

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

KATEDRA ELEKTROENERGETIKY A EKOLOGIE

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Impulsní napájecí zdroj 100W

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2012/2013

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE
(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Tomáš KÖHLER**
Osobní číslo: **E11N0020K**
Studijní program: **N2644 Aplikovaná elektrotechnika**
Studijní obor: **Aplikovaná elektrotechnika**
Název tématu: **Impulsní napájecí zdroj 100W**
Zadávající katedra: **Katedra elektroenergetiky a ekologie**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

1. Navrhněte a realizujte síťový impulsní napájecí zdroj se vstupním napětím 110V/230V/ a s výstupním výkonem 100W - 5V/20A.
2. Proveďte rozbor stávajícího stavu v oblasti síťových výkonových impulsních napájecích zdrojů, včetně jejich vlastností.
3. Proveďte návrh a výpočty realizovaného zdroje dle následujících parametrů: $U_{out}=5V$, $P_{out}=100W$, $U_{vst}=85-132V/180-264V$, $\min=80\%$, vstupní frekvence $f=47-63Hz$.
4. Realizujte funkční vzorek impulsního napájecího zdroje a proveďte měření všech důležitých parametrů včetně základních testů EMC.
5. Proveďte zhodnocení dosažených výsledků a případně navrhněte další možnosti zlepšení parametrů zdroje.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího

Rozsah pracovní zprávy: 30 - 40 stran

Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická

Seznam odborné literatury:

1. Hammerbauer, J.: Elektronické napájecí zdroje a akumulátory, ZČU v Plzni, Plzeň, 1998
2. Krejčířek, A.: Napájecí zdroje I,II,III, Praha, Technická literatura BEN, 2002
3. Billings, K.: Switchmode power supply handbook, McGraw-Hill Handbooks, 1999, 2nd edition, ISBN 0-07-006719-8
4. Pressman, A.: Switching power supply design, McGraw-Hill Handbooks, 1998, 2nd edition, ISBN 0-07-052236-7


Vedoucí diplomové práce: **Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.**
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Datum zadání diplomové práce: **15. října 2012**

Termín odevzdání diplomové práce: **9. května 2013**


Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan




Doc. Ing. Karel Noháč, Ph.D.
vedoucí katedry

V Plzni dne 15. října 2012

Anotace

Tato diplomová práce si klade za cíl navrhnout síťový impulsní napájecí zdroj o výkonu 100W včetně realizace funkčního prototypu zdroje. Práce obsahuje kompletní návrh všech dílčích obvodů, popis konstrukce a výsledky měření všech důležitých parametrů na realizovaném vzorku. V projektu je rovněž vypracován rozbor stávajícího stavu v oblasti problematiky spínaných zdrojů napájených ze sítě a vysvětleny jejich vlastnosti.

Klíčová slova

Spínaný zdroj, impulzní transformátor, tlumivka, filtr, řídicí obvod, usměrňovač, účinnost, výkonové ztráty

Abstract

The aim of this thesis is design the switch mode power supply with output power 100W and realize the functional prototype power supply unit. The project contains complete design of all power supply electronic circuits sections, design description and performs all necessary parameters and characteristic measurements of the prototype. This thesis contains analysis of mains powered switchmode power supplies and provides description of it's main characteristics.

Key words

Switch mode power supply, pulse transformer, inductor, filter, control circuit, rectifier, efficiency, power losses

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce. Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této diplomové práce, je legální.

.....
podpis

V Plzni dne 8.5.2013

Tomáš Köhler

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu práce doc. Ing. Jiřímu Hammerbauerovi, Ph.D. za cenné připomínky, profesionální rady a metodické vedení při vypracování diplomové práce. Dále bych chtěl poděkovat Ing. Aleši Voborníkovi, Ph.D. za ochotu a pomoc při měření vzorku. V neposlední řadě děkuji rodině a blízkým za trpělivost, psychickou podporu a všestrannou pomoc během mého studia.

Obsah

OBSAH	8
ÚVOD	9
SEZNAM SYMBOLŮ	10
1 SPÍNANÉ ZDROJE SE SÍŤOVÝM NAPÁJENÍM	11
1.1 SEZNÁMENÍ S PROBLEMATIKOU SPÍNANÝCH ZDROJŮ	11
1.1.1 <i>Vlastnosti spínaných zdrojů</i>	11
1.1.2 <i>Blokové schéma impulzního zdroje</i>	13
1.1.3 <i>Parametry konstrukčních prvků a součástí spínaného zdroje</i>	14
1.2 PŘEHLED TOPOLOGIÍ SÍŤOVÝCH IMPULZNÍCH ZDROJŮ	16
1.2.1 <i>Akumulační měnič (Flyback)</i>	16
1.2.2 <i>Propustný měnič (Forward)</i>	17
1.2.3 <i>Dvočinné zapojení (Push - Pull)</i>	18
1.2.4 <i>Můstkové zapojení – polomost (Half Bridge)</i>	19
1.2.5 <i>Můstkové zapojení – plný most (Full Bridge)</i>	20
1.2.6 <i>Rezonanční spínané zdroje</i>	21
2 NÁVRH SPÍNANÉHO ZDROJE 100W A VÝPOČET PARAMETRŮ	22
2.1 NÁVRH OBVODOVÉ KONCEPCE	22
2.2 VSTUPNÍ OBVODY A USMĚRŇOVAČ	24
2.2.1 <i>Vstupní EMI filtr</i>	24
2.2.2 <i>Usměrňovač</i>	26
2.3 TRANSFORMÁTOR.....	28
2.3.1 <i>Stanovení velikosti jádra a magnetického materiálu</i>	28
2.3.2 <i>Určení počtu závitů jednotlivých vinutí a průřezu vodičů</i>	31
2.3.3 <i>Budící transformátor</i>	33
2.3.4 <i>Transformátor pro nadproudovou ochranu zdroje</i>	34
2.4 VÝSTUPNÍ USMĚRŇOVAČ A FILTR.....	36
2.5 ŘÍDÍCÍ A POMOCNÉ OBVODY	38
2.5.1 <i>Řídicí obvod</i>	38
2.5.2 <i>Pomocný napájecí zdroj pro řídicí obvod</i>	42
2.6 SCHÉMA ZAPOJENÍ.....	44
2.7 SIMULACE NAVRŽENÝCH OBVODŮ	46
2.8 POLOVODIČE VÝKONOVÝCH OBVODŮ ZDROJE.....	49
3 REALIZACE SPÍNANÉHO ZDROJE A OVĚŘENÍ PARAMETRŮ	51
3.1 VÝROBA TRANSFORMÁTORU	51
3.2 NÁVRH DPS	52
3.3 MĚŘENÍ VLASTNÍHO PROTOTYPU ZDROJE.....	53
3.4 MĚŘENÍ EMC	60
4 ROZBOR DOSAŽENÝCH VÝSLEDKŮ	63
4.1 MOŽNOSTI ZLEPŠENÍ PARAMETRŮ ZDROJE.....	65
ZÁVĚR	67
SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	69
SEZNAM PŘÍLOH	71
PŘÍLOHY	1

