

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

SÍŤOVÝ SPÍNANÝ ZDROJ

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

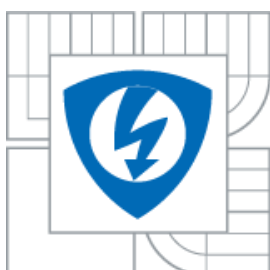
MARTIN FOLPRECHT

BRNO 2015



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNologiÍ**

**ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY
A ELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC
ENGINEERING

SÍŤOVÝ SPÍNANÝ ZDROJ

SWITCH MODE POWER SUPPLY

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

MARTIN FOLPRECHT

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Dr. Ing. MIROSLAV PATOČKA



**VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ**

**Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

Student: Martin Folprecht

ID: 154720

Ročník: 3

Akademický rok: 2014/2015

NÁZEV TÉMATU:

Síťový spínaný zdroj

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Analyzujte jednočinný propustný měnič s impulsním transformátorem, který bude pracovat jako síťový spínaný zdroj. Měnič bude sloužit jako laboratorní přípravek do výuky. Parametry měniče: vstupní střídavé napětí 230V/50Hz, výstupní stejnosměrné napětí regulovatelné v rozsahu 0 až 24V, maximální hodnota výstupního proudu 10A, nastavitelné proudové omezení.
2. Navrhněte obvodově i konstrukčně výkonové i řídicí obvody zdroje.
3. Celý zdroj realizujte a experimentálně ověřte jeho vlastnosti

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Patočka M.: Magnetické jevy a obvody. VUTIUM, Brno, 2011.
- [2] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.1. Skriptum, FEKT, VUT Brno.
- [3] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.2. Skriptum, FEKT, VUT Brno.

Termín zadání: 22. 9. 2014

Termín odevzdání: 2. 6. 2015

Vedoucí práce: doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka

Konzultanti bakalářské práce:

doc. Ing. Petr Toman, Ph.D.

předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Tato práce se zabývá problematikou síťového spínaného zdroje. Cílem této práce je návrh, konstrukce a ověření funkčnosti spínaného zdroje, který bude sloužit jako laboratorní přípravek.

Abstract

This semestral thesis deals with issues of a switch mode power supply. The aim of this semestral thesis is the design, construction and testing of the switch mode power supply, which will be used as a laboratory tool.

Klíčová slova

Síťový spínaný zdroj; laboratorní přípravek; napájecí zdroj; DC/DC měnič

Keywords

Switch mode power supply; laboratory tool; power supply unit; DC/DC converter

Bibliografická citace

FOLPRECHT, M. *Síťový spínaný zdroj*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 57 s. Vedoucí bakalářské práce doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou semestrální práci na téma Sítový spínaný zdroj jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrální 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 semestrální práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této semestrální práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

V Brně dne

Podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu semestrální práce doc. Dr. Ing. Miroslavu Patočkovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé semestrální práce.

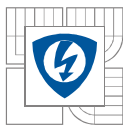
V Brně dne

Podpis autora



Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ.....	9
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	11
1 ÚVOD, DEFINICE A KLASIFIKACE MĚNIČŮ	14
1.1 ÚVOD.....	14
1.2 DEFINICE MĚNIČE	14
1.3 KLASIFIKACE MĚNIČŮ	14
2 ANALÝZA ČINNOSTI SPÍNANÉHO ZDROJE.....	15
2.1 ÚVODNÍ PROBLEMATIKA	15
2.2 PRINCIP ČINNOSTI SPÍNANÉHO ZDROJE.....	16
3 NÁVRH JEDNOTLIVÝCH FUNKČNÍCH CELKŮ	18
3.1 NÁVRH LC-FILTRU	18
3.1.1 NÁVRH TLUMIVKY	18
3.1.2 NÁVRH FILTRAČNÍHO KONDENZÁTORU	20
3.2 NÁVRH TRANSFORMÁTORU	20
3.3 NAPĚŤOVÉ A PROUDOVÉ DIMENZOVÁNÍ POLOVODIČŮ	22
3.3.1 NAPĚŤOVÉ A PROUDOVÉ DIMENZOVÁNÍ SPÍNACÍCH TRANZISTORŮ	22
3.3.2 NAPĚŤOVÉ A PROUDOVÉ DIMENZOVÁNÍ PRIMÁRNÍCH NULOVÝCH DIOD	22
3.3.3 NAPĚŤOVÉ A PROUDOVÉ DIMENZOVÁNÍ SEKUNDÁRNÍHO USMĚRŇOVAČE	22
3.4 NÁVRH BUDIČE SPÍNACÍHO TRANZISTORU	23
3.5 NÁVRH DVOJPULSNÍHO USMĚRŇOVAČE	25
3.5.1 ÚVODNÍ PROBLEMATIKA	25
3.5.2 VLASTNÍ NÁVRH USMĚRŇOVAČE.....	26
3.6 NÁVRH ŘÍDICÍCH OBVODŮ.....	27
3.6.1 ÚVODNÍ PROBLEMATIKA	27
3.6.2 ROZDĚLENÍ PWM MODULÁTORŮ	29
3.6.3 ZPŮSOBY ZPĚTNOVAZEBNÍ REGULACE VÝSTUPNÍCH VELIČIN.....	30
3.6.4 VLASTNÍ NÁVRH REGULAČNÍCH OBVODŮ	34
3.6.5 NÁVRH PWM MODULÁTORU.....	34
3.7 NÁVRH NAPÁJECÍHO ZDROJE REGULAČNÍCH OBVODŮ	35
4 CHLAZENÍ SPÍNACÍCH PRVKŮ	36
4.1 ÚVODNÍ PROBLEMATIKA	36
4.2 PŘEPÍNACÍ ZTRÁTY VE VÝKONOVÉM TRANZISTORU	37
4.3 VÝPOČET ZTRÁT VEDENÍM VE SPÍNACÍCH PRVCÍCH	38
4.3.1 VÝPOČET ZTRÁT VEDENÍM VE SPÍNACÍCH TRANZISTORECH.....	38
4.3.2 VÝPOČET ZTRÁT VEDENÍM V PRIMÁRNÍCH NULOVÝCH DIODÁCH	39
4.3.3 VÝPOČET ZTRÁT VEDENÍM V SEKUNDÁRNÍM USMĚRŇOVAČI.....	39
4.3.4 VÝPOČET ZTRÁT VEDENÍM V NAPĚŤOVÉM STABILIZÁTORU.....	39
4.4 VÝPOČET TEPELNÉHO ODPORU CHLADIČE	40
4.4.1 VÝPOČET TEPELNÉHO ODPORU CHLADIČE SPÍNACÍCH TRANZISTORŮ	40



4.4.2 VÝPOČET TEPELNÉHO ODPORU CHLADIČE PRIMÁRNÍCH NULOVÝCH DIOD	40
4.4.3 VÝPOČET TEPELNÉHO ODPORU CHLADIČE SEKUNDÁRNÍHO USMĚRŇOVAČE	41
4.4.4 VÝPOČET TEPELNÉHO ODPORU CHLADIČE NAPĚŤOVÉHO STABILIZÁTORU	41
5 REALIZACE SPÍNANÉHO ZDROJE A ZÁZNAMY Z MĚŘENÍ.....	41
5.1 DESKA PLOŠNÝCH SPOJŮ	41
5.2 ZÁZNAMY Z MĚŘENÍ	42
6 ZÁVĚR.....	54
LITERATURA	56
PŘÍLOHY	57



SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obr. 2.2-1: Základní schéma zapojení výkonové části spínaného zdroje (převzato z [4])</i>	16
<i>Obr. 2.2-2: Průběhy důležitých veličin spínaného zdroje (převzato z [4])</i>	17
<i>Obr. 2.2-3: Skutečný průběh proudu nulovou diodou (převzato z [4])</i>	18
<i>Obr. 3.4-1: Schéma budiče tranzistoru MOS-FET (převzato z [4])</i>	23
<i>Obr. 3.4-2: Průběhy primárního napětí a magnetizačního proudu v budiči (převzato z [4])</i>	23
<i>Obr. 3.5.1-1: Schéma usměrňovače (převzato z [6])</i>	25
<i>Obr. 3.5.1-2: Průběhy napětí a proudu v usměrňovači (převzato z [6])</i>	26
<i>Obr. 3.6.1-1: Zjednodušené schéma měniče s řídicími obvody na primární straně (převzato z [4])</i>	28
<i>Obr. 3.6.2-1: Průběhy napětí při PWM</i>	29
<i>Obr. 3.6.3-1: Náhrada měniče spínačem a LC-filtrem (převzato z [4])</i>	30
<i>Obr. 3.6.3-2: Přímá regulace výstupního napětí bez proudového omezení (převzato z [4])</i>	31
<i>Obr. 3.6.3-3: Přímá regulace napětí s paralelním regulátorem proudu (převzato z [4])</i>	32
<i>Obr. 3.6.3-4: Přímá regulace proudu bez napěťové regulace (převzato z [4])</i>	32
<i>Obr. 3.6.3-5: Přímá regulace proudu s napěťovou kompenzací (převzato z [4])</i>	33
<i>Obr. 3.6.3-6: Kaskádní regulace napětí s podržanou proudovou smyčkou (převzato z [4])</i>	33
<i>Obr. 3.6.5-1: Schéma zapojení PWM modulátoru (převzato z [11])</i>	35
<i>Obr. 3.7-1: Schéma napájecího zdroje regulačních obvodů (převzato z [8])</i>	36
<i>Obr. 4.2-1: Průběhy napětí, proudu a výkonu při vypínání tranzistoru (převzato z [9])</i>	37
<i>Obr. 4.4-1: Tepelné schéma chlazení jedné součástky na jednom chladiči (převzato z [9])</i>	40
<i>Obr. 4.4.3-1: Tepelné schéma chlazení dvou součástek jedním chladičem (převzato z [9])</i>	41
<i>Obr. 5.2-1: Průběh pilovitého napětí vnitřního oscilátoru PWM modulátoru</i>	42
<i>Obr. 5.2-2: Budicí signál výkonového tranzistoru ve stavu naprázdno</i>	42
<i>Obr. 5.2-3: Náběžná hrana budicího signálu výkonového tranzistoru ve stavu naprázdno</i>	43
<i>Obr. 5.2-4: Sestupná hrana budicího signálu výkonového tranzistoru ve stavu naprázdno</i>	43
<i>Obr. 5.2-5: Budicí signál výkonového tranzistoru při zatížení</i>	44
<i>Obr. 5.2-6: Náběžná hrana budicího signálu výkonového tranzistoru při zatížení</i>	44
<i>Obr. 5.2-7: Sestupná hrana budicího signálu výkonového tranzistoru při zatížení</i>	45
<i>Obr. 5.2-8: Napětí na sekundární straně budicího transformátoru</i>	45
<i>Obr. 5.2-9: Náběžná hrana napětí na sekundární straně budicího transformátoru</i>	46
<i>Obr. 5.2-10: Sestupná hrana napětí na sekundární straně budicího transformátoru</i>	46
<i>Obr. 5.2-11: Napětí U_{DS} na výkonovém tranzistoru při zatížení</i>	47
<i>Obr. 5.2-12: Náběžná hrana napětí U_{DS} na výkonovém tranzistoru při zatížení</i>	47



<i>Obr. 5.2-13: Sestupná hrana napětí U_{DS} na výkonovém tranzistoru při zatížení</i>	48
<i>Obr. 5.2-14: Sekundární napětí výkonového impulsního transformátoru</i>	48
<i>Obr. 5.2-15: Náběžná hrana sekundárního napětí impulsního transformátoru</i>	49
<i>Obr. 5.2-16: Sestupná hrana sekundárního napětí impulsního transformátoru</i>	49
<i>Obr. 5.2-17: Průběh napětí na sekundární nulové diodě</i>	50
<i>Obr. 5.2-18: Náběžná hrana napětí na sekundární nulové diodě</i>	50
<i>Obr. 5.2-19: Sestupná hrana napětí na sekundární nulové diodě</i>	51
<i>Obr. 5.2-20: Výstupní napětí spínaného zdroje</i>	51
<i>Obr. 5.2-21: Výstupní napětí spínaného zdroje ve větším rozlišení</i>	52
<i>Obr. 5.2-22: Odezva výstupního napětí na skokovou změnu proudu</i>	52
<i>Obr. 5.2-23: Detail odezvy výstupního napětí na skokovou změnu proudu</i>	53
<i>Obr. 5.2-24: Odezva výstupního napětí na skokové zvýšení a snížení proudu</i>	53
<i>Obr. 3.6.4-1: Celkové schéma regulačních obvodů spínaného zdroje</i>	57



SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Značka	Význam	Jednotka
A_L	konstanta feritového jádra	(nH N ⁻²)
B_{max}	maximální hodnota magnetické indukce	(T)
B_r	remanentní hodnota magnetické indukce	(T)
C	kapacita	(F)
d_{Cu}	průměr vodiče	(m)
EMC	elektromagnetická kompatibilita	
f, f_0	frekvence, vlastní frekvence	(Hz)
IO	integrovaný obvod	
$I_d, I_{stř}$	střední hodnota proudu	(A)
I_{ef}	efektivní hodnota proudu	(A)
IGBT	insulated gate bipolar transistor, bipolární tranzistor s izolovaným hradlem	
$I_{šp}$	špičková hodnota proudu	(A)
I_z	proud zátěže (výstupní proud)	(A)
I_μ	magnetizační proud	(A)
k	činitel vazby transformátoru	(-)
k_{pCu}	činitel plnění ve vinutí	(-)
k_{pFe}	činitel plnění v jádře	(-)
k_z	činitel zatížení (vinutí)	(-)
L	indukčnost	(H)
L_σ	rozptylová indukčnost	(H)
l_{Fe}	střední délka siločáry	(m)
l_v	délka vzduchové mezery	(m)
M	počet dílčích vodičů	(-)
MOS-FET	metal oxide semiconductor field effect transistor, unipolární tranzistor	
N	počet závitů	(-)
nf	nízkofrekvenční (signál)	
p	Laplaceův operátor	
P_{Cu}	ztrátový výkon ve vinutí	(W)
P_ζ, P_Z	činný výkon na zátěži	(W)
P	proporcionální (regulátor)	



PI	proporcionálně integrační (regulátor)	
PWM	pulsní šířková modulace (pulse width modulation)	
P_z, P_{ztr}	ztrátový výkon	(W)
P_{ZD}	ztrátový výkon na Zenerově diodě	(W)
R_{Cu}	odpor vinutí	(Ω)
R_{DSon}	odpor drain- source tranzistoru MOS-FET v sepnutém stavu	(Ω)
R_G	„zpomalovací“ odpor řazený před řídicí elektrodu tranzistoru MOS-FET	(Ω)
R_s	parazitní sériový odpor (kondenzátoru)	(Ω)
$R_{\theta CH}$	tepelný odpor ve styku mezi pouzdrem a chladičem	($^{\circ}\text{C W}^{-1}$)
$R_{\theta H}$	tepelný odpor chladiče	($^{\circ}\text{C W}^{-1}$)
$R_{\theta JC}$	tepelný odpor mezi čipem a pouzdrem	($^{\circ}\text{C W}^{-1}$)
s	střída	(-)
S_{Cu}	průřez vodiče	(m^2)
S_{Fe}	průřez jádra	(m^2)
S_j	přibližný průřez jádra	(m^2)
S_n	zdánlivý výkon transformátoru	(VA)
S_o	plocha okna	(m^2)
T	pracovní perioda	(s)
t_d	doba demagnetizace	(s)
T_0	teplota okolí	($^{\circ}\text{C}$)
T_{jmax}	maximální teplota čipu	($^{\circ}\text{C}$)
ΔT	dovolené oteplení čipu	($^{\circ}\text{C}$)
t_n	interval dobíjení kondenzátoru	(s)
t_z	doba zapnutí	(s)
U_{DS}	napětí drain- source na tranzistoru MOS-FET ve vypnutém stavu	(V)
U_{ef}	efektivní hodnota napětí	(V)
U_{KA}	závěrné napětí diod	(V)
U_m	špičková hodnota síťového napětí	(V)
UPS	uninterruptible power supply, zdroj pro nepřetržité napájení	
$U_{ds}, U_{stř}$	střední hodnota napětí	(V)
$U_{šp}$	špičková hodnota napětí	(V)
U_z	napětí na zátěži	(V)
U_{ZD}	Zenerovo napětí	(V)
VN	vysoké napětí	
vf	vysokofrekvenční (signál)	



W_{on}	ztrátová energie při zapínání tranzistoru	(J)
W_{off}	ztrátová energie při vypínání tranzistoru	(J)
Φ_{max}	maximální hodnota magnetického indukčního toku	(Wb)
Φ_r	remanentní hodnota magnetického indukčního toku	(Wb)
δ, δ_{Cu}	hloubka vniku (kap. 2.1 a 3.2)	(m)
δ	relativní pokles napětí (kap. 3.5.1 a kap. 3.5.2)	(-)
μ_0	permeabilita vakua	(H m ⁻¹)
μ_r	relativní permeabilita	(-)
ζ	činitel tlumení (RLC obvodu)	(-)
ρ	měrný odpor	(Ω m)
σ	proudová hustota	(A m ⁻²)
τ	časová konstanta (RLC obvodu)	(s)
τ_9	tepelná časová konstanta	(s)
ω_0	vlastní úhlová frekvence	(rad s ⁻¹)

1 ÚVOD, DEFINICE A KLASIFIKACE MĚNIČŮ

1.1 Úvod

Spínané zdroje se v dnešní době používají v řadě aplikací spotřební i průmyslové elektroniky tam, kde je požadavek na galvanické oddělení napájených obvodů od sítě. Ve spotřební elektronice se spínané zdroje poprvé hromadně uplatnily jako síťové napáječe černobílých a barevných televizních přijímačů, jejich další rozvoj byl spojen s rozšiřováním osobních počítačů. Spínané zdroje mají oproti „klasickým“ napájecím zdrojům (síťový transformátor pracující na kmitočtu 50 Hz, dvojpulsní usměrňovače, filtrační kondenzátory a napěťové stabilizátory) řadu výhod. Především mají vyšší účinnost, menší rozměry a menší hmotnost než „klasické“ zdroje stejného výkonu. Dalšími přednostmi jsou úspora drahých materiálů (např. mědi) a nižší výrobní náklady při velkosériové výrobě [1]. Příkladem aplikace spínaných zdrojů ve spotřební elektronice jsou nabíječky akumulátorů přenosných přístrojů, napájecí zdroje počítačů, televizorů a další techniky. V průmyslu se pak uplatňují např. jako invertory pro obloukové svařování, nabíječky trakčních akumulátorů, zdroje pro elektrolýzu, galvanické pokovování, zdroje VN pro elektrárenské odlučovače popílků atd. Činný výkon se pohybuje v rozmezí jednotek wattů až stovek kW [2]. Účinnost se pohybuje v rozmezí 0,6 až 0,8 [3]. Tato práce se zabývá návrhem jednotlivých funkčních celků spínaného zdroje, tj. návrhem LC-filtru, transformátoru, napěťovým a proudovým dimenzováním polovodičů včetně návrhu jejich chlazení, návrhem budičů spínacích tranzistorů, stejnosměrného napáječe, PWM modulátoru a řídicích obvodů, konstrukcí a ověřením funkčnosti hotového výrobku.

1.2 Definice měniče

Měničem se obecně myslí zařízení měnící jednu formu energie na jinou formu. Z tohoto pohledu mohou být měniče např. mechanicko-mechanické (různé převodovky, páky...) elektro-mechanické (elektrické stroje, piezoelementy...), elektro-elektrické (transformátory), elektro-chemické (palivové články, akumulátory a baterie), tepelně-elektrické (termočlánky) a výkonové polovodičové měniče. Výkonový polovodičový měnič je zařízení, které přeměňuje elektrickou energii o vstupních parametrech na elektrickou energii o výstupních parametrech a reguluje procházející činný výkon. Vstupními i výstupními parametry jsou myšleny činný výkon, napětí, proud a kmitočet. Požadavkem je, aby se účinnost měniče co nejvíce blížila jedné. Požadavky jsou kladeny dále na stálost a regulovatelnost výstupních parametrů, na tvar a spektrální kvalitu napětí a proudu a na elektromagnetickou kompatibilitu [2].

1.3 Klasifikace měničů

Celkem existují čtyři základní typy měničů [2]:

- stř/ss- usměrňovače
- stř/stř- střídavé měniče napětí
- ss/ss- stejnosměrné pulsní měniče
- ss/stř- střídače

Tyto typy se dále dělí na základě různých kritérií. Usměrňovače se z hlediska říditelnosti dělí na neřízené (diodové), řízené (tyristorové), polořízené (obsahují tyristory a diody) a aktivní (obsahují tranzistory a diody). Z hlediska zapojení se usměrňovače dělí na můstkové (fázový proud na vstupu měniče neobsahuje stejnosměrnou složku) a uzlové (fázový proud obsahuje

stejnosemernou složku, která přesycuje síťový transformátor). Dále se usměrňovače dělí podle počtu fází sítě, ze které jsou napájeny, podle počtu pulsů v usměrňované periodě sítě, případně na základě přítomnosti nulové diody. Kromě již zmíněných typů existují ještě čtyřkvadrantové usměrňovače s přítomností a bez přítomnosti okružových proudů. Oba typy obsahují tyristory. Střídavé měniče napětí se dělí na jednofázové a trojfázové, přičemž oba typy jsou osazeny buď tyristory, nebo triaky. Stejnosemerné pulsní měniče se dělí na měniče bez impulsního transformátoru, měniče s impulsním transformátorem a měniče „zvláštní“. Měniče bez impulsního transformátoru mají uplatnění v pohonech. Patří sem jednokvadrantový měnič snižující napětí (pracuje v 1. kvadrantu) a jednokvadrantový měnič zvyšující napětí (pracuje ve 2. kvadrantu), dvoukvadrantový měnič pracující v 1. a 2. nebo v 1. a 4. kvadrantu a čtyřkvadrantový měnič. Měniče s impulsním transformátorem (také spínané zdroje) se dělí na propustné (jednočinný a dvojitý) a blokující (jednočinný). Mezi „zvláštní“ měniče patří měnič se společnou tlumivkou, Čukův měnič a měniče SEPIC a ZETA. „Zvláštní“ měniče nejsou vhodné pro aplikace v pohonech. Mezi střídače patří jednofázová a trojfázová PWM. Tyto měniče se používají ve střídavých pohonech, měničích kmitočtu a záložních zdrojích (UPS) [2].

