



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**

**ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A
ELEKTRONIKY**

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

ZDROJ VYSOKÉHO NAPĚTÍ PRO MĚŘENÍ ELEKTRICKÉ PEVNOSTI IZOLANTŮ

HIGH VOLTAGE POWER SUPPLY FOR DIELECTRIC STRENGTH

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

MICHAEL KLEJMA

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. JAN MARTIŠ

BRNO 2015



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

Student: Michael Klejma

ID: 155173

Ročník: 3

Akademický rok: 2014/2015

NÁZEV TÉMATU:

Zdroj vysokého napětí pro měření elektrické pevnosti izolanů

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Vyberte vhodnou koncepci a topologii silového obvodu zdroje a dimenzujte jej.
2. Navrhněte řídicí obvody zdroje.
3. Pro celý zdroj navrhněte, vyrobte a osadte desku plošných spojů.
4. Zdroj oživte a proveďte ověřovací měření důležitých veličin v různých částech zdroje.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] PATOČKA, M. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. Brno: VUTIUM, 2011. 564 s. ISBN: 978-80-214-4003- 6.
- [2] Patočka M. Vybrané stati z výkonové elektroniky, Svazek II., Vydání 3., skriptum FEKT VUT Brno, 2004
- [3] Vorel P., Procházka P. Řídicí členy v elektrických pohonech. Skriptum FEKT VUT Brno, 2009

Termín zadání: 22.9.2014

Termín odevzdání: 2.6.2015

Vedoucí práce: Ing. Jan Martiš

Konzultanti bakalářské práce:

doc. Ing. Petr Toman, Ph.D.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Bakalářská práce se zabývá volbou vhodného řešení vysokonapěťového zdroje se stejnosměrným výstupním napětím regulovatelným v rozsahu 0 – 50 kV. Zdroj bude sloužit k testování elektrické pevností izolantů s možností zobrazení napětí, při kterém došlo k průrazu izolantu.

Při hodnotách trvalého výstupního proudu do 1 mA je jako vhodné řešení zvolen kaskádní násobič napětí. Ten je napájen spínaným zdrojem s vysokonapěťovým impulzním transformátorem. Měnič používá netradiční jednočinnou topologii, která umožňuje dodávat střídavý proud do násobiče napětí. Jedná se o obvodově jednoduché řešení, ovšem s obtížnější analýzou funkce, která bude v práci detailněji popsána.

Zdroj byl úspěšně realizován a otestován. Konstrukce ovšem vykazuje problémy s rušením vlastních obvodů. Po mírném odladění bylo při měření dosaženo žádaných parametrů.

Abstract

This thesis deals with a choice of proper solution of high voltage source with regulated DC output in range of 0 – 50 kV. Source will be used for testing of electrical insulators, with function of displaying voltage at which breakdown of the insulator occurred.

Due to low output current up to 1 mA it is possible to use a cascade voltage multiplier as suitable solution. The voltage multiplier is powered by switching-mode power supply with high voltage pulse transformer. The inverter uses single-acting innovative topology that enables a supply of alternating current to the voltage multiplier. This solution is simple, but an analysis of operation is difficult, as will be described in details in this thesis.

Realization and testing of the source has been successfully done, but the source had problems with its own EMC. After debugging, requested parameters have been achieved.

Klíčová slova

spínaný zdroj; DC/DC měnič; vysoké napětí; násobič napětí

Keywords

Switching power supply; DC/DC inverter; high voltage; voltage multiplier

Bibliografická citace

KLEJMA, M. Zdroj vysokého napětí pro měření elektrické pevnosti izolantů . Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 59 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Jan Martiš.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Zdroj vysokého napětí pro měření elektrické pevnosti izolačních těles“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské 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 bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské 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 § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne

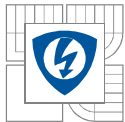
Podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Janu Martišovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne

Podpis autora



OBSAH

OBSAH	7
SEZNAM OBRÁZKŮ	9
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	11
ÚVOD	13
1 VOLBA VHODNÉ KONCEPCE	14
1.1 SPÍNANÉ ZDROJE	15
1.2 TOPOLOGIE SPÍNANÝCH ZDROJŮ - DC/DC MĚNIČE	16
1.2.1 SNIŽUJÍCÍ MĚNIČ (STEP-DOWN).....	17
1.2.2 ZVYŠUJÍCÍ MĚNIČ (STEP-UP).....	19
1.2.3 JEDNOČINNÝ PROPUSTNÝ MĚNIČ (FORWARD).....	20
1.2.4 DVOJČINNÝ MĚNIČ (PUSH-PULL).....	22
1.2.5 DVOJČINNÝ MĚNIČ PLNÝ MOST (FULL BRIDGE)	23
1.2.6 DVOJČINNÝ MĚNIČ POLOVIČNÍ MOST (HALF BRIDGE).....	23
1.2.7 JEDNOČINNÝ BLOKUJÍCÍ MĚNIČ (FLYBACK)	24
1.3 USMĚRŇOVAČE - AC/DC MĚNIČE	25
1.3.1 MŮSTKOVÝ DVOUPULZNÍ USMĚRŇOVAČ SE SBĚRACÍM KONDENZÁTOREM	25
1.3.2 MŮSTKOVÝ DVOUPULZNÍ USMĚRŇOVAČ S LC FILTREM	26
1.3.3 JEDNOPULZNÍ USMĚRŇOVAČ SE SBĚRACÍM KONDENZÁTOREM.....	27
1.3.4 DVOUPULZNÍ UZLOVÝ USMĚRŇOVAČ.....	27
1.4 NÁSOBIČE NAPĚTÍ	28
1.4.1 PARALELNÍ NÁSOBIČ NAPĚTÍ	28
1.4.2 PŮVLNĚNÝ SÉRIOVÝ NÁSOBIČ NAPĚTÍ.....	28
1.4.3 CELOVLNĚNÝ SÉRIOVÝ NÁSOBIČ NAPĚTÍ	29
1.5 VSTUPNÍ ODRUŠOVACÍ FILTR	29
2 NÁVRH SPÍNANÉHO ZDROJE	30
2.1 ZVOLENÁ TOPOLOGIE	30
2.1.1 PRINCIP FUNKCE S IDEÁLNÍMI PRVKY	31
2.1.2 PRINCIP FUNKCE S REÁLNÝMI PRVKY A VYBITÝM NÁSOBIČEM	31
2.2 USMĚRŇOVAČ S FILTRAČNÍM KONDENZÁTOREM	32
2.3 TRANSFORMÁTOR	35
2.4 TRANZISTOROVÝ MĚNIČ	36
2.5 NÁSOBIČ NAPĚTÍ	37
2.5.1 VÝPOČET.....	38
2.6 ŘÍDICÍ OBVODY	39
2.6.1 POMOCNÝ ZDROJ	40
2.6.2 PRIMÁRNÍ STRANA	42
2.6.3 SEKUNDÁRNÍ STRANA.....	44
3 REALIZACE A MĚŘENÍ ZDROJE	47

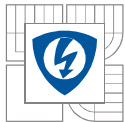


3.1 KONSTRUKCE DESKY PLOŠNÝCH SPOJŮ	47
3.2 KONSTRUKCE VYSOKONAPĚŤOVÉHO TRANSFORMÁTORU	48
3.3 KONSTRUKCE NÁSOBIČE NAPĚTÍ	48
3.4 MECHANICKÉ USPOŘÁDÁNÍ	49
3.4.1 VYVEDENÍ ZKUŠEBNÍHO NAPĚTÍ	49
3.5 OŽIVENÍ A MĚŘENÍ ZDROJE	51
3.5.1 MĚŘENÍ NAPĚŤOVÝCH PRŮBĚHŮ	52
4 ZÁVĚR	57
LITERATURA	58

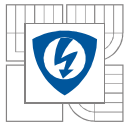


SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obr. 1.1: Obecné blokové schéma spínaného zdroje, modifikováno z [3]</i>	16
<i>Obr. 1.2: Snižující měnič napětí</i>	18
<i>Obr. 1.3: Zvyšující měnič napětí</i>	19
<i>Obr. 1.4: Jednočinný propustný měnič s demagnetizačním vinutím</i>	21
<i>Obr. 1.5: Jednočinný propustný měnič se Zenerovou diodou</i>	21
<i>Obr. 1.6: Jednočinný propustný měnič se dvěma tranzistory</i>	22
<i>Obr. 1.7: Dvočinný měnič (PUSH-PULL)</i>	22
<i>Obr. 1.8: Dvočinný měnič plný most (FULL BRIDGE)</i>	23
<i>Obr. 1.9: Dvočinný měnič poloviční most (HALF BRIDGE)</i>	24
<i>Obr. 1.10: Jednočinný blokující měnič</i>	25
<i>Obr. 1.11: Můstkový dvoupulzní usměrňovač se sběracím kondenzátorem</i>	26
<i>Obr. 1.12: Můstkový dvoupulzní usměrňovač s LC filtrem</i>	26
<i>Obr. 1.13: Jednopulzní usměrňovač se sběracím kondenzátorem</i>	27
<i>Obr. 1.14: Dvoupulzní uzlový usměrňovač</i>	27
<i>Obr. 1.15: Paralelní násobič napětí čtyřstupňový, modifikováno z[9]</i>	28
<i>Obr. 1.16: Sériový půlvlnný násobič napětí čtyřstupňový</i>	28
<i>Obr. 1.17: Sériový celovlnný násobič čtyřstupňový, modifikováno z [9]</i>	29
<i>Obr. 1.18: Vstupní odrušovací filtr, modifikováno z [6]</i>	30
<i>Obr. 2.1: Výsledná topologie vysokonapěťového zdroje</i>	31
<i>Obr. 2.2: Výsledná topologie včetně parazitních prvků transformátoru</i>	32
<i>Obr. 2.3: Tranzistorový měnič - silová část</i>	36
<i>Obr. 2.4: Schéma vysokonapěťového násobiče napětí včetně zpětné vazby</i>	38
<i>Obr. 2.5: Blokové schéma VN zdroje s řídicími obvody</i>	39
<i>Obr. 2.6: Vnitřní struktura obvodu TOPSwitch223PN, převzato z [11]</i>	41
<i>Obr. 2.7: Schéma zapojení pomocného zdroje</i>	42
<i>Obr. 2.8: Blokové schéma vnitřní struktury obvodů UC384X, převzato z [10]</i>	43
<i>Obr. 2.9: Primární strana vysokonapěťového zdroje</i>	44
<i>Obr. 2.10: Sekundární strana řídicích obvodů včetně ovládacích a zobrazovacích prvků</i>	46
<i>Obr. 3.1: Deska plošných spojů</i>	47
<i>Obr. 3.2: Osazená deska plošných spojů</i>	47
<i>Obr. 3.3: Vysokonapěťový transformátor</i>	48

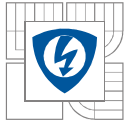


<i>Obr. 3.4: Skutečná konstrukce násobiče napětí před zalitím parafínem.....</i>	<i>49</i>
<i>Obr. 3.5: Koncept mechanického uspořádání z vnějšku</i>	<i>50</i>
<i>Obr. 3.6: Koncept mechanického uspořádání uvnitř</i>	<i>50</i>
<i>Obr. 3.7: Kompletní vysokonapěťový zdroj.....</i>	<i>51</i>
<i>Obr. 3.8: Průběh napětí na kolektoru (nahore) a řídicí elektrodě tranzistoru (dole), naprázdno, Napětí meziobvodu sníženo na 100 V.....</i>	<i>52</i>
<i>Obr. 3.9: Detail vypínacího děje, naprázdno, napětí meziobvodu sníženo na 150 V</i>	<i>53</i>
<i>Obr. 3.10: Detail zapínacího děje, naprázdno, napětí meziobvodu sníženo na 150 V</i>	<i>53</i>
<i>Obr. 3.11: Průběh napětí na jednom přidaném sekundárním závitu (nahore) a napětí na řídicí elektrodě (dole), naprázdno</i>	<i>54</i>
<i>Obr. 3.12: Průběh odezvy na regulační skok, žádaná hodnota (dole), skutečná hodnota (nahore)</i>	<i>55</i>
<i>Obr. 3.13: Detail průběhu odezvy na regulační skok.....</i>	<i>55</i>
<i>Obr. 3.14: Průběh napětí na kolektoru (nahore) a řídicí elektrodě (dole), násobič nakrátko, napětí meziobvodu sníženo na 150 V.</i>	<i>56</i>



SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

B [T]	magnetická indukce
C [F]	kapacita kondenzátoru
E_I [W]	energie akumulovaná v jednom cyklu
I_{mag} [A]	magnetizační proud
I_0 [A]	počáteční hodnota proudu
$I_{stř}$ [A]	střední hodnota proudu
$I_{Dstř}$ [A]	střední hodnota proudu diodou
I_{Def} [A]	efektivní hodnota proudu diodou
$I_{šp}$ [A]	špičková hodnota proudu diodou
I_{Tef} [A]	efektivní hodnota proudu tranzistorem
$I_{stř}$ [A]	střední hodnota proudu
$I_{šp}$ [A]	špičková hodnota proudu
i_C [A]	okamžitá hodnota proudu kondenzátorem
i_2 [A]	okamžitá hodnota proudu na sekundární straně transformátoru
L_I [H]	magnetizační indukčnost primárního vinutí
l_v [m]	délka vzduchové mezery
N_I [-]	počet závitů primárního vinutí
N_2 [-]	počet závitů sekundárního vinutí
n [-]	počet stupňů násobiče napětí
P_{max} [W]	maximální příkon zdroje
p [-]	převod transformátoru
R_{SS} [Ω]	hodnota rezistoru soft-startu
s [-]	střída spínání
s_{off} [-]	poměrná doba vypnutí tranzistoru.
T [s]	perioda
t_{on} [s]	doba zapnutí
t_{off} [s]	doba vypnutí
t_{nab} [s]	doba nabíjení kapacity
t_{vyb} [s]	doba vybíjení kapacity
t_{rr} [s]	doba zpětného zotavení diody



u_t [V]	okamžitá hodnota napětí v čase t
U_d [V]	napětí meziobvodu (stejnoseměrná hodnota)
U_{ef} [V]	efektivní hodnota napětí
$U_{\dot{s}p}$ [V]	špičková hodnota napětí
λ [-]	celkový účinník (power factor)
ΔP_R [W]	ztráty na odporu soft-startu
ΔU_d [V]	zvlnění napětí meziobvodu
Δu_C [V]	pokles napětí na kondenzátoru
Δt [s]	časový úsek
ω [rad/s]	úhlový kmitočet
Ψ [Wb]	spřažený magnetický tok
τ [s]	časová konstanta
PFC	power factor correction (korekce účinníku)
VN	vysoké napětí
PWM	pulse width modulation (pulsně šířková modulace)
Vf	vysokofrekvenční



ÚVOD

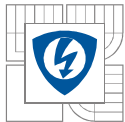
Cílem této práce je nalézt vhodnou koncepci a celkové řešení regulovaného zdroje vysokého napětí pro účely měření průrazného napětí izolantů. Zdroj bude napájen z jednofázové sítě. Výstupní stejnosměrné napětí by mělo být plynule nastavitelné téměř od 0 do zhruba 50 kV a to v bezpečných mezích trvalého proudu cca 0,5 mA, tomu odpovídá výkon přibližně 25 W.

Samostatné zdroje podobných parametrů nejsou na trhu běžně dostupné. Dříve se používali v CRT obrazovkách k urychlování elektronů. V současné době se vyskytují například v rentgenových přístrojích, elektronových mikroskopech nebo jako v našem případě ke zkušebním účelům. Vysoké napětí obecně může sloužit také k výrobě ozónu.

Prvním problémem je nalézt řešení, které bude schopné takové napětí vytvořit. Současně existuje několik možností jak takového napětí dosáhnout. Zdánlivě nejjednodušší by byl síťový transformátor, problém by ale nastal při regulaci a především konstrukci takového zařízení. Při zadaných požadavcích je výhodné zdroj konstruovat jako spínaný s impulzním transformátorem. Kromě menších rozměrů bude výhoda také v efektivnější regulaci, která bude z principu bezztrátová. Vysoké napětí v součinnosti s vysokými kmitočty sebou nese značné návrhové problémy.

Výhodou je, že zdroj může mít relativně měkkou voltampérovou charakteristiku. Po elektrickém průrazu izolantu již není potřeba napětí udržovat konstantní. Zajímá nás pouze, při jaké hodnotě průraz nastal. Trvalý proud bez výrazného poklesu napětí se orientačně předpokládá okolo 0,5 mA z důvodu pokrytí ztrát přes svodové odbory izolantů a případně korónového výboje. Podrobnější volba koncepce bude diskutována v první části práce.

V další části práce bude řešen konkrétní návrh schématu včetně řídicích obvodů. Tyto obvody musí umožnit obsluze nastavit hodnotu výstupního napětí, detekovat průraz izolantu a zaznamenat hodnotu průrazného napětí. Poslední část bude věnována oživení a měření zdroje.



1 VOLBA VHODNÉ KONCEPCE

Požadavky na náš zdroj nastaveny poněkud odlišně než u nízkonapěťových napájecích zdrojů pro různá elektronická zařízení a podobně. U těchto zdrojů je kladen důraz především na vysokou efektivitu a nízkou výrobní cenu. U našeho zdroje však požadujeme stejnosměrné vysoké výstupní napětí (až 50 kV) při malém výstupním výkonu, maximálně pár desítek W. K řešení úkolu je potřeba přistupovat jinak – nebude nás příliš zajímat účinnost, ale hlavně realizovatelnost a správná funkce zdroje s ohledem na všechny problémy spojené s návrhem vysokonapěťového zdroje (zejména parazitní jevy – kapacity, bude vysvětleno dále). Proto zde nepovažujeme striktní dodržení standardních topologií spínaných zdrojů, ale volíme takovou topologii, která nám umožní nejsnadnější návrh vysokonapěťové části zdroje.

Základním požadavkem, od kterého se návrh bude odvíjet, je dosažitelnost vysokého napětí (až 50 kV) na výstupu s možností regulace. Napětí můžeme zvyšovat několika způsoby:

a) Klasický síťový transformátor

Jedná se o nejnámější a nejpoužívanější způsob přeměny napětí na vyšší nebo nižší hodnoty. Pokud ale potřebujeme dosáhnout takto vysoké napětí, je konstrukce v domácích podmínkách náročná až prakticky nemožná. Kapacita sekundárního vinutí při frekvenci 50 Hz není příliš velký problém. Napětí by bylo možné poměrně snadno usměrnit a vyfiltrovat. Problém ovšem představuje samotný transformátor, pro takové napětí by byl značně rozměrný. Regulace napětí by byla obtížná. Variantu přímé transformace tedy zavrhuje.

b) Teslův transformátor

Teslův transformátor je velmi populární zařízení, které ale nemá valné praktické využití. Pracuje na principu laděného rezonančního obvodu. Transformátor tvoří dvě axiálně řazené cívky se vzduchovým jádrem, které spolu s kapacitami tvoří vázané rezonanční obvody. Výsledkem je poměrně velké zařízení s výstupním napětím o velmi vysoké frekvenci (stovky kHz), které by bylo velmi obtížné usměrnit. Proto toto řešení nepoužijeme.

c) Zvyšující měnič

Zapojení a princip zvyšujícího měniče je popsán v kapitole 1.2.2. Je zřejmé, že kolektor tranzistoru bude namáhán výstupním napětím. Při námi potřebné hodnotě (50 kV) tento princip nelze použít.

d) Impulzní transformátor

Při použití vysokofrekvenčního transformátoru se již značně projeví kapacita sekundárního vinutí, která má tím výraznější vliv, čím vyšší výstupní napětí a frekvenci od transformátoru požadujeme. Zkonstruovat vf. transformátor s výstupním napětím 50 kV by bylo velice obtížné s ohledem na zmíněnou kapacitu sekundárního vinutí. Ovšem transformátor s výstupním napětím v řádu jednotek kV až cca 10 kV je realizovatelný. Pokud za něj zařadíme násobič napětí (viz níže), vznikne vhodné řešení, protože kapacity kondenzátorů v násobiči budou velmi malé z důvodu vysoké frekvence. **Proto jsme se rozhodli pro toto řešení – vf transformátor s násobičem napětí.**



e) Násobič napětí

Toto řešení má jednu velkou nevýhodu, která omezuje jeho použití a tou je měkká voltampérová charakteristika. My ale zařízení budeme provozovat převážně ve stavu naprázdno (trvalý proud požadujeme pouze 0,5 mA a to z důvodu respektování ztrát korónovým výbojem a svodovým proudem izolantů). K žádnému poklesu napětí na výstupu nedojde až do chvíle, kdy nastane průraz. Jakmile nastane, hodnota napětí se zaznamená, čímž zdroj splní svůj účel.

Násobič napětí z principu funkce, vyžaduje střídavé napájení, takže jeho budič musí takové napětí generovat. Jako vhodné napájení násobiče se tedy jeví **měníč napětí s impulzním transformátorem**. Volba jeho topologie je diskutována v kapitole 1.2

Protože zadání práce předpokládá provoz VN zdroje na jednofázové síti a napěťový měnič vyžaduje stejnosměrné vstupní napětí, bude jeho součástí síťový usměrňovač s odrušovacím filtrem, jehož význam je popsán v kapitole 1.5.