Úvod

Tato diplomová práce pojednává o problematice návrhu a realizace spínaného zdroje s výstupním výkonem 100W a napětím 5V. Spínané zdroje postupem času postupně nahradily klasické lineární zdroje. V porovnání s nimi patří mezi největší výhody spínaných zdrojů především vysoká účinnost a výstupní výkon při zachování malých rozměrů a malé hmotnosti zdroje. Těchto parametrů je dosaženo díky vysokým pracovním kmitočetům. Spínané zdroje obvykle pracují na kmitočtech vyšších než 20kHz, dnešní moderní spínací prvky však umožňují pracovní kmitočty řádu stovek kHz, až jednotek MHz. Mezi hlavní nevýhody spínaných zdrojů však patří složitost návrhu a jejich konstrukce, v neposlední řadě i podstatně větší problém v oblasti elektromagnetické kompatibility.

Cílem této práce je návrh spínaného zdroje daných parametrů a jejich následné ověření. První část práce se zabývá rozбором stávajícího stavu v oblasti síťových napájecích zdrojů. Jsou zde uvedeny jednotlivé typy topologií a základní principy spolu s jejich přednostmi i nevýhodami. Druhá část práce je zaměřena na návrh a výpočty spínaného zdroje dle zadaných parametrů. Ve třetí části je uveden postup při realizaci prototypu zdroje a provedeno měření všech jeho důležitých parametrů, včetně základních testů EMC. V poslední, čtvrté části, je proveden rozbor výsledků měření a návrh dalšího možného zlepšení vlastností spínaného zdroje.

Seznam symbolů

f_s	Pracovní frekvence zdroje [Hz]
I_{IN}	Vstupní proud [A]
I_{OUT}	Výstupní proud [A]
η	Účinnost [%]
λ	Účinitel [-]
P_{IN}	Vstupní příkon [W]
P_{OUT}	Výstupní výkon [W]
S	Zdánlivý výkon [VA]
T	Doba periody spínání tranzistoru [s]
t_{on1}, t_{on2}	Doba sepnutí spínacího tranzistoru [s]
t_{off}	Doba rozepnutí spínacího tranzistoru [s]
U_{IN}	Vstupní napětí [V]
U_{OUT}	Výstupní napětí [V]
U_{AC}	Vstupní střídavé napájecí napětí [V]
U_R	Závěrné napětí [V]
U_F	Úbytek napětí v propustném směru [V]
U_{Pmin}, U_{Pmax}	Vstupní napětí transformátoru [V]
f_{OSC}	Frekvence vnitřního oscilátoru [Hz]
D_{MAX}	Maximální střída [-]
A_L	Koeficient indukčnosti [nH]
A_e	Efektivní průřez jádra [mm ²]
A_w	Efektivní průřez vinutí [mm ²]
A_p	Area product [mm ⁴]
B_{max}	Maximální mag.indukce [T]
ΔB	Zdvih mag.indukce [T]
J	Proudová hustota [A/mm ²]
N_p, N_s	Počet závitů [-]
n	Převodní poměr transformátoru [-]
I_{leak}	Svodový proud kondenzátoru [μA]
N_P, N_S	Počet závitů primárního, sekundárního vinutí [-]
R_t	Tepelný odpor [K/W]
ϑ	Teplota [°C]
THD	Celkové harmonické zkreslení [%]

1 Spínané zdroje se síťovým napájením

1.1 Seznámení s problematikou spínaných zdrojů

Impulsní napájecí zdroje se v dnešní době používají prakticky ve všech odvětvích současné elektroniky i ostatního průmyslu. Jejich rychlý rozvoj byl umožněn především s příchodem moderních výkonových spínacích součástek. Pro správnou činnost většiny elektronických zařízení je potřeba zajistit jejich napájení stabilním stejnosměrným napětím. K tomuto účelu jsou často používány napájecí zdroje, které transformují síťové napětí na jinou, vyšší nebo nižší hodnotu. Velký význam v oblasti napájení dosáhly zejména spínané zdroje, řízené pomocí pulzně šířkové modulace. Jsou schopny zajistit stabilní výstupní napětí zdroje, nezávislé na zatížení a kolísání síťového napětí, a nízkou hodnotu jeho zvlnění. Celkový přehled a rozdělení spínaných zdrojů do jednotlivých skupin je uveden v příloze č.1 [1].

1.1.1 Vlastnosti spínaných zdrojů

- **Porovnání s lineárními zdroji**

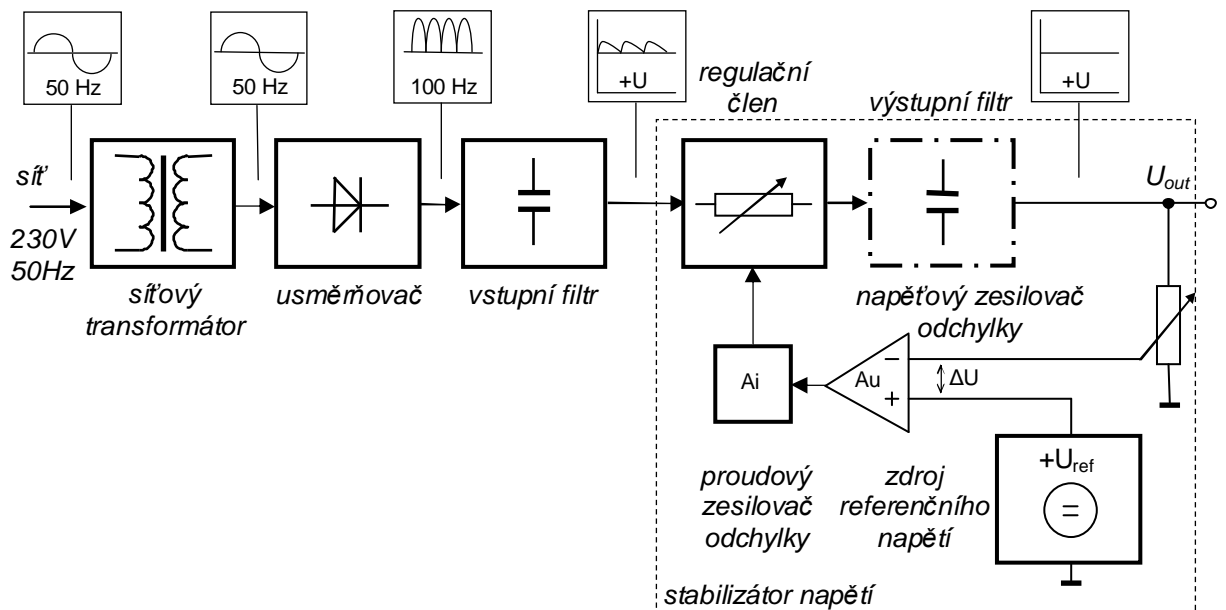
Lineární síťové zdroje mají dodnes své místo v různých aplikacích elektroniky. Jsou preferovány zejména pro napájení obvodů malých výkonů (levná varianta pro výkony řádově desítek W) a všude tam, kde jsou kladeny přísné požadavky na kvalitu výstupního stejnosměrného napětí. Jejich hlavními nevýhodami jsou zejména hmotnost, objem a cena, které značně narůstají s požadovaným výkonem, a jejich malá účinnost, která se pohybuje max. okolo 50%, v praxi je však často jen 30%. Porovnání základních vlastností lineárních a spínaných stabilizovaných zdrojů je uvedeno v *Tab. 1* [2],[8].