2 ANALÝZA ČINNOSTI SPÍNANÉHO ZDROJE

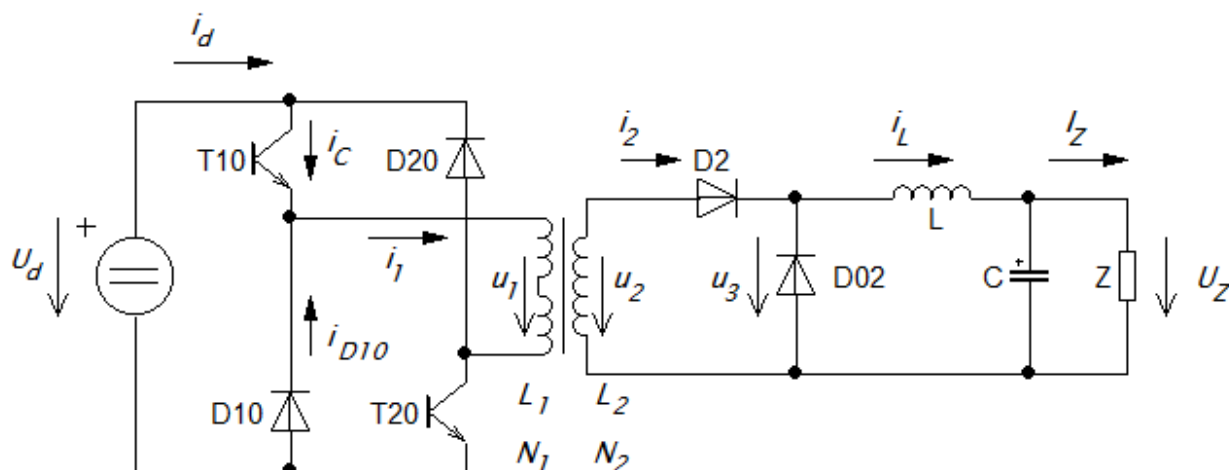
2.1 Úvodní problematika

Spínaný zdroj, kterým se zabývá tato práce, je řešen jako jednočinný propustný měnič. To znamená, že energie je přenášena ze vstupu na výstup v době, kdy jsou sepnuty oba tranzistory. Vstupem je myšlen stejnosměrný meziobvod chovající se téměř jako ideální zdroj konstantního napětí. V tomto případě jím bude sběrací kondenzátor napájený z dvojpulsního síťového usměrňovače (usměrňovaná síť 1 x 230 V). Obecně může být stejnosměrný meziobvod realizován také LC-filtrem. Zdrojem napájecího napětí může být rovněž akumulátor nebo šestipulsní síťový usměrňovač (usměrňovaná síť 3 x 400 V). V případě usměrňování jednofázové střídavé sítě bude mít napětí na sběracím kondenzátoru hodnotu asi 300 V. Na této hladině se používají často tranzistory MOS-FET se závěrným napětím 600 V. V případě usměrňování trojfázové sítě bude mít napětí na kondenzátoru střední hodnotu 542 V, na této hladině se obvykle užívá tranzistorů IGBT se závěrným napětím 1200 V. Tranzistory MOS-FET mohou pracovat na kmitočtu až 300 kHz, tranzistory IGBT obvykle pracují na kmitočtu do 60 kHz (důvodem jsou přepínací ztráty). Pracovní kmitočet měniče se volí v rozsahu 40 kHz až 120 kHz (v tomto případě to bude 50 kHz). Vyšší kmitočty jsou výhodné z hlediska menšího objemu transformátoru a filtrační tlumivky, avšak platí zde určitá omezení, kvůli kterým není výhodné používat pracovního kmitočtu vyššího než 200 kHz. Především jsou to hysterezní ztráty, které u manganatozinečnatých feritů na kmitočtech vyšších než 200 kHz výrazně narůstají. Hysterezní ztráty lze kompenzovat snížením indukce B_{max} , avšak za cenu zvýšení objemu transformátoru. Dalším problémem u transformátoru pracujícího na vyšším kmitočtu než 200 kHz je skinefekt. Elektrický skinefekt (existuje také magnetický skinefekt) je jev, k němuž dochází ve vodičích protékáných vysokofrekvenčním proudem. Projevuje se vytlačováním proudu ze středu vodiče směrem k jeho povrchu. Následkem vytlačování proudu se zvyšuje proudová hustota v podpovrchových oblastech vodiče, roste teplota podpovrchových oblastí a může dojít k tepelnému zničení izolace vodiče. Eliminace tohoto jevu se provádí rozdělením primárního a sekundárního vinutí na větší počet dílčích paralelně spojených vodičů, přitom průměr dílčího vodiče (primárního i sekundárního vinutí) nesmí být větší než 2δ (δ je hloubka vniku). Bude-li primární a sekundární vinutí realizováno popsáním způsobem, dojde k poklesu činitele plnění ve vinutí

k_{pCu} , což vede opět proti zmenšování objemu transformátoru. Dále s rostoucím kmitočtem výrazně narůstá reaktance rozptylové indukčnosti transformátoru, což způsobuje pokles schopnosti transformátoru přenášet daný výkon (transformátor je „měkký“). Z tohoto důvodu by měl mít činitel vazby k co nejvyšší hodnotu (ideálně 0,998), což ale způsobuje problémy při konstrukci. Rovněž se při vyšších kmitočtech začínají negativně projevovat parazitní mezizávitové kapacity vinutí. Výstupem měniče je pak myšlen LC-filtr, ke kterému je připojena zatěžovací impedance [4].

2.2 Princip činnosti spínaného zdroje

Základní schéma zapojení je uvedeno na Obr. 2.2-1. Průběhy veličin znázorněných ve schématu a zmíněných v následujícím textu jsou zobrazeny na Obr. 2.2-2. Průběhy veličin platí při těchto zjednodušeníh: tlumivka v LC-filtru má velkou indukčnost a proud i_L tlumivky je proto hladký, transformátor má dokonalou magnetickou vazbu ($k = 1$) [4].



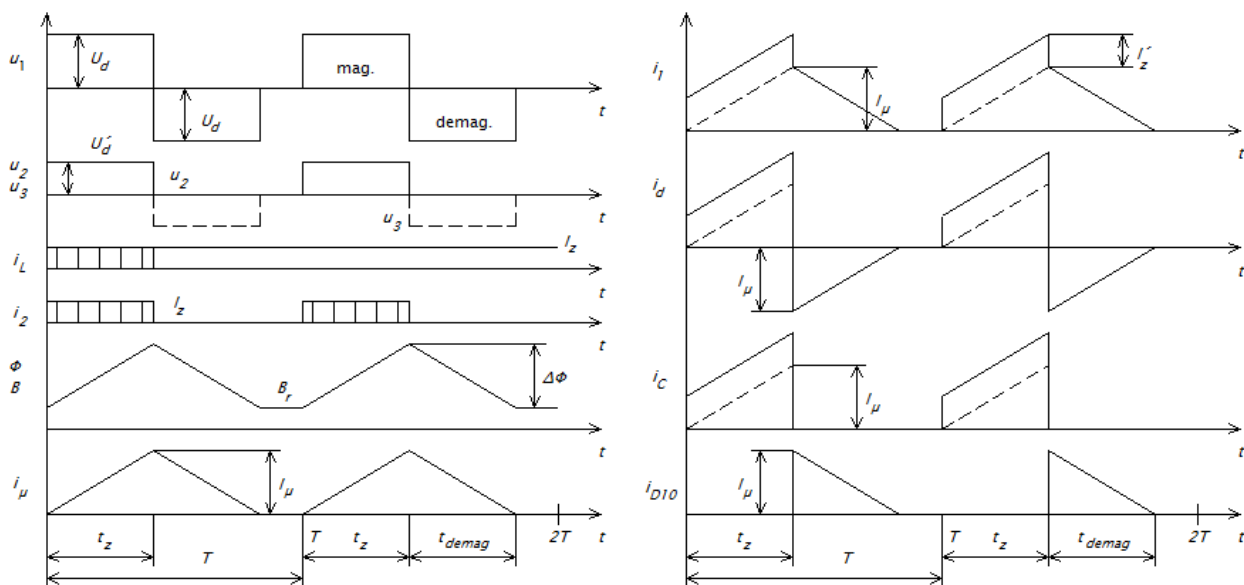
Obr. 2.2-1: Základní schéma zapojení výkonové části spínaného zdroje (převzato z [4])

V okamžiku sepnutí obou tranzistorů (T_{10} , T_{20}) je primární vinutí transformátoru připojeno ke zdroji konstantního napětí U_d (stejnoseměrnému meziobvodu). Doba zapnutí tranzistorů se značí t_z , podíl této doby a pracovní periody T se nazývá střida, která se vypočítá z rovnice (2.2-1) [4]:

$$s = \frac{t_z}{T} \quad (2.2-1)$$

Magnetizační proud i_μ narůstá lineárně (je integrálem z konstantního napětí U_d) až do okamžiku vypnutí tranzistorů. Magnetizační indukčnost L_1 se však snaží zabránit zániku tohoto proudu, proto dojde k otevření obou primárních diod (D_{10} , D_{20}) a magnetizační indukčnost se připojí ke zdroji U_d v opačné polaritě. Magnetizační proud začne klesat, neboť je nyní integrálem ze záporné konstanty. Demagnetizační proces jádra trvá až do okamžiku, kdy zanikne magnetizační proud a primární napětí u_1 klesne na nulu. Doba magnetizace t_z a doba demagnetizace t_{demag} jsou stejně dlouhé. Z tohoto důvodu nemůže být střida s větší než 0,5. V opačném případě by se proces demagnetizace nestihl dokončit. Magnetizační proud by byl při opětovném zapnutí tranzistorů integrován z nenulové počáteční podmínky, jejíž velikost by odpovídala hodnotě magnetizačního proudu v okamžiku přerušení demagnetizace. Tato počáteční podmínka by se s každým dalším cyklem zvyšovala, až by magnetizační proud dosáhl zkratové

hodnoty dané podílem napětí U_d a ohmického odporu primárního vinutí R_{Cu1} . Následkem zkratového proudu by došlo ke zničení primárního vinutí. Výsledný primární proud i_1 je součtem magnetizačního proudu a sekundárního proudu i_2 přepočteného na primární proud (tedy i'_2). Proud i_d odebíraný ze stejnosměrného meziobvodu má v případě chodu naprázdno (sekundární proud i_2 přepočtený na proud primární i'_2 je roven nule) nulovou střední hodnotu a tím pádem je také nulový činný výkon odebíraný ze zdroje U_d . Magnetický tok Φ a magnetická indukce B mají podobný průběh jako magnetizační proud, neboť jsou rovněž integrály z konstantního napětí U_d . Na rozdíl od magnetizačního proudu však tyto veličiny neklesají během demagnetizace k nule, ale integrují se z počátečních podmínek Φ_r a B_r . Napětí na sekundárním vinutí u_2 má stejný průběh jako primární napětí u_1 , jeho velikost je dána převodem N_2/N_1 . Napětí je usměrňováno jednocestným usměrňovačem (dioda D_2) s nulovou diodou (D_{02}). Jednocestný usměrňovač musí být použit proto, že záporný demagnetizační napětíový puls se nesmí použít k přenosu energie z důvodu narušení procesu demagnetizace. Sekundární proud i_2 má tvar pravoúhlých impulsů. Tlumivka v LC-filtru má velkou indukčnost, proto udržuje sekundární proud na konstantní hodnotě. Nulová dioda D_{02} vede proud tlumivky i_L v čase demagnetizace, kdy je usměrňovací dioda D_2 uzavřena. Proud zátěže I_Z odpovídá proudu tlumivky i_L kvůli její velké indukčnosti. Proud i_C protéká tranzistorem v době sepnutí a proud i_{D10} protéká během demagnetizace primární nulovou diodou [4].



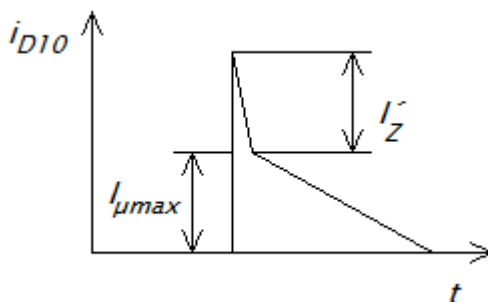
Obr. 2.2-2: Průběhy důležitých veličin spínaného zdroje (převzato z [4])

Výstupní napětí spínaného zdroje je lineární funkcí střídý podle rovnice (2.2-2) [4]:

$$U_Z = U_d \frac{N_2}{N_1} s \quad (2.2-2)$$

Jmenovitá střída se volí v rozsahu $s = 0,3 - 0,35$ (v tomto případě $s = 0,35$), aby bylo možné dosáhnout žádaného regulačního rozsahu výstupního napětí s ohledem na pokles napětí U_d a úbytky napětí na jednotlivých prvcích zdroje. Zmenšením jmenovité střídý se zvýší nejen regulační rozsah, ale také proudové namáhání tranzistorů a napětíové namáhání sekundárních diod. Jelikož u reálného transformátoru nelze zanedbat rozptylovou indukčnost $L_{\sigma 1}$, proud procházející primárními diodami má maximální hodnotu rovnající se součtu maximální hodnoty

magnetizačního proudu I_μ (resp. $I_{\mu max}$ při $s_{max} = 0,5$) a maximální hodnoty proudu zátěže I_Z přepočteného na primární proud I'_Z . Tento proud je znázorněn na Obr. 2.2-3 [4].



Obr. 2.2-3: Skutečný průběh proudu nulovou diodou (převzato z [4])

3 NÁVRH JEDNOTLIVÝCH FUNKČNÍCH CELKŮ

Spínaný zdroj se skládá z několika funkčních celků. Jsou jimi výkonová část, budiče tranzistorů s galvanickým oddělením, PWM modulátor, regulátory proudu a napětí a jejich napájecí část. Samotná výkonová část se skládá z LC-filtru, sekundárního usměrňovače, transformátoru, horního a dolního spínače (každý ze spínačů obsahuje tranzistor a diodu) a dvojpulsního usměrňovače se sběracím kondenzátorem. V dalším textu bude popsán návrh všech výše uvedených celků.

3.1 Návrh LC-filtru

Vstupní údaje pro návrh LC-filtru jsou následující: $U_Z = 24$ V, $I_Z = 10$ A, $\Delta I = 10 \% I_Z$ (1 A), $\Delta U = 10$ mV, $f = 50$ kHz, $s = 0,35$, $s_{max} = 0,5$. Návrh LC-filtru je proveden podle literatury [4].

3.1.1 Návrh tlumivky

Nejprve se podle rovnice (3.1.1-1) vypočítá špičková hodnota napětí U_3 :

$$U_{3\dot{p}} = \frac{U_Z}{s} \quad (3.1.1-1)$$

Výsledek: $U_{3\dot{p}} = 68,57$ V. Nyní se podle rovnice (3.1.1-2) vypočítá indukčnost tlumivky:

$$L = \frac{U_{3\dot{p}}}{2f\Delta I} (1 - s)s \quad (3.1.1-2)$$

Po dosazení vstupních údajů má indukčnost velikost $L = 156$ μ H. Bude se jednat o tlumivku s feritovým jádrem a vzduchovou mezerou (bez vzduchové mezery nelze tlumivku realizovat). Pro další výpočet jsou voleny následující údaje: $B_{max} = 0,35$ T, $k_{pCu} = 0,45$, $k_{pFe} = 1$, $\mu_{rFe} = 1500$, $\sigma = 2 \cdot 10^6$ A m⁻², $I_{max} = 10$ A, $I_{ef} = 10$ A.

Poznámka pro efektivní hodnotu proudu I_{ef} :

Efektivní hodnota proudu tlumivkou se může vyjádřit jako součin činitele zatížení k_z a maximální hodnoty proudu I_{max} . Maximální hodnotě proudu odpovídá maximální indukce B_{max} , efektivní hodnotou proudu (resp. jejím kvadrátem) je určen ztrátový výkon ve vodiči podle rovnice $P_{Cu} = R_{Cu} I_{ef}^2$. Dále se uvažuje tepelná časová konstanta tlumivky τ_9 a pracovní perioda tlumivky T_{prac} . V případě, že je pracovní perioda tlumivky kratší než její tepelná časová

konstanta, teplota vinutí nestačí kopírovat okamžitou hodnotu ztrátového výkonu v mědi a velikost teploty bude odpovídat střední hodnotě tohoto výkonu (tedy činnému výkonu). Ztrátový (činný) výkon v mědi pak odpovídá efektivní hodnotě proudu a činitel zatížení k_z bude menší než jedna. V opačném případě (případ tohoto spínaného zdroje) teplota vinutí stíhá sledovat okamžitou hodnotu ztrátového výkonu a činitel zatížení k_z bude právě roven jedné. Průřez vodiče je proto nutné dimenzovat na špičkovou hodnotu proudu I_{max} . To je důvod, proč se výše uvedené hodnoty proudu I_{max} a I_{ef} rovnají [4].

Nyní je možné podle rovnice (3.1.1-3) vypočítat přibližný průřez sloupku jádra S_j :

$$S_j \cong \sqrt{\frac{L I_{max} I_{ef}}{B_{max} \sigma k_{pFe} k_{pCu}}} \quad (3.1.1-3)$$

Dosažením výše uvedených hodnot vyjde $S_j = 222,5 \text{ mm}^2$. Z nabídky bylo vybráno jádro s kruhovým sloupkem ETD 49-3C90. Vybrané parametry jádra mají hodnoty: $S_{Fe} = 219 \text{ mm}^2$, $S_o = 343,38 \text{ mm}^2$ (vypočteno z geometrických rozměrů), $l_{Fe} = 114 \text{ mm}$, (z dokumentace). Pro uvedené parametry jádra a parametry ze zadání je možné vypočítat podle rovnice (3.1.1-4) novou indukčnost tlumivky L_n (součin $S_o S_{Fe}$ má větší hodnotu než kvadrát přibližného průřezu jádra S_j):

$$L_n = \frac{S_o S_{Fe} k_{pFe} k_{pCu} B_{max} \sigma}{I_{max} I_{ef}} \quad (3.1.1-4)$$

Indukčnost bude mít nově velikost $L_n = 237 \text{ } \mu\text{H}$. Podle rovnice (3.1.1-5) se určí počet závitů:

$$N = \frac{L_n I_{max}}{B_{max} S_{Fe}} \quad (3.1.1-5)$$

Počet závitů $N = 31$. Podle rovnice (3.1.1-6) se vypočítá délka vzduchové mezery:

$$l_v = \frac{N \mu_0 I_{max}}{B_{max}} - \frac{l_{Fe}}{\mu_{rFe}} \quad (3.1.1-6)$$

Vzduchová mezera bude mít délku $l_v = 1,04 \text{ mm}$. Fyzická délka vzduchové mezery (vzájemná vzdálenost obou polovin jádra) pak bude polovinou délky vypočtené, tedy $0,52 \text{ mm}$. Z rovnice (3.1.1-7) se určí průřez vodiče S_{Cu} :

$$S_{Cu} = \frac{I_{ef}}{\sigma} \quad (3.1.1-7)$$

Vodič bude mít průřez $S_{Cu} = 5 \text{ mm}^2$. Průměr vodiče se vypočítá z rovnice (3.1.1-8):

$$d_{Cu} = \sqrt{\frac{4 S_{Cu}}{\pi}} \quad (3.1.1-8)$$

Vodič bude mít průměr $d_{Cu} = 2,52 \text{ mm}$. V tomto okamžiku se provede zpětná kontrola činitele plnění podle rovnice (3.1.1-9):

$$k_{pCu} = \frac{N S_{Cu}}{S_o} \quad (3.1.1-9)$$

Činitel plnění ve vinutí bude mít hodnotu $k_{pCu} = 0,45$, což odpovídá zvolené hodnotě. Podle rovnice (3.1.1-10) se provede kontrola realizovatelnosti vzduchové mezery:

$$\frac{l_{Fe}}{\mu_{rFe}} < l_v \ll \sqrt{S_{Fe}} \quad (3.1.1-10)$$

Z rovnice vyjde následující nerovnost: $0,063 \text{ mm} < 1,04 \text{ mm} \ll 14,799 \text{ mm}$. Vzduchová mezera je tedy realizovatelná. Podle rovnice (3.1.1-11) se vypočítá zvlnění proudu ΔI při jmenovité ($s = 0,35$) a maximální ($s_{max} = 0,5$) střídě:

$$\Delta I = \frac{U_{3\dot{s}p}}{2fL_n}(1-s)s \quad (3.1.1-11)$$

Při jmenovité střídě bude mít zvlnění proudu tlumivky hodnotu $\Delta I = 0,658 \text{ A}$ ($6,58 \% I_Z$) a při maximální střídě hodnotu $\Delta I = 0,723 \text{ A}$ ($7,23 \% I_Z$). Tyto hodnoty jsou pro demonstrativní účely, pro které je zdroj navrhován, příznivější než hodnoty zadané. Tím je návrh tlumivky ukončen.

3.1.2 Návrh filtračního kondenzátoru

Potřebná kapacita filtračního kondenzátoru se vypočítá z rovnice (3.1.2-1):

$$C = \frac{(1-s)s}{8f^2L_n} \frac{U_{3\dot{s}p}}{2\Delta U} \quad (3.1.2-1)$$

Kapacita kondenzátoru má hodnotu $C = 165 \text{ }\mu\text{F}$. Aby se co nejvíce potlačily parazitní vlastnosti elektrolytických kondenzátorů (zejména indukčnost a sériový odpor), použijí se celkem 3 paralelně spojené kondenzátory o kapacitě $100 \text{ }\mu\text{F}$, výsledná kapacita bude tedy $C_v = 300 \text{ }\mu\text{F}$. Pro tuto hodnotu kapacity se z rovnice (3.1.2-2) vypočítá zvlnění napětí ΔU (pro $s = 0,35$):

$$\Delta U = \frac{(1-s)s}{8f^2L_n} \frac{U_{3\dot{s}p}}{2C_v} \quad (3.1.2-2)$$

Zvlnění napětí bude nyní mít hodnotu $\Delta U = 5,49 \text{ mV}$, což je opět lepší hodnota než zadaná (10 mV). Rezonanční kmitočet f_0 LC-filtru se určí z Thomsonova vztahu (3.1.2-3):

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_nC_v}} \quad (3.1.2-3)$$

Rezonanční kmitočet má hodnotu $f_0 = 596,9 \text{ Hz}$. Tato hodnota je řádově nižší než pracovní kmitočet spínaného zdroje (50 kHz), takže nehrozí nebezpečí naladění do rezonance. Tím je ukončen návrh filtračního kondenzátoru a také celého LC-filtru.

3.2 Návrh transformátoru

Návrh transformátoru je rovněž proveden podle literatury [4]. Zadané parametry jsou následující: $U_d = 300 \text{ V}$, $U_Z = 24 \text{ V}$, $I_Z = 10 \text{ A}$, $f = 50 \text{ kHz}$, $s = 0,35$. Nejprve se podle rovnice (3.2-1) určí převod N_2/N_1 transformátoru:

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{U_Z}{U_d s} \quad (3.2-1)$$

Transformátor bude mít převod N_2/N_1 o velikosti $0,2286$. Činný výkon přenášený transformátorem se vypočítá z rovnice (3.2-2):

$$P_{\xi} = U_Z I_Z \quad (3.2-2)$$

Činný výkon má velikost $P_{\check{c}} = 240$ W. Další parametry jsou voleny: $B_{max} = 0,35$ T, $B_r = 0,05$ T, $\mu_{rFe} = 1500$, $\sigma = 2 \cdot 10^{-6}$ A m⁻², $k_{pCu} = 0,35$. Podle rovnice (3.2-3) se ze zadaných a volených parametrů vypočítá elektromagnetická velikost jádra $S_o S_{Fe}$:

$$S_o S_{Fe} = \frac{P_{\check{c}}}{k_{pCu} \sigma f (B_{max} - B_r) \sqrt{s}} \quad (3.2-3)$$

Součin $S_o S_{Fe}$ má hodnotu $3,863 \cdot 10^{-8}$ m⁴. Odmocněním tohoto součinu se získá orientační velikost průřezu jádra, která má hodnotu 196,5 mm². Z nabídky bylo opět vybráno jádro ETD 49-3C90. Z geometrických rozměrů jádra byl vypočten průřez jádra $S_{Fe} = 219$ mm² a plocha okna $S_o = 343,38$ mm². Střední délka siločáry $l_{Fe} = 114$ mm pochází z dokumentace. Maximální hodnota magnetizačního proudu (při $s_{max} = 0,5$) se vypočítá podle rovnice (3.2-4):

$$I_{\mu max} = \frac{2f (B_{max} - B_r)^2 l_{Fe} S_{Fe}}{U_d \mu_0 \mu_{rFe}} \quad (3.2-4)$$

Maximální hodnota magnetizačního proudu má velikost $I_{\mu max} = 0,4$ A. Počet primárních závitů se určí z rovnice (3.2-5):

$$N_1 = \frac{U_d}{2f (B_{max} - B_r) S_{Fe}} \quad (3.2-5)$$

Primárních závitů bude 46, sekundárních závitů pak při známé hodnotě převodu N_2/N_1 bude 11. Podle rovnice (3.2-6) se vypočítá efektivní hodnota sekundárního proudu:

$$I_{ef2} = I_Z \sqrt{s} \quad (3.2-6)$$

Efektivní hodnota sekundárního proudu má velikost 5,916 A. Efektivní hodnota primárního proudu se vypočítá z rovnice (3.2-7):

$$I_{ef1} = \frac{N_2}{N_1} I_{ef2} \quad (3.2-7)$$

$I_{ef1} = 1,352$ A. Jsou-li známy efektivní hodnoty primárního a sekundárního proudu a zvolená proudová hustota, je možné podle vztahu (3.2-8) vypočítat průřezy primárního a sekundárního vinutí:

$$S_{Cu} = \frac{I_{ef}}{\sigma} \quad (3.2-8)$$

Primární vinutí bude mít průřez vodiče $S_{Cu1} = 0,676$ mm² (resp. průměr $d_{Cu1} = 0,927$ mm), sekundární vinutí bude mít průřez vodiče $S_{Cu2} = 2,958$ mm² (resp. průměr $d_{Cu2} = 1,94$ mm), průměry vypočteny z rovnice (3.1.1-8). Jelikož je nutné uvažovat vliv skin efektu, bude potřeba primární i sekundární vinutí rozdělit na více paralelně spojených vodičů. Pro určení jejich počtu je nutné nejprve spočítat hloubku vniku podle rovnice (3.2-9), přičemž $\rho_{Cu} = 1,8 \cdot 10^{-8}$ Ω m a $\mu_{rCu} = 0,999$ (údaje pocházejí z [5]):

$$\delta_{Cu} = \sqrt{\frac{2\rho}{2\pi f \mu_0 \mu_{rCu}}} \quad (3.2-9)$$

Hloubka vniku $\delta_{Cu} = 0,302$ mm. Zároveň musí platit nerovnost (3.2-10):

$$d_{Cu} \leq 2\delta_{Cu} \leq 0,604 \text{ mm} \quad (3.2-10)$$

Z této nerovnosti vyplývá průřez dílčího vodiče $S'_{Cu} = 0,2865 \text{ mm}^2$. Nyní je možné z podílu (3.2-11) určit počet dílčích vodičů primárního a sekundárního vinutí:

$$M = \frac{S_{Cu}}{S'_{Cu}} \quad (3.2-11)$$

Pro primární vinutí bude $M_1 = 3$, pro sekundární vinutí $M_2 = 11$. Zbývá zpětně zkontrolovat činitele plnění ve vinutí podle rovnice (3.2-12):

$$k_{pCu} = \frac{M_1 N_1 S'_{Cu} + M_2 N_2 S'_{Cu}}{S_o} \quad (3.2-12)$$

Činitel plnění bude mít hodnotu $k_{pCu} = 0,23$. Tím je ukončen návrh transformátoru.