1.1 Spínané zdroje

Pokud je stejnosměrné napětí pro měnič získáno usměrněním síťového napětí, označujeme tyto měniče jako spínané zdroje. Spínání je realizováno pomocí elektronických spínačů, kterými jsou nejčastěji unipolární tranzistory MOS-FET a bipolární tranzistory s izolovaným Gate IGBT. Vhodným spínáním akumulárního prvku se získává a stabilizuje požadované napětí na výstupu. Spínací frekvence se běžně pohybuje od 20 kHz (hranice slyšitelnosti) až po přibližně 1 MHz. Toto zvyšování frekvence má pozitivní vliv na velikost transformátorů a filtrů. Další výhodou těchto spínaných zdrojů je především v jejich účinnosti, která začíná přibližně na 60 % a v některých případech dosahuje i přes 90 %. Tato účinnost mnoho neklesá ani při změně výstupního napětí díky bezztrátové regulaci. Lineární regulátory velmi zřídka dosahují účinnosti 50 %, většinou se pohybuje okolo 30 %. [1,2]

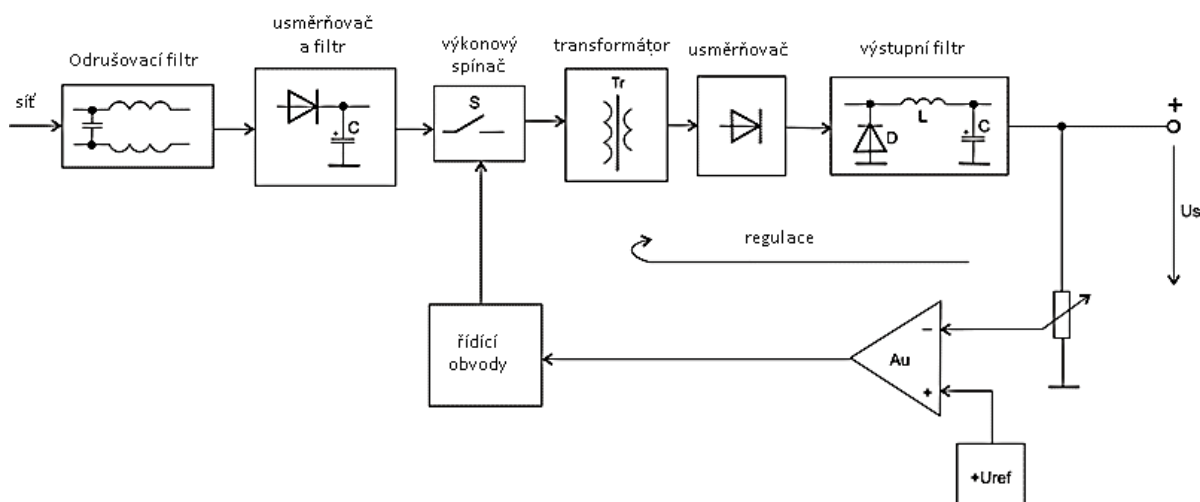
Na Obr. 1.1 je znázorněno obecné, nejčastější blokové schéma spínaného zdroje. Toto schéma ale nemusí být striktně dodrženo (například blokující měnič nepotřebuje ve výstupním filtru tlumivku, akumulace probíhá přímo v transformátoru, který musí mít v tomto případě vzduchovou nebo jinou mezeru v magnetickém obvodu). Funkce měniče vyžaduje stejnosměrné napájecí napětí. Tato podmínka je automaticky splněna u aplikací napájených z akumulátorů, kde jsou spínané zdroje velkým přínosem z hlediska dobré účinnosti a omezené kapacity baterií. Spínané zdroje jsou ale často napájeny z jednofázové nebo vícefázové sítě. Síťové napětí je tedy nutné v první řadě usměrnit (AC/DC měnič) a vyfiltrovat například sběracím kondenzátorem o dostatečné kapacitě. Pokud za usměrňovačem následuje pouze filtrační kondenzátor, pak je odebíraný proud harmonicky zkreslený (kondenzátor se nabíjí pouze při vrcholcích napětí). Impulzní proud má neblahé dopady na distribuční soustavu – deformuje tvar síťového napětí. Ve výkonnějších aplikacích je toto zkreslení nepřipustné, lze ho ale eliminovat pomocí pasivních a lépe pomocí aktivních PFC (Power Factor Correction) filtrů.

Spínáním výkonových tranzistorů vzniká také vysokofrekvenční rušení, které je v řadě aplikací kritické. Toto rušení se může také přenášet přes vstupní usměrňovač do sítě. Proto se ještě před usměrňovačem řadí odrušovací filtr, který bývá tvořen sériovými kompenzovanými tlumivkami na společném jádře a paralelními kondenzátory.

Další částí je výkonový spínač (tranzistor) nebo více spínačů se zavedenou zpětnou vazbou z řídicích obvodů a vytváří tedy opět střídavé napětí. V současné době se již vyrábí celá řada specializovaných integrovaných obvodů vytvářející pulsně-šířkovou modulaci (PWM) pro řízení měničů, což značně zjednodušuje konstrukci těchto zdrojů. Tranzistorový spínač (či spínače) budí primární vinutí transformátoru. Regulace výstupního napětí nebo proudu je realizována zpětnovazebním řízením, které nastaví střihu spínání tak, aby bylo dosaženo požadované veličiny na výstupu.

Transformátory se používají s feritovými jádry. Železná jádra zde nelze použít, neboť spínací frekvence dosahuje velmi vysokých hodnot. Ferity se vyznačují vysokou rezistivitou, tím jsou eliminovány činné ztráty vířivými proudy, které jinak rostou s druhou mocninou frekvence při zachování konstantního sycení. Pro ferity je spínací frekvence omezena pouze ztrátami hysterezními.

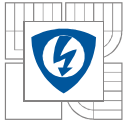
Dále se sekundární napětí transformátoru usměrní a znovu vyfiltruje. Jelikož je zde vysoká frekvence, nároky na kapacity a indukčnosti filtru jsou zde malé, naopak usměrňovací diody musí být patřičně rychlé. Zpětná vazba je obvykle zavedena z výstupu na jeden vstup zesilovače odchylky, na druhý vstup je přivedena referenční hodnota napětí, se kterou se výstupní napětí porovnává.



Obr. 1.1: Obecné blokové schéma spínaného zdroje, modifikováno z [3]

1.2 Topologie spínaných zdrojů - DC/DC Měniče

Obecně DC/DC měniče slouží k přeměně určité hodnoty vstupního stejnosměrného napětí na žádanou hodnotu výstupního stejnosměrného napětí nebo proudu. Měniče pracují ve spínacím režimu z důvodu minimalizace ztrát – ideální spínač nemá žádné ztráty, výkonové tranzistorové spínače se tomu blíží. Změna výstupního napětí či proudu je zajištěna pomocí bezztrátových prvků – indukčnost, kapacita, transformátor.



Rozdělit je můžeme například takto:

1) Měníče napětí bez transformátoru

Tyto měniče nemají galvanické oddělení. To není pro mnoho aplikací vyžadováno, například je-li měnič napájen z baterie nebo z jiného už galvanicky odděleného zdroje. K přenosu energie využívají vždy akumulárního prvku, kterým může být tlumivka nebo kondenzátor. V následujících kapitolách bude popsán princip snižujícího a zvyšujícího měniče s tlumivkou, jejich pochopení je důležité pro další analýzu složitějších měničů.

2) Měníče napětí s transformátorem

Transformátor zajišťuje galvanické oddělení zátěže, ale také může transformovat střídavé hodnoty napětí na větší či nižší hodnoty. U některých typů měničů slouží zároveň jako akumulátor energie (viz. kapitola 1.2.7)

a) Jednočinné měniče

Jednočinné měniče pro svou činnost vyžadují pouze jeden spínač (mohou mít i více). Emitory jsou zpravidla na potenciálu řídicích obvodů, to znamená, že nepotřebují galvanické oddělení řízení. Výhodou je tedy jejich jednoduchost, čímž u malých výkonů klesne cena výsledného zařízení. Pro větší výkony tato jednoduchost ztrácí význam, protože z principu funkce sytí jádro pouze jednou polaritou magnetické indukce B , z toho plynou větší rozměry potřebných transformátorů. Velikost výstupních filtrů bude také větší, protože naproti dvojitým měničům mají poloviční frekvenci zvlnění proudu.

b) Dvojitým měniče

Výhoda dvojitým měničů obecně je, že využívají obě polarity magnetické indukce B v jádře. Z toho plyne možnost návrhu menšího transformátoru při stejném přenášeném výkonu naproti jednočinným měničům. Plocha takové smyčky je ale větší, tím jsou větší i hysterezní ztráty. Nevýhodou je také větší obvodová složitost, která pro svou funkci vyžaduje dva nebo více spínačů a dvoucestný výstupní usměrňovač. Naopak frekvence zvlnění je dvojnásobná, to působí pro zmenšování výstupních filtrů. Lze tedy říci, že dvojitým měniče se hodí pro vyšší výkony, kde je složitost obvodu vykoupena menšími rozměry (méně materiálu ~ nižší cena).

1.2.1 Snižující měnič (STEP-DOWN)

Snižující měnič slouží ke zmenšení hodnoty vstupního napětí. Výstupní napětí uvažujeme při dostatečné frekvenci a kapacitě filtračního kondenzátoru konstantní (i když nepatrné zvlnění se zde projevuje). Princip funkce je následující: viz Obr. 1.2. Po sepnutí tranzistoru se na tlumivce objeví rozdíl napájecího napětí $U1$ a napětí na zátěži $U2$. Tedy:

$$u_L = U1 - U2 \text{ [V]} \quad (1.1)$$

Současně dle vztahu pro indukčnost platí:

$$u_L = L \cdot \frac{di}{dt} \text{ [V, H, A, s]} \quad (1.2)$$

Kde: L [H] indukčnost

di [A] změna proudu za čas dt [s]

Po úpravě a integraci získáváme důležitý vztah pro proud indukčnosti.

$$i = I_0 + \frac{1}{L} \cdot \int u dt \quad [A, A, H, V] \quad (1.3)$$

Kde I_0 představuje proud, který již indukčností protékal před začátkem integrace. Po přiložení konstantního napětí u_L začne proud tlumivkou lineárně narůstat, pokud počáteční proud byl nulový nebo kladný (jiná situace zde nemůže nastat). Část tohoto proudu dobíjí kondenzátor a část se uzavírá přímo přes zátěž. Na kondenzátoru narůstá napětí, ten zde má filtrační funkci. Po vypnutí tranzistoru nemůže proud tlumivkou zaniknout okamžitě, uzavře se tedy přes nulovou diodu DI . Napětí na tlumivce tedy obrátí polaritu a je rovno výstupnímu napětí (při zanedbání úbytku na diodě) a proud tlumivkou začne klesat podle stejné rovnice.

Výstupní proud je ve střední hodnotě roven proudu tlumivkou, protože střední hodnota proudu kondenzátorem (CI) je nulová. V případě, že proud tlumivkou během vypnutí tranzistoru neklesá k nule (což je běžná podmínka návrhu měničů s tlumivkou pro plný výstupní proud), je na jejím levém konci obdélníkové napětí se střídou s a maximální hodnotou rovnou vstupnímu napětí. Protože střední hodnota napětí na indukčnosti musí být nulová (viz rovnice 1.2 – pokud by nebyla, bude hodnota integrálu a tedy i proudu narůstat k nekonečnu), je velikost výstupního napětí rovna střední hodnotě vstupního napětí – výstupní napětí tedy řídíme střídou spínání tranzistoru s :

$$U_2 = U_1 \cdot s \quad [V, V, s] \quad (1.4)$$

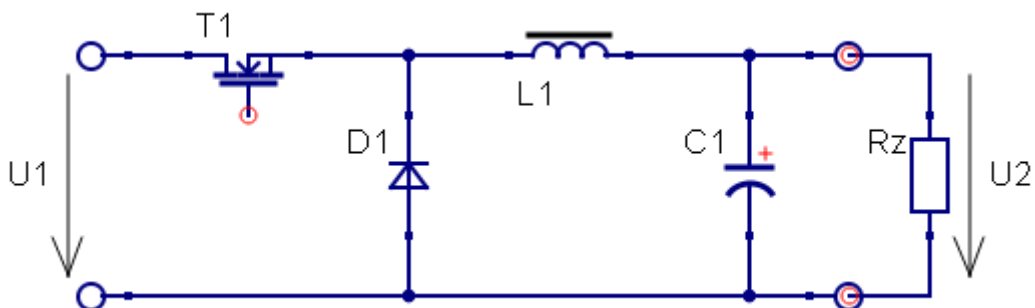
$$s = \frac{t_{on}}{T} \quad [-, s, s] \quad (1.5)$$

Kde: t_{on} [s] doba sepnutí tranzistoru

T [s] perioda spínání

Jak plyne z rovnice, pokud tranzistor necháme zapnutý, na tlumivce zmizí úbytek napětí a na zátěži dostaneme hodnotou vstupního napětí. Z toho plyne, že snižující měnič nemůže vstupní napětí zvyšovat.

Nevýhodou snižujícího měniče zapojeného dle Obr. 1.2 Je, že emitor tranzistoru není připojen na nulový potenciál zdroje, je tedy vyžadováno galvanické oddělení budících obvodů. [2,4]



Obr. 1.2: Snižující měnič napětí

1.2.2 Zvyšující měnič (STEP-UP)

Zvyšující měnič napětí slouží k získání větší hodnoty napětí na výstupu než na vstupu. Princip funkce je následující: viz Obr. 1.3. Tranzistor připojuje tlumivku přímo na záporný pól zdroje. Tím je v době t_{on} na tlumivce napájecí napětí a proud začne lineárně narůstat dle známé rovnice (1.3). Po tuto dobu je zátěž napájena z kondenzátoru $C1$. Energie, která se do indukčnosti uložila, je dána vztahem:

$$E = \frac{1}{2}LI^2 \quad [\text{J}, \text{H}, \text{A}] \quad (1.6)$$

Po vypnutí tranzistoru se proud tlumivkou uzavře přes diodu $D1$ do kondenzátoru $C1$ a zátěže. Z pohledu průběhů napětí se jedná o podobnou situaci jako u snižujícího měniče, ale „obráceně“ (pulzní průběh je na pravém konci tlumivky na straně zátěže, stejnosměrné napětí je na levém konci tlumivky na straně zdroje). Můžeme tedy napsat rovnici:

$$U_1 = U_2 \cdot s_{off} \quad [\text{V}, \text{V}, -] \quad (1.7)$$

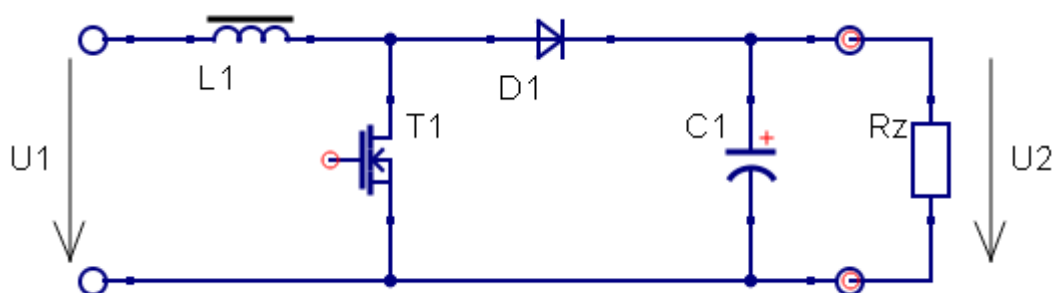
Kde s_{off} [-] je poměrná doba vypnutí tranzistoru.

$$s_{off} = 1 - s \quad [-, -] \quad (1.8)$$

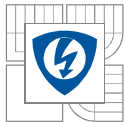
Po úpravě (1.7) dostaneme:

$$U_2 = \frac{U_1}{1 - s} \quad [\text{V}, \text{V}, -] \quad (1.9)$$

Z této rovnice je zřejmé, že pro nulovou střihu je výstupní napětí rovno vstupnímu, pro plnou střihu je výstupní napětí teoreticky nekonečně velké. Avšak v době vypnutí tranzistoru, se na kolektoru objeví napětí zátěže, kterým je tranzistor namáhán. Tento měnič tedy umí napětí pouze zvyšovat, nikoli snižovat. Výhodou proti snižujícímu měniči je, že kolektor tranzistoru je připojen přímo na záporný pól zdroje, takže není třeba buzení galvanicky oddělovat. [2]



Obr. 1.3: Zvyšující měnič napětí



1.2.3 Jednočinný propustný měnič (FORWARD)

Název jednočinného propustného měniče je odvozen z jeho principu funkce. Jednočinný, protože k přenosu energie využívá pouze jednu polaritu proudových pulzů. Propustný, protože k přenosu energie dochází v době sepnutí spínače (spínačů). Naopak když je spínač vypnut, žádná energie se na sekundární stranu nepřenáší, to zajišťuje rychlá usměřovací dioda D2 viz Obr. 1.4. Energie nahromážděná v magnetickém obvodu magnetizační a rozptylové indukčnosti (mezi primárním a sekundárním vinutím, pro rozptylovou indukčnost pomocného vinutí to neplatí) je vracena zpět do meziobvodu. Demagnetizace může být realizována dvěma základními způsoby:

- Pomocné demagnetizační vinutí na jádře transformátoru
- Dvěma tranzistory s nulovými diodami

Další variantou, avšak ve většině aplikací nevhodnou, je zmaření energie magnetického pole na Zenerově diodě. Vlivem vzniku značného ztrátového tepla se tato varianta používá pouze pro velmi malé výkony.

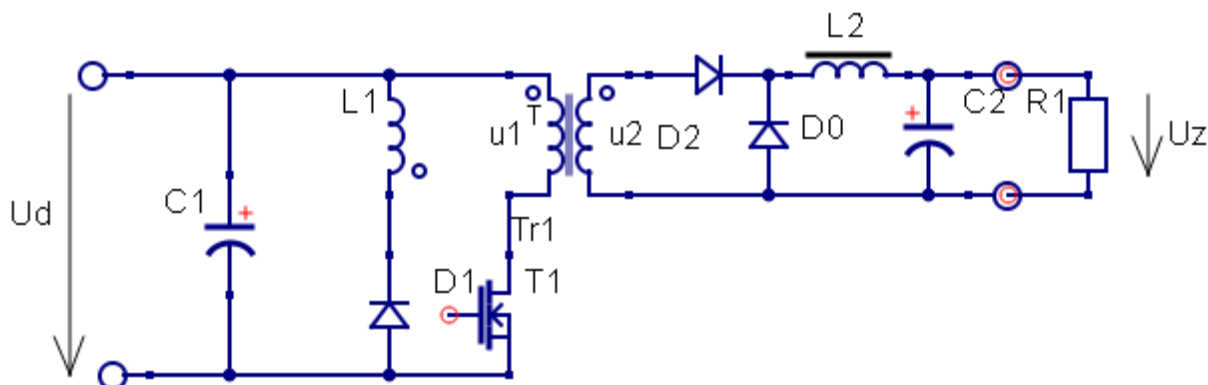
Nevýhodou jednočinného měniče je, že využívá pouze polovinu hysterezní smyčky, takže při stejném výkonu vychází transformátor jednočinného měniče větší proti dvojčinnému zapojení. Plocha hysterezní smyčky je ale menší, proto jsou hysterezní ztráty také menší.

a) Varianta s demagnetizačním vinutím

V době sepnutí tranzistoru se na primárním vinutí objeví napětí U_d a magnetizační proud lineárně narůstá (je integrálem z konstantního napětí) dle rovnice (1.2). Napětí u_2 na sekundární straně transformátoru kopíruje tvar napětí u_1 na primární straně s převodem N_2/N_1 . Tlumivka výstupního filtru je nutností, protože LC filtr na sekundární straně propustného měniče plní stejnou funkci, jako LC filtr na výstupu jednoduchého snižujícího měniče vysvětleného v kapitole 1.2.1. To znamená, že umožňuje regulaci výstupního napětí v závislosti na střídě.

V době vypnutí tranzistoru T1 se primární cívka brání zániku magnetizačního proudu. Protože je sekundární vinutí jednocestně usměřněno diodou D2, není možné, aby proud obrátil směr a naakumulovanou energii vybil do zátěže. Proto má vinutí L1 navinuté na stejném jádře opačně zvolený začátek vinutí (ve schématu Obr. 1.4 označeno tečkou). Energie nahromaděná v jádře se vybíjí bezztrátově zpět do meziobvodu. Zároveň v době vypnutí tranzistoru T1 tlumivka L2 předává energii do zátěže, proud se uzavírá přes nulovou diodu D0. Základním předpokladem pro správnou funkci je vybití veškeré energie, která se v magnetickém obvodu transformátoru nahromadila za čas t_{off} . Pokud by se tak nestalo, vinutím začne s každou následující periodou lavinovitě narůstat magnetizační proud, jádro se přesytí, proud bude omezen pouze parazitním odporem a charakteristikou zdroje a dojde k poškození obvodů.

