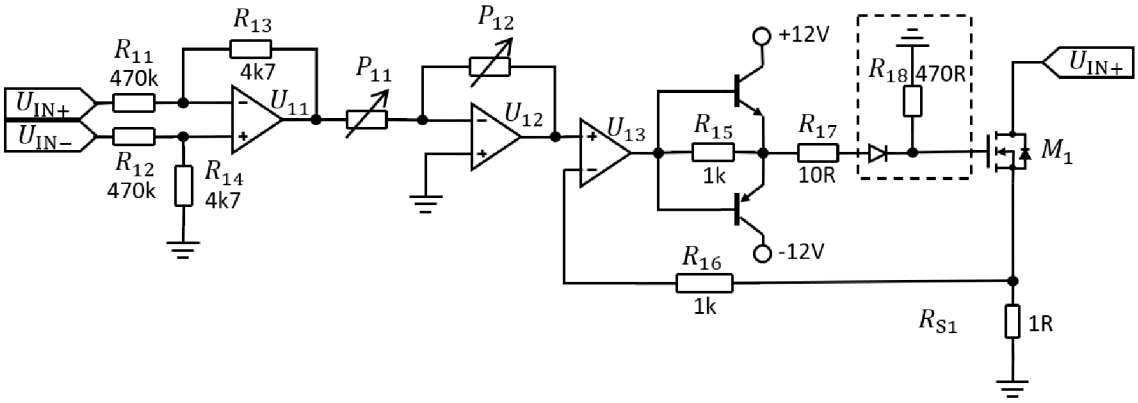


Obr. 2.14: Zapojení s inverzní diodou – AC simulace s původním zapojením

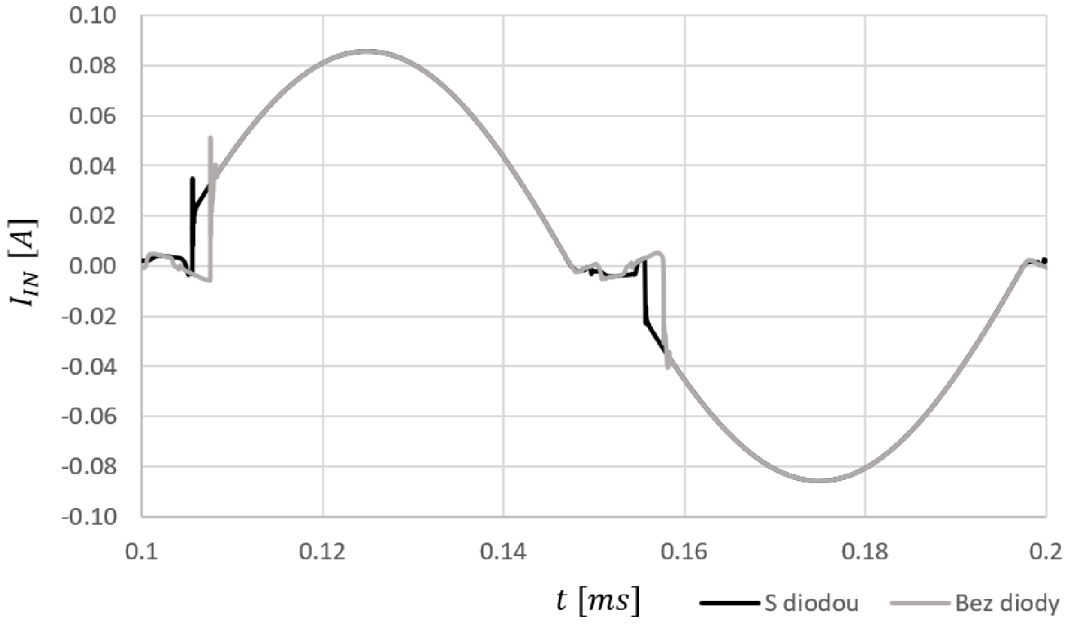
Další úprava zapojení, která může zmírnit problémy při průchodu nulou, je vložení diody do regulační části, jak lze vidět na Obr. 2.15. Dioda způsobí, že na hradle tranzistoru se neobjeví záporné napětí. Spínání tranzistoru je pak rychlejší, protože kapacita hradla se nenabíjí ze záporného napětí ale z nulového. Rezistor R_{18} slouží k tomu, aby tranzistor nezůstával otevřen, i když výstupní napětí zesilovače U_{13} poklesne. Na hradle by totiž mohlo zůstávat poslední nejvyšší napětí. Takto se parazitní kapacita hradla vybíjí přes rezistor do země a napětí klesá zpět na nulu. (Rezistor R_{18} musí být použit také kvůli možnému zničení tranzistoru při vyšších vstupních napětích – vlivem parazitních kapacit se může na hradle objevovat nepřípustně vysoké napětí. Tento jev je více popsán v [14]). Rozdíl v rychlosti sepnutí není velký, ale přesto patrný (viz Obr. 2.16). Výhodu to ale přináší, pouze pokud napětí na hradle klesá do záporných hodnot. Při porovnání zapojení s různými zesilovači ale bylo zjištěno, že obvod má často tendenci chovat se podobně, jako při úpravě s plně otevřenou inverzní diodou, kdy napětí na hradle je vždy kladné. V tomto případě pak tato úprava ztrácí smysl a někdy dokonce zhoršuje stabilitu obvodu.

2.3.3 Porovnání zapojení

Bylo nutné se rozhodnout, zda pokračovat v návrhu tohoto zapojení nebo zda se vrátit k zapojení s tranzistory obou polarit. Proto proběhlo porovnání.



Obr. 2.15: Zapojení s inverzní diodou – schéma s diodou na před hradlem transistoru



Obr. 2.16: Zapojení s inverzní diodou – AC simulace s diodou na před hradlem transistoru

Zapojení s tranzistory obou polarit

Výhody:

- Problémy při průchodu nulou lze z velké části řešit přidáním zdroje do zapojení.
- Testovaný zdroj je jednou svorkou spojen se zemí zátěže, není tak vůči zátěži plovoucí a není třeba jeho napětí snímat diferenčně, zapojení je tedy jednodušší.

- Oba tranzistory lze teoreticky řídit pomocí jednoho napětí (kladné napětí otevírá NMOS a zavírá PMOS, záporné napětí naopak).

Nevýhody:

- Realizace interního zdroje pro požadované proudy není možná.
- Je třeba tranzistorů obou polarit. Transistory pak nemají zcela stejné vlastnosti, zátěž kvůli tomu může chovat mírně odlišně pro každou půlvlnu. Tranzistorů PMOS je navíc výrazně menší výběr.
- Zapojení nevyužívá inverzních diod výkonových tranzistorů a naopak musí jejich vliv potlačit přidáním další diody.
- Zapojení není uvedeno, zkoumáno ani používáno v jiných odborných materiálech.

Zapojení s inverzní diodou

Výhody:

- V zapojení stačí je použit stejný typ výkonového tranzistoru pro obě polarity vstupního napětí.
- Zapojení je plně symetrické. Lze tak zjednodušit návrh pouze na polovinu zapojení a tu pak duplikovat.
- Je s výhodou využito inverzních diod výkonových tranzistorů.
- Zátěž v tomto zapojení již byla úspěšně realizována v jiných odborných materiálech.

Nevýhody:

- Problémy při průchodu nulou zapojení neumožňuje řešit připojením zdroje.
- Vstupní napětí je třeba snímat diferenčně, protože testovaný zdroj je vůči zemi aktivní zátěže plovoucí.

Mimo uvedené skutečnosti mají aktivní zátěže v obou verzích zapojení velmi podobné vlastnosti. Pro potřeby této práce převažují výhody zapojení s inverzní diodou. Použití interního zdroje zde sice není možné, ale od toho bylo stejně u szapojení s transistory obou polarit upuštěno a snímat napětí diferenčně není nijak velký problém. Zbývající část práce se tedy bude již týkat pouze zapojení s inverzní diodou.

2.3.4 Stabilita obvodu

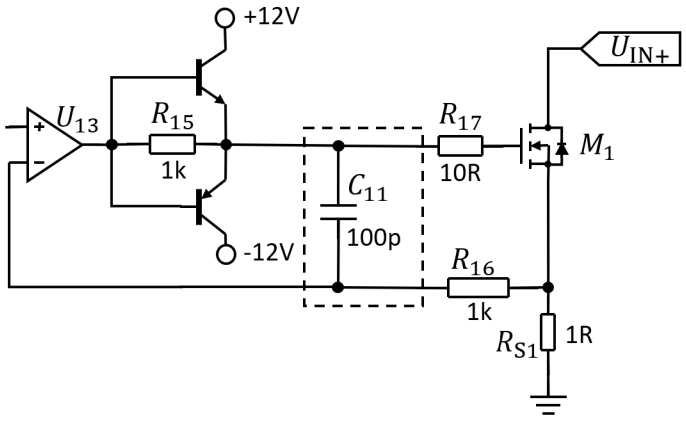
Přehledné informace o řešení stability obvodů s operačními zesilovači lze najít na stránkách Texas Instruments [33]. Stabilitou aktivní zátěže se také zabývají práce [14] a [34].

Obvody s operačními zesilovači mohou být v některých případech potencionálně nestabilní, a to především pokud je na výstup nebo invertující vstup zesilovače připojena kapacita, nebo pokud se ve zpětné vazbě vyskytuje jiný zpožďující člen. Neděje se tak pouze při fyzickém připojení kondenzátoru, ale vliv mohou mít i nedokonalosti reálných součástek, například vstupní kapacita zesilovače spolu s rezistorem vysoké hodnoty ve zpětné vazbě. Častým zapojením s hrozící nestabilitou jsou také obvody, kde je operačním zesilovačem řízen MOSFET tranzistor, pro který je typická nezanedbatelná parazitní kapacita. Právě tato situace se týká aktivních zátěží.

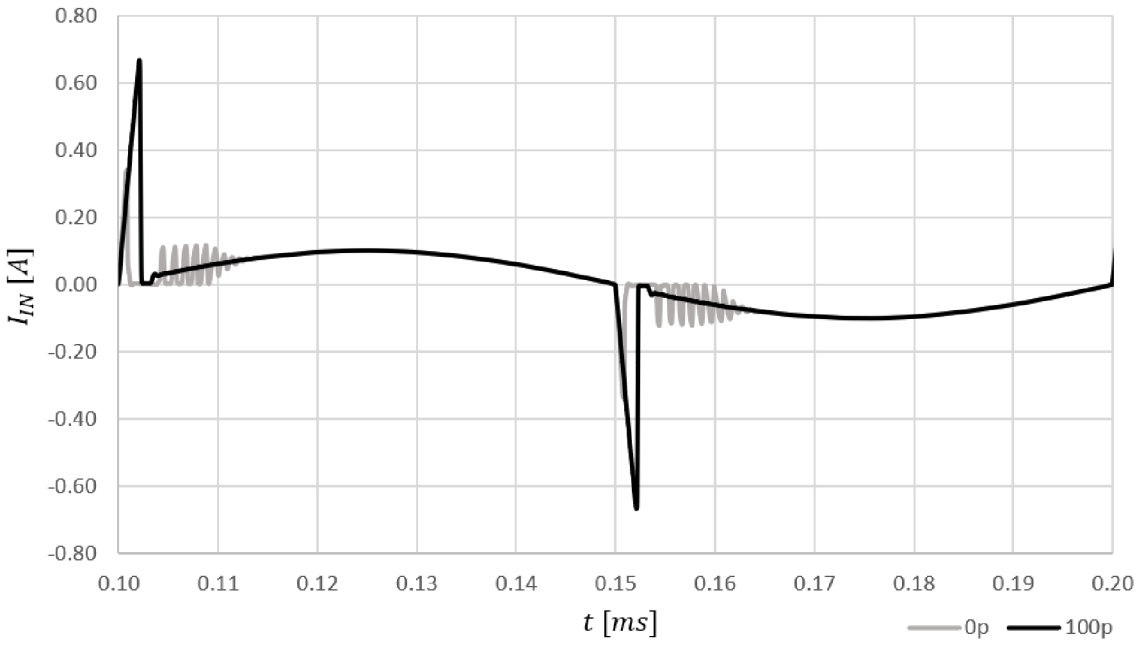
Simulace ukázaly, že obvod má tendenci se rozkmitat především, když napětí na hradle tranzistoru přesáhne prahové napětí a skokově se změní impedance tranzistoru. K tomu dochází nejčastěji při průchodu vstupního signálu nulou. Pokud se signál rozkmitá v jiném okamžiku, bývá to způsobeno tím, že napětí na hradle neaktivního tranzistoru (tedy tranzistoru, u kterého proud právě prochází inverzní diodou) není jasně dané, a tak kolísá. Pokud napětí na hradle tohoto tranzistoru překročí prahové napětí, úbytek napětí na inverzní diodě skokově klesne a druhý tranzistor jej musí kompenzovat. K tomuto nedochází, pokud je nějakým způsobem napětí na hradle jasně dané, jako tomu bylo v případě zapojení s plně otevřenou inverzní diodou, obvod se pak má tendenci rozkmitat pouze při průchodu vstupního signálu nulou. U realizovaného zařízení může k nestabilitě dojít i při dalších skokových změnách, například při změně rozsahu odporu zátěže.

V simulacích bylo vyzkoušeno několik přístupů z uvedených materiálů. Nejefektivnějším se ukázalo připojení kapacitoru mezi proudově posílený výstup zesilovače a jeho vstupní invertující svorku, jak je tomu na Obr. 2.17 (zobrazen pouze koncový stupeň regulační části). Tato kapacita ovlivňuje, jak rychle se dokáže tranzistor otevřít nebo zavřít, je tedy třeba hodnotu volit především podle vyšších používaných frekvencí, aby se i při nich napětí na hradle stíhalo měnit dostatečně rychle. Rychlost nabíjení/vybíjení kapacitoru je také přímo ovlivněna velikostí rezistoru R_{14}, přes něj se totiž kapacitor vybíjí (vliv snímacího rezistoru zde zanedbáváme pro jeho mnohonásobně nižší hodnotu). Rezistor je vidět v kompletním schématu na Obr. 2.9, další schémata jsou jen části zapojení, které se modifikovaly. Velikost kapacitoru je volena na základě simulace, při konečné realizaci se zde ale uplatňují další parazitní vlastnosti součástek a je tedy třeba empiricky určit reálnou optimální hodnotu. Hodnota určená v simulacích jako kompromis mezi stabilitou a reakční dobou může sloužit jako výchozí. Porovnání průběhu proudu bez kapacitoru a se 100 pF kapacitorem pro 10 kHz vstupní signál lze vidět na Obr. 2.18. Vidíme, že oscilace obvodu jsou potlačeny, ale trvá déle, než po průchodu nulou tranzistor začne omezovat proud, což způsobuje větší proudové špičky. V případě, že by napětí na hradle neaktivního tranzistoru bylo záporné, způsobilo by to po průchodu nulou pouze prodloužený

interval, kdy zátěží neteče žádný proud.



Obr. 2.17: Zapojení s inverzní diodou – schéma s kapacitorem pro zlepšení stability



Obr. 2.18: Zapojení s inverzní diodou – simulace s kapacitorem pro zlepšení stability

Při návrhu DPS (desky plošných spojů) lze nechat neosazená místa pro realizaci dalších úprav, které jsou navrženy v [14]. V této práci se při měření sestaveného obvodu také ukázalo připojení kapacitoru jako nejefektivnější pro zlepšení stability. Nicméně jsou v ní uvedeny také další návrhy na zlepšení chování obvodu. Ve finálním obvodu byly také připojeny kondenzátory paralelně k rezistorům R_{13} a R_{14} (a obdobně i v druhé polovině zapojení) a aby byla nějak definovaná zem i vzhledem

k vstupnímu napětí, byly mezi zem a kladnou svorku vstupního napětí a mezi zem a zápornou vstupní svorku umístěny rezistory o hodnotě 1 MΩ. V uvedené práci je také zmínka, že docházelo k větším problémům se stabilitou při použití menší hodnoty odporu snímacího rezistoru (0,2 Ω pro umožnění větší proudové zatížitelnosti (0,5–6 A). Při simulacích nebyl problém pozorován, pravděpodobně k němu dochází vlivem neidálních vlastností jednotlivých komponent zapojení a navržené DPS a je třeba jej u konečné realizace ohlídat.

2.3.5 Přepínání rozsahů

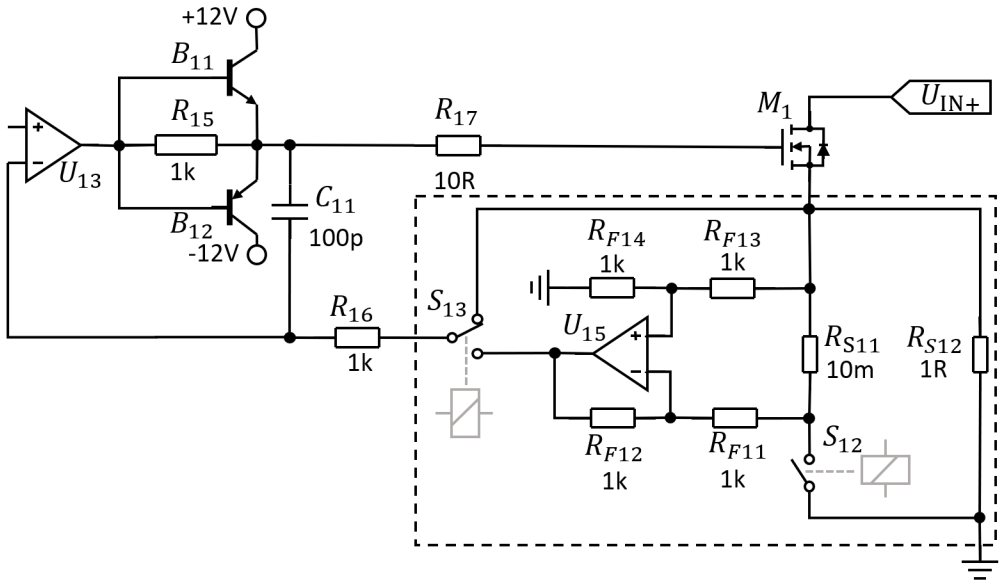
Zátěž je schopna představovat odpor dané hodnoty pouze s omezenou přesností. Čím nižší je vstupní napětí, vyšší frekvence a čím větší je nastavená hodnota vzhledem ke snímacímu odporu, tím horší je přesnost. Také pokud se chceme vyhnout proudovým špičkám, pravděpodobnost jejich výskytu snížíme nastavením menšího zisku v regulační větvi. Nelze obecně říci, při jaké nastavené hodnotě odporu zátěže dosáhneme jaké přesnosti, protože přesnost je ovlivněna dalšími faktory, z velké míry také ziskem zesilovače. Jelikož byl zvolen zesilovač s vysokým ziskem, lze dosáhnout velmi dobré přesnosti i pro hodnoty odporu aktivní zátěže větší než tisíce násobek snímacího odporu. To také ale neplatí obecně, zátěž je zpravidla velmi těžko schopna reprezentovat vyšší odpory než několik kΩ pro frekvence v řádu kHz. Navíc je třeba brát v úvahu rezistory diferenčního zesilovače – proud z testovaného zdroje protéká těmito rezistory do země a skrze inverzní diodu tranzistoru zpět do zdroje. Tím tyto rezistory ovlivňují výsledný odpor zátěže. Rezistory R_{11} a R_{12} (resp. R_{21} a R_{22}) by měly být dostatečně větší (např. 100krát) než nejvyšší požadovaná hodnota odporu zátěže.

Pro navrhovanou zátěž byly zvoleny dva rozsahy. V Tab. 2.2 je uvedena velikost snímacího odporu s rozsahem dosažitelného odporu aktivní zátěže. Pro DC aplikace nebo velmi nízké frekvence lze dosáhnout i vyšších hodnot. Zátěž by také mohla obsahovat ještě třetí rozsah pro vyšší hodnoty odporu, ale pro danou aplikaci nejsou tak vysoké hodnoty odporu třeba a absencí dalšího rozsahu se zjednoduší zapojení pro přepínání rozsahů.

