



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY

A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

SÍŤOVÝ SPÍNANÝ ZDROJ

SWITCH MODE SUPPLY

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Martin Folprecht

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka

BRNO 2017

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Martin Folprecht **ID:** 154720 **Ročník:** 2 **Akademický rok:** 2016/17

NÁZEV TÉMATU:

Síťový spínaný zdroj

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Analyzujte, navrhnete a realizujte dvojitý 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. Navrhnete obvodově i konstrukčně výkonové a 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: 6.2.2017

Termín odevzdání: 24.5.2017

Vedoucí práce: doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka

Konzultant:

doc. Ing. Ondřej Vitek,
Ph.D.

předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Diplomová práce se zabývá popisem síťového spínaného zdroje. Cílem diplomové práce je návrh, konstrukce a ověření funkčnosti spínaného zdroje, který bude sloužit jako laboratorní přípravek.

Klíčová slova

Síťový spínaný zdroj, DC/DC měnič, impulsní transformátor, pulsní šířková modulace, napájecí zdroj, laboratorní přípravek, tranzistory MOS-FET.

Abstract

This master's thesis describes switch mode power supply. The aim of this master's thesis is the design and the construction of the switch mode power supply, which will be used as a laboratory tool.

Keywords

Switch mode power supply, DC/DC converter, pulse transformer, pulse width modulation, power supply, laboratory tool, MOS-FET transistors.

Bibliografická citace:

Folprecht, M. *Síťový spínaný zdroj*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 76s. Vedoucí diplomové práce: doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou závěrečnou práci na téma Sít'ový spínaný zdroj jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne 15. května 2017

.....
podpis autora

Poděkování

Na tomto místě bych rád poděkoval doc. Dr. Ing. Miroslavu Patočkovi za vedení diplomové práce, konzultace, cenné rady a za pomoc. Za podnětné návrhy a za pomoc děkuji rovněž doc. Ing. Pavlu Vorlovi, PhD., Ing. Petru Procházkovi, PhD. a Ing. Janu Martišovi.

V Brně dne 15. května 2017

.....
podpis autora

Obsah

1	Úvod a klasifikace spínaných zdrojů	1
1.1	Úvod	1
1.2	Klasifikace spínaných zdrojů	1
2	Analýza činnosti spínaného zdroje	2
2.1	Obecný popis a konstrukční omezení	2
2.2	První řídicí algoritmus celého můstku	3
2.3	Druhý řídicí algoritmus celého můstku	6
2.4	Sekundární usměrňovače dvojčinných měničů	9
2.4.1	Dvojcestný můstkový usměrňovač	9
2.4.2	Dvojcestný uzlový usměrňovač s nulovou diodou	10
2.4.3	Dvojcestný uzlový usměrňovač bez nulové diody	11
2.4.4	Proudový zdvojovač	12
2.5	Problém stejnosměrné magnetizace transformátoru	12
2.6	Dvojčinný propustný měnič- poloviční můstek	14
3	Návrh jednotlivých funkčních celků	16
3.1	Výstupní LC-filtr	16
3.1.1	Typy zátěží propustných měničů	17
3.1.2	Návrh filtračních tlumivek	17
3.1.3	Návrh filtračního kondenzátoru	19
3.2	Impulsní transformátor	20
3.3	Určení kapacity impulsního oddělovacího kondenzátoru	21
3.4	Napětové a proudové dimenzování polovodičových prvků	23
3.4.1	Dimenzování spínacích tranzistorů	23
3.4.2	Dimenzování primárních nulových diod	23
3.4.3	Dimenzování sekundárních usměrňovacích diod	23
3.4.4	Dimenzování sekundárních nulových diod	23
3.5	Budič spínacího tranzistoru	24
3.6	Vstupní síťový napáječ	26
3.6.1	Popis činnosti vstupního síťového napáječe	26
3.6.2	Návrh vstupního síťového napáječe	28
3.7	Řídicí obvody	29
3.7.1	Požadavky na řídicí obvody	29
3.7.2	Galvanické oddělení primární a sekundární strany	29
3.7.3	Rozdělení PWM modulátorů	30
3.7.4	Možnosti zpětnovazební regulace výstupních veličin	32
3.7.5	Návrh PWM modulátoru	36
3.7.6	Návrh regulačních obvodů	37
3.8	Napájecí zdroj regulačních obvodů	39
4	Chlazení polovodičových prvků	39
4.1	Způsoby šíření tepla	39

4.2	Přepínací ztráty ve výkonových tranzistorech.....	40
4.3	Ztráty vedením v polovodičových prvcích.....	42
4.3.1	Ztráty ve spínacích tranzistorech	42
4.3.2	Ztráty v primárních nulových diodách	42
4.3.3	Ztráty v sekundárních usměrňovacích diodách.....	43
4.3.4	Ztráty v sekundárních nulových diodách	43
4.3.5	Ztráty ve vstupním síťovém usměrňovači	43
4.3.6	Ztráty v napěťových stabilizátorech.....	43
4.4	Výpočet tepelného odporu chladičů.....	44
4.4.1	Postup výpočtu tepelného odporu v ustáleném stavu	44
4.4.2	Chladič výkonového spínacího tranzistoru.....	45
4.4.3	Chladič primární nulové diody	45
4.4.4	Chladič sekundární usměrňovací a nulové diody.....	45
4.4.5	Chladič vstupního síťového usměrňovače	45
4.4.6	Chladiče napěťových stabilizátorů.....	46
5	Realizace měniče a záznamy z měření	46
5.1	Deska plošných spojů.....	46
5.2	Změny v konstrukci	46
5.3	Záznamy z měření	47
5.4	Měření a výpočet účinnosti výkonové části měniče.....	56
6	Závěr.....	60
	Literatura	62
	Seznam symbolů, veličin a zkratk.....	63
	Seznam příloh.....	66

Seznam obrázků

Obr. 2.1-1: Dvojitý propustný měnič- celý můstek- základní zapojení (převzato z [2]).....	3
Obr. 2.2-1: Časové průběhy důležitých veličin v režimu naprázdno (převzato z [2]).....	4
Obr. 2.2-2: Časové průběhy důležitých veličin v režimu se zátěží (převzato z [2])	5
Obr. 2.2-3: Časové průběhy důležitých veličin při plné střídě (převzato z [2]).....	5
Obr. 2.3-1: Časové průběhy při druhém řídicím algoritmu (převzato z [2])	7
Obr. 2.3-2: Časové průběhy důležitých veličin při plném otevření (převzato z [2]).....	8
Obr. 2.3-3: Skutečný průběh proudu primární nulovou diodou (převzato z [2])	9
Obr. 2.4.1-1: Schéma dvojestného můstkového usměrňovače (převzato z [2]).....	9
Obr. 2.4.1-2: Dvojestný můstkový usměrňovač- časové průběhy proudů (převzato z [2]).	10
Obr. 2.4.2-1: Schéma dvojestného uzlového usměrňovače s nulovou diodou (převzato z [2])	10
Obr. 2.4.2-2: Dvojestný uzlový usměrňovač s nulovou diodou- průběhy proudů (převzato z [2])	11
Obr. 2.4.3-1: Schéma dvojestného uzlového usměrňovače bez nulové diody (převzato z [2])	11
Obr. 2.4.3-2: Dvojestný uzlový usměrňovač bez nulové diody- průběhy proudů (převzato z [2])	11
Obr. 2.4.4-1: Schéma proudového zdvojovače (převzato z [2]).....	12
Obr. 2.4.4-2: Proudový zdvojovač- časové průběhy proudů (převzato z [2])	12
Obr. 2.5-1: Zapojení výkonové části měniče použité při konstrukci (převzato z [2])	14
Obr. 2.6-1: Dvojitý propustný měnič- poloviční můstek- základní zapojení (převzato z [2])	14
Obr. 2.6-2: Časové průběhy důležitých veličin pro poloviční můstek (převzato z [2])	15
Obr. 2.6-3: Průběhy důležitých veličin pro poloviční můstek při plné střídě (převzato z [2])	16
Obr. 3.5-1: Schéma budiče spínacího tranzistoru (převzato z [2]).....	24
Obr. 3.5-2: Časové průběhy důležitých veličin v budiči (převzato z [2])	25
Obr. 3.6.1-1: Schéma vstupního síťového napáječe (převzato z [8])	26
Obr. 3.6.1-2: Časové průběhy důležitých veličin v síťovém napáječi (převzato z [8]).....	27
Obr. 3.7.2-1: Systém s řídicími obvody na primární straně (převzato z [2])	30
Obr. 3.7.3-1: Blokované schéma PWM typu A (převzato z [2])	31
Obr. 3.7.3-2: Blokované schéma PWM typu B (převzato z [2])	31
Obr. 3.7.4-1: Náhrada měniče výkonovým spínačem a dolní LC-propustí (převzato z [2])...	32
Obr. 3.7.4-2: Přímá regulace výstupního napětí bez proudového omezení (převzato z [2])	33
Obr. 3.7.4-3: Přímá regulace výstupního napětí a paralelní regulátor proudu (převzato z [2])	34
Obr. 3.7.4-4: Přímá regulace výstupního proudu bez napěťového omezení (převzato z [2])	34
Obr. 3.7.4-5: Přímá regulace výstupního proudu s napěťovou kompenzací (převzato z [2])	35

Obr. 3.7.4-6: Kaskádní regulační struktura s podřízenou proudovou smyčkou (převzato z [2])	35
Obr. 3.7.4-7: Kaskádní regulace výstupního výkonu (převzato z [2])	36
Obr. 3.7.5-1: Schéma PWM modulátoru (převzato z [9])	37
Obr. 3.7.6-1: Schéma regulačních obvodů	38
Obr. 3.8-1: Schéma napájecího zdroje regulačních obvodů (převzato z [10])	39
Obr. 4.2-1: Schéma tranzistorového spínače (převzato z [12])	40
Obr. 4.2-2: Průběhy důležitých veličin při vypínacím ději v tranzistoru (převzato z [11], [12])	41
Obr. 4.4.1-1: Tepelné schéma chlazení jedné součástky jedním chladičem (převzato z [11])	44
Obr. 4.4.4-1: Tepelné schéma chlazení dvou součástek jedním chladičem (převzato z [11])	45
Obr. 5.3-1: Časový průběh pilovitého napětí vnitřního oscilátoru PWM modulátoru SG3525	47
Obr. 5.3-2: Dvoukanálové zobrazení výstupních signálů PWM modulátoru	48
Obr. 5.3-3: Průběh napětí u_{DS} na spínacím tranzistoru T_{01} v budiči výkonového tranzistoru T_1	48
Obr. 5.3-4: Průběh napětí u_{GS} výkonového tranzistoru T_1	49
Obr. 5.3-5: Detail náběžné hrany napětí u_{GS} výkonového tranzistoru T_1	49
Obr. 5.3-6: Detail sestupné hrany napětí u_{GS} výkonového tranzistoru T_1	50
Obr. 5.3-7: Detail rušivých impulsů napětí u_{GS} výkonového tranzistoru T_1	50
Obr. 5.3-8: Průběh napětí u_{DS} na „dolním“ výkonovém tranzistoru T_4	51
Obr. 5.3-9: Detail sestupné hrany napětí u_{DS} na „dolním“ výkonovém tranzistoru T_4	51
Obr. 5.3-10: Detail náběžné hrany napětí u_{DS} na „dolním“ výkonovém tranzistoru T_4	52
Obr. 5.3-11: Primární napětí u_1 výkonového impulsního transformátoru	52
Obr. 5.3-12: Napětí na sekundární usměrňovací diodě D_5	53
Obr. 5.3-13: Detail náběžné hrany napětí na sekundární usměrňovací diodě D_5	53
Obr. 5.3-14: Detail sestupné hrany napětí na sekundární usměrňovací diodě D_5	54
Obr. 5.3-15: Napětí na sekundární nulové diodě D_6	54
Obr. 5.3-16: Detail náběžné hrany napětí na sekundární nulové diodě D_6	55
Obr. 5.3-17: Detail sestupné hrany napětí na sekundární nulové diodě D_6	55
Obr. 5.3-18: Dvoukanálové zobrazení sekundárních napět'ových impulsů	56
Obr. 5.3-19: Výstupní napětí spínaného zdroje	56

1 ÚVOD A KLASIFIKACE SPÍNANÝCH ZDROJŮ

1.1 Úvod

Síťové spínané zdroje slouží v současnosti v mnoha zařízeních průmyslové a spotřební elektroniky. Jejich význam neustále narůstá v souvislosti s požadavky na co nejvyšší energetickou účinnost zařízení uváděných na trh. Moderní polovodičové prvky vyráběné na bázi karbidu křemíku (SiC) a nitridu galia (GaN) mají výborné dynamické vlastnosti a umožňují konstruovat spínané zdroje pracující na vysokých kmitočtech řádu stovek kHz. Vyšší pracovní frekvence vede ke zmenšování rozměrů transformátorů a tlumivek, tím pádem dochází ke zmenšení rozměrů spínaných zdrojů a úspoře materiálu. V oblasti průmyslové elektroniky se spínané zdroje používají jako invertory pro svařování elektrickým obloukem, nabíječky trakčních akumulátorů, zdroje pro galvanizační procesy, zdroje pro elektrostatické odlučovače popílku v teplárnách a elektrárnách apod. V oblasti spotřební elektroniky nacházejí spínané zdroje uplatnění opět jako nabíječky akumulátorů, zdroje pro napájení osobních počítačů, televizorů a dalších přístrojů [1]. Tato práce se zabývá návrhem dvojčinného propustného měniče, který bude sloužit jako výuková pomůcka. Postupně bude proveden návrh všech dílčích funkčních celků (výstupní LC-filtr, impulsní transformátor, vstupní síťový napáječ, budiče spínacích tranzistorů, PWM modulátor, regulační kybernetické obvody a jejich stejnosměrný napáječ). Provedeno bude rovněž napěťové a proudové dimenzování polovodičových prvků, výpočet ztrát v těchto prvcích a návrh příslušných chladičů. Na základě návrhu bude vytvořena deska plošných spojů, celý měnič bude zkonstruován a postupně oživen. Po oživení budou pořízeny oscilogramy dokumentující průběhy napětí v důležitých bodech. Poté bude změřena skutečná účinnost výkonové části měniče a pro porovnání bude vypočítána teoretická účinnost na základě určení ztrát v jednotlivých prvcích výkonové části měniče.

1.2 Klasifikace spínaných zdrojů

Síťové spínané zdroje jsou stejnosměrné pulsní měniče s impulsním transformátorem a lze je rozdělit na měniče propustné a blokuující. Propustné měniče lze potom dále rozdělit na měniče jednočinné a dvojčinné. Dvojčinné propustné měniče mohou být konstruovány jako celé můstky, jako poloviční můstky, nebo jako měniče typu push-pull. Blokuující měniče mohou být realizovány vždy pouze jako jednočinné. Podle velikosti přenášeného činného výkonu lze rozdělit spínané zdroje na měniče malého výkonu a na měniče velkého výkonu. Měniče malého výkonu bývají realizovány jako blokuující nebo jednočinné, které přenášejí činný výkon řádu jednotek W až 1 kW. Napájeny bývají většinou z jednofázové sítě (napětí 230 V). Měniče velkého výkonu bývají konstruovány jako dvojčinné s výkonem v rozmezí 1 kW až stovek kW a s napájením z trojfázové sítě (napětí 3 x 400 V). Měniče typu push-pull jsou vhodné pouze pro nízkovoltové aplikace napájené z baterií nebo z akumulátorů. V případě požadavků na velmi vysoký činný výkon je výhodné modulární spojování dílčích spínaných zdrojů menšího výkonu. Pro dosažení velkého výstupního napětí se tyto zdroje

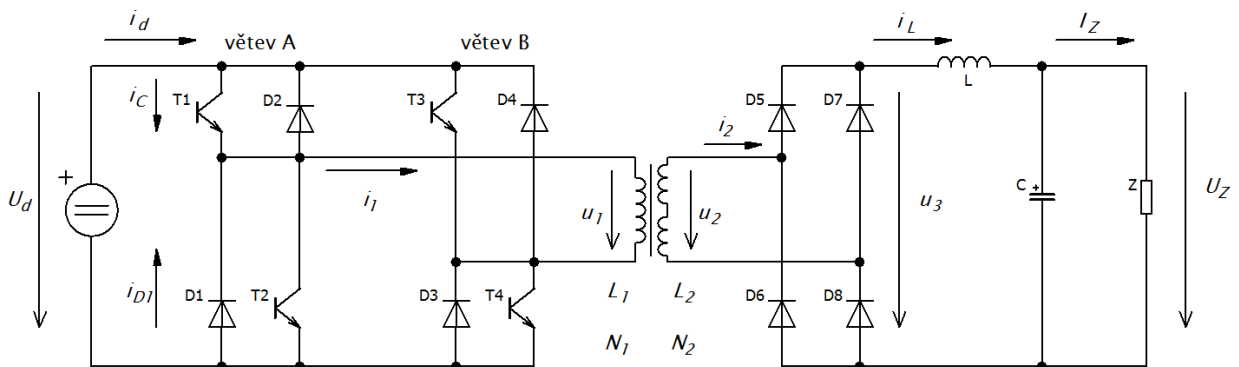
spojují sériově, pro dosažení velkého výstupního proudu paralelně a pro dosažení velkého napětí i proudu sérioparalelně. Výhodou modulárního řešení je vysoká opakovatelnost výroby, nižší cena a snadná opravitelnost výměnou celých bloků, nevýhodou je naopak složitost takto vytvořeného systému [2], [3].

2 ANALÝZA ČINNOSTI SPÍNANÉHO ZDROJE

2.1 Obecný popis a konstrukční omezení

Síťový spínaný zdroj, který je předmětem této práce, je konstruován jako dvojčinný propustný měnič s vysokofrekvenčním impulsním transformátorem. Energie ze vstupu na výstup je tedy přenášena v době, kdy jsou sepnuty příslušné tranzistory. Transformátorem je zajištěno galvanické oddělení vstupní a výstupní části měniče. Vstupní část měniče tvoří stejnosměrný meziobvod, který se chová jako zdroj téměř konstantního mezilehlého napětí U_d s nulovou vnitřní impedancí. Stejnosměrný meziobvod může být tvořen LC-filtrem, sběracím kondenzátorem s dostatečně velkou kapacitou, případně akumulátorem. Pokud je měnič napájen z jednofázové sítě (napětí 230 V), pak po jejím dvojcestném usměrnění má mezilehlé napětí velikost přibližně $U_d \approx 300$ V. Při napájení z trojfázové sítě (napětí 3 x 400 V) má po usměrnění šestipulsním usměrňovačem mezilehlé napětí střední hodnotu $U_d = 542$ V. Je-li použit dvojcestný usměrňovač, stejnosměrný meziobvod je tvořen sběracím kondenzátorem. V případě použití šestipulsního usměrňovače je stejnosměrný meziobvod tvořen LC-filtrem. Při napájení z jednofázové sítě se používají tranzistory MOS-FET se závěrným napětím 600 V. Tyto tranzistory jsou schopny pracovat na spínací frekvenci až 300 kHz. Pokud je měnič napájen z trojfázové sítě, používají se obvykle tranzistory IGBT se závěrným napětím 1200 V. Pracovní kmitočet se kvůli přepínacím ztrátám volí v rozsahu 25 kHz až 60 kHz. Obecně se pracovní kmitočet spínaných zdrojů volí v rozsahu 40 kHz až 120 kHz, s vyšším kmitočtem klesá objem transformátoru a tlumivky ve výstupním LC-filtrem. Není však výhodné volit vyšší pracovní frekvenci než 200 kHz, neboť při překročení této hodnoty začnou narůstat hysterezní ztráty v magnetických obvodech. Mezní kmitočet manganato-zinečnatých feritů se totiž pohybuje okolo 450 kHz. Hysterezní ztráty lze snížit volbou menší maximální hodnoty magnetické indukce B_{max} , tím pádem ale dojde ke zvýšení objemu transformátoru. Při kmitočtu vyšším než 200 kHz narůstají rovněž problémy s elektrickým skin efektem (existuje také skin efekt magnetický) ve vinutí transformátoru. Ve vinutí tlumivky k problému se skin efektem nedochází, neboť procházející proud je téměř hladký. Následkem skin efektu dochází ke zvyšování proudové hustoty v podpovrchových vrstvách vodiče a ke zvyšování teploty těchto vrstev. Zvyšování teploty může vést k destrukci izolace vodičů. Naopak vrstvy blízko středu vodiče zůstávají nevyužité. Skin efekt musí být potlačen rozdělením primárního a sekundárního vinutí na větší počet paralelních vodičů, přičemž průměr dílčího vodiče nesmí být větší, než je dvojnásobek hloubky vniku δ . Rozdělení primárního a sekundárního vinutí na určitý počet paralelně spojených vodičů vede ke snížení činitele plnění ve vinutí k_{pCu} a tím pádem působí proti snížení objemu transformátoru. Další problém představuje reaktance rozptylové

indukčnosti transformátoru, která s rostoucím kmitočtem rovněž narůstá. Vlivem reaktance rozptylové indukčnosti je transformátor „měkký“, což znamená, že není schopen přenášet daný činný výkon. Řešením je co nejvyšší hodnota činitele vazby k , která by měla dosahovat velikosti alespoň $k = 0,998$. Dosažení této hodnoty je ale konstrukčně náročné. S rostoucím kmitočtem se rovněž začíná projevovat negativní vliv parazitních mezizávitových kapacit vinutí. Výstupní část měniče tvoří LC-filtr, k němuž je připojena zátěž. Zdroj, kterým se zabývá tato práce, je napájen z jednofázové sítě, pracovní kmitočet má velikost $f = 50 \text{ kHz}$, výstupní napětí má velikost $U_z = 24 \text{ V}$ a výstupní proud má velikost $I_z = 10 \text{ A}$. Základní zapojení dvojčinného propustného měniče- celého můstku je uvedeno na **Obr. 2.1-1**. Pro řízení celého můstku existují dva řídicí algoritmy, v případě této práce bude použit první z nich [2].



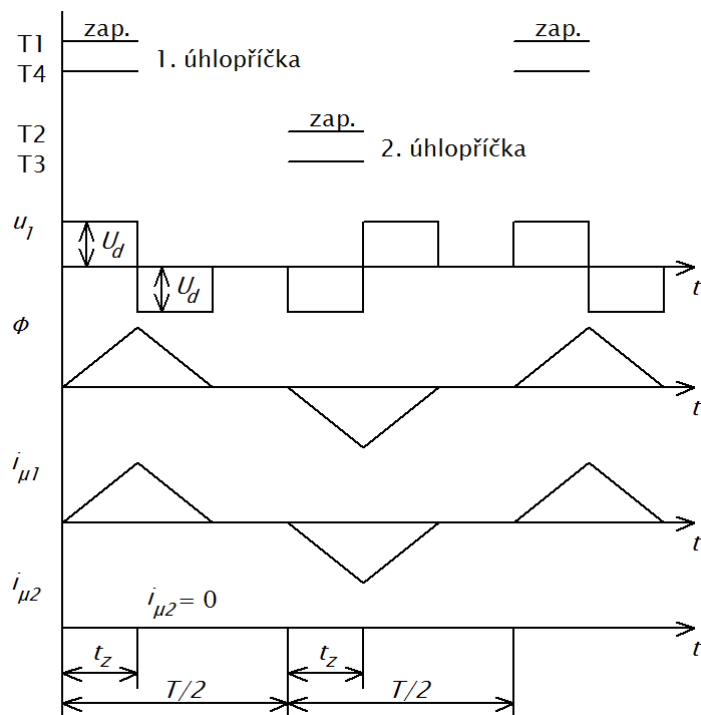
Obr. 2.1-1: Dvojčinný propustný měnič- celý můstek- základní zapojení (převzato z [2])

2.2 První řídicí algoritmus celého můstku

První řídicí algoritmus je založen na současném spínání tranzistorů v každé úhlopříčce. Obě úhlopříčky se ve vedení navzájem střídají. Podle **Obr. 2.1-1** jsou tedy současně spínány buď tranzistory T_1 a T_4 nebo T_2 a T_3 . Doba zapnutí každé úhlopříčky je značena t_z , podíl doby zapnutí t_z a pracovní periody T se nazývá střída s , definovaná rovnicí (2.2-1) [2]:

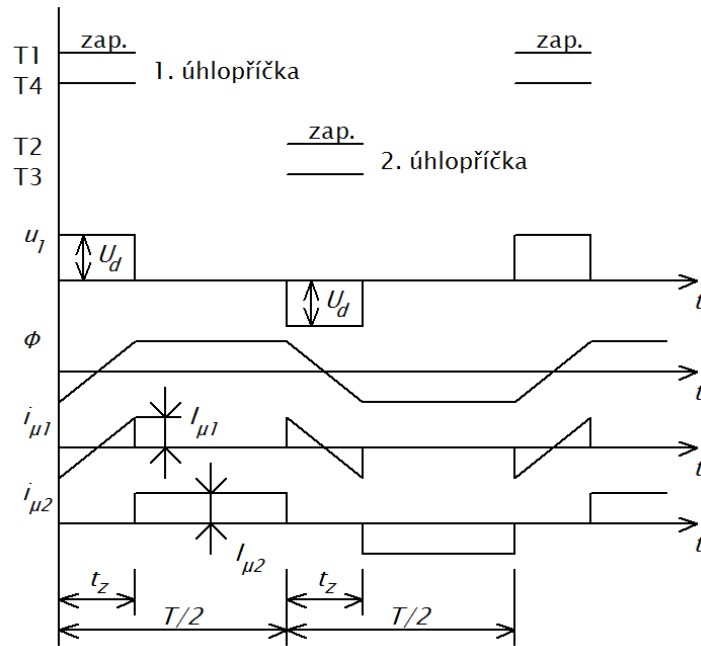
$$s = \frac{t_z}{T} \quad (2.2-1)$$

Doba zapnutí t_z nemůže být delší než doba $T/2$, neboť by došlo k současnému sepnutí obou tranzistorů ve větvi a následnému zkratu na zdroji mezilehlého napětí U_d . Ve skutečnosti musí být doba zapnutí kratší než $T/2$ o ochrannou dobu (odskok) t_0 . Doba t_0 se volí minimálně jako dvojnásobek celkové vypínací doby tranzistorů t_{off} . Průběhy magnetického toku a magnetizačního proudu se liší v závislosti na zatížení měniče. V režimu naprázdno se časové průběhy primárního napětí u_1 , sekundárního napětí u_2 a magnetického toku Φ podobají průběhům těchto veličin v jednočinném propustném měniči. Rozdíl je pouze v tom, že v druhé půlperiodě jsou tyto průběhy zrcadlově překlopeny okolo časové osy, neboť při zapnutí tranzistorů T_2 a T_3 je primární napětí záporné. Magnetický tok je integrálem z napětí přiloženého ke svorkám transformátoru, v tomto případě z napětí U_d . Průběhy důležitých veličin pro režim naprázdno jsou nakresleny na **Obr. 2.2-1** [2].



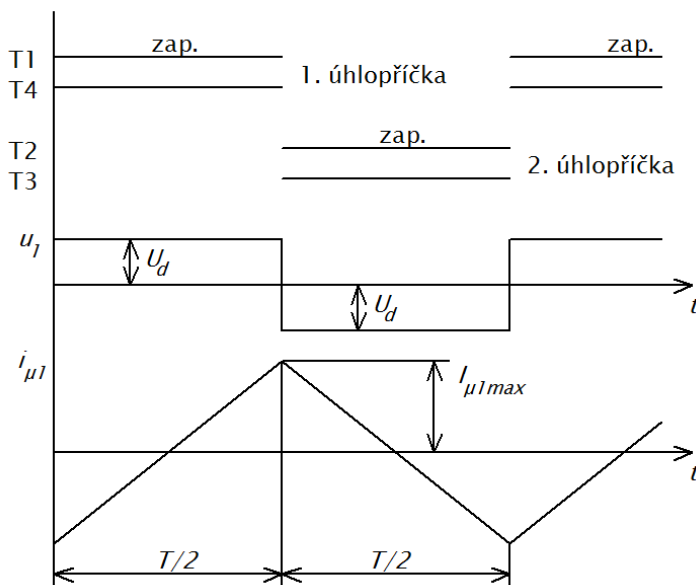
Obr. 2.2-1: Časové průběhy důležitých veličin v režimu naprázdno (převzato z [2])

Na **Obr. 2.2-2** jsou nakresleny časové průběhy důležitých veličin pro režim se zátěží. Pokud je měnič zatížen a výstupní proud I_Z je výrazně větší než magnetizační proud $I_{\mu 2}$, kde $I_{\mu 2} = I_{\mu 1} N_1/N_2$, pak nemůže v době, kdy jsou všechny tranzistory vypnuty, docházet k demagnetizaci jádra. Magnetický tok má v tomto případě konstantní velikost naintegrovanou z předchozího děje. Konstantní proud tlumivky I_Z totiž prochází diodami D_5 až D_8 sekundárního usměrňovače. Diody jsou v sepnutém stavu a chovají se jako jediná sérioparalelní nulová dioda. Proud se rozdělí přibližně na poloviny mezi obě paralelní větve tvořené diodami D_5, D_6 a D_7, D_8 . Pokud je napěťový úbytek na všech diodách stejný, pak je sekundární napětí u_2 nulové. Vzniká tak zdánlivý sekundární zkrat. Nulové sekundární napětí se s převodem přetransformuje na primární stranu, takže i primární napětí u_1 má nulovou hodnotu. Je-li primární napětí nulové, pak nemůže dojít k sepnutí primárních nulových diod a tím pádem nemůže protékat magnetizační proud primárním vinutím. Magnetizační proud tedy protéká sekundárním vinutím přes zdánlivý sekundární zkrat. Protože je sekundární napětí u_2 nulové, je nulový i integrál z tohoto napětí a magnetický tok má konstantní velikost vzniklou integrací z předchozího děje [2].



Obr. 2.2-2: Časové průběhy důležitých veličin v režimu se zátěží (převzato z [2])

Pracuje-li měnič s maximální střídou $s_{max} = 0,5$, průběhy magnetického toku a magnetizačního proudu jsou stejné při zatížení i v režimu naprázdno. Z tohoto stavu se vychází při návrhu transformátoru. Časové průběhy primárního napětí a magnetizačního proudu pro tento stav jsou nakresleny na **Obr. 2.2-3**. Nevýhodou prvního řídicího algoritmu je potřeba přesného vyvážení sekundárního usměrňovacího můstku. Pokud není můstek přesně vyvážen, sekundární napětí u_2 obsahuje malou stejnosměrnou složku U_{2ss} , která trvale stejnosměrně magnetizuje jádro proudem o velikosti U_{2ss}/R_{Cu2} . Jestliže je nevyváženost můstku malá, lze stejnosměrnou složku U_{2ss} zanedbat, avšak určité nebezpečí přesytní stále existuje. Výhodou prvního řídicího algoritmu je možnost použít beze změny tytéž řídicí signály pro řízení dvou jednočinných propustných měničů pracujících v protitaktu [2].