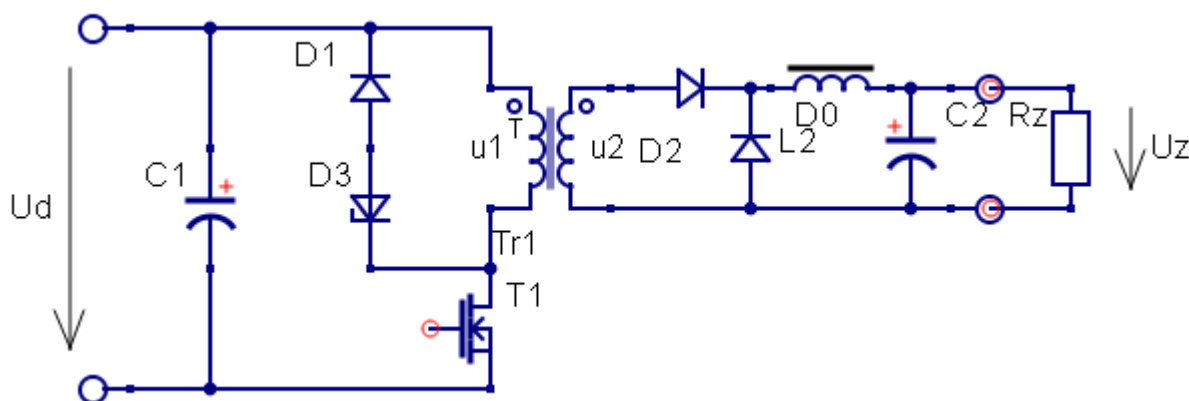
Podmínka pro bezpečnou činnost vychází z předpokladu, že střední hodnota napětí na indukčnosti je vždy rovna 0 V. V případě, že pomocné vinutí má stejný počet závitů jako primární vinutí se střída s musí pohybovat v mezi $s < 0,5$. Nevýhodou zapojení s demagnetizačním vinutím je namáhání tranzistoru napětím $2U_d$. Další nevýhodou je rozptylová indukčnost způsobená nedokonalou vazbou mezi primárním a demagnetizačním vinutím. Tato rozptylová indukčnost způsobuje přepětí na tranzistoru, eliminovat jej lze pomocí ochranných členů, na kterých je energie ztrátově mařena. [1]



Obr. 1.4: Jednočinný propustný měnič s demagnetizačním vinutím

b) Varianta se Zenerovou diodou

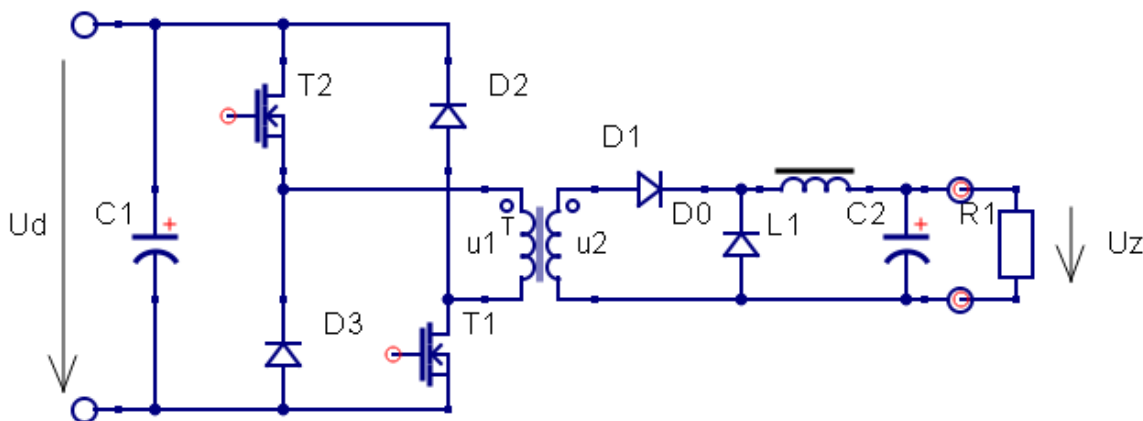
Princip funkce je totožný jako s demagnetizačním vinutím. Výhodou pro nízkovýkonové aplikace může být jednodušší konstrukce transformátoru. Dalším kladem proti pomocnému vinutí je demagnetizace transformátoru bez překmitu na tranzistoru, rozptylová indukčnost je zde pouze mezi primárním a sekundárním vinutím. Pro velké výkony je ale toto zapojení nepoužitelné. Není výhodné přeměňovat na teplo takové množství energie, vyžadovalo by to i rozměrný chladič a celkovou konstrukci. Takové řešení by se stalo v důsledku složitější a dražší. Demagnetizace pomocí Zenerovy diody není vhodná ani u aplikací, kde má účinnost velký význam. [1]



Obr. 1.5: Jednočinný propustný měnič se Zenerovou diodou

c) Varianta se dvěma tranzistory

Sekundární strana obvodu je opět stejná. Primární vinutí je ale zapojeno mezi dva spínače, které spínají vždy současně s maximální střídou $s = 0,5$ aby nedocházelo k přesycování. Pokud jsou spínače vypnuty, transformátor se na primární straně demagnetuje do zdroje přes obě nulové diody. Výhodné je, že tranzistory nejsou namáhány napětím $2U_d$, ale pouze U_d . Navíc nevzniká překmit vlivem rozptylové indukčnosti. Takže zdánlivě složitější řešení, může být v řadě aplikací výhodnější, obzvláště při dnešních cenách polovodičů a integrovaných obvodů. [1]

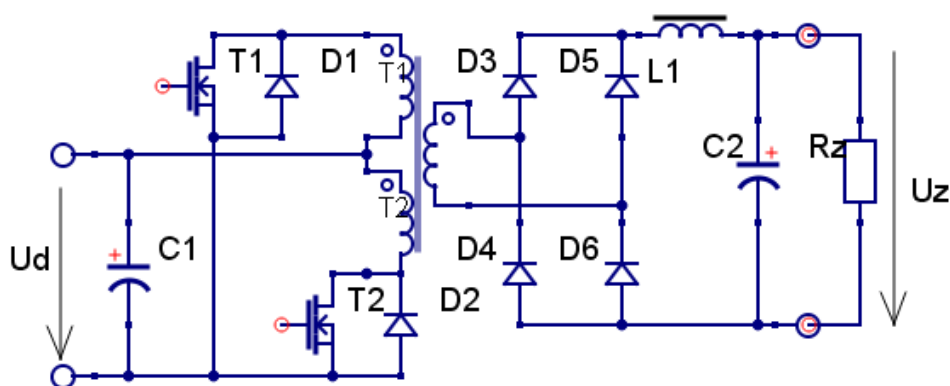


Obr. 1.6: Jednočinný propustný měnič se dvěma tranzistory

1.2.4 Dvojčinný měnič (PUSH-PULL)

Dvojčinný měnič PUSH-PULL viz Obr. 1.7 pro svou funkci vyžaduje dvojitě symetrické primární vinutí. Z označení začátků vinutí tečkami je zřejmé, že při střídavém spínání tranzistorů dochází k obousměrnému sycení jádra a vzhledem k dvoucestnému usměrnění na výstupu, také k přenosu energie.

Princip funkce: Napájecí napětí je přivedeno mezi symetrická primární vinutí. V době sepnutí vrchního tranzistoru T1 se na vrchní polovině vinutí objeví mezilehlé napětí U_d , začne narůstat magnetický tok. Na dolní polovině vinutí se tedy musí objevit také napětí U_d , které se přičte k mezilehlému napětí. Z toho plyne hlavní nevýhoda push-pull měniče a tou je namáhání vypnutého tranzistoru napětí $2U_d + \Delta U$, kde ΔU je překmit způsobený rozptylovou indukčností mezi primárními vinutími. Překmit roste s přenášeným výkonem, protože přes rozptylovou indukčnost teče celý primární proud. To znamená, že se měnič nehodí pro výkonové aplikace napájené z třífázové sítě, většinou ani jednofázové (hlavní význam má pro výkonné aplikace napájené z akumulátorů). Době vypnutí obou tranzistorů neprobíhá demagnetizace jádra, sekundární filtr s usměrňovačem zajišťují přibližně nulové napětí na vinutích. Po sepnutí tranzistoru T2 (T1 vypnut) nastane podobná situace, ale buzeno je dolní vinutí, jádro je syceno opačným směrem a napětově je namáhán tranzistor T1. Velká výhoda zapojení Obr. 1.7 plyne z připojení obou tranzistorů na nulový potenciál mezilehlého napětí zdroje. [1,5]



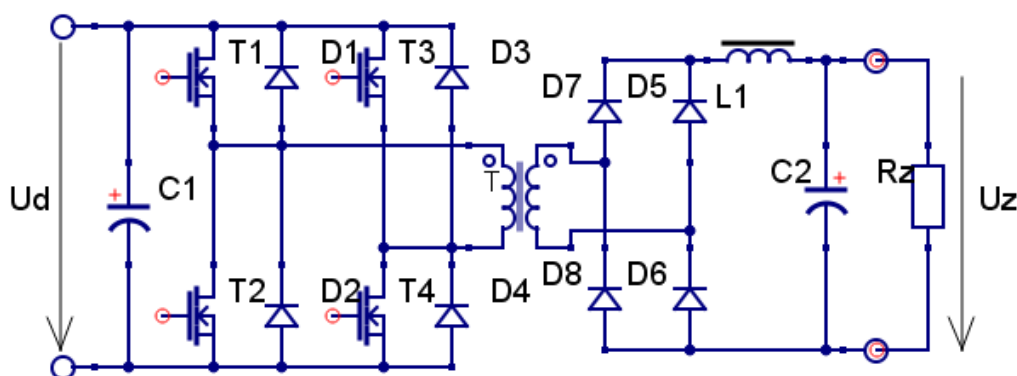
Obr. 1.7: Dvojčinný měnič (PUSH-PULL)

1.2.5 Dvojčinný měnič plný most (FULL BRIDGE)

Měnič typu plný most má naproti push-pull měničů výhodu, že jsou tranzistory namáhány pouze napětím U_d a to bez překmitu. Hodí se tedy i na vysoká napětí.

Plný most viz Obr. 1.8 lze řídit dvěma způsoby. Uvedeme si princip řízení, kdy jsou spínány vždy dva tranzistory v diagonále. V době, kdy jsou tranzistory T1 a T4 jsou současně sepnuty, jádrem narůstá magnetický tok. Po vypnutí všech tranzistorů (Pokud je výstupní usměrňovač zatížen) se tok drží na konstantní hodnotě, protože je integrálem z nulového napětí na vinutích, které je zajištěno můstkovým usměrňovačem na výstupu, jehož diody se otevírají a přebírají proud tlumivky LC filtru. Při nezatíženém výstupu se jádro demagnetuje přes antiparalelní diody napětím U_d , to znamená se stejnou strmostí. V době vypnutí tranzistorů T1, T4 a zároveň sepnutí T3, T2 se jádro demagnetuje a sytí na opačnou polaritu magnetické indukce B . Maximální střída s je 0,5. Je ale zřejmé, že po sepnutí obou tranzistorů v jedné větvi by nastal zkrat, proto je nutné mezi spínáním horního a dolního tranzistoru nechat takzvaný deadtime (ochranná doba, kdy jsou oba tranzistory vypnuty). Druhý způsob řízení tranzistorů je možné najít v literatuře [1].

Měnič typu plný most ale vyžaduje čtyři tranzistory a k nim patřičné budicí obvody. Tím je ekonomicky nevýhodný pro malé výkony a malé napájecí napětí, kde vychází většinou lépe měnič typu push-pull nebo poloviční most, jež je předmětem následující kapitoly. [1]

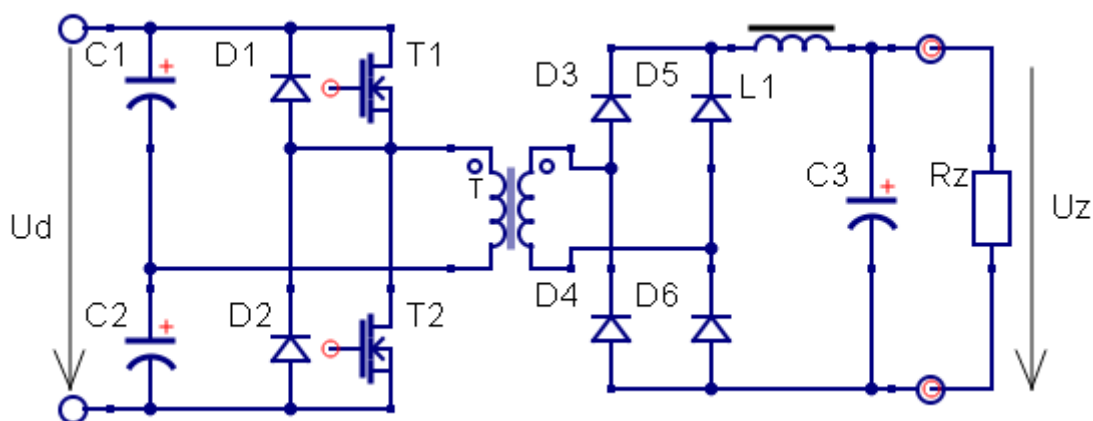


Obr. 1.8: Dvojčinný měnič plný most (FULL BRIDGE)

1.2.6 Dvojčinný měnič poloviční most (HALF BRIDGE)

Měnič typu poloviční most viz Obr. 1.9 vychází ze zapojení plného mostu, jedna větev tranzistorů a diod zde ale chybí a je nahrazena kapacitním děličem. Na obou kondenzátorech je polovina napájecího napětí. Sepnut je vždy pouze jeden tranzistor nebo žádný, ze stejného důvodu jako u plného mostu (zkrat), opět je třeba zařadit deadtime. [1]

V době sepnutí horního tranzistoru je na primárním vinutí napětí kondenzátoru C1 $U_d/2$. Pokud napájecí zdroj není dostatečně tvrdý, kondenzátor C1 pomáhá dodávat potřebný proud. V mikroskopickém měřítku se náboj z C1 předává do C2, tím posouvá jejich spojný bod na vyšší potenciál (na kondenzátoru C2 roste napětí, na C1 klesá). Po vypnutí tranzistoru T1 a sepnutí T2, se primární vinutí připojí na napětí kondenzátoru C2, který buď primární vinutí v druhém směru. Náboj, který ubude z kondenzátoru C2, zdroj dodá do kondenzátoru C1, tím se napětí na obou kondenzátorech vyrovnají a cyklus se zase opakuje.



Obr. 1.9: Dvojčinný měnič poloviční most (HALF BRIDGE)

1.2.7 Jednočinný blokující měnič (FLYBACK)

Stejně jako u jednočinného propustného měniče je název odvozen z principu činnosti. Po sepnutí tranzistoru začne primárním vinutím narůstat magnetizační proud. Energie se ale přímo netransformuje na sekundární stranu, protože vinutí mají opačně zvolený začátek, jak je naznačeno na Obr. 1.10. Dioda D_1 je při propustné půlperiodě polarizována v závěrném směru. Do zátěže se předává energie z kondenzátoru, který je nabit z předchozích cyklů.

V době vypnutí tranzistoru se na obou vinutích otočí polarita napětí. Na primární straně je obvod rozpojený – demagnetizace zde nemůže probíhat. Naopak na straně sekundární je nyní dioda D_1 polarizována v propustném směru, takže energie naakumulovaná v době t_{on} se v době t_{off} předává do zátěže a filtračního kondenzátoru. Magnetizační proud při dostatečné kapacitě kondenzátoru C_2 klesá po přímce dle rovnice (1.2)

Protože vazba mezi primárním a sekundárním vinutím nemůže být nikdy dokonalá, je tranzistor v době vypnutí namáhán navíc překmitem způsobeným rozptylovou indukčností. Tento překmit se vzrůstajícím magnetizačním proudem také roste. Celkově se na tranzistoru objeví napětí

$$u_{CE} = Ud + p \cdot Uz + \Delta U \text{ [V, V, -, V, V]} \quad (1.10)$$

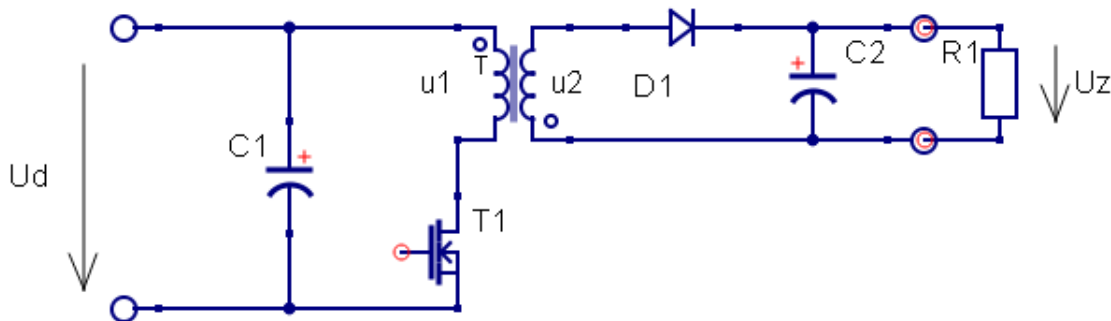
Kde p [-] převod transformátoru

ΔU [V] překmit způsobený rozptylovou indukčností

Překmit je možné eliminovat pomocí ochranných členů. Optimální je, pokud měnič pracuje s takovou střídou, kdy v době t_{off} klesne magnetický tok na nulu a bez prodlevy tranzistor opět sepne. To znamená, že měnič pracuje na hranici přerušovaného magnetického toku. Dle literatury [1] roste přenášená energie s druhou mocninou zdvihu magnetického toku $\Delta\Psi$ ale pouze s první mocninou minimální hodnoty magnetického toku Ψ_{min} .

Transformátor zde přenáší energii nepřímo, proto musí být schopen naakumulovat velké množství energie, která se přenáší nepřímo v době, kdy je tranzistor vypnut. Transformátor tedy musí mít vždy vzduchovou mezeru, do které je energie soustředěna. Pro nízké výkony je toto zapojení velmi výhodné a hojně využívané. Výhody plynou především z jednoduchosti topologie a přitom vysoké účinnosti. Zapojení obsahuje pouze jeden tranzistor, žádnou nulovou diodu a výstupní tlumivku nahrazuje samotný transformátor.

Své výhody toto zapojení ztrácí pro větší výkony, kdy velikost transformátoru dosahuje pro stejné výkony největších rozměrů ze všech měničů. Je to způsobeno nepřímým přenášením energie do zátěže a také nevyužívání celé plochy hysterezní smyčky jádra, stejně jako u jednočinného propustného měniče. [1,4]



Obr. 1.10: Jednočinný blokující měnič

1.3 Usměrňovače - AC/DC měniče

Jak již bylo zmíněno, pulzní měniče vyžadují pro správnou činnost stejnosměrné napětí, obvykle s požadavkem malého napětového zvlnění. Tuto funkci zajišťují usměrňovače. Ze střídavého vstupu dělají stejnosměrný výstup, jedná se tedy o AC/DC měniče napětí. Můžeme je dělit několika způsoby.

- Podle druhu řízení (neřízené, polořízené, řízené, aktivní)
- Podle počtu fází (jednofázové až m-fázové)
- Podle počtu pulzů usměrněného napětí (jednopulzní, dvoupulzní, trojpulzní,...)

My se pro potřeby této práce zaměříme na diodové neřízené usměrňovače jednofázové síťové.

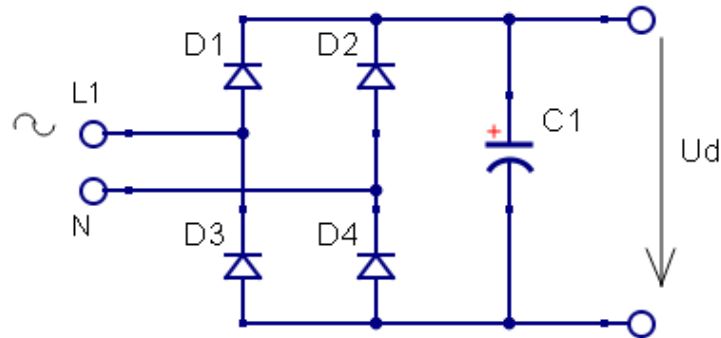
1.3.1 Můstkový dvoupulzní usměrňovač se sběracím kondenzátorem

Jedná se o nejpoužívanější zapojení pro usměrnění jednofázové sítě. Důvodem jsou nízké pořizovací ceny součástí, malé rozměry, nízká hmotnost a dobrá kvalita mezilehlého napětí. Nevýhoda spočívá v elektromagnetické kompatibilitě (EMC). Účinnost λ dosahuje hodnot okolo 0,5. Kondenzátor o vysoké kapacitě zde pracuje jako špičkový detektor. To znamená, že sleduje amplitudu síťového napětí a nabíjí se na ni (v jednofázové síti přes 300 V). Prakticky tedy usměrňovač odebírá proud ze sítě jen velmi krátkou část periody. Kondenzátor se nabíjí krátkým a vysokým proudovým impulzem. Fázový posuv není velký, protože nabíjení probíhá ve špičce napětí, ale harmonické zkreslení je značné. Jelikož síť obsahuje parazitní indukčnost, není schopna impulzní proud dodat, čelní hrana proudu není tak strmá jak by se teoreticky mohlo předpokládat. V době kdy přejde špička síťového napětí, energii do zátěže dodává kondenzátor C1. [6]

Pokud je kondenzátor vybit, není vhodné usměrňovač připojit přímo na síť. Je zřejmé, že v případě tvrdého zdroje by kondenzátorem a diodami protékal téměř zkratový proud. Připojení se tedy řeší takzvaným soft-startem, který může být realizován různými způsoby.

Princip funkce: Pokud je na vstupu L1 kladné napětí, proud prochází diodou D1, uzavírá se přes kondenzátor a vrací se zpět diodou D4 do nulového vodiče. Pokud je na vstupu L1 záporná půlvlna, proud teče přes diodu D2, uzavírá se přes kondenzátor a vrací se diodou D3.

Z funkce plyne nepříjemná skutečnost, že potenciál záporné svorky usměrněného napětí, není stejný jako potenciál země, proti nulovému vodiči zde pulzuje napětí cca 0 V až -300 V. Mezilehlé napětí tedy jakoby plave kolem nulové hodnoty. Na tomto zapojení proto nelze měřit přístrojem, který je galvanicky spojen se zemním potenciálem.

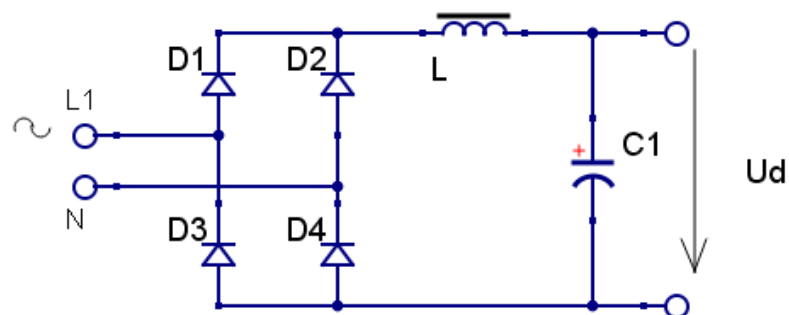


Obr. 1.11: Můstkový dvoupulzní usměrňovač se sběracím kondenzátorem

Další nevýhodou je skutečnost, že v jeden okamžik protéká proud přes dvě diody, takže na obou také vzniká i úbytek napětí. To může být limitující pro usměrňovače nízkých napětí s vysokými proudy. Na diodách by vznikalo velké ztrátové teplo, proto se na malých napětích používají Schottkyho diody s nízkým úbytkem napětí nebo pro náročnější aplikace synchronní aktivní usměrňovače s tranzistory.

1.3.2 Můstkový dvoupulzní usměrňovač s LC filtrem

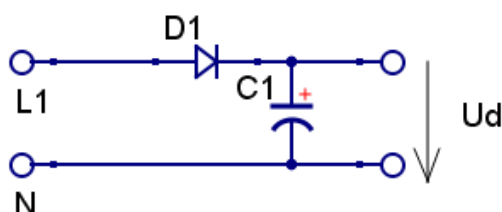
Jedná se o rozšířenou variantu předchozího o filtrační tlumivku. Tlumivka v ideálním případě zajišťuje konstantní hodnotu proudu. Z hlediska elektromagnetické kompatibility je LC filtr uspokojivé řešení. Účinnost dosahuje hodnoty až 0,9 pokud předpokládáme nulové zvlnění proudu tlumivkou, v tom případě má odebíraný proud tvar obdélníku. Z uživatelského hlediska je tlumivka hmotná, nákladná a vzniká na ní úbytek. Mezilehlé napětí tedy nedosahuje hodnot špičkového napětí, avšak ve stavu naprázdno jsou tranzistory namáhány špičkovým napětím. Uplatnění nachází především na sekundární straně dvojfázových měničů.