Tab. 2.2: Dosažitelný odpor zátěže v závislosti na snímacím odporu

Velikost snímacího odporu	Rozsah odporu aktivní zátěže
10 mΩ	0,1–10 Ω
1 Ω	5–1000 Ω

Mezi snímacími odpory lze přepínat pomocí relé. Pokud relé umístíme mezi snímací odpor a zem, odpor kontaktu relé se pak připočítává ke snímacímu odporu, což je především v případě použití malého snímacího odporu nežádoucí, změnila by se tím totiž hodnota nastavovaného odporu na předem neznámou. Toto by šlo dodatečně ošetřit v softwaru kalibrací, to je ale zbytečně komplikované. Lepším možným řešením je měření napětí na snímacím odporu snímat pomocí diferenčního zesilovače. Jak bylo zjištěno v simulaci a je také uvedeno v [14], může tímto býti výrazně narušena stabilita obvodu. Obvod má v tomto zapojení tendenci se rozkmitat především pro vyšší hodnoty odporu zátěže a při snížení velikosti odporu rezistoru R_{17}. Pro zvolený rozsah je ale v simulacích obvod stabilní a pro vyšší rozsah bude napětí již snímáno přímo. Zvolené zapojení pro přepínání rozsahu ukazuje Obr. 2.19.



Obr. 2.19: Zapojení s inverzní diodou – schéma pro přepínání rozsahu

Na relé S_{12}, spínající snímací odpor 10 mΩ, jsou nemalé požadavky. Toto relé totiž musí být schopné ustát maximální proud zátěže, který má být 70 A. Na takovéto hodnoty se vyrábí především automobilová relé a běžné relé sehnat tak dobře nelze. Maximální proud zátěže je ale velmi obtížně realizovatelný. Pokud vezmeme v úvahu minimální odpor tranzistorů, odpor snímacích odporů, odpor dvou relé přepínajících rozsahy, odpor dalších dvou relé pro případné odpojení celé zátěže od testovaného zdroje a odpor všech vedení a kontaktů, a přitom nepřesáhnutí výkonu 500 W, lze říci, že je to nereálné. Proto je možné zvolit i relé pro o něco nižší proud, například ADJH23024 [35], které má povolený proud 50 A.

Relé S_{13} již může být vcelku obyčejné, neteče jím téměř žádný proud. Jen musí narozdíl od předchozího přepínat mezi dvěma kontakty (tedy typ SPDT – Single

Pole, Double Throw – spínač s jednou pevně připojenou svorkou a dvěma dalšími, s kterými je tato svorku střídavě propojována). Lze použít například relé G5V-1 24DC [36].

2.3.6 Snímání veličin

Proud

U rozsahu s 1 Ω snímacím odporem nehrozí, že by při povoleném napětí vzrostl proud nad dovolenou mez. Při použití nižšího rozsahu k tomu dojít může, ale pouze za současného překročení povoleného výkonu. Není tedy nezbytně nutné proud snímat. Překročení proudu lze odhadnout i v závislosti na vstupním napětí a nastavení zisku regulačního obvodu.

Napětí

Snímání vstupního napětí je nutné pro řízení ochran a umožnění dalších módů zátěže (CP, CC, CV). Jelikož napětí může být stejnosměrné i střídavé, je pro snímání nejvhodnější RMS-DC převodník, který je schopný pracovat i se stejnosměrným vstupním signálem. Ten bude bez problémů fungovat pro stejnosměrný signál a signály vyšší než určitá frekvence (závisí na konkrétním převodníku a na připojeném kapacitoru, kterým lze změnit rychlost ustálení výstupu). Problematické jsou ale signály na nízkých frekvencích. U nich převodník neudává konstantní RMS hodnotu ale mění svůj výstup v závislosti na vstupním napětí. Spousta komerčně dostupných zátěží to řeší buď povolením pouze střídavých napětí od určité frekvence, případně umožní i funkci pro stejnosměrné napětí, ale funkci pro frekvence vstupního nižší než 40 Hz zpravidla nepodporuje. Pokud by bylo potřeba pracovat i s těmito frekvencemi, musela by se snímat okamžitá hodnota napětí a výpočet RMS dále provádět softwarově. V módu CR nicméně může zátěž pracovat na všech frekvencích a snímání napětí u něj probíhá jen pro kontrolu, že se vstupní signál pohybuje v povolených mezích.

Vhodným převodníkem RMS-DC je například AD736 [37]. (Pozor, nezaměňovat s AD737 – ačkoliv se jeví jako téměř stejný, jeho výstupní napětí je záporné.) Tento převodník je schopný pracovat se vstupními signály do 1 V. Díky tomu lze s výhodou využít výstupu diferenčního zesilovače U_{21} (lepší než U_{11}, který obrací polaritu vstupního signálu). Jeho výstupní napětí odpovídá jedné setině napětí testovaného zdroje, maximálně by tedy mělo dosahovat 0,7 V. Převodník lze navíc napájet pomocí stejného zdroje napětí, jako zesilovače regulačního obvodu. Výstupní napětí převodníku pak může být snímáno pomoci A/D převodníku hodnota pak digitálně odeslána do MCU (MicroController Unit – mikrokontrolér).

Teplota výkonových prvků

Výkonové prvky zátěže (tedy především výkonové tranzistory MOSFET) se mohou zahřívat, což může mít zásadní vliv na jejich chování a může dojít i k jejich zničení. Proto je třeba jejich teplotu kontrolovat a použít optimální chlazení. V zapojení budou použity dvě dvojice paralelně zapojených tranzistorů. Při paralelním spojení MOSFET tranzistorů se výkon rovnoměrně dělí mezi oba tranzistory. Proto je každé dvojici přiřazen jeden teplotní senzor. Levným řešením je připevnit na tranzistory sensor LMT85, který lze opět napájet ze stejného zdroje napětí jako MCU. Výstupní napětí sensoru lze pak snímat pomocí dalšího AD převodníku mikroprocesoru.

2.3.7 Ochrany zátěže

Díky snímání veličin je možné zátěž chránit před zničením. V návrhu není žádná ochrana čistě hardwarová, jak se s tím lze setkat u některých dalších zátěží. Ochrana proti přepětí spočívá v odpojení zátěže od testovaného zdroje v případě přesažení 70 Vrms. Odpojení probíhá pomocí relé připojených těsně za vstupní svorky elektronické zátěže. Lze použít stejné relé, jaké bylo zvoleno pro přepínání rozsahu (ADJH23024), protože i tímto musí protékat proud z testovaného zdroje. Jelikož snímání napětí je umístěno až za relé, nemá mikroprocesor jak zjistit, kdy napětí pokleslo do povolených mezí a opětovné připojení tedy musí být provedeno příkazem z ovládacího panelu nebo z PC. Odpor kontaktů relé se započítává do celkového odporu zátěže a tím zvyšuje minimální dosažitelný odpor elektronické zátěže a tedy i maximální dosažitelný proud bez překročení povoleného výkonu.

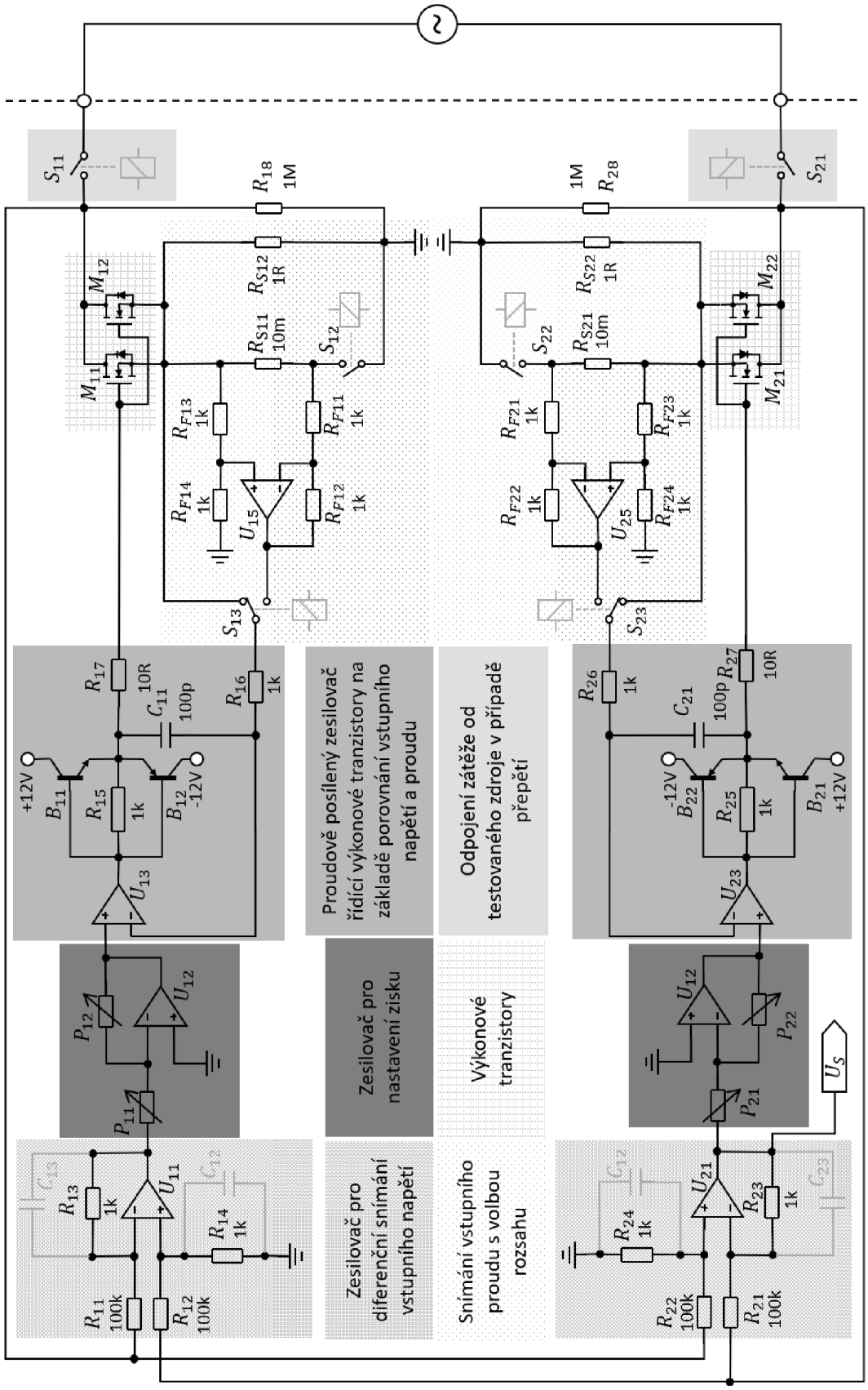
Ochrana před nadproudem spočívá v přenastavení zisku regulačního obvodu a tím přivření tranzistorů. Proud není měřen přímo, ale je vypočítán z hodnoty nastaveného odporu a ze vstupního napětí. Stejně funguje také ochrana proti nadměrnému výkonu.

Dále je třeba zabránit přehřátí výkonových komponent. Jakmile se výkonové tranzistory začnou zahřívat, je spuštěn ventilátor a tranzistory jsou tak aktivně chlazeny. V případě, že by ani toto opatření nestačilo k udržení teploty tranzistorů v rozumných mezích, je opět snížen zisk v regulačním obvodu a tím snížen výkon.

2.3.8 Konečné zapojení

Na Obr. 2.20 zobrazeno finální schéma regulačního obvodu se všemi diskutovanými změnami. Jednotlivé části obvodu jsou popsány. Kapacitory zakreslené šedě se ne-

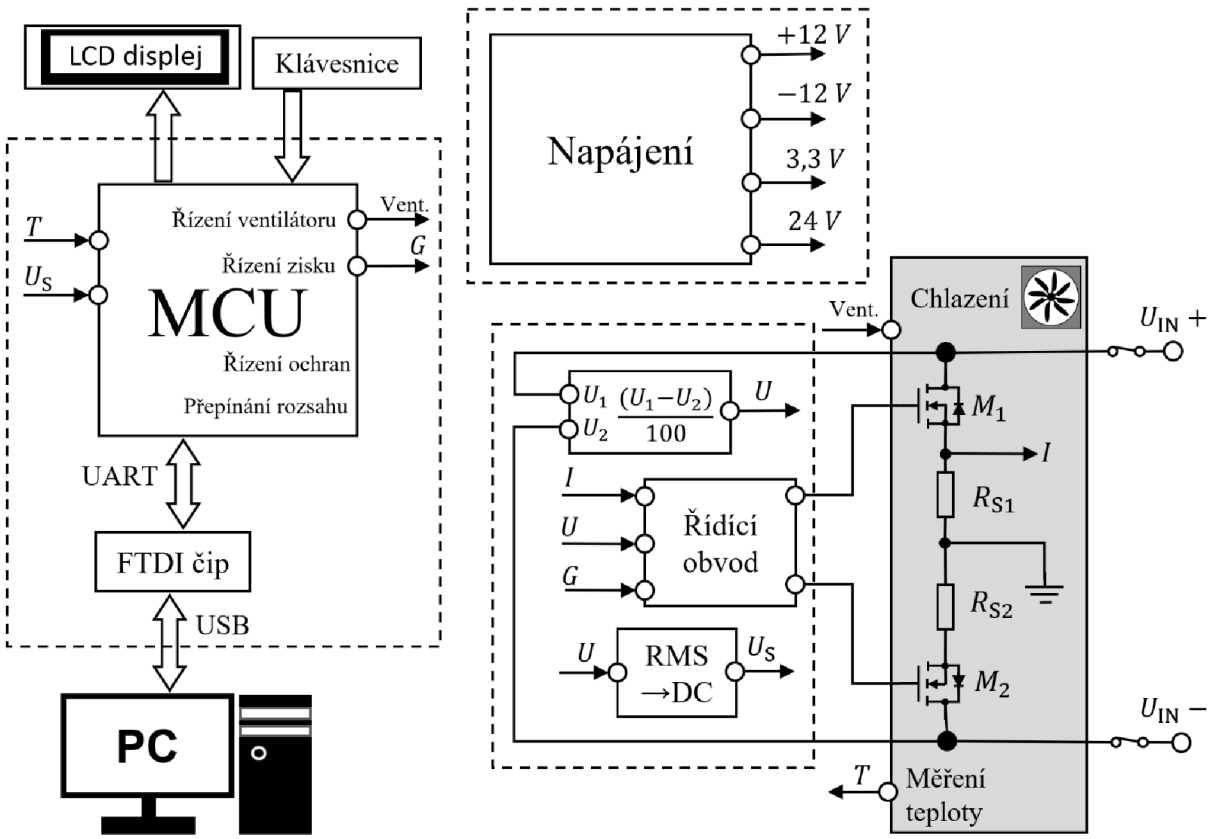
osazují a jsou ve schématu pouze pro případ testování dalších úprav pro zlepšení stability. Cívky všech relé jsou zakresleny šedě, protože jsou od regulačního obvodu galvanicky odděleny. Schéma, layout a osazovací plán desky plošných spojů s regulační částí zařízení jsou připojeny v příloze A.



Obr. 2.20: Zapojení s inverzní diodou – finální schéma regulačního obvodu

2.4 Návrh zbývajících částí zařízení

Do této chvíle se práce zabývala především regulační částí obvodu. V této sekci bude pozornost již věnována i dalším částem elektronické aktivní zátěže. Zjednodušené blokové schéma celého zařízení je zobrazeno na Obr. 2.21. Postupně bude každá část blíže rozebrána v jednotlivých podkapitolách. Zařízení bude obsahovat několik desek plošných spojů. Dvě z nich budou téměř stejné, a to dvě poloviny regulačního obvodu. Lišit se bude jen vnější připojení a na jedné z nich není třeba osazovat převodníky RMS-DC a A/D. Další deska bude obsahovat MCU se souvisejícími komponentami (FTDI čip, optočleny k řízení relé apod.). Jednu desku bude také tvořit napájení. Poslední deska bude obsahovat relé, kterými protéká proud z testované zátěže. Umístění i ostatních relé nepřináší žádné větší výhody, proto jsou také některá relé přímo na deskách regulačního obvodu. Zbývající části zařízení budou upevněny samostatně a připojeny k deskám pomocí kabelu. Konkrétně to budou výkonové tranzistory a snímací odpory, které budou umístěny na chladící jednotce spolu se dvěma teplotními sensory. Dále také LCD displej (Liquid Crystal Display – displej z tekutých krystalů) a ovládací klávesnice. Vše je navrženo tak, aby se desky plošných spojů (s výjimkou desky s relé) nezapojovaly do přenosu proudu z testovaného zdroje, ale aby tento proud procházel pouze výkonovými komponentami. (Proud tekoucí do regulačního obvodu je zanedbatelný). Zařízení bude napájeno ze sítě a bude možné jej ovládat jednak z přímo pomocí tlačítek umístěných na předním panelu, nebo vzdáleně příkazy z PC.



Obr. 2.21: Blokové schéma zátěže

2.4.1 Chlazení

Přehledné informace o chlazení v elektronice i s potřebnými vztahy, hodnotami a příklady výpočtu jsou uvedeny v [39]. Chladit požadovaný výkon (500 W) pomocí přirozeného chlazení vzduchem není možné. Maximální pracovní teplota tranzistoru $\vartheta_{\mathrm{jmax}}$ je 175 °C. Teplota tranzistoru je ovlivněna okolní teplotou ϑ_{a} (budeme uvažovat, že může dosáhnout $\vartheta_{\mathrm{amax}} = 45$ °C), výkonem P_{Z}, tepelným odporem pouzdra tranzistoru R_{tj} (podle katalogového listu 0,5 °C/W), tepelným odporem přechodu mezi tranzistorem a chladičem R_{t1} (pro suchý přechod 0,2 °C/W) a tepelným odporem chladiče R_{tch}. Rovnice pro výpočet teploty tranzistoru je:

$$\vartheta_{\mathrm{jmax}} = (R_{\mathrm{tj}} + R_{\mathrm{t1}} + R_{\mathrm{tch}}) \cdot P_{\mathrm{Z}} + \vartheta_{\mathrm{a}} \tag{2.3}$$

Z rovnice je zřejmé, že již při uvažování nulového odporu chladiče je teplota tranzistoru příliš vysoká. Ani při rozdělení výkonu mezi dva tranzistory by se tranzistor nedostal pod maximální povolenou teplotu. Je tedy nutné využít jiného způsobu

chlazení. Nejjednodušším je nucené chlazení proudícím vzduchem. K tomu je nutné vybrat vhodný ventilátor. Vypočítáme tedy, jaké množství vzduchu musí ventilátorem protékat. K tomu je potřeba znát chlazený výkon, měrnou kapacitu vzduchu při atmosférickém tlaku c_{p} (1013,9 J/kg·K při 30 °C), hustotu vzduchu ρ (1,1649 kg/m^3 při 30 °C) a povolený rozdíl vstupní a výstupní teploty vzduchu $\Delta\vartheta$, kterou zvolíme 30 °C.

$$Q_{\mathrm{v}} = \frac{P_{\mathrm{Z}}}{\Delta\vartheta \cdot \rho \cdot c_{\mathrm{p}}} = \frac{500}{30 \cdot 1,1649 \cdot 1013,9} = 14,11\ l/s \tag{2.4}$$

Proud vzduchu se někdy uvádí v jiných jednotkách. Pro jednotku CFM (cubic feet per minute - kubických stop za minutu) je třeba hodnotu v l/s vynásobit číslem 2,1189. Další možnou jednotkou je m^3/s, kterou získáme po vynásobení hodnoty v l/s číslem 3,6.

Dalším krokem je odhadnout, jaký bude úbytek tlaku vzduchu při průchodu ústrojím. Tato hodnota závisí na použité konstrukci. Grafickou závislost úbytku tlaku Δp v závislosti na množství proudícího vzduchu Q_{v} pro různé typy pouzder lze najít v [39]. Z grafu je zřejmé, že úbytek tlaku by neměl být větší, než 10 Pa. U ventilátorů jsou opět udávány různé jednotky. Nejčastěji používané jednotky jsou palec vody (1 inH20 = 248,84 Pa) a milimetr vody (1 mmAq = 9,8067 Pa). Dále je třeba zvolit chladič a navrhnout k němu vhodné připojení ventilátoru. Nejjednodušší je zvolit již hotové řešení. Efektivním, ale bohužel také drahým řešením, jsou výrobky od společnosti Fischer Elektronik. Na základě požadavku na průtok vzduchu a nízký tepelný odpor byla vybrána ventilátorová jednotka LA 6/100 24V [40].