3.3 Napět'ové a proudové dimenzování polovodičů

Napět'ové a proudové dimenzování polovodičů je opět provedeno podle literatury [4]. Ztrátový výkon v polovodičích a návrh jejich chlazení je zpracován ve 4. kapitole této práce.

3.3.1 Napět'ové a proudové dimenzování spínacích tranzistorů

Špičková, střední a efektivní hodnota proudu a napětí ve vypnutém stavu se určí podle rovnic (3.3.1-1a, b, c, d):

$$I_{sp} = I_{\mu max} + I_Z \frac{N_2}{N_1}, I_{stř} = I_Z \frac{N_2}{N_1} s, I_{ef} = I_Z \frac{N_2}{N_1} \sqrt{s}, U_{DS} = U_d \quad (3.3.1-1a, b, c, d)$$

Výsledky: $I_{sp} = 2,69 \text{ A}$, $I_{stř} = 0,8 \text{ A}$, $I_{ef} = 1,35 \text{ A}$. $U_{DS} = 300 \text{ V}$. Těmto parametrům vyhovuje z nabídky vybraný tranzistor MOS-FET typu FCPF400N60 s parametry $U_{DS} = 600\text{V}$, $I_D = 10 \text{ A}$, pouzdro TO220.

3.3.2 Napět'ové a proudové dimenzování primárních nulových diod

Špičková, střední a efektivní hodnota proudu a napětí v závěrném směru se vypočítají podle rovnic (3.3.2-1a, b, c, d):

$$I_{sp} = I_{\mu max} + I_Z \frac{N_2}{N_1}, I_{stř} = I_{\mu max} \frac{s}{2}, I_{ef} = I_{\mu max} \sqrt{\frac{s}{2}}, U_{KA} = U_d \quad (3.3.2-1a, b, c, d)$$

Výsledky: $I_{sp} = 2,69 \text{ A}$, $I_{stř} = 0,07 \text{ A}$, $I_{ef} = 0,167 \text{ A}$, $U_{KA} = 300 \text{ V}$. Z nabídky byla vybrána dioda MUR1560G s hlavními parametry: $U_{KA} = 600\text{V}$, $I_D = 15 \text{ A}$, pouzdro TO 220.

3.3.3 Napět'ové a proudové dimenzování sekundárního usměrňovače

Špičková, střední a efektivní hodnota proudu a napětí v závěrném směru usměrňovací diody D_2 se určí podle rovnic (3.3.3-1a, b, c, d):

$$I_{sp} = I_Z, I_{stř} = I_Z s, I_{ef} = I_Z \sqrt{s}, U_{KA} = \frac{U_z}{s} \quad (3.3.3-1a, b, c, d)$$

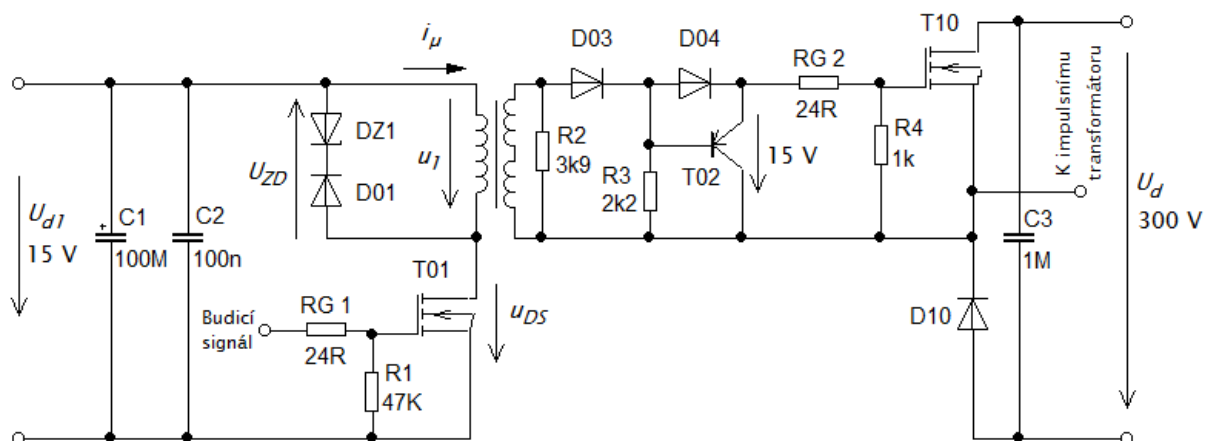
Výsledky: $I_{sp} = 10 \text{ A}$, $I_{stř} = 3,5 \text{ A}$, $I_{ef} = 5,92 \text{ A}$. $U_{KA} = 68,57 \text{ V}$. Špičková, střední a efektivní hodnota proudu a napětí v závěrném směru nulové diody D_{02} se určí podle rovnic (3.3.3-2a, b, c, d):

$$I_{sp} = I_Z, I_{stř} = I_Z (1 - s), I_{ef} = I_Z \sqrt{(1 - s)}, U_{KA} = \frac{U_z}{s} \quad (3.3.3-2a, b, c, d)$$

Výsledky: $I_{sp} = 10 \text{ A}$, $I_{stř} = 6,5 \text{ A}$, $I_{ef} = 8,06 \text{ A}$, $U_{KA} = 68,57 \text{ V}$. Pro obě aplikace (D_2 i D_{02}) vyhovuje již zmiňovaná dioda MUR1560G. Tím je napěťové a proudové dimenzování polovodičů ukončeno.

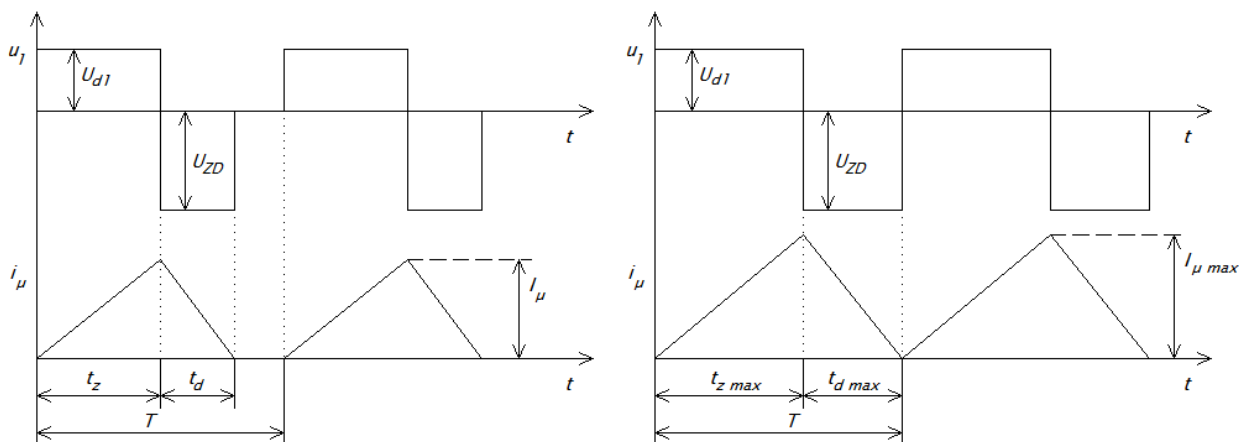
3.4 Návrh budiče spínacího tranzistoru

Budič tranzistoru je řešen jako jednočinný propustný měnič s demagnetizací do Zenerovy diody. To znamená, že demagnetizační energie jádra je během demagnetizace přeměňována na teplo v Zenerově diodě. Zenerovo napětí U_{ZD} určuje rychlost demagnetizace. Budič je napájen napětím $U_{d1} = 15 \text{ V}$. Schéma zapojení budiče je uvedeno Obr. 3.4-1.



Obr. 3.4-1: Schéma budiče tranzistoru MOS-FET (převzato z [4])

Obr. 3.4-2 pak uvádí časové průběhy primárního napětí u_1 a magnetizačního proudu i_μ pro střidu $s < s_{max}$ (levá část) a pro maximální střidu s_{max} (pravá část). Z obrázku je zřejmé, že magnetizační proud nabývá své maximální hodnoty $I_{\mu max}$ právě při střídě s_{max} . Maximální hodnota střidy může být větší než 0,5, jestliže Zenerovo napětí bude vyšší, než je napětí U_{d1} . Tranzistor T_{01} je při demagnetizačním ději namáhán napětím rovnajícím se součtu napětí Zenerovy diody a napětí U_{d1} [4].



Obr. 3.4-2: Průběhy primárního napětí a magnetizačního proudu v budiči (převzato z [4])

Návrh budiče je proveden podle literatury [4] a začíná výběrem vhodného jádra. Z nabídky byl vybrán typ RM5-N30 s následujícími parametry: $S_{Fe} = 23,8 \text{ mm}^2$, $l_{Fe} = 22,1 \text{ mm}$, $A_L = 3500 \text{ nH N}^{-2}$. Dále byla vybrána Zenerova dioda BZY 020: $U_{ZD} = 20 \text{ V}$, $P_{ZD} = 2 \text{ W}$, $I_{ZD} = 100 \text{ mA}$. Maximální výkon $P_{ZDmax} = 1 \text{ W}$ je volen kvůli tepelné rezervě. Pracovní kmitočet $f = 50 \text{ kHz}$. Podle rovnice (3.4-1) se určí maximální střída:

$$s_{max} = \frac{U_{ZD}}{U_{ZD} + U_{d1}} \quad (3.4-1)$$

Maximální střída má hodnotu $s_{max} = 0,571$. Primární indukčnost se pak určí podle rovnice (3.4-2):

$$L_1 = \frac{U_{d1}^2 s_{max}^2}{2f P_{ZDmax}} \quad (3.4-2)$$

Primární indukčnost má hodnotu $L_1 = 733,6 \text{ } \mu\text{H}$. Při známé hodnotě primární indukčnosti je možné podle rovnice (3.4-3) vypočítat maximální hodnotu magnetizačního proudu:

$$I_{\mu max} = \frac{U_{d1}}{2f L_1} \quad (3.4-3)$$

Vyjde hodnota $I_{\mu max} = 0,2 \text{ A}$. Zvolená indukce v jádře má hodnotu $B = 0,27 \text{ T}$. Počet primárních závitů se potom vypočítá z rovnice (3.4-5):

$$N_1 = \frac{U_{d1}}{2f B S_{Fe}} \quad (3.4-5)$$

Počet primárních závitů je $N_1 = 24$. Požadavkem je, aby sekundární napětí transformátorku mělo hodnotu $U_{2imp} = 16,5 \text{ V}$. Počet sekundárních závitů pak vyplyne z rovnice (3.4-6):

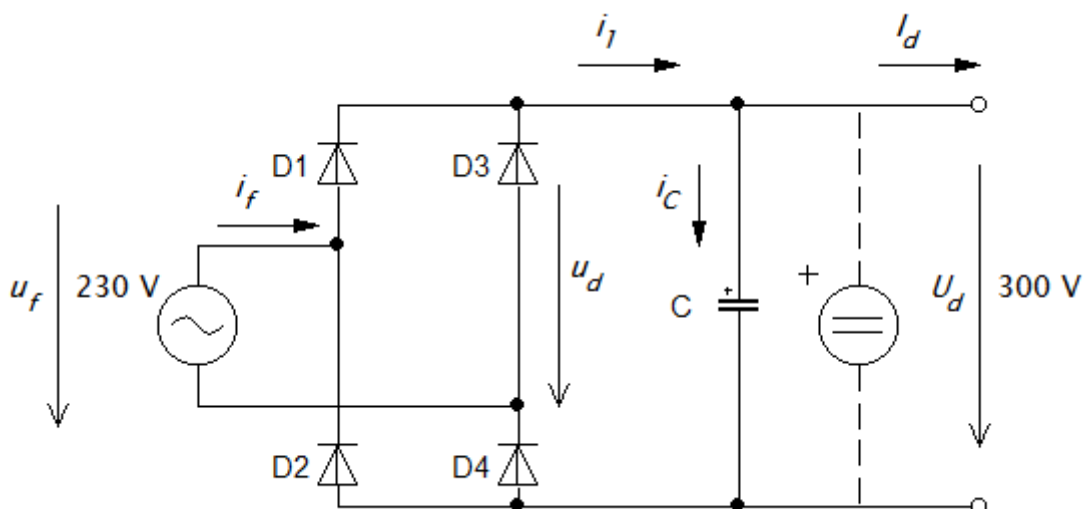
$$N_2 = N_1 \frac{U_{2imp}}{U_{d1}} \quad (3.4-6)$$

Počet sekundárních závitů je $N_2 = 26$. Jelikož je pracovní proud malý (v podstatě pouze nabíjení parazitní kapacity C_{GS} tranzistoru MOS-FET), je malý také průřez vodičů. Tím je ukončen návrh transformátorku. Na pozici spínacího tranzistoru (T_{01}) byl z nabídky vybrán MOS-FET typu BS 170 ($U_{DS} = 60 \text{ V}$, $I_D = 0,5 \text{ A}$, $R_{DS(on)} = 1,2 \text{ } \Omega$). Tranzistor T_{02} zapojený jako emitorový sledovač má za úkol připojit řídící elektrodu spínacího MOS-FETu na nulové napětí. Tím pádem se kapacita C_{GS} vybije přes odpor R_{G2} (ke stejnému ději dochází i u tranzistoru T_{01} , kapacita C_{GS} se nabíjí a vybíjí přes odpor R_{G1}). Velikost odporu R_G určuje výrobce MOS-FETu (v případě FCPF400N60 i BS 170 je to $25 \text{ } \Omega$). Na pozici T_{02} byl vybrán běžný signálový PNP tranzistor BC557A. Diody D_{01} , D_{03} a D_{04} budou typu 1N4148. Tím je návrh budiče ukončen. Při ožívování budiče byl připojen k sekundárnímu vinutí budicího transformátorku tlumicí odpor R_2 , jeho úkolem je potlačovat nežádoucí zákmitý budicího napětí. Schéma na Obr. 3.4-1 rovněž ukazuje reálné zapojení výkonových spínačů (konkrétně horní spínač s tranzistorem T_{10} a diodou D_{10} z Obr. 2.2-1), paralelně ke spínači je připojen svitkový impulsní kondenzátor C_3 s kapacitou $1 \text{ } \mu\text{F}$ a provozním napětím 630 V . Kondenzátor omezuje přepětové špičky při vypínacím ději. Budič tranzistoru T_{20} v dolním spínači je zapojen shodně.

3.5 Návrh dvojpulsního usměrňovače

3.5.1 Úvodní problematika

Dvojpulsní usměrňovač se sběracím kondenzátorem tvoří stejnosměrný napáječ spínaného zdroje. Schéma zapojení je uvedeno na Obr. 3.5.1-1. Takto uspořádaný napáječ se chová jako detektor špiček, výstupní napětí U_d má hodnotu přibližně 300 V. Výkonový elektrolytický kondenzátor se chová jako téměř ideální zdroj konstantního napětí U_d s nulovým vnitřním odporem. Průběhy napětí a proudů jsou zachyceny na Obr. 3.5.1-2 [6].



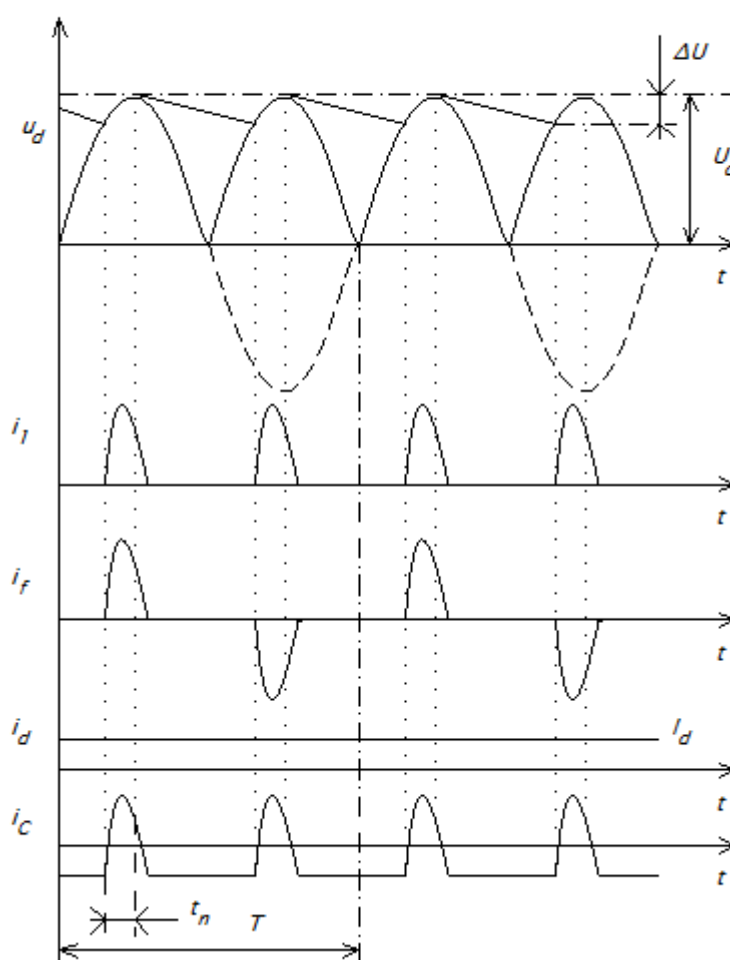
Obr. 3.5.1-1: Schéma usměrňovače (převzato z [6])

V časovém intervalu t_n je kondenzátor dobíjen na špičkovou hodnotu fázového napětí u_f . Mimo tento interval dochází k vybíjení kondenzátoru proudem i_d , jehož střední hodnota má velikost I_d . Platí následující zjednodušující podmínky: Jelikož je odebíraný proud konstantní, dochází k poklesu napětí kondenzátoru po šikmé přímce. Nikoli po exponenciále, neboť zátěž nepředstavuje lineární odpor. Pokles napětí je označen ΔU . Tento pokles je volen malý, tím pádem má šikmá přímka, která jej charakterizuje, počátek na vrcholu sinusoidy. Protože má napájecí síť svou parazitní indukčnost, je v časovém intervalu t_n , kdy dochází k dobíjení kondenzátoru, odebírána téměř hladký proud o střední hodnotě I_d a nabíjecí kapacitní proud. Odebíraný proud i_d má impulsní charakter, avšak vř složky tohoto proudu dodává do měniče pouze kondenzátor, síť kvůli zmíněné parazitní indukčnosti dodává jen stejnosměrnou složku I_d . Dále platí, že střední proud kondenzátorem je roven nule. Tím pádem střední hodnota proudu i_1 je rovna střední hodnotě proudu i_d ($I_1 = I_d$). Usměrňovací diody by měly být dimenzovány na závěrné napětí $U_{KA} = 600$ V. Provozní napětí elektrolytického kondenzátoru by mělo mít hodnotu 350 – 400 V. Je také nutné věnovat pozornost parazitnímu odporu kondenzátoru R_s . Na tomto odporu totiž vzniká ztrátový výkon P_{ztr} daný součinem tohoto odporu a kvadrátu efektivní hodnoty proudu kondenzátorem I_{Cef} ($P_{ztr} = R_s I_{Cef}^2$). Ztrátový výkon způsobuje zahřívání kondenzátoru, proto nesmí být efektivní hodnota proudu překročena. V opačném případě dojde k přehřátí a zničení kondenzátoru. Je výhodnější řadit více kondenzátorů paralelně, proudy se mezi ně rovnoměrně rozdělí. Dále je nutné rozumně zvolit pokles napětí ΔU (resp. relativní pokles napětí δ). V případě, kdy je zvolen velmi malý pokles, se časový interval t_n zkracuje a fázový proud nabývá podoby velmi úzkých impulsů. Tyto impulsy není síť schopna kvůli své

parazitní indukčnosti dodat, dochází k poklesu výstupního napětí U_d a také k rušení. Mezi kondenzátor a usměrňovač není vhodné zařazovat tlumivku, i když by to z hlediska lepší filtrace bylo výhodnější. Důvodem je pokles výstupního napětí U_d podle rovnice (3.5.1-1) [6]:

$$U_d = U_m \frac{2}{\pi} \quad (3.5.1-1)$$

V případě usměrněné jednofázové sítě 230 V bude $U_d = 207$ V. Vzniklý LC-filtr totiž odfiltruje všechny střídavé složky a usměrňovač přestává pracovat jako detektor špiček. V nezátíženém stavu se pak kondenzátor nabije na napětí $U_m = 325$ V, na toto napětí je nutné dimenzovat polovodiče [6].