Obr. 1.12: Můstkový dvoupulzní usměrňovač s LC filtrem

1.3.3 Jednopolzní usměrňovač se sběracím kondenzátorem

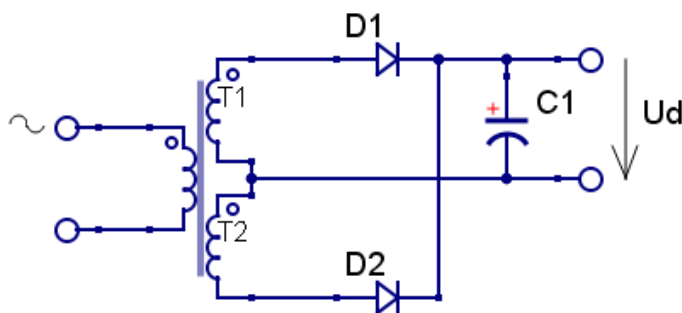
Nejjednodušší možný typ usměrnění je jednopolzní. Obsahuje pouze jednu diodu. Nevýhodou je, že nevyužívá obě půlvlny. Pro usměrnění síťového napětí pro měniče větších výkonů nemá opodstatnění. Uplatnění ale může najít například pro pomocné napájení řídicích obvodů nebo pokud potřebujeme snížit výkon odporové zátěže na polovinu a nezajímá nás zvlnění napětí, například poloviční výkon topného tělesa.



Obr. 1.13: Jednopolzní usměrňovač se sběracím kondenzátorem

1.3.4 Dvoupulzní uzlový usměrňovač

Uzlový usměrňovač pro svou funkci vyžaduje vyvedený střed napájení. To u síťového napětí běžně není možné. Výhoda pro sekundární usměrňovač spočívá ve skutečnosti, že v jeden okamžik protéká proud pouze jednou diodou, takže úbytek napětí je naproti můstkovému řešení poloviční. Dle literatury [1] má ale špatné využití mědi v porovnání s můstkovým usměrňovačem.



Obr. 1.14: Dvoupulzní uzlový usměrňovač

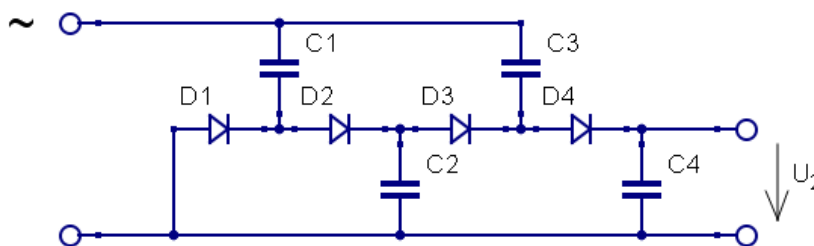
1.4 Násobiče napětí

Násobiče napětí jsou v podstatě usměrňovače, tedy AC/DC měniče. Základními prvky jsou vždy diody a kondenzátory, které tvoří jednotlivé stupně – Zde budeme označovat jako jeden stupeň jednu diodu a jeden kondenzátor (amplitudu vstupního napětí). Násobiče se používají jako levné zdroje vysokého napětí, jejich použití je ale omezeno především na nízkovýkonové aplikace, jak bude uvedeno dále. Existuje mnoho variací zapojení pro násobení vstupního střídavého napětí a rozdělit je můžeme například takto:

- a) Paralelní násobiče napětí
- b) Sériové násobiče napětí
 - Půlvlňný násobič
 - Celovlnný násobič

1.4.1 Paralelní násobič napětí

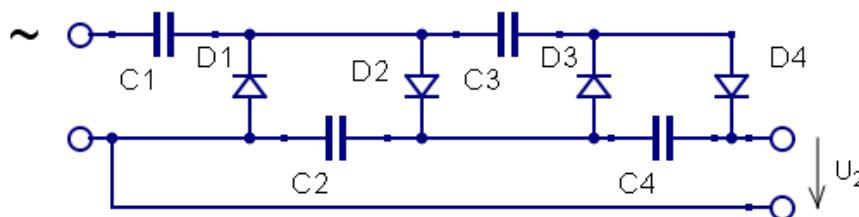
Paralelní řešení nachází uplatnění v aplikacích, kde je potřeba odebírat „větší“ proudy při menších výstupních napětích (dle dostupných kondenzátorů). Přidáváním dalších stupňů násobiče se zvyšuje filtrační kapacita a zdroj stává tvrdším (menší pokles napětí při zatížení). Zároveň se ale zvyšuje napěťové namáhání posledního kondenzátoru s každým stupněm o špičkové napětí vstupní půlvlny. To znamená, že na posledním (výstupním) kondenzátoru je plné výstupní napětí, jak je vidět na Obr. 1.15 [9]



Obr. 1.15: Paralelní násobič napětí čtyřstupňový, modifikováno z[9]

1.4.2 Půlvlňný sériový násobič napětí

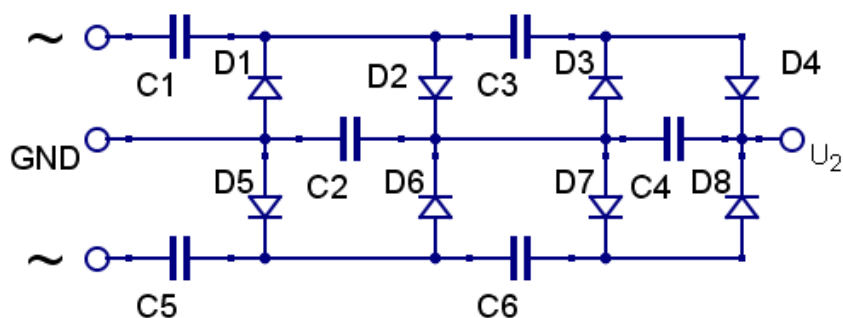
Násobič se nazývá půlvlňný, protože se náboj na výstup dodává pouze v jedné půlvlně. Naopak od paralelního násobiče se přidáváním dalších stupňů zdroj stává měkčím (větší pokles napětí při zatížení), hodí se tedy pro malé proudy. Napětí může dosáhnout velmi vysokých hodnot, protože kondenzátory a diody jsou namáhány vstupním napětím špička-špička. Násobení více jak deseti stupni většinou ztrácí význam vlivem velkého poklesu výstupního napětí při zátěži. Zapojení lze vidět na Obr. 1.16 [8,9]



Obr. 1.16: Sériový půlvlňný násobič napětí čtyřstupňový

1.4.3 Celovlnný sériový násobič napětí

Celovlnný sériový násobič dodává na výstup náboj v obou půlvlnách. Tím je zajištěno zdvojnásobení frekvence zvlnění výstupního napětí naproti půlvlnnému, také má mírně tvrdší charakteristiku. Nevýhodou je vyšší složitost při stejném počtu násobících stupňů. [8,9]



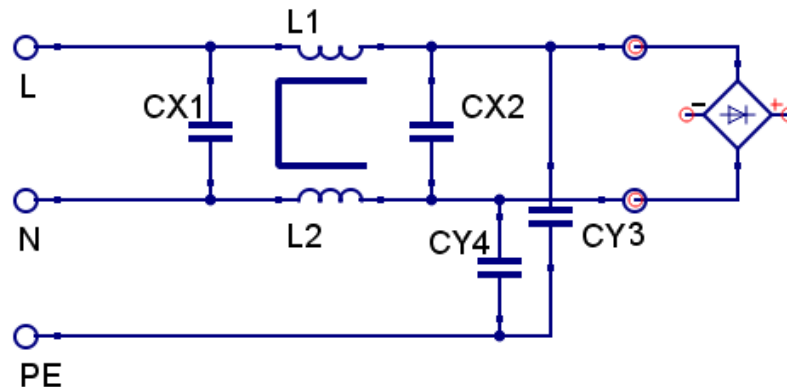
Obr. 1.17: Sériový celovlnný násobič čtyřstupňový, modifikováno z [9]

1.5 Vstupní odrušovací filtr

Z hlediska elektromagnetické kompatibility jsou spínané zdroje producentem vysokofrekvenčního rušení vznikajícího při přepínání výkonových polovodičů, které se přes usměrňovač i jeho parazitní kapacity v závěrném směru šíří do sítě. Míru dovolených úrovní vf rušení upravují normy. Měníče pracují na vysokých kmitočtech, jsou tedy sami z principu funkce zdrojem vysokofrekvenčních proudů. Hlavní zdroj rušení vzniká při přepínání tranzistorů vlivem strmých hran napětí na zátěži, která má určitou parazitní kapacitu proti PE vodiči (například vinutí proti kostře nebo tranzistory proti chladiči). Přes tyto kapacity pak protékají impulzní proudy. Strmosti nárůstu napětí dosahují velikosti až cca 100 kV/ μ s u tranzistorů MOSFET. Usměrňovací diody mají nenulový čas komutace t_{rr} přechodu z vodivého do nevodivého stavu. Po tuto dobu diodou protéká téměř zkratový závěrný proud, omezený prakticky jen indukčností sítě. Je způsobený nosiči náboje nacházející se v PN přechodu z přechozího propustného proudu. Tato rušení má co nejlépe potlačit odrušovací filtr. Nejčastěji se zapojuje dle Obr. 1.18. tvoří v podstatě dolní propust 2. řádu. Kondenzátory jsou potřeba bezindukční a vinutí bezkapacitní.

Protifázové rušení, které se šíří po fázovém vodiči a vrací se nulovým vodičem je zkratováno kondenzátory CX. Navíc rozptylová indukčnost „soufázové tlumivky“ (s vinutími L1, L2), která se někdy úmyslně navrhuje vyšší, pracuje ve spojitosti s kondenzátory CX jako filtr typu Π -článek (CLC).

Soufázové rušení, které se šíří oběma pracovními vodiči se skrz parazitní kapacity zátěže uzavírá přes PE vodič. Toto rušení zkratují kondenzátory s vysokou napěťovou odolností CY. Sériové tlumivky L1, L2 jsou navinuty na stejném jádře tak, že pracovní proud tekoucí skrz pracovní vodiče nezpůsobí magnetický tok. Soufázové rušení šířící se po obou pracovních vodičích ale magnetický tok způsobí, tzn. projeví se vlastní indukčnost vinutí L1 a L2, které požadujeme co nejvyšší – použijeme feritové jádro s vysokou permeabilitou. Kondenzátory CY a vlastní indukčnost soufázové tlumivky zde rovněž působí jako CLC filtr pro soufázové rušení. [6]



Obr. 1.18: Vstupní odrušovací filtr, modifikováno z [6]

2 NÁVRH SPÍNANÉHO ZDROJE

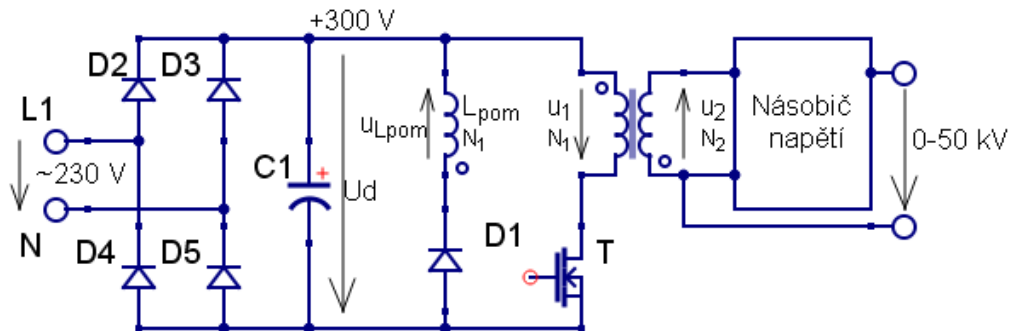
2.1 Zvolená topologie

Jak už bylo zmíněno a zdůvodněno v kapitole 1, k dosažení námi požadovaných hodnot výstupního stejnosměrného napětí bude na výstupu z transformátoru použit násobič napětí, který pro svou funkci vyžaduje buzení střídavým proudem. Je proto nutné vybírat mezi topologiemi, které umožňují z transformátoru odebírat proud při obou polaritách napětí.

Tento požadavek splňují všechny dvojitinné měniče. Využívají dvou a více spínačů, které přepínají směr proudu v primárním vinutí. Z principu funkce pak ideální transformátor na sekundární straně přesně kopíruje tvar primárního napětí s určitým převodem p . Dvojitinná zapojení jsou ale obvodově poněkud složitější, zejména s ohledem na potřebu galvanicky oddělených budičích signálů tranzistorů u můstkových zapojení, a pro tak malý vyžadovaný výkon (asi 30 W) nebývají výhodná, protože úspora v podobě menšího transformátoru je zanedbatelná. Nejjednodušší dvojitinný měnič typu push-pull (viz 1.2.4), by pro náš zdroj vycházel nejlépe. Obsahuje „pouze“ dva tranzistory s emitory na stejném potenciálu, buzení by tedy bylo poměrně snadné. Překmit na tranzistoru způsobený rozptylovou indukčností by byl vzhledem k přenášenému výkonu malý, ale i tak by bylo nutné použít dva tranzistory na 1200 V a k nim ochranné členy. Problém by také mohl nastat v podobě stejnosměrného sycení jádra. Toto řešení by pro nás mohlo být vhodné, vhodnější (jednodušší) bude však jednočinný měnič, jak bude zdůvodněno dále.

Jednočinné měniče v klasických zapojeních uvedených v kapitolách 1.2.3 a 1.2.7, jsou sice pro malé výkony výhodné, ale nesplňují podmínku možnosti odebírat proud v obou polaritách napětí. U blokujícího měniče je možné odebírat proud i v propustném směru, ovšem bez možnosti regulace výšky napěťového pulzu. Pro naši nízkovýkonovou aplikaci tuto topologii přesto můžeme použít. Transformátor bude mít navinutou primární a sekundární cívku na čtvercovém jádře naproti sobě, existuje mezi nimi tedy poměrně značná rozptylová indukčnost. Rozptylovou indukčnost je případně možné nastavit i tlumivkou v sérii s primárním vinutím. Ta omezí proud při průchodu propustného pulzu, ve spojitosti s pulzně-šířkovou modulací je pak nepřímo možné regulovat i výstupní napětí (kapacity kondenzátorů v násobiči napětí umožní vyhlazení výstupního napětí).

Výsledná topologie bude tedy vypadat podle Obr. 2.1, přičemž zdrojem mezilehlého napětí je dvoupulzní můstkový usměrňovač se sběracím kondenzátorem popsáný v kapitole 1.3.1. Je potřeba si uvědomit, že zdroj bude pracovat především v režimu naprázdno a s nabitými kapacitami napěťového násobiče. L_{pom} má stejný počet závitů N_1 jako primární vinutí.



Obr. 2.1: Výsledná topologie vysokonapěťového zdroje

2.1.1 Princip funkce s ideálními prvky

Pokud bychom uvažovali ideální prvky a nezátížený výstup (bez násobiče), po sepnutí tranzistoru T se na primárním vinutí objeví napětí U_d a na sekundárním vinutí $U_d \cdot p$. Začne lineárně narůstat magnetizační proud a v době vypnutí tranzistoru se transformátor bude lineárně demagnetovat přes pomocné vinutí L_{pom} do zdroje napětím $-U_d$, stejně jako tomu je u jednočinného propustného měniče s demagnetizačním vinutím. Na tranzistoru se tedy objeví pracovní napětí o velikosti maximálně $2U_d$ (+ případný napěťový překmit) bez ohledu na zatížení výstupu měniče, tím je zajištěna schopnost chodu měniče i s výstupem naprázdno. S ideálními prvky by se tedy nedalo regulovat výstupní napětí.

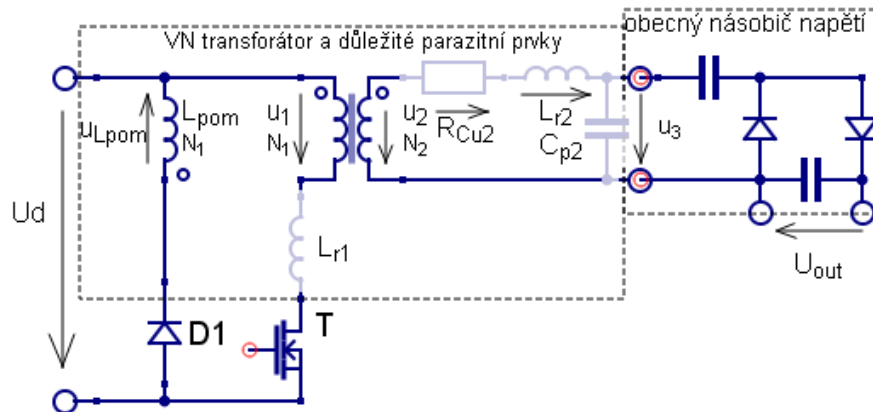
2.1.2 Princip funkce s reálnými prvky a vybitým násobičem

Jak již bylo řečeno dříve, pro náš zdroj použijeme transformátor s úmyslně velkou rozptylovou indukčností mezi primárním a sekundárním vinutím, označenou L_{r2} na Obr. 2.2. Tato rozptylová indukčnost umožní regulaci výstupního z proudu transformátoru v závislosti na střídě spínání tranzistoru a tím je možné i nepřímo řídit výstupní napětí z násobiče.

U reálného vysokonapěťového vysokofrekvenčního transformátoru již nemůžeme zanedbat kapacitu sekundárního vinutí, označenou C_{p2} . Tato kapacita způsobí to, že spolu s rozptylovou indukčností se transformátor bude efektivně chovat jako LC filtr, neboli dolní propust druhého řádu, vykazující určitou rezonanční frekvenci. Pro zajištění dostatečného napěťového přenosu je zřejmé, že bude nutné zvolit spínací frekvenci nižší, než je rezonanční frekvence transformátoru. Kromě toho tato dolní propust také způsobí to, že pro malou střídu spínání tranzistoru nestihne sekundární napětí tranzistoru vykmitnout příliš vysoko (i s nezátíženým výstupem), což usnadňuje regulaci výstupního napětí. Parazitní sériový odpor vinutí R_{Cu2} je uveden pouze pro úplnost – i když je absolutně poměrně velký, při daném výstupním proudu je možné jej zanedbat.

V době sepnutí tranzistoru narůstá magnetizační proud transformátoru, k němuž se přičítá transformovaný proud ze sekundárního vinutí. Sekundární proud se rozděluje do dvou prvků – vlastní kapacita sekundárního vinutí a vstupní kondenzátor násobiče napětí. Napětí u_3 tedy bude narůstat s relativně malou směrnicí, čímž je umožněna regulace výstupního napětí.

Při vypnutí tranzistoru je situace poněkud složitější. Magnetizační proud způsobí otočení polarity napětí na primárním vinutí a tedy i na „levém konci“ rozptylové indukčnosti L_{r2} . Tím začne proud rozptylovou indukčností klesat a poté obrátí polaritu. Část (transformovaného) magnetizačního proudu tedy pak poteče rozptylovou indukčností, což umožní dosažení opačné polarity výstupního proudu i napětí, zbylá část se „vybije“ přes nulovou diodu $D1$ do napájecího zdroje. Rozdělení proudů závisí na více faktorech – např. velikosti výstupního (a tím i vstupního) napětí násobiče, parametry parazitních prvků transformátoru.



Obr. 2.2: Výsledná topologie včetně parazitních prvků transformátoru

2.2 Usměrňovač s filtračním kondenzátorem

Na základě kapitoly 1.3 zvolíme můstkový dvoupulzní usměrňovač se sběracím kondenzátorem. Při maximálním odebíraném výkonu přibližně 50 W (průměrný odebíraný výkon bude ve skutečnosti daleko menší, protože zdroj bude pracovat především v režimu naprázdno) nebudeme tedy řešit špatný účinnost odběru, který bude okolo hodnoty 0,5.

Výběr sběracího kondenzátoru

Efektivní hodnota fázového napětí U_{ef} u nás činí 230 V. Pokud zanedbáme dovolené zvlnění 10 % z fázové hodnoty, pak amplituda bude mít hodnotu:

$$U_{\text{šp}} = U_{ef} \cdot \sqrt{2} = 230 \text{ V} \cdot \sqrt{2} \cong 325 \text{ V} \quad (2.4)$$

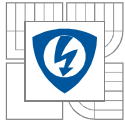
Filtrační kondenzátor navrhne, tak abychom při maximálním odběru dostali zvlnění mezilehlého napětí ΔU_d přibližně 50 V. Protože je síťové napětí harmonické (pokud zanedbáme harmonické zkreslení), lze ho popsat funkcí sinus a pro jeho okamžitou hodnotu pak platí:

$$u_t = U_{\text{šp}} \cdot \sin(\omega t + \Psi) \quad [\text{V}, \text{V}, \frac{\text{rad}}{\text{s}}, \text{s}] \quad (2.5)$$

Kde Ψ je počáteční úhel [rad]

ω je úhlový kmitočet

$$\omega = 2\pi f = 2 \cdot \pi \cdot 50 = 314,16 \text{ rad/s} \quad (2.6)$$



Vyjádříme si z rovnice 1.12 čas, po který je kondenzátor nabíjen, za Ψ dosadíme $\pi/2$ aby funkce v čase $t = 0$ s dosahovala špičkového napětí. Potom musí napětí poklesnout $u_t = U_{d_{max}} - \Delta U_d$

$$t_{nab} = \frac{\sin^{-1}\left(\frac{U_{šp} - \Delta U_d}{U_{šp}}\right) - \Psi}{\omega} = \frac{\sin^{-1}\left(\frac{275}{325}\right) - \frac{\pi}{2}}{314,16 \frac{\text{rad}}{\text{s}}} = 1,79 \text{ ms} \quad (2.7)$$

Vzhledem k dvoupulzně usměrněnému síťovému napětí musí vybíjení kondenzátoru trvat

$$t_{vyb} = \frac{T}{2} - t_{nab} = 10 \text{ ms} - 1,79 \text{ ms} = 8,21 \text{ ms} \quad (2.8)$$

Vybíjení kondenzátoru předpokládáme lineární. Potom platí

$$i_c = C \cdot \frac{\Delta u_c}{\Delta t} \quad [\text{A, F, V, s}] \quad (2.9)$$

Střední hodnota proudu odebíraného ze sítě při plném zatížení je

$$I_{stř} = \frac{P_{max}}{U_d} = \frac{50 \text{ W}}{300 \text{ V}} = \mathbf{167 \text{ mA}} \quad (2.10)$$

Z rovnice 1.16 vyjádříme **kapacitu filtračního kondenzátoru**

$$C = i_c \cdot \frac{t_{vyb}}{\Delta U_d} = 0,167 \text{ A} \cdot \frac{8,21 \text{ ms}}{50 \text{ V}} = \mathbf{27,4 \mu\text{F}} \quad (2.11)$$

Z dostupných modelových řad byl vybrán elektrolytický kondenzátor **33 μF /400 V**. Vzhledem ke špičkovému napětí 325 V s respektováním tolerance a náhodných přepětích v síti je 400 V dostatečná hodnota.