2.4.2 Napájení

Zařízení lze rozdělit na tři části podle napětí používaného k napájení komponent. V této podkapitole je rozebrána realizace napájení každé z nich.

První částí je regulační obvod, jehož zesilovače, digitální potenciometry a převodník RMS-DC jsou napájeny pomocí ±12 V. Tento zdroj je proudově nejnáročnější vlivem množství napájených komponent a především kvůli možnosti proudových špiček na hradle výkonových tranzistorů. Zdroj by měl dodávat alespoň 1 A. Nejdražší komponentou napájecího obvodu je izolační transformátor a jeho cena je při stejné proudové zatížitelnosti výrazně závislá na výstupním napětí (a tedy maximálním výkonu, jaký je schopný přenášet). Tuto skutečnost je dobré zvážit při výběru napěťového regulátoru, který je použit jako zdroj napětí. Kvůli poklesu napětí na regulátoru jich většina požaduje vstupní napětí výrazně vyšší než výstupní. To pak způsobuje zahřívání regulátoru, také by ale vlivem požadavku na větší vstupní napětí

bylo nutné pořizovat dražší transformátor. Proto je dobré zaplatit o pár korun více za kvalitnější napěťový regulátor a ušetřit pak několik desítek nebo i stovek korun za izolační transformátor. Jako napěťové regulátory byly vybrány LM7912CT [41] pro -12 V a UA7812CKCT [42] pro +12 V. Tyto regulátory vyžadují vstupní napětí 14,5 V (respektive -14,5 V), což je v porovnání s ostatními velmi nízká hodnota. Při výběru transformátoru je třeba brát v úvahu také ztrátu napětí na můstkovém usměrňovači, který na zvoleném DF01M [43] činí 1,1 V. Nelze tedy například použít transformátor s výstupním napětím ±15 V. Vybrán byl FL42/18 [44], jehož výstupní napětí činí ±18 V a je schopný dodávat více než 1 A z každé větve.

Další částí jsou cívky relé a ventilátor, které jsou všechny napájeny ze zdroje 24 V. V zapojení jsou použity 4 relé ADJH23024, jejichž cívkou při sepnutí teče proud 83 mA. Dále tři G5V-1 24DC, kterými teče 6,3 mA. Pro napájení ventilátoru je potřeba 140 mA. Dohromady je tedy vyžadováno téměř 0,5 A. Pro tento účel lze použít stabilizátor napětí UA7824CKCS [42], opět můstkový usměrňovač DF01M a izolační transformátor FL30/15 [45].

Poslední část je tvořena prvky napájenými pomocí napětí 3,3 V, a to konkrétně MCU, FTDI čip (FTDI = Future Technology Devices International – společnost zabývající se vývojem a výrobou čipů pro převod sériových signálu na USB signály), rotační enkodér a LCD displej. Zvolené komponenty dohromady vyžadují méně než 200 mA. K získání požadovaného napětí lze použít regulátor UA78M33CDCYR [46], můstkový usměrňovač RMB6S [47] (případně lze použít stejný, jako v předchozích případech, cenový rozdíl není tak výrazný) a izolační transformátor 44122 [48]. Jelikož není nezbytně nutné, aby tato část zařízení byla galvanicky oddělena od předchozí, která je napájena napětím 24 V, a protože proudová zatížitelnost zvolených komponent v napájecí části je dostatečná, lze napětí 3,3 V také vytvářet přímo z 24 V a ušetřit tak peníze a prostor na desce nepoužitím dalšího transformátoru.

K napájení celého zařízení ze sítě lze použít například napájecí modul 6EEB1 [49] a kabel X-210699A [50].

2.4.3 Svorky a vodiče

Pro realizaci připojení zdroje dodávajícího proud až 70 A se nabízí několik možností. Existují například testovací banánky 14.0034 [50] s jmenovitým proudem až 80 A. Další možností jsou zásuvné koncové svorky od firmy Phoenix Contact, které se vyrábí i pro proudy větší než 100 A. Další možností jsou koncové svorky 14002-2 [52] od firmy Eaton. Asi nejlepší je ale situaci vyřešit podobně, jako tomu je u přístroje PEL-300 GW INSTEK, na základě kterého bylo vytvořeno zadáni pro tuto

práci. Tato stejnosměrná aktivní zátěž má na čelním panelu banánky pro proudy do 10 A a v zadní části jsou pak umístěny svorky (podobné jako 14002-2) pro proudy do 60 A. Svorky jsou robustní, ale pro uživatele méně pohodlné k používání než banánky. Implementováním obou způsobů připojení tak uživatel může pro nižší proudy připojit nebo odpojit testovaný zdroj s vynaložením menší námahy.

Vodiče, kterými bude protékat proud z testovaného zdroje, musí být také vhodně dimenzovány. V informacích od výrobce lze zpravidla nalézt proudovou zatížitelnost. Obecně lze ale říci, že měděný vodič by měl mít průměr alespoň 12 AWG (odpovídá přibližně 3,3 mm^2).

2.4.4 Funkce MCU

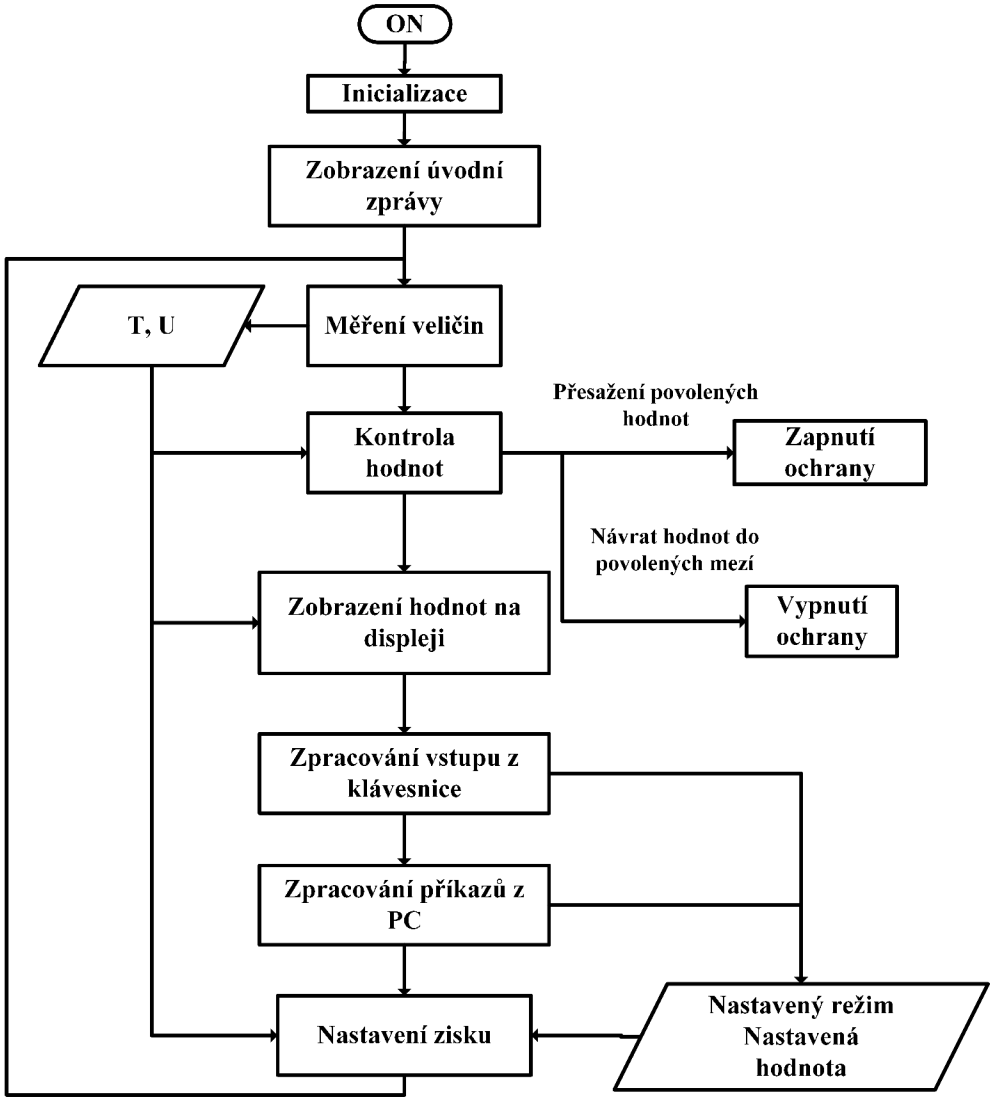
Pro zařízení byl vybrán mikrokontroler AT32UC3A0512 [53]. Je pro tuto aplikaci až zbytečně robustní, nicméně byl dostupný ve školní laboratoři a bohatě stačí, není tedy důvod jej nepoužít. V Tab. 2.3 je uvedeno, které periferie jsou k čemu využity.

Tab. 2.3: Periferie MCU

Název periferie	Připojené zařízení	Označení připojeného zařízení
SPI - CS0	Digitální potenciometry	AD5293
SPI - CS1	A/D převodník	ADCS7476
UART	FTDI čip	FT232BL
I2C	LCD diplej	EL1602H-FL-YBS
ADC	Teplotní senzory	LMT85
GPIO	Tlačítka ovládacího panelu	
	LED diody indikující stav	

LED diody zmíněné v tabulce jsou uvažovány tři a byly by umístěny na předním panelu. Zelená by indikovala, že zařízení je připojeno k napájení ze sítě. Tato jediná by nebyla řízena z MCU ale bude připojena přes odpor přímo ke zdroji. Oranžová LED dioda by značila připojení napětí na vstupní svorky. Červená se rozsvítí v případě chyby, například přesažení napětí a následného odpojení zátěže, vysokou teplotu výkonových prvků nebo příliš vysoký vstupní proud. Díky implementovaným ochranám budou provedeny akce řešící problémový stav, ty ale vždy také ovlivní průběh signálu (sníží proud nebo odpojí zátěž úplně), a proto je žádoucí na tento stav uživatele upozornit. Bližší informace k chybovému stavu by byly zobrazeny na LCD displeji.

Na Obr. 2.22 je zjednodušený vývojový diagram funkce mikrokontroleru.



Obr. 2.22: Vývojový diagram

2.4.5 Ovládání zařízení

Je několik možností, jak navrhnout ovládání celého zařízení. Na čelním panelu může být umístěna klávesnice, několik samostatných tlačítek nebo rotační enkodér.

Rotační enkodér, který je navíc opatřen tlačítkem, je velmi užitečným a uživatelsky přívětivým nástrojem pro ovládání. To by teoreticky mohlo celé probíhat jen pomocí něj – stisk tlačítka by fungoval pro zvolení nebo potvrzení, dlouhý stisk pro návrat zpět a otáčením enkodéru by probíhala volba v menu nebo změna hodnoty. Enkodér je dobré opatřit knoflíkem pro snazší otáčení. Konkrétní volbou může být například enkodér PEC11R-4215K-S0024 [54] s knoflíkem MP71670B [55]. Enkodér

ale nebude v návrhu použit, protože většina enkodérů pracuje s napětím 5 V, zatímco zvolený mikrokontroler funguje na 3,3 V. Samozřejmě by to šlo řešit přidáním zdroje 5 V a následným převodem výstupu enkodéru na napětí pro MCU. Jelikož jsou ale i jiné možnosti ovládání, není třeba tímto komplikovat návrh.

Ovládání může být realizováno také pomocí několika tlačítek, kterým se přiřadí funkce. Tlačítka by měly realizovat změnu pozice nebo hodnoty (nahoru a dolů, popřípadě vpravo a vlevo), dále potvrzení výběru nebo zadání hodnoty a návrat zpět. Pro snadnější ovládání mohou být přidána také další tlačítka se speciální funkcí. Pro rychlejší zadávání hodnot je ale spíše vhodná numerická klávesnice.

Pro ovládání zařízení byla nakonec zvolena maticová klávesnice 4 x 4 (MCAK1604NWWB [56]). Rozložení funkce tlačítek bylo zvoleno podle Tab. 2.4. Protože tlačítka v pravém sloupci a spodním řádku nejsou tímto způsobem označeny, by musel být příslušný symbol tlačítek umístěn přímo na čelní panel poblíž dané klávesy.

Tab. 2.4: Rozložení tlačítek na klávesnici

1	2	3	↑
4	5	6	↓
7	8	9	→
ZPĚT	0	OK	←

Informace by měly být zobrazovány na LCD displeji. Z vybavení ve škole byl vybrán dvouřádkový displej s 16-ti znaky v řádku (EL1602H-FL-YBS). Počet znaků nestačí k tomu, aby byly současně zobrazeny všechny informace. Proto je vhodné, aby měl uživatel možnost zvolit, které informace budou zobrazeny. V případě, že vybere více možností, než je možné zobrazit, mohou být zobrazeny na přídavném řádku, na který se bude možné posunout pomocí šipek. Informace, které jsou uvažovány, že je bude možné zobrazit, jsou následující:

- odpor zátěže,
- vstupní napětí,
- vstupní proud,
- výkon,
- mód zátěže,
- teplota výkonových prvků.

Pokud uživatel na při zobrazení této hlavní obrazovky stiskne nějaké číslo, začíná automaticky upravovat nastavenou hodnotu (například odporu, jednotka není třeba

volit vzhledem k relativně malému rozsahu). Tlačítkem `ZPĚT` je možné zadávání zrušit a nechat původní nastavení, nebo pomocí tlačítka `OK` potvrdit. Šipkami nahoru a dolu se uživatel posouvá mezi řádky s informacemi. Šipkou doprava nebo doleva se dostane do hlavního menu. V tom je možné:

- zvolit mód zátěže (CR, CC, CV, CP),
- odpojit zařízení od testovaného zdroje (nebo znovu připojit),
- vybrat zobrazované informace (skryté informace budou na konci řádku označeny `(X)`),
- zapnout/vypnout ventilátor nebo ponechat automatické řízení
- zobrazit stav.

V poslední možnosti se vyskytují bližší informace o případných chybách, a to nejen dříve zmíněných týkajících se přesažení povolených hodnot, ale také dalších chyb, které lze z mikrokontroleru zjistit. Například pokud by z nějakého důvodu nereagoval A/D převodník. Pokud se bude jednat o chybový stav, který je v programu zachycen, byla by zobrazena krátká informace o doporučeném postupu (jako třeba `V hlavnim menu zvolte ZNOVU PRIPOJIT ZDROJ`).

Zařízení by bylo možné ovládat i vzdáleně pomocí příkazů z PC. V zadní části elektronické zátěže by byl pro připojení k PC umístěn konektor pro USB typ B. Přes toto spojení by probíhala UART komunikace. Bylo by tedy možné ovládání přímo z konzole nebo pomocí vytvořené aplikace, která by posílala a četla příkazy a zobrazovala je uživatelsky přívětivějším způsobem. Zprávy posílané z PC lze rozdělit do dvou kategorií. Jsou to jednak zprávy, které budou začínat příkazem *read*, pomocí nichž budou získávány všechny informace o nastavených a naměřených hodnotách a o případném chybovém stavu, a jednak zprávy začínající příkazem *set*, pomocí kterého je možné změnit mód, nastavenou hodnotu, odpojit nebo připojit zátěž a zapnout nebo vypnout ventilátor.

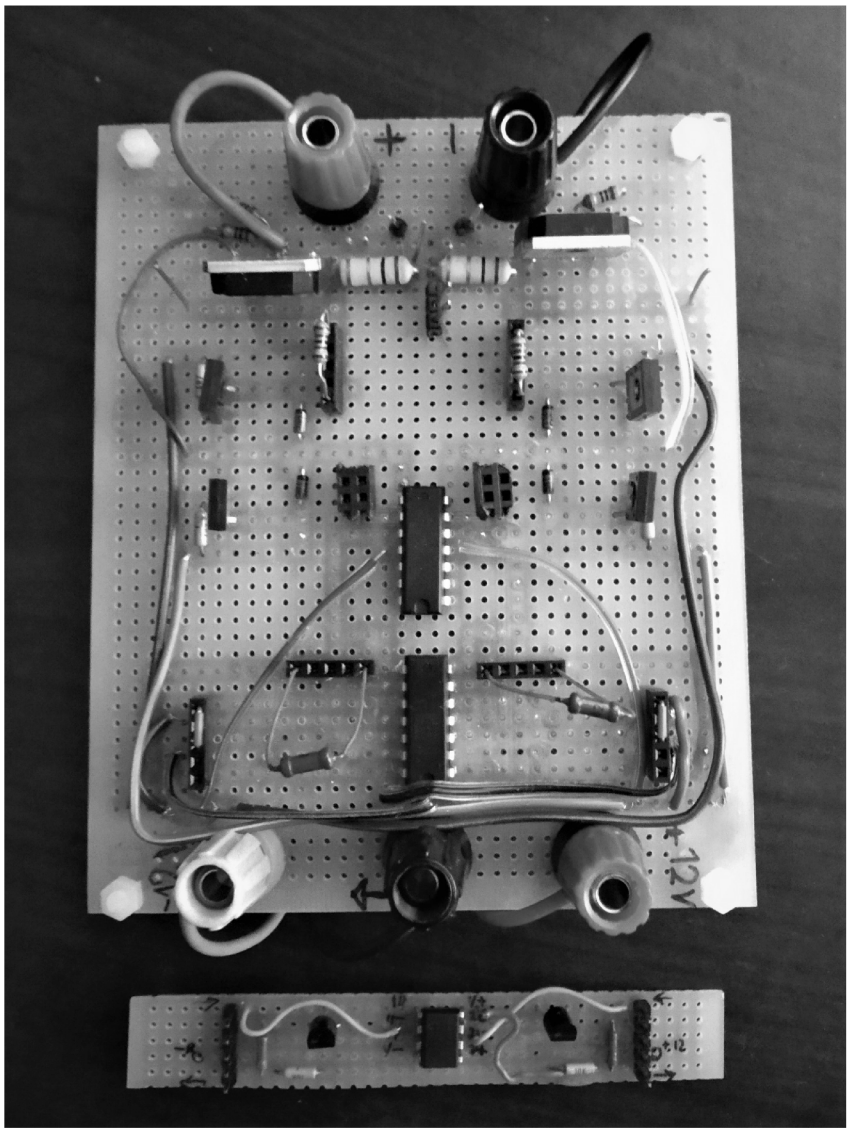
3 Realizace prototypu

Jelikož situace vzniklá kvůli šíření viru COVID-19 neumožňovala realizaci zařízení podle původního plánu, byl pro ověření koncepce navržené zátěže vytvořen pouze jednoduchý prototyp na univerzální desce. Jelikož šlo především o potvrzení principu, nebyly použity přímo součástky, které jsou uvedeny výše v práci, ale bylo využito součástek dostupných ve školní laboratoři nebo na starých deskách a pouze pár součástek se dokoupilo. V regulačním obvodu byl použit zesilovač TL082 a jako výkonové tranzistory se použily dva tranzistory 5N3011 odpájené z jiné desky. Pro snadnější testování byl jeden digitální potenciometr nahrazen pevným odporem a druhý konektorem pro připojení libovolného odporu. Pro testování úprav v regulační části byl další konektor připojen na neinvertující svorku zesilovače U_{12}. K dalším pinům konektoru byly připojeny napájecí napětí, zem a výstup zesilovače U_{11}. Při použití jednoduché propojky je tak možné připojit neinvertující svorku zesilovače na zem, nebo lze do konektoru připojit další malou desku, která upraví zapojení podle Obr. 2.11 (zapojení s plně otevřenou inverzní diodou) a způsobí tak maximální kladné (popřípadě maximální záporné) napětí na hradle neaktivního tranzistoru. Konektor byl také připojen místo kondenzátoru C_{11}, aby bylo možné pozorovat chování obvodu při použití různých hodnot tohoto kondenzátoru nebo bez jeho použití. Dále byly také na několik míst obvodu připojeny testovací body umožňující snadné připojení sondy osciloskopu. Napájecí napětí i testovaný zdroj se připojují pomocí banánků. Fotografii prototypu s přídavnou destičkou pro řízení napětí na hradle neaktivního tranzistoru lze vidět na Obr. 3.1.