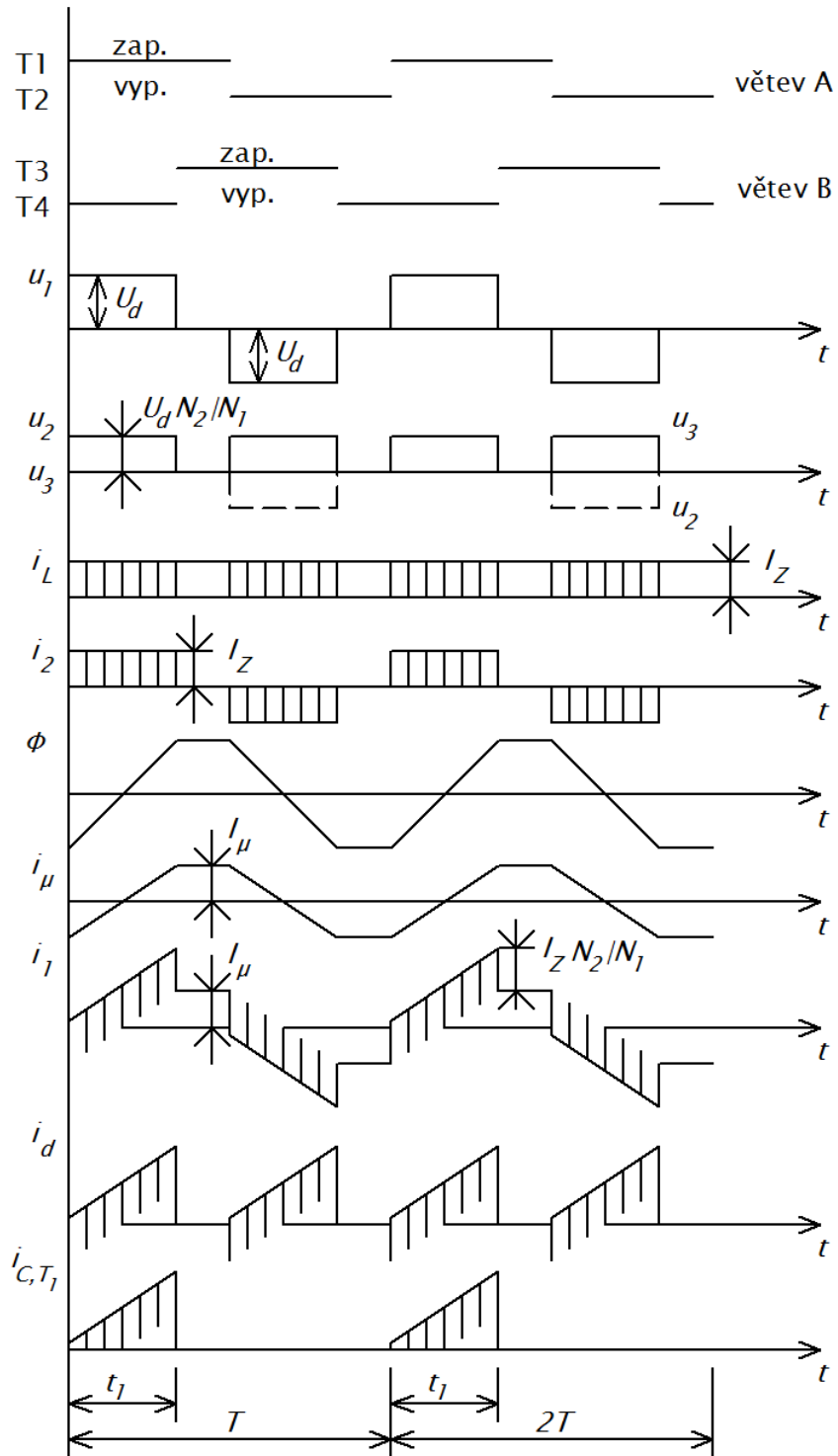
Obr. 2.2-3: Časové průběhy důležitých veličin při plné střídě (převzato z [2])

2.3 Druhý řídicí algoritmus celého můstku

Druhý řídicí algoritmus celého můstku je založen na spínání horního a dolního tranzistoru v jedné větvi po maximální možnou dobu $T/2$. V souladu se značením na **Obr. 2.1-1** jsou tedy ve větvi A střídavě spínány tranzistory T_1 a T_2 a ve větvi B tranzistory T_3 a T_4 . Řídicí signály musí obsahovat ochrannou dobu t_0 . Větve A a B jsou řízeny stejným způsobem, ale se vzájemným fázovým posuvem t_1 . Fázový posuv může nabývat hodnot $t_1 = 0$ až $t_1 = T/2$. Střída je definována jako podíl fázového posuvu t_1 a pracovní periody T podle rovnice (2.3-1) [2]:

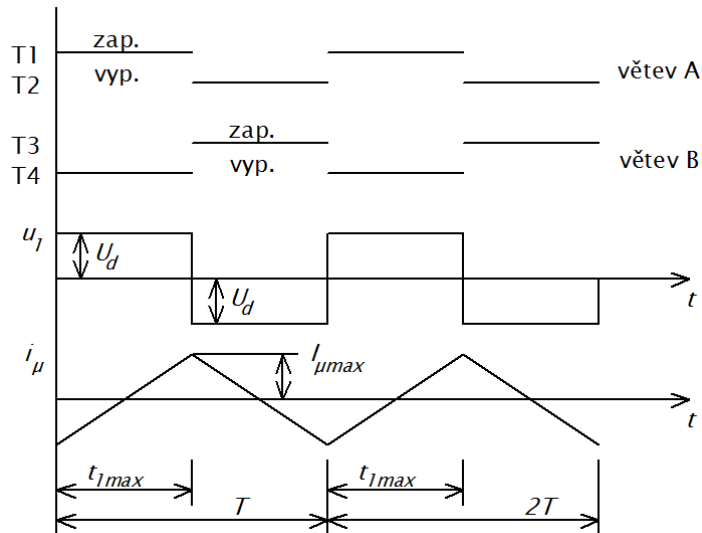
$$s = \frac{t_1}{T} \quad (2.3-1)$$

Fázový posuv nemůže být větší než $T/2$, proto má maximální střída velikost $s_{max} = 0,5$. Fázovému posuvu t_1 přímo odpovídá šířka impulsů primárního napětí u_1 . Primární vinutí je v každé pracovní půlperiodě $T/2$ tvrdě zkratováno pro oba směry proudu po dobu $T/2 - t_1$. Dochází k pravidelnému střídání tzv. „horního zkratu“ a „dolního zkratu“. Při „horním zkratu“ je sepnut tranzistor T_1 ve větvi A a tranzistor T_3 ve větvi B. Magnetizační proud i_μ protéká tranzistorem T_1 ve větvi A a diodou D_4 ve větvi B. Při „dolním zkratu“ je sepnut tranzistor T_2 ve větvi A a tranzistor T_4 ve větvi B. Magnetizační proud i_μ protéká tranzistorem T_2 ve větvi A a diodou D_3 ve větvi B. Je tedy zřejmé, že ve větvi A vedou magnetizační proud jen tranzistory a ve větvi B jen diody. To je dáno fázovým zpožděním řízení větve B oproti větvi A. Záměnou řídicích signálů by se zaměnil i způsob vedení magnetizačního proudu. Ve větvi A by vedly magnetizační proud pouze diody a ve větvi B pouze tranzistory. Jelikož má magnetizační proud vůči pracovnímu proudu zanedbatelnou velikost, všechny polovodičové prvky jsou zatíženy téměř rovnoměrně a popsany jev neškodí. Dále je zřejmé, že díky oběma zkratům protéká magnetizační proud jen primárním vinutím a sekundární vinutí se magnetizace a demagnetizace neúčastní. Pak nezáleží na případné nesymetrii sekundárního usměrňovacího můstku, což odstraňuje nevýhodu prvního řídicího algoritmu. Řídicí signály a časové průběhy důležitých veličin jsou znázorněny na **Obr. 2.3-1**. Z časových průběhů vyplývá, že magnetický tok Φ a magnetizační proud i_μ jsou opět integrálem z primárního napětí u_1 nezávisle na zatížení sekundárního vinutí transformátoru. Primární proud i_1 je součtem magnetizačního proudu i_μ a sekundárního proudu i_2 transformovaného s převodem N_2/N_1 na primární stranu. Sekundární napětí u_2 má stejný průběh jako primární napětí u_1 , jen je s převodem N_2/N_1 jinak velké. Napětí u_3 vznikne dvojcestným usměrněním sekundárního napětí u_2 [2].



Obr. 2.3-1: Časové průběhy při druhém řídicím algoritmu (převzato z [2])

Pro návrh transformátoru slouží časové průběhy primárního napětí u_1 a magnetizačního proudu i_μ kreslené v režimu plného otevření měniče, tedy při stříde $s_{max} = 0,5$. Tyto časové průběhy jsou nakresleny na **Obr. 2.3-2** [2].



Obr. 2.3-2: Časové průběhy důležitých veličin při plném otevření (převzato z [2])

Dvojčinný propustný měnič se ze statického hlediska chová jako lineární převodník střídavé s na výstupní stejnosměrné napětí U_Z podle rovnice (2.3-2) [2]:

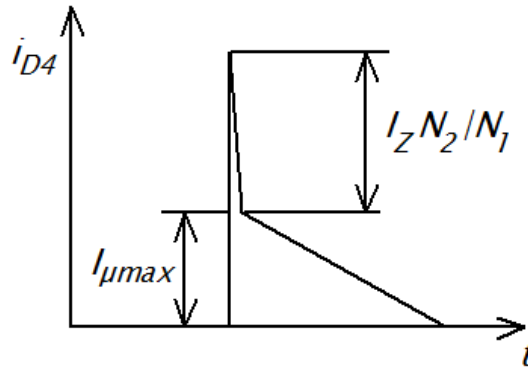
$$U_Z = U_d \frac{N_2}{N_1} 2s \quad (2.3-2)$$

Jmenovitá střída se volí obvykle v rozsahu $s = 0,3$ až $0,35$, aby mohlo být dosaženo potřebného regulačního rozsahu s ohledem na úbytky napětí na jednotlivých prvcích měniče a s ohledem na pokles mezilehlého napětí U_d . V tomto případě bude zvolena jmenovitá střída $s = 0,35$. Z dynamického hlediska se dvojčinný propustný měnič chová jako člen s proměnným dopravním zpožděním $t_d = 0$ až $T/2$. Tento člen je možné přibližně nahradit setrvačným členem 1. řádu s časovou konstantou $\tau = T/4$. U reálného transformátoru nelze zanedbat rozptylovou indukčnost L_σ . Rozptylová indukčnost způsobuje zvýšené proudové namáhání primárních nulových diod a přepětí na diodách sekundárního usměrňovače. Na reaktanci rozptylové indukčnosti vzniká napěťový úbytek, který způsobuje „měkkost“ měniče. Ekvivalentní vnitřní odpor, který je způsoben rozptylovou indukčností L_σ , je dán rovnicí (2.3-3) [2]:

$$R_{i\sigma} = 2f L_\sigma = 2f L_2 (1 - k^2) \quad (2.3-3)$$

Z rovnice (2.3-3) je zřejmé, že při velkém pracovním kmitočtu f může být ekvivalentní vnitřní odpor $R_{i\sigma}$ rovněž veliký. Jedinou možností potlačení ekvivalentního vnitřního odporu je dosažení co nejvyšší hodnoty činitele vazby k . Na Obr. 2.3-3 je znázorněn skutečný průběh proudu primární nulovou diodou. Tento proud je dán součtem maximální hodnoty magnetizačního proudu $I_{\mu max}$ při střídě $s_{max} = 0,5$ a proudu zátěže I_Z přetransformovaného s převodem N_2/N_1 na primární stranu vlivem rozptylu. V případě konstrukce impulsního transformátoru na extrémně velké výstupní proudy při malém výstupním napětí nelze snižovat počet závitů sekundárního vinutí N_2 pod jedničku. Počet závitů musí být totiž celé číslo. Pak je mezním stavem $N_2 = 1$. S rostoucím výkonem roste elektromagnetická velikost transformátoru (součin $S_o S_{Fe}$) a zároveň klesá počet primárních i sekundárních závitů. V mezním stavu $N_2 = 1$ však s ohledem na potřebný převod N_2/N_1 transformátoru nelze dále snižovat počet primárních závitů N_1 . Primárních závitů je pak

zbytečně více, přičemž klesá maximální hodnota magnetické indukce B_{max} . Magnetický obvod transformátoru přestává být magneticky využitý a návrh transformátoru se stává neoptimálním [2].



Obr. 2.3-3: Skutečný průběh proudu primární nulovou diodou (převzato z [2])

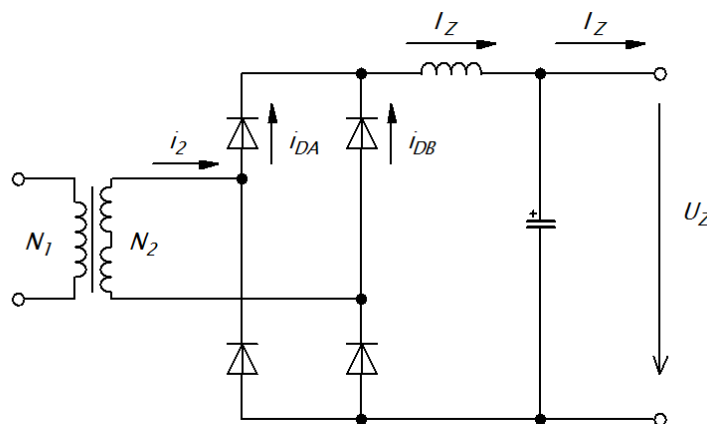
2.4 Sekundární usměrňovače dvojčinných měničů

Při konstrukci dvojčinných propustných měničů lze použít několik typů dvojcestných usměrňovačů. Každý typ usměrňovače má své výhody a nevýhody, použití daného typu usměrňovače závisí na konkrétní aplikaci. Za každým usměrňovačem musí být zařazena tlumivka s dostatečně velkou indukčností. Ve všech následujících případech je uvažována tlumivka s nekonečně velkou indukčností, tím pádem je proud protékající tlumivkou konstantní. Ztrátový výkon způsobený vedením proudu diodou $P_{z\ ved}$ je dán rovnicí (2.4-1), kde U_0 je prahové napětí dané diody a R_d je její diferenciální odpor. $I_{Dstř}$ je střední hodnota a I_{Def} je efektivní hodnota proudu $i_D(t)$ protékajícího diodou [2]:

$$P_{z\ ved} = U_0 I_{Dstř} + R_d I_{Def}^2 \quad (2.4-1)$$

2.4.1 Dvojcestný můstkový usměrňovač

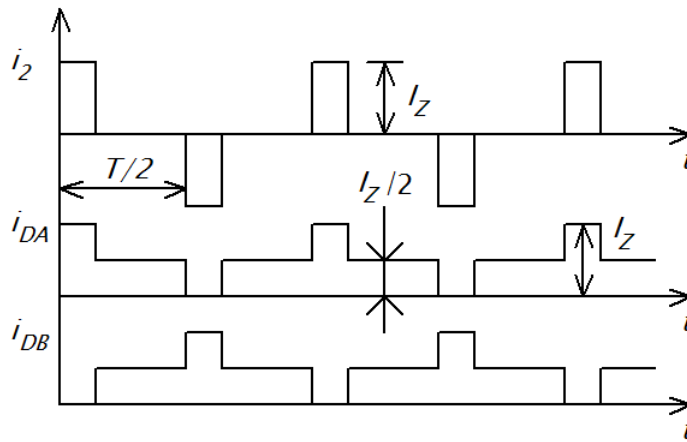
Schéma dvojcestného můstkového usměrňovače je uvedeno na **Obr. 2.4.1-1**.



Obr. 2.4.1-1: Schéma dvojcestného můstkového usměrňovače (převzato z [2])

Proud protéká vždy přes dvě diody spojené do série, takže dochází ke vzniku dvojnásobného napěťového úbytku, který je nevýhodný zejména při nízkých hodnotách

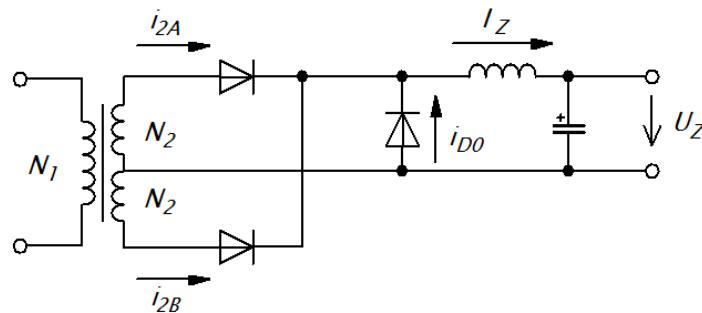
výstupního napětí. Diody pracují jako usměrňovací a v intervalech, kdy je sekundární napětí nulové, se chovají jako jedna sérioparalelní nulová dioda. Průběhy sekundárního proudu i_2 a proudů i_{DA} a i_{DB} tekoucích diodami jsou nakresleny na **Obr. 2.4.1-2** [2].



Obr. 2.4.1-2: Dvojecenný můstkový usměrňovač- časové průběhy proudů (převzato z [2])

2.4.2 Dvojecenný uzlový usměrňovač s nulovou diodou

Schéma dvojecenného uzlového usměrňovače je nakresleno na **Obr. 2.4.2-1**.

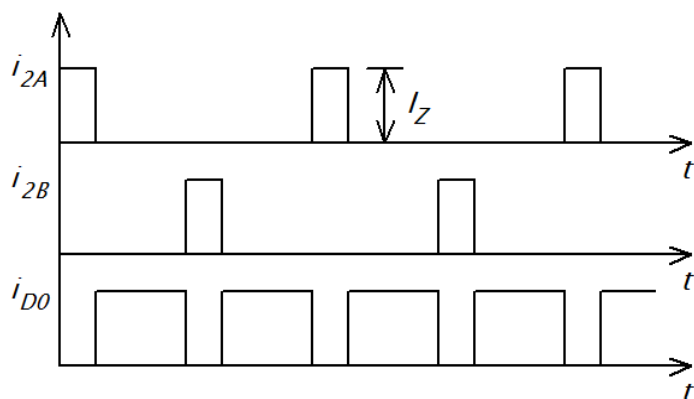


Obr. 2.4.2-1: Schéma dvojecenného uzlového usměrňovače s nulovou diodou (převzato z [2])

Výhoda usměrňovače spočívá v tom, že proud protéká vždy jen jednou diodou. Usměrňovač je tedy vhodný pro aplikace s malým výstupním napětím a velkým výstupním proudem. Nevýhodou je naopak špatné využití mědi sekundárního vinutí. Sekundární vinutí transformátoru je totiž dvojitě a má vyvedený střed. Obě poloviny vinutí mají N_2 závitů, na sekundární straně je tedy celkem $2N_2$ závitů. Efektivní hodnota proudu tekoucího těmito vinutími však není poloviční, ale je menší jen v poměru (2.4.2-1) [2]:

$$I_{2\text{ ef uzlový}} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_{2\text{ ef můstkový}} = 0,707 I_{2\text{ ef můstkový}} \quad (2.4.2-1)$$

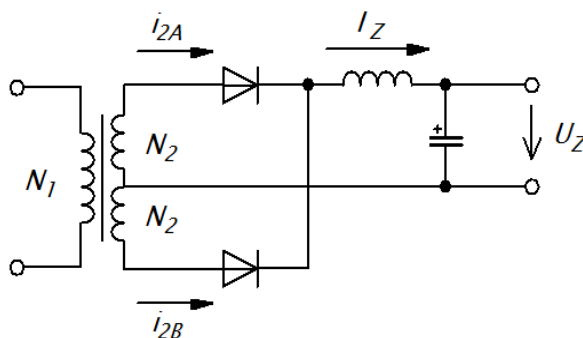
Při použití uzlového usměrňovače bude na sekundární straně transformátoru při stejné proudové hustotě $\sqrt{2}$ -krát více mědi než při použití můstkového usměrňovače, neboť proudová hustota se počítá vždy z efektivní hodnoty protékajícího proudu, nikoli ze střední hodnoty proudu. Uvedenou nevýhodu mají všechna dvojitá vinutí s vyvedeným středem. Průběhy proudů i_{2A} a i_{2B} procházejících usměrňovacími diodami a proudu i_{D0} tekoucího nulovou diodou jsou nakresleny na **Obr. 2.4.2-2** [2].



Obr. 2.4.2-2: Dvojecestný uzlový usměrňovač s nulovou diodou- průběhy proudů (převzato z [2])

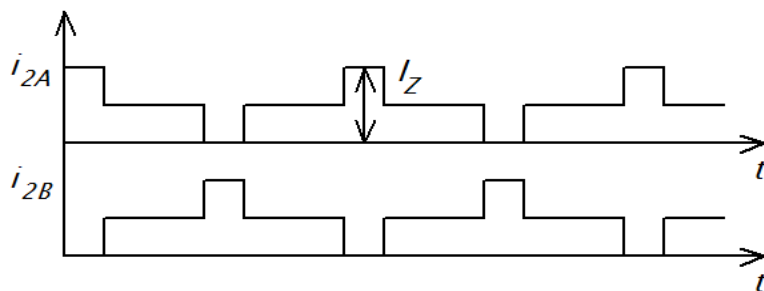
2.4.3 Dvojecestný uzlový usměrňovač bez nulové diody

Schéma dvojecestného uzlového usměrňovače bez nulové diody je nakresleno na Obr. 2.4.3-1.



Obr. 2.4.3-1: Schéma dvojecestného uzlového usměrňovače bez nulové diody (převzato z [2])

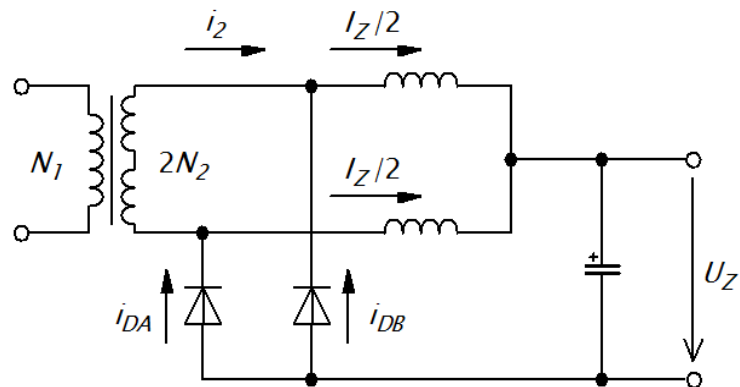
V intervalu, kdy je sekundární napětí nulové, prochází proud přes zátěž, středním vodičem zpět do sekundárního vinutí, kde se rozdělí na dvě poloviny, a dále přes obě diody zpět do tlumivky. Obě usměrňovací diody pracují v tomto intervalu paralelně jako jediná nulová dioda. Vinutí i usměrňovací diody jsou více proudově zatíženy než v předchozím zapojení s nulovou diodou. Magnetické účinky vyvolané průchodem proudů oběma polovinami vinutí se vzájemně dokonale vyruší, indukčnosti obou polovin sekundárního vinutí se tím pádem neuplatní. Časové průběhy proudů i_{2A} a i_{2B} tekoucích usměrňovacími diodami jsou nakresleny na Obr. 2.4.3-2 [2].



Obr. 2.4.3-2: Dvojecestný uzlový usměrňovač bez nulové diody- průběhy proudů (převzato z [2])

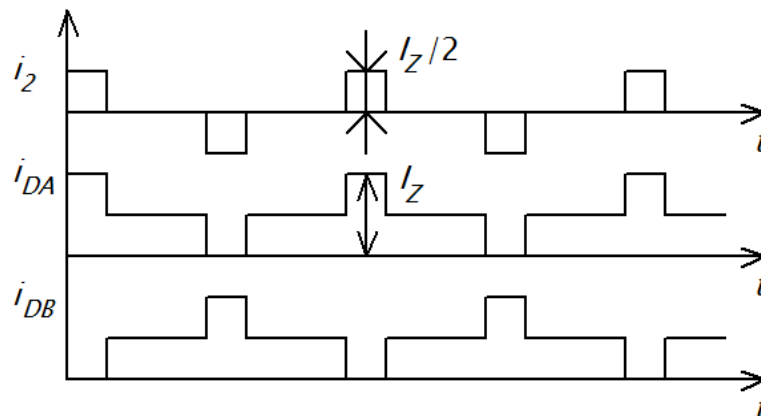
2.4.4 Proudový zdvojovač

Schéma proudového zdvojovače je nakresleno na **Obr. 2.4.4-1**.



Obr. 2.4.4-1: Schéma proudového zdvojovače (převzato z [2])

Pro aplikace s malým výstupním napětím a velkým výstupním proudem je proudový zdvojovač nejvýhodnější. Proud protéká vždy jen přes jednu diodu jako u uzlových usměrňovačů a sekundární vinutí je dobře proudově využito jako v případě můstkového usměrňovače. Sekundární vinutí dodává do tlumivek výstupního LC-filtru proudové impulsy o výšce $I_Z/2$. Proudové impulsy o výšce $I_Z/2$ je nutné z důvodu energetické bilance systému kompenzovat dvojnásobnou výškou sekundárních napěťových impulsů, proto musí mít sekundární vinutí dvojnásobný počet závitů, tedy $2N_2$. Vinutím při dvojnásobném počtu závitů protéká proud o poloviční efektivní hodnotě, takže množství sekundární mědi je stejné jako v případě použití můstkového usměrňovače. Výstupní napětí měniče má při dvojnásobné výšce sekundárních napěťových impulsů stejnou velikost U_Z jako v předchozích případech a převod transformátoru je stále definován jako N_2/N_1 a rovnice (2.3-2) platí i v tomto případě. Časové průběhy sekundárního proudu i_2 a proudů i_{DA} a i_{DB} protékajících usměrňovacími diodami jsou nakresleny na **Obr. 2.4.4-2** [2].



Obr. 2.4.4-2: Proudový zdvojovač- časové průběhy proudů (převzato z [2])

2.5 Problém stejnosměrné magnetizace transformátoru

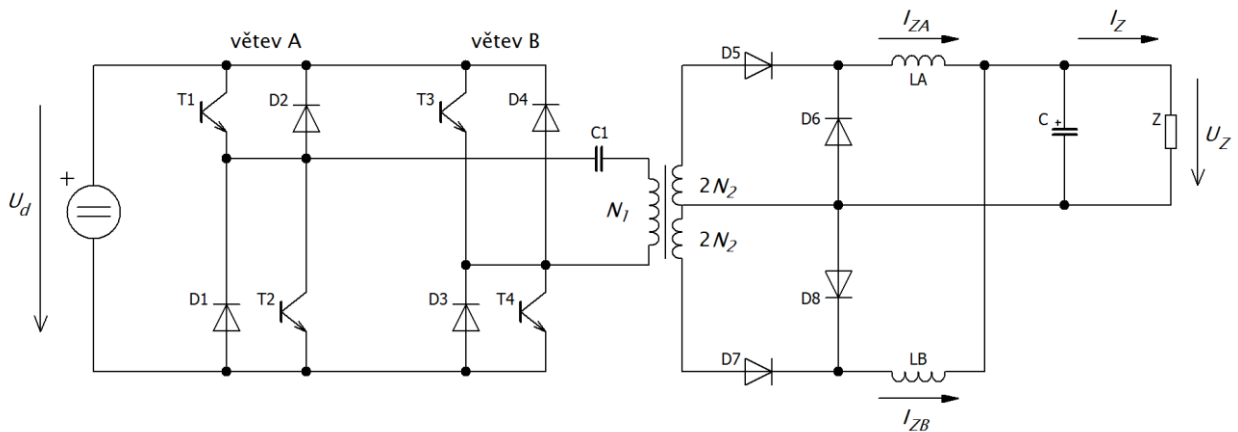
Problém stejnosměrné magnetizace transformátoru u dvojnásobných měničů lze řešit dvěma zcela odlišnými způsoby. Prvním způsobem je zpětnovazební regulace, druhým způsobem

je obvodové řešení ve výkonové části měniče. Sprážený tok $\Psi(t)$ transformátoru je integrálem z primárního napětí $u_1(t)$. První způsob odstranění stejnosměrné složky spráženého toku $\Psi(t)$ by musel být založen na detekci a zpětnovazební regulaci stejnosměrné složky primárního napětí $u_1(t)$ na nulovou hodnotu. K detekci by byl nutný velmi přesný a zároveň galvanicky oddělený snímač stejnosměrného napětí. Použití takového snímače by bylo zvláště u měničů menšího výkonu ekonomicky nevýhodné. Druhou variantou je zpětnovazební regulace stejnosměrné složky primárního proudu $i_1(t)$ na nulovou hodnotu, protože galvanicky oddělený snímač stejnosměrného proudu je ekonomicky výhodnější. Primární proud $i_1(t)$ se skládá z magnetizačního proudu $i_{\mu 1}(t)$ a sekundárního proudu $i_2(t)$ přetransformovaného s převodem N_2/N_1 na primár. Správně by se tedy měla na nulovou hodnotu regulovat stejnosměrná složka magnetizačního proudu $i_{\mu 1}(t)$, nikoli celkového primárního proudu $i_1(t)$. Jelikož je magnetizační proud výrazně menší než proud pracovní, jeho případná stejnosměrná složka leží obvykle pod rozlišovací schopností snímače. Z uvedených důvodů je výhodnější a jednodušší druhý způsob, spočívající ve vhodném obvodovém řešení výkonové části měniče. Stejnosměrnou složku primárního napětí lze odstranit použitím impulsního oddělovacího kondenzátoru v kombinaci s vhodným typem sekundárního usměrňovače. Kondenzátor (na **Obr. 2.5.1** je označen C_1) je zapojen do série s primárním vinutím a musí mít dostatečně velkou kapacitu, aby na něm vzniklý reaktanční napěťový úbytek měl malou hodnotu. Sekundární usměrňovač musí umožňovat použití dvou samostatných výstupních tlumivek. Proudové tlumivkami pak mohou být různě velké a kladné i záporné pulsy sekundárního proudu mohou mít různou výšku I_{ZA} a I_{ZB} . Obě tlumivky zajistí, aby se v měniči ustálil rovnovážný stav, ve kterém jsou plochy kladných a záporných pulsů sekundárního proudu, tedy oba náboje Q_A a Q_B , stejně velké. Pokud jsou oba náboje stejně velké, proud protékající oddělovacím kondenzátorem neobsahuje stejnosměrnou složku a kondenzátor se tudíž nemůže nabíjet na jednu nebo druhou stranu. Kondenzátor se nabije pouze na malou hodnotu U_{ss} , která je dána rovnicí (2.5-1) [2]:

$$U_{ss} = U_d \Delta s \quad (2.5-1)$$

Δs je rozdíl střídý, který vzniká v důsledku synchronního rušení. Synchronní rušení spočívá v ovlivňování a rušení řídicích obvodů výkonovou částí měniče. Důsledkem synchronního rušení je stav, kdy jedna z úhlopříček můstku pracuje trvale s větší střídou než druhá úhlopříčka. Δs je pak rozdíl střídý mezi oběma úhlopříčkami a U_{ss} je stejnosměrná složka primárního napětí $u_1(t)$. Ze sekundárních usměrňovačů popsaných v kapitole 2.4 je možné použít pouze proudový zdvojovač. Ostatní popsané usměrňovače totiž neumožňují rozdělit výstupní proud do dvou samostatných tlumivek. Kladné a záporné pulsy sekundárního proudu musí mít stejnou výšku, jelikož protékají toutéž tlumivkou. Kvůli odchylce střídý Δs má pak jeden z pulsů větší šířku a tím pádem také větší plochu, což znamená, že jeden z nábojů Q_A a Q_B je větší. Jestliže nejsou oba náboje stejně velké, sekundární i primární proud obsahuje trvalou stejnosměrnou složku, která postupně nabije oddělovací kondenzátor až na hodnotu mezilehlého napětí U_d . Důsledkem je havárie měniče. Kromě proudového zdvojovače je možné použít i zapojení na **Obr. 2.5-1**, které bude použito i v případě této práce. Transformátor má dvě samostatná sekundární vinutí,

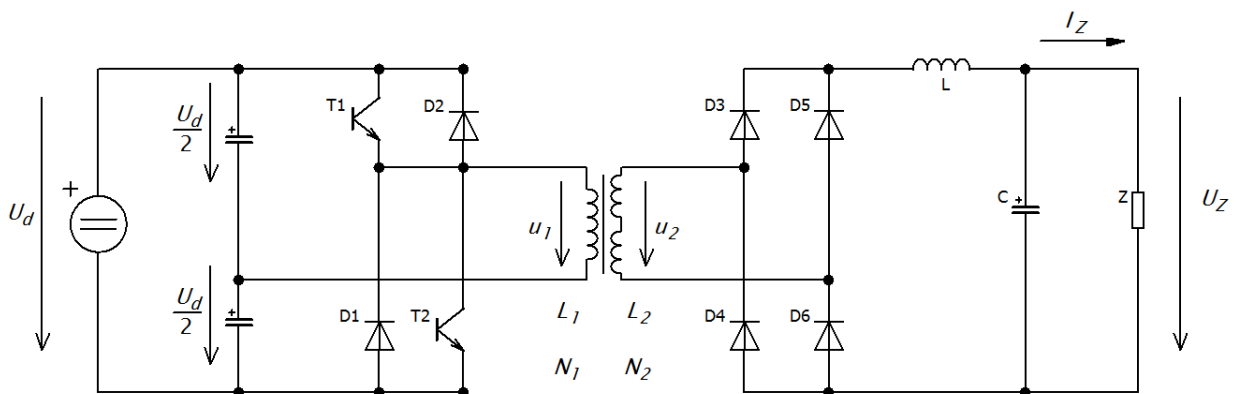
z nichž každé má dvojnásobný počet závitů, tedy $2N_2$. Na sekundární straně je celkem $4N_2$ závitů. Ke každému z vinutí je připojen jednocestný usměrňovač s nulovou diodou a s vlastní výstupní tlumivkou. Každé vinutí dodává do příslušné tlumivky v ideálním stavu, tedy při neexistenci synchronního rušení, proudové impulsy o výšce $I_Z/2$. Z důvodu energetické bilance je nutné, podobně jako u proudového zdvojovače, kompenzovat výšku $I_Z/2$ sekundárních proudových impulsů dvojnásobnou výškou sekundárních napěťových impulsů $2U_Z$. Proto musí mít každé sekundární vinutí dvojnásobný počet závitů $2N_2$. Během pracovní půlperiody $T/2$ dodává sekundární proud přes příslušnou usměrňovací diodu (například D_5) vždy jen jedno vinutí (například horní). Druhá usměrňovací dioda (například D_7) je ve stejnou dobu polarizována v závěrném směru a konstantní proud druhé tlumivky (například L_B) protéká přes příslušnou nulovou diodu (například D_8). Během další půlperiody dodává proud dolní sekundární vinutí přes usměrňovací diodu D_7 . Sekundární proudové impulsy dodávané oběma vinutími budou mít ve skutečnosti vlivem synchronního rušení různé výšky I_{ZA} a I_{ZB} mírně odlišné od hodnoty $I_Z/2$ [2].