Výběr usměrňovacích diod

Pro bezpečný provoz diod je kromě maximálního závěrného napětí potřeba ověřit střední, špičkovou i efektivní hodnotu procházejícího proudu.

Jelikož každou půlvlnu síťového napětí vedou proud pouze dvě ze čtyř diod, pak pro střední hodnotu proudu jednou diodou platí.

$$I_{Dstř} = \frac{1}{2} I_{stř} = \frac{1}{2} 0,167 \text{ A} = \mathbf{83,5 \text{ mA}} \quad (2.12)$$

Při výpočtu špičkové hodnoty proudu jednou diodou zavedeme zjednodušení a budeme předpokládat, že diodou prochází proud tvaru sinusového půlkmitu. Pro střední hodnotu platí

$$I_{stř} = \frac{1}{T} \int i_{(t)} dt \quad (2.13)$$



Po dosazení a odvození je:

$$I_{\dot{s}p} \cong \frac{T \cdot \pi \cdot I_{stř}}{2 \cdot t_{nab}} \cong \frac{20 \text{ ms} \cdot \pi \cdot 83,5 \text{ mA}}{4 \cdot 1,79 \text{ ms}} \cong \mathbf{733 \text{ mA}} \quad (2.14)$$

Podobně pro efektivní hodnotu proudu jednou diodou:

$$I_{Def} \cong \frac{I_{\dot{s}p}}{2} \sqrt{\frac{2t_{nab}}{T}} \cong \frac{733 \text{ mA}}{2} \sqrt{\frac{2 \cdot 1,79 \text{ ms}}{20 \text{ ms}}} \cong \mathbf{155 \text{ mA}} \quad (2.15)$$

Problém ale nastává připojením usměrňovače s vybitým kondenzátorem přímo na síť, proud by byl omezen pouze indukčností sítě. Proto se nabíjecí proud omezuje tzv. soft-startem. Ten lze realizovat různými způsoby. Pro některé aplikace může vyhovět termistor, který průchodem se průchodem proudu zahřeje a tím klesne jeho odpor, ale takové řešení je nevyhovující pokud se zařízení po vypnutí bez prodlevy znovu zapne. Tepelná časová konstanta termistoru může dosahovat velkých hodnot a při opětovném zapnutí by nabíjecí proud nebyl omezen. Výkon našeho zařízení bude 30 W a to pouze při nabíjení výstupního násobiče nebo při zkratu. Proto jsme zvolili nejjednodušší variantu a tou je předřadný výkonový rezistor, který tento nabíjecí proud dostatečně omezí, aniž by způsobil výrazné ztráty při provozu.

V katalogích výrobci udávají charakteristiku maximálního neopakovatelného špičkového proudu s počtem cyklů pro frekvenci 60 (50) Hz. Diody se střední hodnotou proudu 1 A běžně snesou špičkový proud 30 A, který se s počtem následujících cyklů zmenšuje. Tvar charakteristiky přibližně odpovídá střední hodnotě nabíjecího proudu kondenzátoru. Zvolíme tedy maximální proud prvního cyklu při zapnutí ve špičce napětí 20 A. Pak je velikost předřadného rezistoru.

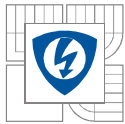
$$R_{ss} = \frac{U_{\dot{s}p}}{I_{nab}} = \frac{325 \text{ V}}{20 \text{ A}} \cong \mathbf{16 \Omega} \quad (2.16)$$

Zvolíme tedy rezistor s odporem **18 Ω**. Při našem zatížení bude rezistorem protékat efektivní proud rovný dvojnásobku efektivnímu proudu jednou diodou. Potom je ztrátový výkon na předřadném rezistoru při plném zatížení.

$$\Delta P_R = R_{ss} \cdot 2(I_{Def})^2 = 18 \Omega \cdot (219 \text{ mA})^2 = 0,86 \text{ W} \quad (2.17)$$

Z nabídky vybereme drátový rezistor **18 Ω/2 W**.

Diody tedy musí snést špičkový proud 20 A, střední trvalý 83,3 mA, efektivní 155 mA a závěrné napětí alespoň 600 V. Tomu odpovídají například univerzální diody **1N4007**.



2.3 Transformátor

Jak už bylo řečeno, výroba transformátoru, který je schopný transformovat napětí v řádu několika kilovoltů je v domácích podmínkách obtížná. K dispozici ale máme vysokonapěťový impulzní transformátor s feritovým jádrem ze staré televize s CRT obrazovkou, kde sloužil jako součást zdroje urychlovacího napětí. Vysokonapěťové vinutí je navinuto na čtvercovém jádře o průřezu 170 mm^2 naproti primárnímu vinutí. Sekundární vinutí má **1300 závitů**. Primární vinutí navrhne vlastní. Umístění vinutí na jádru naproti sobě zajistí relativně velkou hodnotu rozptylové indukčnosti, která je potřebná pro funkci našeho zapojení. Pokud by hodnota rozptylové indukčnosti nebyla optimální, je možné přidat do série s primárním vinutím tlumivku.

Návrh primárního vinutí bude v podstatě vycházet z pravidel pro blokující zdroj. Požadavkem je dosažení proudu přibližně $0,5 \text{ mA}$ na výstupu, to odpovídá výkonu zhruba 25 W . V podstatě ale není důležité se této hodnoty držet striktně, je to pouze rezervní proud, který má pokrýt ztráty svodovými odpory izolantů a případně korónové výboje.

Protože zvolená topologie slučuje funkci blokujícího a propustného měniče, je třeba počítat přenos energie při obou polaritách napětí. Odhadneme tedy potřebný výkon předávající se v době vypnutí tranzistoru na $P_1 = 30 \text{ W}$. Jak bylo vysvětleno dříve. Rozptylová indukčnost mezi primárním a sekundárním vinutím způsobí nevyužití veškeré naakumulované energie v jádře (část se nutně musí vždy vrátit do meziobvodu, takže výkon předávaný do zátěže nebude celých 30 W). Zbylý výkon se bude předávat v propustném pulzu (době sepnutí tranzistoru). Proto dimenzujeme hlavní indukčnost primárního vinutí tak, aby energie v něm uložená odpovídala výkonu cca 50 W . Energie uložená v jádru transformátoru z jedné periody je dána:

$$E_1 = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot I_{mag}^2 \text{ [W, H, A]} \quad (2.18)$$

Použito bude odvození na základě literatury [1]. Vztah pro potřebnou indukčnost při žádaných parametrech:

$$L_1 = \frac{Ud^2 \cdot s^2}{2 \cdot f \cdot P_1} = \frac{300^2 \text{ V} \cdot 0,4^2}{2 \cdot 50 \text{ kHz} \cdot 50 \text{ W}} \cong 2,9 \text{ mH} \quad (2.19)$$

Střída s je zvolena **0,4**, protože naše koncepce teoreticky může vykazovat problém s rychlostí demagnetizace v určitých fázích nabíjení násobiče napětí. Tato střída nebude omezena senzorem proudu v kolektoru tranzistoru, ale bude nastavena vhodnou volbou rezistoru a kondenzátoru oscilátoru řídicího obvodu, jak bude vysvětleno v kapitole 2.6. Spínací frekvenci je možné teoreticky volit až do 100 kHz , kde leží vlastní rezonance transformátoru. Zvolíme spínací frekvenci **50 kHz** z důvodu rezervy (např. snížení rezonanční frekvence zatížením parazitními kapacitami diod násobiče apod.).

Maximální magnetizační proud pak odpovídá hodnotě:

$$I_{mag} = \frac{s \cdot Ud}{L \cdot f} = \frac{300 \text{ V} \cdot 0,4}{2,9 \text{ mH} \cdot 50 \text{ kHz}} \cong 0,83 \text{ A} \quad (2.20)$$

Potřebný počet primárních závitů:

$$N_1 = \frac{L_1 \cdot I_{mag}}{B \cdot S_{Fe}} = \frac{2,9 \text{ mH} \cdot 0,83 \text{ A}}{0,25 \text{ T} \cdot 170 \text{ mm}^2} \cong 56 \quad (2.21)$$

Jádrem je neznámý ferit, omezíme tedy sycení na **0,25 T**. Protože je primární strana napájena mezilehlým napětím $U_d = 300 \text{ V}$ a sekundární vinutí má 1300 závitů, může být maximální napětí na vstupu do násobiče:

$$U_2 = \frac{N_2}{N_1} \cdot U_1 = \frac{1300}{56} \cdot 300 \text{ V} \cong \mathbf{6964 \text{ V}} \quad (2.22)$$

Pro dosažení napětí 50 kV na výstupu tedy budeme potřebovat násobič napětí s osmi stupni.

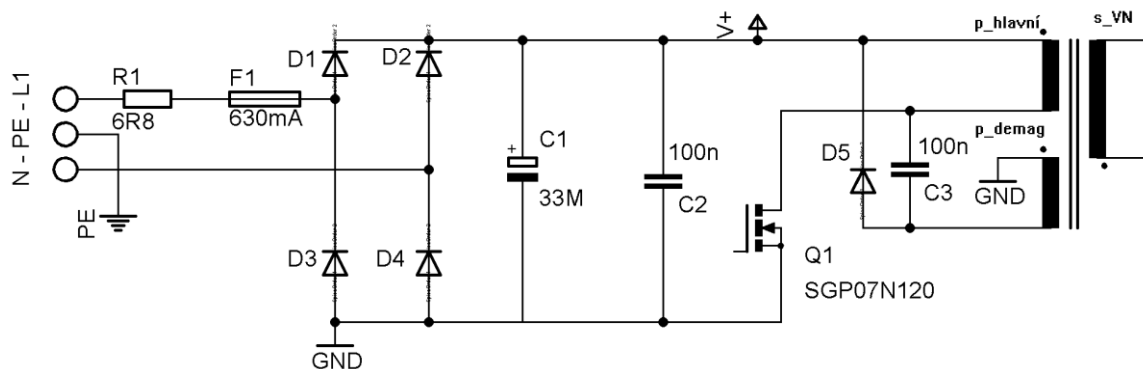
Velikost vzduchové mezery je pak dána:

$$l_v = \frac{N_1 \cdot \mu_0 \cdot I_{mag}}{B} = \frac{56 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m} \cdot 0,83 \text{ A}}{0,25 \text{ T}} \cong 0,23 \text{ mm} \quad (2.23)$$

2.4 Tranzistorový měnič

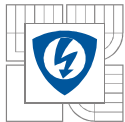
Jak již bylo zdůvodněno, tranzistor bude namáhán minimálně napětí $2U_d$ + případný překmit, který ale bude částečně ošetřen. Teoreticky by se mohl použít tranzistor MOS-FET se závěrným napětím 1000 V, u něhož není problém dosažení vysokých frekvencí. V rámci rezervy ale použijeme tranzistor IGBT se závěrným napětím 1200 V, který při malém proudu půjde provozovat na frekvenci 50 kHz bez problémů.

Celkové zapojení tranzistorového měniče zobrazuje Obr. 2.3 Výkonový rezistor R1, který zastává funkci soft-startu a následující můstkový usměrňovač byly navrženy v kapitole 2.2. C2, C18, C3 jsou blokovací, bezindukční, foliové kondenzátory umístěné tak, aby proudová smyčka kondenzátory-tranzistor-dioda byla co nejkratší. Tím se omezí indukčnost cest a tedy i napěťový překmit na tranzistoru Q1. Jak již bylo zdůvodněno, transformátor vykazuje velkou rozptylovou indukčnost. K potlačení jejího indukovaného napětí slouží obvod s vinutím p_rekup., bezindukčním kondenzátorem C3 a rychlou diodou D5. Kde vinutí p_rekup. vrací většinu rozptylové magnetické energie zpět do meziobvodu. Existencí mírné rozptylové indukčnosti mezi primárními vinutími by vznikala další napěťový překmit, ten je zachycován kondenzátorem C3.



Obr. 2.3: Tranzistorový měnič - silová část

Pokud uvažujeme konstantní napětí na kondenzátorech násobiče během jedné periody, je zřejmé, že proud tranzistorem bude mít v době sepnutí tvar rostoucí přímky (proud magnetizační i rozptylovou indukčností bude integrálem z konstantní velikosti napětí).



Jak bude popsáno dále, řídicí obvody budou vypínat proud kolektorem, který dosáhne dvojnásobku maximálního magnetizačního proudu:

$$I_{Tmax} = I_{mag} \cdot 2 = 0,83 \text{ A} \cdot 2 = \mathbf{1,66 \text{ A}} \quad (2.24)$$

Střední hodnota proudu odpovídá velikosti plochy pod průběhem, dělené periodou spínání. Proudové pulzy tranzistorem mají tvar trojúhelníků. Jejich plocha je rovna základně (odpovídající době zapnutí tranzistoru) násobené velikostí špičkového proudu. Nejvyšší střední hodnota proudu tranzistorem je tedy:

$$I_{Tstř} = \frac{I_{Tmax}}{2} \cdot s = \frac{1,66}{2} \text{ A} \cdot 0,4 \cong \mathbf{330 \text{ mA}} \quad (2.25)$$

Střední hodnota proudu tranzistorem je vyšší než střední hodnota odebíraná meziobvodu, protože část proudu se vrací pomocným vinutím. Efektivní proud tranzistorem pak:

$$I_{Tef} = \frac{I_{Tmax}}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{s} = \frac{1,66}{\sqrt{3}} \text{ A} \cdot \sqrt{0,4} \cong \mathbf{606 \text{ mA}} \quad (2.26)$$

Těmto hodnotám vyhoví všechny dostupné IGBT tranzistory. Zvolíme tranzistor **SGP07N120**.

2.5 Násobič napětí

U zdroje vysokého napětí pro testování izolantů je klíčové dosáhnout požadovaného napětí v chodu naprázdno, stabilita při zatěžování není vyžadována (pouze pokrytí ztrát korunou a proud děličem). Z toho důvodu byl vybrán **půlvlnný sériový násobič napětí**.

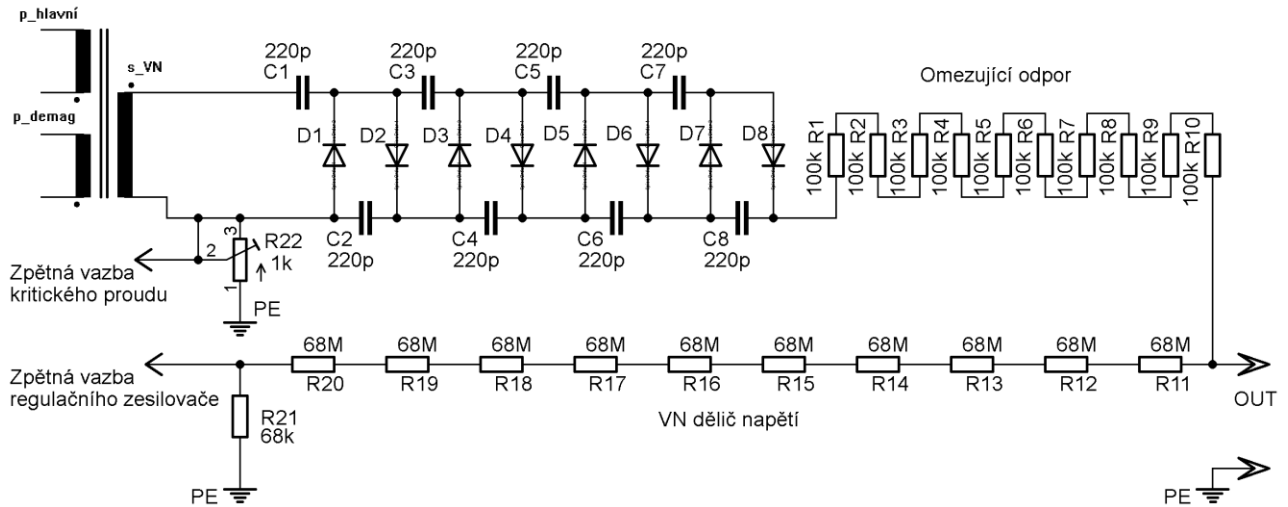
Konkrétní zapojení je na Obr. 2.4 Všimněme si, že kondenzátor C1 se v idealizovaném případě během záporného pulzu nabíjí amplitudou sekundárního napětí. Během druhé půlperrody se k napětí sekundárního vinutí přičítá také napětí kondenzátoru C1, jejich součet nabíjí kondenzátor C2 napětím $2U_2$ a tedy přibližně 14 kV. Tento děj ve skutečnosti trvá několik period a to současně na všech stupních násobiče. Ze schématu vidíme, že diody jsou namáhány stejným napětím jako kondenzátory.

Z důvodu malé izolace studeného konce transformátoru proti zemi a snadnosti měření výstupního napětí i proudu je připojena záporná svorka násobiče na PE vodič (přes snímací rezistor), měřicí a regulační obvody jsou tedy také uzemněny na PE.

Pro získání informace o výstupním proudu je použit odporový bočník mezi zápornou svorkou násobiče a zemí. Při překročení určité záporné hodnoty napětí na bočníku dojde k deaktivaci zdroje, vypínací proud se tedy nastavuje změnou odporu bočníku. Když je detekován elektrický průraz, zůstane zobrazena hodnota napětí, při které došlo k průrazu a je blokováno buzení hlavního tranzistoru až do doby ručního nulování. Všimněme si, že na bočníku vzniká záporná hodnota napětí proti PE vodiči, výhodou ale je možnost vyvedení pouze jedné svorky z násobiče, což výrazně zjednoduší jeho konstrukci.

Za výstup násobiče připojíme omezovací, bezpečnostní odpor, který je nutno složit z více sériově spojených rezistorů, z důvodu úbytku napětí až 50 kV. Použito bude deset 100 kΩ VN rezistorů. Tyto rezistory dle Ohmova zákona omezí špičkový proud na hodnotu 50 mA při maximálním výstupním napětí 50 kV.

Napěťová zpětná vazba pro regulátor napětí je realizována děličem z deseti VN rezistorů, každý o odporu 68 MΩ.



Obr. 2.4: Schéma vysokonapěťového násobiče napětí včetně zpětné vazby

2.5.1 Výpočet

Na základě kapitoly 2.3 a principu půlvlnného násobiče, který násobí amplitudu střídavého signálu (při zanedbání úbytku napětí na usměrňovacích diodách), můžeme lehce odvodit potřebný počet stupňů pro dosažení napětí 50 kV.

$$n = \frac{U_{out}}{U_2} = \frac{50000 \text{ V}}{6964 \text{ V}} = 7,2 \quad (2.27)$$

Počet stupňů zaokrouhlíme na $n = 8$ (kdybychom zaokrouhlili na 7, výstupní napětí by nedosáhlo 50 kV).

Výpočet kapacity jednoho kondenzátoru násobiče pro 1% zvlnění výstupního napětí při výstupním proudu 0,5 mA, 8 stupňů, 50 kHz [9]:

$$C_n = \frac{I \cdot \left(n^2 + \frac{n}{2}\right)}{8 \cdot f \cdot \Delta U_n} = \frac{0,5 \text{ mA} \cdot \left(8^2 + \frac{8}{2}\right)}{8 \cdot 50 \text{ kHz} \cdot 500 \text{ V}} = 170 \text{ pF} \quad (2.28)$$

Výpočet kapacity jednoho kondenzátoru násobiče pro 5% pokles napětí při zatížení [9]:

$$C_n = \frac{I \cdot \left(n^3 + \frac{9 \cdot n^2}{4}\right) + \frac{n}{2}}{12 \cdot f \cdot U_{reg}} = \frac{0,5 \text{ mA} \cdot \left(8^3 + \frac{9 \cdot 8^2}{4}\right) + \frac{8}{2}}{12 \cdot 50 \text{ kHz} \cdot 2500 \text{ V}} = 220 \text{ pF} \quad (2.29)$$

Zvolíme tedy kondenzátory o kapacitě 220 pF. Jak již bylo psáno výše, každý kondenzátor a dioda bude namáhána napětím cca 14 kV. Z důvodu rezervy dimenzujeme všechny součástky násobiče napětí na 20 kV.

Nyní můžeme určit vybijecí časovou konstantu násobiče.

Ze schématu na Obr. 2.4 plyne, že celková kapacita násobiče je dána sériovým zapojením dolní větve, ke které je paralelně spojena horní větev kondenzátorů. Protože při paralelním spojení se kapacita kondenzátorů sčítá a sériovém dělí, můžeme pro celkovou kapacitu násobiče napětí psát.

$$C_{n,celk} = 2 \cdot \frac{C_n}{4} = 2 \cdot \frac{220pF}{4} = \mathbf{110 pF} \quad (2.30)$$

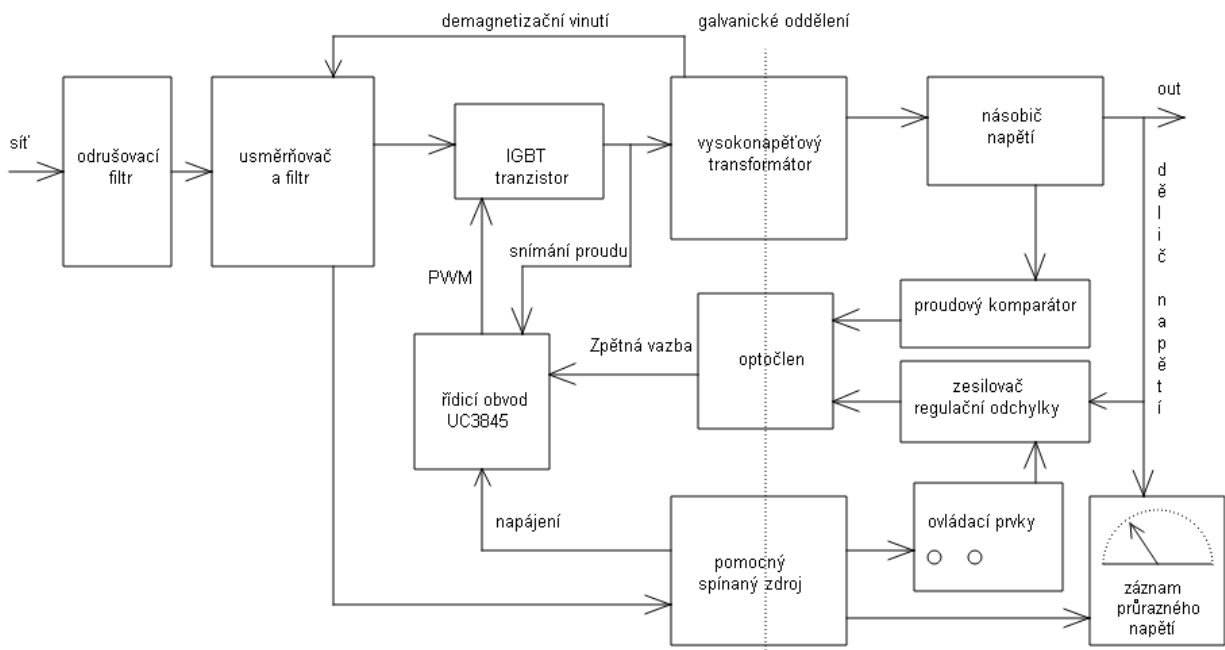
Vybíjecí časová konstanta násobiče je pak dána celkovou kapacitou a hodnotou omezovacího odporu.

$$\tau_n = R_{omez} \cdot C_{n,celk} = 1M\Omega \cdot 110pF = \mathbf{110 ms} \quad (2.31)$$

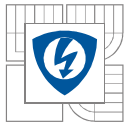
2.6 Řídicí obvody

Primární strana vysokonapětového zdroje bude provozována na síťovém napětí, to značně komplikuje řídicí obvody, jelikož je požadováno bezpečnostní galvanické oddělení primární a sekundární strany a regulátory s dalšími obvody musí být na sekundární straně. Pro řízení tranzistoru na primární straně bude použit integrovaný obvod z řady UC384x. Tyto obvody jsou určeny pro řízení výkonových tranzistorů v pulzních zdrojích pomocí PWM modulace. Jejich výhodou je v malém počtu externích součástek. Na sekundární straně jsou řídicí obvody realizovány analogově pomocí operačních zesilovačů. Probíhá zde měření napětí a proudu proti potenciálu PE vodiče, který slouží jako měřicí zem. Vyhodnocování žádaného výstupního napětí zde zajišťuje zesilovač regulační odchylky, ten předává informaci na primární stranu přes optočlen. Voltmetr pro záznam průrazného napětí vyžaduje napájení z galvanicky odděleného zdroje, stejně jako řídicí obvody primární a sekundární strany, proto je použit pomocný spínaný zdroj.