3.1 Naměřené hodnoty

Bohužel kvůli situaci vzniklé šířením viru COVID-19 nebylo možné provést ve školní laboratoři všechna měření, která byla původně v plánu. Přesto se ale podařilo získat alespoň nějaká data, která pomohla potvrdit princip navrženého zapojení a vliv tolerance součástek.

Grafy z měření jsou zobrazen v příloze B. Data byla naměřena bez zapojeného kapacitoru C_{11}, proto je vidět, že po průchodu nulou dochází k zákmitům. Odpor zátěže se od očekávané hodnoty trochu liší. Nepřesnost je pravděpodobně způsobena tím, že použitý zesilovač má nižší zisk, než jaký byl zvolen pro konečnou realizaci zařízení. V příloze B.3 je vidět, že jestli je nepřesnost kladná nebo záporná je dáno tím, jaké bylo napětí na hradle před začátkem intervalu, ve kterém je tranzistor aktivní. Pokud bylo nižší než prahové napětí, je tranzistor oproti předchozímu stavu



Obr. 3.1: Fotografie prototypu

více otevírán. Vlivem nedostatečného zisku zesilovače ale není otevřen dostatečně. Obdobně pokud před intervalem bylo napětí výrazně větší, potom je v intervalu tranzistor v porovnání s předchozím stavem přivírán, ale opět ne přesně. Ve finálním zařízení by měla být přesnost větší díky použití zesilovače s větším ziskem.

V příloze lze pozorovat také nepřesnost způsobenou tolerancí součástek. Je vidět, že se během kladné a záporné půlvlny liší výsledný odpor. To může být způsobeno rozdílnými poměry R_{11}/R_{13} a R_{21}/R_{23} nebo rozdílnými hodnotami snímací rezistorů. Z měření odporu rezistorů se ukázalo, že to bylo způsobené především rozdílnými poměry. Stejný efekt by měly odlišné poměry P_{11}/R_{12} a P_{21}/R_{22}, na jejich pozici však byly připojeny rezistory s vyšší přesností.

Z průběhů napětí na hradlech v příloze B.3.3 je dále vidět, že aktivní doba jednoho tranzistoru je delší. Tento problém je pravděpodobně způsoben tím, že neplatí přesně $R_{11} = R_{12}$ a $R_{13} = R_{14}$ u diferenčního zesilovače U_{11} (a obdobně u zesilovače U_{21}).

Na správnou funkci zátěže má tedy vliv především přesnost odporu rezistorů u diferenčních zesilovačů (včetně zesilovačů U_{15} a U_{25}), odporu rezistorů pro snímání proudu a přesnost digitálních potenciometrů. Tyto rezistory by měly být pokud možno co nejpřesnější (s tolerancí maximálně 1%).

4 Závěr

V této diplomové práci je proveden rozbor aktivních zátěží pro stejnosměrný i střídavý vstupní signál a také je uvedeno několik charakteristických vlastností výkonových tranzistorů MOSFET, jakožto klíčového výkonového prvku zařízení. Jsou vyjmenovány a vysvětleny nejběžnější módy aktivních zátěží s příklady možného zapojení regulačního obvodu.

K aktivním zátěžím pro střídavé vstupní signály je jen velmi málo dostupných odborných materiálů. Ačkoliv se tyto zařízení běžně prodávají, výrobci zpravidla nezveřejňují informace o způsobu jejich realizace. Značnou část práce tedy tvoří diskuze nad možnostmi realizace regulačního obvodu. Jsou uvedeny požadavky na jednotlivé komponenty obvodu a jsou navrženy dvě varianty jeho zapojení. První varianta nebyla nalezena v žádném jiném dostupném materiálu a byla navržena celá pouze na základě znalostí principu aktivních zátěží z teoretického úvodu. Nejprve se tato varianta zdála být jednodušší, později se ale ukázalo, že druhá varianta, kterou již lze najít i v jiných materiálech, je pro tuto konkrétní aplikaci výhodnější. Pro jiné účely ale může být první navržené zapojení výhodnější. U obou variant zapojení bylo navrženo několik úprav pro zlepšení vlastností zátěže a v simulaci bylo ověřeno, do jaké míry jsou tyto úpravy efektivní. Na základě získaných informací pak bylo navrženo konečné zapojení regulačního obvodu s možností přepínat mezi dvěma rozsahy (0,1–10 Ω a 5–1000 Ω). Pro tento obvod pak byla navržena deska plošných spojů. Dále je pak rozebrán návrh zbývajících částí celého zařízení – chlazení výkonových prvků, snímání obvodových veličin, zobrazování informací uživateli a možnosti ovládání z čelního panelu nebo vzdáleně z osobního počítače a dimenzování svorek a vodičů. Pro reálné ověření a detailnější testování funkčnosti navrženého regulačního obvodu byl na univerzální desce vytvořen prototyp. Na něm pak proběhlo několik měření.

Původním záměrem práce byl návrh a realizace celého zařízení. Situaci bohužel zkomplikovalo šíření viru COVID-19, kvůli kterému bylo pozastaveno financování projektů a byl zakázán přístup do školy. Nemohlo pak proběhnout dostatečně detailní testování prototypu ani konečná realizace a oživení celého zařízení. Nebylo tedy ani následně ověřeno, do jaké míry navržená zátěž splňuje zadané požadavky. Během návrhu ale bylo zřejmé, že nebude možné realizovat proudovou zatížitelnost až 70 A, aniž by byl přesažen limit výkonu. Tento požadavek vycházel z parametrů vyráběné aktivní elektronické zátěže pro stejnosměrné signály. U té lze ale vyšších proudů dosáhnout jednodušeji, protože k její realizaci stačí menší množství komponent, které zvyšují výsledný odpor zátěže, a je tedy možné dosáhnout nižšího odporu. Kvůli požadavku na maximální proud spolu s doporučeným maximálním

zatížením bylo také nutné při návrhu počítat s menšími amplitudami napětí vstupního signálu. Tím je pak návrh více unikátní a náročnější, protože většina materiálů zabývajících se aktivními zátěžemi pro střídavé signály se zaměřuje spíše na vyšší amplitudy napětí (typicky od desítek V až po 230 V).

Literatura

[1] *M192 – Programovatelná AC/DC zátěž 3kW.* MEATEST [online]. [cit. 2019-11-30]. Dostupné z: <https://www.meatest.com/cs/produkty-m192-programovatelna-ac-dc-zatez-detail-123?tabs=Popis>.

[2] RASHID, Muhammad H., ed. *POWER ELECTRONICS HANDBOOK. DEVICES, CIRCUITS, AND APPLICATIONS.* USA: Butterworth-Heinemann (imprint of Elsevier), 2011, 1389 s. Third Edition. ISBN 978-0-12-382036-5.

[3] STENGL, Jens Peer, Jenö TIHANYI a Ing. Jan HUMLHANS. *Výkonové tranzistory MOSFET.* Praha: BEN – technická literatura, 1999. 1. české vydání. ISBN 80-86056-54-6.

[4] MALVINO, Albert P. a David J. BATES. *Electronic Principles.* 2 Penn Plaza, New York: McGraw-Hill Education, 2016. Eighth Edition. ISBN 978-0-07-337388-1.

[5] NEPOR, F. *Laboratorní elektronická zátěž s USB rozhraním.* Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2011. 74 s., 6 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Miloslav Steinbauer, Ph.D.

[6] CHROMA ATE INC. *Programmable AC&DC Electronic Load Model 63800 Series – Datasheet.* [online]. 7 s. [cit. 21. 11. 2019]. Dostupné z: <http://www.testequipmenthq.com/datasheets/CHROMA-63804-Datasheet.pdf>.

[7] *Electronic Load Fundamentals - White Paper.* KEYSIGHT [online]. 16 s. [cit. 2019-11-23]. Dostupné z: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5992-3625EN.pdf>.

[8] *Umělá zátěž pro napájecí zdroje – elektronický odpor.* DANYK.CZ - Elektronika, schémata, návody [online]. [cit. 2019-11-23]. Dostupné z: <http://danyk.cz/zatez.html>.

[9] WILLIAMS, Jim. *A Closed-Loop, Wideband, 100A Active Load: Application Note 133* [online]. LINEAR TECHNOLOGY, 2011, , 12 s. [cit. 2019-12-11]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/an133f.pdf>.

[10] BORDOVSKÝ, Tomáš. *Elektronická zátěž s digitálním řízením.* Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií,

Ústav radioelektroniky, 2012. 93 s. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Michal Kubíček, Ph.D.

[11] *CN204514973U* [online]. [cit. 2019-11-30]. Dostupné z: <https://patents.google.com/patent/CN204514973U/en>.

[12] *Building an AC Load: WITH A DC LOAD* [online]. [cit. 2019-11-30]. Dostupné z: <http://www.exec-eng.com/ACLoad/ACLoad.htm>.

[13] LI, Jung-Chien a Guan-Chyun HSIEH. *Design and implementation of an AC active load simulator circuit* [online]. IEEE, 1993, , 9 [cit. 2019-12-11]. DOI: 10.1109/7.249121. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/249121>.

[14] LÍZNER, V. *Nízkofrekvenční aktivní umělá zátěž.* Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2017. 54 s., 35 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Michal Kubíček, Ph.D.

[15] *MJ11028, MJ11030, MJ11032 (NPN) MJ11029, MJ11033 (PNP): High-Current Complementary Silicon Power Transistors* [online]. ON Semiconductor, 4 s. [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MJ11028-D.PDF>

[16] *FDP083N15A: N-Channel PowerTrench MOSFET* [online]. ON Semiconductor, 10 s. [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/FDP083N15A-D.pdf>

[17] *CSD19533KCS: 100 V N-Channel NexFET™ Power MOSFET* [online]. Texas Instruments, 10 s. [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/csd19533kcs.pdf?ts=1590628238835>

[18] *SUP85N15-21: N-Channel 150-V (D-S) 175 °C MOSFET* [online]. Vishay, 6 s. [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://www.vishay.com/docs/72003/sup85n15.pdf>

[19] *SUP57N20-33: N-Channel 200-V (D-S) 175 °C MOSFET* [online]. Vishay, 6 s. [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://www.vishay.com/docs/72100/sup57n20.pdf>

[20] *STP33N60M6: N-channel 600 V, 25 A, MDmesh M6 Power MOSFET in a TO-220 package* [online]. ST, 13 s. [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stp33n60m6.pdf>

[21] *STB46NF30, STP46NF30, STW46NF30: N-channel 300 V* [online]. ST, 20 s. [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stp46nf30.pdf>

[22] *FQA46N15: N-Channel QFET MOSFET* [online]. ON Semiconductor, 10 s. [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/FQA46N15-D.pdf>

[23] *FQA36P15: P-Channel QFET MOSFET* [online]. ON Semiconductor, 9 s. [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/FQA36P15-D.pdf>

[24] *OPA564: 1.5A, 24V, 17MHz POWER OPERATIONAL AMPLIFIER* [online]. Texas Instruments, 38 s. [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa564.pdf?ts=1590630744349>

[25] *LT6300: 500mA, 200MHz xDSL Line Driver in 16-Lead SSOP Package* [online]. Linear Technology , 16 s. [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/6300f.pdf>

[26] *TLE207x, TLE207xA: EXCALIBUR LOW-NOISE HIGH-SPEED JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS* [online]. , 94 s. [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tle2071.pdf?ts=1590631001081>

[27] *BD135 - BD136, BD139 - BD140: Complementary low voltage transistor* [online]. ST, 9 s. [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/cd00001225.pdf>

[28] *Increase Amplifier Output Drive Using a Push-Pull Amplifier Stage* [online]. ANALOG DEVICES [cit. 2020-04-05]. Dostupné z: <https://www.analog.com/en/technical-articles/increase-amplifier-output-drive-using-a-push-pull-amplifier-stage.html#>

[29] *IT8615 AC/DC Electronic Load.* In: Youtube [online]. 2016 [cit. 2019-12-13]. Dostupné z: <https://www.youtube.com/watch?v=lQd-JOBKAG0&feature=youtu.be&t=60>.

[30] *Zero Volt Electronic Load* Application Note [online]. Keysight Technologies, 6 str. [cit. 2019-12-13]. Dostupné z: <https://www.keysight.com/zz/en/assets/7018-06815/application-notes/5968-6360.pdf>

[31] KREJČIŘÍK, Alexandr. *Napájecí zdroje I.: Základní zapojení analogových a spínaných napájecích zdrojů.* Praha: BEN – technická literatura, 1996, 351 str. ISBN 80-86056-02-3.

[32] *AD5293: Single-Channel, 1024-Position,1% R-Tolerance Digital Potentiometer* [online]. Analog Devices, 24 s. [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/cd00001225.pdf>

[33] WELLS, Collin, Art KAY, Ian WILLIAMS a Tim GREEN. *TI Precision Labs - Op Amps: Stability* [online]. Texas Instruments, 2015 [cit. 2020-04-27]. Dostupné z: <https://training.ti.com/node/1138805>

[34] ROSÉN, Lukas a Sahar SAMINI. *Small Electronic Load: Design and analysis of a small electronic load for testing on-board DC/DC converters* [online]. Göteborg, Sweden, 2012 [cit. 2020-04-27]. Master of Science Thesis. CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY.Dostupné z: <https://www.academia.edu/32142819/Small_electronic_load._Design_and_analysis_of_a_small_electronic_load_for_testing_on-board_DC_DC_converters>

[35] *DJ-H RELAYS (ADJH)* [online]. Panasonic, 6 s. [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/2357857.pdf?_ga=2.199892526.1471042141.1590651152-1389934195.1585933418&_gac=1.120332666.1590241399.CjwKCAjwk6P2BRAIEiwAfVJ0rIzyOybdU2duLLhztq_cLcA9aZUgViD3MZwG_UnnW3bAz6y6myPCwBoC-t4QAvD_BwE>

[36] *G5V-1: Low Signal Relay* [online]. Omron, 5 s. [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://omronfs.omron.com/en_US/ecb/products/pdf/en-g5v_1.pdf>

[37] *AD736: Low Cost, Low Power, True RMS-to-DC Converter* [online]. Analog Devices, 20 s. [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD736.pdf>

[38] *LMT85: 1.8-V, SC70/TO-92/TO-92S, Analog Temperature Sensors* [online]. Texas Instruments, 30 s. [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmt85.pdf?ts=1590653348913>

[39] FUKÁTKO, Tomáš a Jaroslav FUKÁTKO. *Teplo a chlazení v elektronice II.* Praha: BEN - technická literatura, 2006, 120 s. 1. vydání. ISBN 80-7300-199-3.

[40] *LA 6/100 24V* [online]. FISCHER ELEKTRONIK [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://www.fischerelektronik.de/web_fischer/en_GB/PR/LA6_/datasheet.xhtml;jsessionid=507D06CA12C2641D94CBF37F37235535?branch=heatsinks>

[41] *LM79XX Series 3-Terminal Negative Regulators* [online]. Texas Instruments, 13 s. [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm79.pdf?ts=1590654239552>

[42] *μA78xx Fixed Positive Voltage Regulators* [online]. Texas Instruments, 27 s. [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ua78.pdf?ts=1590654395165>

[43] *DF005M, DF01M, DF02M, DF04M, DF06M, DF08M, DF10M* [online]. Vishay, 4 s. [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <http://www.vishay.com/docs/88571/dfm.pdf>

[44] *FL42/18* [online]. BLOCK [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://www.block.eu/en_US/productversion/fl-4218/>

[45] *FL30/15* [online]. BLOCK [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://www.block.eu/en_EN/productversion/fl-3015/>

[46] *μA78Mxx Positive-Voltage Regulators* [online]. Texas Instruments, 29 s. [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ua78m.pdf?ts=1590656490199>

[47] *RMB2S – RMB6S* [online]. Taiwan Semiconductor, 6 s. [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://www.taiwansemi.com/products/datasheet/RMB2S%20SERIES_H1810.pdf>

[48] *44122* [online]. MYRRA [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <http://myrra.com/encapsulated-50hz/?fwp_search_encapsulated-50hz=44122>

[49] *6EEB1* [online]. TE Connectivity, 2 s. [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/418/5/NG_DS_6EEB1_A-672064.pdf>

[50] *X-210699A* [online]. VOLEX [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://cz.farnell.com/volex/x-210699a/power-cord-euro-to-iec-2-5m-10a/dp/1124379>

[51] *14.0034-21 – Testovací Banánek* [online]. STAUBLI [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://cz.farnell.com/staubli/14-0034-21/6mm-banana-jack-80a-600v-black/dp/2901706>

[52] *14002-2 – TERMINAL BLOCK* [online]. EATON BUSSMANN [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://cz.farnell.com/bussmann-by-eaton/14002-2/terminal-block-barrier-2-position/dp/2581004>

[53] *AT32UC3A0512* [online]. Microchip [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://www.microchip.com/wwwproducts/en/AT32uc3a0512>

[54] *PEC11R-4215K-S0024 – Inkrementální Enkodér* [online]. BOURNS [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://cz.farnell.com/bourns/pec11r-4215k-s0024/incremental-encoder-12mm-60rpm/dp/2663524>

[55] *MP71670B - Knoflík* [online]. MULTICOMP PRO [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://cz.farnell.com/multicomp/mc71670b/encoder-knob-black-39-6mm/dp/3052366>

[56] *MCAK1604NWWB - Klávesnice, 4 x 4* [online]. MULTICOMP [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://cz.farnell.com/multicomp/mcak1604nwwb/keypad-4x4-array-plastic/dp/1182238>

Seznam symbolů, veličin a zkratek

MOSFET	typ tranzistoru řízeného polem
IGBT	kombinace polem řízeného a bipolárního tranzistoru
U_{GS}	napětí mezi svorkami G a S tranzistoru [V]
U_{Th}	prahové napětí tranzistoru [V]
C_{gd}	parazitní kapacita mezi svorkami G a D MOSFET tranzistoru [F]
C_{gs}	parazitní kapacita mezi svorkami G a S MOSFET tranzistoru [F]
C_{iss}	vstupní parazitní kapacita MOSFET tranzistoru [F]
C_{oss}	výstupní parazitní kapacita MOSFET tranzistoru [F]
C_{oss}	parazitní kapacita pro zpětný přenos MOSFET tranzistoru [F]
C_{ds}	parazitní kapacita mezi svorkami D a S MOSFET tranzistoru [F]
$R_{\mathrm{DS(on)}}$	odpor otevřeného tranzistoru [Ω]
U_{DS}	napětí mezi svorkami D a S tranzistoru [V]
U_{REF}	referenční hodnota napětí, proudu, odporu nebo výkonu převedená na napětí
U_{IN}	napětí na zátěži [V]
I_{IN}	proud tekoucí zátěží [A]
RLC	tři základní pasivní součástky – rezistor, induktor, kapacitor
DC	Direct Current – stejnosměrný proud
AC	Alternating Current – střídavý proud
CC	Constant Current mode – režim konstantního proudu
R_{S}	rezistoru (popřípadě odpor rezistoru) pro snímání proudu [Ω]
U_{REF}	referenční napětí [V]
R_1, R_2	odpory pro nastavení požadované hodnoty napětí na vstupu zesilovače [Ω]
CV	Constant Voltage mode – režim konstantního napětí
CR	Constant Resistance mode – režim konstantního odporu
R	výsledný odpor aktivní zátěže [Ω]
CP	Constant Power mode – režim konstantního výkonu
P	výkon [W]
RMS	Root Mean Square – kvadratický průměr, udává efektivní hodnotu signálu
A/D	A/D převodník převádí analogový signál (A) na digitální (D)
VA	VA charakteristika = voltampérová charakteristika
I_{D}	proud tekoucí tranzistorem [A]
DPS	Deska Plošných Spojů
SPDT	Single Pole, Double Throw – označení spínače s jednou pevně připojenou svorkou a dvěma dalšími, s kterými tuto svorku střídavě

	propojuje
MCU	MicroController Unit – mikrokontrolér
PC	Personal Computer – osobní počítač
LCD	Liquid Crystal Display – displej z tekutých krystalů
$\vartheta_{\mathrm{jmax}}$	maximální pracovní teplota tranzistoru [°C]
ϑ_{a}	teplota okolí [°C]
$\vartheta_{\mathrm{amax}}$	maximální uvažovaná teplota okolí [°C]
P_{Z}	výkon spálený na zátěži [W]
R_{tj}	tepelný odpor pouzdra tranzistoru [°C/W]
R_{t1}	tepelný odpor přechodu mezi tranzistorem a chladičem [°C/W]
R_{t1}	tepelný odpor chladiče [°C/W]
c_{p}	měrná kapacita vzduchu při atmosférickém tlaku [J/kg·K]
ρ	hustota vzduchu [kg/m^3]
$\Delta\vartheta$	změna teploty vzduchu [°C]
Q_{v}	množství proudícího vzduchu [l/s]
CFM	cubic feet per minute - kubických stop za minutu
Δp	úbytek tlaku [Pa]
FTDI	Future Technology Devices International – společnost zabývající se vývojem a výrobou čipů pro převod sériových signálu na USB signály
AWG	American Wire Gauge – americké měřítko k určení síly vodiče
SPI	Serial Peripheral Interface – sériové periferní rozhraní používané pro komunikaci MCU s dalšími integrovanými obvody
CS0,CS1	Chip Select – signál sloužící k adresaci při komunikaci pomocí SPI
UART	Universal asynchronous receiver-transmitter – rozhraní pro sériovou komunikaci
I2C	sběrnice sloužící k připojování periferií
ADC	Analog-to-Digital Converter – anglická zkratka pro A/D převodník
GPIO	General-Purpose Input/Output – univerzální vstupně-výstupní pin
LED	Light-Emitting Diode – svítivá dioda