Obr. 2.5-1: Zapojení výkonové části měniče použité při konstrukci (převzato z [2])

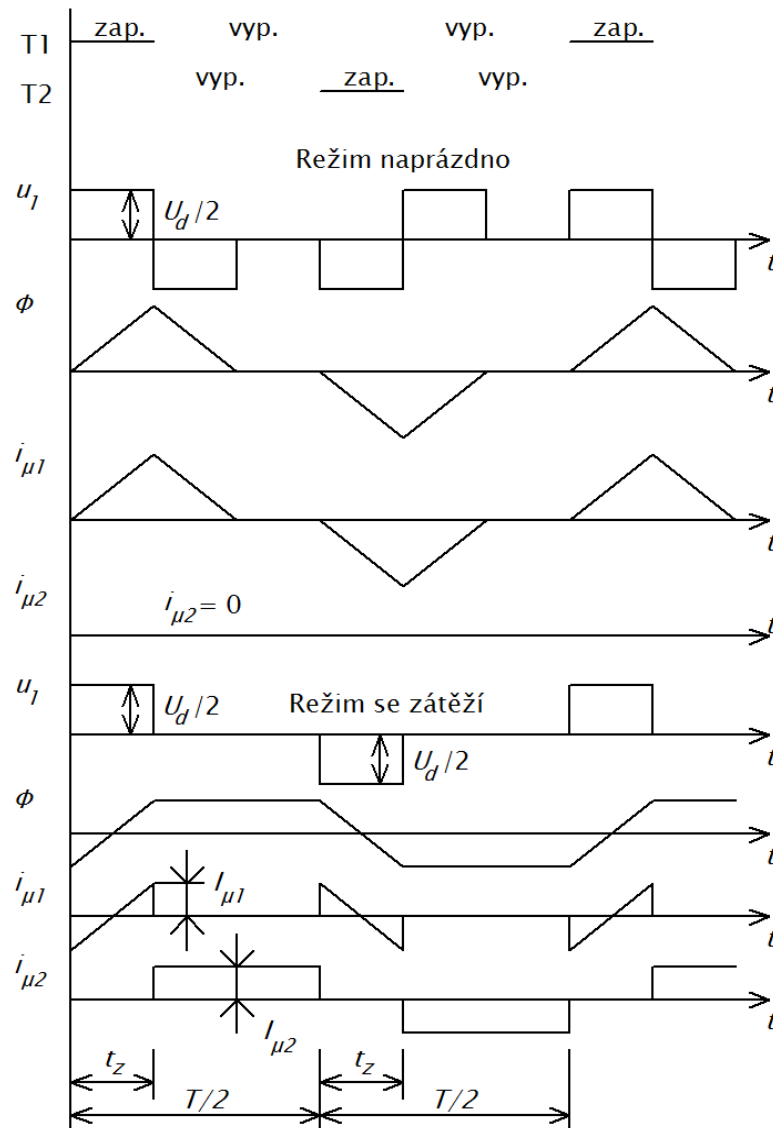
2.6 Dvojčinný propustný měnič- poloviční můstek

Schéma měniče je nakresleno na Obr. 2.6-1. Místo jedné větve je použit kapacitní dělič, který zároveň plní funkci oddělovacího kondenzátoru, zabraňujícího stejnosměrnému přesycení transformátoru [2].



Obr. 2.6-1: Dvojčinný propustný měnič- poloviční můstek- základní zapojení (převzato z [2])

Jako sekundární usměrňovač je opět vhodný jen proudový zdvojovač nebo zapojení sekundárních vinutí podle **Obr. 2.5-1**. Při použití jiného typu usměrňovače s jednou tlumivkou bude vlivem případné nesymetrie řídicích signálů primární proud obsahovat stejnosměrnou složku, která postupně jeden z kondenzátorů vybije na nulové napětí a druhý nabije na plné napětí U_d a celý systém opět havaruje. K řízení měniče je možné použít pouze první řídicí algoritmus, protože chybí druhá větev. Oproti celému můstku má primární napětí u_1 poloviční velikost $U_d/2$. Tranzistory jsou však namáhány plným mezilehlým napětím U_d a jejich proud je ve srovnání s celým můstkem dvojnásobný. Transformátor má kvůli napájení polovičním primárním napětím při stejné indukci v jádře B_{max} poloviční počet primárních závitů. Při stejném činném výkonu protéká primárním vinutím proud s dvojnásobnou špičkovou a tedy i s dvojnásobnou efektivní hodnotou. Vodič primárního vinutí proto musí mít dvojnásobný průřez a celkové množství primární mědi je ve srovnání s celým můstkem stejné [2].

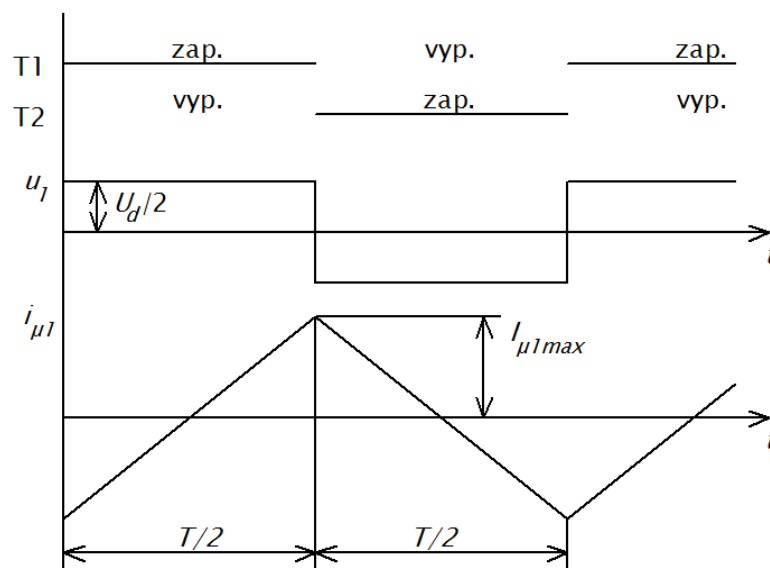


Obr. 2.6-2: Časové průběhy důležitých veličin pro poloviční můstek (převzato z [2])

Proto je stejný také celkový objem transformátoru. Výhodou je poloviční počet budičů spínacích tranzistorů. Výstupní napětí měniče je dáno rovnicí (2.6-1), jmenovitá střída se opět volí v rozsahu $s = 0,3$ až $0,35$ [2]:

$$U_Z = U_d \frac{N_2}{N_1} s \quad (2.6-1)$$

Časové průběhy důležitých veličin v režimu naprázdno a v režimu se zátěží jsou nakresleny na **Obr. 2.6-2**. Kromě poloviční velikosti primárního napětí jsou časové průběhy shodné s průběhy celého můstku řízeného prvním řídicím algoritmem. Na **Obr. 2.6-3** jsou pak nakresleny časové průběhy primárního napětí u_1 a magnetizačního proudu $i_{\mu 1}$ při maximální střídě $s_{max} = 0,5$. Průběhy slouží pro návrh transformátoru a jsou opět stejné jako v případě celého můstku, pouze primární napětí má poloviční velikost. Průběhy jsou totožné pro režim naprázdno i pro režim se zátěží [2].



Obr. 2.6-3: Průběhy důležitých veličin pro poloviční můstek při plné střídě (převzato z [2])

3 NÁVRH JEDNOTLIVÝCH FUNKČNÍCH CELKŮ

V této části bude popsán návrh všech funkčních celků, ze kterých bude spínaný zdroj sestaven. Výkonová část bude zapojena podle schématu na **Obr. 2.5-1**. Navrhnut bude nejprve výstupní LC-filtr (obě tlumivky a baterie filtračních kondenzátorů), dále bude navrhnut impulsní transformátor, provedeno bude rovněž napěťové a proudové dimenzování polovodičů, poté bude navrhnut budič spínacího tranzistoru, vstupní můstkový usměrňovač se sběracím kondenzátorem a regulační obvody včetně PWM modulátoru a stejnosměrného napájecího zdroje.

3.1 Výstupní LC-filtr

Pro návrh výstupního LC-filtru jsou dány následující údaje: $U_Z = 24$ V, $I_Z = 10$ A, $\Delta I = 0,5$ A, $\Delta U = 10$ mV, $f = 50$ kHz, $s = 0,35$, $s_{max} = 0,5$. Návrh je proveden podle literatury [2].

3.1.1 Typy zátěží propustných měničů

K usměrňovači dvojitinného (ale i jednočinného) propustného měniče lze zapojit čtyři typy zátěží. Jsou jimi LC-filtr, stejnosměrný motor, nabíjený akumulátor a stejnosměrný svařovací oblouk. Tyto čtyři typy zátěží mají společné některé vlastnosti. Ve všech případech se jedná o sériovou kombinaci odporu, indukčnosti a ideálního zdroje napětí. Odpor je ve všech případech parazitní a jsou v něm zahrnuty odpory vinutí transformátoru, tlumivky, motoru, vnitřní odpor polovodičových prvků a zejména ekvivalentní odpor $R_{i\sigma}$ způsobený rozptylovou indukčností transformátoru. Napětí ideálních napětíových zdrojů (napětí na kondenzátoru LC-filtru, indukované napětí kotvy motoru, napětí na nabíjeném akumulátoru a na hořícím oblouku) jsou v ustáleném stavu konstantní. Z dynamického hlediska se chovají LC-filtr a stejnosměrný motor jako soustava 2. řádu (dva akumulátory energie- tlumivka a kondenzátor LC-filtru nebo vnitřní kotevní indukčnost a rotující kotva motoru). Nabíjený akumulátor a stejnosměrný svařovací oblouk se z dynamického hlediska chovají jako soustava prvního řádu (jeden akumulátor energie- filtrační tlumivka). Při regulaci výstupního napětí se měnič chová jako ideální zdroj napětí a na jeho výstupu musí být připojen LC-filtr. Při regulaci výstupního proudu se měnič chová jako ideální zdroj proudu a na jeho výstupu může být připojena jen tlumivka, kondenzátor nemusí být připojen, neboť je zkratován nulovou vnitřní impedancí ideálního zdroje napětí. V případě připojení stejnosměrného motoru lze regulovat napětí na motoru i proud protékající kotvou. Není potřeba zapojovat LC-filtr ani samostatnou tlumivku, protože jako tlumivka pracuje vnitřní kotevní indukčnost motoru [2].

3.1.2 Návrh filtračních tlumivek

Špičková hodnota $U_{3\dot{s}p}$ usměrněného sekundárního napětí u_3 se vypočítá z rovnice (3.1.2-1):

$$U_{3\dot{s}p} = \frac{U_z}{s} \quad (3.1.2-1)$$

Výsledkem je: $U_{3\dot{s}p} = 68,57$ V. Indukčnost tlumivek $L_A = L_B = L$ se nyní vypočítá z rovnice (3.1.2-2):

$$L = \frac{U_{3\dot{s}p}}{2f \Delta I} (1 - s) s \quad (3.1.2-2)$$

Indukčnost každé z tlumivek má velikost $L = 312 \mu\text{H}$. Tlumivka bude realizována na feritovém jádře se vzduchovou mezerou. Bez vzduchové mezery není možné tlumivku realizovat, protože její indukčnost je přibližně určena pouze magnetickou vodivostí vzduchové mezery l_v . Feromagnetikum má totiž velkou permeabilitu (měrnou magnetickou vodivost) a redukovanou délku siločáry ve feromagnetiku (zlomek l_{Fe}/μ_{rFe}) lze proto zanedbat. Pokud by tlumivka byla realizována bez vzduchové mezery, objem feromagnetika by byl zbytečně velký a narůstal by s rostoucí permeabilitou použitého materiálu. Pro výpočet přibližného průřezu sloupku jádra S_j jsou voleny následující údaje: $B_{max} = 0,35$ T, $k_{pCu} = 0,45$, $k_{pFe} = 1$, $\sigma = 2 \cdot 10^6$ A m⁻², $I_{max} = I_z/2 = 5$ A, $I_{ef} = I_z/2 = 5$ A. Maximální hodnota proudu procházejícího každou z tlumivek má velikost $I_z/2$, viz kapitola 2.5. Maximální hodnotě proudu odpovídá maximální hodnota magnetické indukce B_{max} . Ztrátový výkon ve vinutí je dán efektivní hodnotou proudu (jejím kvadrátem) podle rovnice $P_{Cu} = R_{Cu} I_{ef}^2$.

Z tohoto důvodu je obecně průřez vodičů dimenzován na efektivní hodnotu proudu. Činitel zatížení vinutí k_z je dán rovnicí (3.1.2-3) [2]:

$$k_z = \frac{I_{ef}}{I_{max}}, k_z \in \langle 0; 1 \rangle \quad (3.1.2-3)$$

Efektivní hodnota proudu každé tlumivky je stejná jako maximální hodnota proudu, neboť se předpokládá, že pracovní perioda tlumivek T_{prac} bude řádově delší než tepelná časová konstanta tlumivek τ_θ . Teplota vinutí pak bude stačit kopírovat okamžitou hodnotu ztrátového výkonu a činitel zatížení bude mít velikost $k_z = 1$. Průřez vodiče proto bude dimenzován na špičkovou hodnotu proudu. V opačném případě, například u svařovacího invertoru, který bude během pracovní periody T_{prac} pracovat s proměnným zatížením a s přestávkami, nebude teplota vinutí stačit kopírovat okamžitou hodnotu ztrátového výkonu v mědi. Pracovní perioda T_{prac} bude menší než tepelná časová konstanta τ_θ . Teplota vinutí se ustálí na velikosti odpovídající střední hodnotě ztrátového výkonu (tedy činnému výkonu). Činný výkon odpovídá kvadrátu efektivní hodnoty proudu a průřez vodiče lze v tomto případě dimenzovat na efektivní hodnotu proudu. Činitel zatížení bude mít velikost $k_z < 1$ [2].

Přibližný průřez jádra S_j se vypočítá z rovnice (3.1.2-4):

$$S_j \cong \sqrt{\frac{L I_{max} I_{ef}}{B_{max} \sigma k_{pFe} k_{pCu}}} \quad (3.1.2-4)$$

Po dosazení vstupních údajů vyjde $S_j = 157 \text{ mm}^2$. Bylo vybráno jádro ETD 44-3C90 s katalogovými údaji: $S_{Fe} = 173 \text{ mm}^2$, $l_{Fe} = 103 \text{ mm}$ a $\mu_{rFe} = 1800$. Z geometrických rozměrů byla vypočtena plocha okna $S_o = 278,53 \text{ mm}^2$. Na tomto jádře bude realizována tlumivka s novou indukčností L_n danou rovnicí (3.1.2-5), protože součin $S_o S_{Fe}$ (elektromagnetická velikost jádra) je větší než kvadrát vypočteného přibližného průřezu jádra S_j :

$$L_n = \frac{S_o S_{Fe} k_{pFe} k_{pCu} B_{max} \sigma}{I_{max} I_{ef}} \quad (3.1.2-5)$$

Tlumivky budou mít indukčnost $L_A = L_B = L_n = 607 \text{ }\mu\text{H}$. Počet závitů každé z tlumivek se vypočítá z rovnice (3.1.2-6):

$$N = \frac{L_n I_{max}}{B_{max} S_{Fe}} \quad (3.1.2-6)$$

Po dosazení vychází $N = 50$. Délka vzduchové mezery se určí z rovnice (3.1.2-7):

$$l_v = \frac{N \mu_0 I_{max}}{B_{max}} - \frac{l_{Fe}}{\mu_{rFe}} \quad (3.1.2-7)$$

Vypočtená vzduchová mezera má velikost $l_v = 0,84 \text{ mm}$. Skutečná vzduchová mezera každé z tlumivek (vzdálenost obou polovin jádra) bude polovinou vypočtené hodnoty l_v , tedy $0,42 \text{ mm}$, neboť magnetický tok prochází skutečnou vzduchovou mezerou s ohledem na provedení jádra dvakrát. Plocha průřezu vodiče se vypočítá z rovnice (3.1.2-8):

$$S_{Cu} = \frac{I_{ef}}{\sigma} \quad (3.1.2-8)$$

Plocha průřezu vodiče bude mít velikost $S_{Cu} = 2,5 \text{ mm}^2$. Průměr vodiče se vypočítá z rovnice (3.1.2-9):

$$d_{Cu} = \sqrt{\frac{4S_{Cu}}{\pi}} \quad (3.1.2-9)$$

Vodič bude mít průměr $d_{Cu} = 1,78$ mm. Podle rovnice (3.1.2-10) se provede zpětná kontrola činitele plnění ve vinutí:

$$k_{pCu} = \frac{N S_{Cu}}{S_o} \quad (3.1.2-10)$$

Po dosazení vychází $k_{pCu} = 0,448$, což se blíží zvolené hodnotě $k_{pCu} = 0,45$. Podle rovnice (3.1.2-11) se provede kontrola realizovatelnosti vzduchové mezery:

$$\frac{l_{Fe}}{\mu_{rFe}} < l_v \ll \sqrt{S_{Fe}} \quad (3.1.2-11)$$

Z rovnice vychází nerovnost $0,0687$ mm $< 0,84$ mm $\ll 13,15$ mm. Vzduchovou mezeru je tedy možné realizovat. Zvlnění proudu v tlumivkách s novou indukčností L_n při jmenovité střídě $s = 0,35$ a při maximální střídě $s_{max} = 0,5$ se vypočítá z rovnice (3.1.2-12):

$$\Delta I = \frac{U_{3\check{s}p}}{2f L_n} (1 - s) s \quad (3.1.2-12)$$

Při jmenovité střídě bude mít zvlnění proudu velikost $\Delta I = 0,257$ A a při maximální střídě bude mít zvlnění proudu velikost $\Delta I = 0,282$ A. Hodnoty zvlnění proudu jsou tedy příznivější než výchozí zvolená hodnota $\Delta I = 0,5$ A. Tím je návrh tlumivek ukončen.

3.1.3 Návrh filtračního kondenzátoru

Kapacita filtračního kondenzátoru je dána rovnicí (3.1.3-1):

$$C = \frac{(1 - s) s U_{3\check{s}p}}{8f^2 L_n 2\Delta U} \quad (3.1.3-1)$$

Po dosazení zadaných hodnot vyjde $C = 64$ μ F. Protože jsou tlumivky dvě, kondenzátor by měl mít poloviční kapacitu, tedy 33 μ F. Vzhledem k velikosti kapacity bude použit elektrolytický kondenzátor. Elektrolytické kondenzátory mají ale parazitní sériovou indukčnost L_s a parazitní sériový odpor R_s . Pro potlačení parazitních prvků L_s a R_s budou spojeny paralelně 3 elektrolytické kondenzátory, každý o kapacitě 33 μ F. Výsledné hodnoty prvků L_s a R_s tak budou 3x menší. Paralelně k elektrolytickým kondenzátorům bude připojeno 8 bezindukčních impulsních polypropylenových kondenzátorů, každý o kapacitě 1 μ F a 6 keramických kondenzátorů, každý o kapacitě 220 nF. Výsledná kapacita bude mít velikost $C_v = 3 \cdot 33 + 8 \cdot 1 + 6 \cdot 0,22 = 108,3$ μ F. Nová hodnota zvlnění napětí při jmenovité střídě $s = 0,35$ se vypočítá z rovnice (3.1.3-2):

$$\Delta U = \frac{(1 - s) s U_{3\check{s}p}}{8f^2 L_n 2C_v} \quad (3.1.3-2)$$

Zvlnění napětí bude mít velikost $\Delta U = 5,9$ mV, což je téměř polovina zvolené hodnoty. Rezonanční kmitočet LC-filtru se určí z rovnice (3.1.3-3), tedy z Thomsonova vztahu:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_n C_v}} \quad (3.1.3-3)$$

Rezonanční kmitočet má velikost $f_0 = 620,7$ Hz, tato hodnota leží hluboko pod pracovním kmitočtem měniče (50 kHz) a tudíž nehrozí naladění do rezonance. Návrh

filtračního kondenzátoru, resp. kondenzátorové baterie a také celého LC-filtru je tímto ukončen.

3.2 Impulsní transformátor

Návrh transformátoru je proveden podle literatury [2]. Vstupní údaje pro návrh transformátoru jsou následující: $U_d = 300$ V, $U_z = 24$ V, $I_z = 10$ A, $f = 50$ kHz, $s = 0,35$, $B_{max} = 0,35$ T, $\sigma = 2 \cdot 10^6$ A m⁻², $k_{pCu} = 0,35$. Přenášený činný výkon je dán rovnicí (3.2-1):

$$P_{\check{c}} = U_z I_z \quad (3.2-1)$$

Činný výkon má velikost $P_{\check{c}} = 240$ W. Elektromagnetická velikost transformátoru se vypočítá z rovnice (3.2-2):

$$S_o S_{Fe} = \frac{1}{2\sqrt{2}} \frac{P_{\check{c}}}{k_{pCu} \sigma f B_{max} \sqrt{s}} \quad (3.2-2)$$

Po dosažení vstupních údajů vyjde $S_o S_{Fe} = 1,171 \cdot 10^{-8}$ m⁴. Přibližná velikost průřezu jádra S_{Fe} se zjistí odmocněním součinu $S_o S_{Fe}$. Výsledkem je $S_{Fe} = 108,2$ mm². Z nabídky bylo vybráno jádro ETD 39-3C90 s následujícími parametry: $S_{Fe} = 128$ mm², $l_{Fe} = 92,2$ mm a $\mu_{rFe} = 1760$. Z geometrických rozměrů byla vypočtena plocha okna $S_o = 234,3$ mm². Maximální hodnota magnetizačního proudu (při maximální střídě $s_{max} = 0,5$) se vypočítá z rovnice (3.2-3):

$$I_{\mu max} = \frac{4f B_{max}^2 l_{Fe} S_{Fe}}{U_d \mu_0 \mu_{rFe}} \quad (3.2-3)$$

Maximální hodnota magnetizačního proudu bude mít velikost $I_{\mu max} = 0,436$ A. Počet primárních závitů se určí z rovnice (3.2-4):

$$N_1 = \frac{U_d}{4f B_{max} S_{Fe}} \quad (3.2-4)$$

Transformátor bude mít $N_1 = 34$ primárních závitů. Počet sekundárních závitů je dán rovnicí (3.2-5):

$$N_2 = \frac{U_z}{U_d} \frac{N_1}{2s} \quad (3.2-5)$$

Počet sekundárních závitů vychází podle rovnice (3.2-5) $N_2 = 4$. Podle schématu na **Obr. 2.5-1** bude mít transformátor dvě samostatná sekundární vinutí, každé vinutí bude mít dvojnásobný počet závitů, tedy $2N_2 = 8$. Efektivní hodnota proudu protékajícího jedním sekundárním vinutím se vypočítá z rovnice (3.2-6):

$$I_{2ef} = \frac{I_z}{2} \sqrt{s} \quad (3.2-6)$$

Efektivní hodnota sekundárního proudu bude mít velikost $I_{2ef} = 2,96$ A. Efektivní hodnota proudu protékajícího primárním vinutím se pak vypočítá z rovnice (3.2-7):

$$I_{1ef} = \frac{I_z}{2} \frac{2N_2}{N_1} \sqrt{2s} \quad (3.2-7)$$

Primární proud bude mít efektivní hodnotu o velikosti $I_{1ef} = 0,984$ A. Nyní je možné na základě vypočtených efektivních hodnot primárního a sekundárního proudu a zvolené proudové hustoty vypočítat plochu průřezu vodiče primárního a sekundárního vinutí podle rovnice (3.2-8):

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

Plocha průřezu vodiče primárního vinutí bude mít velikost $S_{Cu1} = 0,492 \text{ mm}^2$. Vodič sekundárního vinutí bude mít plochu průřezu o velikosti $S_{Cu2} = 1,48 \text{ mm}^2$. Z důvodu potlačení skin efektu bude nutné rozdělit primární i sekundární vinutí na M dílčích paralelně spojených vodičů. Aby bylo možné určit jejich počet, je nutné nejprve vypočítat hloubku vniku. Hloubka vniku je dána rovnicí (3.2-9), hodnoty $\rho_{Cu} = 1,8 \cdot 10^{-8} \Omega \text{ m}$ a $\mu_{rCu} = 0,999$ uvádí literatura [4]:

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

Hloubka vniku pro měď na kmitočtu $f = 50 \text{ kHz}$ má velikost $\delta_{Cu} = 0,302 \text{ mm}$. Rovněž musí být splněna nerovnost (3.2-10):

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

Z nabídky bylo vybráno vf. lanko Rupalit AWG 27 s průměrem dílčího vodiče $d'_{Cu} = 0,355 \text{ mm}$. Průměr dílčího vodiče splňuje nerovnost (3.2-10). Plocha průřezu dílčího vodiče S'_{Cu} se vypočítá z rovnice (3.2-11):

$$S'_{Cu} = \frac{\pi d'^2_{Cu}}{4} \quad (3.2-11)$$

Dílčí vodič má plochu průřezu $S'_{Cu} = 0,0989 \text{ mm}^2$. Počet dílčích paralelně spojených vodičů se zjistí z rovnice (3.2-12):

$$M = \frac{S_{Cu}}{S'_{Cu}} \quad (3.2-12)$$

Primární vinutí bude složeno z $M_1 = 5$ a sekundární vinutí z $M_2 = 15$ paralelních vodičů. Nyní je potřeba provést zpětnou kontrolu činitele plnění ve vinutí podle rovnice (3.2-13):

$$k_{pCu} = \frac{M_1 N_1 S'_{Cu} + 2M_2 2N_2 S'_{Cu}}{S_o} \quad (3.2-13)$$

Výsledkem je $k_{pCu} = 0,173$. Návrh transformátoru je tímto ukončen.

3.3 Určení kapacity impulsního oddělovacího kondenzátoru

Kondenzátor C_1 (schéma na **Obr. 2.5-1**) je spojen do série s primárním vinutím transformátoru a jeho význam je popsán v kapitole 2.5. Zvolený reaktanční úbytek na kondenzátoru má velikost $\Delta U_C = 3 \text{ V}$. Při zanedbání magnetizační složky má primární proud protékající kondenzátorem průběh obdélníkových impulsů s výškou I_1 a proměnlivou šířkou závislou na střídě. Šířka proudových impulsů je největší při maximální střídě $s_{max} = 0,5$. Výška proudových impulsů je dána rovnicí (3.3-1) [2]:

$$I_1 = \frac{I_Z}{2} \frac{2N_2}{N_1} \quad (3.3-1)$$

Impulsy primárního proudu mají výšku $I_1 = 1,176 \text{ A}$. Aby bylo možné vypočítat reaktanci a z ní potřebnou kapacitu kondenzátoru, je nutné nejprve určit 1. harmonickou primárního proudu i_1 . K tomu slouží Fourierova transformace. Primární proud i_1 je definován po dobu periody T podle rovnic (3.3-2) až (3.3-5):

$$i_1 = I_1 \quad \text{pro} \quad t \in (0; t_z) \quad (3.3-2)$$

$$i_1 = 0 \quad \text{pro} \quad t \in \left(t_z; \frac{T}{2}\right) \quad (3.3-3)$$

$$i_1 = -I_1 \quad \text{pro} \quad t \in \left(\frac{T}{2}; t_z + \frac{T}{2}\right) \quad (3.3-4)$$

$$i_1 = 0 \quad \text{pro} \quad t \in \left(t_z + \frac{T}{2}; T\right) \quad (3.3-5)$$

Fourierova transformace převede spojité periodický signál $x(t)$ v časové oblasti na řadu diskretních frekvenčních složek řádu h ve frekvenční oblasti podle rovnice (3.3-6) [5] [6] [7]:

$$x(t) = a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} \left[a_h \cos\left(\frac{2\pi h t}{T}\right) + b_h \sin\left(\frac{2\pi h t}{T}\right) \right] \quad (3.3-6)$$

T je perioda signálu, a_0 je stejnosměrná složka (tedy střední hodnota signálu), další Fourierovy koeficienty jsou a_h a b_h . Fourierovy koeficienty a_0 , a_h a b_h jsou definovány podle rovnic (3.3-7) až (3.3-9) [5] [6] [7]:

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt \quad (3.3-7)$$

$$a_h = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \cos\left(\frac{2\pi h t}{T}\right) dt \quad (3.3-8)$$

$$b_h = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \sin\left(\frac{2\pi h t}{T}\right) dt \quad (3.3-9)$$

Po postupném dosazení rovnic (3.3-2) až (3.3-5) do rovnic (3.3-7) až (3.3-9) a následném integrování vyjdou pro $x(t) = i_1(t)$ a pro $h = 1$ následující výsledky (3.3-10) až (3.3-12):

$$a_0 = 0 \quad (3.3-10)$$

$$a_1 = 2 \frac{I_1}{\pi} \sin(2\pi s) \quad (3.3-11)$$

$$b_1 = 2 \frac{I_1}{\pi} (1 - \cos(2\pi s)) \quad (3.3-12)$$

Amplituda první harmonické primárního proudu I_{a1} se vypočítá z rovnice (3.3-13), po dosazení je výsledkem výraz (3.3-14):

$$I_{a1} = \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \quad (3.3-13)$$

$$I_{a1} = 2\sqrt{2} \frac{I_1}{\pi} \sqrt{1 - \cos(2\pi s)} \quad (3.3-14)$$

Po dosazení vyjde při maximální střídě $s_{max} = 0,5$ $I_{a1} = 1,497$ A. Kapacita kondenzátoru se vypočítá podle rovnice (3.3-15):

$$C_1 = \frac{I_{a1}}{2\pi f \Delta U_C} \quad (3.3-15)$$

Kapacita kondenzátoru má velikost $C_1 = 1,58$ μF . Použit bude impulsní svitkový kondenzátor o kapacitě $C = 1,5$ μF a s provozním napětím 400 V. Tím je návrh kondenzátoru ukončen.

3.4 Napěťové a proudové dimenzování polovodičových prvků

Napěťové a proudové dimenzování polovodičových prvků je provedeno podle literatury [2], výpočet ztrátového výkonu v polovodičových prvcích a návrh příslušných chladičů je proveden ve 4. kapitole.

3.4.1 Dimenzování spínacích tranzistorů

Špičková, střední a efektivní hodnota proudu protékajícího spínacími tranzistory (tranzistory T₁ až T₄ ve schématu na **Obr. 2.5-1**) a napětí ve vypnutém stavu, kterým jsou tyto tranzistory namáhány, se vypočítají z rovnice (3.4.1-1a, b, c, d):

$$I_{\text{šp}} = I_{\mu\text{max}} + \frac{I_Z}{2} \frac{2N_2}{N_1}, I_{\text{stř}} = \frac{I_Z}{2} \frac{2N_2}{N_1} s, I_{\text{ef}} = \frac{I_Z}{2} \frac{2N_2}{N_1} \sqrt{s}, U_{DS} = U_d \quad (3.4.1-1a, b, c, d)$$

Výsledky: $I_{\text{šp}} = 1,612 \text{ A}$, $I_{\text{stř}} = 0,412 \text{ A}$, $I_{\text{ef}} = 0,696 \text{ A}$, $U_{DS} = 300 \text{ V}$. Použity budou MOS-FET tranzistory typu FCPF400N60 s důležitými parametry: $U_{DS} = 600 \text{ V}$, $I_D = 10 \text{ A}$, pouzdro TO 220.