Obr. 3.5.1-2: Průběhy napětí a proudu v usměrňovači (převzato z [6])

3.5.2 Vlastní návrh usměrňovače

Návrh usměrňovače je proveden podle literatury [6]. Zvolí se pokles napětí $\Delta U = 30$ V. Z rovnice (3.5.2-1) se vypočítá přibližná hodnota napětí U_d (pro $U_m = 325$ V):

$$U_d \cong U_m - \frac{\Delta U}{2} \quad (3.5.2-1)$$

$U_d = 310$ V (přibližně). Relativní pokles napětí je dán rovnicí (3.5.2-2):

$$\delta = \frac{\Delta U}{U_m} \quad (3.5.2-2)$$

Relativní pokles napětí má hodnotu $\delta = 0,0923$. Činný výkon $P_c = 240$ W byl vypočítán z rovnice (3.2-2). Při známosti tohoto výkonu a napětí U_d se z rovnice (3.5.2-3) určí střední hodnota proudu I_d :

$$I_d = \frac{P_c}{U_d} \quad (3.5.2-3)$$

Tento proud má hodnotu $I_d = 0,774$ A. Kapacita sběracího kondenzátoru se určí ze vztahu (3.5.2-4), (perioda sítě $T = 20$ ms):

$$C = \frac{T I_d}{2 \Delta U} \left[1 - \frac{1}{\pi} \arccos(1 - \delta) \right] \quad (3.5.2-4)$$

Kapacita kondenzátoru vyjde $C = 222,4$ μ F, použije se tedy kondenzátor 220 μ F/400 V. Časový interval t_n se vypočítá z rovnice (3.5.2-5):

$$t_n = \frac{T}{2\pi} \arccos(1 - \delta) \quad (3.5.2-5)$$

Kondenzátor se bude nabíjet po dobu $t_n = 1,378$ ms. Maximální proud odebíraný ze sítě se pak vypočítá z rovnice (3.5.2-6):

$$I_{max} = C \frac{2\pi}{T} U_m \sin\left(\frac{2\pi}{T} t_n\right) + I_d \quad (3.5.2-6)$$

Proud odebíraný ze sítě má maximální hodnotu $I_{max} = 10,3$ A. Efektivní hodnota proudu odebíraného ze sítě se vypočítá z rovnice (3.5.2-7):

$$I_{ef} = \frac{2\pi C U_m}{T} \sqrt{\frac{t_n}{T} - \frac{1}{4\pi} \sin\left(\frac{4\pi}{T} t_n\right)} \quad (3.5.2-7)$$

$I_{ef} = 2,068$ A. Nyní se podle rovnic (3.5.2-8a, b, c) proudově dimenzují usměrňovací diody:

$$I_{Dstř} = \frac{I_d}{2}, I_{Def} = \frac{I_{ef}}{\sqrt{2}}, I_{Dmax} = I_{max} \quad (3.5.2-8a, b, c)$$

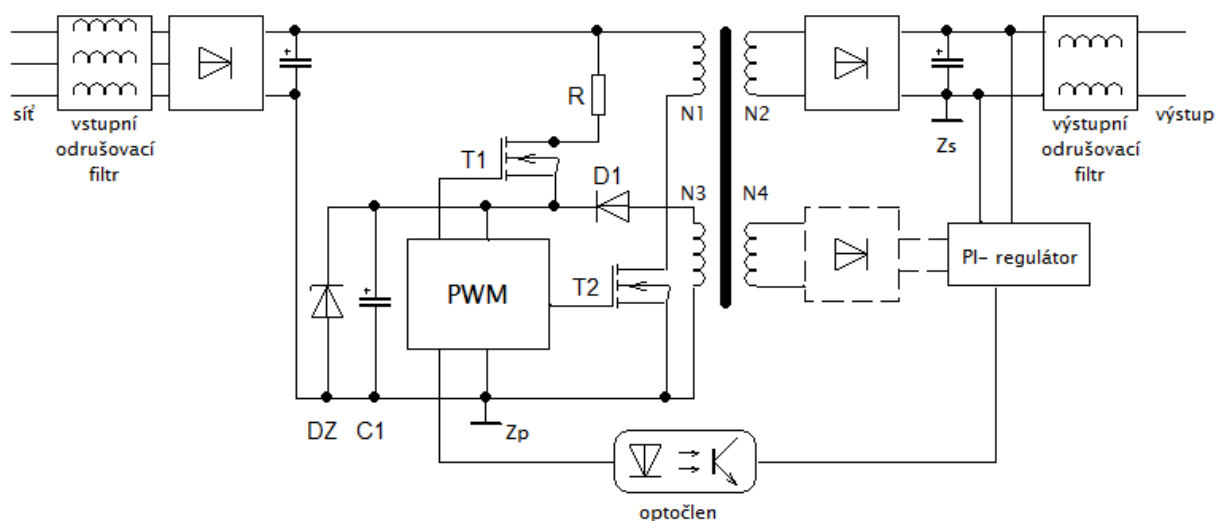
$I_{Dstř} = 0,387$ A, $I_{Def} = 1,462$ A, $I_{Dmax} = 10,3$ A. Z nabídky byl vybrán usměrňovací můstek (diody D₁ až D₄) typu KBU8M s parametry: $U_{KA} = 1000$ V, $I_{Dstř} = 8$ A. Tím je návrh usměrňovače ukončen.

3.6 Návrh řídicích obvodů

3.6.1 Úvodní problematika

Zvláště v případě spínaných zdrojů velkého výkonu jsou kladeny vysoké požadavky na kvalitu regulace. Zejména na statickou přesnost, na rychlost a kvalitu odezvy na jednotkový skok (řídicího signálu, proudu zátěže a mezilehlého napětí U_d), na rychlost a kvalitu proudového omezení (při přetížení nebo zkratu na výstupu), na rychlost a stabilitu při přechodu z jednoho způsobu regulace na druhý (např. u nabíječek přechod z regulace na konstantní proud do režimu napětového omezení) a na rovnoměrnost rozdělení výstupních proudů při paralelním chodu více

měníčů do jedné zátěže. Řídicí obvody mohou být realizovány analogově i digitálně, z pohledu kybernetiky není mezi oběma způsoby rozdíl. Rozhodující je cena, kdy pod výkonovou hranici 1 kW je digitální způsob řízení nevýhodný (v současné době). Požadováno je spolehlivé galvanické oddělení z důvodu bezpečnosti a požadavků v oblasti EMC (ve směru od sítě k zátěži i ve směru opačném). Izolační bariéra by měla mít elektrickou pevnost asi 2 kV při kmitočtu 50 Hz. Galvanicky se odděluje přenášená energie (impulsní transformátor), impulsní řídicí signály (prostřednictvím optočlenů pracujících ve spínacím režimu, případně impulsních transformátorků), analogové řídicí signály (prostřednictvím optočlenů pracujících ve spojitém režimu) a napájecí napětí pro řídicí obvody (vždy pomocí transformátorků). Pozornost je věnována především přenosu řídicích signálů, přičemž existují dvě základní řešení: Systém, jehož řídicí obvody jsou umístěny na sekundární straně a systém s řídicími obvody na straně primární. Prvně zmíněné řešení se používá ve zdrojích s většími výkony a bude použito i v případě tohoto zdroje. Řídicí obvody jsou napájeny ze sítového transformátorku (tento případ) nebo z malého pomocného měniče s impulsním transformátorkem. Energie ze vstupu na výstup je přenášena výkonovým transformátorem, řídicí signály spínacích tranzistorů jsou přenášeny buď transformátorky (tento případ), nebo optočleny (měniče velkých výkonů se složitějšími budiči obsahujícími aktivní ochrany spínacích tranzistorů). Systémy s řídicími obvody na primární straně jsou vhodné pro menší výkony, např. pro blokující měnič (měnič, u kterého je energie ze vstupu na výstup přenášena při vypnutí tranzistorů). Zjednodušené schéma takového měniče je uvedeno na Obr. 3.6.1-1 [4].



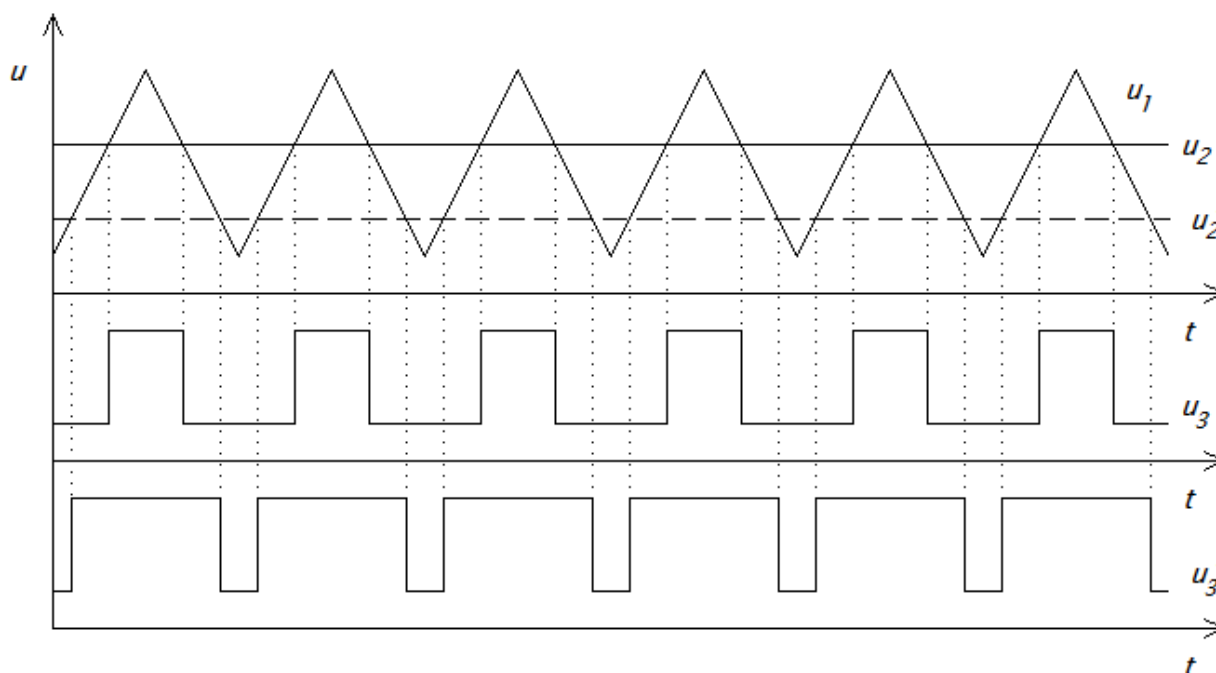
Obr. 3.6.1-1: Zjednodušené schéma měniče s řídicími obvody na primární straně (převzato z [4])

Měnič obsahuje složitější transformátor, který obsahuje jak pracovní primární a sekundární vinutí (N_1 a N_2), tak pomocná vinutí na primární (N_3) i sekundární straně (N_4) určená pro napájení řídicích obvodů. Na primární straně je umístěn PWM modulátor, na sekundární straně pak PI-regulátor. Signál z regulátoru se dostává do PWM modulátoru pomocí optočlenu, který pracuje ve spojitém režimu. V okamžiku zapnutí měniče je přes odpor R a výkonový tranzistor T_1 připojen PWM modulátor přímo k usměrněné síti. Po nabití kondenzátoru C_1 dojde k vypnutí tohoto tranzistoru a zároveň začne tranzistor T_2 dostávat řídicí impulsy. Po proběhnutí prvního pracovního cyklu měniče je již PWM modulátor napájen z pomocného vinutí N_3 přes usměrňovací diodu D_1 . Zenerova dioda D_Z plní funkci ochrany proti přepětí. PI-regulátor je napájen buď z pomocného vinutí N_4 , nebo napájí sám sebe z výstupního napětí měniče. Z_p je zem

primárních obvodů, Z_s pak zem obvodů sekundárních. Výhodou tohoto uspořádání je velká odolnost proti nepřesnosti, nelinearitě a teplotní závislosti optočlenu. Jako PI-regulátor se často používá obvod TL431 [4].

3.6.2 Rozdělení PWM modulátorů

Pulsně šířková modulace je založena na porovnávání (koincidenci) nízkofrekvenčního (řídícího) signálu s vysokofrekvenčním (nosným) trojúhelníkovým signálem [7]. Příklad časových průběhů napětí pro PWM je znázorněn na Obr. 3.6.2-1 [4].



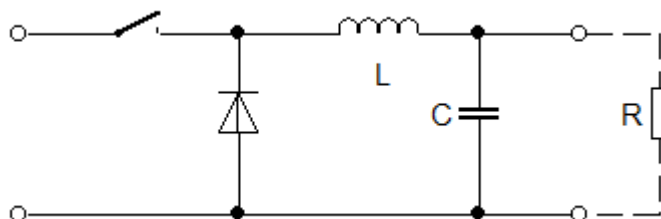
Obr. 3.6.2-1: Průběhy napětí při PWM

Napětí u_1 představuje vf nosný signál, napětí u_2 a u_2' představují dva řídící signály, kterým odpovídají dvě výstupní pulsně šířkově modulovaná napětí u_3 a u_3' s různou šířkou impulsů. Často se pro řízení spínaných zdrojů používají speciální integrované obvody (zde jím bude IO SG3525AN). Rozlišují se dva způsoby realizace PWM, a to typ A a typ B. V případě modulátoru typu A je vf nosný signál generován vlastním generátorem a následně komparován s nf signálem z výstupu regulátoru. Toto řešení je nejlepší možné, neboť modulátor je univerzální a jeho funkce nijak nezávisí na uspořádání výkonové části měniče. V případě, že je emitor spínacího tranzistoru na jiném potenciálu jak obvodová země modulátoru, použije se obvykle galvanické oddělení řídící elektrody spínacího tranzistoru a modulátoru. Modulátor typu B využívá místo vf trojúhelníkového signálu signál z proudového čidla, přičemž se využívá pilovitého nárůstu proudu procházejícího spínacím prvkem. Pilovitý signál se pak porovnává se signálem z regulátoru. Frekvence spínání je dána generátorem hodinových impulsů. Popsané řešení je vhodné pro blokující měnič s jedním spínacím tranzistorem. Pilovité zvlnění proudu musí být relativně velké, aby se zamezilo nadměrné citlivosti komparátoru na přítomnost rušivých složek v řídících signálech. Emitor tohoto tranzistoru musí mít stejný potenciál jako řídící obvody. V emitoru musí být zařazen bezindukční bočník, případně jiný rychlý proudový snímač. Na bočníku vzniklý napěťový úbytek se pokaždé odečítá od řídícího signálu a tím pádem snižuje

jeho kvalitu. Pokud by měl snímač parazitní indukčnost, snížení kvality řídicího signálu by bylo nepřijatelně velké. Ze stejného důvodu nemohou protékat emitorem velké proudy, proto uvedené řešení není vhodné pro měniče velkých výkonů. Reálný bočník má vždy určitou parazitní indukčnost, proto je třeba do cesty snímaného napěťového signálu zařadit dolní propust prvního řádu. Vřazením dolní propusti však vzniká přídavné dopravní zpoždění, kvůli kterému nelze řídicí impulsy zúžit až k nulové hodnotě, tato skutečnost se jeví jako problém hlavně při vysokých kmitočtech. Výhodou je naopak to, že se popsany modulátor chová jako proudová smyčka, což má příznivý vliv na kvalitu regulace [4].

3.6.3 Způsoby zpětnovazební regulace výstupních veličin

Při porovnávání jednotlivých způsobů regulace není třeba uvažovat uspořádání výkonové části měniče. Také impulsní transformátor není nutné uvažovat, neboť se z pohledu dynamiky chová jako ideální proporcionalní člen, který nemá setrvačnost ani dopravní zpoždění. Proto se libovolný typ propustného měniče nahradí spínačem řízeným PWM a LC-filtrem, jak je tomu na Obr. 3.6.3-1 [4].



Obr. 3.6.3-1: Náhrada měniče spínačem a LC-filtrem (převzato z [4])

Spínač řízený PWM pracující na kmitočtu $f = 1/T$ lze chápat z dynamického hlediska jako systém s náhodným dopravním zpožděním, nabývající hodnoty $t_d = 0$ až T . Dopravní zpoždění může negativně ovlivňovat stabilitu zpětnovazební regulační smyčky. PWM blok je možné přibližně nahradit setrvačným členem 1. řádu. Časová konstanta tohoto členu odpovídá hodnotě středního dopravního zpoždění, kdy u jednočinného měniče má časová konstanta velikost určenou rovnicí (3.6.3-1) [4]:

$$\tau = t_{d \text{ stř}} = \frac{T}{2} = \frac{1}{2f} \quad (3.6.3-1)$$

Přenos setrvačného členu 1. řádu má tvar podle rovnice (3.6.3-2) [4]:

$$K(p) = \frac{1}{p\tau + 1} \quad (3.6.3-2)$$

LC-filtr, na jehož výstup je připojen paralelní (tlumicí) odpor R , lze chápat jako kmitavý člen 2. řádu s přenosem ve tvaru (3.6.3-3), kde ω_0 je úhlový rezonanční kmitočet a τ časová konstanta [4]:

$$K(p) = \frac{1}{p^2 LC + p \frac{L}{R} + 1} = \frac{1}{p^2 \frac{1}{\omega_0^2} + p\tau + 1} \quad (3.6.3-3)$$

Pro úhlový rezonanční kmitočet a časovou konstantu platí rovnice (3.6.3-4a, b) [4]:

$$\omega_0 = \frac{1}{LC}, \tau = \frac{L}{R} \quad (3.6.3-4a, b)$$

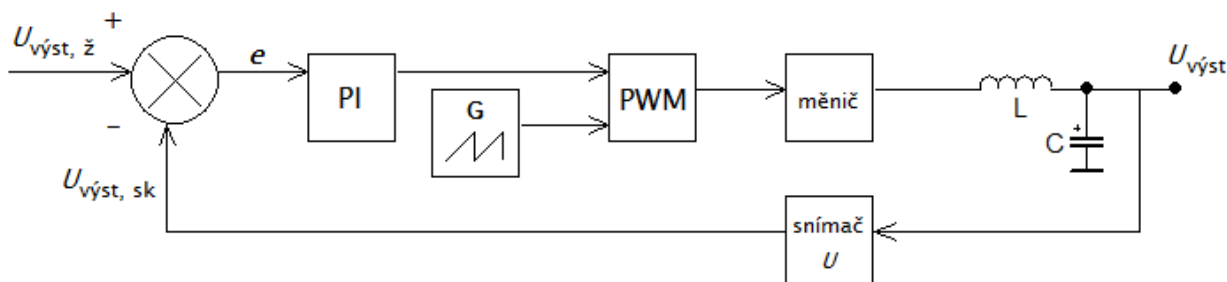
Činitel tlumení ξ se při znalosti hodnot R , L a C spočítá z rovnice (3.6.3-5) [4]:

$$\xi = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.6.3-5)$$

Je-li požadavek na odpojování zátěže při provozu měniče, může být LC-filtr při provozu i zcela netlumený. Při pracovním kmitočtu měniče $f \gg f_0$ malé tlumení nevadí. Z výše uvedených poznatků je patrné, že systém zobrazený na Obr. 3.6.3-1 je soustavou 3. řádu, která se z hlediska stability nesnadno reguluje. Aby byla regulace rychlá, kvalitní a přesná, je potřeba snížit řád soustavy o jedničku, ještě lépe o dvojku. Toho lze dosáhnout následujícími způsoby. Zejména musí platit podmínka dostatečně velkého pracovního kmitočtu f , což bývá obvykle splněno. Dopravní zpoždění spínače je pak malé a malá je i časová konstanta $\tau = 1/2f$ náhradního setrvačného členu. Tím pádem má horní mezní kmitočet hodnotu $f_h = 1/\tau = 2f$, f_h bude tedy vysoký a předpokládá se, že nebude ležet v užitečném kmitočtovém pásmu a nebude mít vliv na stabilitu. Druhou možností je použití kaskádní regulační struktury s podřízenou smyčkou pro řízení proudu. Tato smyčka ruší setrvačnost indukčnosti v LC-filtru a tím pádem snižuje řád soustavy o jedničku. Mohou tedy existovat následující řídicí struktury [4]:

- PWM typu A + PI-regulátor výstupního napětí, bez omezení proudu.
- PWM typu A + dva paralelně řazené PI-regulátory proudu a napětí s plynulým přechodem mezi oběma způsoby regulace.
- PWM typu A + kaskádní regulační struktura s podřízenou proudovou smyčkou, v podřízené smyčce je zároveň obsaženo proudové omezení. Jedná se o nejlepší možné řešení.
- PWM typu B + P nebo PI nadřazený regulátor napětí. U některých IO je zesilovač realizován bez zpětné vazby, hlídání a omezování nadproudu se často řeší dalším komparátorem. Jedná se o úsporné řešení.

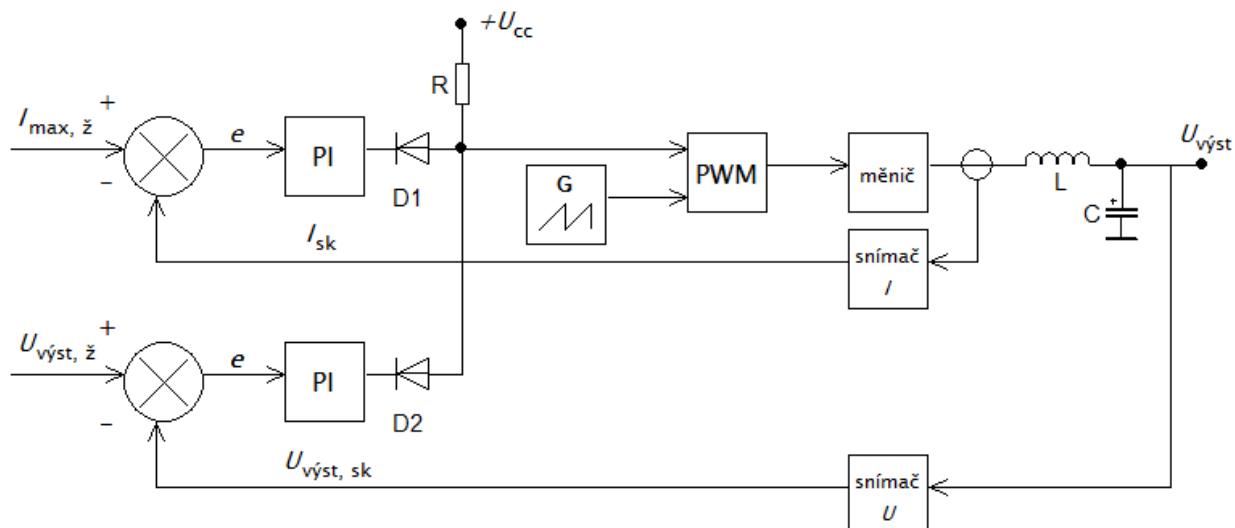
Na Obr. 3.6.3-2 je blokové schéma přímé regulace výstupního napětí, neobsahující proudové omezení. Tento způsob regulace není z pohledu dynamiky dobrý, neboť PI-regulátor musí regulovat soustavu 3. řádu (resp. 2. řádu, je-li pracovní kmitočet měniče dostatečně vysoký). Chybějící proudové omezení je rovněž nevýhodou [4].



Obr. 3.6.3-2: Přímá regulace výstupního napětí bez proudového omezení (převzato z [4])

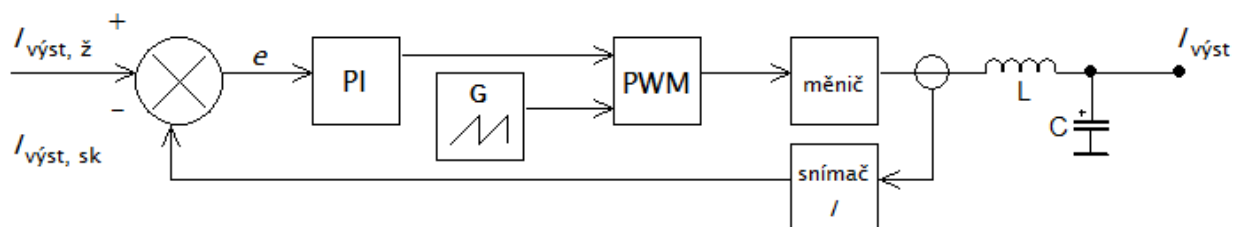
Lepší řešení je uvedeno na Obr. 3.6.3-3. Jedná se o paralelní regulaci s přidáním proudovým omezením. Výstupy proudového a napětového regulátoru jsou připojeny k PWM přes diody D_1

a D_2 , které spolu s odporem R tvoří rozhodovací člen NEBO. Regulace se účastní ten regulátor, jehož výstupní napětí je menší. Výstup druhého regulátoru jde do kladné saturace a díky diodě je jeho výstup odpojen od PWM. Je-li výstupní hodnota proudu menší než hodnota žádaná, regulace se účastní napěťový regulátor. Při přetížení měniče začne pracovat regulátor proudu jako proudové omezení. Proud musí být snímán ještě před tlumivkou LC-filtru, aby se neuplatnila setrvačnost kondenzátoru, a tím pádem se bude jednat o regulovanou soustavu 2. řádu (resp. dokonce 1. řádu, zanedbá-li se dynamika měniče). Uvedené řešení je sice lepší než to z Obr. 3.6.3-2, ale v porovnání s kaskádní regulační strukturou stále nevýhodné [4].