Seznam příloh

A Návrh DPS regulačního obvodu **68**

A.1 Schéma zapojení 68

A.2 Layout 70

A.2.1 TOP 70

A.2.2 BOTTOM 70

A.3 Osazení 71

A.3.1 TOP 71

A.3.2 BOTTOM 71

B Grafy hodnot naměřených na prototypu **72**

B.1 Časové průběhy vstupního napětí a proudu 72

B.1.1 Frekvence vstupního signálu 20 Hz 72

B.1.2 Frekvence vstupního signálu 50 Hz 73

B.1.3 Frekvence vstupního signálu 100 Hz 73

B.1.4 Frekvence vstupního signálu 200 Hz 74

B.1.5 Frekvence vstupního signálu 500 Hz 74

B.1.6 Frekvence vstupního signálu 1000 Hz 75

B.1.7 Frekvence vstupního signálu 2000 Hz 75

B.1.8 Frekvence vstupního signálu 5000 Hz 76

B.2 Časové průběhy vypočteného odporu zátěže 77

B.2.1 Frekvence vstupního signálu 20 Hz 77

B.2.2 Frekvence vstupního signálu 50 Hz 78

B.2.3 Frekvence vstupního signálu 100 Hz 78

B.2.4 Frekvence vstupního signálu 200 Hz 79

B.2.5 Frekvence vstupního signálu 500 Hz 79

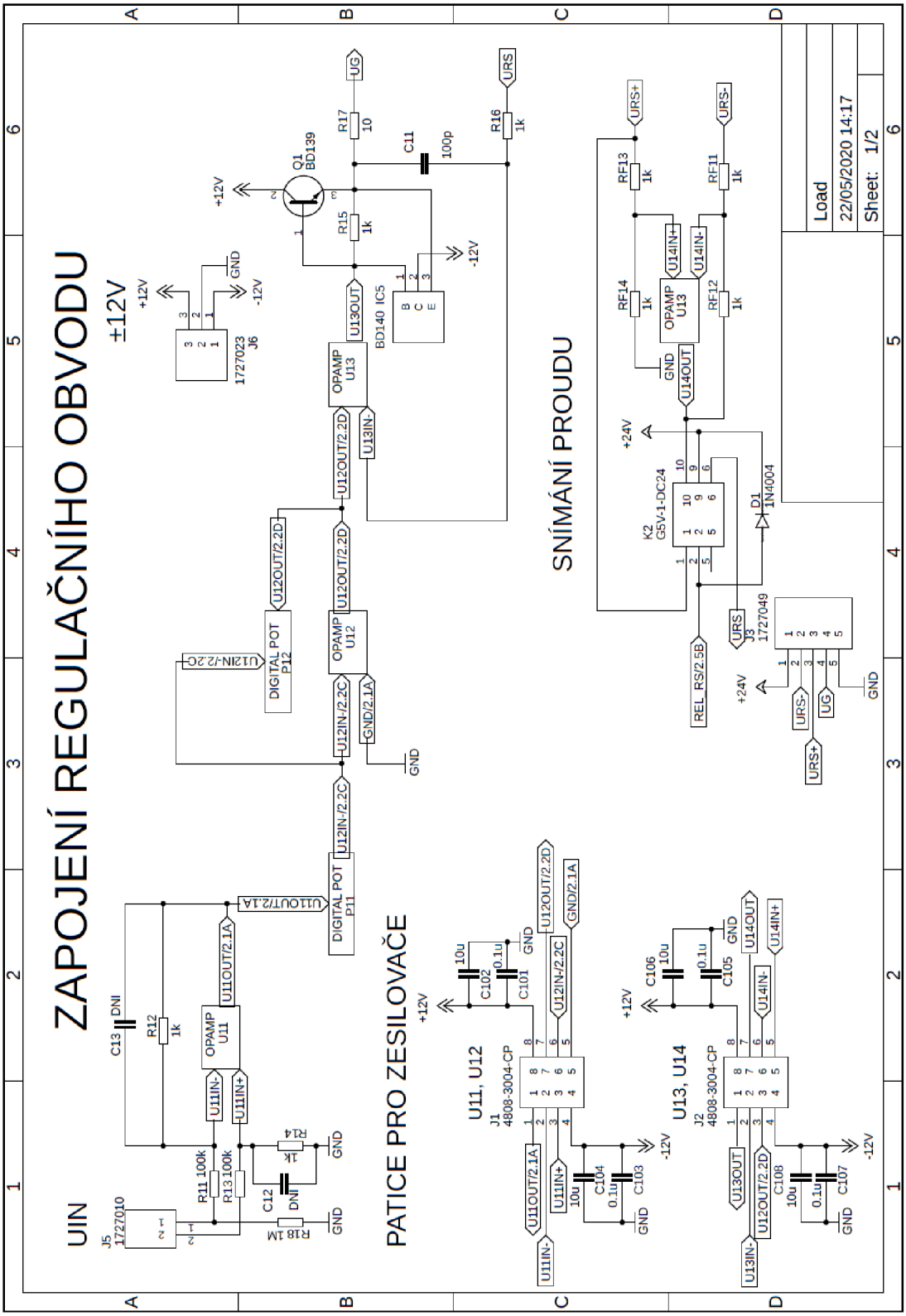
B.2.6 Frekvence vstupního signálu 1000 Hz 80

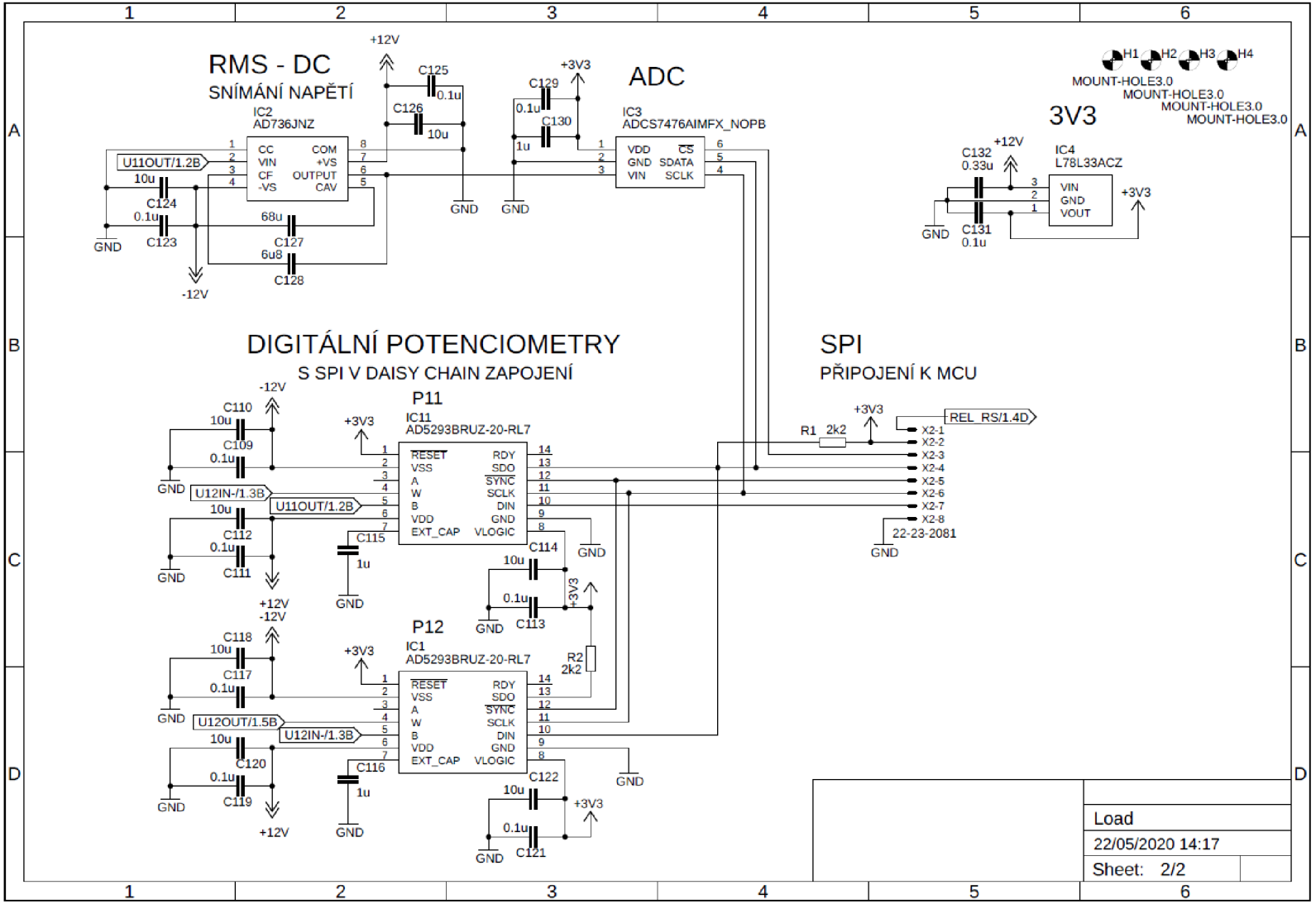
B.2.7 Frekvence vstupního signálu 2000 Hz 80

B.2.8 Frekvence vstupního signálu 5000 Hz 81
B.3 Porovnání průběhů dvou různých zapojení 82
B.3.1 Časový průběh vstupního napětí a proudu 82
B.3.2 Časový průběh vypočteného odporu zátěže 83
B.3.3 Časový průběh napětí na hradlech výkonových tranzistorů . . 84

A Návrh DPS regulačního obvodu

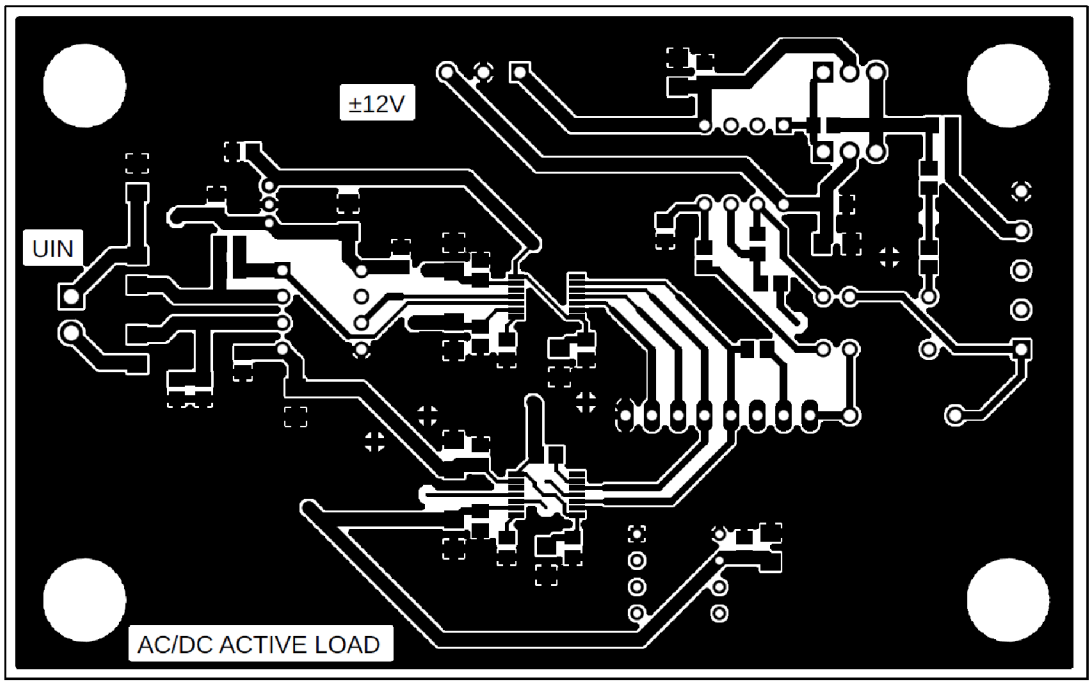
A.1 Schéma zapojení



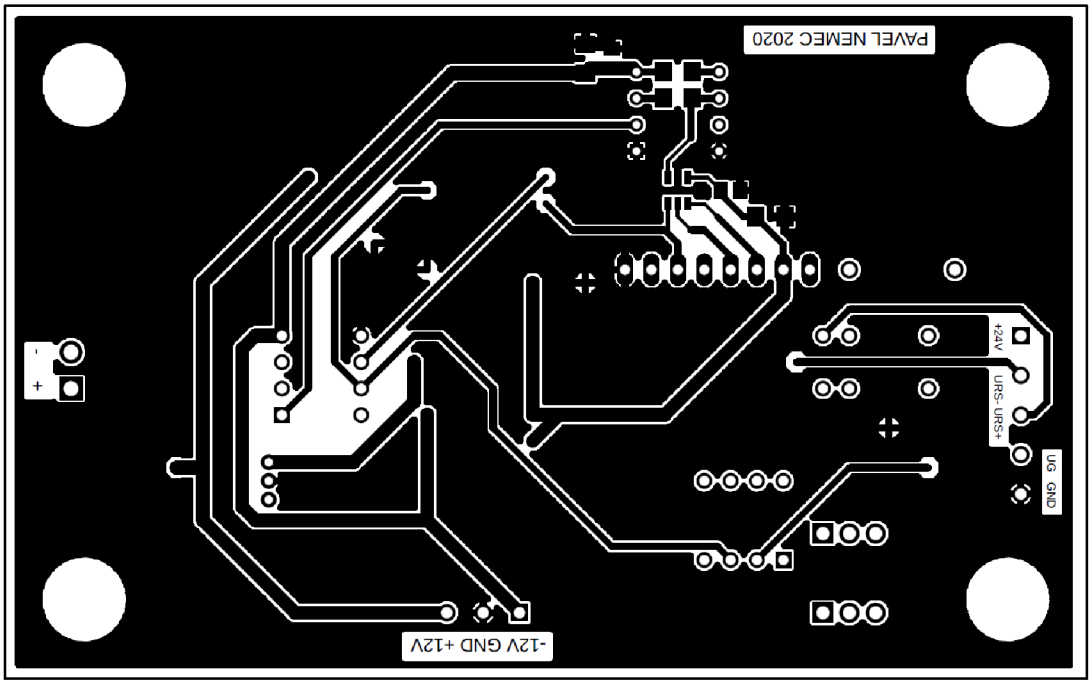

RMS - DC
SNÍMÁNÍ NAPĚTÍ
IC2
AD736JNZ
ADC
IC3
ADCS7476AIMFX_NOPB
3V3
IC4
L78L33ACZ
MOUNT-HOLE3.0
DIGITÁLNÍ POTENCIOMETRY
S SPI V DAISY CHAIN ZAPOJENÍ
P11
P12
IC11
IC1
AD5293BRUZ-20-RL7
SPI
PŘIPOJENÍ K MCU
22-23-2081
Load
22/05/2020 14:17
Sheet: 2/2