Principiální blokové schéma lineárního zdroje je znázorněno na *Obr.1* [1]. Síťový transformátor zajišťuje úpravu střídavého napětí na požadovanou velikost a slouží též ke galvanickému oddělení napájecího zdroje. Ze sekundárního vinutí transformátoru je napájen usměrňovač, na jehož výstupu je stejnosměrné pulzující napětí. K jeho vyhlazení slouží filtr, často realizovaný vyhlazovacím kondenzátorem. Pro zajištění konstantního výstupního napětí je do obvodu zařazen stabilizátor, obvykle realizovaný pomocí elektronických obvodů zesilovače

odchyly, zdroje referenčního napětí a regulačním členem. Jeho úkolem je zajistit stálé výstupní napětí při změně zátěže a při kolísání vstupního napětí.

Tab. 1: Porovnání parametrů lineárních a pulzních zdrojů

specifikace parametru	jednotky	pulzní zdroj	lineární zdroj
účinnost	%	70 - 90	30 - 55
měrný výkon	W/cm ³	0,2 - 10	0,033
rozsah napětí	V	1 - 1000	10 - 100
rozsah proudů	A	jednotky až tisíce	tisíciny až jednotky
rozsah výkonů	W	jednotky až desetitisíce	jednotky
váha	W/kg	100	20
zvlnění výst. napětí	mVef (š-š)	25 - 100mV (š-š)	500 - 2000mVef
šumové napětí	mV	200mV	50mV
přesnost nastavení napětí	%	0,05 - 0,1	0,02 - 0,05
přesnost regul. výkonů	%	0,1 - 1	0,02 - 0,1
rozsah vstupního napětí	%	± 30	± 10
kmitočet usměrňovače napětí	Hz	50 - 10 ⁴ (10 ⁵) při úpravě účinníku	50



Obr. 1: Blokové schéma lineárního síťového zdroje

- **Výhody spínaných zdrojů**

Mezi hlavní přednosti spínaných zdrojů patří zejména jejich vysoká energetická účinnost. Její hodnoty se často pohybují i v případě levných regulátorů přes 60%. Současné spínané zdroje běžně dosahují účinnosti 80-90%. Zdroje pracující na kmitočtech 100 kHz až 1MHz dosahují až 8x lepší účinnosti než jejich obdobná lineární zapojení [2]. Impulsní zdroje se mohou přizpůsobit v širokém rozsahu kolísání vstupního napětí. Vlivem jejich způsobu řízení impulsní regulací lze konstruovat zdroje o výkonech jednotek až tisíců wattů. Z hlediska konstrukčního provedení mají nízkou hmotnost na jednotku objemu a malé rozměry.

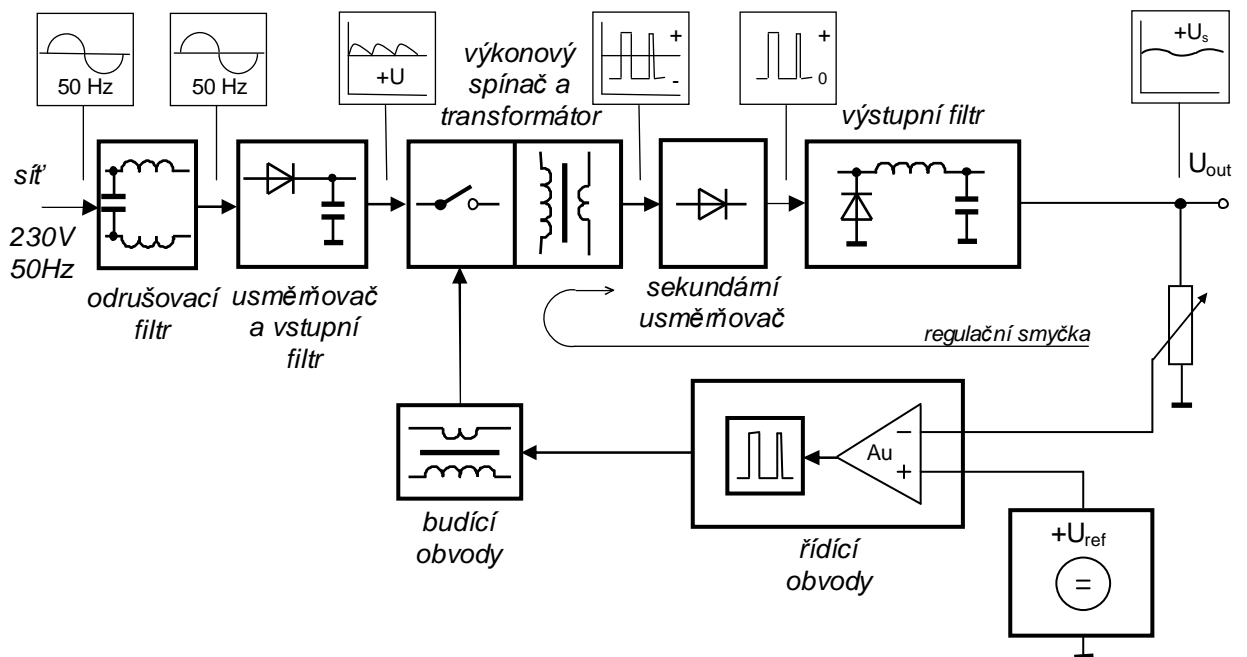
- **Nevýhody spínaných zdrojů**

U pulzních zdrojů je zvlnění výstupního napětí mnohem větší než u lineárních stabilizátorů. Vyplývá to především z nespojitosti regulace a setrvačného charakteru výstupního filtru. Mezi slabé stránky spínaných zdrojů patří i jejich dynamické parametry, zejména je zde podstatně horší odezva na skokovou změnu zátěže. Zdroje je tedy vhodnější používat pro napájení s konstantní, nebo pomalu proměnnou zátěží [1]. Nevýhodou spínaných zdrojů jsou i z hlediska vysoké pracovní frekvence vyšší nároky na jednotlivé součástky, které na těchto kmitočtech musí spolehlivě pracovat (konstrukční náročnost transformátorů, mezní kmitočty tranzistorů a diod, ekvivalentní sériový odpor kondenzátorů), a tedy i jejich vyšší cena. Podstatným problémem impulsní regulace na vysokých spínacích kmitočtech je i parazitní širokopásmové rušení, způsobené značnými výkonovými impulsy s vysokou strmostí hran [1]. S tím je spojeno i složité odrušení zdrojů a jejich součástí (elektrostatické a elektromagnetické stínění, PFC filtry).