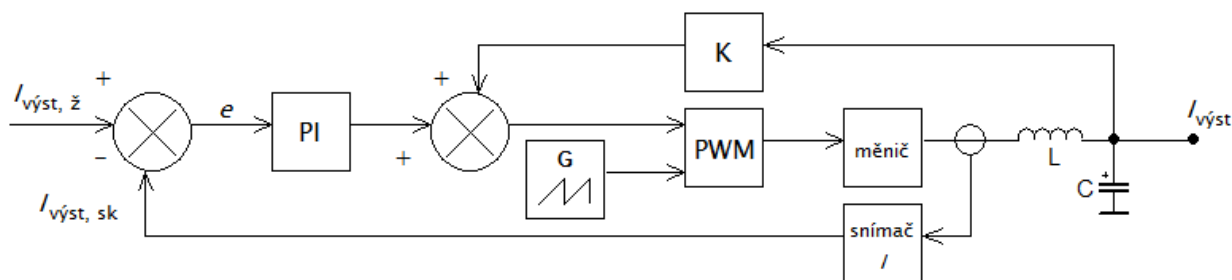
Obr. 3.6.3-3: Přímá regulace výstupního napětí s paralelním regulátorem proudu (převzato z [4])

Na Obr. 3.6.3-4 je blokové schéma přímé regulace výstupního proudu, které neobsahuje napěťovou regulaci. Tento princip se používá např. ve svařovacích invertorech, které pracují v režimu konstantního proudu do oblouku. Napětí na oblouku omezovat nelze, neboť by došlo k uhasnutí oblouku. Maximální hodnota napětí je však omezena převodem transformátoru, kondenzátor v LC-filtru se uplatňuje ve funkci potlačení vf rušení [4].



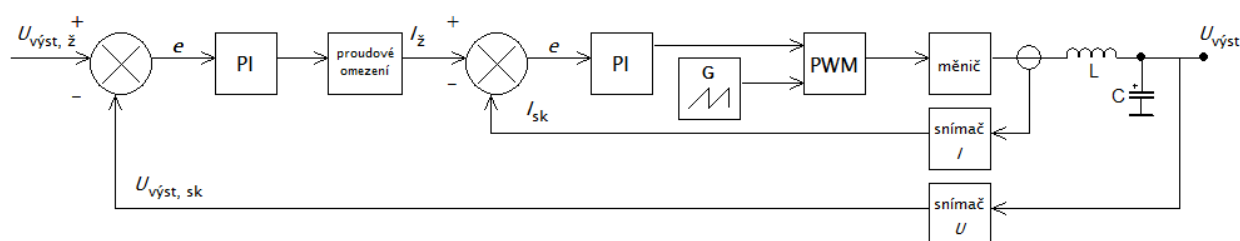
Obr. 3.6.3-4: Přímá regulace proudu bez napěťové regulace (převzato z [4])

Jelikož je proud procházející indukčností integrálem z přivedeného napětí, dochází při kolísání výstupního napětí ke změně velikosti tohoto integrálu a tím pádem k zanášení poruch do regulační smyčky. Tatáž smyčka doplněná regulací na konstantní napětí je zobrazena na Obr. 3.6.3-5. Napěťový kompenzátor K je schopen tyto poruchy odstranit za předpokladu, že má měnič velkou napěťovou rezervu [4].



Obr. 3.6.3-5: Přímá regulace proudu s napěťovou kompenzací (převzato z [4])

Vůbec nejlepším způsobem je kaskádní regulace s podřízenou proudovou smyčkou. Blokové schéma takového systému je na Obr. 3.6.3-6. Setrvačnost tlumivky je eliminována podřízenou proudovou smyčkou. Proudový PI-regulátor má velkou rychlost a stabilitu, tím pádem i při rychlé změně proudu existuje stále přímá úměra mezi žádanou a skutečnou hodnotou proudu. To znamená, že neexistuje setrvačnost mezi těmito hodnotami. Řád soustavy je potom o jedničku nižší a nadřazený napěťový regulátor může mít vyšší dynamiku při zachování stability. Na výstupu z regulátoru napětí bude v případě tohoto zdroje vřazen blok nastavitelného proudového omezení [4].



Obr. 3.6.3-6: Kaskádní regulace napětí s podřízenou proudovou smyčkou (převzato z [4])

Tento způsob regulace se používá např. v nabíječkách akumulátorů. Nabíjený akumulátor se chová téměř ve všech případech jako ideální zdroj konstantního napětí s minimálním vnitřním odporem. Toto napětí během nabíjení pomalu roste, přičemž konečná hodnota (u olověného akumulátoru o napětí 12 V je to asi 14 V) je brána jako povel k ukončení nabíjení. Je-li napětí akumulátoru menší než žádaná hodnota, výstup napěťového regulátoru je v saturaci a akumulátor je nabíjen po celou dobu konstantním proudem o žádané velikosti. Jestliže napětí akumulátoru dosáhne konečné žádané hodnoty, napěťový regulátor přestane být v saturaci, jeho výstupní signál začne klesat a tím pádem začne klesat žádaná hodnota proudu až k nule. Proces nabíjení je ukončen a akumulátor je nadále udržován v pohotovostním režimu. U svařovacích invertorů se výhodně používá regulace na konstantní výkon. Regulační obvody odpovídají těm z Obr. 3.6.3-6, jsou však ještě doplněny o nejvyšší nadřazenou smyčku regulace konstantního výkonu. Ta se skládá z násobičky a P-regulátoru. Na vstup násobičky se přivádějí výstupní signály ze snímače napětí a snímače proudu. Výstupem je skutečná hodnota výkonu, přiváděná spolu se žádanou hodnotou výkonu do rozdílového členu P-regulátoru. Výhoda regulace na konstantní výkon spočívá ve stabilizování délky svařovacího oblouku. Napětí na oblouku přibližně odpovídá délce oblouku. Je-li výkon konstantní, dojde při zkrácení délky oblouku k poklesu napětí a nárůstu proudu a tím také ke zrychlení procesu uhořívání elektrody. Uhoříváním elektrody však narůstá

délka oblouku, tím pádem narůstá také obloukové napětí a zároveň klesá proud. Popsaný proces funguje i v opačném případě, tedy při prodlužování délky oblouku [4].

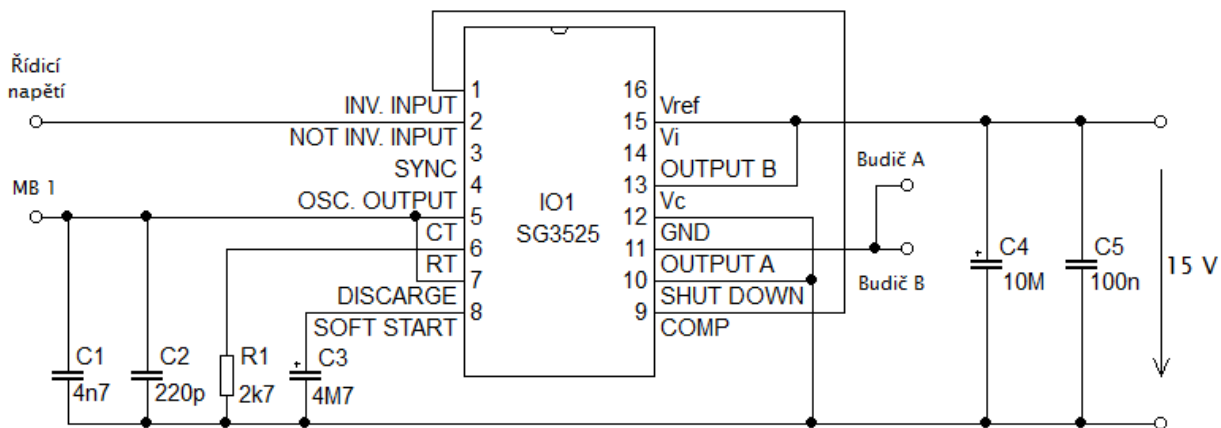
3.6.4 Vlastní návrh regulačních obvodů

Pro tento zdroj bude použita kaskádní regulační struktura s podřízenou proudovou smyčkou podle Obr. 3.6.3-6. Schéma je uvedeno na Obr. 3.6.4-1 v příloze této práce. Skutečný proud prochází bočником R_b s hodnotou odporu $0,01 \Omega$. Při maximální hodnotě proudu 10 A je tedy na bočniku snímáno napětí -100 mV . Toto napětí je zesilováno zesilovačem (IO_{1A}) zapojeným v neinvertujícím zapojení se zpětnovazební propustí 1. řádu ($R_3 C_{47}$). Nežádoucí rušení je filtrováno také vstupní propustí 1. řádu ($R_1 C_1$). Výstupní signál zesilovače (IO_{1A}) odpovídající skutečné hodnotě proudu je zaveden do součtového členu $R_4 R_5$ PI-regulátoru proudu, kde je využit IO_{2A} pracující v invertujícím zapojení. Dioda D_1 slouží k hornímu omezení výstupního signálu. Signál odpovídající žádané hodnotě proudu je v případě režimu regulace proudu nastavován potenciometrem P_1 . V případě režimu regulace napětí je signál odpovídající žádané hodnotě proudu přiváděn z výstupu nadřazené napěťové smyčky. Režimy regulace napětí a proudu jsou přepínány přepínačem PR. K impedančnímu oddělení přívodů řídicích signálů od součtového členu $R_4 R_5$ slouží IO_{2B} zapojený v neinvertujícím zapojení jako sledovač. Signál odpovídající skutečné hodnotě výstupního napětí je snímán děličem $R_{20} R_{21}$. Kondenzátor C_4 slouží opět k filtrování nežádoucího rušení. Signál je dále invertován zesilovačem (IO_{1B}) a přiveden na součtový člen $R_{12} R_{13}$ PI-regulátoru napětí. Signál odpovídající žádané hodnotě napětí je nastavován potenciometrem P_2 , k impedančnímu oddělení potenciometru od součtového členu slouží sledovač (IO_{3A}). V samotném PI-regulátoru napětí je využit IO_{4A} pracující opět v invertujícím zapojení. Dioda D_3 slouží také zde k hornímu omezení výstupního signálu PI-regulátoru. Výstupní signál PI-regulátoru napětí je dále zeslabován a invertován zesilovačem (IO_{4B}). Na výstupu zesilovače (IO_{4B}) je zařazen obvod proudového omezení sestávající ze sledovače (IO_{3B}) a omezovací diody D_4 . Hodnota proudového omezení je nastavována potenciometrem P_3 . Výstupní signál PI-regulátoru proudu je zeslabován a invertován zesilovačem (IO_{5A}). Dioda D_2 slouží k dolnímu omezení výstupního signálu zesilovače (IO_{5A}). Zesilovač (IO_{5B}) je nevyužitý a je zapojen jako sledovač s uzemněným neinvertujícím vstupem, aby nezanášel rušení do regulační struktury, ve schématu není zakreslen. Napájecí napětí přiváděné na jednotlivé potenciometry je získáváno ze zdroje $+15 \text{ V}$ (viz. kapitola 3.7) a stabilizováno stabilizátorem 78L09 na hodnotu 9 V . Před každým potenciometrem je zařazen RC článek složený z odporu $1,2 \text{ k}\Omega$ a kondenzátoru 220 nF . Na každém potenciometru je pak mezi krajními vývody 8 V , kondenzátor slouží k odfiltrování rušivých vf signálů. Všechny dvojité operační zesilovače (IO_1 až IO_5) jsou typu TL072P, diody ($D_1 - D_4$) typu 1N4148. Při ožívování regulačních obvodů byl nejprve „naladěn“ PI-regulátor proudu, poté PI-regulátor napětí. Proporcionální složku PI-regulátoru proudu (IO_{2A}) představuje odpor R_6 o hodnotě $75 \text{ k}\Omega$, integrační složku představuje kondenzátor C_2 o kapacitě $2,2 \text{ nF}$. V PI-regulátoru napětí (IO_{4A}) představuje proporcionální složku odpor R_{14} s hodnotou $22 \text{ k}\Omega$ a integrační složku kondenzátor C_5 s kapacitou 10 nF .

3.6.5 Návrh PWM modulátoru

Schéma zapojení PWM modulátoru je uvedené na Obr. 3.6.5-1. Řídicí napětí vyvedené ze zesilovače (IO_{5A}) nabývající hodnoty 0 až $4,5 \text{ V}$ je přivedeno na neinvertující vstup vnitřního operačního zesilovače (zapojeného jako sledovač, spojeny vývody 1 a 9) PWM modulátoru SG3525AN. Pracovní kmitočet vnitřního oscilátoru je nastaven pomocí odporu R_1 (vývod 6)

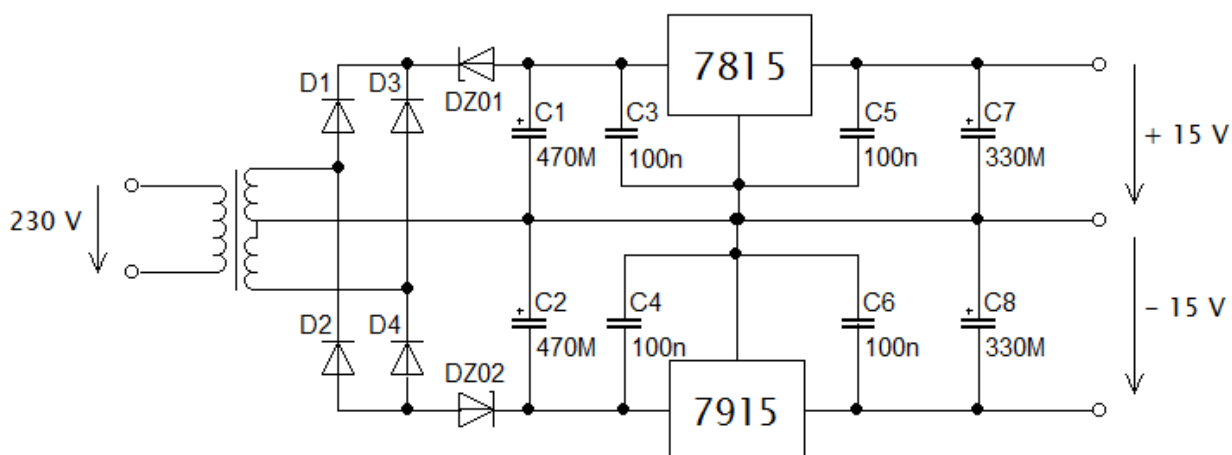
a kondenzátorů C_1 a C_2 (vývod 5). Rozsah pracovního kmitočtu oscilátoru je 100 Hz až 500 kHz. Má-li odpor R_1 velikost 2,7 k Ω a kondenzátory C_1 a C_2 kapacity 4,7 nF a 220 pF, má pracovní kmitočet vnitřního oscilátoru velikost $f = 104$ kHz. Kondenzátor C_1 je svitkový z důvodu teplotní stability kapacity a tím pádem také pracovního kmitočtu, kondenzátor C_2 je keramický. Kondenzátor C_3 je součástí obvodů tzv. *softstartu* (vývod 8). IO SG3525AN je vybaven rovněž funkcí *shutdown*, kdy je po přivedení napětí na vývod 10 sepnut vnitřní tranzistor a dojde k vybití kondenzátoru C_3 . Po odpojení řídicího napětí od vývodu 10 dojde k vypnutí tranzistoru a kondenzátor C_3 je nabíjen z vnitřního proudového zdroje. Funkce *shutdown* není v případě této konstrukce využita, vývod 10 je proto uzemněn. Vývod 5 je spojen rovněž s vývodem 7 (*discharge*). Je-li k těmto vývodům připojen rezistor, lze volbou velikosti jeho odporu nastavovat tzv. *deadtime* (v tomto případě bude *deadtime* nulový). Vývod 3 (*sync*) slouží pro synchronizaci při paralelním chodu více PWM modulátorů nebo pro řízení vnitřního oscilátoru vnějším hodinovým signálem. Signál z vnitřního oscilátoru je vyveden na vývod 4 (*osc. output*). PWM modulátor má dva dvočinné výkonové stupně vyvedené na vývody 11 (*output A*) a 14 (*output B*). Kmitočet výstupního obdélníkového signálu každého z výkonových stupňů má poloviční hodnotu kmitočtu vnitřního oscilátoru. Výstupní signál výstupu B je časově zpožděný za výstupním signálem výstupu A. Řídící elektrody obou MOS-FETů v budičích spínacích tranzistorů jsou připojeny přes příslušné odpory R_G k výstupu A. Vývod 12 je zem celého IO. Vývod 15 slouží k napájení IO, vývod 13 pak slouží k oddělenému napájení obou výkonových stupňů. Napájecí napětí přivedené k oběma vývodům může mít rozsah 8 až 35 V. V případě této konstrukce jsou oba vývody spojeny a připojeny ke zdroji +15 V. Na vývod 16 je vyvedeno referenční napětí 5,1 V z vnitřního stabilizovaného zdroje. Toto napětí může kolísat v rozsahu ± 1 % [11].



Obr. 3.6.5-I: Schéma zapojení PWM modulátoru (převzato z [11])

3.7 Návrh napájecího zdroje regulačních obvodů

Pro napájení regulačních obvodů, PWM modulátoru a budičů spínacích tranzistorů bude sloužit zdroj symetrického napětí ± 15 V, jehož schéma je uvedené na Obr. 3.7-1 [8].



Obr. 3.7-1: Schéma napájecího zdroje regulačních obvodů (převzato z [8])

Napájecí napětí dodává síťový transformátor. Z nabídky byl vybrán transformátor typu BV EI 422 1229 s údaji: $U_{ef} = 230/2 \times 18 \text{ V}$, $S_n = 6 \text{ VA}$. Napětí je usměrňováno dvojpulsním usměrňovačem (diody D_1 až D_4). Zde vyhoví usměrňovací můstek typu B250C1500 s následujícími parametry: $U_{KA} = 600 \text{ V}$, $I_d = 1 \text{ A}$. Napětí bude stabilizováno stabilizátory 7815 (kladná větev) a 7915 (záporná větev). Stabilizátor 7815 má výstupní napětí 15 V a výstupní proud $0,75 \text{ A}$. Stabilizátor 7915 má výstupní napětí -15 V a proud 1 A . Maximální vstupní napětí obou stabilizátorů je 35 V . Při oživování napájecího zdroje se ukázalo, že síťový transformátor je příliš „měkký“ a jeho výstupní napětí ve stavu naprázdno dosahuje téměř dvojnásobku hodnoty uvedené na štítku. Proto byly do obvodu zdroje doplněny Zenerovy diody DZ_{01} a DZ_{02} . Vstupní napětí stabilizátorů jsou pak menší o hodnoty příslušných Zenerových napětí. Dioda DZ_{01} je typu BZX5V6 (napětí $5,6 \text{ V}$), dioda DZ_{02} pak typu BZX10 (napětí 10 V). Tím je ukončen návrh napájecího zdroje a také všech funkčních celků.

4 CHLAZENÍ SPÍNACÍCH PRVKŮ

4.1 Úvodní problematika

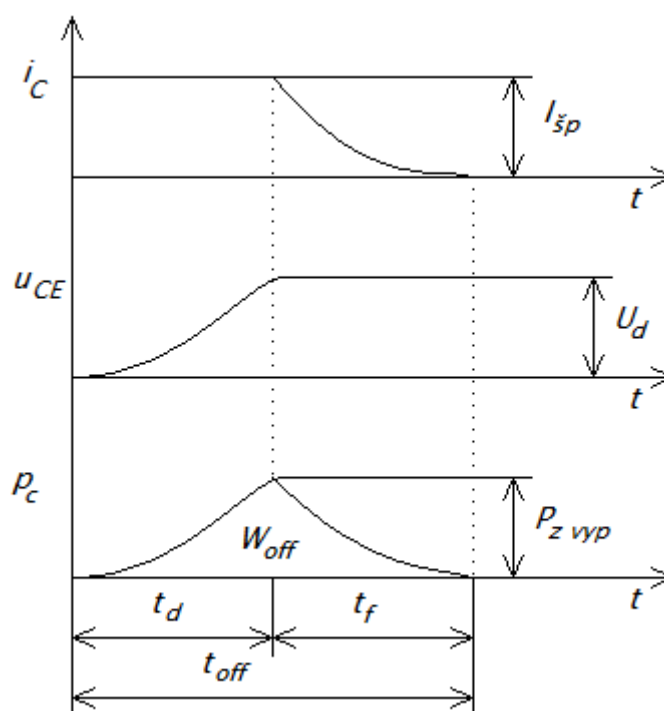
Ztrátový výkon aktivních a pasivních prvků v měniči způsobuje jejich ohřev. Toto teplo je třeba odvádět, aby nedošlo k tepelnému zničení daných prvků. Rozměry chladičů mají vliv na celkové uspořádání měniče, na jeho hmotnost a objem. Realizaci chladiče předchází výpočet ztrátového výkonu a poté určení potřebného tepelného odporu chladiče. Mezi některými tepelnými a elektrickými veličinami existují analogie [9]:

- tepelná energie- elektrický náboj
- tepelný výkon- elektrický proud
- tepelný odpor- elektrický odpor
- tepelná časová konstanta- elektrická časová konstanta
- oteplení- elektrické napětí
- tepelná kapacita- elektrická kapacita
- další...

Tyto analogie jsou odvozeny na základě podobnosti diferenciálních rovnic, které popisují vztahy mezi jednotlivými veličinami. Některé analogie nejsou definovány, např. není definována tepelná analogie k elektrickému výkonu, elektrické energii nebo k součiniteli přestupu tepla. Stejně jako existují elektrická schémata, existují také tepelná schémata. Teplo může být mezi dvěma tělesy přenášeno třemi způsoby, a to: zářením (vakuum, plynné prostředí), prouděním (kapalné a plynné pohyblivé prostředí) a vedením (pevné, kapalné a plynné prostředí, nehybné i pohyblivé). Při reálných dějích pak dochází ke kombinaci těchto způsobů [9].

4.2 Přepínací ztráty ve výkonovém tranzistoru

Předpokladem je, že tranzistor spíná proud do zátěže odporově-indukčního charakteru. Proud je málo zvlněný, téměř hladký a zátěž je připojována ke konstantnímu napětí U_d . Časová konstanta zátěže $\tau_z = L/R$ má řádově vyšší hodnotu než je vypínací doba tranzistoru. V okamžiku připojení řídicí elektrody tranzistoru k nulovému napětí teče tranzistorem po dobu t_d konstantní proud odpovídající proudu zátěže. Napětí na sepnutém tranzistoru je na počátku doby t_d téměř rovno nule a začíná pozvolna narůstat. Teprve po uplynutí doby t_d začne proud tranzistorem klesat, napětí na tranzistoru je již rovno napětí U_d . Tento časový interval se označuje t_f . Po skončení doby t_f je proud tranzistorem nulový. Součet časů t_d a t_f odpovídá celkovému vypínacímu času t_{off} . Příklad průběhů napětí, proudu a výkonu při vypínání tranzistoru je uveden Obr. 4.2-1 [9], [12].