A.2 Layout

A.2.1 TOP

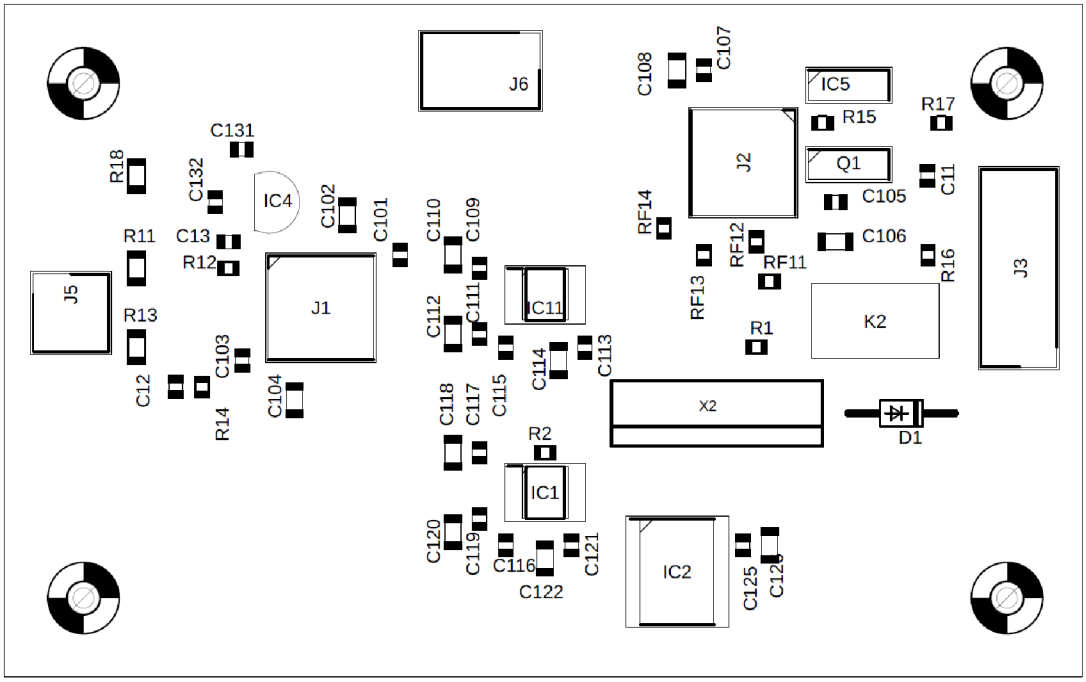


A.2.2 BOTTOM

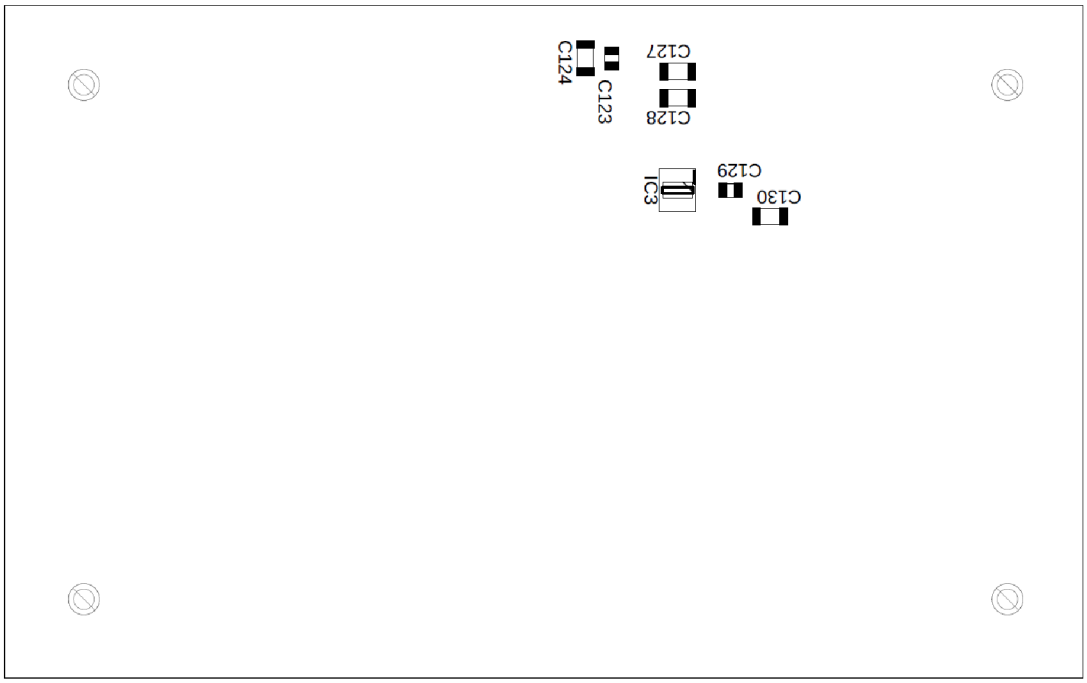


A.3 Osazení

A.3.1 TOP



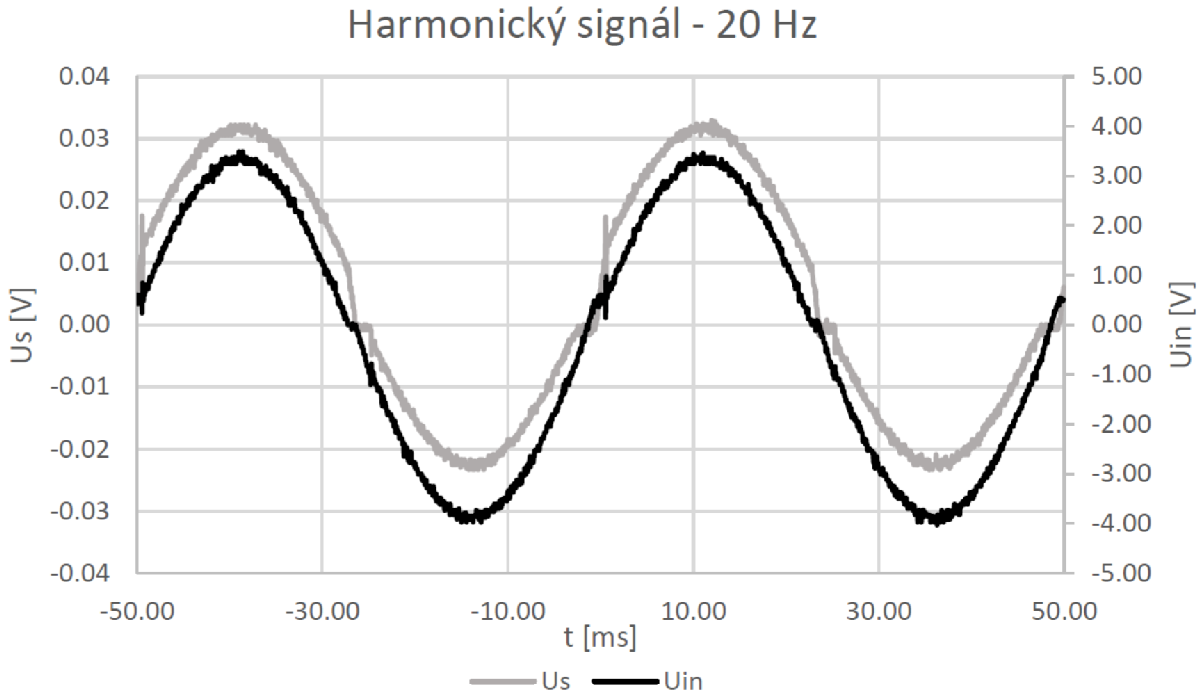
A.3.2 BOTTOM



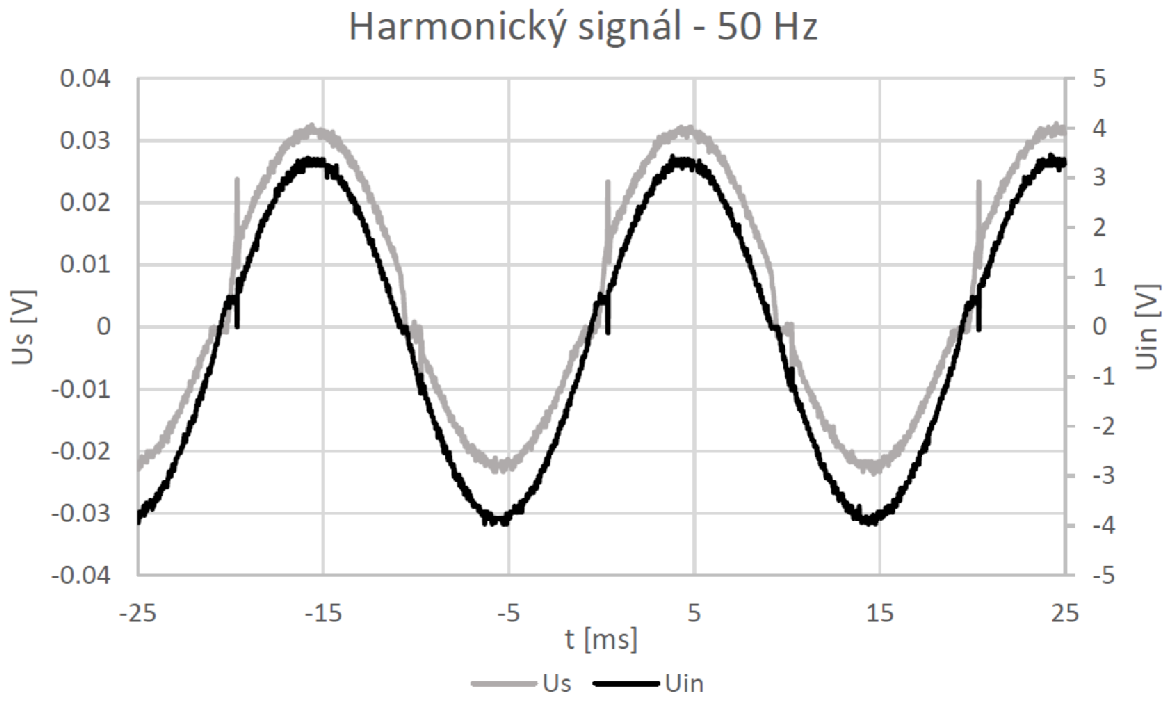
B Grafy hodnot naměřených na prototypu

B.1 Časové průběhy vstupního napětí a proudu

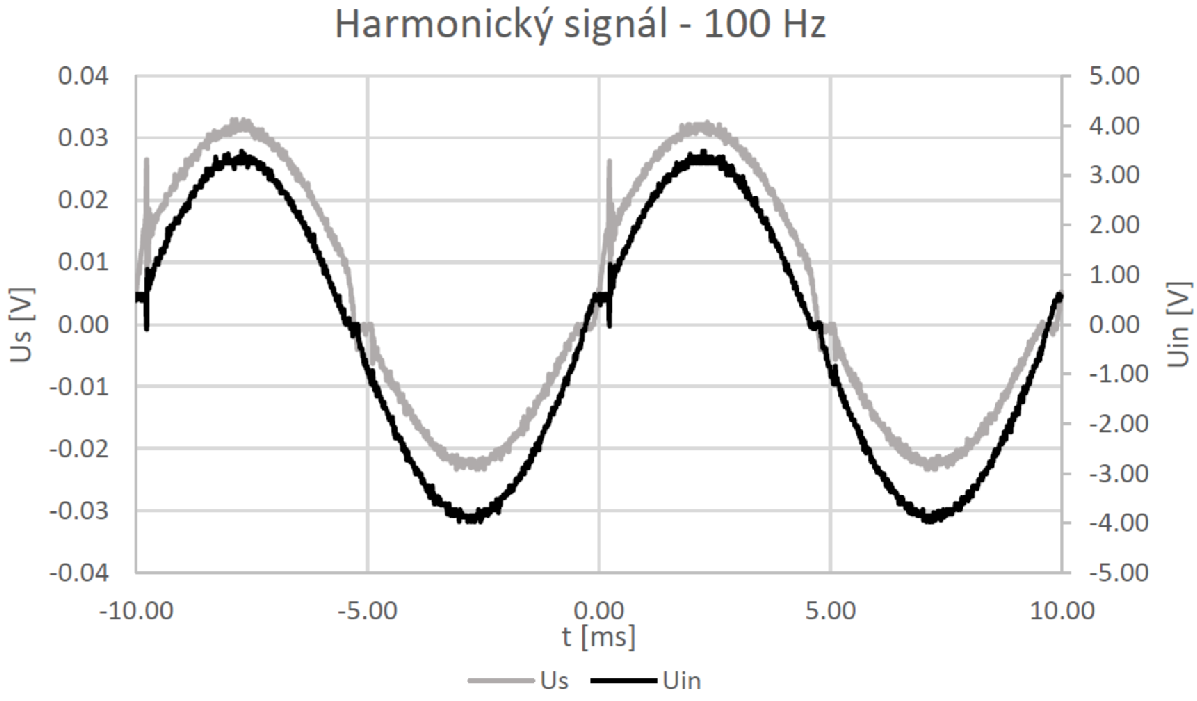
B.1.1 Frekvence vstupního signálu 20 Hz



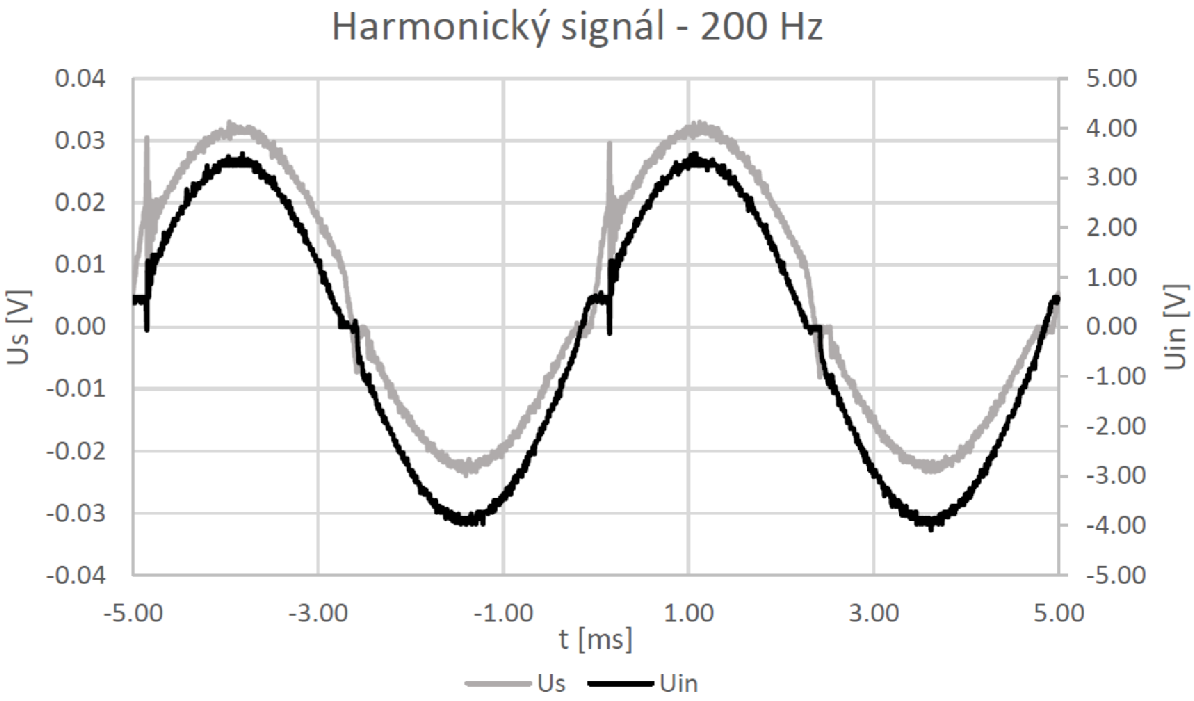
B.1.2 Frekvence vstupního signálu 50 Hz



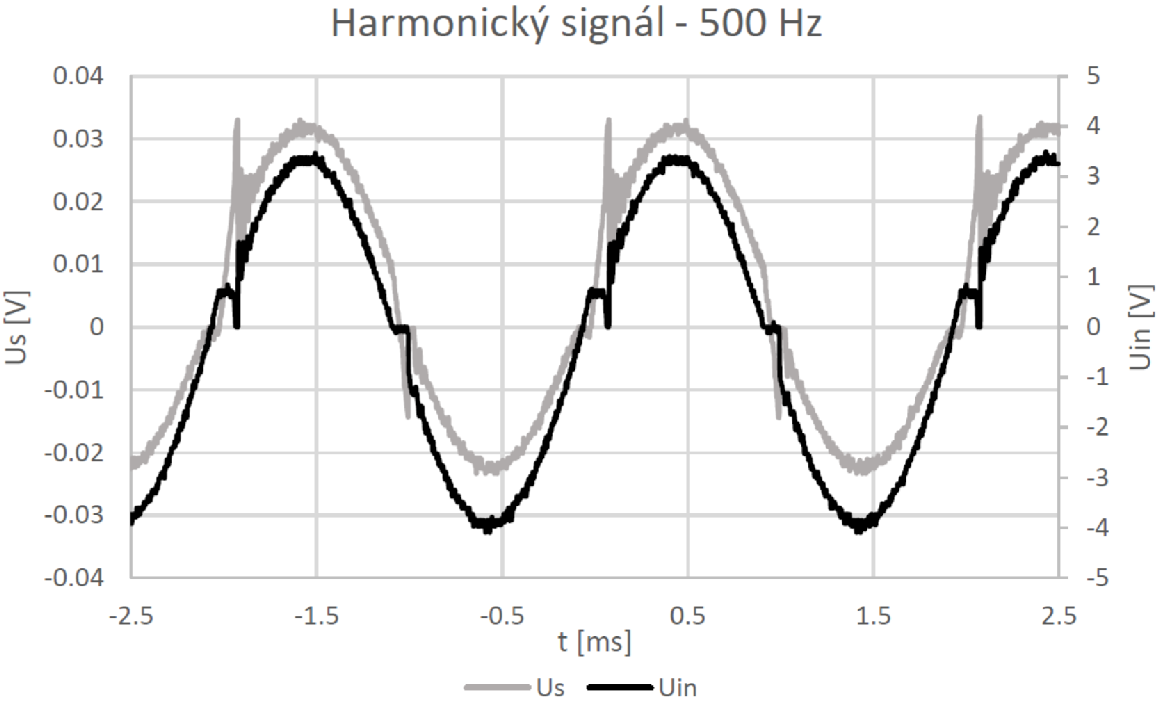
B.1.3 Frekvence vstupního signálu 100 Hz



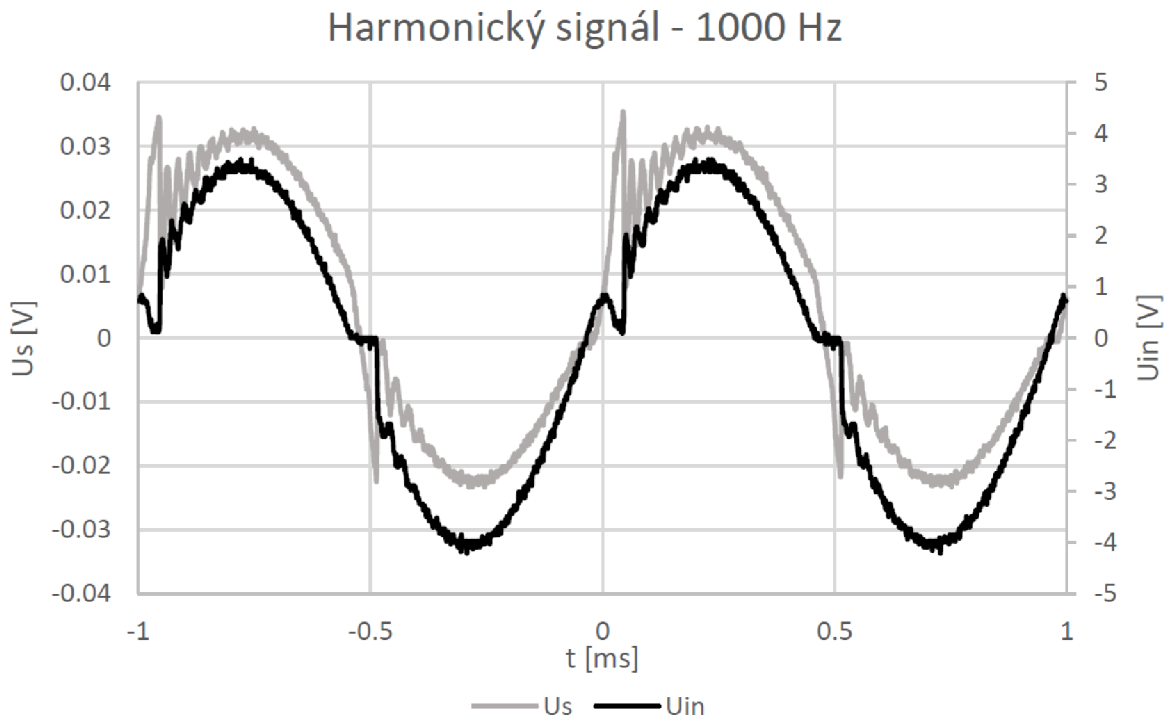
B.1.4 Frekvence vstupního signálu 200 Hz



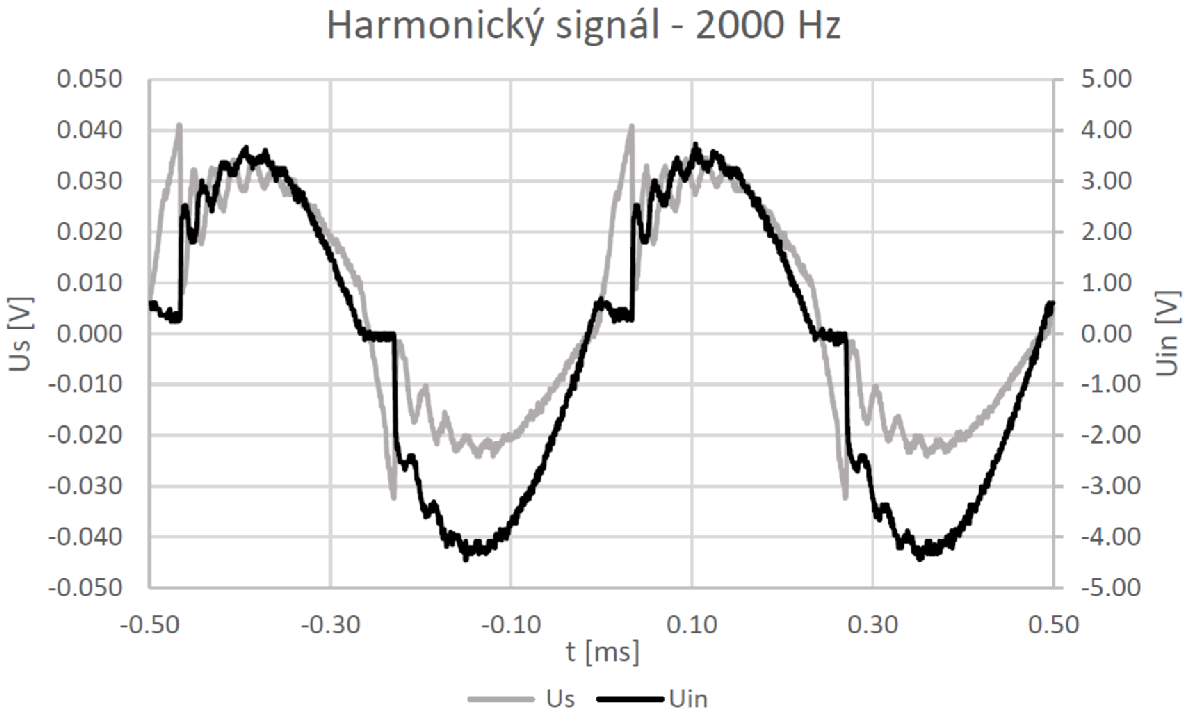
B.1.5 Frekvence vstupního signálu 500 Hz