3.4.2 Dimenzování primárních nulových diod

Špičková, střední a efektivní hodnota proudu tekoucího primárními nulovými diodami (diody D₁ až D₄ ve schématu na **Obr. 2.5-1**) a napětí v závěrném směru na těchto diodách jsou dány rovnicí (3.4.2-1a, b, c, d):

$$I_{\text{šp}} = I_{\mu\text{max}} + \frac{I_Z}{2} \frac{2N_2}{N_1}, I_{\text{stř}} = I_{\mu\text{max}} \frac{s}{2}, I_{\text{ef}} = I_{\mu\text{max}} \sqrt{\frac{s}{2}}, U_{KA} = U_d \quad (3.4.2-1a, b, c, d)$$

Výsledky: $I_{\text{šp}} = 1,612 \text{ A}$, $I_{\text{stř}} = 0,076 \text{ A}$, $I_{\text{ef}} = 0,182 \text{ A}$, $U_{KA} = 300 \text{ V}$. Použity budou diody MUR 1560G s důležitými parametry: $U_{KA} = 600 \text{ V}$, $I_D = 15 \text{ A}$, pouzdro TO 220.

3.4.3 Dimenzování sekundárních usměrňovacích diod

Špičková, střední a efektivní hodnota proudu protékajícího sekundárními usměrňovacími diodami (diody D₅ a D₇ ve schématu na **Obr. 2.5-1**) a napětí v závěrném směru na těchto diodách se vypočítají z rovnice (3.4.3-1a, b, c, d):

$$I_{\text{šp}} = \frac{I_Z}{2}, I_{\text{stř}} = \frac{I_Z}{2} s, I_{\text{ef}} = \frac{I_Z}{2} \sqrt{s}, U_{KA} = \frac{U_Z}{s} \quad (3.4.3-1a, b, c, d)$$

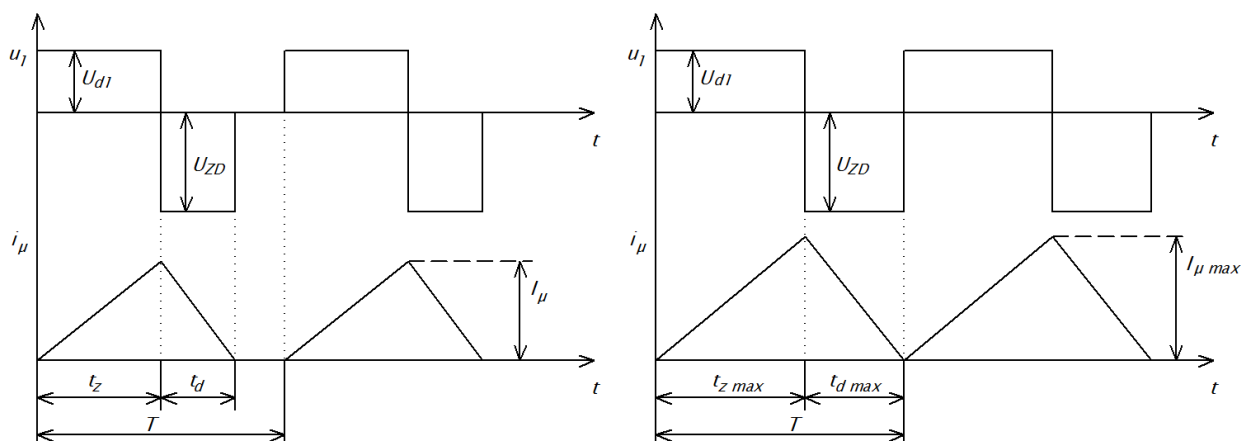
Výsledky: $I_{\text{šp}} = 5 \text{ A}$, $I_{\text{stř}} = 1,75 \text{ A}$, $I_{\text{ef}} = 2,96 \text{ A}$, $U_{KA} = 68,57 \text{ V}$. Použity budou opět diody MUR 1560 G.

3.4.4 Dimenzování sekundárních nulových diod

Špičková, střední a efektivní hodnota proudu tekoucího sekundárními nulovými diodami (diody D₆ a D₈ ve schématu na **Obr. 2.5-1**) a napětí v závěrném směru na těchto diodách se vypočítají z rovnice (3.4.4-1a, b, c, d):

$$I_{\text{šp}} = \frac{I_Z}{2}, I_{\text{stř}} = \frac{I_Z}{2} (1 - s), I_{\text{ef}} = \frac{I_Z}{2} \sqrt{(1 - s)}, U_{KA} = \frac{U_Z}{s} \quad (3.4.4-1a, b, c, d)$$

Výsledky: $I_{\text{šp}} = 5 \text{ A}$, $I_{\text{stř}} = 3,25 \text{ A}$, $I_{\text{ef}} = 4,03 \text{ A}$, $U_{KA} = 68,57 \text{ V}$. Rovněž v tomto případě budou použity diody MUR 1560G. Tím je ukončeno napěťové a proudové dimenzování polovodičových prvků.



Obr. 3.5-2: Časové průběhy důležitých veličin v budiči (převzato z [2])

Návrh budiče je proveden podle literatury [2]. Budič je napájen napětím $U_{d1} = 15$ V. Zenerova dioda D_{Z1} bude typu BZY 24 s parametry $U_{ZD} = 24$ V, $P_{ZD} = 2$ W. Maximální střída se vypočítá z rovnice (3.5-1):

$$s_{max} = \frac{U_{ZD}}{U_{ZD} + U_{d1}} \quad (3.5-1)$$

Maximální střída má velikost $s_{max} = 0,615$. Kvůli tepelné rezervě je volen ztrátový výkon na Zenerově diodě $P_{ZDmax} = 1$ W. Velikost primární indukčnosti transformátorku se určí z rovnice (3.5-2):

$$L_1 = \frac{U_{d1}^2 s_{max}^2}{2f P_{ZDmax}} \quad (3.5-2)$$

Primární indukčnost bude mít velikost $L_1 = 851$ μ H. Maximální hodnota magnetizačního proudu pak bude mít velikost danou rovnicí (3.5-3):

$$I_{\mu max} = \frac{U_{d1}}{2f L_1} \quad (3.5-3)$$

Maximální hodnota magnetizačního proudu bude mít velikost $I_{\mu max} = 0,176$ A. Z nabídky bylo vybráno jádro RM 8-N97 s parametry: $S_{Fe} = 64$ mm², $l_{Fe} = 38$ mm a $A_L = 3300$ nH/závit². Podle rovnice (3.5-4) se určí počet primárních závitů:

$$N_1 = \frac{U_{d1} s_{max}}{\sqrt{2f A_L P_{ZDmax}}} \quad (3.5-4)$$

Primární vinutí bude mít $N_1 = 16$ závitů. Kontrola velikosti magnetické indukce v jádře se provede podle rovnice (3.5-5):

$$B_{max} = \frac{U_{d1}}{2f N_1 S_{Fe}} \quad (3.5-5)$$

Magnetická indukce bude mít velikost $B_{max} = 0,15$ T. Sekundární napěťové impulsy budou mít výšku $U_{2imp} = 22$ V. Počet sekundárních závitů se pak určí z rovnice (3.5-6):

$$N_2 = N_1 \frac{U_{2imp}}{U_{d1}} \quad (3.5-6)$$

Sekundární vinutí bude mít $N_2 = 24$ závitů. Zenerova dioda D_{Z2} bude typu BZX 85 s napětím 16 V, Zenerova dioda D_{Z3} bude téhož typu s napětím 8,2 V. Diody D_{01} až D_{04} budou typu 1N4148. Jako spínací tranzistor T_{01} bude použit MOS-FET typu BS 170 s parametry:

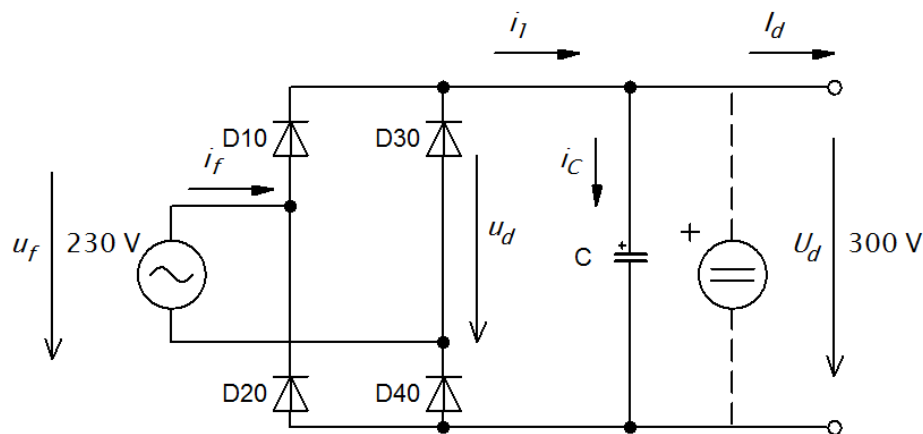
$U_{DS} = 60 \text{ V}$, $I_D = 0,5 \text{ A}$, $R_{DSon} = 1,2 \text{ } \Omega$. Koncový stupeň bude osazen běžnými signálovými tranzistory BC 337 (T_{02}) a BC 327 (T_{03}). Tlumič odpór $R_2 = 3,9 \text{ k}\Omega$ slouží k potlačení nežádoucích zákmitů budicího signálu. Tím je návrh budiče ukončen.

3.6 Vstupní síťový napáječ

Vstupní síťový napáječ se skládá z dvojpulsního můstkového usměrňovače a sběracího kondenzátoru. Slouží k napájení výkonové části měniče. Řídicí obvody měniče jsou napájeny ze zdroje malého výkonu, jehož návrhem se zabývá kapitola 3.8.

3.6.1 Popis činnosti vstupního síťového napáječe

Schéma napáječe je nakresleno na **Obr. 3.6.1-1**, časové průběhy důležitých veličin jsou nakresleny na **Obr. 3.6.1-2**. Kondenzátor s usměrňovačem se chová jako detektor špiček. Kondenzátor je po dobu t_n nabíjen na špičkovou hodnotu (amplitudu) fázového napětí $u_f(t)$. Po uplynutí doby t_n je kondenzátor vybíjen proudem zátěže $i_d(t)$. Zátěž je v tomto případě tvořena navazujícím měničem, který odebírá proud o střední hodnotě I_d . Jestliže je kondenzátor vybíjen konstantním proudem I_d , napětí na něm klesá po šikmé přímce. Napětí nemůže klesat exponenciálně, neboť zátěž se nechová jako lineární činný odpor. Pokles napětí ΔU je volen záměrně malý, aby klesající šikmá přímka měla počátek na vrcholu sinusoidy. Střední hodnota proudu protékajícího kondenzátorem je vždy nulová. Proto je střední hodnota I_1 usměrněného proudu $i_1(t)$ odebíraného ze sítě rovna střední hodnotě I_d proudu $i_d(t)$ odebíraného měničem [8].



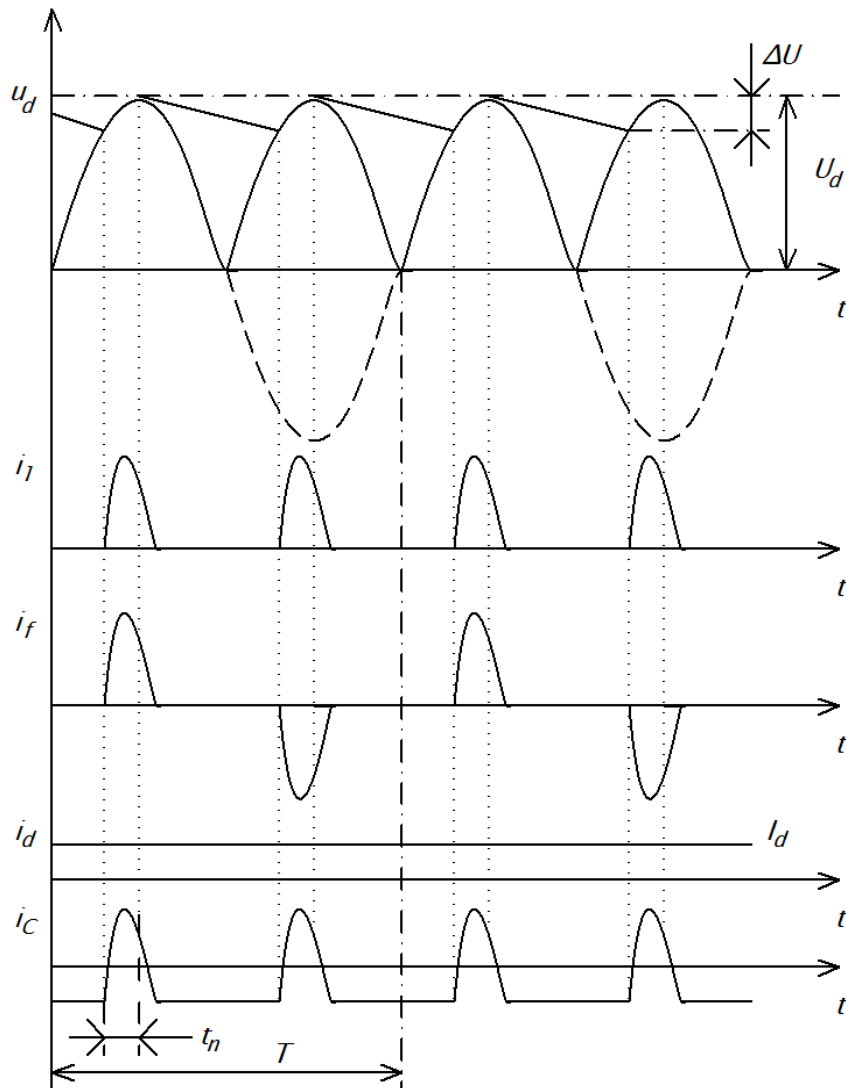
Obr. 3.6.1-1: Schéma vstupního síťového napáječe (převzato z [8])

Během dobíjecího intervalu t_n je ze sítě odebírán kapacitní nabíjecí proud a hladký pracovní proud o střední hodnotě $I_1 = I_d$. Vysokofrekvenční složky proudu $i_d(t)$ není síť schopna dodat kvůli své parazitní indukčnosti, proto jsou dodávány kondenzátorem. Pokles napětí ΔU není vhodné volit příliš malý, protože dochází ke zkracování nabíjecí doby t_n a fázový proud začíná nabývat podoby velmi úzkých „jehlových“ impulsů. Tyto impulsy není síť vzhledem ke své parazitní indukčnosti schopna dodat, usměrňovač s kondenzátorem proto přestávají pracovat jako špičkový detektor, dochází k poklesu úrovně výstupního napětí a k nárůstu radiového rušení. Dochází rovněž k nárůstu efektivní

hodnoty fázového proudu a ke zvýšenému tepelnému namáhání vinutí příslušného distribučního transformátoru. Z pohledu transformátoru se jeví usměrňovač jako silná nelinearita, jelikož je napájen harmonickým napětím, ale odebírá neharmonický proud. Z hlediska lepší filtrace usměrněného napětí by bylo možné umístit mezi usměrňovač a kondenzátor tlumivku s vhodnou indukčností. Uvedené řešení však není vhodné. Zapojení by přestalo pracovat jako detektor špiček, vzniklý LC-filtr by propustil pouze stejnosměrnou složku U_d usměrněného napětí $u_d(t)$ a všechny střídavé složky by odfiltroval. Napětí U_d by při zatížení kleslo na hodnotu danou rovnicí (3.6.1-1) [8]:

$$U_d = U_m \frac{2}{\pi} \quad (3.6.1-1)$$

Při amplitudě síťového napětí $U_m = 325$ V by výstupní napětí kleslo na hodnotu $U_d = 207$ V, což je oproti původní velikosti $U_d = 300$ V významný pokles. Pokud by usměrňovač s LC-filtrem pracoval naprázdno, výstupní napětí by dosáhlo maximální hodnoty $U_m = 325$ V. Na tuto hodnotu napětí by bylo nutné dimenzovat polovodičové prvky [8].



Obr. 3.6.1-2: Časové průběhy důležitých veličin v síťovém napáječi (převzato z [8])

Usměrňovací diody D_{10} až D_{40} musí mít závěrné napětí alespoň $U_{KA} = 400$ V, raději však $U_{KA} = 600$ V. Sběrací elektrolytický kondenzátor musí mít vyšší provozní napětí, než je

velikost amplitudy U_m . Vhodné jsou kondenzátory s provozním napětím 350 až 400 V. Elektrolytické kondenzátory mají parazitní sériový odpor R_s a parazitní sériovou indukčnost L_s . Na sériovém odporu R_s vzniká průchodem kapacitního proudu $i_c(t)$ ztrátový výkon $P_{ztr} = R_s I_{cef}^2$. I_{cef} je efektivní hodnota kapacitního proudu $i_c(t)$, uváděná v katalogovém listu výrobcem kondenzátoru. Efektivní hodnota kapacitního proudu nesmí být překročena, jinak dojde v důsledku velkého ztrátového výkonu P_{ztr} k přehřátí a destrukci kondenzátoru [8].

3.6.2 Návrh vstupního síťového napáječe

Návrh je proveden podle literatury [8]. Vstupní hodnoty pro výpočty jsou následující: $U_m = 325$ V, $\Delta U = 50$ V, $P_{\xi} = 240$ W, $T = 20$ ms. Přibližná velikost mezilehlého napětí U_d se vypočítá z rovnice (3.6.2-1):

$$U_d \cong U_m - \frac{\Delta U}{2} \quad (3.6.2-1)$$

Mezilehlé napětí bude mít velikost $U_d = 300$ V. Z rovnice (3.6.2-2) se vypočítá relativní pokles napětí δ :

$$\delta = \frac{\Delta U}{U_m} \quad (3.6.2-2)$$

Relativní pokles napětí má velikost $\delta = 0,1538$. Střední hodnota I_d proudu i_d odebíraného ze vstupního síťového napáječe se určí z rovnice (3.6.2-3):

$$I_d = \frac{P_{\xi}}{U_d} \quad (3.6.2-3)$$

Střední hodnota proudu i_d má velikost $I_d = 0,8$ A. Z rovnice (3.6.2-4) se vypočítá kapacita sběracího kondenzátoru:

$$C = \frac{T}{2} \frac{I_d}{\Delta U} \left(1 - \frac{1}{\pi} \arccos(1 - \delta) \right) \quad (3.6.2-4)$$

Po dosazení vyjde $C = 131,4$ μ F. Použity budou dva paralelně spojené elektrolytické kondenzátory, každý s kapacitou $C = 100$ μ F a provozním napětím 400 V. Nabíjecí časový interval t_n se vypočítá z rovnice (3.6.2-5):

$$t_n = \frac{T}{2\pi} \arccos(1 - \delta) \quad (3.6.2-5)$$

Nabíjecí interval má délku $t_n = 1,789$ ms. Z rovnice (3.6.2-6) se určí maximální hodnota proudu odebíraného ze sítě:

$$I_{max} = C \frac{2\pi}{T} U_m \sin\left(\frac{2\pi}{T} t_n\right) + I_d \quad (3.6.2-6)$$

Proud odebíraný ze sítě bude mít maximální velikost $I_{max} = 11,68$ A. Efektivní hodnota proudu odebíraného ze sítě se vypočítá z rovnice (3.6.2-7):

$$I_{fef} = \frac{2\pi C U_m}{T} \sqrt{\frac{t_n}{T} - \frac{1}{4\pi} \sin\left(\frac{4\pi}{T} t_n\right)} \quad (3.6.2-7)$$

Po dosazení vyjde $I_{fef} = 2,715$ A. Proudové dimenzování usměrňovacích diod se provede podle rovnice (3.6.2-8a, b, c):

$$I_{Dstř} = \frac{I_d}{2}, I_{Def} = \frac{I_{fef}}{\sqrt{2}}, I_{Dmax} = I_{max} \quad (3.6.2-8a, b, c)$$

Výsledky: $I_{Dstř} = 0,4$ A, $I_{Def} = 1,92$ A, $I_{Dmax} = 11,68$ A. Na pozici usměrňovacích diod D₁₀ až D₄₀ bude použit usměrňovací můstek typu KBU8M, který má následující parametry: $U_{KA} = 1000$ V, $I_{Dstř} = 8$ A. Návrh vstupního síťového napáječe je tímto ukončen.

3.7 Řídicí obvody

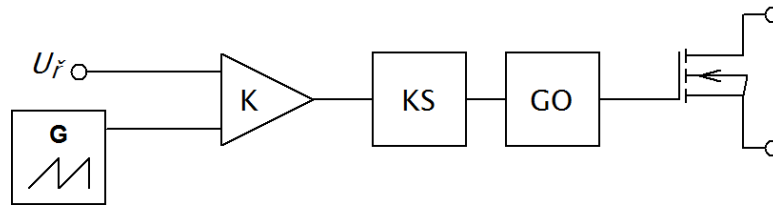
3.7.1 Požadavky na řídicí obvody

Řídicí obvody umožňují uživateli nastavit požadovanou hodnotu výstupní veličiny (napětí, proudu, výkonu), tuto hodnotu udržovat (například při změně zatížení nebo při kolísání napájecího napětí), případně tuto hodnotu omezovat (při zkratu na výstupu). Nároky na kvalitu regulace stoupají spolu s velikostí činného výkonu. Požadavky jsou kladeny na statickou přesnost, na rychlost a kvalitu odezvy na jednotkový skok (řídicího signálu, proudu zátěže a mezilehlého napětí U_d), na rychlost a stabilitu přechodu z jednoho typu regulace na jiný (například přechod z režimu konstantního proudu do režimu napětového omezení u nabíječek) a na rovnoměrné rozdělení proudu mezi jednotlivé měniče při paralelním chodu více měničů do společné zátěže. Řídicí obvody mohou být konstruovány jako analogové nebo jako digitální. Z kybernetického hlediska není mezi oběma způsoby rozdíl, rozhodující je cena. Analogové řízení je v současnosti výhodné do výkonové hranice okolo 1 kW. Postupně se však digitální řízení prosadí i do levných napájecích zdrojů spotřební elektroniky s výkonem pod 200 W [2].

3.7.2 Galvanické oddělení primární a sekundární strany

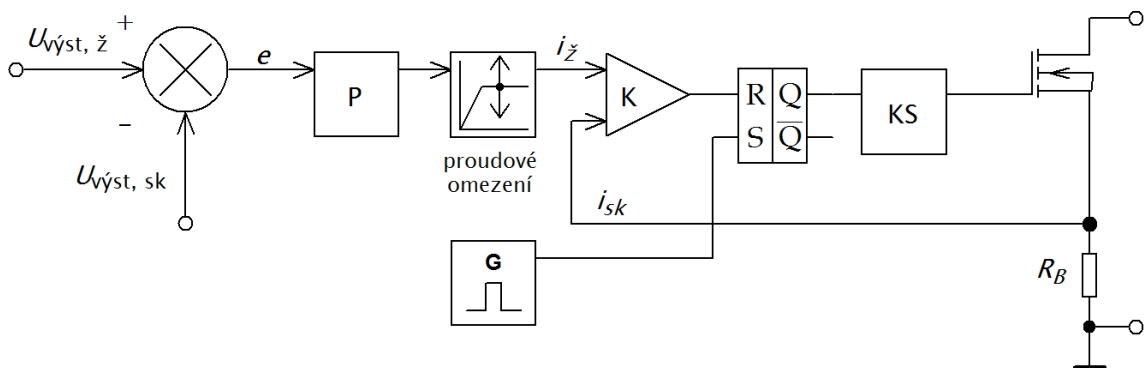
Vstupní a výstupní svorky spínaných zdrojů musí být galvanicky odděleny z důvodu existence potenciálového rozdílu mezi zdrojem energie na vstupu a zátěží na výstupu. Dalším důvodem jsou obecně platné bezpečnostní elektrotechnické předpisy a EMC ve směru z napájecí sítě k zátěži i ve směru opačném. Galvanické oddělení představuje izolační bariéru s elektrickou pevností asi 2 kV/50 Hz. Galvanicky oddělit je nutné přenášenou energii (impulsním transformátorem), impulsní řídicí signály (prostřednictvím optočlenů pracujících ve spínacím režimu nebo impulsními transformátorky), analogové řídicí signály (prostřednictvím optočlenů pracujících ve spojitém režimu nebo izolačními zesilovači) a napájecí napětí pro řídicí obvody (impulsním nebo síťovým transformátorkem). Existují dvě základní strategie přenosu řídicích signálů. První strategií je systém s řídicími obvody umístěnými na sekundární straně. Systém je vhodný pro jednočinné a dvojčinné propustné měniče a bude použit i v případě této práce. Energie je přenášena impulsním transformátorem, impulsní řídicí signály jsou přenášeny pomocí impulsních transformátorků v budičích a řídicí obvody jsou napájeny ze síťového transformátorku. K napájení řídicích obvodů je možné použít rovněž malý pomocný měnič pracující na vysokém kmitočtu. V měničích velkého výkonu bývají spínací tranzistory buzeny složitějšími budiči obsahujícími aktivní elektronické ochrany. Součástí těchto budičů bývají také optočleny. Druhou strategií je systém s řídicími obvody umístěnými na primární

komparátorem K s řídicím napětím U_r . Tranzistor je buzen koncovým stupněm budiče KS s galvanickým oddělením GO. Blokové schéma popsaného systému je na **Obr. 3.7.3-1**. Uvedené řešení je nezávislé na zapojení výkonových obvodů a je vhodné pro měniče malých i velkých výkonů. [2].



Obr. 3.7.3-1: Blokové schéma PWM typu A (převzato z [2])

Druhým způsobem je PWM typu B. Blokové schéma PWM modulátoru typu B je nakresleno na **Obr. 3.7.3-2**. Jedná se o levné řešení vhodné pro blokující měniče obsahující pouze jediný tranzistor [2].

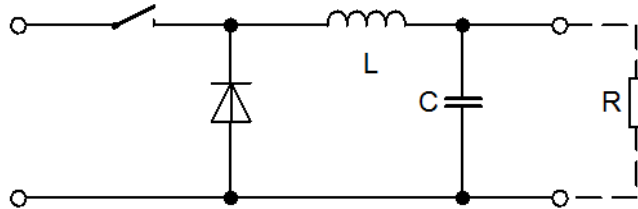


Obr. 3.7.3-2: Blokové schéma PWM typu B (převzato z [2])

Místo vysokofrekvenčního trojúhelníkového signálu je využit pilovitý nárůst proudu tekoucího spínacím tranzistorem. Proud je snímán bočnickem R_B . Pilovitý signál z bočnicku je komparován komparátorem K s výstupním signálem P-regulátoru napětí. Regulátor proudu není nutný, neboť PWM modulátor se chová jako proudová smyčka. Spínací kmitočet určuje generátor hodinových impulsů G, jehož signál se spolu se signálem z komparátoru vede do klopného obvodu RS. Zapojení je výhodné pouze tehdy, když je emitor výkonového tranzistoru na potenciálu řídicích obvodů. Pilovité zvlnění proudu zátěže musí být dostatečně velké. Jestliže by bylo pilovité zvlnění proudu malé, komparátor by byl citlivý na přítomnost rušení v signálech i_z a i_{sk} . Bočník musí být bezindukční, protože napěťový úbytek na bočnicku se odečítá od řídicího signálu a degraduje jeho kvalitu. Uvedené řešení tedy není vhodné pro měniče velkých výkonů. Protože bočník vždy určitou parazitní indukčnost má, je potřebné výstupní signál z bočnicku filtrovat dolní propustí 1. řádu. Ve smyčce komparátoru tak vzniká další přídatné dopravní zpoždění, v jehož důsledku nelze užít řídicí impulsy limitně k nule. Spínací kmitočet tedy nemůže být příliš vysoký [2].

3.7.4 Možnosti zpětnovazební regulace výstupních veličin

Při návrhu regulačních obvodů není podstatná topologie výkonové části měniče. Každý typ propustného měniče je možné nahradit výkonovým spínačem pracujícím v režimu PWM a dolní LC-propustí podle schématu na **Obr. 3.7.4-1**.



Obr. 3.7.4-1: Náhrada měniče výkonovým spínačem a dolní LC-propustí (převzato z [2])

Impulsní transformátor se z dynamického hlediska chová jako ideální proporcionální člen bez setrvačnosti a bez dopravního zpoždění, tudíž nemá vliv na stabilitu kybernetických smyček. Spínač, který pracuje v režimu PWM na kmitočtu $f = 1/T$, se z dynamického hlediska chová jako člen s náhodným dopravním zpožděním ležícím v intervalu $t_d = 0$ až T . Při návrhu regulátoru je možné spínač přibližně nahradit setrvačným členem 1. řádu. Časová konstanta setrvačného členu je rovna střednímu dopravnímu zpoždění a u dvojčinného propustného měniče má velikost danou rovnicí (3.7.4-1) [2]:

$$\tau = t_{d \text{ stř}} = \frac{T}{4} = \frac{1}{4f} \quad (3.7.4-1)$$

Setrvačný člen 1. řádu má přenos ve tvaru (3.7.4-2) [2]:

$$K(p) = \frac{1}{p\tau + 1} \quad (3.7.4-2)$$

LC-filtr na výstupu měniče se z dynamického hlediska chová jako kmitavý člen 2. řádu. Pokud je LC-filtr tlumen odporem R připojeným kvýstupním svorkám, má jeho přenos tvar (3.7.4-3) [2]:

$$K(p) = \frac{1}{p^2LC + p\frac{L}{R} + 1} = \frac{1}{\frac{p^2}{\omega_0^2} + p\tau + 1} = \frac{1}{\frac{p^2}{\omega_0^2} + \frac{2\xi p}{\omega_0} + 1} = \frac{1}{\frac{p^2}{\omega_0^2} + \frac{p}{Q\omega_0} + 1} \quad (3.7.4-3)$$

Kde platí (3.7.4-4a, b, c) [2]:

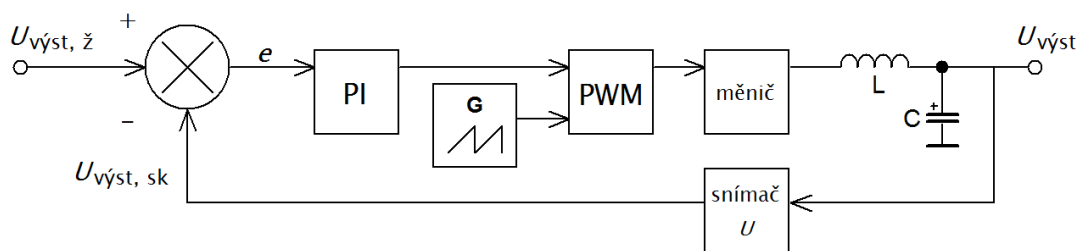
$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC}, \tau = \frac{L}{R} = \frac{1}{Q\omega_0} = \frac{2\xi}{\omega_0}, Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.7.4-4a, b, c)$$

Činitel tlumení ξ a činitel jakosti Q se vypočítají ze vztahu (3.7.4-5a, b) [2]:

$$\xi = \frac{1}{2Q} = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{Z_0}{2R}, Q = \frac{1}{2\xi} = \frac{R}{Z_0} \quad (3.7.4-5a, b)$$

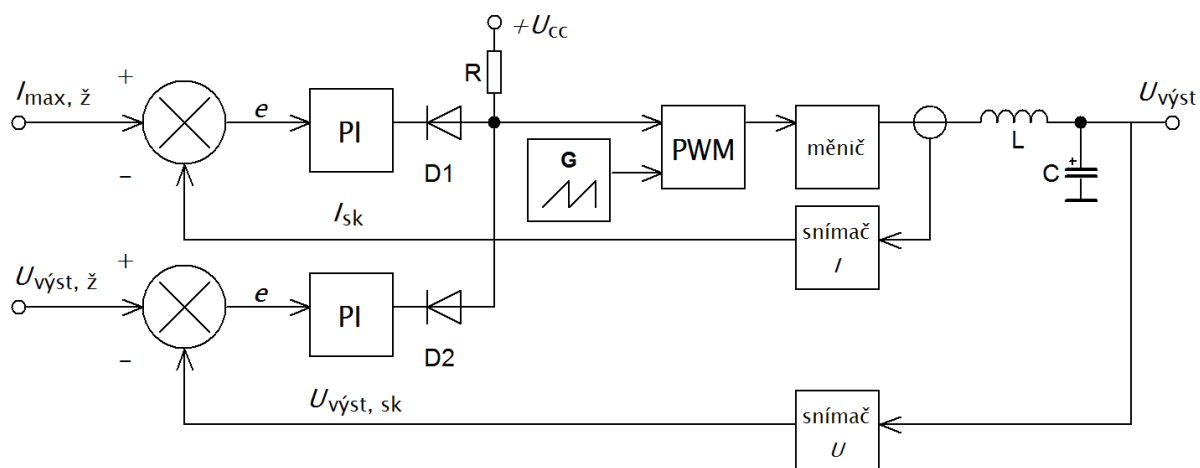
Při požadavku odpojování zátěže za chodu měniče může LC-filtr pracovat i jako zcela netlumený. Pokud je pracovní kmitočet f měniče řádově větší než frekvence f_0 vlastních kmitů LC-filtru, malé tlumení není na závadu. Systém z **Obr. 3.7.4-1** se chová z kybernetického hlediska jako soustava 3. řádu, jejíž regulace je ve smyslu stability značně problematická. Aby byla regulace kvalitní, je potřebné snížit řád soustavy o jedničku, lépe

o dvojku. Řád soustavy lze snížit dvěma následujícími prostředky. Prvním prostředkem je dostatečně vysoký pracovní kmitočet měniče f . Je-li pracovní kmitočet vysoký, pak je dopravní zpoždění spínače malé a malá je i časová konstanta $\tau = 1/4f$ náhradního setrvačného členu. Horní mezní kmitočet setrvačného členu $f_h = 4f$ je vysoký a existuje naděje, že leží mimo užitečné kmitočtové pásmo a na stabilitu přestává mít vliv. Druhým prostředkem je použití kaskádní regulační struktury s podřízenou proudovou smyčkou regulující proud tlumivky LC-filtru. Proudová smyčka snižuje řád soustavy o jedničku tím, že eliminuje setrvačnost indukčnosti L . V systémech s PWM modulátorem typu B, který obsahuje proudovou smyčku, bývá nadřizený regulátor napětí realizován jako P nebo PI. Některé řídicí IO nemají vyveden výstup zesilovače odchylky, takže regulátor může být realizován pouze jako P. Přídavným komparátorem může být navíc hlídán a omezován nadproud. Regulační struktury, které budou popsány v dalším textu, se používají výhradně v systémech s PWM modulátorem typu A. Blokové schéma na **Obr. 3.7.4-2** znázorňuje strukturu přímé regulace výstupního napětí bez proudového omezení. Jedná se o nejjednodušší regulační strukturu, kde PI-regulátor musí regulovat soustavu 3. řádu, resp. soustavu 2. řádu v případě, že měnič pracuje na velmi vysokém kmitočtu. Kvalita regulace tedy nemůže být z dynamického hlediska dobrá [2].