Obr. 4.2-1: Průběhy napětí, proudu a výkonu při vypínání tranzistoru (převzato z [9])

Proud I_{sp} z Obr. 4.2-1 má význam součtu maximální hodnoty magnetizačního proudu $I_{\mu max}$ a proudu I'_z , napětí U_d je mezilehlé napětí. Podílem proudu i_c a napětí u_{ce} je definována časově závislá (parametrická) vodivost g_{ce} tranzistoru (4.2.1) [9], [12]:

$$g_{ce} = \frac{i_c}{u_{ce}} \quad (4.2.1)$$

Tato vodivost nabývá své maximální hodnoty (4.2.2)

$$G_{ce} = \frac{I_c}{U_{ce}} \quad (4.2.2)$$

na počátku časového intervalu t_{off} a postupně klesá k nule. Časový průběh parametrické vodivosti závisí na konkrétním typu tranzistoru a na způsobu buzení, naopak nezávisí na provedení obvodu v kolektoru. Zapínací děj probíhá obráceně: Při přivedení signálu na řídicí elektrodu je napětí na tranzistoru rovno napětí U_d a proud začne pomalu narůstat. Po uplynutí doby t_d dosáhne proud své maximální hodnoty rovnající se proudu zátěže a napětí na tranzistoru začne pozvolna klesat. Tento interval se značí t_r a na jeho konci napětí na sepnutém tranzistoru klesne téměř k nule. Součtem časů t_d a t_r se získá celková doba zapínání t_{on} . Parametrická vodivost tranzistoru během zapínacího děje postupně vzrůstá z nulové hodnoty až na hodnotu maximální danou rovnicí (4.2.2). Součinem okamžitých hodnot napětí a proudu se získá okamžitý ztrátový výkon pro zapínací i vypínací děj. Integrálem z tohoto výkonu za dobu t_{on} (resp. t_{off}) se získá hodnota ztrátové energie W_{on} (resp. W_{off}). Při pracovní frekvenci f tranzistoru se oba děje opakují f -krát za sekundu. Ztrátový výkon na tranzistoru je pak roven součtu energií W_{on} a W_{off} násobenému kmitočtem f . V případě jednočinného propustného měniče s impulzním transformátorem se u spínacího tranzistoru (T_{10} a T_{20}) uvažují pouze ztráty vypínací. Důvody jsou následující: V okamžiku sepnutí tranzistoru je již ukončen rekombinační děj primárních nulových diod (D_{10} a D_{20}) a magnetizační proud je nulový. Rozptylová indukčnost impulsního transformátoru se brání nárůstu proudu, proud narůstá pozvolna, ztrátový výkon je malý a zapínací ztráty lze s dobrou přesností zanedbat [9], [12].

Z parametrů tranzistoru (T_{10} , T_{20}) FCPF400N60 je známá typická doba $t_{off} = 49$ ns. Dále je známé napětí $U_d = 300$ V a špičkový proud $I_{sp} = 2,69$ A (3.3.1-1a). Vypínací energie W_{off} se určí s velkou přesností z rovnice (4.2-1) [9]:

$$W_{off} = \frac{1}{4} U_d I_{sp} t_{off} \quad (4.2-1)$$

Výsledek je $W_{off} = 9,886$ μ J. Pracovní frekvence f spínaného zdroje je 50 kHz, vypínací ztrátový výkon se určí z rovnice (4.2-2) [9]:

$$P_{z\ vyp} = f W_{off} \quad (4.2-2)$$

Ztrátový výkon má hodnotu $P_{z\ vyp} = 0,494$ W.

4.3 Výpočet ztrát vedením ve spínacích prvcích

4.3.1 Výpočet ztrát vedením ve spínacích tranzistorech

Výpočet je proveden podle literatury [9]. Tranzistor typu MOSFET se v sepnutém stavu dá s velkou přesností považovat za lineární odpor. Sklon mezních přímk ve výstupních charakteristikách odpovídá velikosti tohoto odporu. Z grafu závislosti odporu v sepnutém stavu R_{DSon} na proudu I_D tranzistoru FCPF400N60 byl pro hodnotu $I_D = 3$ A odečten odpor $R_{DSon} = 0,35$ Ω . Efektivní hodnota proudu tranzistorem $I_{ef} = 1,35$ A je dána rovnicí (3.3.1-1c). Ztrátový výkon vedením se pak vypočítá z rovnice (4.3.1-1):

$$P_{z\text{ ved}} = R_{D\text{Son}} I_{ef}^2 \quad (4.3.1-1)$$

Ztrátový výkon vedením tranzistoru má hodnotu $P_{z\text{ ved}} = 0,638$ W. Ztrátový vypínací výkon tranzistoru je znám z rovnice (4.2-2). Celkový ztrátový výkon tranzistoru se určí ze vztahu (4.3.1-2):

$$P_z = P_{z\text{ vyp}} + P_{z\text{ ved}} \quad (4.3.1-2)$$

Tento ztrátový výkon má hodnotu $P_z = 1,132$ W.

4.3.2 Výpočet ztrát vedením v primárních nulových diodách

Obecně se ztrátový výkon na diodě se určí z rovnice (4.3.2-1):

$$P_z = U_0 I_{stř} + R_d I_{ef}^2 \quad (4.3.2-1)$$

Napětí U_0 je prahové napětí a R_d diferenciální odpor diody. Z AV charakteristiky diody MUR1560G uvedené v katalogovém listě bylo pro teplotu $T_j = 100$ °C odečteno prahové napětí $U_0 = 0,45$ V. Diferenciální odpor se vypočítá z rovnice (4.3.2-2):

$$R_d = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{U_2 - U_1}{I_2 - I_1} \quad (4.3.2-2)$$

Ze stejné AV charakteristiky byl pro napětí $U_2 = 0,6$ V odečten proud $I_2 = 0,7$ A a pro napětí $U_1 = 0,5$ V proud $I_1 = 0,2$ A. Po dosazení těchto hodnot do rovnice (4.3.2-1) má diferenciální odpor velikost $R_d = 0,2$ Ω. Rovnice (4.3.2-1) bude mít tedy tvar (4.3.2-3):

$$P_z = 0,45 I_{stř} + 0,2 I_{ef}^2 \quad (4.3.2-3)$$

Střední hodnota $I_{stř} = 0,07$ A a efektivní hodnota $I_{ef} = 0,167$ A proudu primárních nulových diod je známa z rovnic (3.3.2-1b, c). Po dosazení těchto hodnot do rovnice (4.3.2-3) byla vypočtena hodnota ztrátového výkonu $P_z = 0,037$ W.

4.3.3 Výpočet ztrát vedením v sekundárním usměrňovači

Ztrátový výkon se opět určí z rovnice (4.3.2-3). Střední a efektivní hodnota proudu diodou D_2 $I_{stř} = 3,5$ A a $I_{ef} = 5,92$ A byla vypočtena z rovnic (3.3.3-1b, c) a hodnoty proudu nulovou diodou D_{02} $I_{stř} = 6,5$ A a $I_{ef} = 8,06$ A byly vypočteny z rovnic (3.3.3-2b, c). Ztrátový výkon na diodě D_2 má hodnotu 8,58 W a ztrátový výkon na diodě D_{02} hodnotu 15,92 W.

4.3.4 Výpočet ztrát vedením v napěťovém stabilizátoru

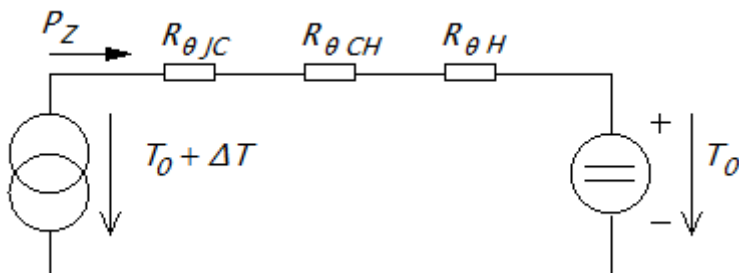
Ztrátový výkon v napěťovém stabilizátoru (schéma z Obr. 3.7-1) se určí z rovnice (4.3.4-1) [8] při znalosti vstupního napětí U_1 , výstupního napětí U_2 a proudu zátěže I_2 . Napětí U_1 by mělo v ideálním případě hodnotu 25,45 V (usměrněných 18 V). Reálně bude tato hodnota menší (úbytek 0,8 V na diodách v usměrňovači, „měkký“ napájecí transformátor), odhadem asi 22 V. Napětí $U_2 = 15$ V, proud zátěže I_2 bude mít hodnotu asi 400 mA.

$$P_z = (U_1 - U_2) I_2 \quad (4.3.4-1)$$

Pro výše uvedené hodnoty napětí a proudu bude mít ztrátový výkon hodnotu $P_z = 2,8$ W. Ve skutečnosti bude mít ztrátový výkon menší hodnotu, jelikož odebírané proudy budou menší. To platí hlavně pro stabilizátor 7915, z jehož větve nejsou napájeny budicí obvody.

4.4 Výpočet tepelného odporu chladiče

Výpočet tepelného odporu chladiče se provádí pro ustálený stav. V ustáleném stavu se zanedbávají tepelné kapacity, neboť se předpokládá, že jsou „nabity“ na stálou teplotu a jejich tepelný výkon je tím pádem nulový. Na Obr. 4.4-1 je naznačeno tepelné schéma odpovídající chlazení jedné součástky jedním chladičem [9].



Obr. 4.4-1: Tepelné schéma chlazení jedné součástky na jednom chladiči (převzato z [9])

T_0 je teplota okolí (z normy, volí se nejhorší případ 40 °C), ΔT je výrobcem dovolené oteplení čipu od teploty T_0 , P_z je ztrátový výkon součástky, $R_{\theta JC}$ je výrobcem udávaný tepelný odpor mezi čipem a pouzdem součástky, $R_{\theta CH}$ je stykový tepelný odpor mezi pouzdem součástky a povrchem chladiče. $R_{\theta H}$ je pak počítaný tepelný odpor chladiče. Při výpočtu může nastat možnost, že hodnota tepelného odporu chladiče vyjde záporná. V tomto případě je třeba zvolit součástku s menším úbytkem napětí v sepnutém stavu a menším ztrátovým výkonem. Stykový odpor mezi pouzdem a chladičem způsobují nerovnosti obou styčných ploch. Eliminaci stykového odporu lze provést za použití velké přitlačné síly, použitím co nejhladších povrchů, užitím speciální teplovodivé pasty, případně měděné fólie se slitinou Woodova kovu. Woodův kov se po zahřátí součástky na provozní teplotu roztaví a vyplní nerovnosti způsobující stykový odpor [9]. Následující výpočty jsou provedeny podle literatury [9]:

4.4.1 Výpočet tepelného odporu chladiče spínacích tranzistorů

Zadané parametry pro výpočet tepelného odporu chladiče jsou následující: $T_0 = 40$ °C, $T_{jmax} = 150$ °C (maximální teplota čipu), $R_{\theta JC} = 4$ °C W⁻¹, $R_{\theta CH} = 0,2$ °C W⁻¹. Parametry T_{jmax} a $R_{\theta JC}$ pocházejí z katalogového listu tranzistoru FCPF400N60. Hodnota $R_{\theta CH}$ byla zvolena podle [10]. Ztrátový výkon $P_z = 1,132$ W byl vypočítán z rovnice (4.3.1-2). Potřebný tepelný odpor chladiče se určí z rovnice (4.4.1-1):

$$R_{\theta H} = \frac{T_{jmax} - T_0}{P_z} - R_{\theta JC} - R_{\theta CH} \quad (4.4.1-1)$$

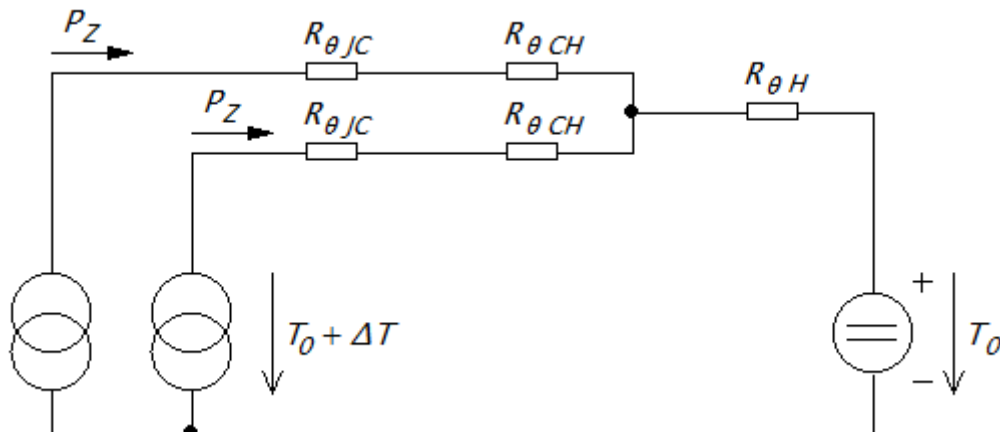
Hledaný tepelný odpor chladiče má hodnotu $R_{\theta H} = 92,97$ °C W⁻¹.

4.4.2 Výpočet tepelného odporu chladiče primárních nulových diod

Potřebný tepelný odpor se určí z rovnice (4.4.1-1). Hodnota $R_{\theta CH} = 0,2$ °C W⁻¹ byla opět zvolena podle [10]. Hodnota $R_{\theta JC} = 1,5$ °C W⁻¹ pochází z katalogového listu diody MUR1560G. Ztrátový výkon $P_z = 0,037$ W byl určen z rovnice (4.3.2-3). Hodnoty T_0 a T_{jmax} jsou stejné jako u spínacích tranzistorů. Tepelný odpor má hodnotu $R_{\theta H} = 2971,27$ °C W⁻¹. Primární nulové diody tedy mohou pracovat bez chladiče, aniž by došlo k jejich tepelné destrukci.

4.4.3 Výpočet tepelného odporu chladiče sekundárního usměrňovače

V tomto případě je požadavek na montáž usměrňovací (D_2) a nulové (D_{02}) diody na společný chladič. Tepelné schéma respektující tento požadavek je na Obr. 4.4.3-1.



Obr. 4.4.3-1: Tepelné schéma chlazení dvou součástek jedním chladičem (převzato z [9])

Hodnoty $R_{\theta JC} = 1,5 \text{ } ^\circ\text{C W}^{-1}$ a $R_{\theta CH} = 0,2 \text{ } ^\circ\text{C W}^{-1}$ jsou shodné s předchozím případem stejně jako hodnoty T_{jmax} a T_0 . Celkový ztrátový výkon $P_{zc} = 24,5 \text{ W}$ je součtem ztrátových výkonů obou diod vypočtených z rovnice (4.3.2-3). Rovnice pro výpočet tepelného odporu (4.4.3-1) bude mít vzhledem k tepelnému schématu na Obr. 4.4.3-1 podobu:

$$R_{\theta H} = \frac{T_{jmax} - T_0}{P_{zc}} - \frac{R_{\theta JC}}{2} - \frac{R_{\theta CH}}{2} \quad (4.4.3-1)$$

Vypočtený tepelný odpor chladiče má velikost $R_{\theta H} = 3,64 \text{ } ^\circ\text{C W}^{-1}$.

4.4.4 Výpočet tepelného odporu chladiče napěťového stabilizátoru

Výrobce v katalogovém listě udává hodnotu $R_{\theta JC} = 5 \text{ } ^\circ\text{C W}^{-1}$ pro 7815 a $R_{\theta JC} = 3 \text{ } ^\circ\text{C W}^{-1}$ pro 7915. Hodnota $R_{\theta CH} = 0,2 \text{ } ^\circ\text{C W}^{-1}$ byla zvolena podle [10]. Ztrátový výkon $P_z = 2,8 \text{ W}$ byl určen z rovnice (4.3.4-1). Teploty T_{jmax} a T_0 zůstávají stejné jako ve všech případech výše. Potřebný tepelný odpor chladiče je opět vypočítán z rovnice (4.4.1-1) a má hodnotu $R_{\theta H} = 34,08 \text{ } ^\circ\text{C W}^{-1}$ pro 7815 a $R_{\theta H} = 36,08 \text{ } ^\circ\text{C W}^{-1}$ pro 7915.

5 REALIZACE SPÍNANÉHO ZDROJE A ZÁZNAMY Z MĚŘENÍ

5.1 Deska plošných spojů

Deska plošných spojů o rozměrech přibližně 30 x 15 cm byla vytvořena v programu EAGLE. S ohledem na účel použití spínaného zdroje jako laboratorního přípravku byla deska navržena tak, aby jednotlivé funkční skupiny byly jasně rozlišitelné a co nejpřehlednější. Po osazení desky a oživení všech elektronických obvodů bylo nutné na desce provést určité změny. Proto byla ve stejném programu vytvořena inovovaná verze desky. Původní i inovovaná verze desky, celkové schéma všech obvodů a tabulky s rozpisem použitých součástek jsou uloženy na CD v příloze této práce.

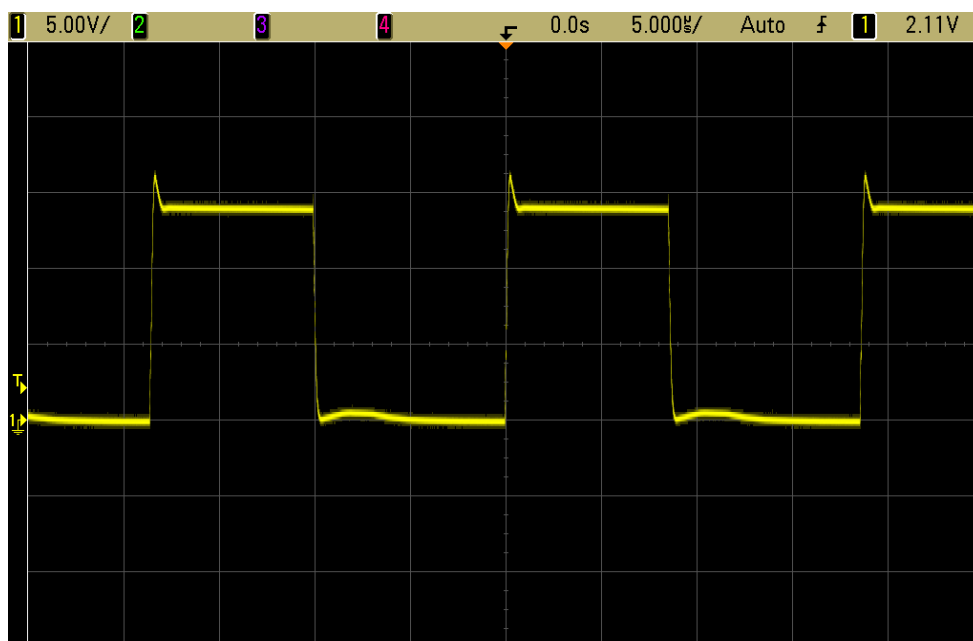
5.2 Záznamy z měření

V této kapitole jsou uvedeny osciloskopické záznamy časových průběhů napětí změřených při zkoušce již hotového výrobku. Nejprve bylo zaznamenáno pilovité napětí vnitřního oscilátoru v PWM modulátoru SG3525AN (Obr. 5.2-1).



Obr. 5.2-1: Průběh pilovitého napětí vnitřního oscilátoru PWM modulátoru

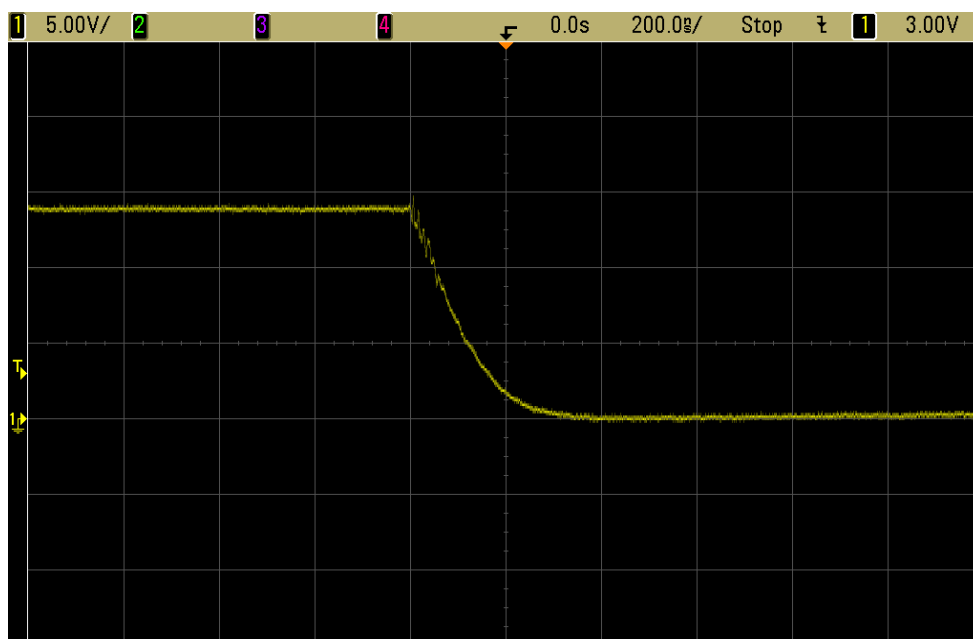
Dále byl zaznamenán budicí signál výkonového tranzistoru FCPF400N60 (tranzistoru T_{20} v dolním spínači z Obr. 2.2-1) ve stavu naprázdno (nulový proud zátěže, nulové napájecí napětí) Budicí signál ve stavu naprázdno je na Obr. 5.2-2, na Obr. 5.2-3 a Obr. 5.2-4 jsou zobrazeny detaily náběžné a sestupné hrany téhož signálu.



Obr. 5.2-2: Budicí signál výkonového tranzistoru ve stavu naprázdno

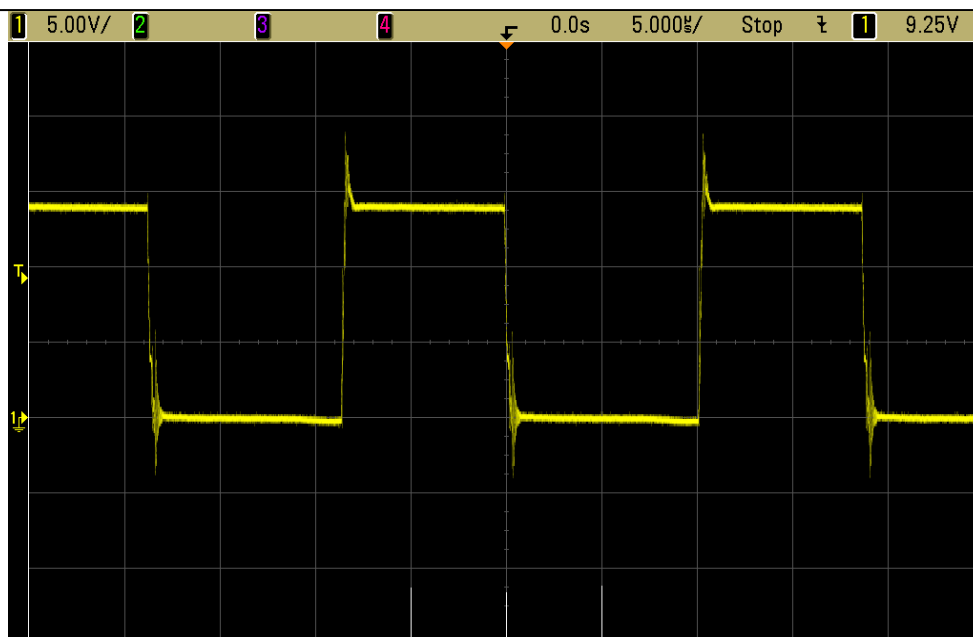


Obr. 5.2-3: Náběžná hrana budicího signálu výkonového tranzistoru ve stavu naprázdno

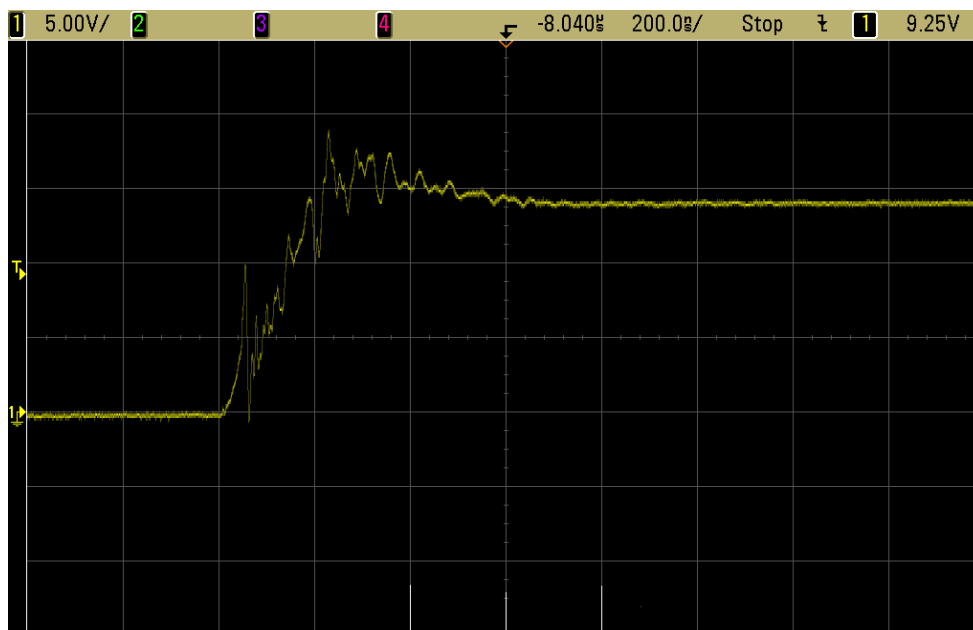


Obr. 5.2-4: Sestupná hrana budicího signálu výkonového tranzistoru ve stavu naprázdno

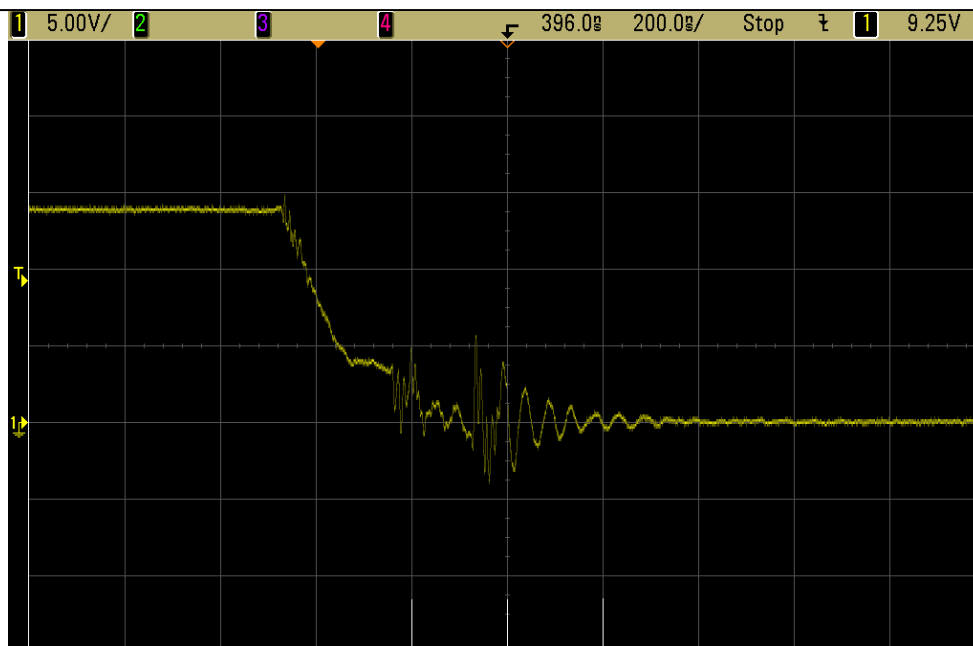
Na Obr. 5.2-5 je zaznamenán budicí signál výkonového tranzistoru v dolním spínači při zatížení (napájecí napětí $U_d = 300$ V, proud zátěže $I_z = 5$ A). Patrné jsou překmity budicího signálu na náběžných a sestupných hranách. Detail náběžné hrany je na Obr. 5.2-6 a detail sestupné hrany na Obr. 5.2-7.