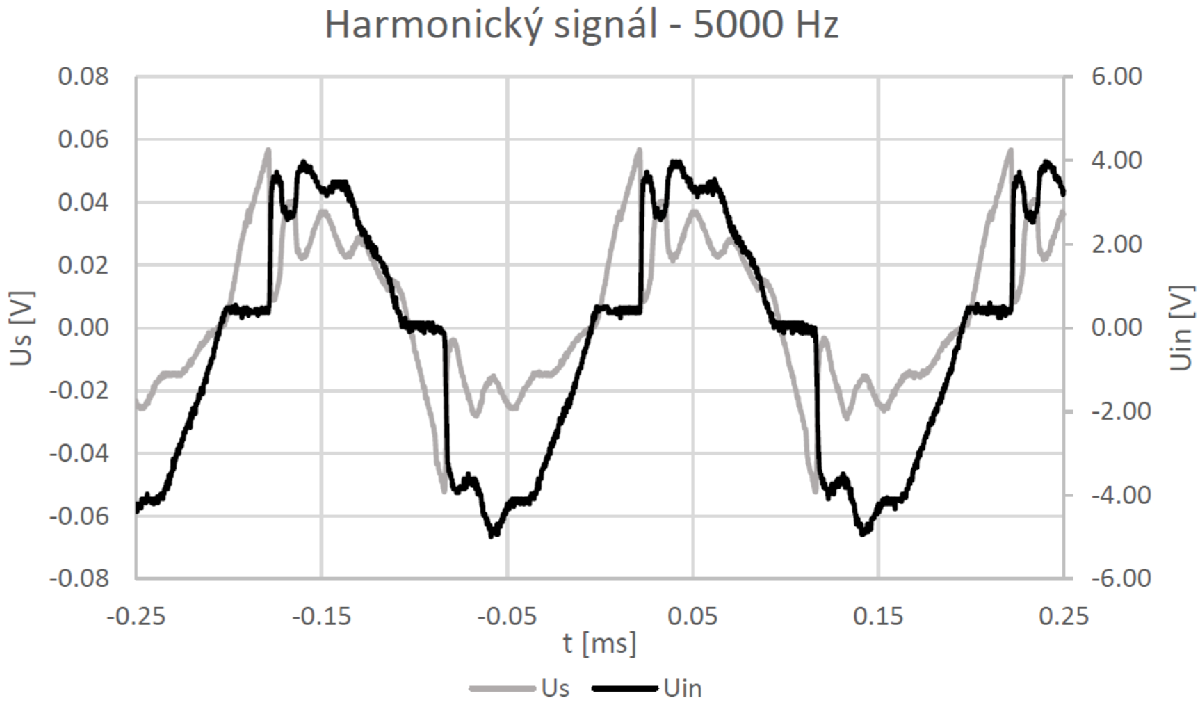
B.1.6 Frekvence vstupního signálu 1000 Hz



B.1.7 Frekvence vstupního signálu 2000 Hz

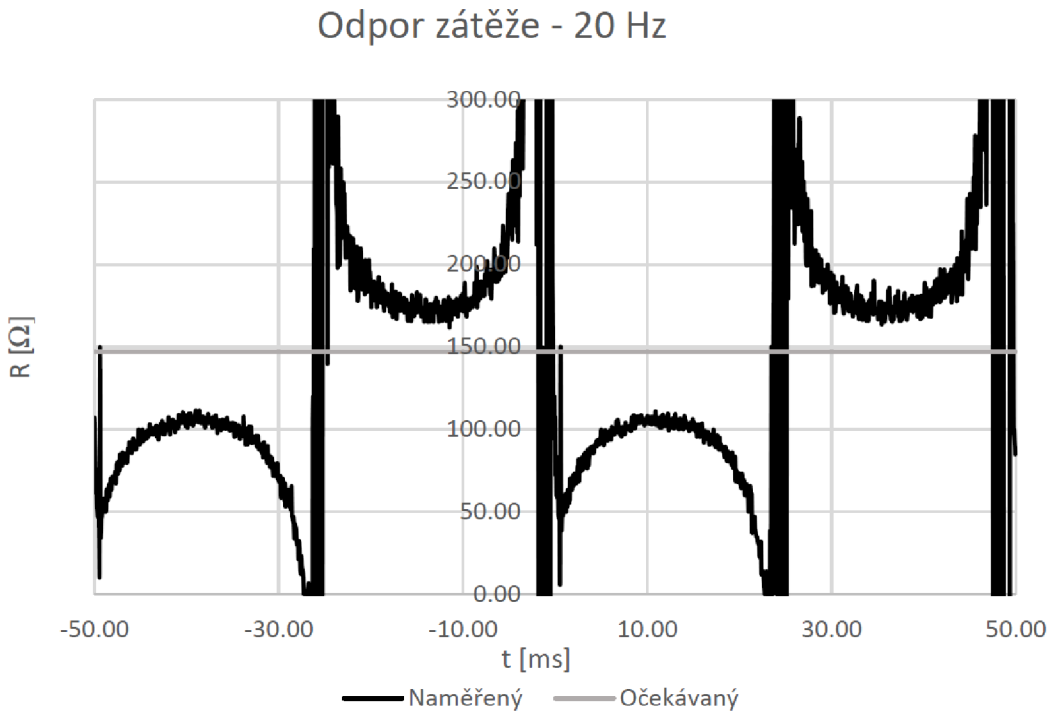


B.1.8 Frekvence vstupního signálu 5000 Hz

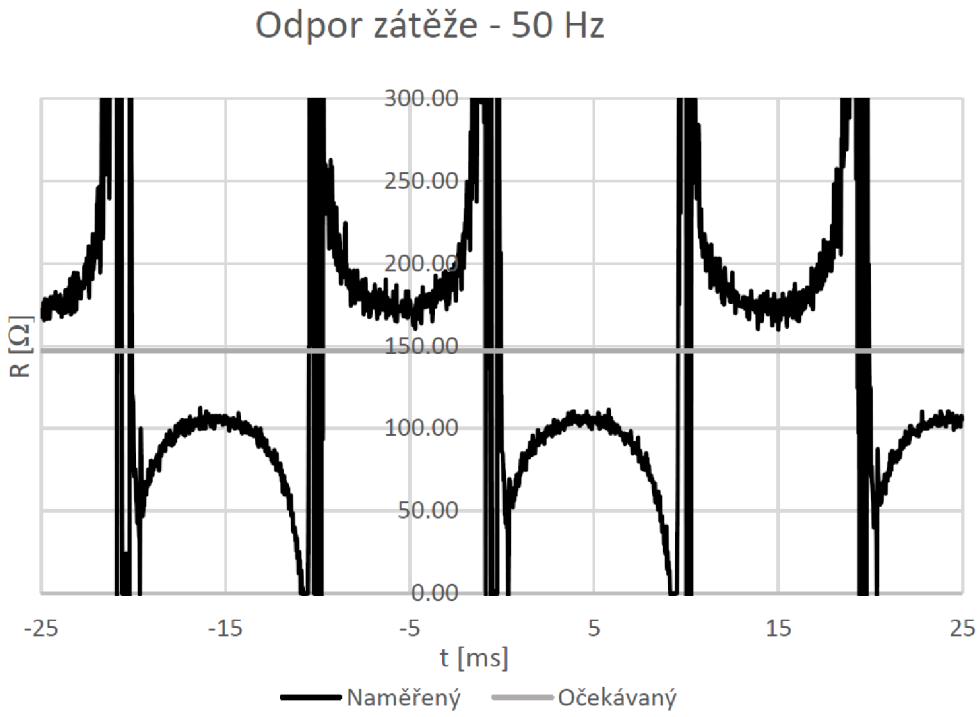


B.2 Časové průběhy vypočteného odporu zátěže

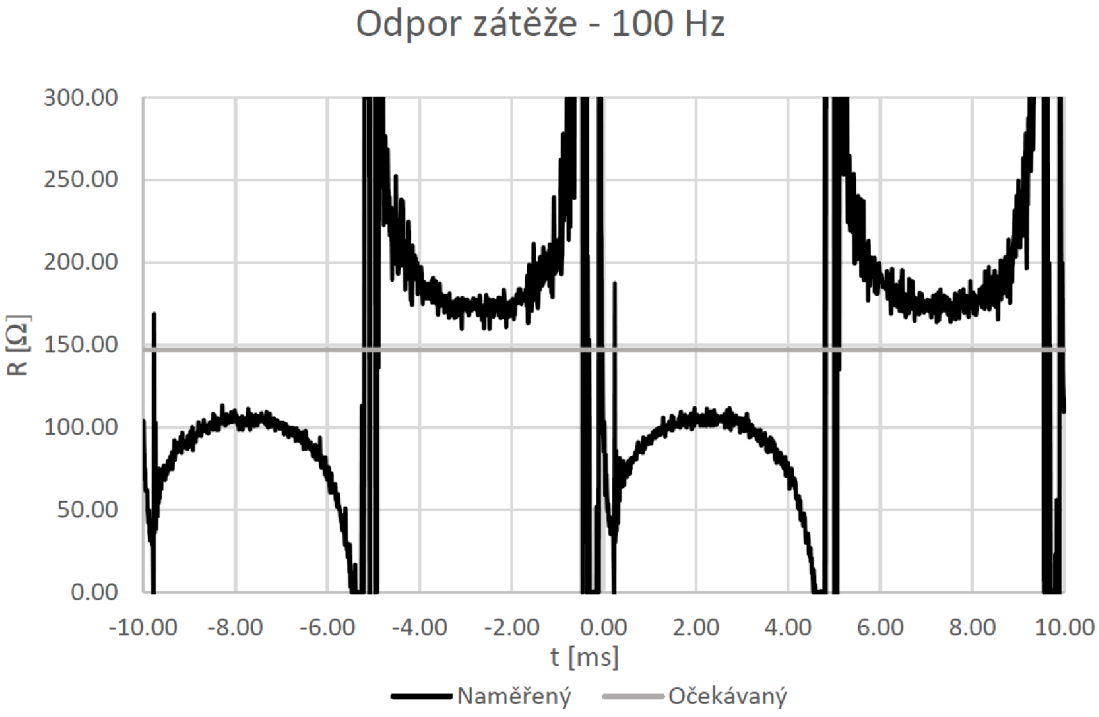
B.2.1 Frekvence vstupního signálu 20 Hz



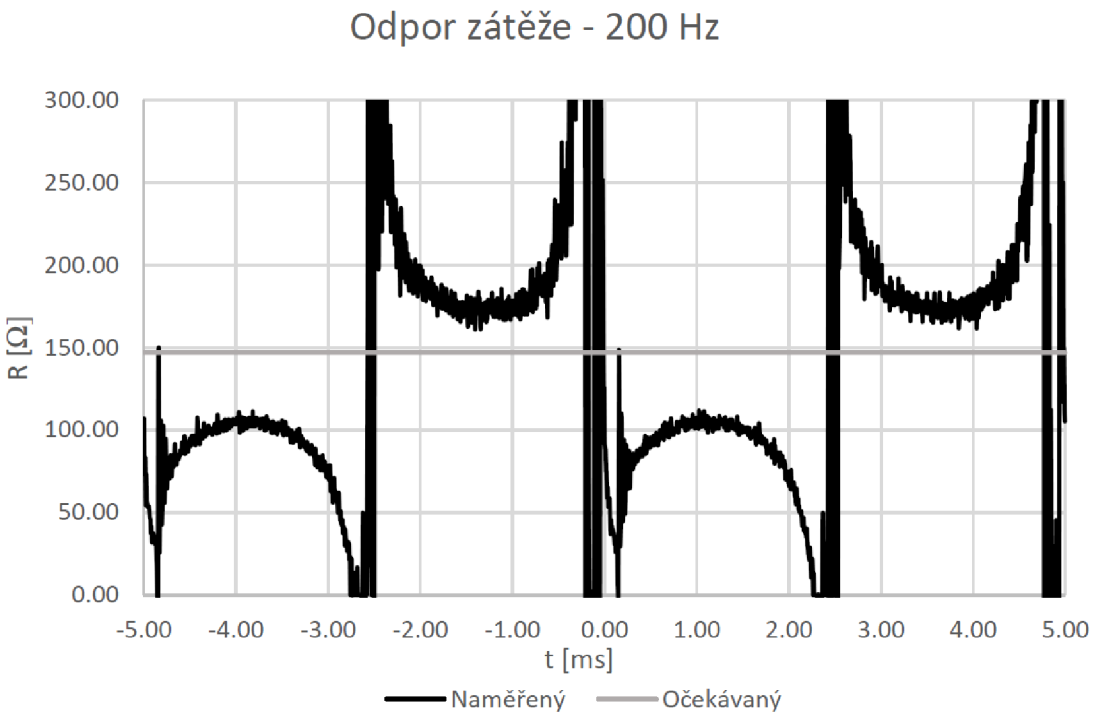
B.2.2 Frekvence vstupního signálu 50 Hz



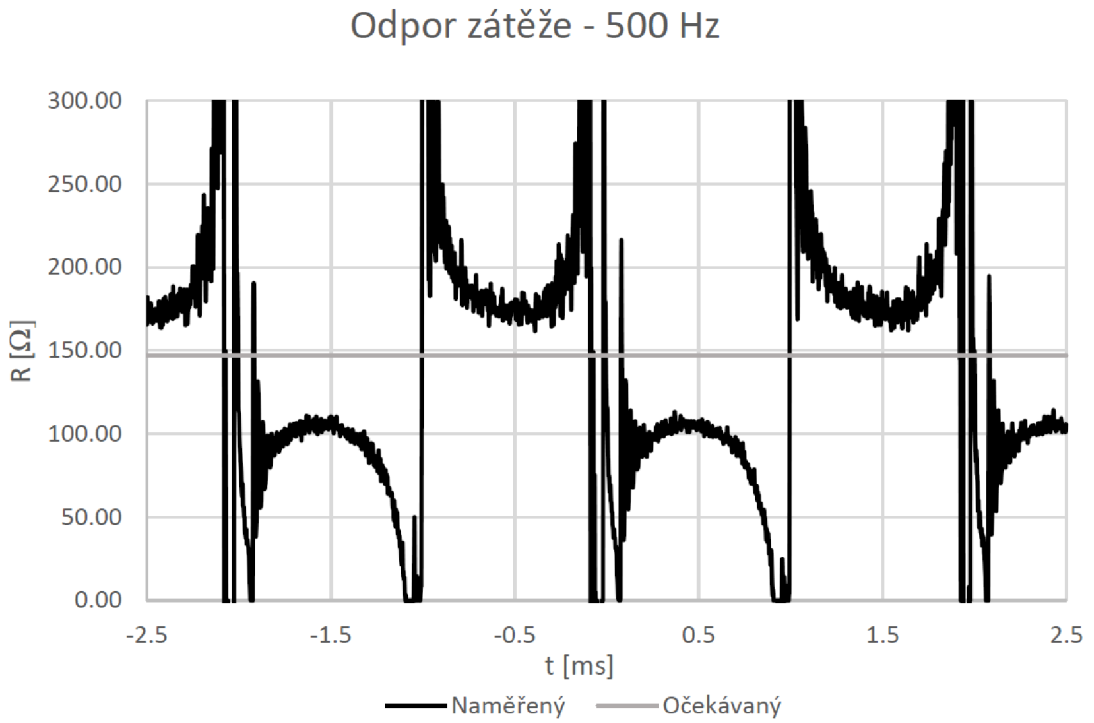
B.2.3 Frekvence vstupního signálu 100 Hz



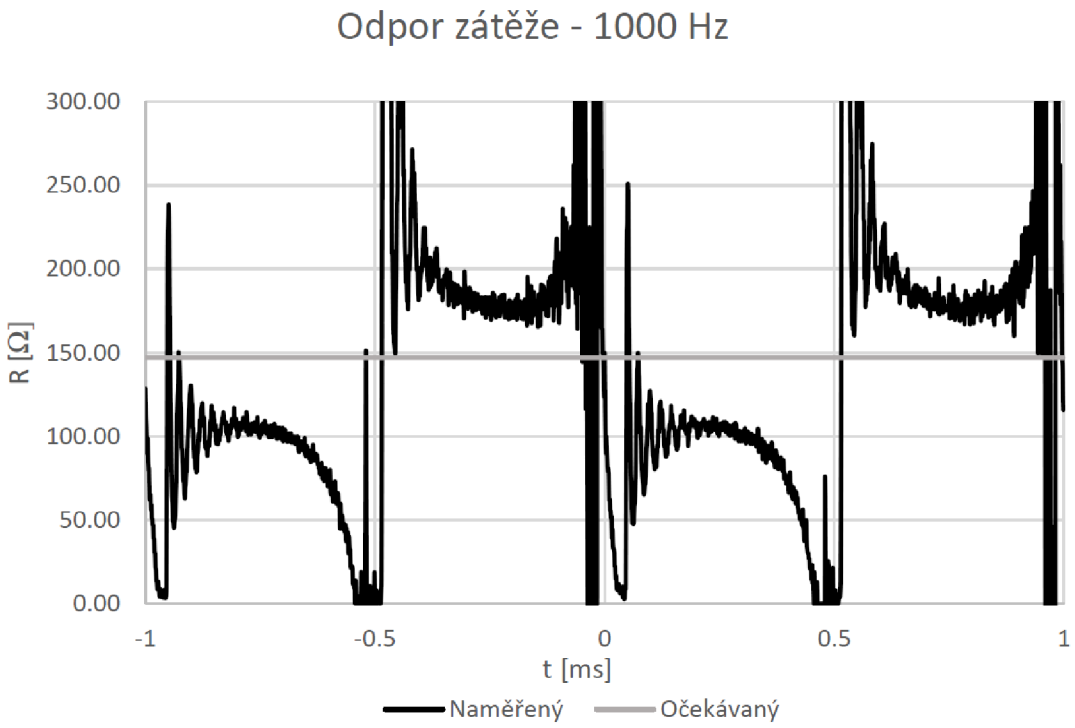
B.2.4 Frekvence vstupního signálu 200 Hz



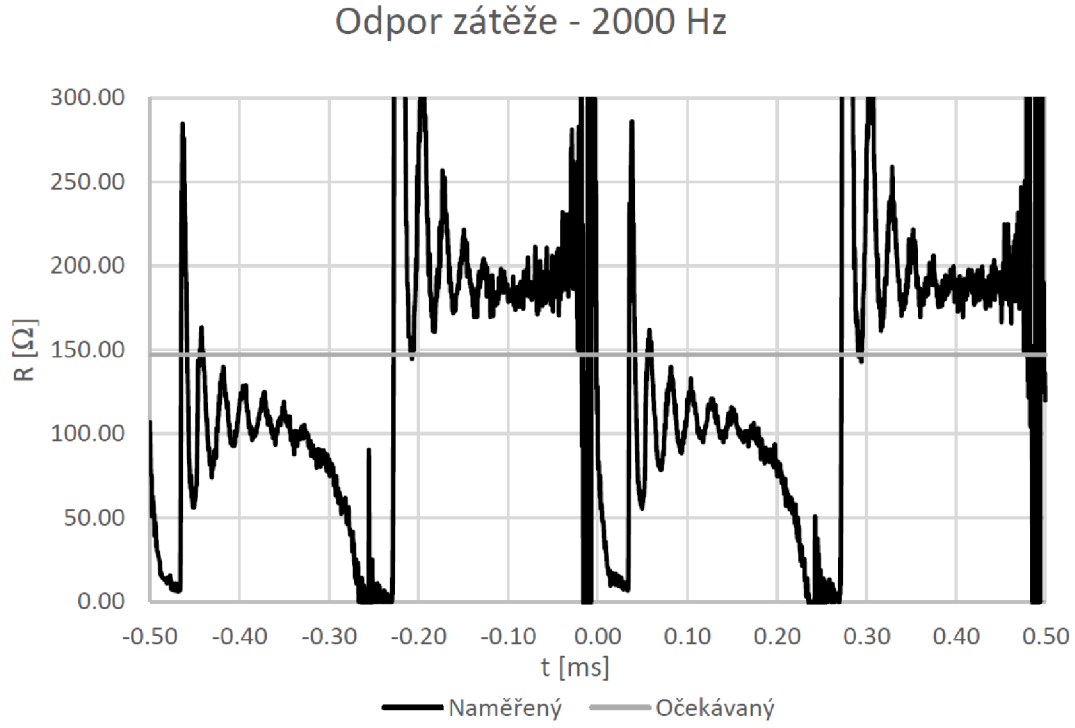
B.2.5 Frekvence vstupního signálu 500 Hz