1.1.2 Blokové schéma impulzního zdroje

Základní princip činnosti spínaného zdroje je uveden v blokovém schématu na Obr.2 [1]. Síťové napětí je po průchodu vstupním vysokofrekvenčním odrušovacím filtrem přivedeno na usměrňovač, a vyhlazeno kondenzátorovým filtrem. Stejnoseměrné napětí se poté přivádí na elektronický výkonový spínací prvek (obvykle

tranzistor FET nebo bipolární tranzistor), který je připojen na primární vinutí vysokofrekvenčního transformátoru. Jedná se o impulzní transformátor, pracující v oblasti desítek až stovek kHz. Indukované napětí na sekundární straně transformátoru je přivedeno na sekundární usměřovač, tvořený rychlými diodami (schottky diody, popř. tranzistory MOSFET pro zvýšení účinnosti). Usměrněné napětí se vyhladí výstupním filtrem, který potlačuje i vyšší harmonické složky, vznikající při spínání. Spínaný zdroj je řízen zpětnou vazbou. Vyhlazené výstupní napětí zdroje U_{out} je přivedeno na zesilovač chybové odchylky, kde je porovnáno s referenčním napětím U_{ref} . Výsledná odchylka je odpovídajícím způsobem zpracována řídicími obvody (obvykle se porovnává výstup zesilovače odchylky s pilovitým napětím oscilátoru a výstupem komparace je šířkově modulovaný signál PWM). Výstupní signál z řídicích obvodů je následně upraven budícími obvody a budícími impulsy je ovládán výkonový spínač. Jelikož je regulační smyčkou ovládán spínací prvek na primární straně transformátoru, je třeba zajistit z bezpečnostních důvodů galvanické oddělení v budících obvodech.



Obr.2: Blokové schéma pulzního síťového zdroje

1.1.3 Parametry konstrukčních prvků a součástí spínaného zdroje

Při návrhu spínaných zdrojů jsou kladeny zvýšené nároky na jednotlivé součásti zdroje. U jednotlivých bloků zdroje (dle Obr.2) je třeba při návrhu dodržet určité parametry a požadavky na jejich realizaci.

- **Odrušovací filtr**

Vlivem strmých hran průběhů procházejících proudů výkonovými obvody zdroje, vzniká při činnosti zdroje na vysokých kmitočtech širokopásmové rušení. Spínaný zdroj, jako každé zařízení musí vyhovovat normám pro elektromagnetickou kompatibilitu (EMC). Funkcí odrušovacího filtru je zabránit průchodu tohoto rušení do rozvodné sítě. Filtr je sestaven z tlumivek, zařazených v podélné větvi a odrušovacích kondenzátorů zapojených ve větvi příčné [12].

- **Usměrňovač a vstupní filtr**

Usměrňovač je většinou tvořen z klasických polovodičových diod (splňujících požadavky pro závěrné napětí a průchozí proudy) a je koncipován jako jednocestný nebo dvoucestný. Dále zapojený filtrační kondenzátor musí být zvolen na příslušné napětí (s ohledem na jeho maximální hodnotu a kolísání sítě) a musí mít malý ekvivalentní sériový odpor (ESR) z důvodu ztrát a oteplení při odebíraném proudu na vysokém kmitočtu.

- **Výkonový spínač**

Výkonový spínač je zpravidla tvořen bipolárním nebo MOSFET tranzistorem. Zde je třeba dostatečně dimenzovat závěrné napětí a kolektorový proud (dle topologie a výkonu měniče) a přihlídnout ke spínacím a vypínacím časům tranzistoru, jež by v praxi neměly přesáhnout 1-2% celkové doby pracovního cyklu měniče [11].

- **Transformátor**

Transformátor spínaného zdroje je vysokofrekvenční prvek, jehož konstrukce významnou měrou ovlivňuje vlastnosti celého zdroje. Impulsní transformátory používané ve spínaných zdrojích pracují na kmitočtech desítek kHz až jednotek MHz. Dle pracovní frekvence transformátoru je třeba vybrat odpovídající typ feritového jádra a při návrhu minimalizovat rozptylové indukčnosti a parazitní kapacity jednotlivých vinutí transformátoru. Dále je třeba při vyšších kmitočtech zohlednit vliv skin efektu a použití odpovídajících vodičů a izolace pro vinutí.

- **Sekundární usměrňovač**

Napětí ze sekundárního vinutí transformátoru je usměrňováno v sekundárním usměrňovači, kde jsou použity většinou Schottkyho diody s krátkou zotavovací dobou a malým úbytkem napětí v propustném směru. Pro zlepšení účinnosti zdroje, pokud je třeba usměrňovat malá napětí a velké proudy lze s výhodou použít synchronní typ usměrňovače s tranzistorem MOSFET [5].

- **Výstupní filtr**

K vyhlazení usměrněného napětí slouží výstupní filtr zdroje. Použité kondenzátory zde musí mít opět malý ESR. U tlumivky je třeba minimalizovat činný odpor a zajistit potřebnou indukčnost odpovídající celému rozsahu odebíraných proudů [11].

Při činnosti spínaného zdroje dochází ke ztrátám výkonu na jeho jednotlivých součástech. Přibližné ztráty a jejich rozdělení na jednotlivých blocích u spínaných zdrojů řízených pulzně šířkovou modulací jsou uvedeny v *Tab.2* [8].

Tab.2: Přibližné rozdělení ztrátového výkonu u pulzních zdrojů s PWM

součástka	ztráty (% z výkonu)
diody	5
spínače	2
jádro transformátoru	2
vinutí transformátoru	1
vinutí tlumivky	2
spínání	5
řízení	1
vstupní filtr	0,5
výstupní filtr	0,5
celkem	19