Celkové řešení zdroje je blokově znázorněno na Obr. 2.5.



Obr. 2.5: Blokové schéma VN zdroje s řídicími obvody



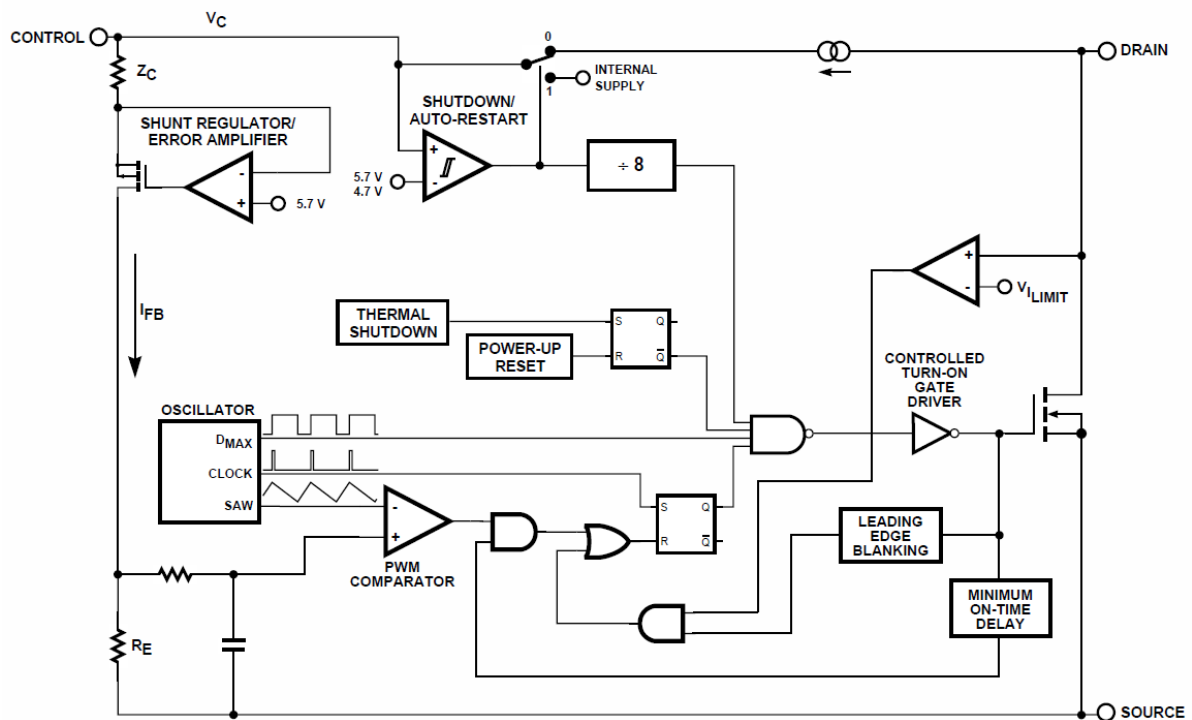
2.6.1 Pomocný zdroj

Pro napájení řídicích obvodů primární i sekundární strany je zapotřebí galvanicky oddělený zdroj napětí. K dispozici máme usměrněné síťové napětí o hodnotě přibližně 300 V. Z důvodu nutnosti bezpečně galvanicky oddělených vinutí a požadované malé velikosti a hmotnosti zdroje použijeme spínaný zdroj a nikoli klasický síťový transformátor.

Jednoduchým řešením by mohlo být pomocné vinutí hlavního transformátoru. Napětí na něm bude ale pouze v případě, že je hlavní tranzistor spínán. Musíme tedy zajistit, aby se IO UC384x byl schopen spustit i bez přítomnosti napěťových pulzů na transformátoru. To by nebyl problém, pro takový účel se běžně používá spouštěcí rezistor, který z napětí meziobvodu nabije filtrační kapacitu u IO. Jakmile napájecí napětí překročí hodnotu hystereze podpěťové ochrany, zdroj se na chvíli rozběhne a poté se IO již napájí z pomocného vinutí. Při velmi malém odběru zátěže ale může docházet k poklesu napětí filtrační kapacity pod úroveň podpěťové ochrany a tedy k nežádoucímu vypínání zdroje za provozu, stejný problém by nastal např. při aktivaci obvodu detekce průrazu, proto je nutné použít samostatný pomocný zdroj pracující stále.

Řešení pomocného spínaného zdroje s obvodem TOPSwitch

Spínaný zdroj se na první pohled může zdát jako zbytečně složité řešení, s integrovaným obvodem TOPSwitch TOP223PN je ale konstrukce velmi jednoduchá. Hlavní výhodou (někdy nevýhodou) tohoto IO je integrace prakticky všech obvodů do jednoho čipu, proto není potřeba mnoho externích součástek. Obvod TOP223PN má pouze tři vývody: DRAIN, SOURCE a CONTROL. Jeho vnitřní strukturu lze vidět na Obr. 2.7. IO již obsahuje výkonový tranzistor MOSFET se závěrným napětím 700 V, lze jej tedy provozovat na hladině síťového napětí. Omezení špičkového proudu je realizováno snímáním úbytku na odporu vnitřního tranzistoru v sepnutém stavu (nutno zvolit správnou výkonovou řadu). Spínací frekvence je pevně nastavena vnitřním oscilátorem na 100 kHz se střídou maximálně 70 %. Napájení IO zajišťuje vývod CONTROL s doporučenou filtrační kapacitou 47 μF . Ta se po zapnutí nabíjí ze svorky DRAIN vnitřním zdrojem proudu na 5,7 V, poté hlavní tranzistor začne spínat a kapacita se dobíjí z dalšího vinutí transformátoru (výstupní napětí z tohoto vinutí může sloužit zároveň pro regulaci napětí). Svorka CONTROL zároveň zajišťuje zpětnovazební napěťovou regulaci pomocí vnitřního zesilovače regulační odchylky. [11]



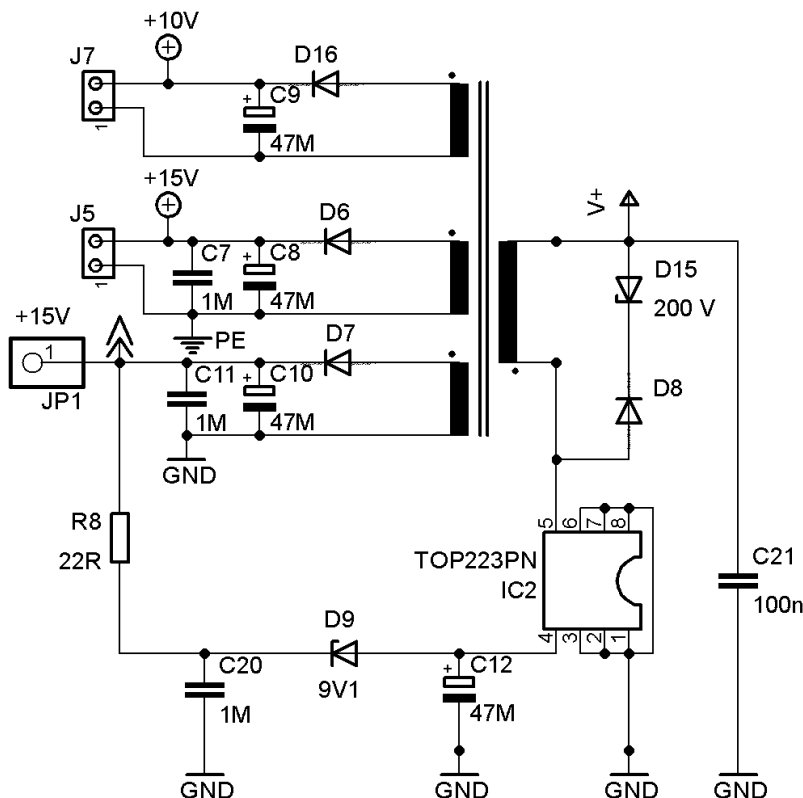
Obr. 2.6: Vnitřní struktura obvodu TOPSwitch223PN, převzato z [11]

Konkrétní schéma zapojení pomocného zdroje je zobrazeno na Obr. 2.7 Z orientace jednotlivých vinutí plyne, že pomocný zdroj pracuje jako blokující měnič napětí. Dioda D8 a tranzistor D15 na primární straně slouží jako ochrana vnitřního MOSFETU proti napěťovým překmitům způsobených rozptylovou indukčností feritového transformátoru.

Pro maximální možné zjednodušení je ze zpětnovazebního vinutí (galvanicky spojeného s primární stranou) zároveň napájen obvod UC3845. Napětí je nastaveno pomocí Zenerovy diody D9 9,1 V + napětím vývodu CONTROL 5,7 V, což dává přibližně 15 V. Další dvě sekundární vinutí mají napětí odvozeno poměrem závitů ke zpětnovazebnímu vinutí. Odpor R8 a kondenzátor C20 slouží jako RC filtr pro filtraci indukovaných napěťových překmitů, které by mohly zasahovat do zpětnovazební regulace.

Druhé sekundární vinutí je galvanicky odděleno, protože napájí řídicí obvody sekundární strany vysokonapěťového zdroje. Má stejný počet závitů jako zpětnovazební a dává tedy také 15 V.

Třetí sekundární vinutí slouží k napájení panelového voltmetru, který vyžaduje galvanické oddělení od měřeného obvodu a napětí okolo 10 V.



Obr. 2.7: Schéma zapojení pomocného zdroje

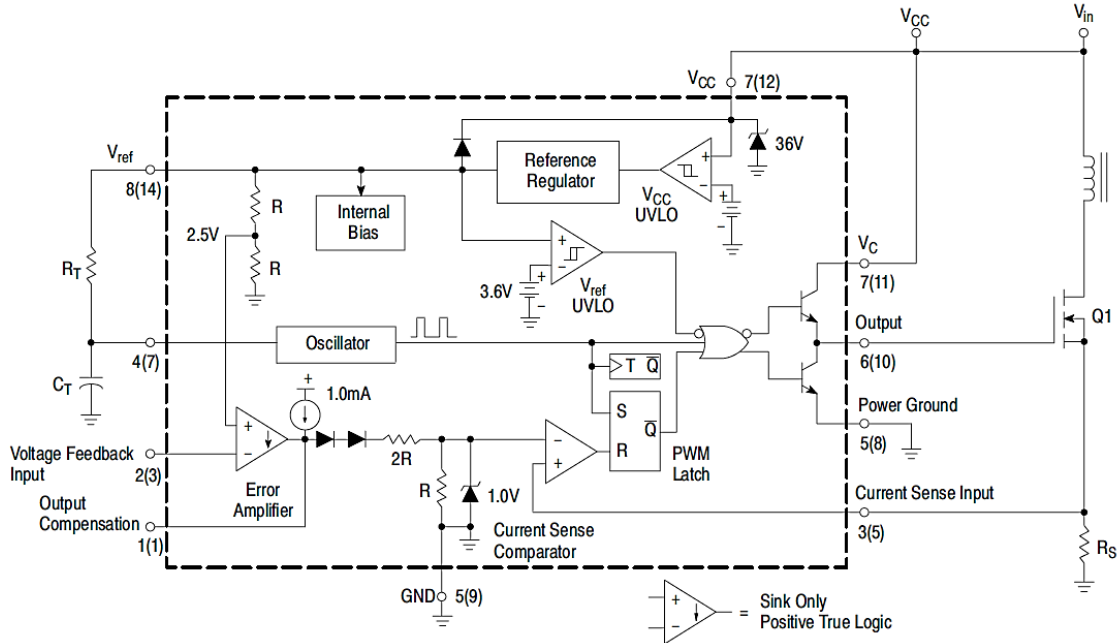
2.6.2 Primární strana

Jak již bylo zmíněno, pro buzení výkonového tranzistoru bude použit integrovaný obvod z řady UC384x. Jedná se o hlavní součást řídicích obvodů, proto si jeho vlastnosti a funkci stručně popíšeme.

Obvody UC384x

Vnitřní struktura obvodu je znázorněna na Obr. 2.8. Napájecí napětí obvodu (pin 7) může být až 30 V. Jeho velikost je ale nutno přizpůsobit maximálnímu napětí Gate spínacího tranzistoru. Také minimální napájecí napětí je nutno volit podle požadovaného napětí Gate pro dokonalé sepnutí výkonového spínače. Obvod má proto podpěťovou ochranu, aby nemohlo dojít k sepnutí spínače, pokud není dostatečné napětí pro Gate výkonového tranzistoru. Obvody jsou vyráběny ve čtyřech variantách, dvě pro vyšší (16 V on / 10 V off) a dvě pro nižší (8,5 V on / 7,9 V off) úroveň podpěťové ochrany. Je nutno si uvědomit, že k podpěti dochází krátkodobě i při zapnutí a vypínání zdrojů. Dále jsou obvody dělené podle požadované střídy budících impulsů na <50 % a <100 %. IO pro max. střídu 50 % jsou vhodné tam, kde požadujeme minimální zaručenou dobu pro demagnetizaci indukčnosti nebo transformátoru. To je také náš případ, zvolíme proto obvod **UC3845** s úrovněmi zapnutí a vypnutí podpěťové ochrany 8,5/7,9 V a střídou $s < 50$ %. IO obsahuje přesný, teplotně kompenzovaný zdroj referenčního napětí 5 V na pinu 8. Obvod pracuje s konstantní zvolenou spínací frekvencí až 250 kHz. Zavedením $R_T C_T$ členu z referenčního zdroje na pin 4 se volí pevná spínací frekvence s možností nastavení dead-timu, ale pouze v omezených mezích. Napěťová zpětná vazba se zavádí na pin 2, což je záporný vstup vnitřního zesilovače regulační odchylky s výstupem typu otevřený kolektor s proudovým zdrojem. Kladná svorka je uvnitř pevně připojena na napětí 2,5 V.

Zpětná vazba regulačního zesilovače se nastavuje pomocí svorky 1. Maximální proud externím tranzistorem se nastavuje hodnotou rezistoru R_s , který se připojuje na pin 3, což je svorka proudového komparátoru. Výstupem IO je pin 5, ze kterého se budí výkonový tranzistor špičkovým proudem až 1 A. [10]



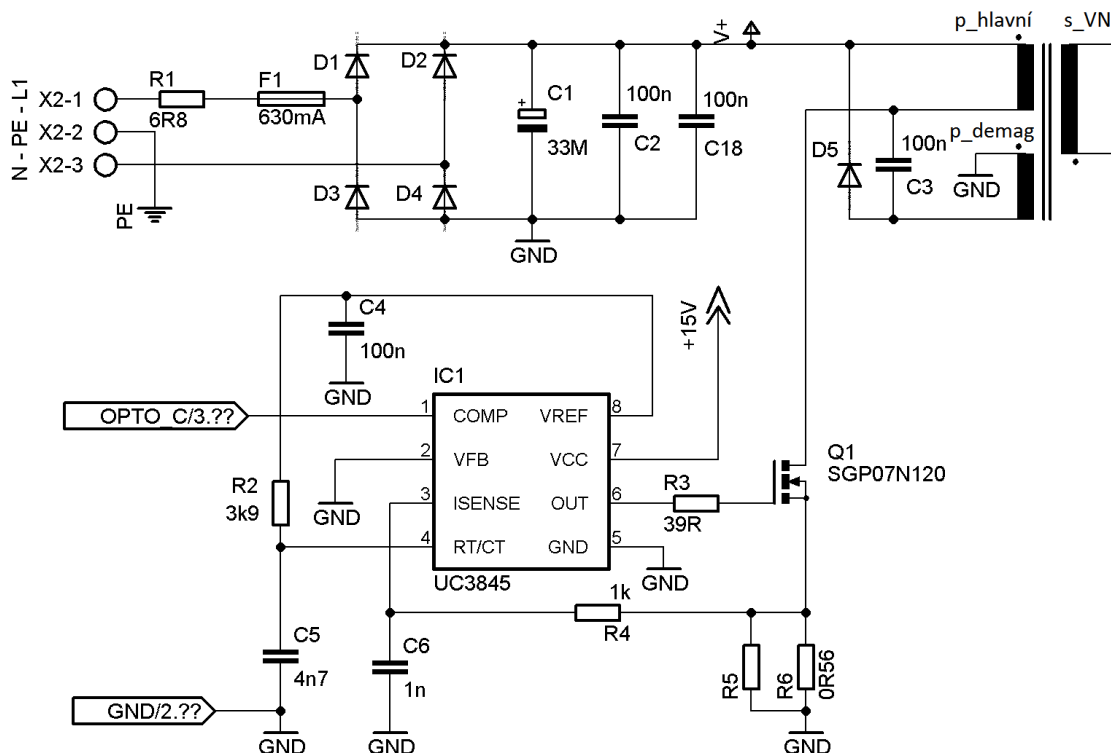
Obr. 2.8: Blokové schéma vnitřní struktury obvodů UC384X, převzato z [10]

Konkrétní zapojení celé primární strany zobrazuje Obr. 2.9. Je nutno si uvědomit, že potenciál GND není stejný jako potenciál země. IO UC3845 je napájen z pomocného zdroje napětím 15 V na pin 7. Kondenzátor C_4 slouží k blokování referenčního napěťového zdroje 5 V. Časovací rezistor R_2 a kondenzátor C_5 byly zvoleny dle grafu v datasheetu [10], tak aby frekvence oscilátoru byla 100 kHz (výstup spíná na poloviční frekvenci z důvodu existence flip-flop obvodu) a maximální střída 0,45. Rezistor R_4 a kondenzátor C_6 tvoří RC filtr, který slouží k filtraci napěťových špiček vznikajících na bočníku R_5 a R_6 vlivem kapacitních proudů přes primární vinutí a nulovou diodu D_5 , tyto špičky jsou navíc zesíleny vlivem parazitní indukčnosti bočníku, proto je také nutné použít rezistory s co nejmenší indukčností (zde metalizované). Tyto špičky je nutno potlačit, aby nedocházelo k předčasnému překlopení PWM komparátoru a následnému vypnutí výkonového tranzistoru. Polovina spínací periody je 10 μ s, hodnoty R_4 a C_6 zvolíme tak, aby jejich časová konstanta byla přibližně desetina této doby, tedy 1 μ s. Zvolíme rezistor 1 k Ω , pak bude potřebná kapacita:

$$C_6 = \frac{\tau}{R_4} = \frac{1\mu s}{1k\Omega} = 1\text{ nF} \quad (2.32)$$

Přes rezistor R_3 je nabíjena kapacita gate-emitor tranzistoru. Aby se nenabíjela příliš rychle (což by mohlo způsobit nežádoucí překmitý napětí) ani příliš dlouho (tím by se zvýšily přepínací ztráty), výrobce doporučuje hodnotu 39 Ω .

Uzemněním pinu 2 se z funkce vyřadí vnitřní zesilovač regulační odchylky. Důvodem je použití externího regulačního zesilovače na sekundární straně. Ten informaci o výstupním napětí předává pomocí optočlenu, jehož kolektor je zaveden na pin 1 a emitor je uzemněn. Při přivírání tranzistoru optočlenu na něm proudový zdroj na pinu 1 vytváří úbytek napětí, jež je poté použit pro proudovou regulaci.

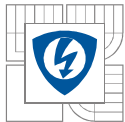


Obr. 2.9: Primární strana vysokonapětového zdroje

2.6.3 Sekundární strana

Všechny obvody sekundární strany jsou definovány proti potenciálu PE vodiče. Jejich napájení je zajištěno pomocným zdrojem o napětí 15 V. Řízení zajišťují 4 unipolární operační zesilovače TLC272C, které umožňují práci se vstupním napětím i lehce pod hranici záporného pólu napájecího napětí. Schéma zapojení je na Obr. 2.10.

Zesilovač regulační odchylky IC4A je zapojen jako PI regulátor. Do invertujícího vstupu jsou zavedeny ovládací prvky a tedy žádaná hodnota výstupního napětí. Zpětná vazba z vysokonapětového děliče je zavedena do neinvertujícího vstupu z důvodu potřeby velké vstupní impedance. Výstup tohoto operačního zesilovače ovládá vysílací diodu optočlenu a tím i přijímací tranzistor na primární straně zdroje (který poté řídí IO UC3845). Pokud je na invertující vstupu větší hodnota napětí než přichází ze zpětnovazebního děliče, optočlen je zavřený a povoluje tedy plné buzení výkonového tranzistoru obvodem UC3845. To vede ke zvednutí napětí výstupu a poté díky integrační složce regulátoru k úplnému odstranění regulační odchylky. Při hodnotě výstupního napětí vyšší než je požadováno regulátor otevírá tranzistor optočlenu a tedy snižuje požadavek proudu na primární straně. Kondenzátor C15 filtruje rušení, které může vznikat na relativně dlouhém spoji z výstupu děliče z důvodu poměrně velké impedance, které by mohlo zasahovat do regulace.