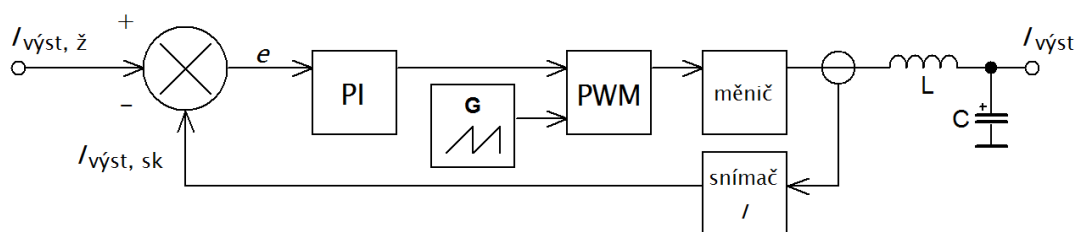
Obr. 3.7.4-2: Přímá regulace výstupního napětí bez proudového omezení (převzato z [2])

Na **Obr. 3.7.4-3** je nakresleno blokové schéma přímé regulace výstupního napětí doplněné o paralelní regulátor proudu. Diody D_1 a D_2 a odpor R tvoří logický rozhodovací člen NEBO, přes který jsou na vstup PWM připojovány výstupy napěťového a proudového regulátoru. Odpor R je připojen ke kladnému napájecímu napětí, na regulaci se podílí ten regulátor, jehož výstupní napětí je v daném okamžiku menší. Druhý regulátor, jehož výstup se nachází v kladné saturaci, se na regulaci nepodílí, protože jej příslušná dioda odpojí od vstupu PWM. Napěťový regulátor pracuje, pokud je výstupní proud menší než maximální žádaná hodnota $I_{max, z}$. Proudový regulátor plní funkci proudového omezení a regulaci přebírá tehdy, když dojde k přetížení zdroje. Popsané řešení je v porovnání s kaskádními regulačními strukturami nevýhodné a spíše provizorní. Proudový snímač musí vždy snímat proud protékající tlumivkou L , nikoli proud zátěže. Snímač je proto nutné připojit před uzel, do kterého je připojen kondenzátor C , nikoli za uzel. Pouze tehdy se v proudové smyčce neuplatní setrvačnost kondenzátoru a proudový regulátor reguluje soustavu jen 2. řádu, resp. jen 1. řádu, je-li zanedbána dynamika měniče [2].



Obr. 3.7.4-3: Přímá regulace výstupního napětí a paralelní regulátor proudu (převzato z [2])

Proudová smyčka, jejíž blokové schéma je nakresleno na **Obr. 3.7.4-4**, se používá k přímé regulaci výstupního proudu měniče bez napětového omezení a jako podřízená proudová smyčka v kaskádních regulačních strukturách. Přímá regulace výstupního proudu je vhodná pro obloukové svářečky, které pracují v režimu konstantního proudu do oblouku a kde by bylo regulovatelné napětové omezení na oblouku nevhodné, protože by vedlo ke zhasnutí oblouku. Maximální napětí na oblouku je dáno převodem impulsního transformátoru, kondenzátor C na výstupu není při regulaci na konstantní proud potřebný, pokud je osazen, slouží pouze k lepšímu potlačení vf. rušení [2].

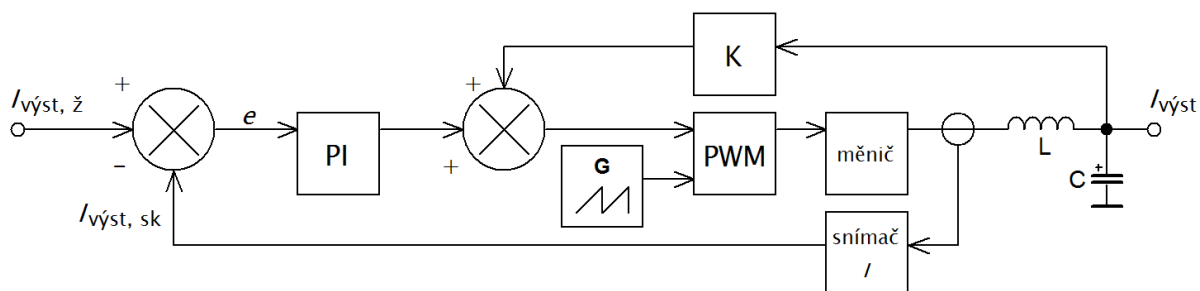


Obr. 3.7.4-4: Přímá regulace výstupního proudu bez napětového omezení (převzato z [2])

Na **Obr. 3.7.4-5** je nakreslena tatáž proudová smyčka, doplněná o napětovou kompenzaci. Systém umožňuje regulaci výstupního napětí v širokém rozsahu od nuly do maximální hodnoty. Napětí na výstupní tlumivce $u_L(t)$ je rozdílem výstupního napětí měniče $u_m(t)$ a napětí na zátěži $u_{výst}(t)$. Proud $i(t)$ protékající tlumivkou je integrálem z napětí $u_L(t)$ podle rovnice (3.7.4-6) [2]:

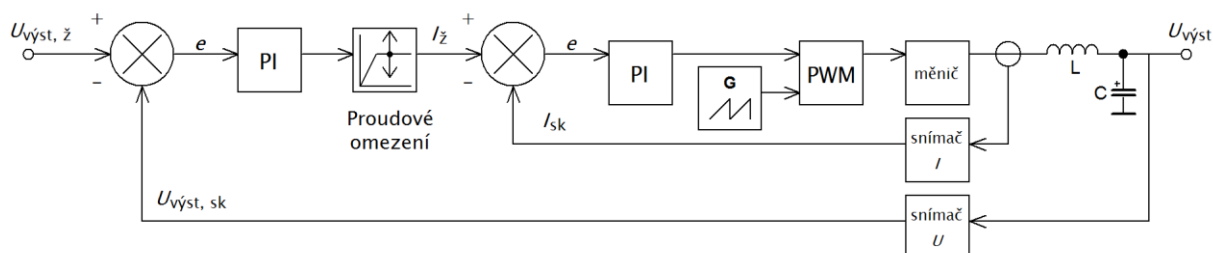
$$i(t) = I_0 + \frac{1}{L} \int u_L(t) dt = I_0 + \frac{1}{L} \int [u_m(t) - u_{výst}(t)] dt \quad (3.7.4-6)$$

Jestliže je napětí na zátěži $u_{výst}(t)$ časově proměnné, potom je časově proměnná i hodnota integrálu z napětí $u_L(t)$. Časově proměnné napětí $u_{výst}(t)$ tedy působí v proudové smyčce jako porucha, kterou je schopen eliminovat obvod K , ale jen za předpokladu, že měnič pracuje s dostatečně velkou napětovou rezervou. Musí tedy platit: $U_{m,šp} \gg U_{výst,max}$ [2].



Obr. 3.7.4-5: Přímá regulace výstupního proudu s napěťovou kompenzací (převzato z [2])

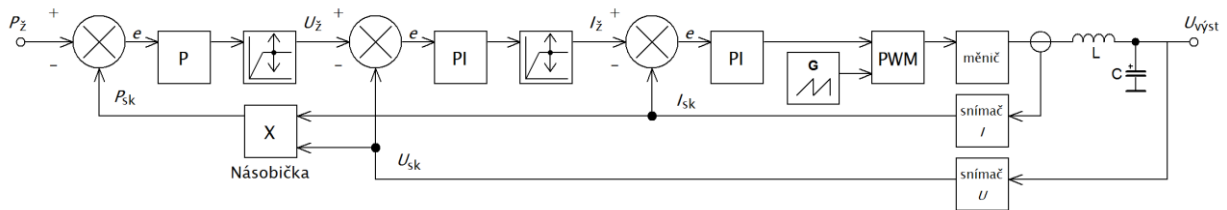
Nejkvalitnější regulační strukturou je kaskádní regulace napětí s podřízenou proudovou smyčkou. Setrvačnost tlumivky L je eliminována proudovou smyčkou, řád regulované soustavy je tedy snižován o jedničku. Proudový PI-regulátor je velmi rychlý a stabilní, takže mezi skutečnou hodnotou proudu I_{sk} protékajícího tlumivkou a žádanou hodnotou proudu I_z platí v každém okamžiku přímá úměra, a to i při rychlých regulačních dějích. Nadřízený napěťový regulátor proto může mít mnohem vyšší dynamiku při zachování stability. Na výstup napěťového regulátoru, jehož výstupní signál odpovídá žádané hodnotě proudu I_z , bývá často zařazován obvod nastavitelného proudového omezení. Blokové schéma popsané regulační struktury je nakresleno na **Obr. 3.7.4-6** [2].



Obr. 3.7.4-6: Kaskádní regulační struktura s podřízenou proudovou smyčkou (převzato z [2])

Kaskádní regulační strukturu lze použít například v nabíječkách akumulátorů. Při nabíjení se většina akumulátorů chová jako téměř ideální zdroj konstantního napětí s velmi malým vnitřním odporem. Napětí během nabíjení pozvolna roste, například u olověných akumulátorů se jmenovitým napětím 12 V roste během nabíjení napětí na konečnou hodnotu asi 14 V. Po dosažení konečné hodnoty napětí udávané výrobcem akumulátoru nadřízená napěťová smyčka omezí nabíjecí proud. V okamžiku, kdy dojde i k nepatrnému poklesu napětí akumulátoru, se dostane výstup napěťového PI-regulátoru do kladné saturace. Na vstup proudového regulátoru přichází konstantní žádaná hodnota proudu I_z , jejíž velikost se nastaví proudovým omezením podle pokynů výrobce. Akumulátor je nabíjen konstantním proudem o velikosti I_z až do okamžiku, kdy napětí dosáhne maximální konečné hodnoty $U_{max,ž}$. Výstup napěťového regulátoru se dostane z kladné saturace, hodnota výstupního napětí začne klesat a tím začne klesat i žádaná hodnota proudu I_z až na nulu. Akumulátor je udržován v pohotovostním režimu a nehrozí nebezpečí jeho přebití. Kaskádní regulační struktura nachází uplatnění také při paralelním řazení více zdrojů pracujících do společné zátěže. Paralelní řazení více zdrojů se používá při požadavku na extrémně velké výstupní proudy řádu jednotek kA pro galvanické pokovování

a elektrolytické procesy. Stavebnicový systém, který umožňuje paralelní spolupráci určitého počtu menších měničů, je ekonomicky výhodnější než jeden měnič s extrémními parametry, a to z hlediska vyšší opakovatelnosti výroby, menšího sortimentu náhradních dílů a snadnějšího servisu. Jestliže se stavebnicový systém skládá z n samostatných měničů, pak rovnoměrné rozdělení jejich výstupních proudů zajišťuje n podřízených proudových smyček, zatímco nadřazená napěťová smyčka je v systému jen jedna společná [2]. Podrobně se uvedenou problematikou zabývá například práce [3]. Pro obloukové svářečky je velmi výhodná regulace na konstantní výkon, jejíž blokové schéma je nakresleno na **Obr. 3.7.4-7** [2].



Obr. 3.7.4-7: Kaskádní regulace výstupního výkonu (převzato z [2])

Jedná se o kaskádní regulační strukturu z **Obr. 3.7.4-6** doplněnou o nejvyšší nadřazenou smyčku zajišťující regulaci na konstantní výkon. Násobička počítá skutečnou hodnotu výkonu P_{sk} jako součin skutečné hodnoty výstupního napětí U_{sk} a skutečné hodnoty výstupního proudu I_{sk} . Regulátor výkonu je pouze typu P, integrace je zajištěna integrační složkou napěťového PI-regulátoru. Regulace na konstantní výkon pomáhá stabilizovat délku oblouku. Napětí na oblouku je přibližně úměrné délce oblouku. Dojde-li ke zkrácení oblouku, napětí na oblouku klesne. Jestliže je výstupní výkon svářečky konstantní, dojde při poklesu napětí na oblouku k nárůstu proudu, elektroda rychleji uhořívá, délka oblouku a obloukové napětí se zvýší. Naopak, pokud dojde k prodloužení oblouku, obloukové napětí vzroste, výstupní proud svářečky se sníží a elektroda uhořívá pomaleji [2].

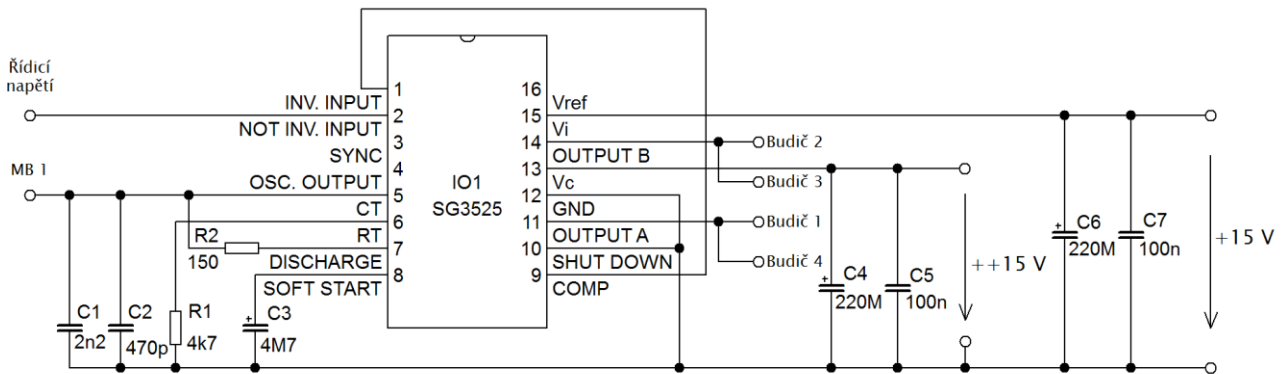
3.7.5 Návrh PWM modulátoru

Jako PWM modulátor bude použit obvod SG3525AN. Jedná se o PWM modulátor typu A, který umožňuje řídit měnič prvním řídicím algoritmem. Schéma je na **Obr. 3.7.5-1**. Řídicí signál z kaskádní regulační struktury se přivádí na neinvertující vstup 2 (*not inv. input*) vnitřního operačního zesilovače. Vnitřní operační zesilovač pracuje jako sledovač, invertující vstup 1 (*inv. input*) je spojen s výstupem 9 (*comp*). Kmitočet vnitřního oscilátoru pilovitého signálu se nastavuje pomocí odporu R_T připojeného k vývodu 6 a kondenzátoru C_T připojeného k vývodu 5 podle rovnice (3.7.5-1) [9]:

$$f = \frac{1}{C_T (0,7R_T + 3R_D)} \quad (3.7.5-1)$$

Odpor R_D se zapojuje mezi vývod 5 a vývod 7 (*discharge*) a jeho velikostí se nastavuje ochranná doba t_0 (*odskok, deadtime*). Při zvolené kapacitě kondenzátorů $C_1 + C_2 = C_T = 2,67$ nF a zvolených hodnotách odporů $R_1 = R_T = 4700 \Omega$ a $R_2 = R_D = 150 \Omega$ bude mít podle rovnice (3.7.5-1) oscilátor pracovní kmitočet přibližně $f = 100$ kHz. Kmitočet oscilátoru je dělen dvěma, pracovní kmitočet měniče tedy bude mít velikost $f = 50$ kHz. Ochranná doba

závisí na hodnotách prvků C_T a R_D a bude mít přibližně délku $t_o = 2 \mu\text{s}$. K vývodu 8 (*softstart*) je připojen kondenzátor C_3 . Při přivedení signálu na vývod 10 (*shutdown*) dojde k sepnutí vnitřního tranzistoru a vybití kondenzátoru C_3 . Funkce *shutdown* není využita, proto je vývod 10 uzemněn. Oscilátor může být řízen vnějším hodinovým signálem přivedeným na vstup 3 (*sync*), případně mohou být prostřednictvím tohoto vstupu oscilátory synchronizovány při paralelním chodu více PWM modulátorů. Signál z oscilátoru je vyveden na vývod 4 (*osc. output*). IO obsahuje dva dvojčinné koncové stupně, jejichž výstup je vyveden na vývody 11 a 14 (*output A* a *output B*). Budiče tranzistorů T_1 a T_4 jsou připojeny k vývodu 11, budiče tranzistorů T_2 a T_3 jsou připojeny k vývodu 14. Koncové stupně mohou být zatíženy v ustáleném stavu proudem 100 mA, špičkově až proudem 400 mA. Napájecí napětí 8 až 35 V se přivádí na vstup 15 (V_i), koncové stupně mohou být napájeny napětím 4,5 až 35 V ze vstupu 13 (V_c). Vývod 15 je v tomto případě připojen k větvi + 15 V a vývod 13 je připojen k větvi ++ 15 V stejnosměrného zdroje popsaného a navrženého v kapitole 3.8. Vývod 12 (GND) je zem PWM modulátoru. Referenční napětí 5,1 V z vnitřního stabilizovaného zdroje je vyvedeno na vývod 16 (V_{ref}) a může kolísat v rozsahu $\pm 1 \%$, zdroj referenčního napětí může být zatížen proudem 20 mA [9].

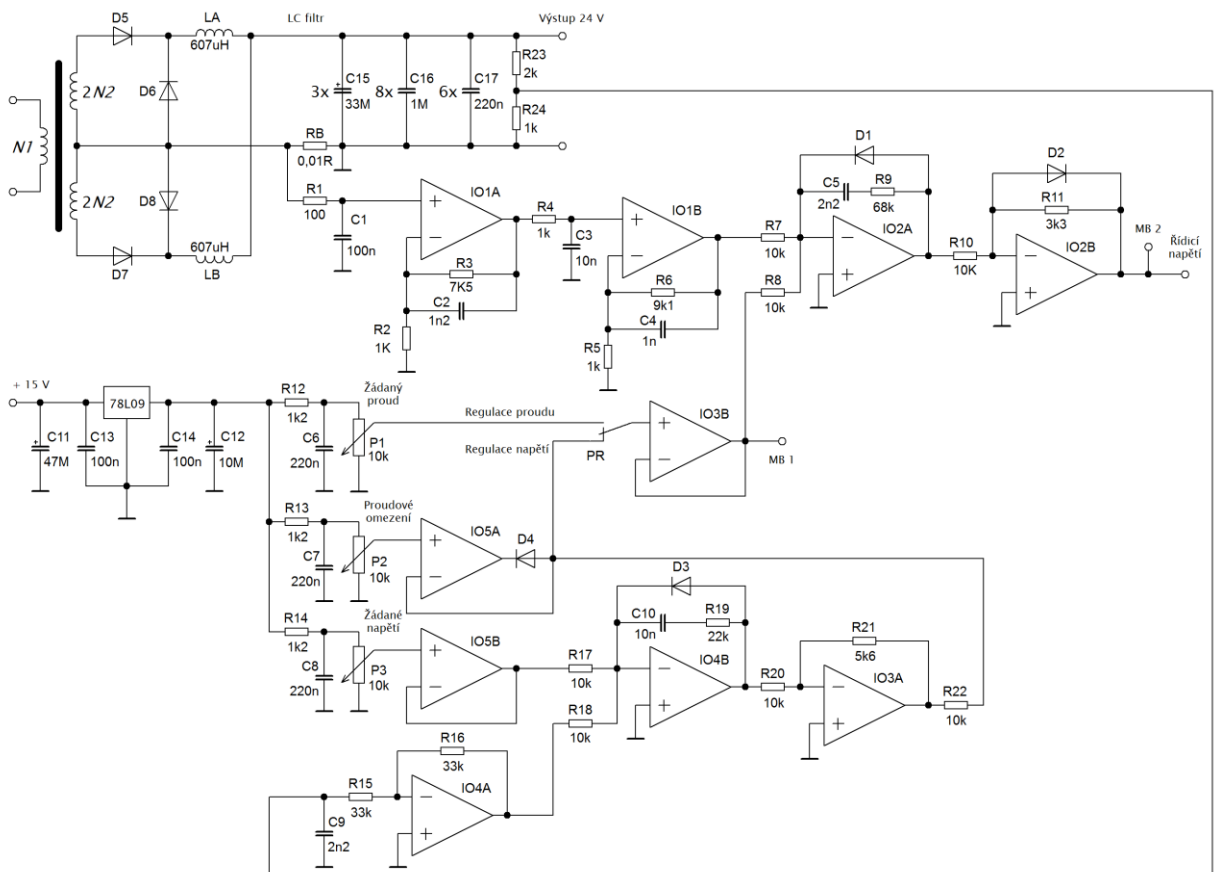


Obr. 3.7.5-1: Schéma PWM modulátoru (převzato z [9])

3.7.6 Návrh regulačních obvodů

Regulační struktura je převzata z práce [1], kde se osvědčila. Změněno bylo pouze zapojení zesilovače signálu z proudového bočníku s ohledem na lepší potlačení vf. rušení. Jedná se o kaskádní regulační strukturu s podřízenou proudovou smyčkou, jejíž blokové schéma je na Obr. 3.7.4-6. Schéma regulačních obvodů je na Obr. 3.7.6-1. Výstupní proud je snímán bočníkem s odporem $R_B = 0,01 \Omega$. Při maximální hodnotě proudu zátěže $I_Z = 10 \text{ A}$ má výstupní napětí bočníku velikost $U_B = -100 \text{ mV}$. Signál z bočníku prochází dolní propustí $R_1 C_1$ a je zesilován zesilovačem IO_{1A} pracujícím v neinvertujícím zapojení. Zesilovač má ve zpětné vazbě dolní propust $R_3 C_2$. Po zesílení signál prochází dolní propustí $R_4 C_3$ a je znovu zesilován zesilovačem IO_{1B} pracujícím rovněž v neinvertujícím zapojení. Zesilovač má ve zpětné vazbě dolní propust $R_6 C_4$. Zesilovače IO_{1A} a IO_{1B} zesílí výstupní signál z bočníku přibližně na hodnotu 8,6 V. Signál odpovídající skutečné hodnotě proudu je po zesílení přiveden do součtového členu $R_7 R_8$ proudového PI-regulátoru. Signál odpovídající žádané hodnotě proudu je v režimu regulace proudu nastavován potenciometrem P_1 , v režimu regulace napětí je odebírán z nadřízené napěťové smyčky. K přepínání regulačních režimů

slouží přepínač PR. Přepínač regulačních režimů je od součtového členu R_7 R_8 impedančně oddělen IO_{3B}, který je zapojen jako sledovač. Funkci proudového PI-regulátoru zastává IO_{2A} pracující v invertujícím zapojení. Proporcionální složku proudového PI-regulátoru představuje odpor $R_9 = 68 \text{ k}\Omega$, integrační složku představuje kondenzátor $C_5 = 2,2 \text{ nF}$. Dioda D_1 slouží k hornímu omezení výstupního signálu. Výstupní signál je poté zeslabován zesilovačem IO_{2B} pracujícím v invertujícím zapojení a přiváděn na vstup PWM modulátoru. Výstupní napětí měniče je snímáno děličem R_{23} R_{24} . Signál z děliče odpovídající skutečné hodnotě výstupního napětí je jednotkově zesilován zesilovačem IO_{4A} pracujícím v invertujícím zapojení a přiváděn do součtového členu R_{17} R_{18} napěťového PI-regulátoru. Signál odpovídající žádané hodnotě výstupního napětí je nastavován potenciometrem P_3 , který je od součtového členu impedančně oddělen IO_{5B} pracujícím v neinvertujícím zapojení jako sledovač. IO_{4B} slouží jako napěťový PI-regulátor. Proporcionální složku napěťového PI-regulátoru představuje odpor $R_{19} = 22 \text{ k}\Omega$, integrační složku představuje kondenzátor $C_{10} = 10 \text{ nF}$. Dioda D_3 slouží opět k hornímu omezení výstupního signálu. Výstupní signál napěťového PI-regulátoru odpovídající žádané hodnotě proudu je zeslabován zesilovačem IO_{3A} pracujícím v invertujícím zapojení a přes odpor R_{22} přiveden k přepínači režimů regulace PR.



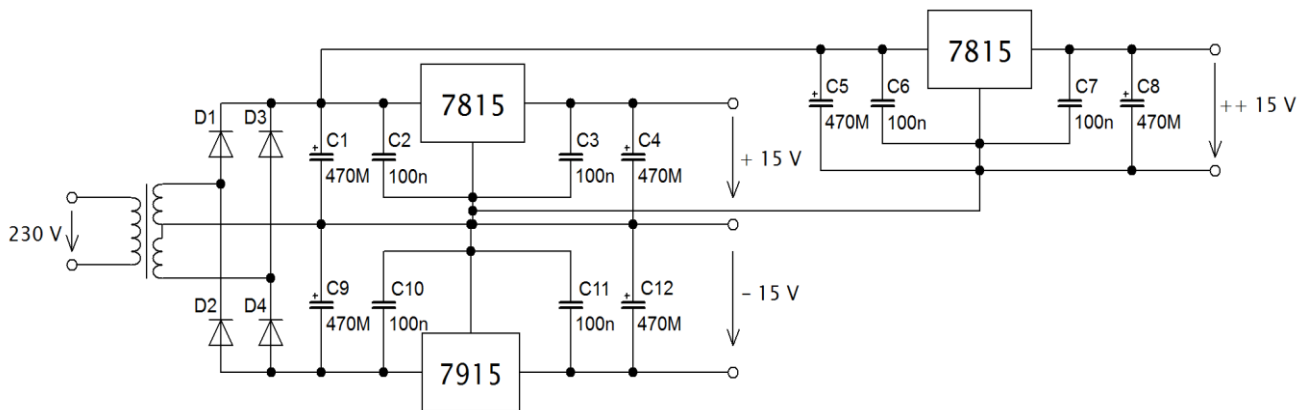
Obr. 3.7.6-1: Schéma regulačních obvodů

Proudové omezení zajišťuje obvod IO_{5A} s diodou D_4 a odporem R_{22} . Žádaná hodnota proudového omezení se nastavuje potenciometrem P_2 . Integrované obvody IO₁ až IO₅ jsou napájeny stabilizovaným napětím $\pm 15 \text{ V}$. Napětí pro potenciometry P_1 až P_3 je stabilizováno

na hodnotu 9 V stabilizátorem 78L09 a dále filtrováno dolními propustmi RC. Mezi krajními vývody potenciometrů P₁ až P₃ bude napětí 8 V. Dvojité operační zesilovače IO₁ až IO₅ budou typu TL072P, diody D₁ až D₄ budou typu 1N4148.

3.8 Napájecí zdroj regulačních obvodů

Schéma zdroje symetrického napětí ± 15 V sloužícího k napájení operačních zesilovačů v regulační struktuře a PWM modulátoru a nesymetrického napětí ++ 15 V sloužícího pro napájení koncových stupňů PWM modulátoru a budičů spínacích tranzistorů je nakresleno na **Obr. 3.8-1**. Zdroj se skládá ze síťového transformátoru, můstkového dvojpulsního usměrňovače (diody D₁ až D₄), sběracích kondenzátorů a integrovaných napěťových stabilizátorů. Síťový transformátopek bude typu BV EI 422 1227 s parametry: $U_{1ef} = 230 \text{ V}$, $U_{2ef} = U_{3ef} = 15 \text{ V}$, $f = 50 \text{ až } 60 \text{ Hz}$, $S_n = 6 \text{ VA}$. Usměrňovací můstek bude typu B250C1500 s parametry: $U_{KA} = 600 \text{ V}$, $I_D = 6 \text{ A}$. Kladná napětí stabilizují stabilizátory 7815 s maximálním výstupním proudem 0,75 A, záporné napětí je stabilizováno stabilizátorem 7915 s maximálním výstupním proudem 1 A. Na vstup obou typů stabilizátorů může být přivedeno napětí 35 V. Kondenzátory C₂, C₃, C₆, C₇, C₁₀ a C₁₁ slouží k obraně proti rozkmitání napěťových stabilizátorů [10].



Obr. 3.8-1: Schéma napájecího zdroje regulačních obvodů (převzato z [10])

4 CHLAZENÍ POLOVODIČOVÝCH PRVKŮ

4.1 Způsoby šíření tepla

Teplu vzniká v polovodičových prvcích následkem vedení proudu a následkem přepínacích ztrát. Aby nedošlo k překročení dovolené teploty čipu, je potřeba teplo z daného prvku odvádět. Mezi tělesy může být teplo přenášeno vedením, prouděním a zářením. Vedením se může teplo přenášet v nehybném i pohyblivém prostředí pevném, kapalném a plynném. Přenos tepla prouděním se uplatňuje v pohyblivém prostředí kapalném a plynném. Zářením se může teplo přenášet ve vakuu a v plynném prostředí. Při skutečné tepelné výměně dochází ke kombinaci vyjmenovaných způsobů. Například při přenosu tepla prouděním je důležitý přenos tepla vedením, protože se teplo nejprve musí vedením dostat do proudícího

média. Při návrhu chladiče je nejprve nutné určit ztrátový výkon v polovodičovém prvku. Poté se vypočítá potřebný tepelný odpor chladiče [11].