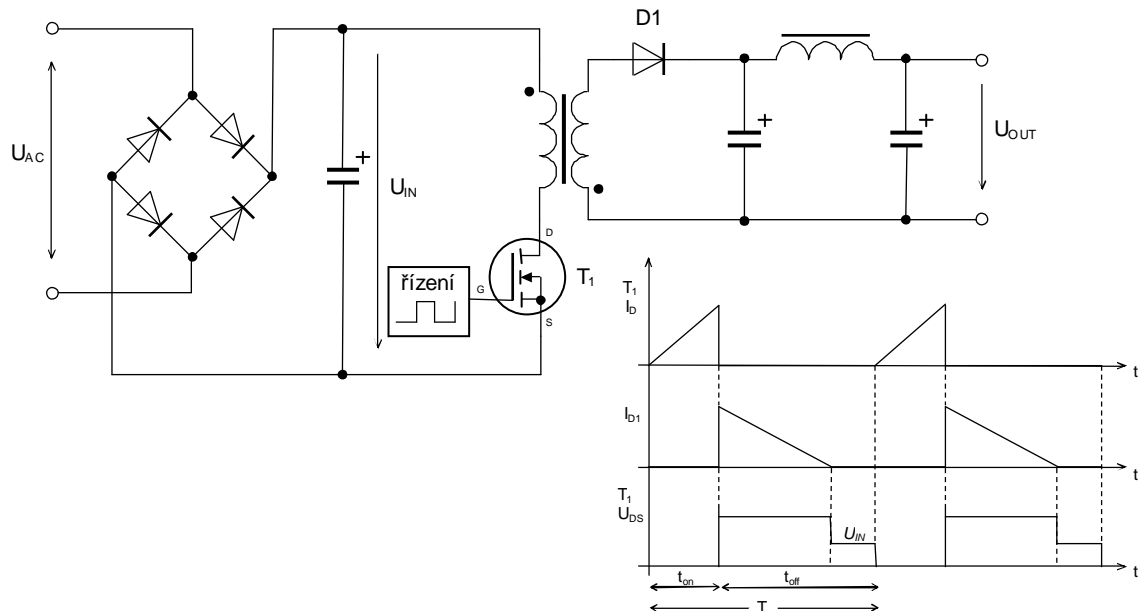
1.2 Přehled topologií síťových impulzních zdrojů

Základním požadavkem pro spínané zdroje napájené ze sítě je jejich galvanické oddělení realizované transformátorem. Základní topologie těchto zdrojů jsou uvedeny a popsány v následujícím textu.

1.2.1 Akumulační měnič (Flyback)

Akumulační zapojení měniče bývá označováno také jako blokující měnič. Na *Obr.3* je znázorněno principiální schéma zapojení [2] a časové průběhy napětí a proudů [15] měniče. Při jeho činnosti dochází při sepnutí tranzistoru T_1 k akumulaci energie v magnetickém poli transformátoru. Proud do zátěže je v tomto časovém

okamžiku dodáván z filtračního kondenzátoru výstupního filtru. Při rozepnutí tranzistoru T_1 dochází k obrácení polarity napětí na vinutí a proud nyní protéká přes diodu D_1 na výstup zdroje. Velikost výstupního napětí se ovládá dobou sepnutí tranzistoru. Pro zachování polarity výstupního napětí mají primární a sekundární vinutí ve schématu opačný smysl.



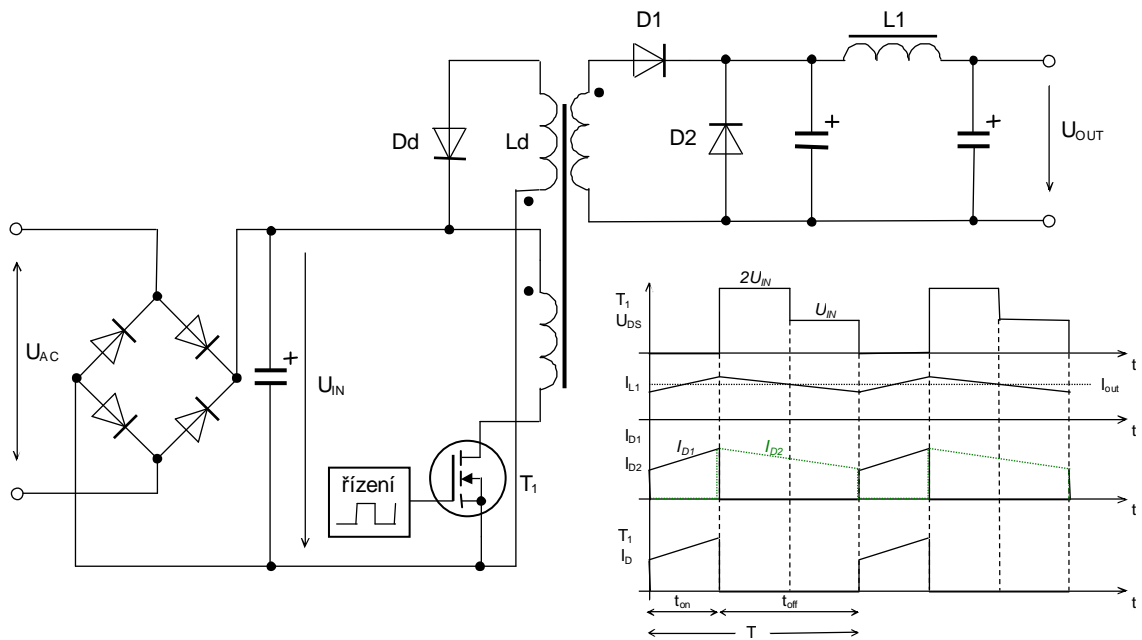
Obr.3: Schéma zapojení akumulčního měniče

Výhodou této topologie je relativně jednoduché zapojení a provedení transformátoru (se vzduchovou mezerou kvůli stejnosměrnému sycení jádra). Měnič dosahuje dobré účinnosti (okolo 80%) při regulaci vyšších výstupních napětí a malých výstupních proudů. Používá se řádově pro výstupní výkony do 150W. Při vyšších výkonech vychází nevýhodně velikost impulsního transformátoru.

1.2.2 Propustný měnič (Forward)

V topologii propustného měniče dochází k přímému přenosu energie z primárního na sekundární vinutí transformátoru viz. Obr.4 - schéma zapojení propustného měniče [14] a odpovídající časové průběhy napětí a proudů [15]. Při sepnutí tranzistoru T_1 dochází k lineárnímu nárůstu proudu primárním vinutím transformátoru, kdy proud teče současně i sekundárním vinutím přes diodu D_1 na výstup zdroje. Po rozepnutí T_1 na tlumivce L_1 dojde k otočení polarity napětí a proud je dodáván přes diodu D_2 do zátěže. Ve schématu je zakresleno rekuperační vinutí L_d s diodou D_d , jež zabezpečuje omezení napětí na tranzistoru a odvod energie z jádra zpět do

primárního obvodu v době, kdy je T_1 vypnut. Zabrání se tak stejnosměrnému přesycení transformátoru.