Veškeré ovládací prvky jsou vyvedeny na přední panel zdroje. Umožněny jsou dva režimy provozu:

- Automatický
- Manuální

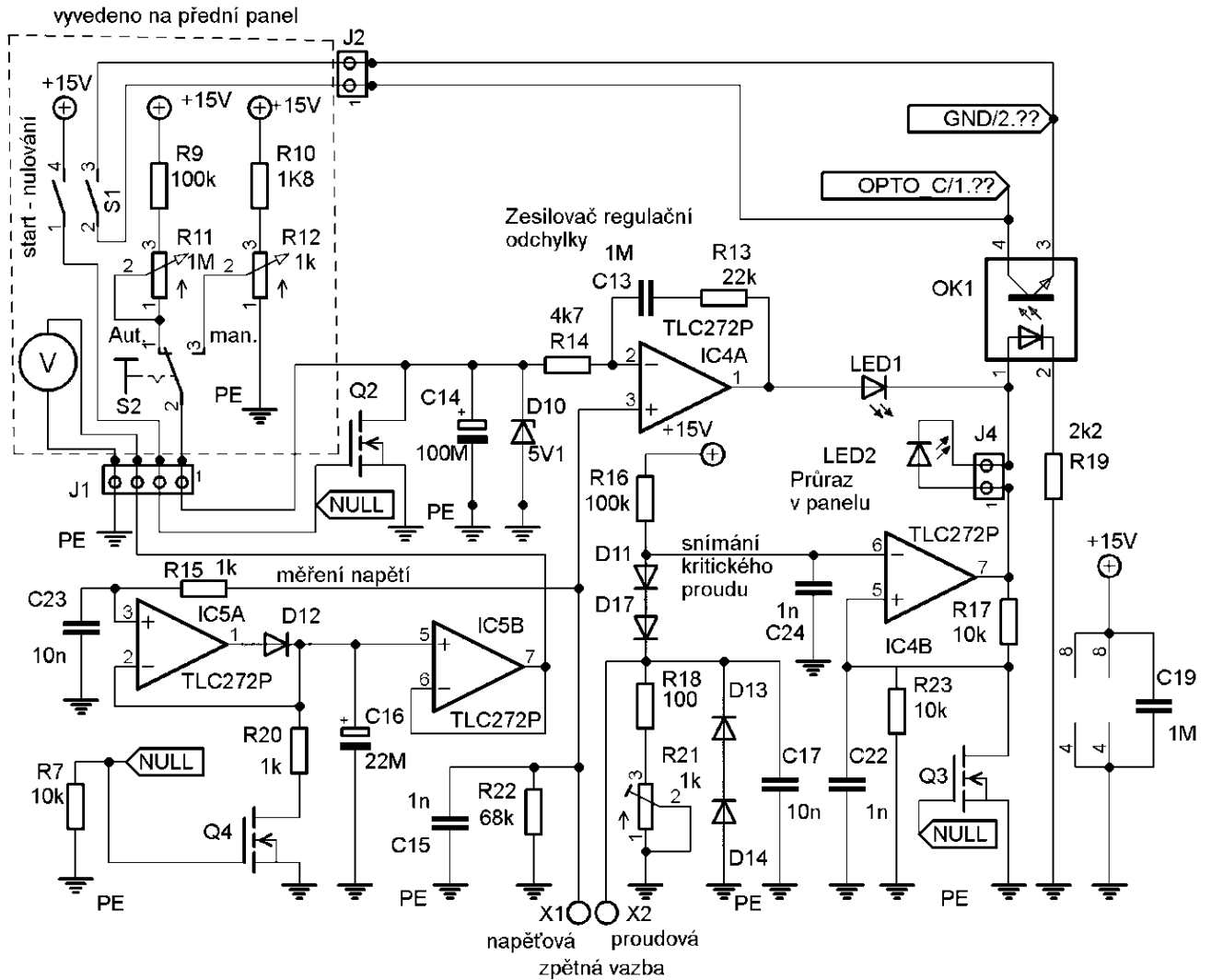
Pokud se spínač S2 nachází v poloze Aut., jedná se o automatický režim chodu. Potenciometr R11 spolu s kondenzátorem C14 tvoří integrační RC článek. Aby byl zajištěn přibližně lineární nárůst výstupního napětí, je napětí kondenzátoru omezeno Zenerovou diodou D10 na jednu třetinu, tedy 5,1 V. To znamená, že plného napětí tento RC článek (a tím i výstupní napětí zdroje) dosáhne přibližně za polovinu časové konstanty. Kondenzátor není vhodné volit příliš velký z důvodu zpožděných reakcí při manuálním režimu. Při kapacitě 100 μF a potenciometru 1 M Ω dostáváme časovou konstantu 100 s, plného napětí bude tedy dosaženo za 50 sekund. Změnou odporu potenciometru můžeme měnit rychlost nárůstu napětí.

Přepnutím do polohy man. se zdroj nachází v manuálním režimu. Potenciometrem R12 1 k Ω se sériovým rezistorem R10 1k8 tvoří dělič napětí, kterým je možné nastavit hodnotu výstupního napětí v rozmezí 0-50 kV. Kondenzátor C14 bude v tomto režimu nepatrně zhoršovat odezvu na natočení potenciometru. Je ale potřebný pro správnou funkci regulátoru, protože pro vyšší frekvence zmenšuje výstupní odpor tohoto děliče (regulátor na invertujícím vstupu vyžaduje ideálně nulový výstupní odpor předchozího obvodu).

K záznamu výstupního napětí slouží operační zesilovač IC5A, který je zapojen jako špičkový voltmetr. Usměrnovací dioda D12 zamezí poklesu napětí na kondenzátoru C16 i po ztrátě napětí na vysokonapěťovém děliči. Aby kondenzátor nevybíjel ani přes vstupní odpor použitého voltmetru, je v sérii zapojen napěťový sledovač IC5B, který pokrývá proud odebíraný panelovým voltmetrem.

Detekci napěťového průrazu izolantu zajišťuje proudový komparátor, zapojený jako klopný obvod. Pokud odběr proudu překročí hranici nastavenou trimrem R21 (přibližně úbytek 0,7 V diody D11), komparátor se překlápí pomocí kladné zpětné vazby do saturace a přes optočlen zablokuje buzení výkonového tranzistoru. Diody D13, D14 chrání vstup operačního zesilovače před přepětím. LED dioda LED2 je vyvedena na přední panel zdroje, kde indikuje elektrický průraz (překročení výstupního proudu). Kondenzátor C17 filtruje rušení.

Reset vstupního napětí regulátoru (kondenzátor C14), hodnoty voltmetru a klopného obvodu kritického proudu se provádí dvoupólovým spínačem S1. Jeden pól otevírá nulovací MOS-FET tranzistory Q1-Q3. Druhý pól uzemňuje pin 1 obvodu UC3845, čímž blokuje buzení výkonového tranzistoru. Přes rezistor R7 se vybíjejí kapacity gate tranzistorů Q1-Q3.

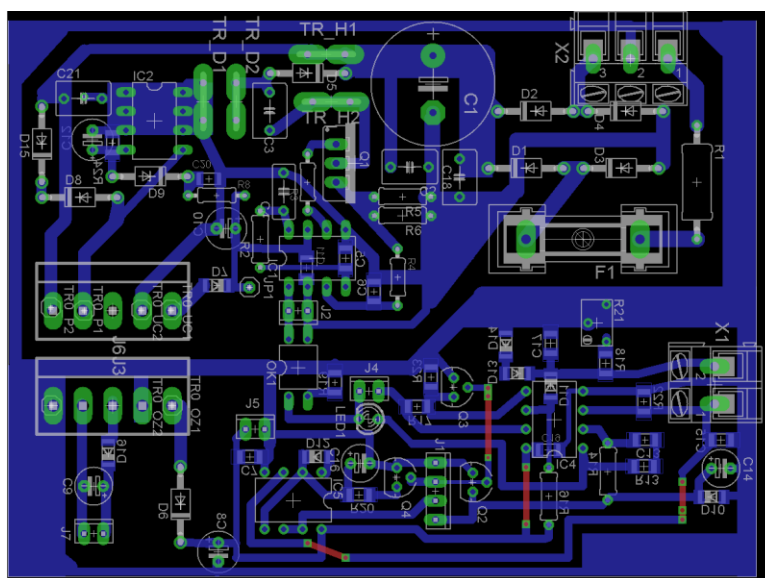


Obr. 2.10: Sekundární strana řídicích obvodů včetně ovládacích a zobrazovacích prvků

3 REALIZACE A MĚŘENÍ ZDROJE

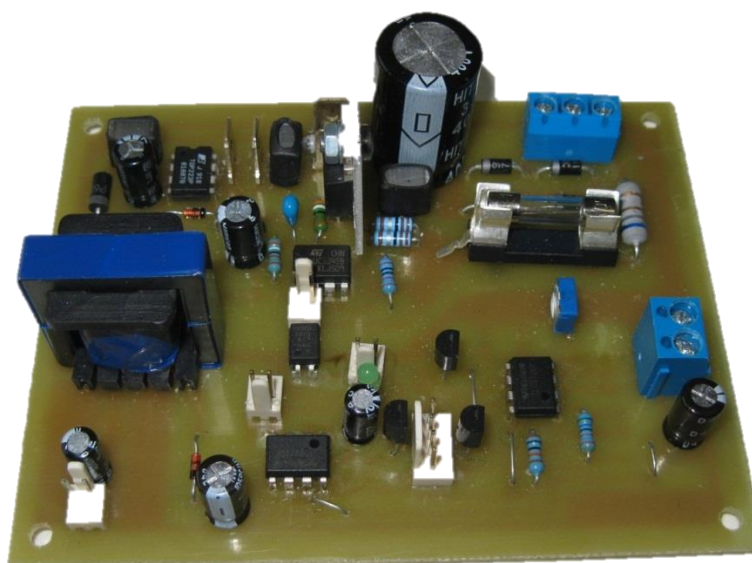
3.1 Konstrukce desky plošných spojů

Konkrétní návrh desky plošných spojů zobrazuje Obr. 3.5. Důraz byl kladen především na zkrácení hlavní proudové smyčky blokovací kondenzátory-tranzistor-záchytný kondenzátor s diodou. Celá primární část je galvanicky spojena se sítí, proto je mezerou a silou cestou bezpečnostně oddělena od obvodů sekundární strany. Tato cesta zároveň redukuje přenos rušení z primární na sekundární stranu, kde jsou umístěny řídicí obvody. Veškeré integrované obvody vyžadující napájení, mají v bezprostřední blízkosti umístěny foliové nebo keramické blokovací kondenzátory.



Obr. 3.1: Deska plošných spojů

Reálně osazenou desku plošných spojů zobrazuje Obr. 3.2. Výkonový IGBT tranzistor byl opatřen hliníkovým chladičem. V rozích desky jsou vyvrtány otvory pro mechanické uchycení ve skříni zdroje.



Obr. 3.2: Osazená deska plošných spojů

3.2 Konstrukce vysokonapěťového transformátoru

Jak již bylo zmíněno v kapitole 2.3. Použit je transformátor na feritovém jádře z televize s CRT obrazovkou. Původní primární vinutí odstraníme a sekundární vysokonapěťové vinutí zachováme beze změn. K dosažení potřebné rozptylové indukčnosti je primární vinutí navinuto na protějším sloupku feritového jádra. Pomocné demagnetizační vinutí těsně obepíná primární vinutí, aby mezi nimi byla co nejmenší rozptylová indukčnost. Vzduchovou mezeru vymezují distanční podložky. Celá konstrukce je pak stažena šrouby. Tento transformátor zobrazuje fotografie Obr. 3.3.



Obr. 3.3: Vysokonapěťový transformátor

3.3 Konstrukce násobiče napětí

Diody a kondenzátory použité v násobiči napětí jsou sice určeny pro napětí až 20 kV, ovšem jejich fyzické rozměry, především pak rozteč vývodů kondenzátorů, není ani 10 mm. Elektrická pevnost vzduchu dosahuje přibližně 1 kV/mm, není tedy možné jej pro izolaci použít. Běžně se k tomuto účelu používají speciální hmoty s velmi vysokou elektrickou pevností a relativně dobrými tepelnými vlastnostmi. Nároky na izolaci zvyšují také ostře zakončené vývody součástek, vzniklé amatérskou výrobou. Pro naše použití nepotřebujeme tepelnou odolnost (výkonová ztráta na součástkách je malá), zvolíme tedy z důvodu snadného použití pro zalití násobiče **parafin**, který je obsažen v běžných voskových svíčkách. Po roztavení má velmi malou viskozitu, proto výborně vyplní veškeré dutiny. Jeho elektrická pevnost dle serveru [<http://dielektrika.kvalitne.cz>] dosahuje 25 kV/mm.

Skutečné konstrukční řešení vidíme na Obr. 3.4. Při propojování samonosné konstrukce byl kladen důraz na rozmístění součástek, tak aby mezi blízkými body nebyla porušena elektrická pevnost nadměrnou elektrickou intenzitou. Zpětnovazební dělič napětí je umístěn do izolační bužírky, protože prochází skrz celou krabičku blízko její stěny. Celá konstrukce je uložena v polystyrenové krabičce a vypodložena distančními kusy sklolaminátu pro zamezení průrazu.



Obr. 3.4: Skutečná konstrukce násobiče napětí před zalitím parafínem

3.4 Mechanické uspořádání

Mechanická konstrukce vysokonapěťového zdroje je pro správnou a bezpečnou funkci klíčová. Celá pracovní část bude uzavřena v kovovém šasi uzemněném na PE vodič z důvodu bezpečnosti. Tím je také omezeno vyzařování elektromagnetického pole do okolí. Uzemněné plechy konstrukce se pak také nemohou elektrostaticky nabíjet. Při umísťování komponent musí být s rezervou dodrženy bezpečné vzdálenosti s ohledem na elektrickou pevnost vzduchu nebo jiných izolací.

3D koncept konstrukčního řešení zobrazuje Obr. 3.5. V horní části se nachází panelový voltmetr, zobrazující hodnotu výstupního napětí. Červená dioda indikuje průrazu izolantu. Zelený spínač slouží k zapnutí/vypnutí(nulování) zdroje. Červeným přepínačem se volí režim chodu automatický/manuální. Potenciometry se nastavuje strmost nárůstu nebo hodnota výstupního napětí, dle zvoleného režimu.

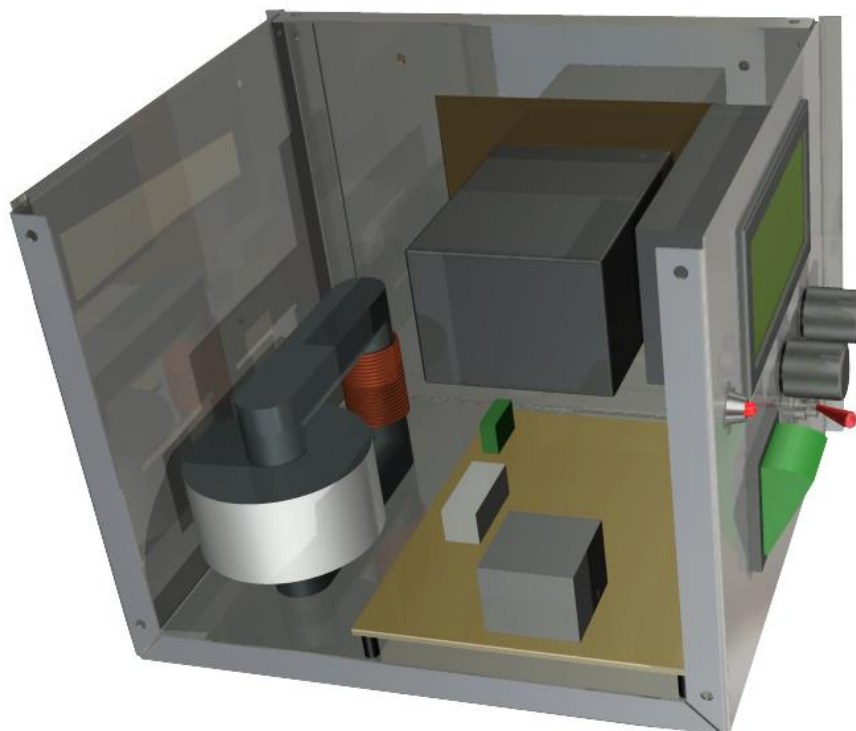
3.4.1 Vyvedení zkušebního napětí

Nejvyšší nároky jsou kladeny na vyvedení vysokého napětí. To musí být kvalitně izolováno a odstíněno od vnitřních pracovních obvodů a nejlépe i od okolí. V ideálním případě by konstrukce obsahovala objemný odstíněný kompletně uzavíratelný prostor pro umístění testovaného vzorku. To ale není předmětem této práce, proto vyrobíme pouze provizorní konstrukci nutnou pro správnou činnost zdroje.

Model zdroje vytvořený v prostředí Autodesk Inventor zobrazuje Obr. 3.5 a Obr. 3.6: Koncept mechanického uspořádání uvnitř Obr. 3.6. Výstupní vysokonapěťová svorka je vyvedena z pravé strany zdroje, kde bude prostor pro testovaný vzorek, zároveň tak nedojde k ohrožení obsluhy. Zkušební napětí dosahuje hodnoty až 50 kV, proto je nutno dodržet izolační vzdálenost výstupní svorky a částí zdroje. Izolace výstupní svorky je realizována částečným vysunutím těla násobiče napětí ven z konstrukce. Aby toto vysunutí nemuselo být příliš velké, je část bočního plechu odizolována deskou ze sklolaminátu. Tím dosahuje vzdálenost svorka-plech přibližně 90 mm povrchově a 65 mm vzdušnou čarou.



Obr. 3.5: Koncept mechanického uspořádání z vnějšku



Obr. 3.6: Koncept mechanického uspořádání uvnitř

3.5 Oživení a měření zdroje

Nejprve jsme na regulační autotransfornátor zapojený přes proudový chránič a výkonový rezistor zapojili samotnou osazenou desku bez připojených součástí. Napětí jsme pomalu zvyšovali. Při dosažení přibližně 30 V začal fungovat pomocný zdroj, voltmetrem jsme provedli kontrolu jeho sekundárních napětí. Vstupy napěťového regulátoru byly dočasně zapojeny tak, aby optočlen předával na primární stranu požadavek na zvýšení napětí, tedy plné buzení výkonového tranzistoru. Poté jsme osciloskopem zkontrolovali funkci řídicího obvodu UC3845.

Následně jsme k desce připojili vysokonapěťový transformátor, násobič napětí, ovládací a měřicí prvky. Z počátku byl problém s proudovým komparátorem, který reagoval předčasně vlivem okolní rušení především z rozptylového pole transformátoru. Toto rušení jsme potlačili posíleným RC filtrem na vstupu toho komparátoru. Zdroj obstál v provozu na plném síťovém napětí 230 V. Při zatěžování bylo dosaženo výstupního proudu 0,5 mA bez poklesu výstupního napětí.

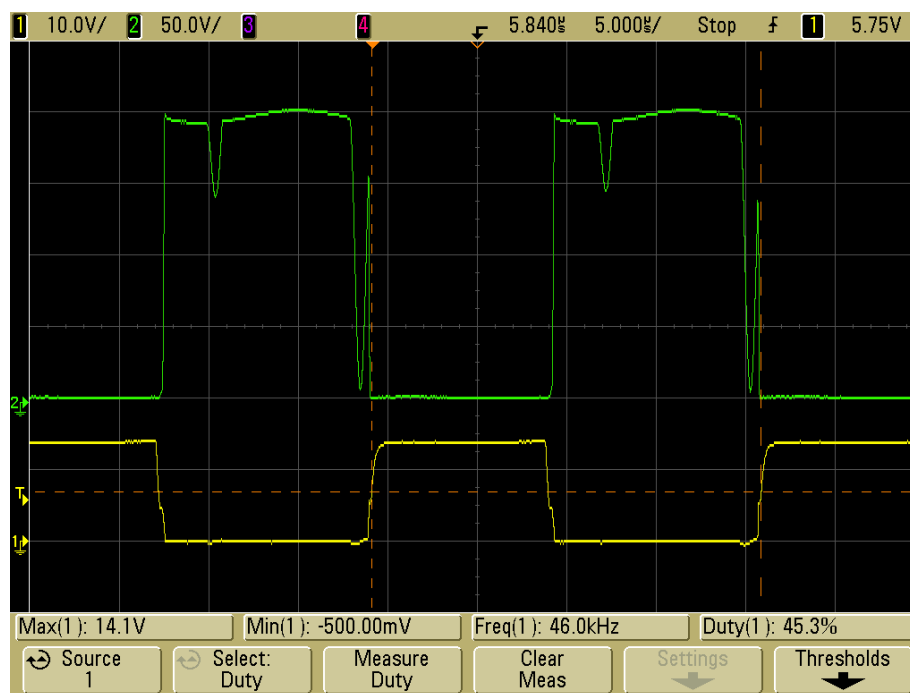
Byl proveden test elektrické pevnosti PVC pásky, kdy k průrazu došlo při napětí 10,5 kV. Elektrická pevnost vzduchu (která závisí na mnoha faktorech) byla blízko udávané hodnoty 1kV/mm. Nyní můžeme začít s konkrétním měřením průběhů na klíčových částech zdroje.