4.2 Přepínací ztráty ve výkonových tranzistorech

Tranzistor T spíná zátěž odporově indukčního charakteru podle schématu na **Obr. 4.2-1**. Obvod je napájen ze zdroje konstantního napětí U_d . Časová konstanta zátěže $\tau = L/R$ je delší než vypínací doba tranzistoru. Nulová dioda D_0 přebírá proud zátěže v okamžiku, kdy začne kolektorový proud i_c klesat. V průběhu vypínání je proud zátěže konstantní a má velikost $i_L = I_L$. Proud protékající nulovou diodou D_0 je rozdílem proudu zátěže i_L a kolektorového proudu i_c podle rovnice (4.2-1) [12]:

$$i_{D0} = i_L - i_c \quad (4.2-1)$$

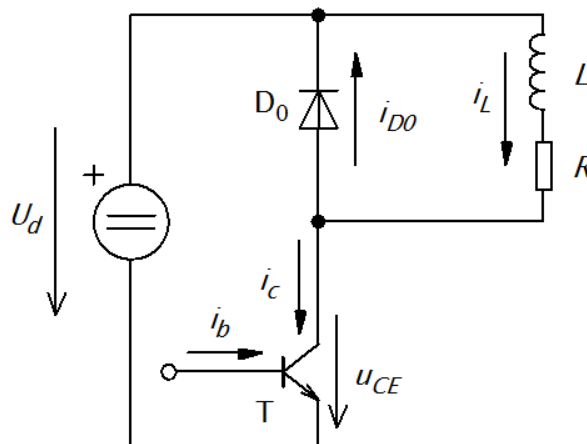
V době, kdy kolektorový proud klesne na nulu, protéká celý proud zátěže nulovou diodou. Vypínací děj začíná v okamžiku připojení báze tranzistoru k nulovému nebo k zápornému napětí. Tranzistorem protéká konstantní proud zátěže $i_c = I_L$. Napětí u_{CE} začíná narůstat, nejprve pomalu, později rychleji. Jakmile dosáhne kolektorové napětí velikosti napájecího napětí U_d , začne se otevírat nulová dioda D_0 a přebírat proud zátěže. Kolektorový proud začne rychle klesat. Vypínací děj je ukončen v čase, kdy kolektorový proud klesne k nule. Celková doba vypínání tranzistoru se značí t_{off} . Interval, ve kterém protéká tranzistorem konstantní proud, se značí t_d a doba, kdy kolektorový proud klesá, se značí t_f . Tranzistor se během vypínání chová jako parametrická vodivost podle rovnice (4.2-2) [12]:

$$g_{CE}(t) = \frac{i_c(t)}{u_{CE}(t)} \quad (4.2-2)$$

Během vypínacího děje klesá parametrická vodivost g_{CE} z maximální hodnoty G_{CEsat} dané rovnicí (4.2-3) k nule [12]:

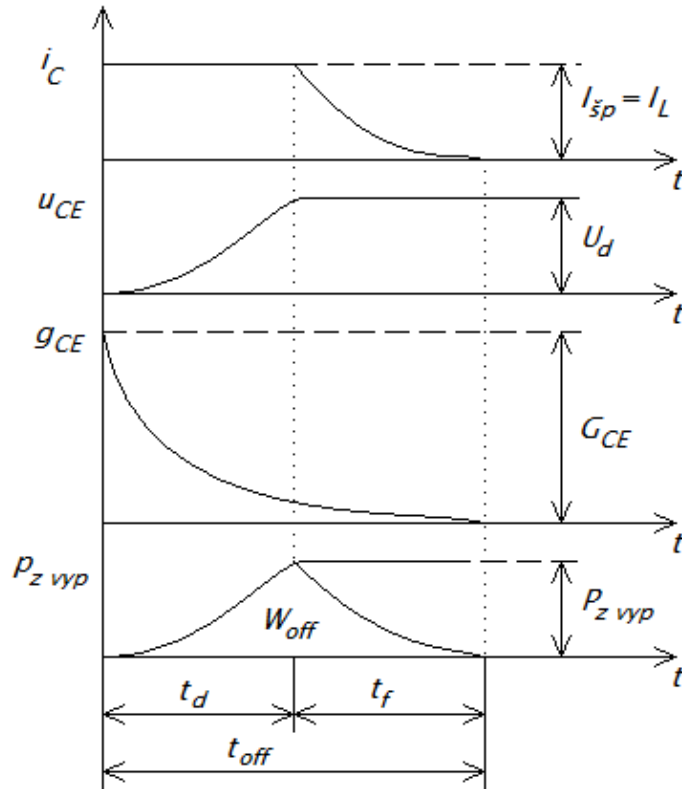
$$G_{CEsat} = \frac{I_L}{U_{CEsat}} \quad (4.2-3)$$

Na **Obr. 4.2-2** jsou nakresleny časové průběhy kolektorového napětí u_{CE} , kolektorového proudu i_c , vodivosti g_{CE} a vypínací energie W_{off} [12].



Obr. 4.2-1: Schéma tranzistorového spínače (převzato z [12])

Zapínací děj je možné rovněž popsat pomocí časově proměnné vodivosti. Na počátku protéká proud zátěže I_L nulovou diodou D_0 a vodivost tranzistoru je rovna nule. Po připojení báze tranzistoru ke kladnému napětí začne do báze protékat kladný proud. Dochází k pozvolnému nárůstu vodivosti tranzistoru, a proto také k nárůstu kolektorového proudu i_c . Kolektorové napětí u_{CE} je menší než napětí U_d o úbytek ΔU_d na parazitních odporech a indukčnostech [12].



Obr. 4.2-2: Průběhy důležitých veličin při vypínacím ději v tranzistoru (převzato z [11], [12])

V době, kdy vodivost tranzistoru dosáhne velikosti dané rovnicí (4.2-4), převezme tranzistor T celý proud zátěže a proud protékající nulovou diodou D_0 klesne na nulu [12]:

$$G_{CE} = \frac{I_L}{U_d - \Delta U_d} \doteq \frac{I_L}{U_d} \quad (4.2-4)$$

Vodivost tranzistoru dále roste v intervalu odpovídajícím zotavovací době t_{rr} diody D_0 . Po dobu t_{rr} představuje dioda téměř dokonalý zkrat, kolektorové napětí je stále přibližně rovno hodnotě U_d a kolektorový proud dosáhne při rostoucí vodivosti své maximální hodnoty I_{max} . Hodnota I_{max} je větší než proud zátěže I_L o přírůstek odebíraný ze zdroje U_d přes zotavující se diodu D_0 . Po uplynutí doby t_{rr} přestává dioda vést proud v závěrném směru a kolektorový proud i_c rychle klesne na hodnotu I_L . Kolektorové napětí u_{CE} po ukončení zotavovacího děje klesá nejprve prudce, poté pozvolněji a na konci zapínací doby t_{on} dosáhne své minimální hodnoty U_{CEsat} . Okamžitý ztrátový výkon p_z při zapínacím a vypínacím ději je součinem okamžité hodnoty napětí u_{CE} a okamžité hodnoty proudu i_c . Ztrátová energie při zapínání W_{on} (resp. při vypínání W_{off}) je integrálem z tohoto výkonu za dobu t_{on} (resp. t_{off}). Pracuje-li tranzistor s pracovním kmitočtem f , zapínací a vypínací děj se opakuje f -krát za sekundu. Přepínací ztrátový výkon je součtem ztrátových energií

W_{on} a W_{off} násobeným kmitočtem f . S velmi dobrou přesností lze přepínací ztrátový výkon vypočítat bez nutnosti integrování podle vztahu (4.2-5) [11], [12]:

$$P_{z\text{ přep}} = \frac{1}{4} U_d I_{\text{šp}} (t_{on} + t_{off}) f \quad (4.2-5)$$

$I_{\text{šp}}$ je špičková hodnota proudu protékajícího tranzistorem. V případě propustných měničů s impulsním transformátorem lze spínací ztráty zanedbat, neboť při spínání tranzistorů je již ukončen rekombinační děj v primárních nulových diodách, magnetizační proud je nulový a rozptylová indukčnost transformátoru brání skokovému nárůstu proudu. Rovnice (4.2-5) má proto podobu (4.2-6):

$$P_{z\text{ vyp}} = \frac{1}{4} U_d I_{\text{šp}} t_{off} f \quad (4.2-6)$$

Tranzistor FCPF400N60 má výrobcem udávanou typickou vypínací dobu $t_{off} = 49$ ns. Při napětí $U_d = 300$ V, špičkovém proudu $I_{\text{šp}} = 1,612$ A (3.4.1-1a) a kmitočtu $f = 50$ kHz bude mít podle rovnice (4.2-6) ztrátový výkon v každém ze spínacích tranzistorů T_1 až T_4 velikost $P_{z\text{ vyp}} = 0,296$ W.

4.3 Ztráty vedením v polovodičových prvcích

4.3.1 Ztráty ve spínacích tranzistorech

Tranzistor typu MOS-FET lze v sepnutém stavu považovat za lineární odpor. Velikost tohoto odporu odpovídá sklonu mezní přímky ve výstupních charakteristikách tranzistoru. Výrobce tranzistoru FCPF400N60 udává závislost odporu R_{DSon} na proudu I_D . Z této charakteristiky byl pro proud $I_D = 3$ A odečten odpor $R_{DSon} = 0,35$ Ω . Efektivní hodnota proudu $I_{ef} = 0,696$ A byla vypočtena z rovnice (3.4.1-1c). Ztrátový výkon na lineárním odporu se vypočítá podle rovnice (4.3.1-1) [11]:

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

Po dosazení vyjde $P_{z\text{ ved}} = 0,169$ W. Celkový ztrátový výkon ve spínacím tranzistoru (tranzistory T_1 až T_4) je součtem vypínacího ztrátového výkonu a ztrátového výkonu vedením (4.3.1-2) [11]:

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

Celkový ztrátový výkon v každém ze spínacích tranzistorů má velikost $P_z = 0,465$ W.

4.3.2 Ztráty v primárních nulových diodách

VA charakteristiku diody (ale také tyristoru, triaku, vypínatelného tyristoru GTO, bipolárního darlingtonu a tranzistoru IGBT) lze pro výpočet ztrát s velkou přesností nahradit šikmou lomenou přímkou charakterizovanou prahovým napětím U_0 a diferenciálním odporem R_d . Ztrátový výkon se určí z rovnice (4.3.2-1) [11]:

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

Prahové napětí diody MUR1560G $U_0 = 0,45$ V bylo odečteno z její VA charakteristiky pro teplotu $T_j = 100$ °C. Diferenciální odpor R_d se určí ze stejné VA charakteristiky podle vztahu (4.3.2-2) [11]:

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

Pro napětí $U_1 = 0,5$ V byl odečten z VA charakteristiky proud $I_1 = 0,2$ A a pro napětí $U_2 = 0,6$ V odečten proud $I_2 = 0,7$ A. Po dosazení těchto hodnot do rovnice (4.3.2-2) má diferenciální velikost $R_d = 0,2 \Omega$. Rovnice (4.3.2-1) má pro další výpočty tvar (4.3.2-3) [11]:

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

Ztrátový výkon v každé z primárních nulových diod (diody D_1 až D_4) má při střední hodnotě proudu $I_{stř} = 0,076$ A (3.4.2-1b) a efektivní hodnotě proudu $I_{ef} = 0,182$ A (3.4.2-1c) velikost $P_z = 0,046$ W.

4.3.3 Ztráty v sekundárních usměrňovacích diodách

Ztrátový výkon v sekundární usměrňovací diodě (diody D_5 a D_7) se vypočítá podle rovnice (4.3.2-3). Střední hodnota proudu má velikost $I_{stř} = 1,75$ A (3.4.3-1b) a efektivní hodnota proudu má velikost $I_{ef} = 2,96$ A (3.4.3-1c). Ztrátový výkon v každé z diod má velikost $P_z = 2,54$ W.

4.3.4 Ztráty v sekundárních nulových diodách

Ztrátový výkon v sekundární nulové diodě (diody D_6 a D_8) se rovněž určí z rovnice (4.3.2-3). Střední hodnota proudu protékajícího diodou $I_{stř} = 3,25$ A byla vypočtena z rovnice (3.4.4-1b). Efektivní hodnota proudu $I_{ef} = 4,03$ A byla určena z rovnice (3.4.4-1c). Ztrátový výkon v každé z diod má velikost $P_z = 4,71$ W

4.3.5 Ztráty ve vstupním síťovém usměrňovači

Z VA charakteristiky diody pro teplotu $T_A = 25$ °C byl pro napětí $U_1 = 0,8$ V odečten proud $I_1 = 0,5$ A a pro napětí $U_2 = 1$ V odečten proud $I_2 = 5$ A. Diferenciální odpor má podle rovnice (4.3.2-2) velikost $R_d = 0,044 \Omega$. Prahové napětí diody má velikost $U_0 = 0,7$ V. Rovnice (4.3.2-1) má tvar (4.3.5-1):

$$P_{z1} = 0,7I_{stř} + 0,044I_{ef}^2 \quad (4.3.5-1)$$

Střední proud diodou má velikost $I_{stř} = I_{Dstř} = 0,4$ A (3.6.2-8a), efektivní proud diodou má velikost $I_{ef} = I_{Def} = 1,92$ A (3.6.2-8b). Ztrátový výkon na jedné diodě má velikost $P_{z1} = 0,44$ W. Ztrátový výkon v celém usměrňovacím můstku má velikost $P_z = 4P_{z1} = 1,76$ W.

4.3.6 Ztráty v napěťových stabilizátorech

Ztrátový výkon v napěťovém stabilizátoru (schéma napájecího zdroje regulačních obvodů na Obr. 3.8-1) se určí z rovnice (4.3.6-1) [13]:

$$P_z = (U_1 - U_2) I_2 \quad (4.3.6-1)$$

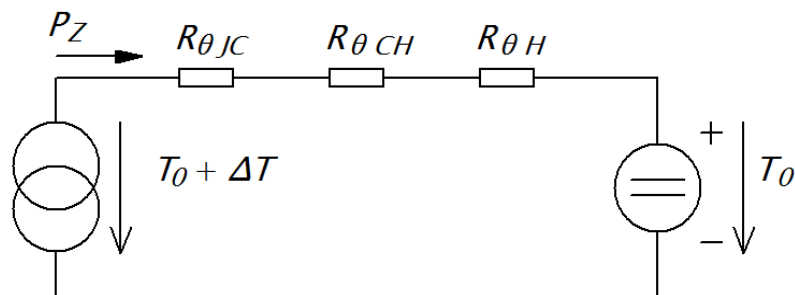
U_1 je vstupní napětí, U_2 je výstupní napětí a I_2 je proud zátěže. Vstupní napětí bude mít odhadem velikost $U_1 = 20$ V. V ideálním případě by mělo vstupní napětí velikost $U_1 = 21,21$ V (usměrňených 15 V), skutečná hodnota bude nižší o úbytek na usměrňovacích diodách a na rozptylové indukčnosti síťového transformátoru. Výstupní napětí má velikost $U_2 = 15$ V. Proud zátěže I_2 bude mít v případě stabilizátoru 7815 sloužícího k napájení

budičů spínacích tranzistorů a koncových stupňů v PWM modulátoru velikost asi 0,6 A. Ztrátový výkon pak bude mít velikost $P_z = 3$ W. Ve stabilizátorech 7815 a 7915 zajišťujících napájení regulačních obvodů bude ztrátový výkon menší.

4.4 Výpočet tepelného odporu chladičů

4.4.1 Postup výpočtu tepelného odporu v ustáleném stavu

Při výpočtu tepelného odporu chladiče se předpokládá ustálený stav. V ustáleném stavu jsou tepelné kapacity „nabity“ na konstantní teplotu, jejich tepelný výkon (tepelný tok) je proto nulový, takže je možné je zanedbat. Na **Obr. 4.4.1-1** je nakresleno tepelné schéma chlazení jedné součástky jedním chladičem [11].



Obr. 4.4.1-1: Tepelné schéma chlazení jedné součástky jedním chladičem (převzato z [11])

Tepelné schéma je analogií elektrického schématu. Tepelný tok (tepelný výkon) P_z je obdobou elektrického proudu a proudový zdroj představuje zdroj tepelného toku. Stejně jako elektrický odpor existuje rovněž odpor tepelný. $R_{\theta JC}$ je tepelný odpor mezi čipem a pouzdrem součástky, $R_{\theta CH}$ je tepelný odpor mezi pouzdrem součástky a chladičem a $R_{\theta H}$ je tepelný odpor chladiče. T_0 je teplota okolí a ΔT je oteplení čipu. Oteplení je obdobou elektrického napětí a termodynamická teplota (K) je obdobou elektrického potenciálu měřeného vůči nekonečně vzdálenému vztažnému bodu ve vesmíru. Teplota ($^{\circ}\text{C}$) je pak obdobou elektrického potenciálu měřeného vůči jinému vztažnému bodu, jehož potenciál je zvolen jako nulový. V této práci je teplota ($^{\circ}\text{C}$) značena symbolem T , který se obecně používá pro termodynamickou teplotu (K). Hodnota teploty okolí $T_0 = 40$ $^{\circ}\text{C}$ pochází z normy. Výrobce dané součástky udává většinou v dokumentaci maximální dovolenou teplotu čipu T_{jmax} . Oteplení ΔT se počítá jako rozdíl teploty T_{jmax} a teploty T_0 . Pokud vyjde při výpočtu tepelného odporu chladiče záporná hodnota, je nutné vybrat součástku s menším úbytkem napětí v sepnutém stavu a s menším ztrátovým výkonem. Stykový odpor mezi pouzdrem součástky a chladičem je způsoben různými nerovnostmi obou stykových ploch. Stykové plochy proto musí být co nejhladší a součástka musí být k chladiči přitlačována. Používá se rovněž teplovodivá pasta a v náročnějších aplikacích měděná fólie se slitinou Woodova kovu, který se po zahřátí součástky roztaví a vyplní vzduchové mezery mezi pouzdrem součástky a chladičem [11]. Následující výpočty jsou provedeny podle literatury [11], hodnota $R_{\theta CH} = 0,2$ $^{\circ}\text{C W}^{-1}$ pochází z literatury [14] a je použita ve všech následujících výpočtech stejně jako hodnota teploty okolí $T_0 = 40$ $^{\circ}\text{C}$.

4.4.2 Chladič výkonového spínacího tranzistoru

Výrobce tranzistorů FCPF400N60 udává v dokumentaci $T_{jmax} = 150 \text{ °C}$ a $R_{\theta JC} = 4 \text{ °C W}^{-1}$. Ztrátový výkon $P_z = 0,465 \text{ W}$ byl vypočítán podle rovnice (4.3.1-2). Tepelný odpor chladiče spínacího tranzistoru se vypočítá podle rovnice (4.4.2-1):

$$R_{\theta H} = \frac{T_{jmax} - T_0}{P_z} - R_{\theta JC} - R_{\theta CH} \quad (4.4.2-1)$$

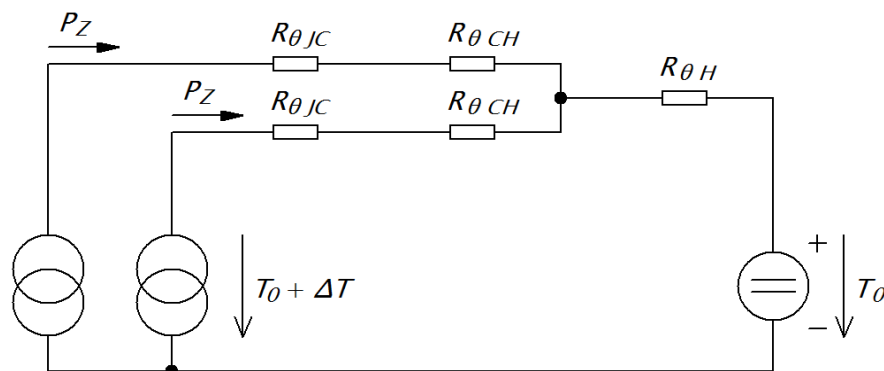
Po dosazení vyjde $R_{\theta H} = 232,35 \text{ °C W}^{-1}$.

4.4.3 Chladič primární nulové diody

Ztrátový výkon $P_z = 0,046 \text{ W}$ byl určen z rovnice (4.3.2-3). Hodnoty $T_{jmax} = 150 \text{ °C}$ a $R_{\theta JC} = 1,5 \text{ °C W}^{-1}$ pocházejí z dokumentace diod MUR1560G. Tepelný odpor chladiče $R_{\theta H} = 2389,6 \text{ °C W}^{-1}$ byl vypočítán z rovnice (4.4.2-1). Primární nulové diody mohou pracovat bez chladiče, aniž by došlo k překročení dovolené teploty čipu.

4.4.4 Chladič sekundární usměrňovací a nulové diody

Společný chladič bude odvádět teplo z usměrňovací a z nulové diody. Na jednom chladiči budou namontovány diody D_5 a D_6 a na druhém diody D_7 a D_8 (schéma na **Obr. 2.5-1**). Tepelné schéma chlazení dvou součástek jedním společným chladičem je nakresleno na **Obr. 4.4.4-1**.



Obr. 4.4.4-1: Tepelné schéma chlazení dvou součástek jedním chladičem (převzato z [11])

Z rovnice (4.3.2-3) byl vypočítán ztrátový výkon v sekundární usměrňovací diodě $P_z = 2,54 \text{ W}$ i ztrátový výkon v sekundární nulové diodě $P_z = 4,71 \text{ W}$. Celkový ztrátový $P_{zc} = 7,25 \text{ W}$ je součtem obou výkonů. Z dokumentace diody MUR1560G pocházejí údaje $T_{jmax} = 150 \text{ °C}$ a $R_{\theta JC} = 1,5 \text{ °C W}^{-1}$. Tepelný odpor chladiče se určí z rovnice (4.4.4-1):

$$R_{\theta H} = \frac{T_{jmax} - T_0}{P_{zc}} - \frac{R_{\theta JC}}{2} - \frac{R_{\theta CH}}{2} \quad (4.4.4-1)$$

Po dosazení vyjde $R_{\theta H} = 14,32 \text{ °C W}^{-1}$.

4.4.5 Chladič vstupního síťového usměrňovače

Výrobce usměrňovacího můstku KBU8M uvádí v dokumentaci hodnoty $T_{jmax} = 150 \text{ °C}$ a $R_{\theta JC} = 3 \text{ °C W}^{-1}$. Celkový ztrátový výkon v usměrňovacím můstku $P_z = 1,76 \text{ W}$ byl vypočítán

z rovnice (4.3.5-1) a vynásoben čtyřmi. Tepelný odpor chladiče byl vypočítán podle rovnice (4.4.2-1) a má velikost $R_{\theta H} = 59,3 \text{ } ^\circ\text{C W}^{-1}$.

4.4.6 Chladiče napěťových stabilizátorů

Ztrátový výkon na stabilizátoru 7815 $P_z = 3 \text{ W}$ byl vypočítán z rovnice (4.3.6-1) na základě odhadnutých hodnot. Uvedená hodnota ztrátového výkonu je použita i při výpočtu tepelného odporu chladičů ostatních stabilizátorů. Vypočtené hodnoty tepelného odporu chladičů všech stabilizátorů jsou proto orientační. Výrobce uvádí v dokumentaci pro stabilizátor 7815 hodnotu $R_{\theta JC} = 5 \text{ } ^\circ\text{C W}^{-1}$ a pro stabilizátor 7915 hodnotu $R_{\theta JC} = 3 \text{ } ^\circ\text{C W}^{-1}$. Maximální dovolená teplota čipu stabilizátoru 7815 má velikost $T_{jmax} = 150 \text{ } ^\circ\text{C}$. Stabilizátor 7915 má dovolenou maximální teplotu čipu $T_{jmax} = 125 \text{ } ^\circ\text{C}$. Tepelný odpor chladičů stabilizátorů se vypočítá z rovnice (4.4.2-1) a má v případě stabilizátorů 7815 velikost $R_{\theta H} = 31,46 \text{ } ^\circ\text{C W}^{-1}$ a pro stabilizátor 7915 má hodnotu $R_{\theta H} = 25,13 \text{ } ^\circ\text{C W}^{-1}$.

5 REALIZACE MĚNIČE A ZÁZNAMY Z MĚŘENÍ

5.1 Deska plošných spojů

Měnič byl realizován na oboustranné desce plošných spojů o rozměrech cca. 20 x 30 cm. Deska byla vytvořena v programu EAGLE verze 6.4.0 a na základě dat z tohoto programu ji vyrobila a dodala firma PRINTED s.r.o. Mělník. Jednotlivé funkční celky jsou na desce přehledně rozmístěny a z důležitých uzlů jsou vyvedeny měřicí body, ke kterým bude při výuce připojován osciloskop. Některé části (chladiče sekundárních usměrňovačů, nosník potenciometrů, proudový bočník) byly zhotoveny svépomocí. Kompletní schéma, návrh desky a seznam použitých součástek jsou součástí přílohy této práce.

5.2 Změny v konstrukci

Během ožívání měniče se začala negativně projevovat parazitní kapacita impulsních transformátorků v budičích spínacích tranzistorů. V případě budiče „horního“ výkonového tranzistoru způsoboval proudový impuls protékající kapacitou transformátorku během spínání „dolního“ výkonového tranzistoru po zesílení koncovým stupněm pootevření příslušného „horního“ tranzistoru. Mezi primární a sekundární vinutí transformátorků v budičích výkonových tranzistorů T_1 a T_3 byla proto vložena měděná fólie. Její začátek a konec byl od sebe odizolován, aby nevznikl závit „nakrátko“, a fólie byla propojena s elektrodou „S“ příslušného výkonového spínacího tranzistoru. Výška parazitních spínacích impulsů se zmenšila, ovšem nebezpečí pootevření „horních“ výkonových tranzistorů stále existovalo. Proto byl tranzistor T_{02} v koncovém stupni každého z budičů nahrazen na dráze B-E diodou 1N4148, parazitní spínací impulsy přestaly být proudově zesilovány a nežádoucí pootevření „horních“ výkonových tranzistorů zmizelo.

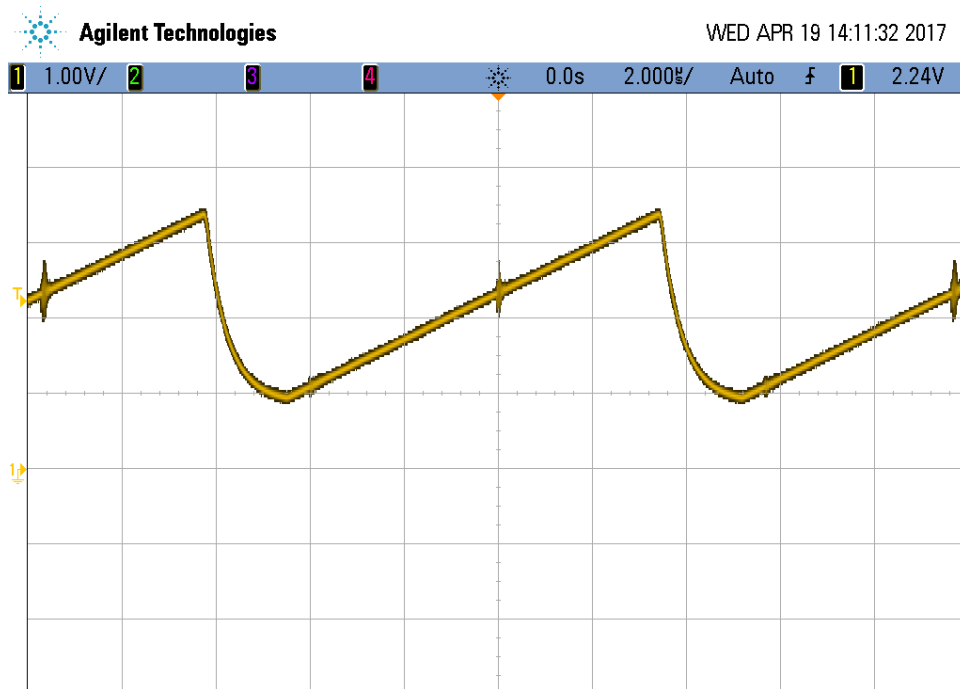
Proudový bočník se na desce plošných spojů nachází blízko vzduchové mezery tlumivky L_B . Vzduchová mezera je zdrojem rozptylového magnetického pole, proto byl bočník opatřen stínícím krytem z ocelového plechu, aby se na něm neindukovalo nežádoucí rušivé napětí.

V obvodu zesilovače signálu z bočníku (IO_1 , schéma na **Obr. 3.7.6-1**) nebyly osazeny kondenzátory C_2 a C_4 .

Primární i sekundární vinutí transformátorků v budičích spínacích tranzistorů bylo realizováno vodičem o průměru $d_{Cu} = 0,35$ mm. K navinutí primáru výkonového transformátoru bylo použito vf. lanko s průměrem dílčího vodiče $d_{Cu1} = 0,2$ mm a počtem dílčích vodičů $M_1 = 20$. Celkový průřez má velikost $S_{Cu1} = 0,628$ mm². Sekundár výkonového transformátoru je vinut vf. lankem s průměrem dílčího vodiče $d_{Cu2} = 0,1$ mm a počtem dílčích vodičů $M_2 = 180$. Výsledný průřez sekundárního vinutí má velikost $S_{Cu2} = 1,41$ mm². Činitel plnění ve vinutí má pak podle rovnice (3.2-13) velikost $k_{pCu} = 0,1877$.

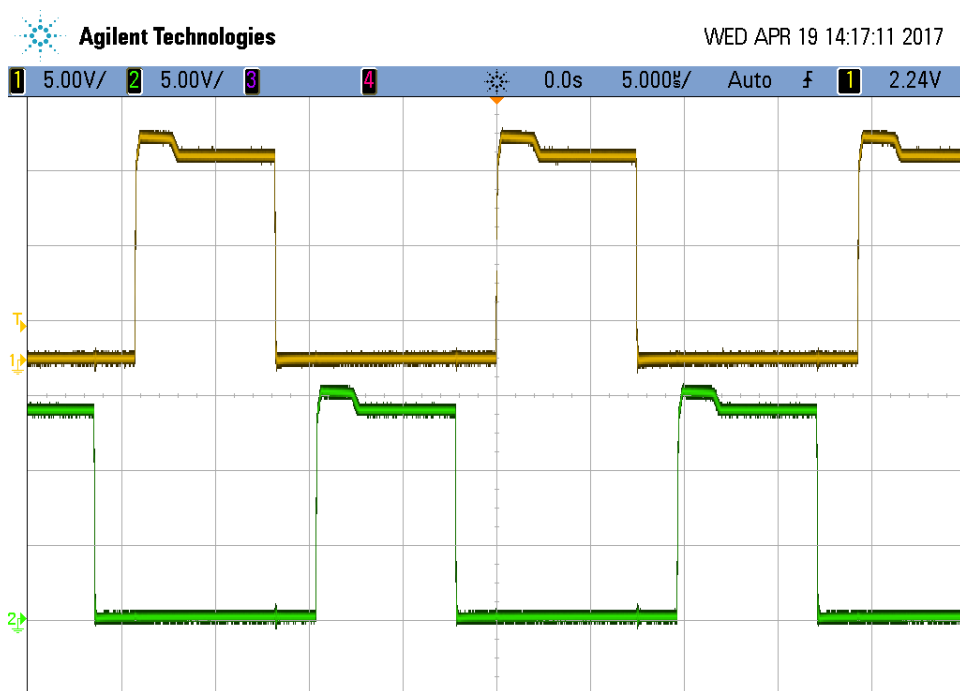
5.3 Záznamy z měření

Na **Obr. 5.3-1** je zaznamenán časový průběh pilovitého signálu vnitřního oscilátoru v PWM modulátoru SG3525. Malý rozkmit napětí v rozsahu přibližně 1 až 3,3 V je z hlediska odolnosti vůči rušení nevýhodný.



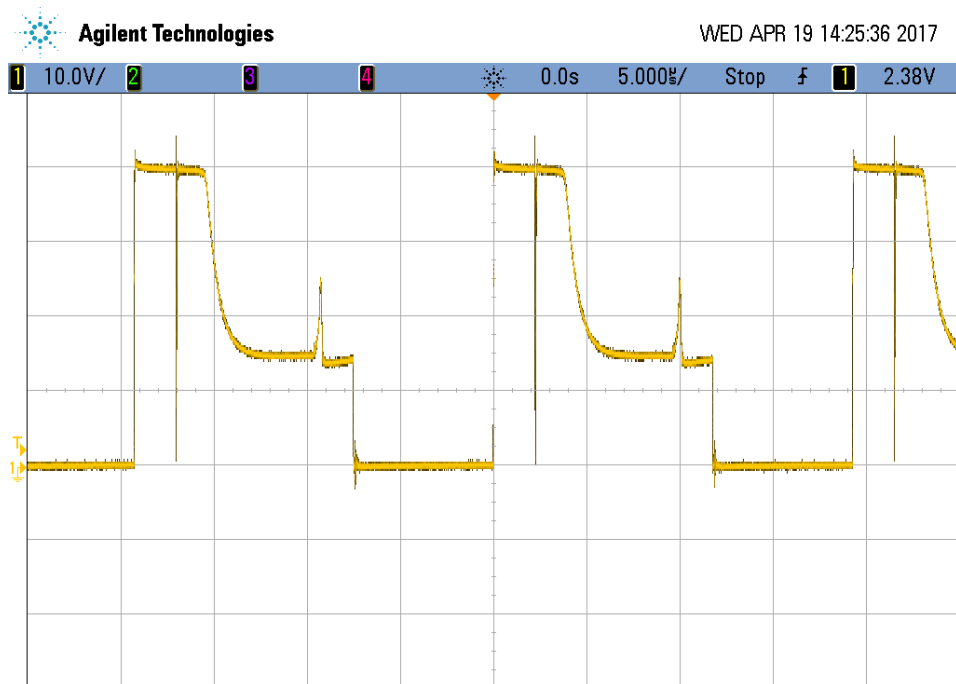
Obr. 5.3-1: Časový průběh pilovitého napětí vnitřního oscilátoru PWM modulátoru SG3525

Na **Obr 5.3-2** jsou dvoukanálově zobrazeny výstupní signály PWM modulátoru (*output A* žlutě, *output B* zeleně) při maximální střídě. Dobře viditelná je ochranná doba $t_0 = 2$ μs. Změřená délka ochranné doby odpovídá délce teoreticky určené z katalogového listu SG3525 [9], viz kapitola 3.7.5. Délka ochranné doby je určena délkou sestupné části pilovitého signálu vnitřního oscilátoru. Podle **Obr. 5.3-1** sestupná část pilovitého signálu trvá přibližně 2 μs.