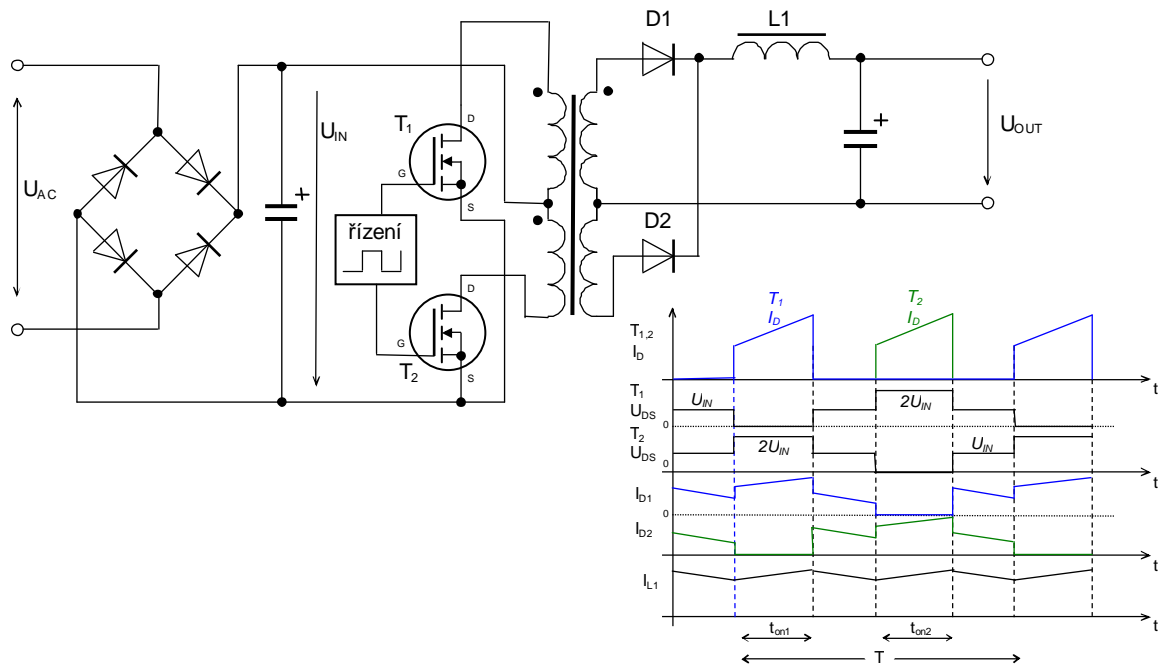
Obr.4: Schéma zapojení propustného měniče

Výhodou propustného zapojení měniče je jeho vysoká účinnost. Používá se u pulzních zdrojů se středním rozsahem výstupních výkonů max. do 250W a je vhodné pro vyšší výstupní proudy.

1.2.3 Dvojčinné zapojení (Push - Pull)

Na Obr.5 je zakresleno dvojčinné zapojení Push-Pull měniče [2], [15]. Obvod obsahuje dva spínací tranzistory T_1 a T_2 , dvě primární a sekundární vinutí transformátoru. Střídavým spínáním obou tranzistorů se připojují příslušná primární vinutí ke vstupnímu napětí U_{IN} . Toto napětí se přímo transformuje na sekundární stranu transformátoru a dále je usměrněno diodami D_1 a D_2 a přivedeno na vyhlazovací tlumivku L_1 výstupního filtru. Velikost výstupního napětí je přímo úměrná době, kdy jsou střídavě spínány oba tranzistory, přičemž jejich sepnutí musí být vždy kratší, než je polovina periody. Mezi sepnutím obou spínacích prvků musí následovat časová prodleva, kdy žádný z tranzistorů není sepnut (dead time). Tento interval je přímo úměrný zotavovací době součástek (u tranzistorů MOSFET okolo 50 - 350 ns). Při konstrukci transformátoru není nutná vzduchová mezera v jeho jádře, protože

každá polovina primárního vinutí je buzena samostatným tranzistorem a jádro je tak střídavě magnetováno opačným směrem.



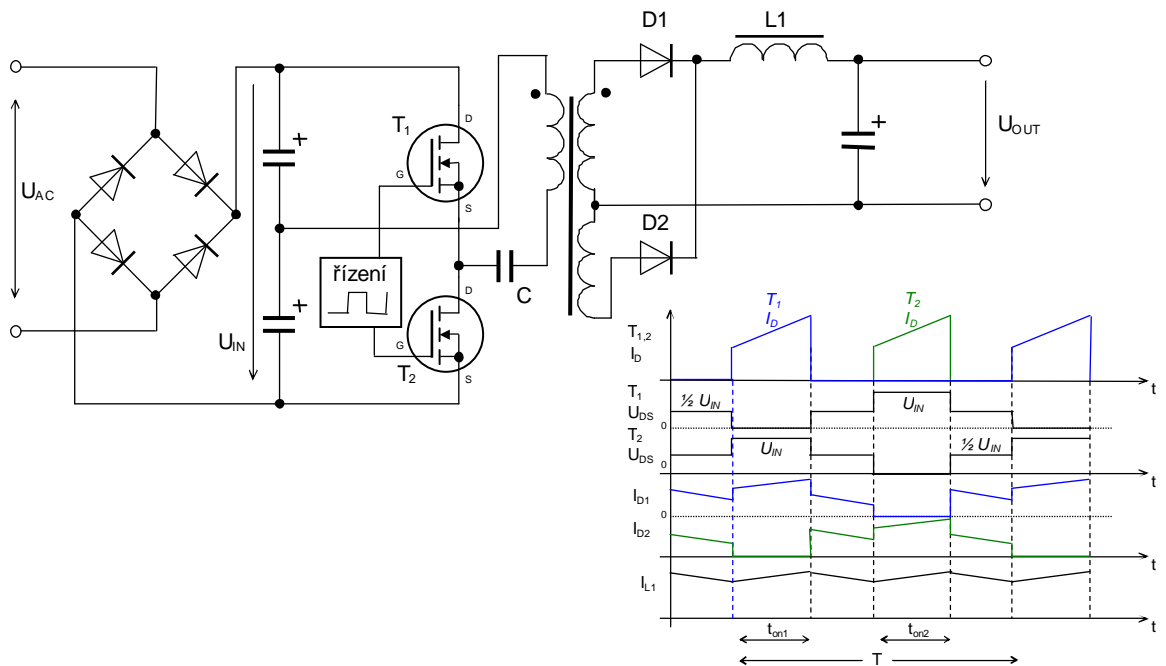
Obr.5: Schéma dvojitinného měniče Push-Pull

Účinnost Push-Pull měniče se obvykle pohybuje za hranicí 80%. Rozsah použitelných výkonů od desítek W do cca 300W. Výhodou je i široký rozsah regulace. Maximální pracovní frekvence těchto měničů se pohybují okolo 200kHz, kde limitujícím faktorem je mezní kmitočet použitých tranzistorů a vhodný materiál jádra transformátoru [2]. Nevýhodou dané topologie je vysoké napětí na spínacích tranzistorech ($2 \cdot U_{IN}$), které musí být na toto napětí dimenzovány.