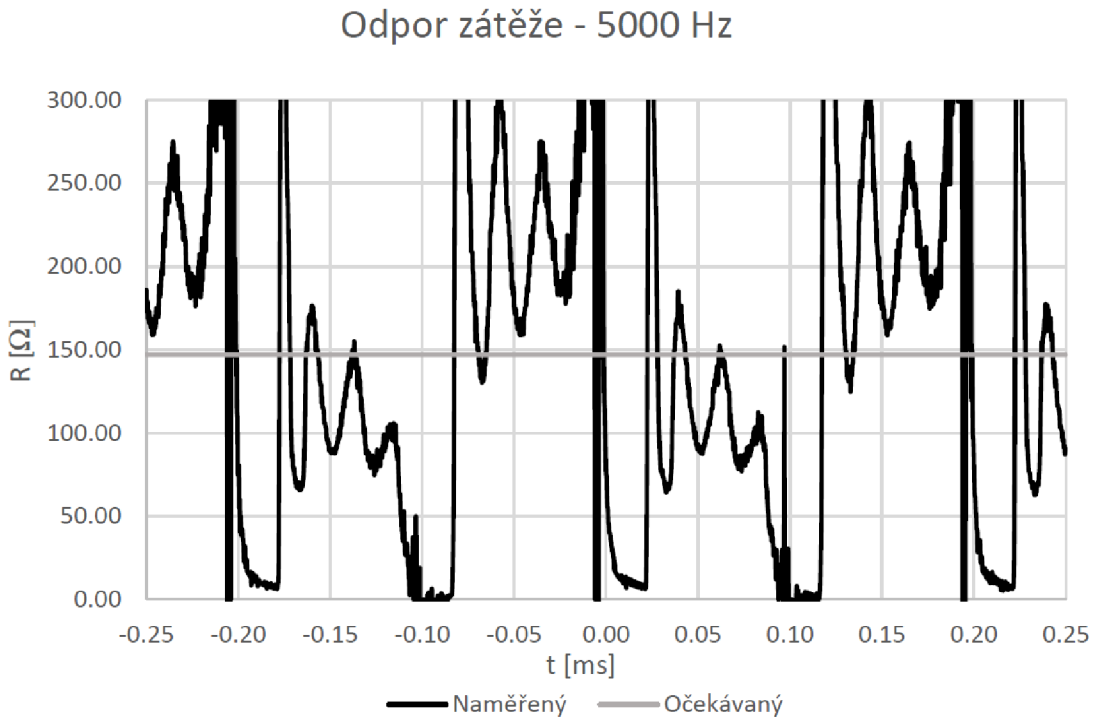
B.2.6 Frekvence vstupního signálu 1000 Hz



B.2.7 Frekvence vstupního signálu 2000 Hz

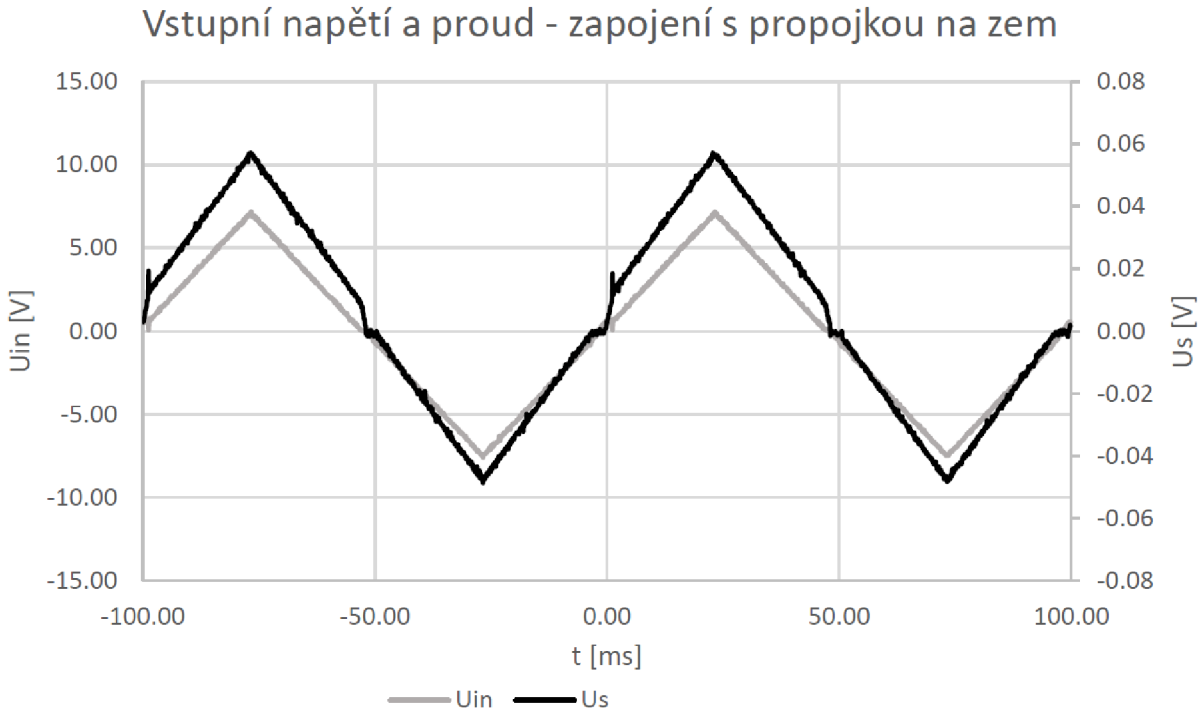


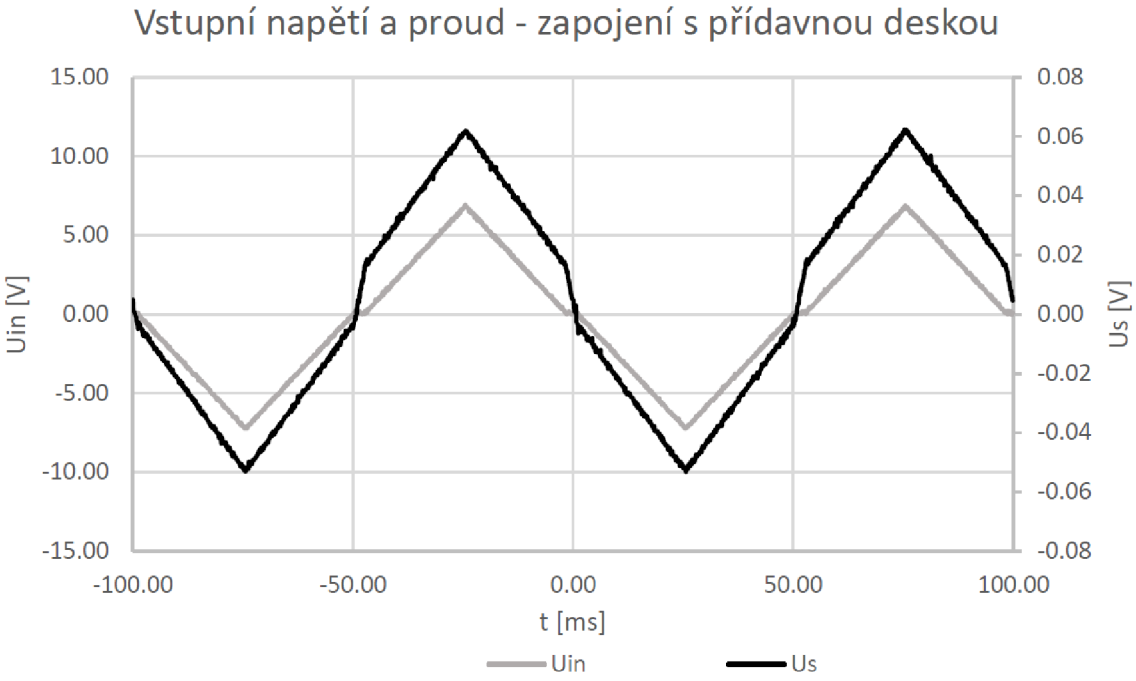
B.2.8 Frekvence vstupního signálu 5000 Hz



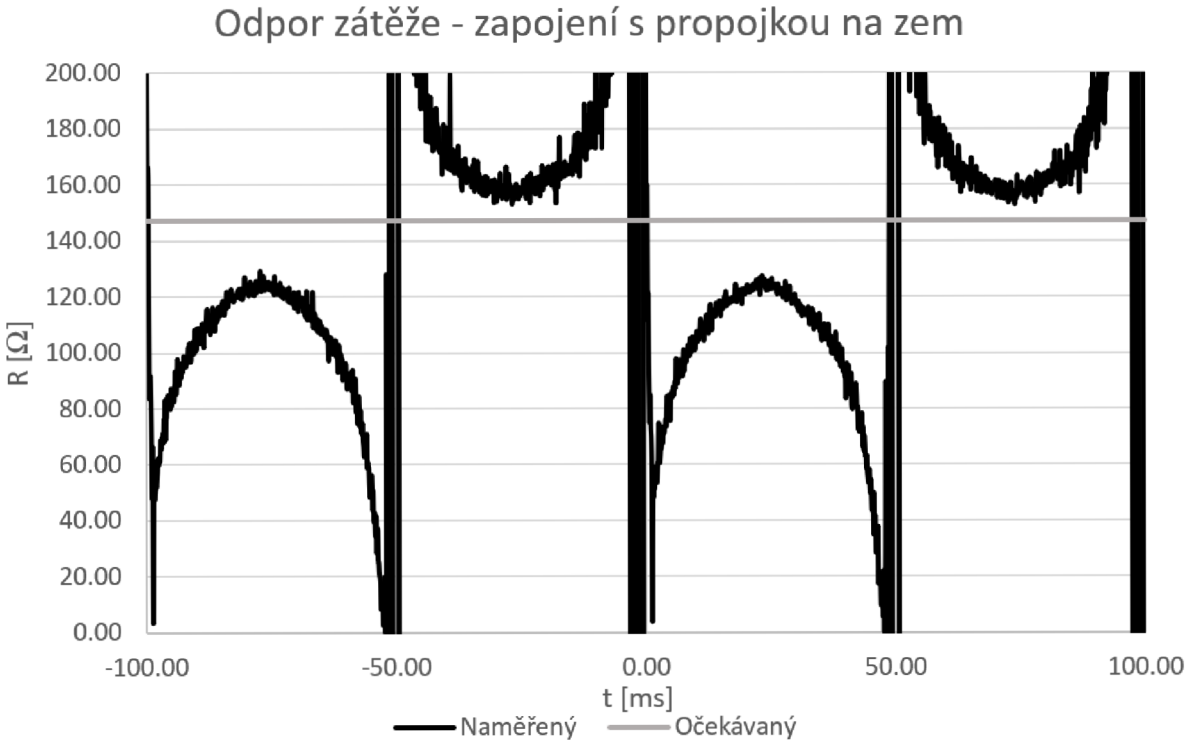
B.3 Porovnání průběhů dvou různých zapojení

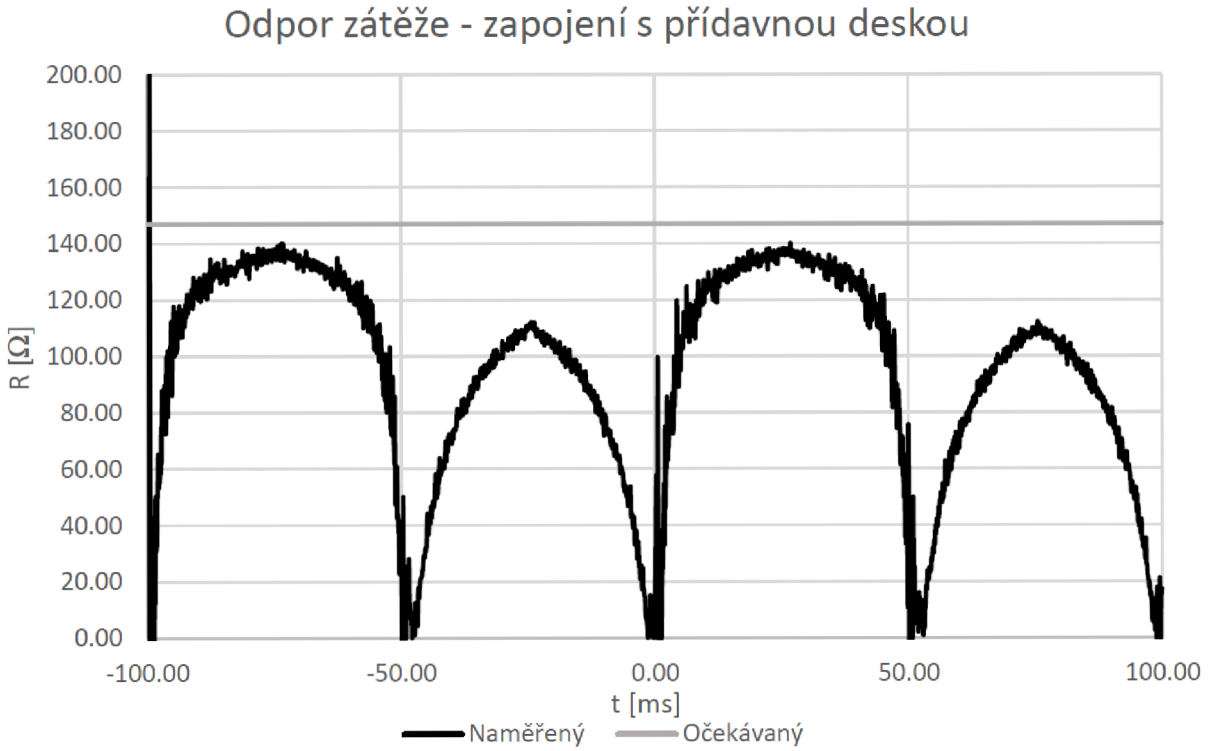
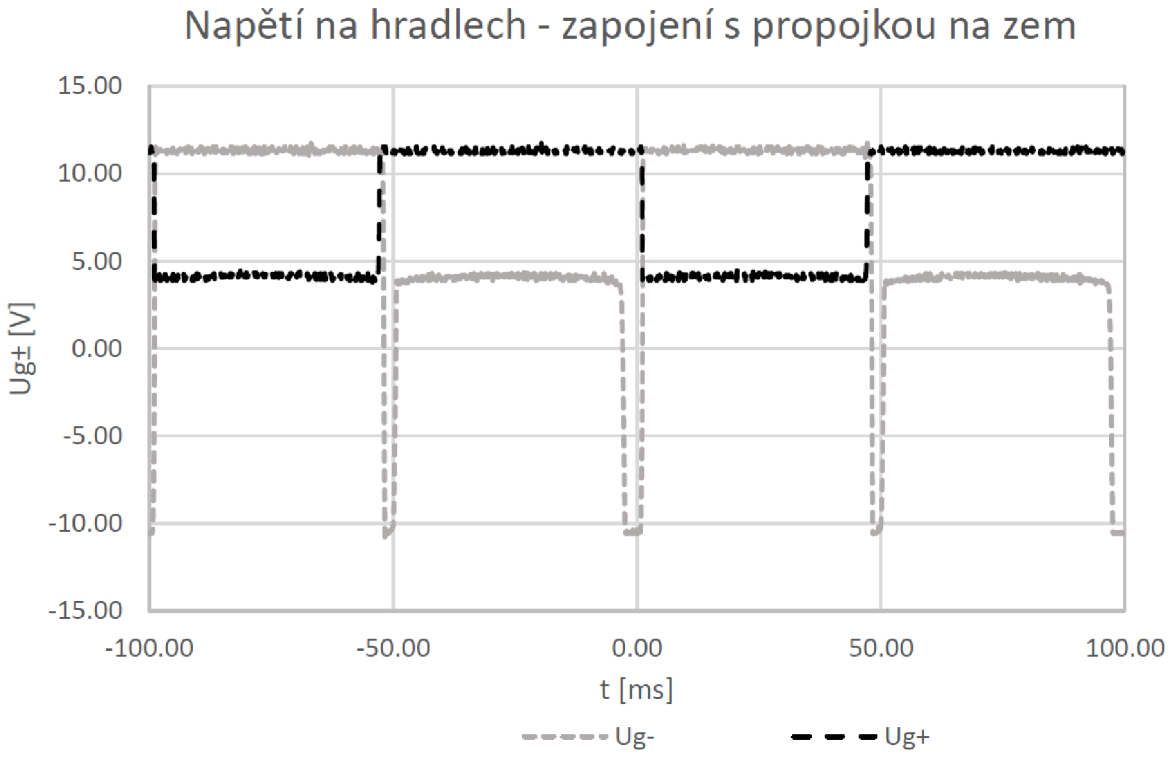
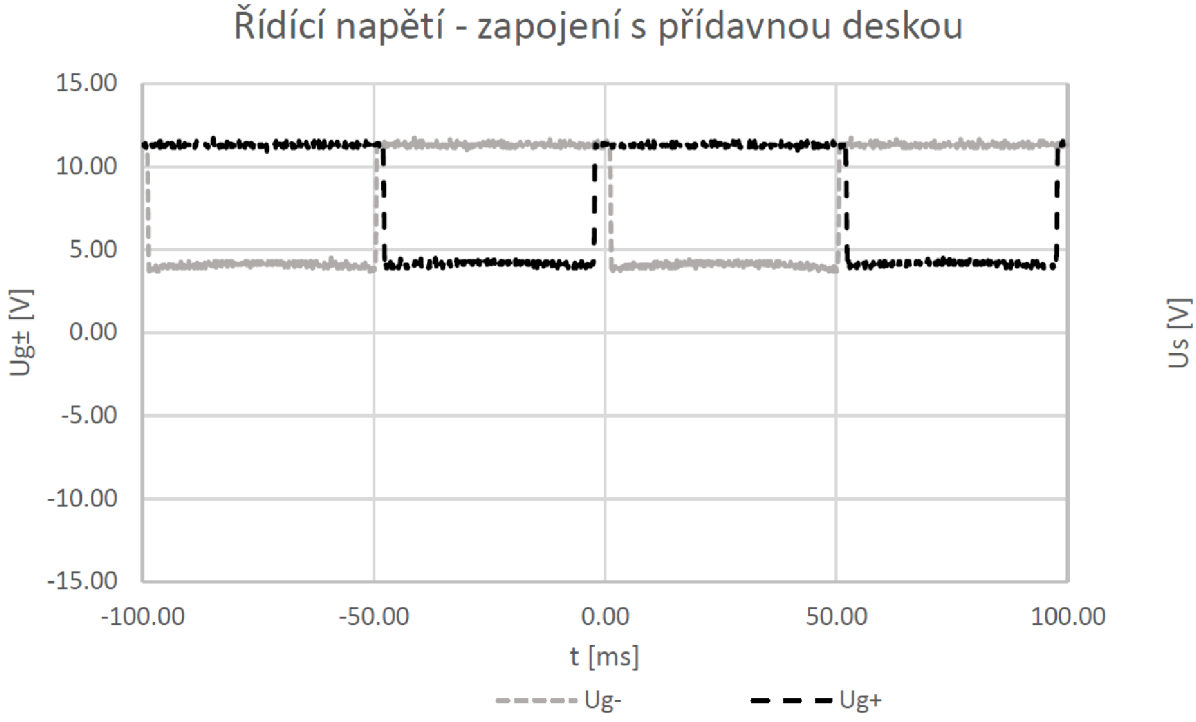
B.3.1 Časový průběh vstupního napětí a proudu





B.3.2 Časový průběh vypočteného odporu zátěže





B.3.3 Časový průběh napětí na hradlech výkonových tranzistorů