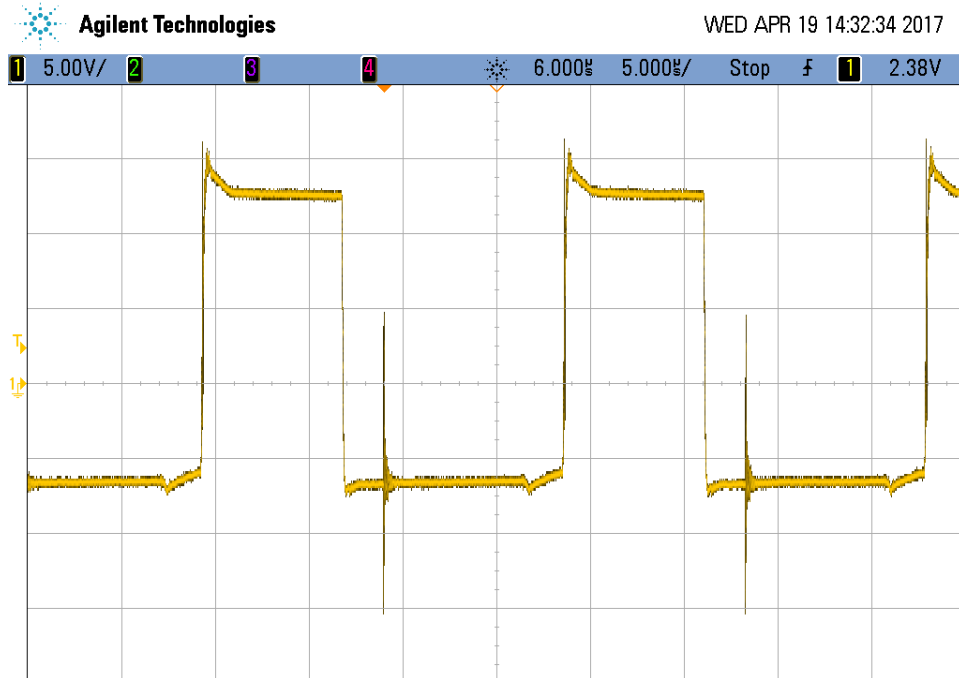
Obr. 5.3-2: Dvoukanálové zobrazení výstupních signálů PWM modulátoru

Časový průběh napětí u_{DS} na spínacím tranzistoru T_{01} v budiči „horního“ tranzistoru T_1 je zaznamenán na **Obr. 5.3-3**. Během demagnetizace je tranzistor namáhán napětím 40 V, po ukončení demagnetizačního děje pak napětím $U_{d1} = 15$ V. Nelineární pokles napětí na konci demagnetizace je způsoben tlumivým odporem R_2 (**Obr. 3.5-1**). Jehlové impulsy jsou způsobeny průchodem kapacitního proudu přes parazitní kapacitu transformátoru. Levý impuls vzniká při spínání „dolního“ výkonového tranzistoru (T_2), pravý pak při jeho vypínání.



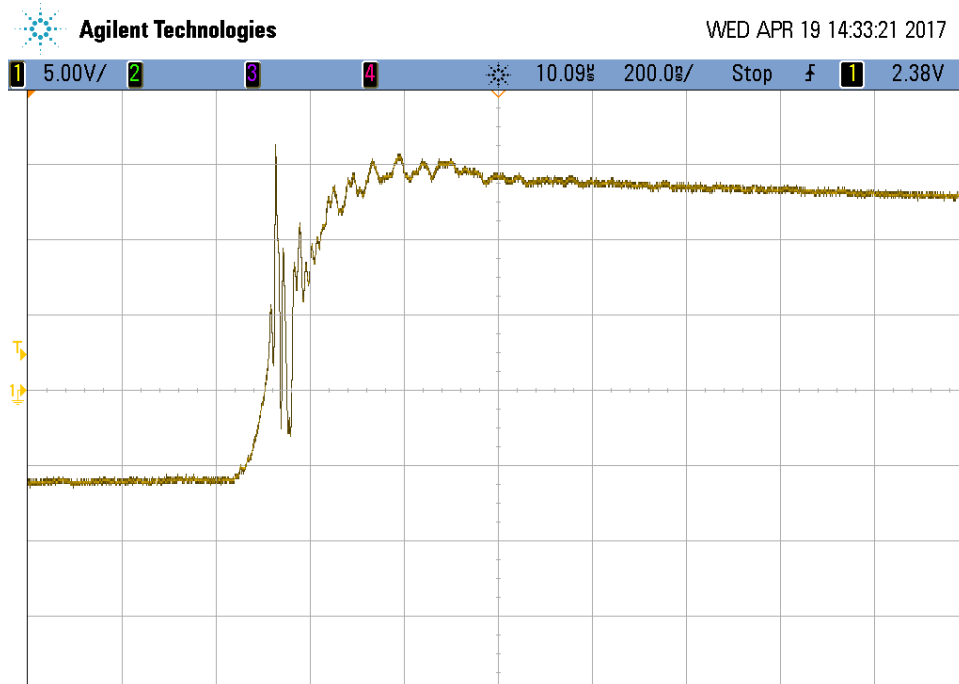
Obr. 5.3-3: Průběh napětí u_{DS} na spínacím tranzistoru T_{01} v budiči výkonového tranzistoru T_1

Na **Obr. 5.3-4** je zaznamenán průběh napětí u_{GS} výkonového tranzistoru T_1 . Výkonový tranzistor je spínán kladným napětím + 15 V a vypínán záporným napětím přibližně - 6,5 V. Jehlový impuls je způsoben průchodem kapacitního proudu přes parazitní kapacitu transformátorku v budiči tranzistoru T_1 .



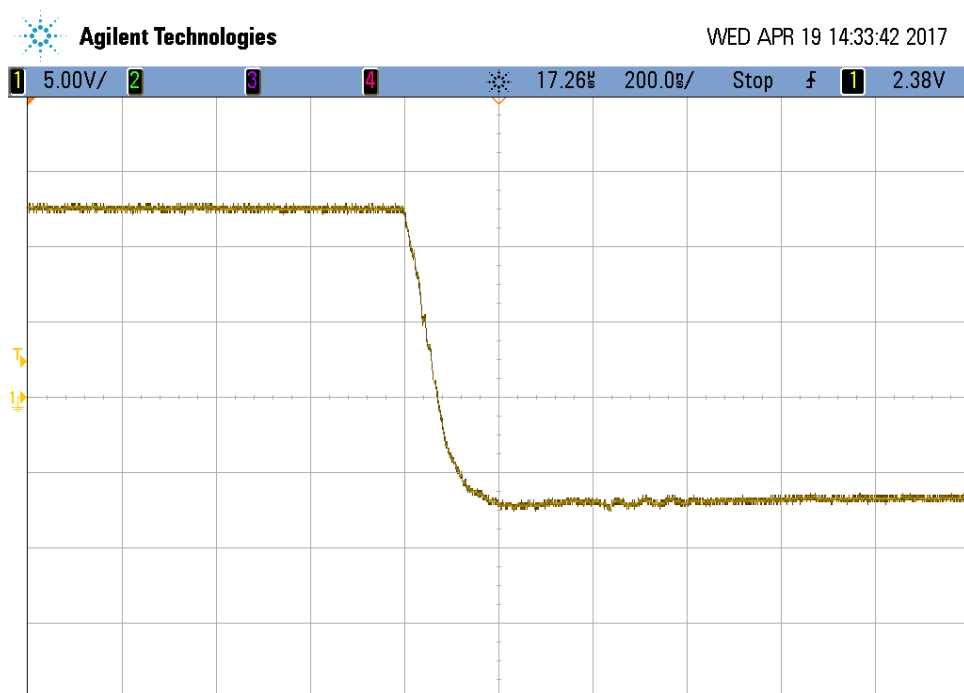
Obr. 5.3-4: Průběh napětí u_{GS} výkonového tranzistoru T_1

Detail náběžné hrany napětí u_{GS} výkonového spínacího tranzistoru T_1 je zobrazen na **Obr. 5.3-5**.



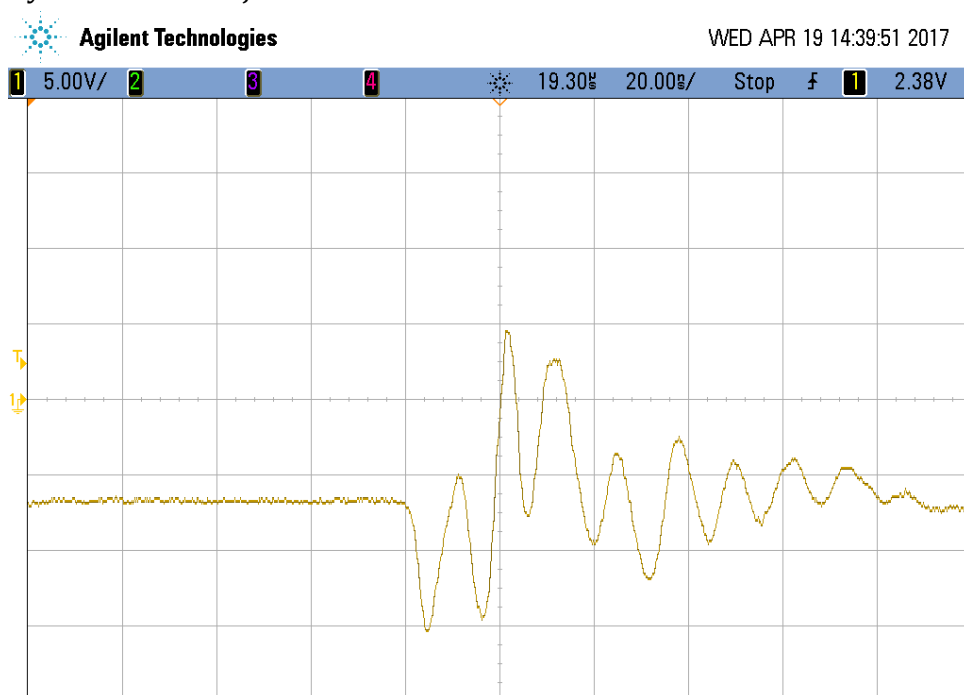
Obr. 5.3-5: Detail náběžné hrany napětí u_{GS} výkonového tranzistoru T_1

Na **Obr. 5.3-6** je zachycen detail sestupné hrany napětí u_{GS} výkonového spínacího tranzistoru T_1 .



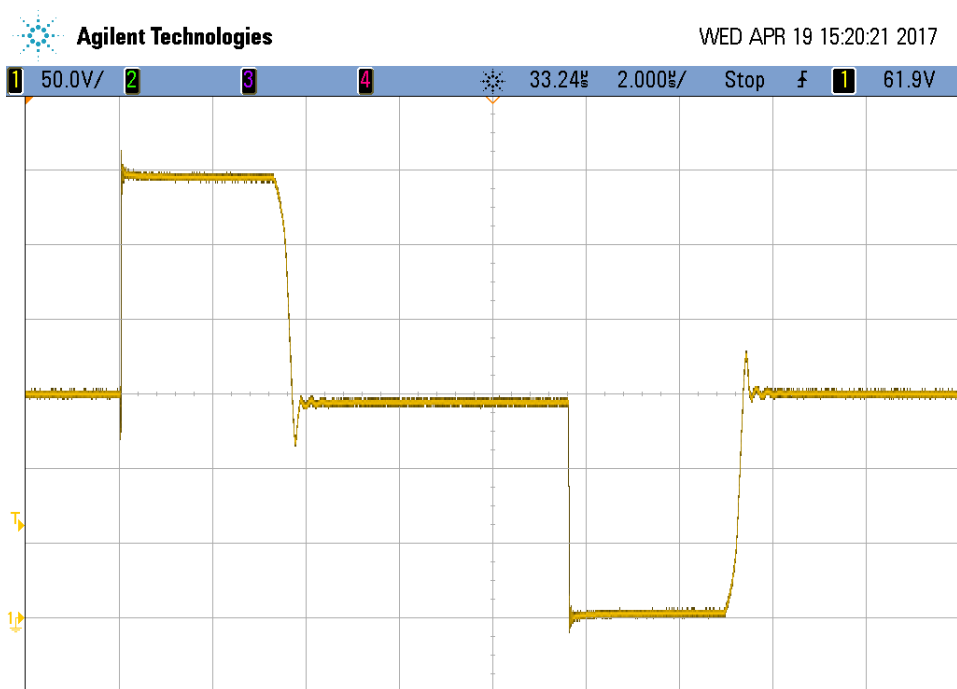
Obr. 5.3-6: Detail sestupné hrany napětí u_{GS} výkonového tranzistoru T_1

Detail rušivých impulsů je zachycen na **Obr. 5.3-7**. Impulsy jsou po provedení úprav podle kapitoly 5.2 dostatečně nízké a krátké, k nežádoucímu pootevření „horních“ výkonových tranzistorů již nedochází.



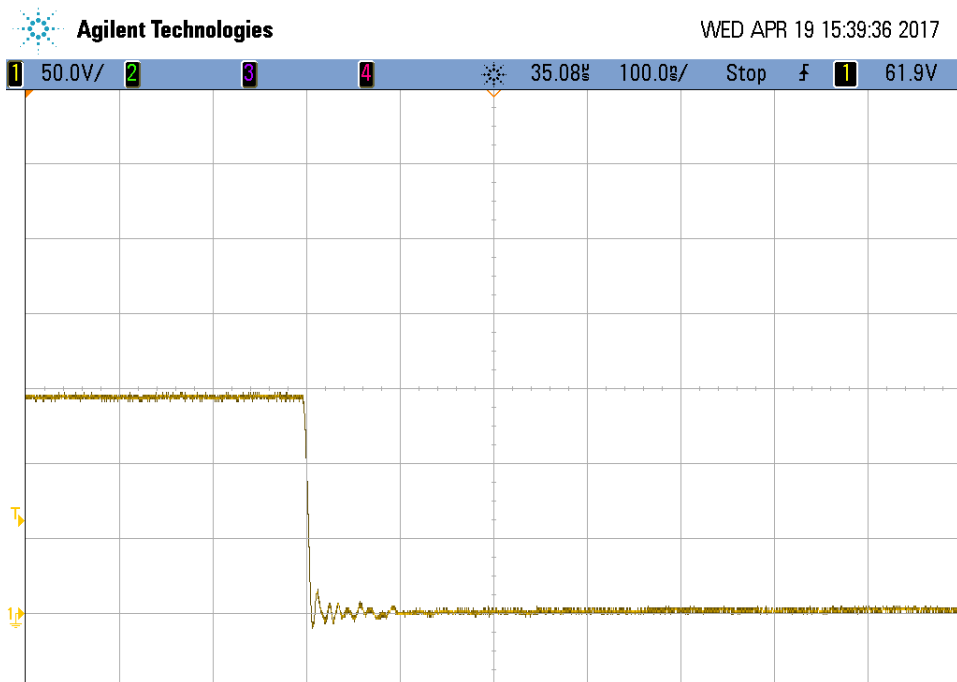
Obr. 5.3-7: Detail rušivých impulsů napětí u_{GS} výkonového tranzistoru T_1

Napětí u_{DS} na „dolním“ výkonovém tranzistoru T_4 je zaznamenáno na **Obr. 5.3-8**. Tranzistor T_4 je během sepnutí „horního“ tranzistoru T_3 namáhán plným mezilehlým napětím $U_d = 300$ V a v době, kdy jsou oba tranzistory vypnuty, napětím $U_d/2$, tedy 150 V.



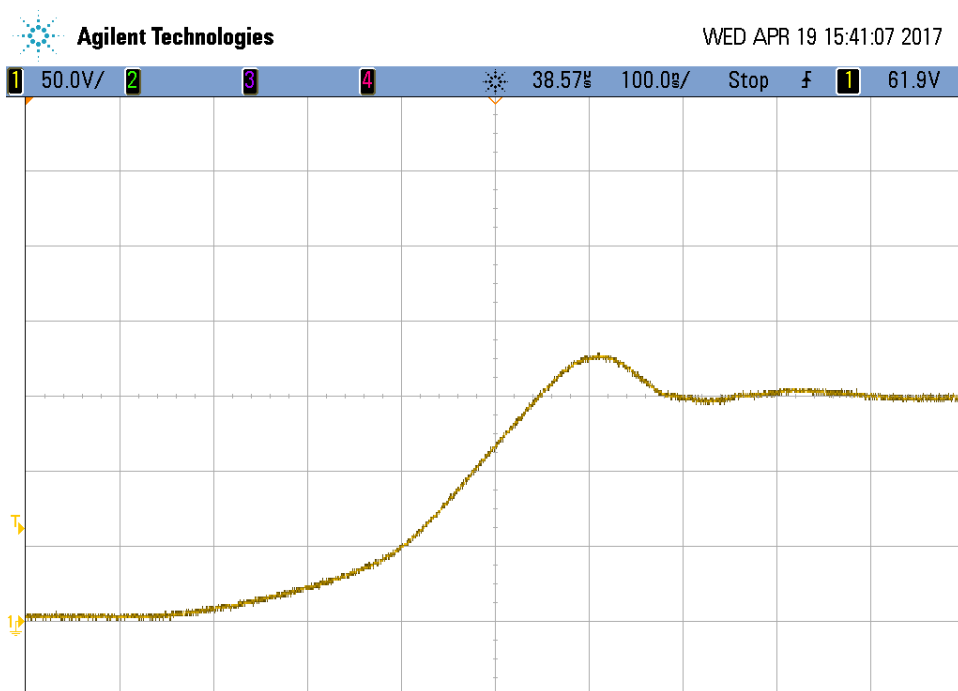
Obr. 5.3-8: Průběh napětí u_{DS} na „dolním“ výkonovém tranzistoru T_4

Detail sestupné hrany napětí u_{DS} na „dolním“ výkonovém tranzistoru T_4 je zaznamenan na **Obr. 5.3-9**. Tranzistor T_4 je právě spínán.



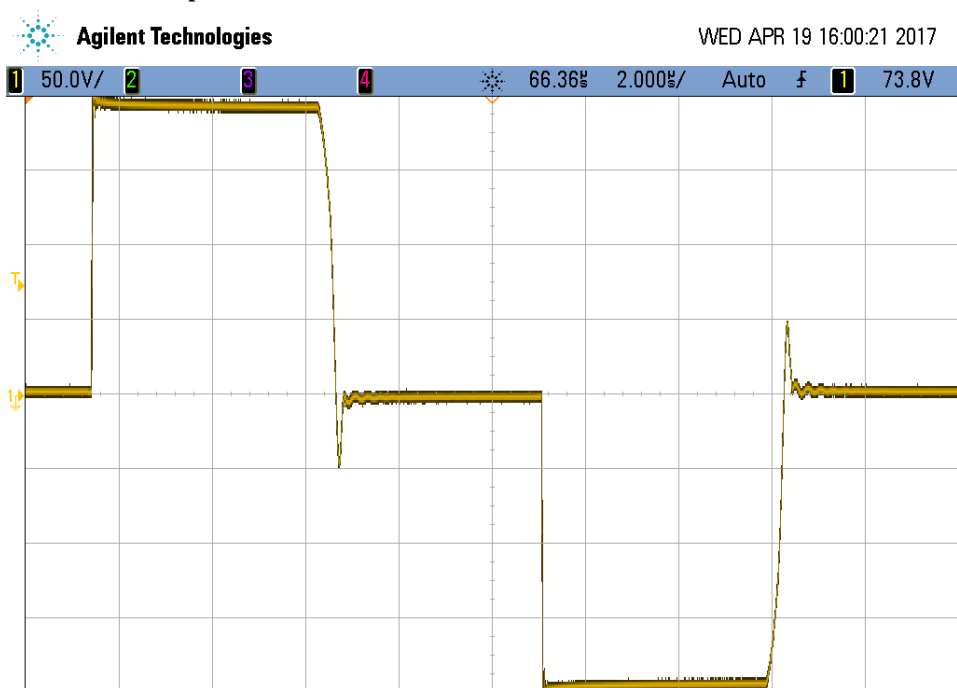
Obr. 5.3-9: Detail sestupné hrany napětí u_{DS} na „dolním“ výkonovém tranzistoru T_4

Detail náběžné hrany napětí u_{DS} na „dolním“ výkonovém tranzistoru T_4 je zaznamenan na **Obr. 5.3-10**. Tranzistor T_4 je právě vypínán.



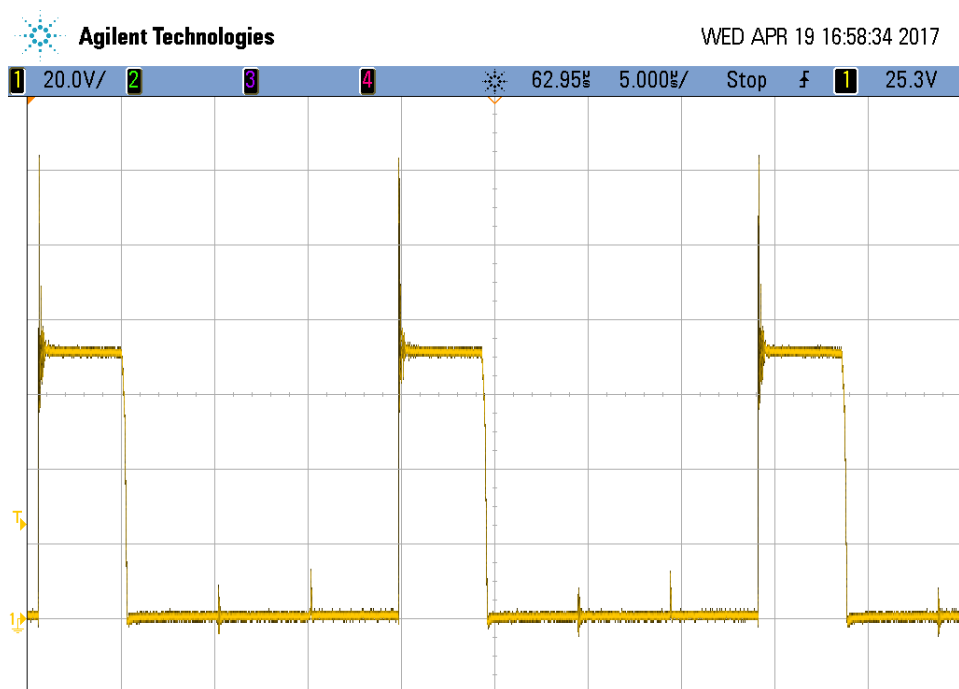
Obr. 5.3-10: Detail náběžné hrany napětí u_{DS} na „dolním“ výkonovém tranzistoru T_4

Na Obr. 5.3-11 je zobrazeno primární napětí u_1 výkonového impulsního transformátoru. Měření bylo prováděno při napětí $U_d = 200$ V, aby se průběh vešel na obrazovku osciloskopu.



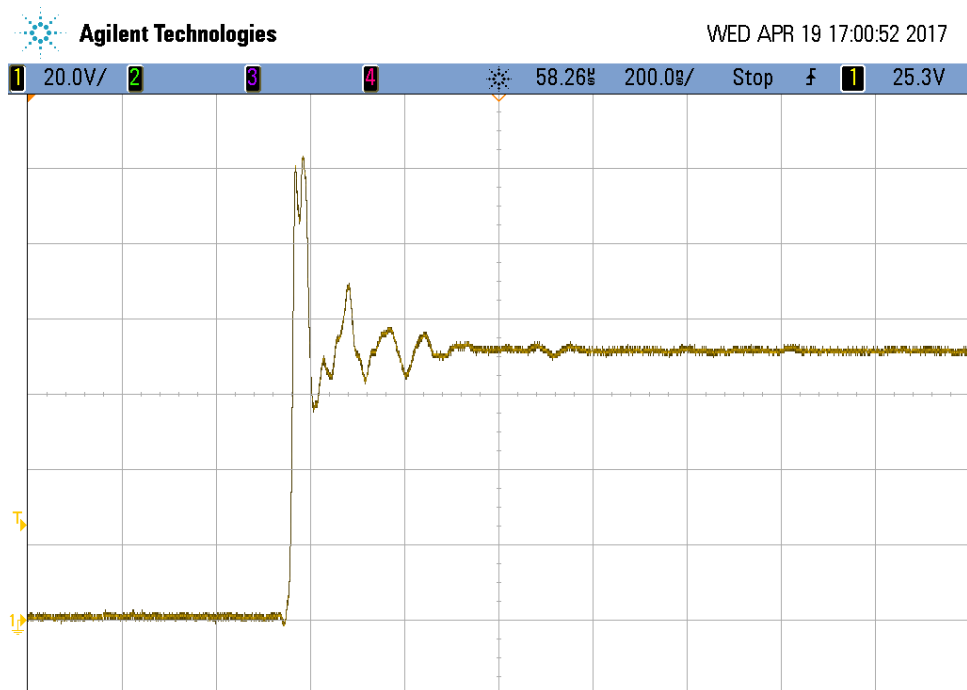
Obr. 5.3-11: Primární napětí u_1 výkonového impulsního transformátoru

Napětí na sekundární usměrňovací diodě D_5 je zobrazeno na Obr. 5.3-12. V závěrném směru je dioda namáhána napětím $u_{KA} = 70$ V, napětíový překmit vlivem rozptylové indukčnosti transformátoru dosahuje téměř 120 V.



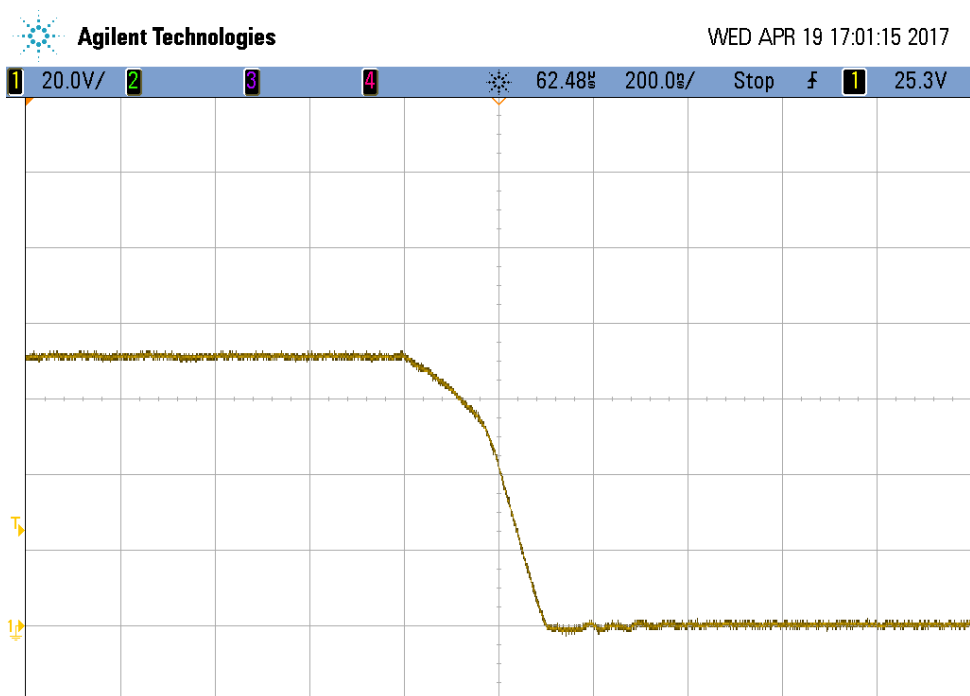
Obr. 5.3-12: Napětí na sekundární usměrňovací diodě D_5

Detail náběžné hrany napětí a napětového překmitu na sekundární usměrňovací diodě D_5 je zaznamenán na **Obr. 5.3-13**.



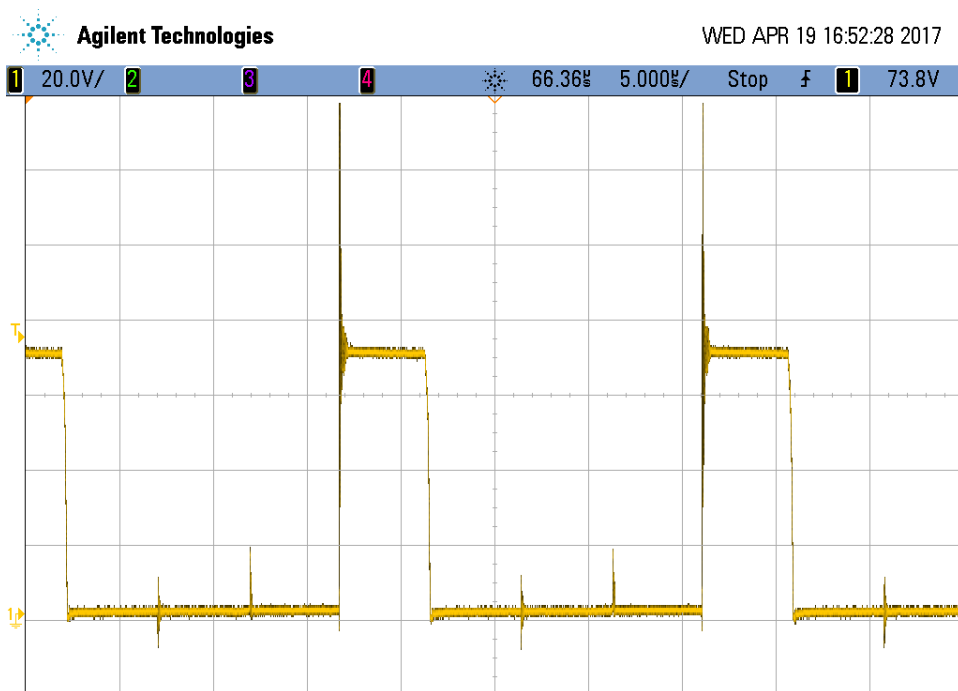
Obr. 5.3-13: Detail náběžné hrany napětí na sekundární usměrňovací diodě D_5

Detail sestupné hrany napětí na sekundární usměrňovací diodě D_5 je zaznamenán na **Obr. 5.3-14**.



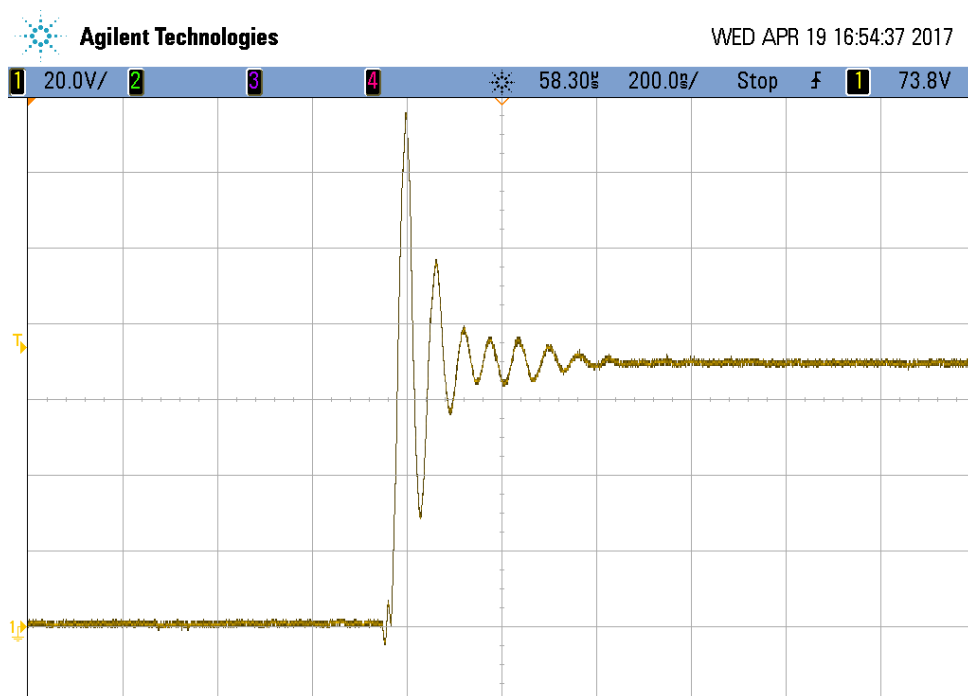
Obr. 5.3-14: Detail sestupné hrany napětí na sekundární usměřovací diodě D_5

Napětí na sekundární nulové diodě D_6 je zobrazeno na **Obr. 5.3-15**. Dioda je v závěrném směru rovněž namáhána napětím $u_{KA} = 70$ V, napětíový překmit dosahuje až 130 V.