1.2.4 Můstkové zapojení – polomost (Half Bridge)

Schéma zapojení topologie polomostu, jak je ukázáno na Obr.6 [15], je také variantou dvoucestného propustného měniče. Podstatnou výhodou tohoto zapojení je, že tranzistory, pracující do symetrického primárního vinutí transformátoru jsou namáhány pouze vstupním napětím U_{IN} , nikoli jeho dvojnásobkem, jak je tomu u měniče typu Push-Pull. Princip činnosti dvoucestného polomostu je následující: Napětí ze vstupního kapacitního děliče tvořeného elektrolytickými kondenzátory (stejně hodnoty) je přivedeno na primární vinutí transformátoru. Střídavým spínáním obou tranzistorů T_1 a T_2 se na primární vinutí přivádí polovina vstupního napětí kladné či záporné polarity. Kondenzátor C, oddělující stejnosměrnou složku napětí,

musí mít dostatečnou kapacitu, aby se jeho střídavým přebíjením nadměrně nezvyšoval ztrátový výkon. Zapojení sekundárního usměrňovače a filtru je obdobné jako u měniče typu Push-Pull.

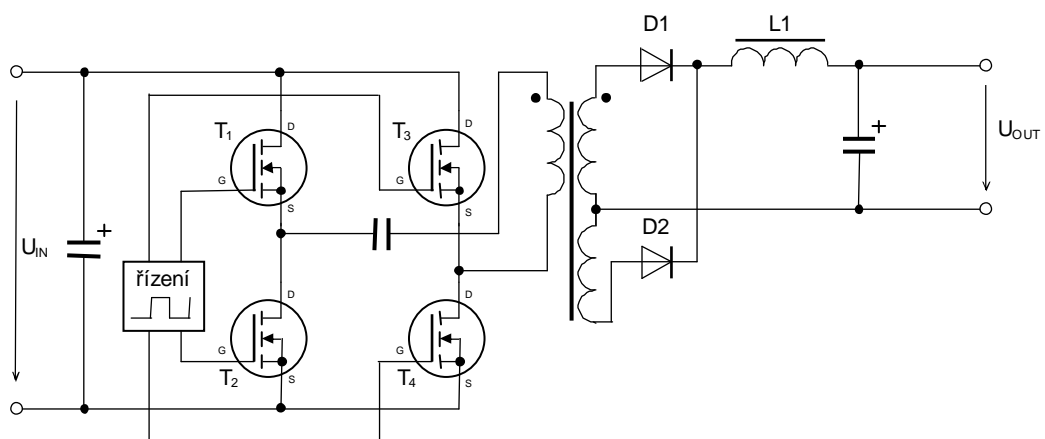


Obr.6: Dvojčinný měnič Half-Bridge s kapacitním děličem

Dvojčinné měniče typu Half-Bridge jsou vhodné pro výkonové aplikace. Použitelný rozsah výkonů je zde řádově 100W – 500W. Určitou nevýhodou bývá nutnost galvanického oddělení řízení tranzistoru T_1 .

1.2.5 Můstkové zapojení – plný most (Full Bridge)

Topologie zapojení plného mostu je na Obr.7 [15]. Měnič typu Full-Bridge má



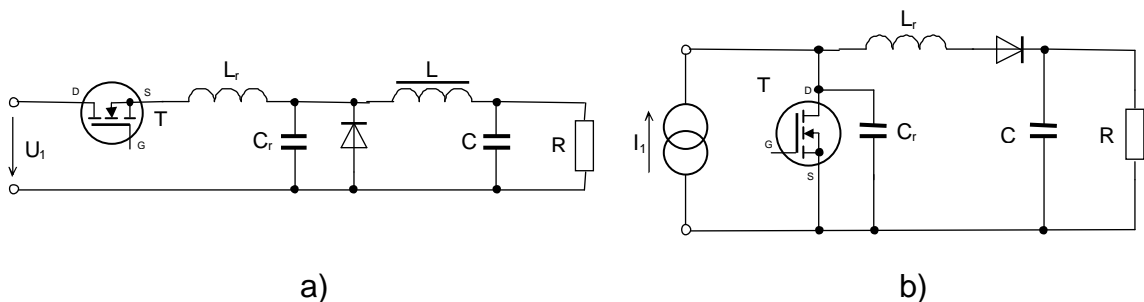
Obr.7: Zapojení plného mostu (Full Bridge)

schopnost dodávat dvojnásobný výstupní výkon v porovnání s polomostem. Jeho činnost je obdobná jako u měniče Half-Bridge s tím rozdílem, že buzení tranzistorů v primární části je zde komplikovanější. Během první půlperiody jsou spínány diagonálně tranzistory T_1 a T_4 a během druhé půlperiody T_2 a T_3 .

Zapojení plného mostu se používá v oblastech vysokých výstupních výkonů od 400W až po jednotky kW. Nevýhodou je zde nutnost galvanického oddělení budících obvodů tranzistorů T_1 a T_3 a jejich složitější řízení.

1.2.6 Rezonanční spínané zdroje

Rezonanční princip činnosti spínaných zdrojů patří k moderním metodám, aplikovaným v oblasti spínaných zdrojů. Hlavní význam aplikace rezonančních měničů spočívá ve snížení ztrátového výkonu, který vzniká u zdrojů s PWM řízením na spínacích prvcích při vyšších spínacích kmitočtech, a vlivem parazitní reaktance ve výkonovém obvodu. Spínací ztráty bývají také významným zdrojem elektromagnetického rušení. U rezonančních zdrojů se využívá princip rezonance kapacity a indukčnosti zařazené ve výkonovém obvodu (Obr.8 [8]). Omezení ztrátového výkonu je zde dosaženo tím, že se rezonanční indukčnost L_r připíná nebo odpojuje v nule proudu, který jí prochází (ZCS – Zero Current Switching), nebo připínáním a odpojením rezonanční kapacity v nule napětí (ZVS – Zero Voltage Switching).



Obr.8: Principiální schéma rezonančního měniče: a) se spínáním v nule proudu
b) se spínáním v nule napětí

Vlivem spínacího režimu tranzistoru je pak průběh napětí a proudu na rezonančních prvcích přibližně sinusový. Rezonanční měniče bývají odvozovány ze zavedených topologií měničů s PWM modulací, kde je výkonový spínač nahrazen rezonančním spínačem se stálou dobou sepnutí nebo vypnutí (ZCS nebo ZVS