Obr. 5.2-5: Budicí signál výkonového tranzistoru při zatížení

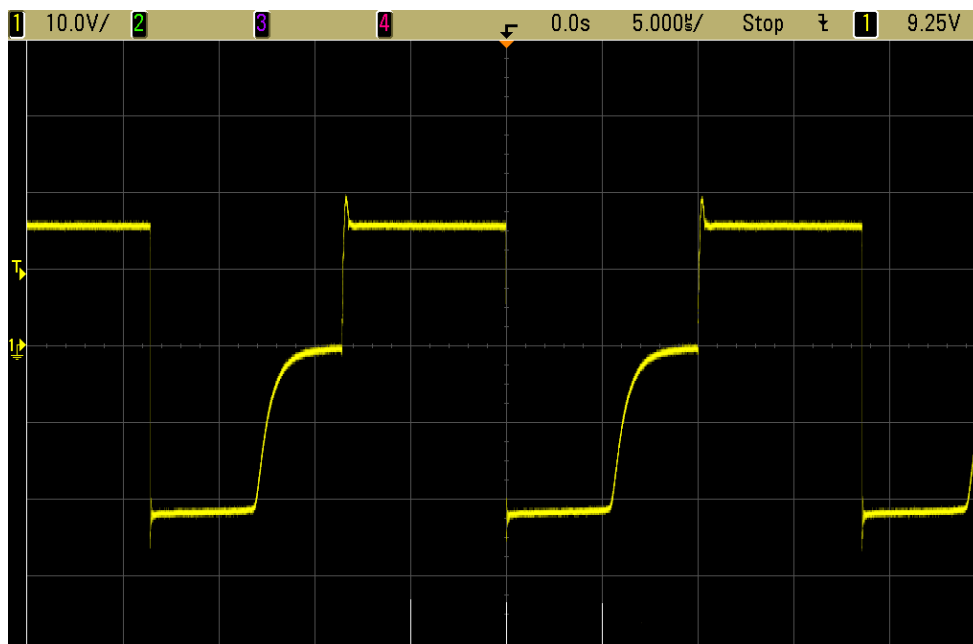


Obr. 5.2-6: Náběžná hrana budicího signálu výkonového tranzistoru při zatížení

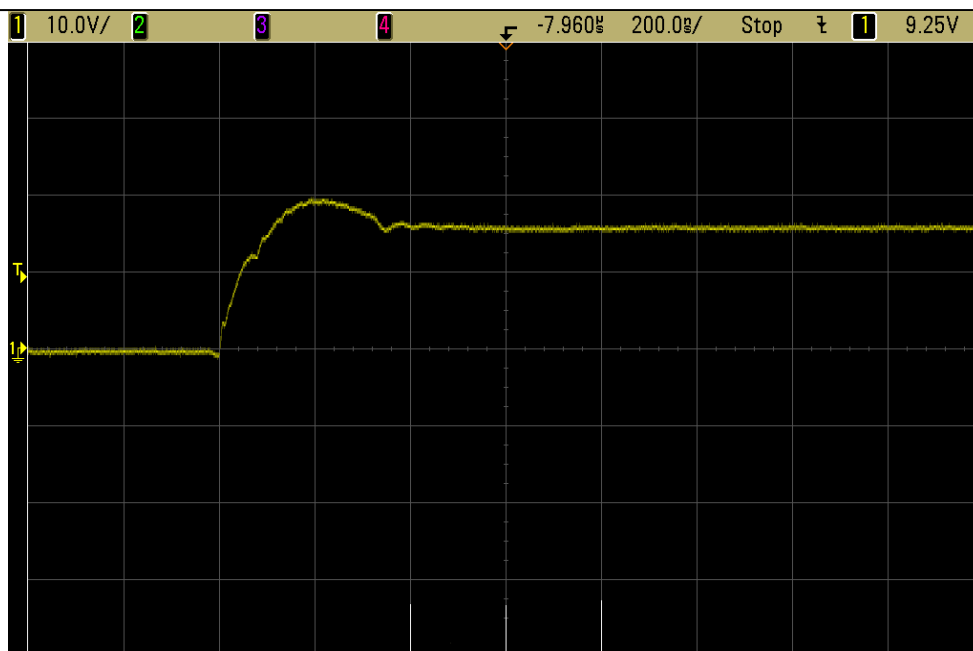


Obr. 5.2-7: Sestupná hrana budicího signálu výkonového tranzistoru při zatížení

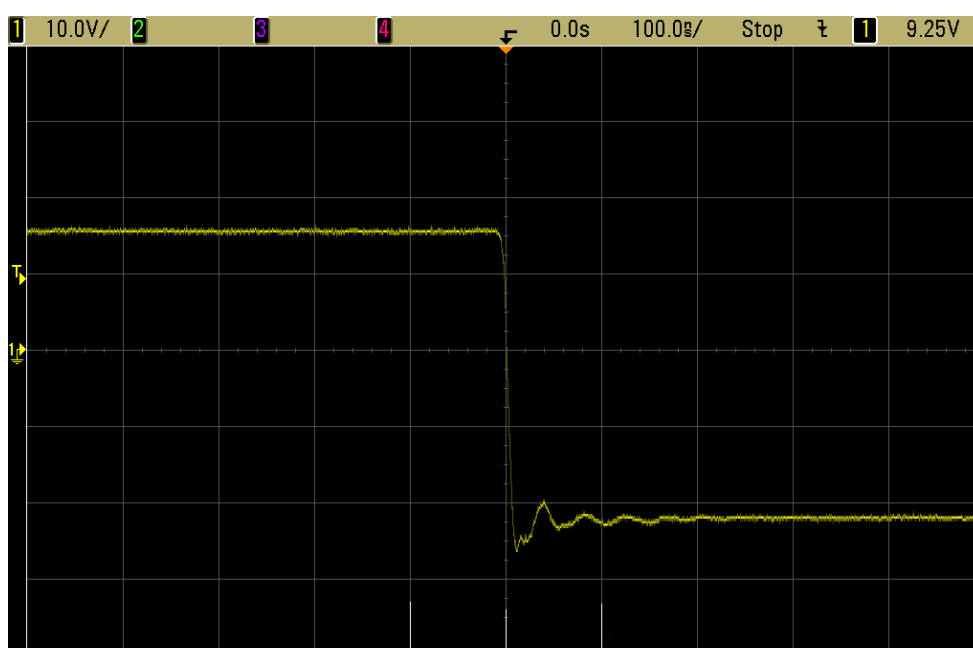
Průběh napětí na sekundární straně budicího transformátoru (měřeno na tlumicím odporu R_2 z Obr. 3.4-1) ve stavu naprázdno je na Obr. 5.2-8, detail náběžné hrany je zaznamenán na Obr. 5.2-9, detail sestupné hrany na Obr. 5.2-10.



Obr. 5.2-8: Napětí na sekundární straně budicího transformátoru

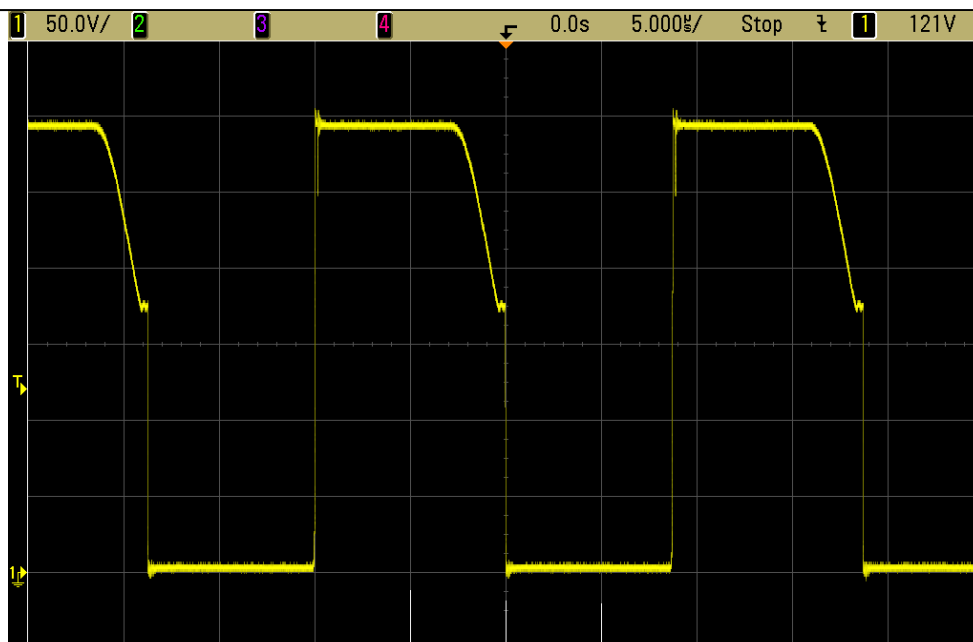


Obr. 5.2-9: Náběžná hrana napětí na sekundární straně budicího transformátoru

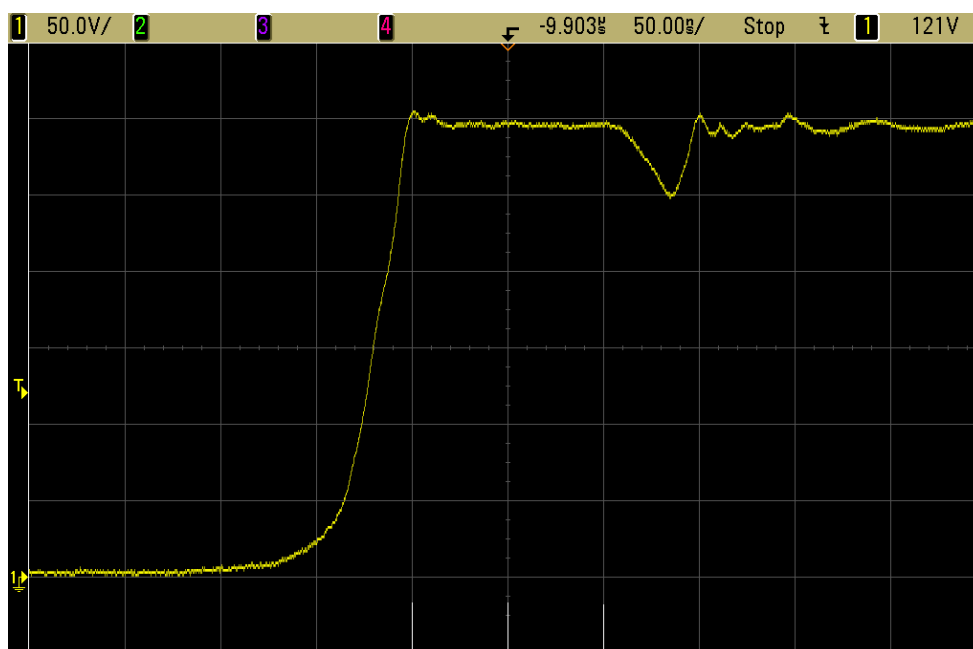


Obr. 5.2-10: Sestupná hrana napětí na sekundární straně budicího transformátoru

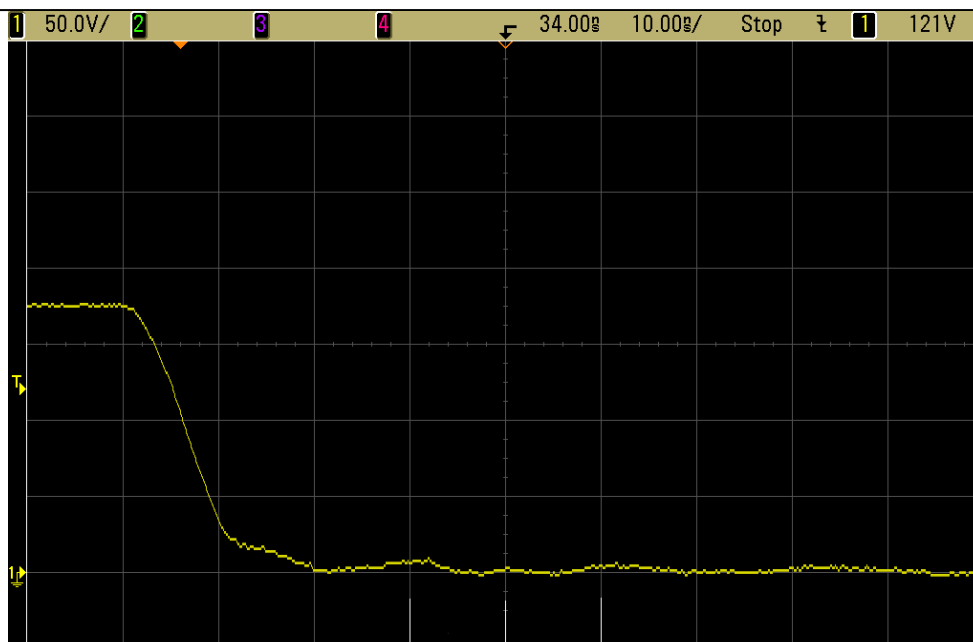
Napětí U_{DS} na výkonovém tranzistoru v dolním spínači bylo zaznamenáno opět při zatížení ($U_d = 300 \text{ V}$, $I_z = 5 \text{ A}$), to napětí je na Obr. 5.2-11. Náběžná a sestupná hrana téhož napětí je zaznamenána na Obr. 5.2-12 a Obr. 5.2-13.



Obr. 5.2-11: Napětí U_{DS} na výkonovém tranzistoru při zatížení

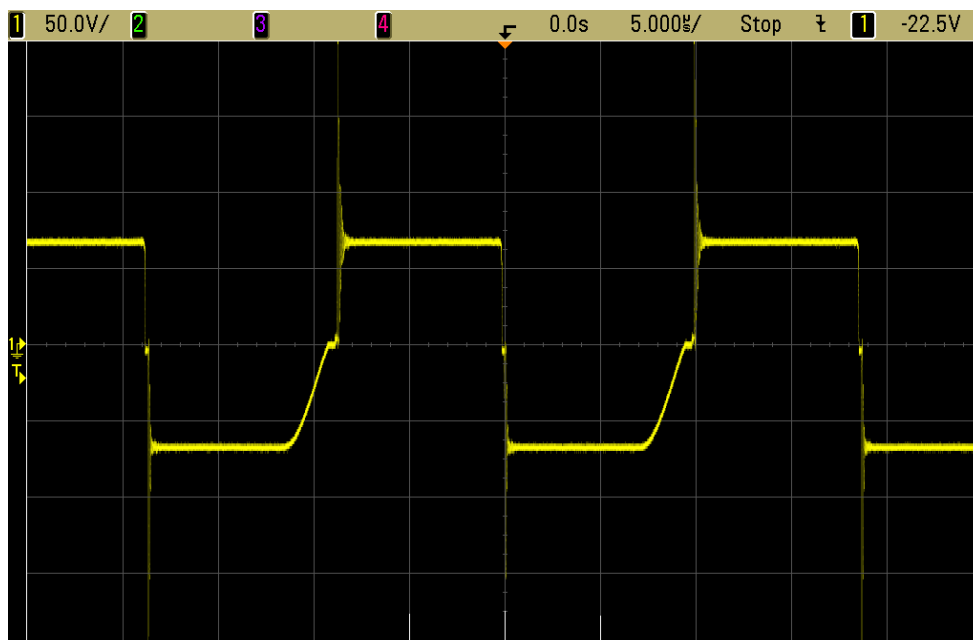


Obr. 5.2-12: Náběžná hrana napětí U_{DS} na výkonovém tranzistoru při zatížení

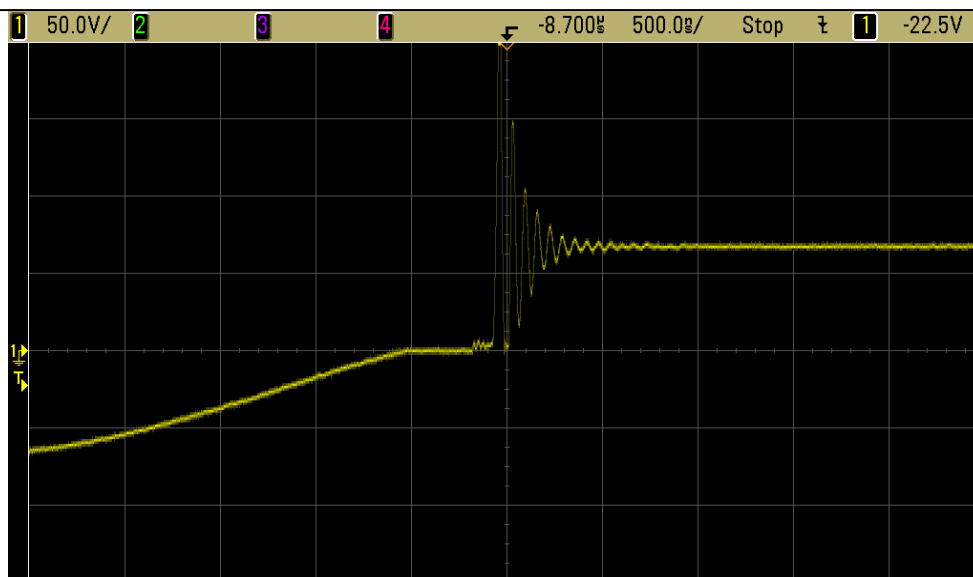


Obr. 5.2-13: Sestupná hrana napětí U_{DS} na výkonovém tranzistoru při zatížení

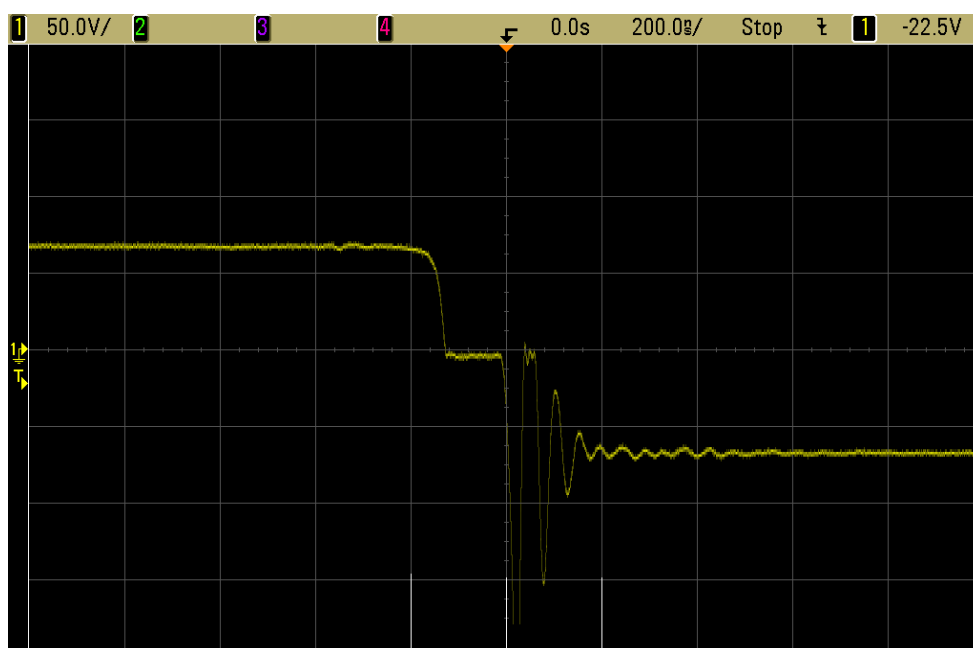
Dále bylo zaznamenáno sekundární napětí výkonového impulsního transformátoru. Měření probíhalo opět při zatížení ($U_d = 300 \text{ V}$ a $I_z = 5 \text{ A}$). Průběh sekundárního napětí je uveden na Obr. 5.2-14, detail náběžné a sestupné hrany je pak uveden na Obr. 5.2-15 a Obr. 5.2-16. Dobře jsou vidět přechody na náběžné i sestupné hraně.