Obr. 3.7: Kompletní vysokonapěťový zdroj

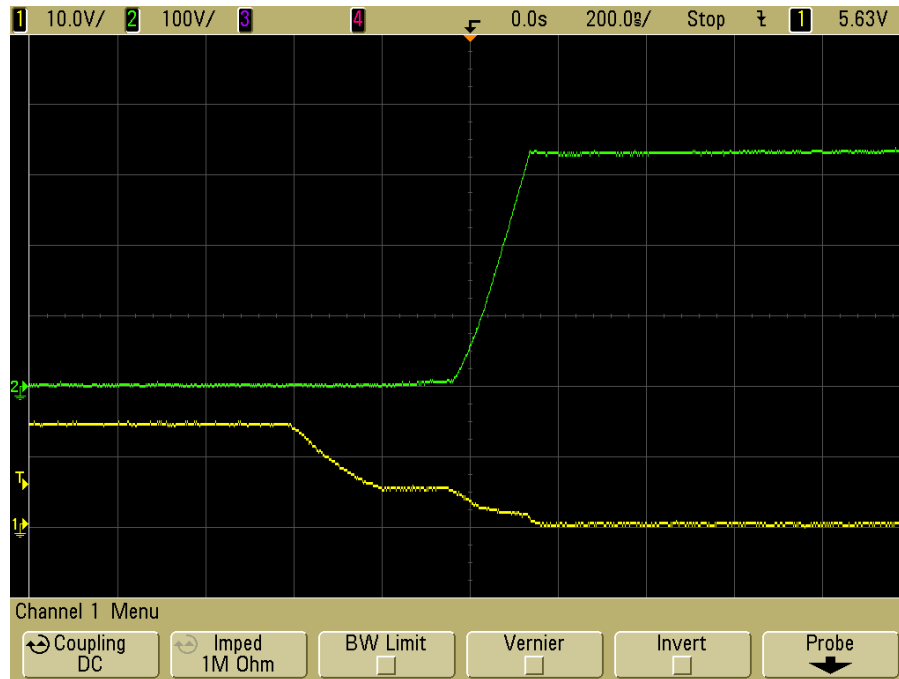
3.5.1 Měření napěťových průběhů

Zde jsou uvedeny průběhy napětí měřené osciloskopem Agilent DSO6054A SN MY48200003.



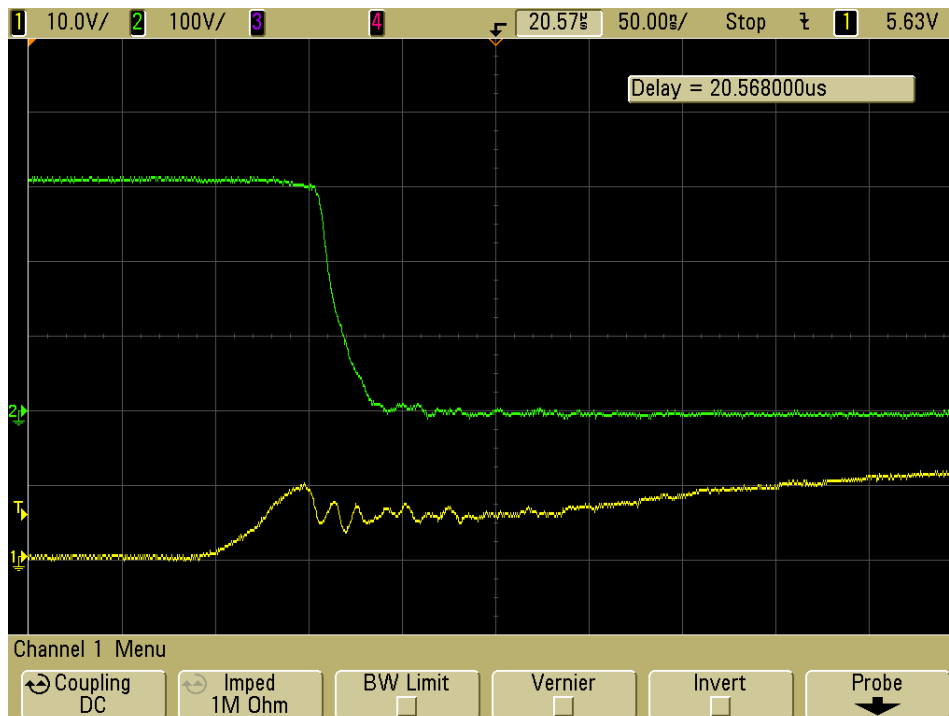
Obr. 3.8: Průběh napětí na kolektoru (nahore) a řídicí elektrodě tranzistoru (dole), naprázdno, Napětí meziobvodu sníženo na 100 V.

Na Obr. 3.8 vidíme, že spínací frekvence tranzistorového měniče dosahuje 46 kHz a maximální střída cca 45 %. Napětí na řídicí elektrodě tranzistoru nabíhá bez překmitu. Na kolektoru také nevzniká žádný napěťový překmit vlivem rozptylové indukčnosti, což je ve stavu naprázdno logické z důvodu malého proudu. Pozorovatelné je, že těsně před dalším sepnutím dochází k určitému poklesu napětí. To je způsobeno vlivem dokončení demagnetizace magnetizační indukčnosti, která je demagnetována pomocným vinutím do stejného napětí meziobvodu a tedy trvá stejnou dobu. Kdyby byl tranzistor vypnut o chvíli déle, hodnota by se v ideálním případě ustálila právě na napětí meziobvodu.



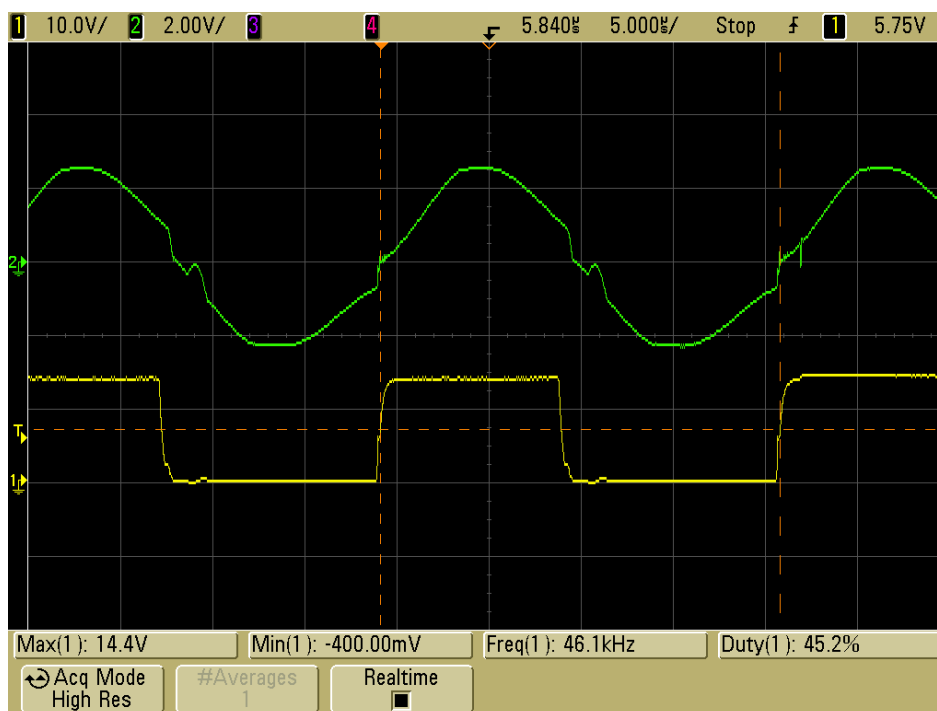
Obr. 3.9: Detail vypínacího děje, naprázdno, napětí meziobvodu sníženo na 150 V

Při vypínání je pozorovatelné pozastavení vybíjení kapacity gate-emitor (ploška). To je způsobeno fyzikálními pochody v polovodičových přechodech a také existencí tzv. Millerovi kapacity, která při nárůstu napětí na kolektoru ovlivňuje napětí na řídicí elektrodě Samotné uzavírání tranzistoru, které má zásadní vliv na přepínací ztráty, trvá přibližně 500 ns.



Obr. 3.10: Detail zapínacího děje, naprázdno, napětí meziobvodu sníženo na 150 V

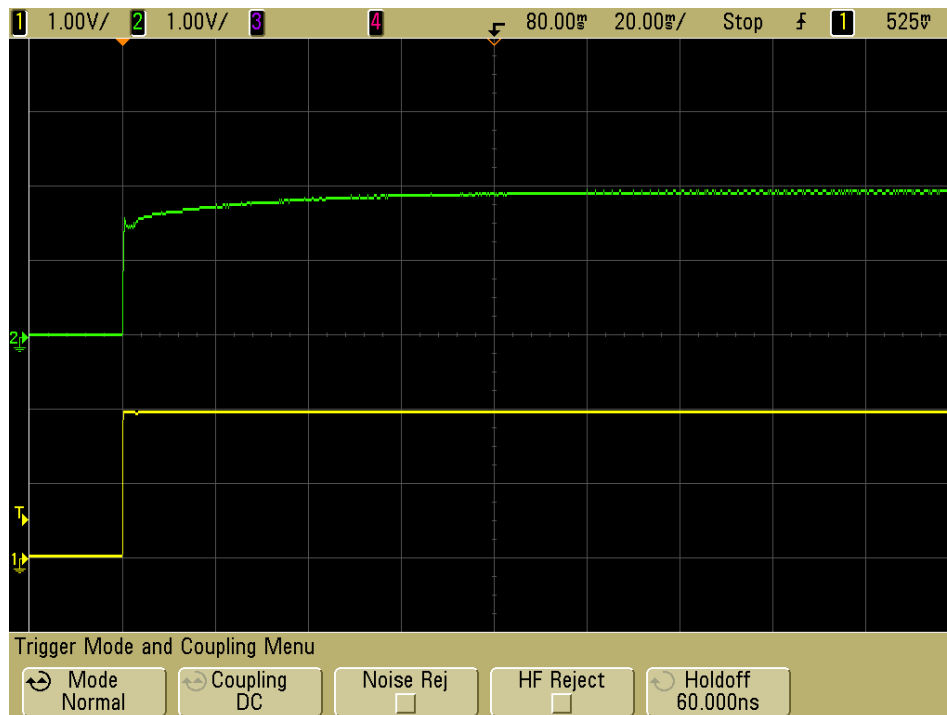
Na Obr. 3.10 je průběh zapínacího děje, trvá přibližně 100 ns. Vlivem kapacity řídicí elektrody a vlastní indukčnosti cesty jsou znatelné mírné kmity, které jsou rychle utlumeny nabíjecím rezistorem.



Obr. 3.11: Průběh napětí na jednom přidaném sekundárním závitu (nahore) a napětí na řídicí elektrodě (dole), naprázdno

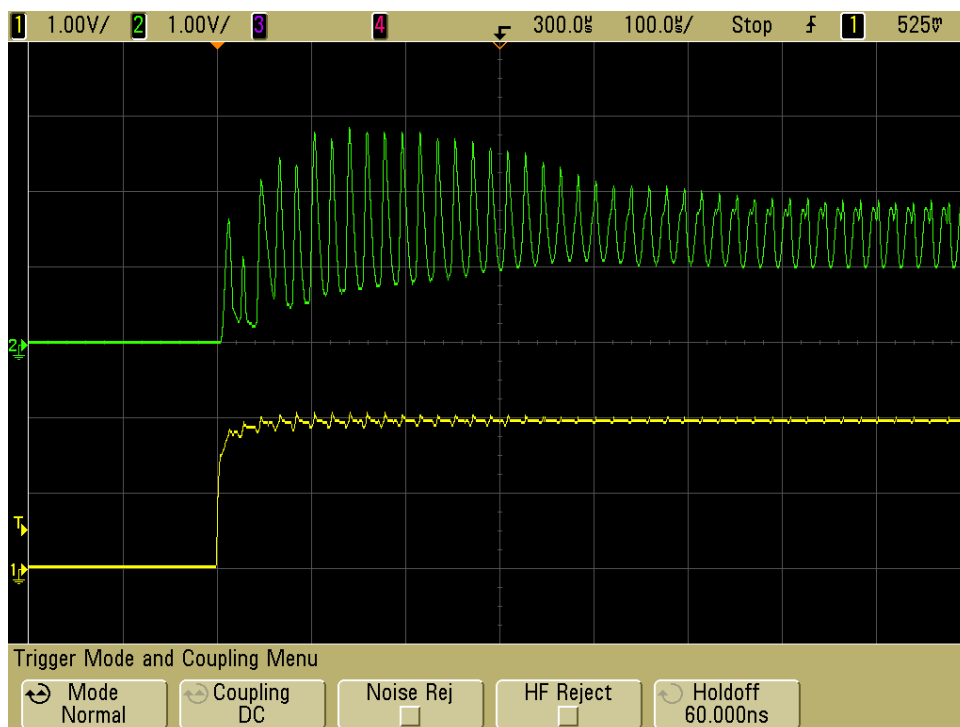
Na Obr. 3.11 je zobrazen průběh napětí na jednom dočasně vytvořeném závitu blízko sekundárního vinutí z důvodu nemožnosti měřit přímo na vysokonapěťovém vinutí. Vidíme, že průběh tvoří téměř dokonalý harmonický signál. Liší se tedy od ideálního transformátoru, který by na sekundární straně s převodem přesně kopíroval průběh napětí primárního vinutí, tedy obdélkový signál. Harmonický signál je dosažen vlivem naladění spínací frekvence do vlastní rezonance transformátoru. Jedná se o rezonanci mezi magnetizační a rozptylovou indukčností s kapacitou sekundárního vysokonapěťového vinutí.

Rezonance může být v některých případech destruktivní následky, pokud není řízena. U velmi výkonných měničů s relativně pomalými IGBT tranzistory se těchto rezonancí úmyslně využívá pro vypínání při nulovém proudu.



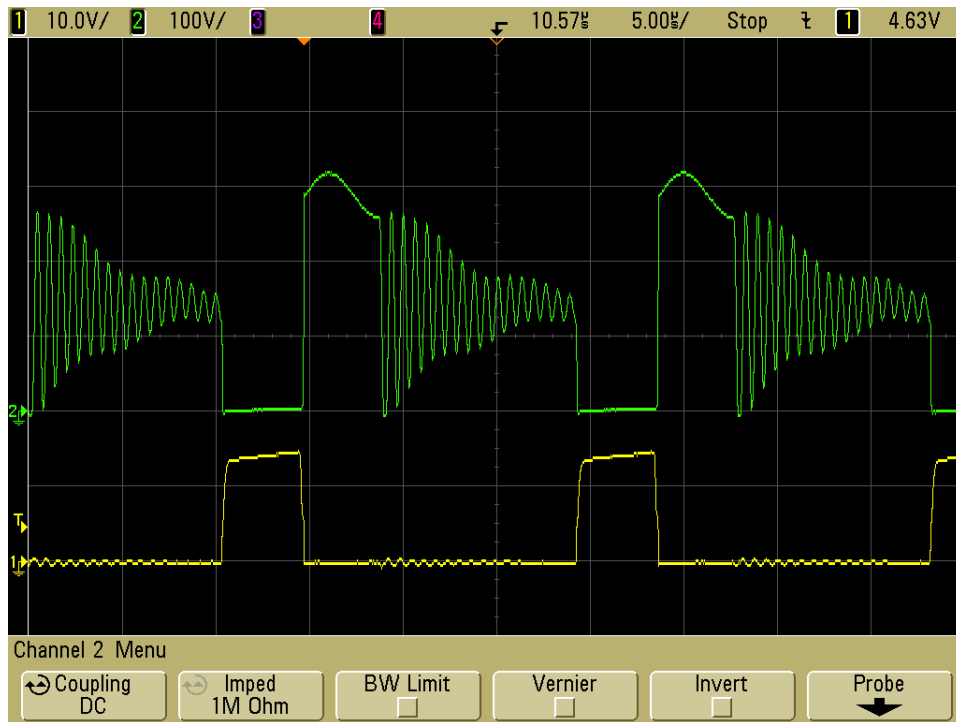
Obr. 3.12: Průběh odezvy na regulační skok, žádaná hodnota (dole), skutečná hodnota (nahore)

Na Obr. 3.12 lze je zobrazen průběh práce regulační smyčky. Vidíme, že 80 % žádané hodnoty je dosaženo téměř okamžitě. Dále integrační složka regulátoru postupně odstraňuje regulační odchylku úplně. K překmitu žádané hodnoty nedochází, regulátor je navržen správně.



Obr. 3.13: Detail průběhu odezvy na regulační skok

V detailu regulačního děje, lze pozorovat kmitání. Všimněme si, že jeho frekvence odpovídá frekvenci měniče, jedná se o vliv rušení indukujícího se do napěťového děliče.



Obr. 3.14: Průběh napětí na kolektoru (nahore) a řídicí elektrodě (dole), násobič nakrátko, napětí meziobvodu sníženo na 150 V.

Obr. 3.14 zobrazuje průběh napětí při zátěži nakrátko. V době sepnutí tranzistoru se magnetizační indukčnost magnetuje napětím meziobvodu a „zkratový“ proud sekundárním vinutím narůstá přes rozptylovou indukčnost. Vidíme, že IO UC3845 předčasně omezuje střihu vlivem dosažení proudu tranzistorem 1,66 A (viz kapitola 2.4) cca za 4 μ s. V době vypnutí indukované napětí rozptylové indukčnosti na sekundární straně zachová směr proudu a současně zvýší napětí i na demagnetizačním vinutí, které potom může demagnetovat jádro transformátoru napětím meziobvodu. Na kolektoru je po tento čas dvojnásobek napětí meziobvodu, tedy 300 V plus viditelný, kondenzátorem omezený sinusový překmit způsobený rozptylovou indukčností mezi primárními vinutími. Následné kmitání se střední hodnotou napětí rovnému napětí meziobvodu je způsobeno LC kmitáním mezi paralelně spojenou rozptylovou a magnetizační indukčností a parazitními kapacitami na primární straně (tranzistor, dioda, vinutí).



4 ZÁVĚR

Na základě diskuze současných možností zvyšování napětí v první části práce, byla pro vysokonapěťový zdroj sloužící k testování izolací vybrána koncepce zahrnující kaskádní násobič napětí jako výstupní část zdroje, od níž se odvíjí celý návrh. Jedná se o klíčovou součást zdroje, která napětí nejen zvyšuje, ale i usměrňuje. Násobič pro svou funkci vyžaduje průchod střídavého proudu o relativně vysokém napětí. Jeho napájení je tedy řešeno měničem napětí s impulzním transformátorem, čímž je současně zajištěno galvanické oddělení od sítě.

Aby nemusel mít násobič velký počet stupňů, byl zvolen vysokonapěťový transformátor z CRT obrazovky. Jedná se o feritový jádrový transformátor s vysokou pracovní frekvencí a výstupním napětím. Sekundární vysokonapěťové vinutí má 1300 závitů a je zachováno v původní podobě. Primární vinutí jsme navrhli tak, aby bylo dosaženo výstupního výkonu přibližně 25 W a sekundárního napětí o amplitudě 7 kV. Takto pro násobič napětí dostačuje osm stupňů dioda-kondenzátor.

Měnič napětí používá netradiční jednočinnou topologii, která umožňuje napájení násobiče střídavým proudem. Jedná se v podstatě o blokující měnič s demagnetizačním vinutím a dvoucestným usměrněním. Ten využívá úmyslně vytvořené rozptylové indukčnosti, která umožňuje demagnetizaci jádra napětím meziobvodu. Tato topologie způsobuje namáhání výkonového tranzistoru dvojnásobným napětím meziobvodu plus překmit částečně omezený záchytným kondenzátorem. Je tedy použit IGBT tranzistor se závěrným napětím 1200 V.

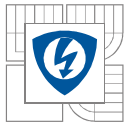
Takové řešení ovšem vykazuje následující problémy:

Hlavní problémy způsobuje vyskytující se rušení, které ovlivňuje vlastní obvody zdroje. Rušení vzniká především vlivem elektromagnetického pole od značné rozptylové indukčnosti transformátoru. Další rušení je způsobeno impulsními proudy především pak výbojovým proudem, který se uzavírá přes nevhodně umístěný bočník na měřicí desce. Tento průrazný proud zapříčiní indukci napětí do měřicí cesty voltmetru, který zaznamená nekorektní hodnotu napětí. Jako provizorní řešení je zde přidáno několik RC filtrů, které tyto rušení potlačují, ty ale částečně zpomalují reakce řídicích obvodů. Lepším řešením by bylo přemístění bočníku mimo desku a kompletní uzavření řídicích a měřicích obvodů do odstíněného prostoru.

Při nabíjení násobiče napětí řídicí obvod UC3845 předčasně omezuje střihu spínání vlivem dosažení maximálního zvoleného proudu bočníkem a není tedy dosaženo maximálního výkonu. Tento proud ale z hlediska ochrany proti přesycení jádra a následnému přehřátí vinutí nelze volit vyšší.

Provizorní konstrukce s vyvedeným zkušebním napětím způsobuje nabíjení okolních předmětů elektrostatickým polem. Řešením by byl objemný, uzavíratelný, odstíněný prostor, do kterého by bylo zkušební napětí se vzorkem uzavřeno a tedy izolováno od okolí i vlastních obvodů.

I přes tyto problémy byl zdroj úspěšně oživen a odladěn tak, aby odolal vlastnímu rušení. Dosaženo bylo žádaného výstupního napětí 50 kV. Přídavný překmit na kolektoru tranzistoru, který je na závislý na zatížení měniče, dosahuje při plném výkonu hodnoty přibližně 80 V, tranzistor je tedy dimenzován s dostatečnou rezervou. Testovaná elektrická pevnost zkušebních vzorků přibližně odpovídala tabulkovým hodnotám a zdroj tedy svou funkci splnil.



LITERATURA

- [1] PATOČKA, M. *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.
- [2] KREJČÍŘ, A. Spínané zdroje. *Konstrukční elektronika A-radio*. Praha: Amaro, s.r.o, 2000, č. 3.
- [3] BABČANÍK, J. Spínané zdroje. *Hw* [online]. 2007 [cit. 2014-11-20]. Dostupné z: <http://www.hw.cz/teorie-a-praxe/spinane-zdroje.html>
- [4] FAKTOR, Z. *Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2002, 243 s. ISBN 80-860-5691-0.
- [5] KREJČÍŘÍK, A. *DC/DC měniče*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2001, 111 s. ISBN 80-730-0045-8.
- [6] PATOČKA, M. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Svazek II. Pulzní měniče bez transformátoru*[online]. Brno, 2005 [cit. 2014-11-25].
- [7] PATOČKA, M. *Výkonová elektronika: usměrňovače, střídavé měniče napětí* [online]. 2010 [cit. 2014-11-25].
- [8] Comparison Between Half-Wave and Full-Wave Voltage Doublers. *Circuitstoday* [online]. 2009 [cit. 2015-03-09]. Dostupné z: <http://www.circuitstoday.com/comparison-between-half-wave-and-full-wave-voltage-doublers>
- [9] Multipliers. In: *Multipliers* [online]. 2013 [cit. 2015-03-09]. Dostupné z: http://www.voltagemultipliers.com/pdf/Add04_Sec13.pdf
- [10] ON Semiconductor. *UC3844: High Performance Current Mode Controller* [online]. Dostupné z: <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/UC3844-D.PDF>
- [11] Power integrations. TOP223PN: Three-terminal Off-line PWM Switch [online]. Dostupné z: <http://ac-dc.power.com/design-support/product-documents/data-sheets/topswitch-ii-family-data-sheet/>