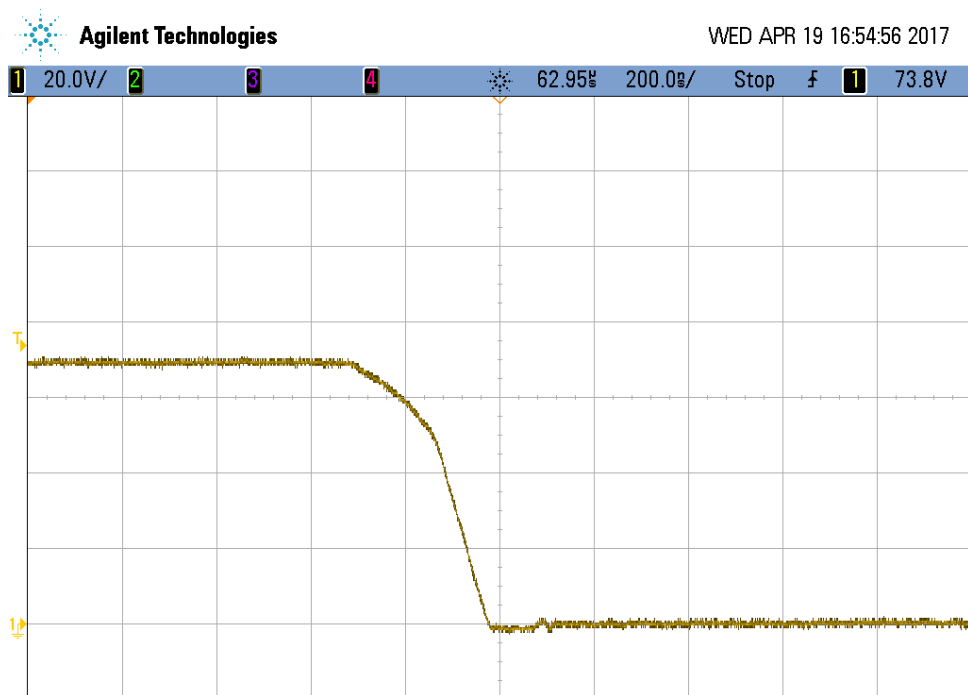
Obr. 5.3-15: Napětí na sekundární nulové diodě D_6

Detail náběžné hrany napětí a napětíového překmitu na sekundární nulové diodě D_6 je zaznamenán na **Obr. 5.3-16**.



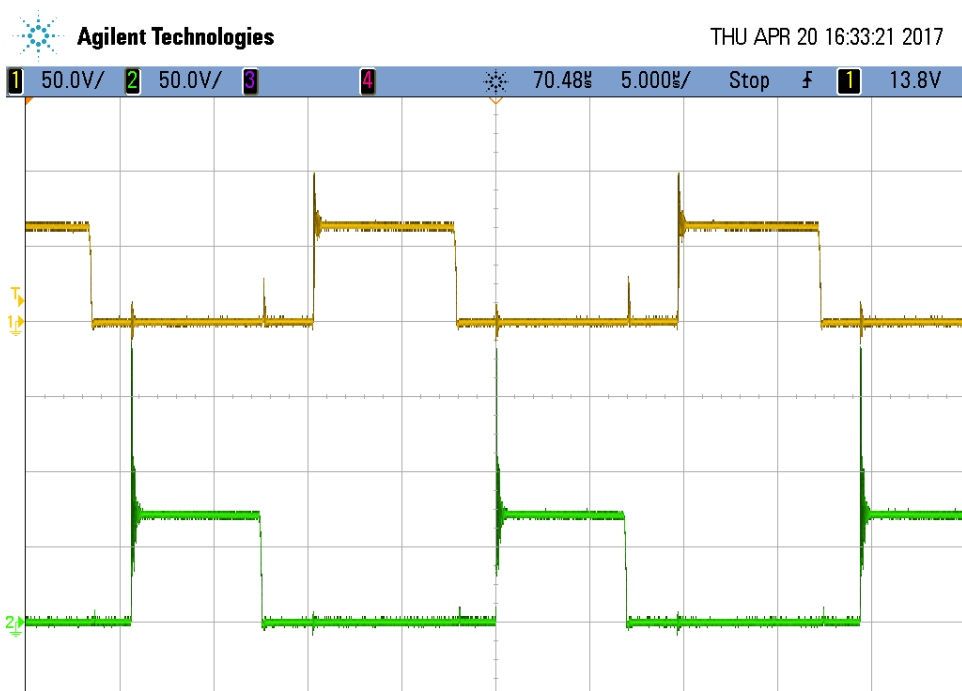
Obr. 5.3-16: Detail náběžné hrany napětí na sekundární nulové diodě D₆

17. Detail sestupné hrany napětí na sekundární nulové diodě D₆ je zachycen na Obr. 5.3-



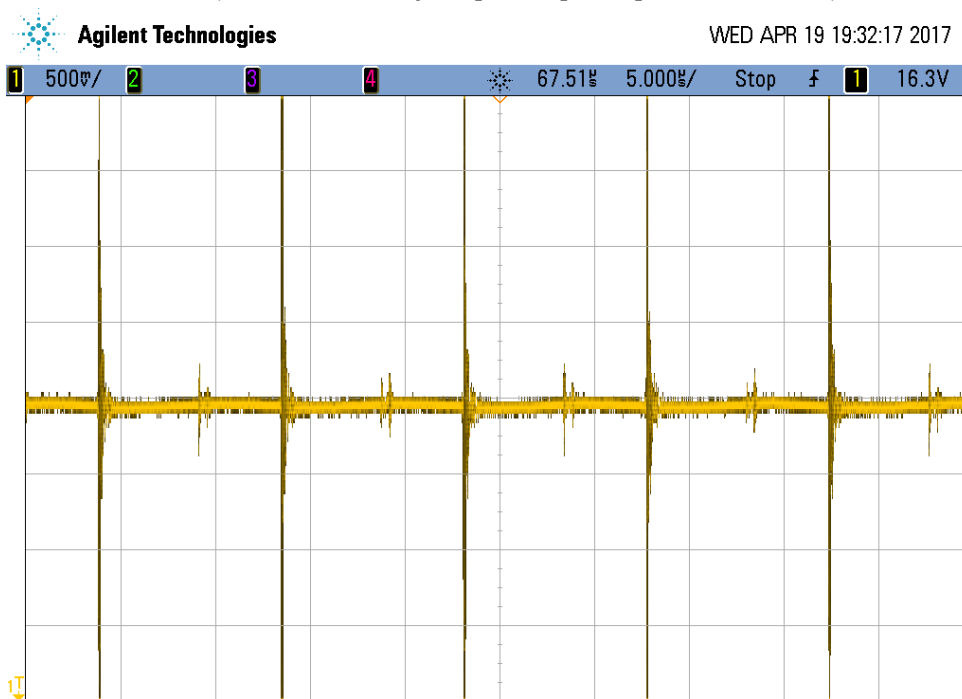
Obr. 5.3-17: Detail sestupné hrany napětí na sekundární nulové diodě D₆

Sekundární napěťové impulsy jsou dvoukanálově zobrazeny na Obr. 5.3-18. Vlivem rozdílu střídny Δs způsobeného synchronním rušením mají žluté pulsy větší šířku a menší výšku, zelené pulsy jsou užší a vyšší. Plochy žlutých a zelených pulsů jsou však stejné.



Obr. 5.3-18: Dvoukanálové zobrazení sekundárních napěťových impulsů

Na Obr. 5.3-19 je zobrazeno výstupní napětí spínaného zdroje.



Obr. 5.3-19: Výstupní napětí spínaného zdroje

5.4 Měření a výpočet účinnosti výkonové části měniče

Pro výpočet účinnosti výkonové části měniče byly změřeny následující hodnoty: $U_d = 300 \text{ V}$, $I_d = 0,81 \text{ A}$, $U_Z = 24 \text{ V}$, $I_Z = 8,7 \text{ A}$. Účinnost se vypočítá podle rovnice (5.4-1):

$$\eta_{skut} = \frac{U_Z I_Z}{U_d I_d} \cdot 100 \quad (5.4-1)$$

Po dosažení naměřených hodnot vyjde $\eta_{skut} = 85,92 \%$. Celková účinnost měniče nebyla záměrně měřena, neboť k napájení budičů, PWM modulátoru a regulačních obvodů slouží lineární zdroj, který účinnost snižuje. V praxi by byl použit pomocný spínaný zdroj malého výkonu. Pro porovnání byl proveden výpočet teoretické účinnosti výkonové části měniče. V tomto případě se účinnost vypočítá podle rovnice (5.4-2):

$$\eta_{teor} = \frac{U_Z I_Z}{U_Z I_Z + \Sigma P_{Cu} + \Sigma P_{Fe} + \Sigma P_{Z ved} + \Sigma P_{Z vyp}} \cdot 100 \quad (5.4-2)$$

ΣP_{Cu} jsou ztráty v primárním a sekundárním vinutí výkonového transformátoru a ve vinutí obou tlumivek L_A a L_B . ΣP_{Fe} jsou hysterezní ztráty v magnetických obvodech transformátoru a obou tlumivek. $\Sigma P_{Z ved}$ jsou ztráty vedením ve všech polovodičových prvcích výkonové části a $\Sigma P_{Z vyp}$ jsou vypínací ztráty ve výkonových tranzistorech T₁ až T₄. Pomocí RLC měřiče byl změřen odpor primárního vinutí $R_{Cu1} = 84,69 \text{ m}\Omega$, odpory obou sekcí sekundárního vinutí $R_{Cu2a} = 10,83 \text{ m}\Omega$ a $R_{Cu2b} = 10,82 \text{ m}\Omega$ a odpory vinutí obou tlumivek $R_{CuA} = 37,59 \text{ m}\Omega$ a $R_{CuB} = 37,78 \text{ m}\Omega$. Ztrátový výkon ve vinutí je dán rovnicí (5.4-3):

$$P_{Cu} = R_{Cu} I_{ef}^2 \quad (5.4-3)$$

Efektivní hodnota proudu tekoucího každou z tlumivek má při proudu zátěže $I_Z = 8,7 \text{ A}$ velikost $I_{ef} = I_Z/2 = 4,35 \text{ A}$ (zdůvodnění v kapitole 3.1.2). Ztrátový výkon ve vinutí tlumivek má podle rovnice (5.4-3) velikost $P_{CuA} = 0,711 \text{ W}$ a $P_{CuB} = 0,715 \text{ W}$. Každou ze sekcí sekundárního vinutí impulsního transformátoru protéká proud o efektivní hodnotě dané rovnicí (3.2-6). Při výstupním napětí $U_Z = 24 \text{ V}$ pracuje měnič v režimu napěťové regulace s plnou střídou $s = 0,39$ (odečtena z **Obř. 5.3-2**). Efektivní hodnota proudu protékajícího oběma polovinami sekundárního vinutí má po dosažení do rovnice (3.2-6) velikost $I_{2ef} = 2,72 \text{ A}$. Podle rovnice (5.4-3) mají ztráty v sekundárním vinutí transformátoru velikost $P_{Cu2a} = 0,08 \text{ W}$ a $P_{Cu2b} = 0,08 \text{ W}$. Efektivní hodnota primárního proudu je dána rovnicí (3.2-7), po dosažení $I_Z = 8,7 \text{ A}$, $s = 0,39$, $N_2 = 4$ a $N_1 = 34$ vyjde $I_{1ef} = 0,904 \text{ A}$. Ztráty v primárním vinutí mají podle rovnice (5.4-3) velikost $P_{Cu1} = 0,069 \text{ W}$. Celkové ztráty v mědi jsou součtem ztrát v jednotlivých vinutích (5.4-4):

$$\Sigma P_{Cu} = P_{Cu1} + P_{Cu2a} + P_{Cu2b} + P_{CuA} + P_{CuB} \quad (5.4-4)$$

Po dosažení vyjde $\Sigma P_{Cu} = 1,655 \text{ W}$. Ztráty v magnetických obvodech byly určeny na základě neúplných informací v katalogových listech pro ETD 39 [15] a ETD 44 [16]. Výrobce uvádí u jádra ETD 39 pro materiál 3C90 ztráty $P_{Fe} < 1,5 \text{ W}$ při indukci $B = 0,1 \text{ T}$ a kmitočtu $f = 100 \text{ kHz}$. U jádra ETD 44 udává výrobce pro materiál 3C90 ztráty $P_{Fe} < 2,3 \text{ W}$ při stejných hodnotách magnetické indukce a pracovního kmitočtu. Hysterezní ztráty jsou úměrné ploše hysterezní smyčky. Jestliže se magnetická indukce zvětší k -krát, plocha hysterezní smyčky se s dobrou přesností zvětší k^2 -krát. Hysterezní ztráty jsou také závislé na kmitočtu, pokud se kmitočet zvýší k -krát, ztráty se rovněž zvýší k -krát (platí při konstantním sycení). Vířivé ztráty ve feritových jádrech prakticky neexistují kvůli velkému elektrickému odporu materiálu [2]. Hysterezní ztráty v jádře transformátoru se přepočítají podle rovnice (5.4-5), kde $B = 0,35 \text{ T}$ a $f = 50 \text{ kHz}$ jsou hodnoty použité v tomto měniči, $B' = 0,1 \text{ T}$, $f = 100 \text{ kHz}$ a $P'_{Fe tr} = 1,5 \text{ W}$ jsou hodnoty uvedené v dokumentaci [15]:

$$P_{Fe\ tr} = \left(\frac{B}{B'}\right)^2 \frac{f}{f'} P'_{Fe\ tr} \quad (5.4-5)$$

Po dosazení vyjde $P_{Fe\ tr} = 9,2$ W. Hysterezní ztráty v tlumivkách jsou způsobeny zvlněním proudu ΔI , nikoli hladkým proudem $I = I_Z/2$. Proto je nutné přepočítat podle rovnice (5.4-6) změnu magnetické indukce ΔB v jádře tlumivek při zvlnění proudu ΔI . Při střídě $s = 0,39$ má podle rovnice (3.1.2-12) zvlnění proudu velikost $\Delta I = 0,268$ A. Magnetická indukce má maximální hodnotu $B_{max} = 0,35$ T při proudu $I_{max} = I_{Zmax}/2 = 5$ A:

$$\Delta B = \frac{\Delta I}{I_{max}} B_{max} \quad (5.4-6)$$

Po dosazení vyjde $\Delta B = 0,019$ T. Rovnice (5.4-5) má pak tvar (5.4-7). Hodnoty $B' = 0,1$ T, $f' = 100$ kHz a $P'_{Fe\ tl} = 2,3$ W pocházejí z dokumentace [16], $f = 50$ kHz je pracovní kmitočet měniče:

$$P_{Fe\ tl} = \left(\frac{\Delta B}{B'}\right)^2 \frac{f}{f'} P'_{Fe\ tl} \quad (5.4-7)$$

Hysterezní ztráty v jádře tlumivky mají velikost $P_{Fe\ tl} = 0,042$ W. Celkové hysterezní ztráty v měniči jsou součtem dílčích hysterezních ztrát podle rovnice (5.4-8):

$$\Sigma P_{Fe} = P_{Fe\ tr} + 2P_{Fe\ tl} \quad (5.4-8)$$

Po dosazení vyjde $\Sigma P_{Fe} = 9,284$ W. Při proudu zátěže $I_Z = 8,7$ A a střídě $s = 0,39$ protéká každým spínacím tranzistorem proud o efektivní hodnotě $I_{ef} = 0,64$ A (3.4.1-1c). Primární nulovou diodou protéká proud o střední hodnotě $I_{stř} = 0,085$ A (3.4.2-1b) a efektivní hodnotě $I_{ef} = 0,193$ A (3.4.2-1c). Sekundární usměrňovací diodou protéká proud o střední hodnotě $I_{stř} = 1,7$ A (3.4.3-1b) a efektivní hodnotě $I_{ef} = 2,72$ A (3.4.3-1c). Sekundární nulovou diodou protéká proud o střední hodnotě $I_{stř} = 2,65$ A (3.4.4-1b) a efektivní hodnotě $I_{ef} = 3,4$ A (3.4.4-1c). Ztrátový výkon vedením v každém spínacím tranzistoru má podle rovnice (4.3.1-1) velikost $P_{z\ T1} = 0,14$ W. Měření účinnosti probíhalo krátký okamžik, výkonové polovodičové prvky se tudíž nestihly ohřát. Ve „studeném“ stavu mají diody větší napěťový úbytek v propustném směru a ztrátový výkon v nich je tedy vyšší než při zahřátí. Z VA charakteristiky diody MUR1560G pro teplotu $T_j = 25$ °C bylo odečteno prahové napětí $U_0 = 0,6$ V, pro napětí $U_1 = 0,7$ V byl odečten proud $I_1 = 0,3$ A a pro napětí $U_2 = 0,8$ V odečten proud $I_2 = 0,8$ A. Diferenciální odpor má podle rovnice (4.3.2-2) opět velikost $R_d = 0,2$ Ω, rovnice (4.3.2-1) má podobu (5.4-9):

$$P_z = 0,6I_{stř} + 0,2I_{ef}^2 \quad (5.4-9)$$

Ztrátový výkon v primární nulové diodě má podle rovnice (5.4-9) velikost $P_{z\ D1} = 0,058$ W. V sekundární usměrňovací diodě má podle rovnice (5.4-9) ztrátový výkon velikost $P_{z\ D5} = 2,5$ W, v sekundární nulové diodě má podle téže rovnice ztrátový výkon velikost $P_{z\ D6} = 3,9$ W. Měnič byl při měření účinnosti napájen ze stejnosměrného zdroje. Trvale otevřenými diodami D_{10} a D_{40} můstkového usměrňovače ve vstupním síťovém napáječi (**Obř. 3.6.1-1**) protéká při proudu $I_d = 0,81$ A proud o střední hodnotě $I_{Dstř} = I_d = 0,81$ A a efektivní hodnotě $I_{Def} = I_d = 0,81$ A. Diody D_{20} a D_{30} jsou trvale uzavřeny. Ztrátový výkon v jedné diodě má podle rovnice (4.3.5-1) velikost $P_{z1} = 0,6$ W. Celkové ztráty vedením jsou součtem dílčích ztrát (5.4-10):

$$\Sigma P_{z\ ved} = 2P_{z1} + 4P_{z\ T1} + 4P_{z\ D1} + 2P_{z\ D5} + 2P_{z\ D6} \quad (5.4-10)$$

Po dosazení vyjde $\Sigma P_{z\ ved} = 14,79$ W. Při proudu zátěže $I_z = 8,7$ A protéká každým spínacím tranzistorem proud o špičkové hodnotě $I_{sp} = 1,46$ A (3.4.1-1a). Vypínací ztráty v jednom tranzistoru mají podle rovnice (4.2-6) velikost $P_{z\ vyp} = 0,268$ W. Celkové vypínací ztráty pak mají velikost danou rovnicí (5.4-11):

$$\Sigma P_{z\ vyp} = 4P_{z\ vyp} \quad (5.4-11)$$

Po dosazení vyjde $\Sigma P_{z\ vyp} = 1,072$ W. Teoretická účinnost výkonové části měniče pak má podle rovnice (5.4-2) velikost $\eta_{teor} = 88,62$ %. Teoretická účinnost měniče je o 2,7 % vyšší než účinnost naměřená. Skutečné ztráty v měniči jsou tedy větší než ztráty vypočítané. To se týká zejména ztrát v polovodičových prvcích a hysterezních ztrát v magnetických obvodech, které mezi celkovými ztrátami dominují.

6 ZÁVĚR

Diplomová práce se zabývala problematikou dvojjinných propustných měničů s impulsním transformátorem. V úvodní části byla provedena klasifikace spínaných zdrojů. V další části byly vysvětleny dva odlišné řídicí algoritmy celého můstku a vyjmenovány a popsány jednotlivé typy sekundárních usměrňovačů dvojjinných propustných měničů. Poté byl popsán problém stejnosměrné magnetizace transformátoru dvojjinných propustných měničů a vysvětleny postupy odstranění tohoto problému. Pro úplnost byl popsán i dvojjinný propustný měnič zapojený jako poloviční můstek.

Cílem této práce byl návrh a konstrukce dvojjinného propustného měniče s impulsním transformátorem napájeného z jednofázové sítě 230 V/ 50 Hz. Měnič bude sloužit jako výuková pomůcka. Výstupní stejnosměrné napětí měniče má velikost 24 V, do zátěže je měnič schopen dodat proud 10 A. Měnič je řízený prvním řídicím algoritmem a pracuje na kmitočtu 50 kHz.

Výstupní LC-filtr obsahuje z důvodu potlačení stejnosměrné magnetizace transformátoru dvě tlumivky, každá z nich má indukčnost 607 μH . Tlumivky jsou realizovány na jádrech ETD 44-3C90. Vinutí má 50 závitů vodiče o průměru 1,78 mm. Vzduchová mezera má délku 0,42 mm. Baterie filtračních kondenzátorů má celkovou kapacitu 108,3 μF .

Výkonový impulsní transformátor je realizován na jádře ETD 39-3C90. Primární vinutí má 34 závitů, sekundární vinutí je s ohledem na potlačení stejnosměrné magnetizace zdvojené, každá sekce má 8 závitů. Použito je vysokofrekvenční lanko Rupalit. Lanko primárního vinutí má průměr dílčího vodiče 0,2 mm a obsahuje 20 paralelních vodičů, lanko sekundárního vinutí má průměr dílčího vodiče 0,1 mm a obsahuje 180 paralelních vodičů. Kvůli potlačení stejnosměrné magnetizace je v sérii s primárním vinutím zapojen svitkový impulsní oddělovací kondenzátor o kapacitě 1,5 μF .

Použité spínací tranzistory MOS-FET jsou typu FCPF400N60 se závěrným napětím 600 V a maximálním proudem 10 A. Primární nulové diody jsou typu MUR1560G se závěrným napětím 600 V a středním proudem 15 A. S ohledem na potlačení stejnosměrné magnetizace transformátoru jsou použity dva jednocestné sekundární usměrňovače s nulovou diodou. Všechny čtyři diody (dvě usměrňovací a dvě nulové) jsou opět typu MUR1560G. Výkonové součástky mají pouzdro TO 220. V další části práce byl vypočítán ztrátový výkon ve výkonových součástkách a poté určen tepelný odpor příslušných chladičů.

Každý z výkonových tranzistorů je buzen samostatným budičem řešeným jako jednočinný propustný měnič s demagnetizací do Zenerovy diody. Budič umožňuje spínat výkonový tranzistor kladným napětím + 15 V a vypínat záporným napětím - 5 V. Impulsní transformátek budiče je realizován na jádře RM 8-N97, primární vinutí má 16 závitů, sekundární vinutí má 24 závitů. Primár i sekundár je vinut vodičem o průměru 0,35 mm. Proudový impuls protékající parazitní kapacitou transformátorků v budičích „horních“ výkonových tranzistorů při spínání „dolních“ výkonových tranzistorů způsoboval po zesílení koncovým stupněm budiče nežádoucí pootevírání „horních“ tranzistorů. Proto je

mezi primární a sekundární vinutí transformátorků v budičích „horních“ tranzistorů vložena měděná fólie pro odvod kapacitního proudu. Tato fólie je spojena s elektrodou „S“ příslušného výkonového tranzistoru. Dalším opatřením pro omezení parazitních spínacích impulsů způsobených průchodem kapacitního proudu je náhrada NPN tranzistorů v koncových stupních všech budičů diodami 1N4148. Diody jsou připojeny mezi báze a emitory původních tranzistorů. Nežádoucí pootevírání „horních“ výkonových tranzistorů je uvedenými opatřeními potlačeno. Spínací tranzistor v budiči je MOS-FET typu BS 170.

Vstupní síťový napáječ výkonové části se skládá z usměrňovacího můstku KBU8M a dvou paralelně spojených sběracích kondenzátorů o výsledné kapacitě 200 μF . Usměrňovací diody mají závěrné napětí 1000 V a střední proud 8 A.

Jako PWM modulátor je použit obvod SG3525AN, který umožňuje řídit měnič pouze prvním řídicím algoritmem. K regulaci výstupních veličin slouží kaskádní regulační struktura s podřízenou proudovou smyčkou. Podřízená proudová smyčka eliminuje setrvačnost tlumivek ve výstupním LC-filtrem a tím snižuje řád regulované soustavy o jedničku. Kaskádní regulační struktura využívá pět dvojitych operačních zesilovačů a umožňuje režim regulace na konstantní výstupní napětí, režim regulace na konstantní výstupní proud, přepínání mezi oběma režimy a nastavení proudového omezení.

Regulační obvody a PWM modulátor jsou napájeny ze stejnosměrného zdroje symetrického napětí $\pm 15\text{ V}$, budiče spínacích tranzistorů a koncové stupně PWM modulátoru jsou napájeny z téhož zdroje napětím $+ 15\text{ V}$. Zdroj obsahuje síťový transformátorek, dvojcestný můstkový usměrňovač, sběrací kondenzátory, dva lineární stabilizátory 7815 a jeden lineární stabilizátor 7915.

Výkonová část měniče dosáhla v provozu účinnosti 85,92 %, účinnost celého měniče nebyla měřena z důvodu napájení regulačních obvodů a budičů výkonových tranzistorů z lineárního zdroje. Pro ověření byla vypočítána teoretická účinnost výkonové části měniče, která dosahuje 88,62 %. Rozdíl 2,7 % je způsoben nepřesným určením ztrát v polovodičových prvcích a hysterezních ztrát v magnetických obvodech, které jsou ve skutečnosti vyšší než ztráty vypočtené. Časové průběhy napětí v důležitých uzlech měniče dokumentují přiložené oscilogramy. Měnič je realizován na oboustranné desce plošných spojů, která byla navržena v programu EAGLE verze 6.4.0. Ke kreslení schémat byl použit program ProfiCAD.

Literatura

- [1] FOLPRECHT, Martin. *Síťový spínaný zdroj*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, 2015. 57 s. Vedoucí bakalářské práce doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka.
- [2] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. 1. vyd. V Brně: VUTIUM, 2011, 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6
- [3] KADLEC, Josef. *Spínané zdroje velkého výkonu- paralelní řazení zdrojů: dizertační práce*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, 2015. 191 s. Vedoucí dizertační práce doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka.
- [4] MIKULČÁK, Jiří. *Matematické, fyzikální a chemické tabulky pro střední školy*. 4. vyd. Praha: Prometheus, 2007, 206 s. ISBN 978-807-1963-455
- [5] DRÁPELA, Jiří. *Kvalita elektrické energie a elektromagnetická kompatibilita*. Brno: FEKT VUT, 2016, s. 34-35.
- [6] Fourierovy řady. *ČVUT, Fakulta elektrotechnická, Katedra matematiky* [online]. [cit. 2016-12-26]. Dostupné z: <http://math.feld.cvut.cz/mt/txte/3/txc3ea3f.htm>
- [7] PATOČKA, Miroslav. *Technika výkonových měničů*. Brno: FEKT VUT.
- [8] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Sv. II. Měniče bez vf. impulsního transformátoru*. 2. vyd. Brno: FEKT VUT, 2005.
- [9] ST MICROELECTRONICS. *SG2525A SG3525A: Regulating pulse width modulators*. June 2000.
- [10] PATOČKA, Miroslav. VOREL, Pavel. *Řídicí elektronika: 2. díl. Aktivní obvody*. Brno: FEKT VUT, 2004.
- [11] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Sv. I. Tepelné jevy a činný výkon*. 2. vyd. Brno: FEKT VUT, 2005.
- [12] VALSA, Juraj. PATOČKA, Miroslav. PETRŮ, František. Jednoduchý matematický model výkonového spínacího tranzistoru. *Elektrotechnický obzor*. 1988, roč. 77, č. 4, s. 215-223.
- [13] VOREL, Pavel. PATOČKA, Miroslav. *Průmyslová elektronika*. Brno: FEKT VUT, 2007.
- [14] *Výpočty chlazení elektronických součástí* [online]. [cit. 2016-12-26]. Dostupné z: <http://www.souch.cz/dok/e/chlazení.pdf>
- [15] FERROXCUBE. *ETD39/20/13: Cores and accessories, data sheet*. September 2008.
- [16] FERROXCUBE. *ETD44/22/15: Cores and accessories, data sheet*. September 2008.

Seznam symbolů, veličin a zkratek

Značka	Význam	Jednotka
A_L	konstanta feritového jádra	(nH N ⁻²)
B_{max}	maximální hodnota magnetické indukce	(T)
B	magnetická indukce	(T)
C	kapacita	(F)
d_{Cu}	průměr vodiče	(m)
EMC	elektromagnetická kompatibilita	
f, f_0	frekvence, vlastní frekvence	(Hz)
G_{CE}	vodivost tranzistoru	(S)
IO	integrovaný obvod	
$I_d, I_{stř}$	střední hodnota proudu	(A)
I_{ef}	efektivní hodnota proudu	(A)
IGBT	insulated gate bipolar transistor	
$I_{šp}, I_{max}$	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	
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)
Q	náboj	(C)

R_{Cu}	odpor vinutí	(Ω)
R_d	diferenciální odpor	(Ω)
R_{DSon}	odpor drain- source tranzistoru MOS-FET v sepnutém stavu	(Ω)
R_G	„zpomalovací“ odpor pro řídicí elektrodu tranzistoru MOS-FET	(Ω)
$R_{i\sigma}$	ekvivalentní vnitřní odpor	(Ω)
R_s	parazitní sériový odpor (kondenzátoru)	(Ω)
$R_{\theta CH}$	tepelný odpor ve styku mezi pouzdrem a chladičem	($^{\circ}C W^{-1}$)
$R_{\theta H}$	tepelný odpor chladiče	($^{\circ}C W^{-1}$)
$R_{\theta JC}$	tepelný odpor mezi čipem a pouzdrem	($^{\circ}C W^{-1}$)
s	střída	(-)
Δs	rozdíl střídy	(-)
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	($^{\circ}C$)
T_{jmax}	maximální teplota čipu	($^{\circ}C$)
ΔT	dovolené oteplení čipu	($^{\circ}C$)
t_n	interval dobíjení kondenzátoru	(s)
t_z	doba zapnutí	(s)
t_0	ochranná doba, odskok, deadtime	(s)
t_1	fázový posuv mezi spínáním tranzistorů ve větvích	
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)
$U_d, U_{stř}$	střední hodnota napětí	(V)
U_{ss}	stejnoseměrná složka napětí	(V)
$U_{šp}$	špičková hodnota napětí	(V)
U_Z	napětí na zátěži	(V)
U_{ZD}	napětí na Zenerově diodě	(V)
U_0	prahové napětí diody	(V)
ν_f	vysokofrekvenční (signál)	
W_{on}	ztrátová energie při zapínání tranzistoru	(J)
W_{off}	ztrátová energie při vypínání tranzistoru	(J)
Φ	magnetický tok v jádře	(Wb)
Ψ	spřažený tok	(Wb)
δ, δ_{Cu}	hloubka vniku (kap. 2.1 a 3.2)	(m)
δ	relativní pokles napětí (kap. 3.6.1 a kap. 3.6.2)	(-)

μ_0	permeabilita vakua	(H m ⁻¹)
μ_r	relativní permeabilita	(-)
ξ	činitel tlumení (RLC obvodu)	(-)
ρ	měrný odpor	(Ω m)
σ	proudová hustota	(A m ⁻²)
τ	časová konstanta (RLC obvodu)	(s)
τ_θ	tepelná časová konstanta	(s)
ω_0	vlastní úhlová frekvence	(rad s ⁻¹)

Seznam příloh

Přílohy jsou uloženy na CD, které je přiloženo k této práci.

Příloha 1. Kompletní schéma zapojení (EAGLE)

Příloha 2. Návrh desky plošných spojů (EAGLE)

Příloha 3. Seznam použitých součástek (PDF)