Obr. 5.2-14: Sekundární napětí výkonového impulsního transformátoru

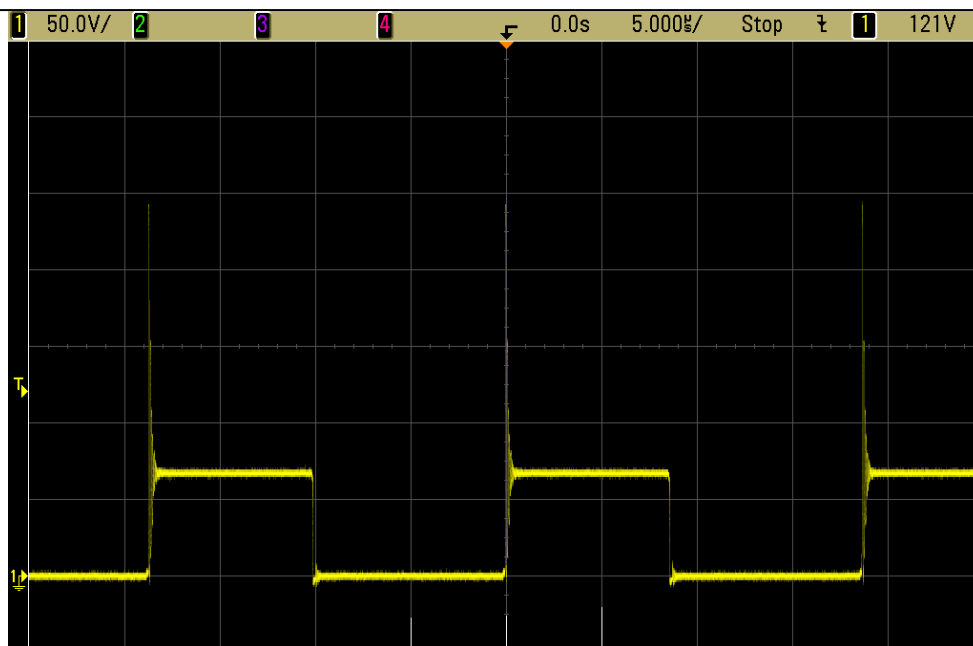


Obr. 5.2-15: Náběžná hrana sekundárního napětí impulsního transformátoru

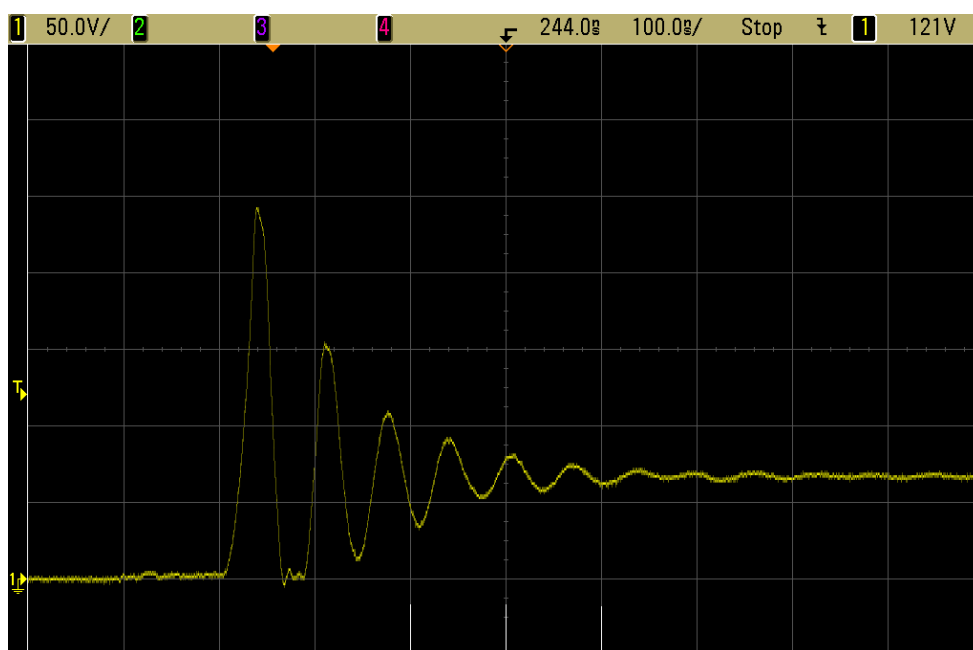


Obr. 5.2-16: Sestupná hrana sekundárního napětí impulsního transformátoru

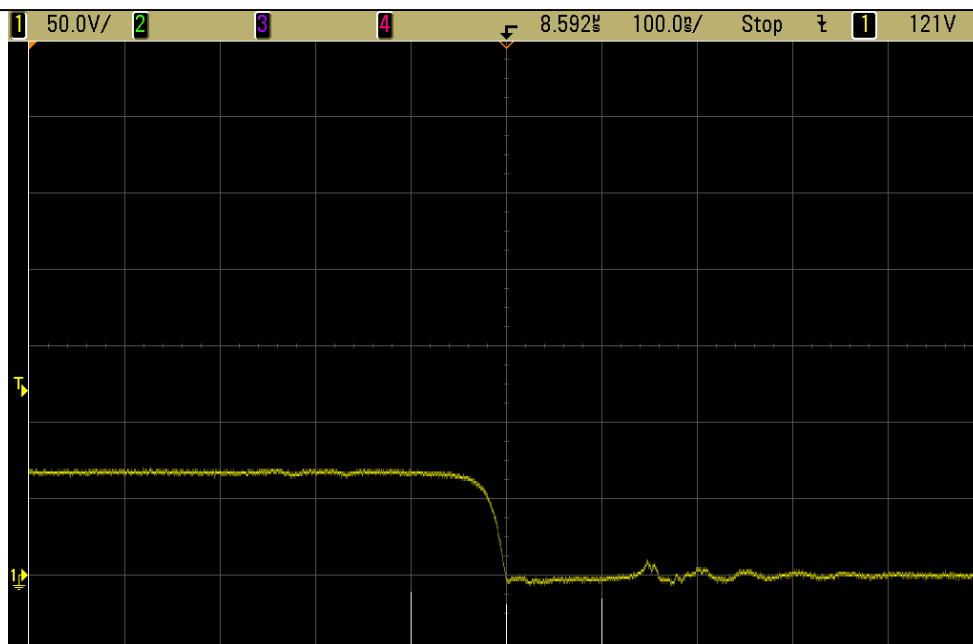
Důležité hlavně z hlediska překmitů je napětí na sekundární nulové diodě (dioda D_{02} na Obr. 2.2-1). Průběh tohoto napětí je zachycen na Obr. 5.2-17, Obr. 5.2-18 zachycuje náběžnou hranu a Obr. 5.2-19 sestupnou hranu. Zatímco se maximální hodnota napětí na diodě pohybuje okolo 70 V (Vypočtená hodnota z rovnice (3.3.3-2d) má pro srovnání velikost $U_{KA} = 68,57$ V.), napěťová špička dosahuje až 250 V.



Obr. 5.2-17: Průběh napětí na sekundární nulové diodě



Obr. 5.2-18: Náběžná hrana napětí na sekundární nulové diodě

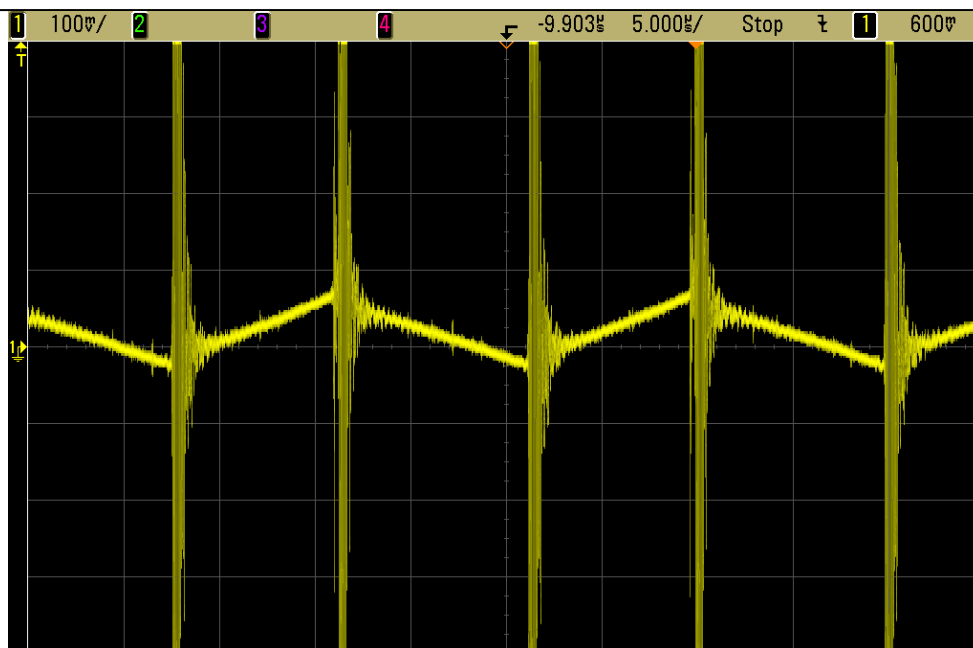


Obr. 5.2-19: Sestupná hrana napětí na sekundární nulové diodě

Napětí na výstupu LC-filtru při zatížení a při osciloskopu přepnutém do DC vazby zachycuje Obr. 5.2-20. Obr. 5.2-21 zachycuje totéž napětí při osciloskopu přepnutém do AC vazby a při větším rozlišení.

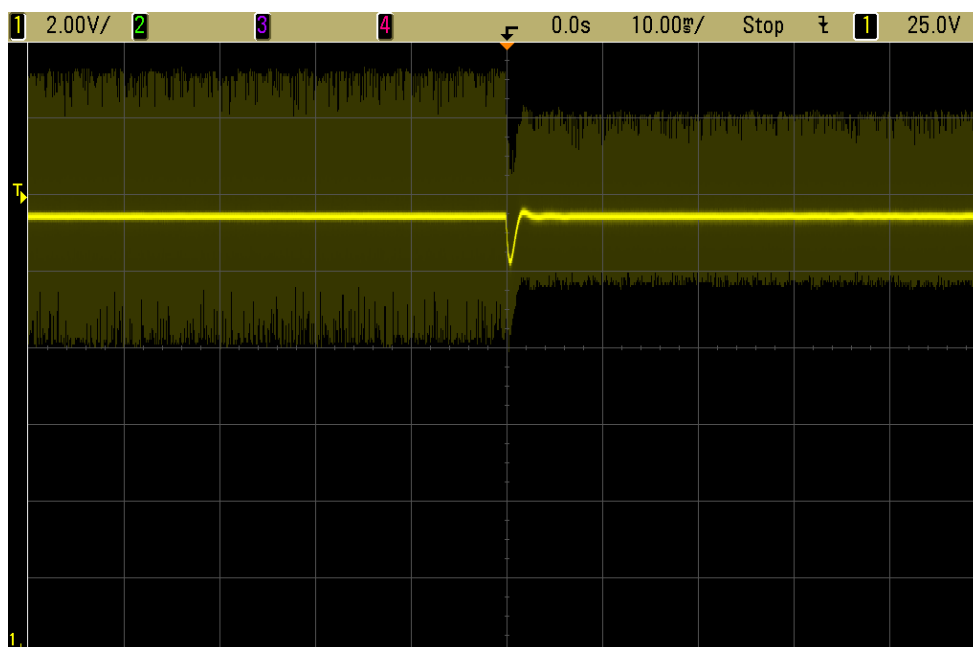


Obr. 5.2-20: Výstupní napětí spínaného zdroje

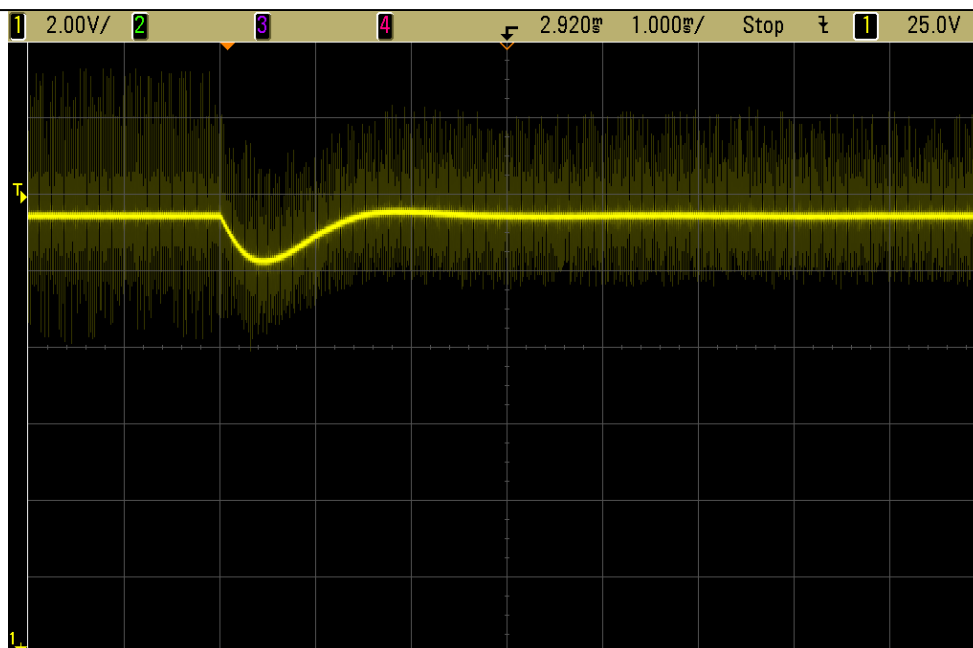


Obr. 5.2-21: Výstupní napětí spínaného zdroje ve větším rozlišení

Na závěr byla vyzkoušena odezva výstupního napětí při skokové změně proudu zátěže. Nejprve byl nastaven proud zátěže $I_Z = 2 \text{ A}$ a poté zkratováním části zatěžovacího rezistoru skokově zvýšen na hodnotu $I_Z = 5 \text{ A}$. Odezva je zachycena na Obr. 5.2-22, detail odezvy je na Obr. 5.2-23. K odeznění přechodového děje dojde za méně než 3 ms, přičemž nedojde k žádnému výraznému překmitu napětí.

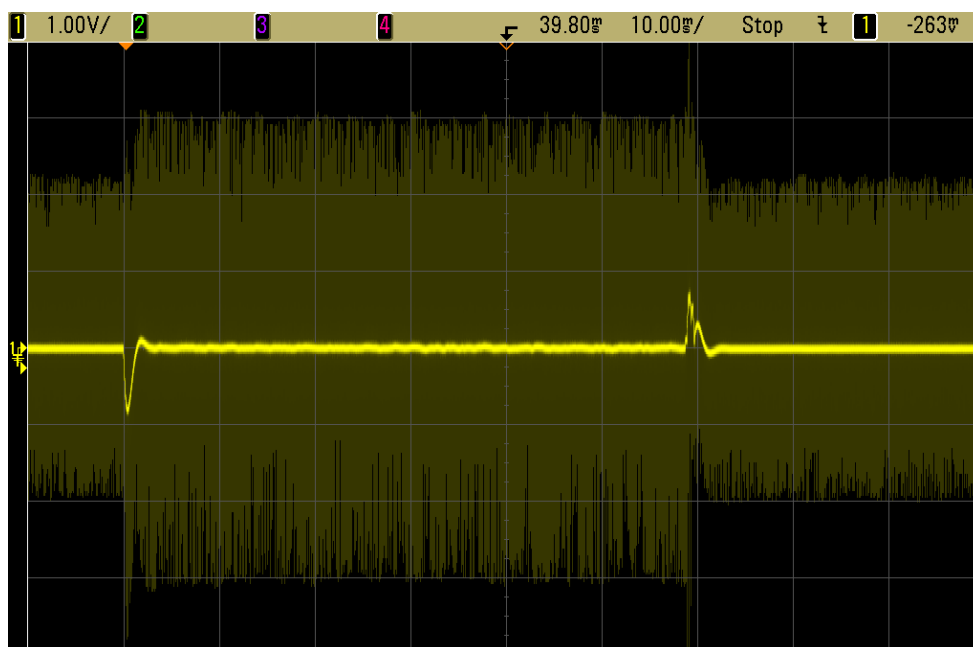


Obr. 5.2-22: Odezva výstupního napětí na skokovou změnu proudu



Obr. 5.2-23: Detail odezvy výstupního napětí na skokovou změnu proudu

Na Obr. 5.2-24 je zachycena odezva výstupního napětí na zvýšení proudu zátěže z hodnoty $I_Z = 2$ A na hodnotu $I_Z = 5$ A a poté snížení proudu zpět na hodnotu $I_Z = 2$ A. Z průběhu je patrné, že při zvýšení proudu je překmit výstupního napětí opět malý a naopak při snížení proudu výstupní napětí minimálně poklesne. Oba přechodové děje odeznějí po zhruba 3 ms. Lze tedy říci, že regulační obvody byly „naladěny“ správně.



Obr. 5.2-24: Odezva výstupního napětí na skokové zvýšení a snížení proudu

6 ZÁVĚR

Tato práce se zabývala návrhem, konstrukcí a ověřením funkce síťového spínaného zdroje napájeného z jednofázové sítě 230 V, 50 Hz. Výstupní napětí lze regulovat v rozsahu 0 až 24 V. Maximální hodnota výstupního proudu má velikost 10 A. Návrh byl proveden pro kmitočet $f = 50$ kHz, skutečný pracovní kmitočet má velikost 52 kHz.

Nejprve byl navrhnut výstupní LC-filtr. Tlumivka je realizována na feritovém jádře typu ETD49-3C90, má indukčnost 237 μH a vzduchovou mezeru o délce 0,52 mm. Vinutí má 31 závitů vodiče o průměru 2,5 mm. Při konstrukci byly použity 2 paralelně spojené vodiče, každý o průměru 1,5 mm, z důvodu snadnějšího navíjení. Tím došlo ke zvýšení proudové hustoty z původní hodnoty $\sigma = 2 \cdot 10^6 \text{ A m}^{-2}$ na novou hodnotu $\sigma = 2,83 \cdot 10^6 \text{ A m}^{-2}$. Zároveň došlo ke snížení činitele plnění ve vinutí z původní hodnoty $k_{pCu} = 0,45$ na novou hodnotu $k_{pCu} = 0,319$. Ostatní parametry tlumivky zůstaly nezměněny, protože poměr zvýšení proudové hustoty je stejný jako poměr snížení činitele plnění. K filtraci napětí jsou v LC-filtru použity 3 paralelně spojené elektrolytické kondenzátory o celkové kapacitě 300 μF .

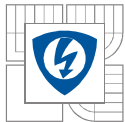
Výkonový impulsní transformátor je rovněž realizován na feritovém jádře typu ETD49-3C90. Primární vinutí má 46 závitů, sekundární vinutí má 11 závitů. Obě vinutí jsou realizována pomocí vysokofrekvenčního lanka *Rupalit*, konkrétně typu AWG 32 s průměrem dílčího vodiče 0,2 mm. Lanko primárního vinutí má 20 dílčích vodičů a lanko sekundárního vinutí 100 dílčích vodičů. Maximální hodnota magnetizačního proudu má velikost 0,4 A.

Na pozici výkonových spínacích tranzistorů jsou použity tranzistory MOS-FET typu FCPF400N60 s napětím 600 V a maximálním proudem 10 A. Na pozici primárních nulových diod, sekundární usměrňovací diody a sekundární nulové diody jsou použity diody typu MUR1560G se závěrným napětím 600 V a středním proudem 15 A. Všechny výkonové polovodičové prvky mají pouzdro TO 220. U všech výkonových polovodičových prvků byl vypočten ztrátový výkon a potřebný tepelný odpor příslušných chladičů. Primární nulové diody z důvodu malého ztrátového výkonu chladič mít nemusejí, přesto byl na každou z nich při konstrukci malý chladič namontován.

Každý z výkonových spínacích tranzistorů je buzen vlastním budičem zapojeným jako jednočinný propustný měnič s demagnetizací do Zenerovy diody. Impulsní transformátorek budiče je realizován na feritovém jádře typu RM5-N30. Primární vinutí má 24 závitů a sekundární vinutí 26 závitů. Jako spínací tranzistor je použit tranzistor MOS-FET typu BS170, demagnetizační energie jádra se přeměňuje na teplo v Zenerově diodě BZY 020, ztrátový výkon má velikost přibližně 0,4 W.

Stejnoseměrný napáječ spínaného zdroje je složen z usměrňovacího můstku typu KBU8M (závěrné napětí diod 1000 V, střední proud diod 8 A) a „sběracího“ elektrolytického kondenzátoru s kapacitou 220 μF a provozním napětím 400 V.

Jako PWM modulátor je použit integrovaný obvod SG3525AN. Při ožiování se objevil problém teplotní závislosti pracovního kmitočtu. Časovací kondenzátor, kterým se nastavuje kmitočet vnitřního oscilátoru PWM modulátoru, musel být složen ze svitkového a keramického kondenzátoru. Pracovní kmitočet spínaného zdroje byl z bezpečnostních důvodů posunut na hodnotu 52 kHz, tím byla vytvořena určitá „rezerva“ pro případné snížení frekvence vlivem teploty.



K regulaci výstupních veličin slouží kaskádní regulační struktura s podřízenou proudovou smyčkou. Regulační struktura umožňuje nastavit konstantní výstupní napětí, konstantní proud a proudové omezení. Konečné nastavení PI-regulátorů napětí a proudu bylo provedeno až po oživení výkonové části.

K napájení regulačních obvodů slouží zdroj symetrického napětí ± 15 V využívající integrované napěťové stabilizátory 7815 a 7915. Protože je použitý síťový transformátopek příliš „měkký“, musely být během oživování do tohoto zdroje doplněny dvě Zenerovy diody, aby nemohlo dojít ke zničení napěťových stabilizátorů překročením jejich maximálního vstupního napětí.

Po oživení všech funkčních celků byl spínaný zdroj odzkoušen s připojenou zátěží odebírající proud $I_Z = 5$ A. Na maximální hodnotu $I_Z = 10$ A nebyl proud zátěže zvyšován. Při zkoušce byly pořízeny osciloskopické záznamy důležitých napětí a signálů. Po pořízení těchto záznamů byla zkoušena odezva výstupního napětí na skokovou změnu proudu zátěže. Průběh odezvy svědčí o správném nastavení regulačních obvodů. Všechny zaznamenané časové průběhy napětí a signálů jsou uvedeny v kapitole 5.2.

Deska plošných spojů byla navržena v programu EAGLE, rozmístění jednotlivých funkčních celků a součástek bylo voleno s ohledem na účel síťového spínaného zdroje jako výukové pomůcky. Deska má rozměry přibližně 30 x 15 cm. Všechny úpravy, ke kterým došlo během oživování hotového výrobku, byly zavedeny do inovované verze desky plošných spojů. Obě provedení desek jsou uloženy na CD v příloze této práce, stejně jako celkové schéma zapojení a tabulky se seznamem použitých součástek.

Ke kreslení schémat a obrázků použitých v této práci byl použit program ProfiCAD.

LITERATURA

- [1] Měření účinnosti spínaného zdroje stejnosměrného napětí. DRÁPELA, Jiří et al. *Užití elektrické energie: Laboratorní cvičení*. Brno: FEKT VUT, s. 48-50.
- [2] PATOČKA, Miroslav. *Výkonová elektronika: Presentace 1*. Brno: FEKT VUT.
- [3] TKOTZ, Klaus. *Příručka pro elektrotechnika*. 2. dopl. vyd. Praha: Europa-Sobotáles, 2006, 623 s. ISBN 80-867-0613-3.
- [4] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. 1. vyd. V Brně: VUTUM, 2011, 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [5] MIKULČÁK, Jiří. *Matematické, fyzikální a chemické tabulky pro střední školy*. 4. vyd. Praha: Prometheus, 2007, 206 s. ISBN 978-807-1963-455.
- [6] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Sv. II. Měniče bez vf. impulsního transformátoru*. 2. vyd. Brno: FEKT VUT, 2005.
- [7] Měření charakteristik asynchronního motoru s měničem. DRÁPELA, Jiří et al. *Užití elektrické energie: Laboratorní cvičení*. Brno: FEKT VUT, s. 56-60.
- [8] PATOČKA, Miroslav. *Řídicí elektronika: Aktivní obvody 2. díl*. Brno: FEKT VUT, 2004.
- [9] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Sv. I. Tepelné jevy a činný výkon*. 2. vyd. Brno: FEKT VUT, 2005.
- [10] *Výpočty chlazení elektronických součástí* [online]. [cit. 2014-12-03]. Dostupné z: <http://www.souch.cz/dok/e/chlazení.pdf>
- [11] STMICROELECTRONICS. SG2525A SG3525A: *Regulating pulse width modulators*. June 2000.
- [12] VALSA, Juraj, PATOČKA Miroslav, PETRŮ František. Jednoduchý matematický model výkonového spínacího tranzistoru. *Elektrotechnický obzor*. 1988, roč. 77, č. 4, s. 215-223.

PŘÍLOHY

Obr. 3.6.4-1: Celkové schéma regulačních obvodů spínaného zdroje