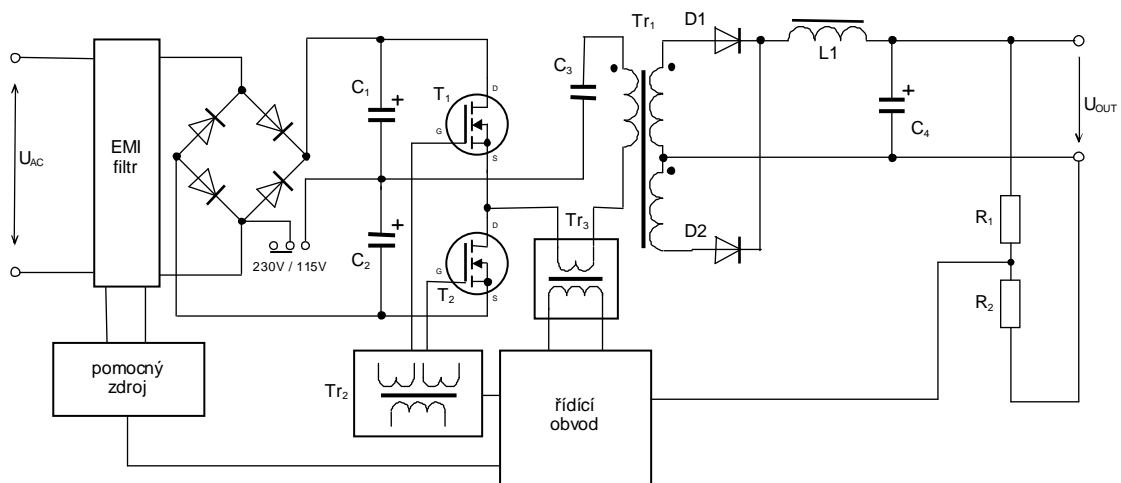
topologie) a proměnná doba periody slouží k regulaci výstupního napětí. Pracovní frekvence rezonančních měničů bývají stovky kHz až 10MHz.

Výhodou rezonančních měničů je jejich vysoká účinnost (lepší než 70%), rozsah výstupních výkonů řádově do několik set W. Vlivem vysokých pracovních frekvencí je možno minimalizovat rozměry indukčností a transformátoru (často planární typ transformátoru). Nevýhodou je pak složitý a pracný návrh celého zdroje a transformátoru (minimalizace rozptylové indukčnosti), kde je často zapotřebí využít počítačových programů a simulací.

2 Návrh spínaného zdroje 100W a výpočet parametrů

2.1 Návrh obvodové koncepce

Pro realizaci spínaného zdroje byla zvolena obvodová koncepce dvojčinného propustného měniče s kondenzátorovým polovičním můstkem a dvojcestným usměrňovačem (Obr.9). Tento typ měniče vyhovuje požadovanému výstupnímu výkonu 100W. Při jeho výběru byl kladen důraz na jednoduchost zapojení a možnost vyššího spínacího kmitočtu, který byl v tomto případě zvolen $f_s=100\text{kHz}$.



Obr.9: Schéma obvodové koncepce spínaného zdroje

Vstupní obvody zdroje tvoří EMI filtr, z něhož je vstupní napětí přivedeno na můstkový usměrňovač. Pro napájení zdroje napětím 115V lze přepínačem 115V/230V přepojit vstupní usměrňovač na zdvojovač napětí. Usměrněné napětí je dále přivedeno na filtrační kondenzátory C_1 a C_2 , které tvoří kapacitní dělič. Dvojčinný měnič se skládá z tranzistorů T_1 , T_2 a transformátoru Tr_1 . Transformátor má dvojitě sekundární vinutí pro diody výstupního usměrňovače D_1 a D_2 . Výstupní filtr je tvořen tlumivkou L_1 a kondenzátorem C_4 .

Z výstupu EMI filtru je rovněž napájen pomocný zdroj, jehož úkolem je zajistit potřebné napájecí napětí pro řídicí obvod spínaného zdroje. Přes budicí transformátor Tr_2 poskytuje řídicí obvod budicí impulzy pro tranzistory polomostu T_1 a T_2 . Řízení činnosti zdroje je řešeno pomocí napěťové zpětné vazby. Výstupní napětí U_{out} je přes napěťový dělič R_1 a R_2 přivedeno zpětnou vazbou do řídicího obvodu, který podle jeho velikosti zajišťuje PWM řízení zdroje a přepětovou ochranu na jeho výstupu. Jelikož je galvanické oddělení řídicího obvodu zajištěno napájením z pomocného zdroje a transformátory Tr_2 a Tr_3 , není nutné v obvodech napěťové zpětné vazby použití optočlenu, a řídicí obvod může být zapojen přímo na úrovni výstupního potenciálu země. Tr_3 plní funkci proudového snímače, kde je dále řídicím obvodem dle napětí z tohoto transformátoru ošetřeno např. přetížení zdroje, nebo zkrat na jeho výstupu.

Zadané vstupní parametry

Pro návrh a výpočet spínaného zdroje byly zadány vstupní parametry uvedené v Tab.3.

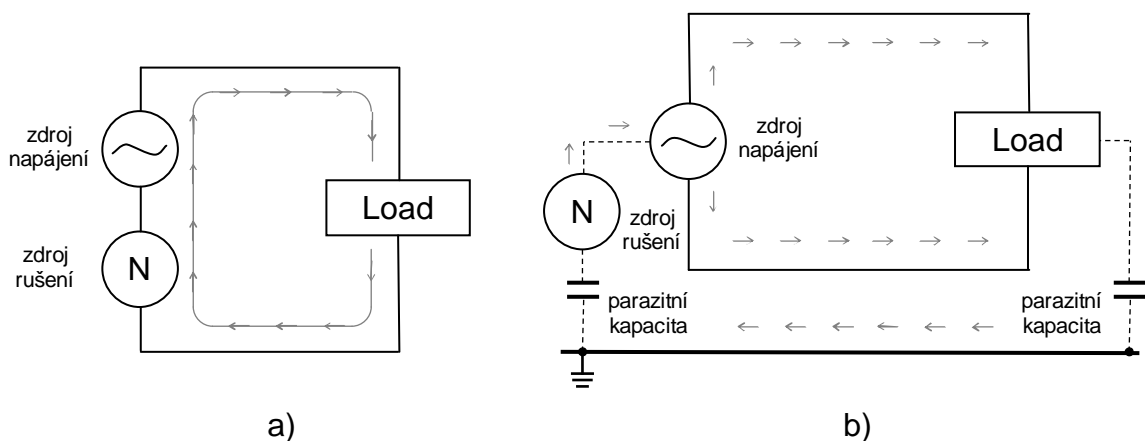
Tab.3: Zadané parametry spínaného zdroje

Parametr	Hodnota
max. výstupní výkon	$P_{out} = 100W$
výstupní napětí	$U_{out} = 5V$
max. výstupní proud	$I_{out} = 20A$
pracovní kmitočet	$f_s = 100kHz$
min. účinnost	$\eta = 80\%$
rozsah vstupní frekvence	$f = 47-63Hz$
rozsah vst. napájecího napětí (115V)	$U_{vst} = 85-132V$
rozsah vst. napájecího napětí (230V)	$U_{vst} = 180-264V$

2.2 Vstupní obvody a usměrňovač

2.2.1 Vstupní EMI filtr

Výkonové obvody spínaného zdroje jsou významným zdrojem impulsního elektromagnetického rušení, které může narušovat provoz jiných elektronických zařízení. Při návrhu zdroje je proto třeba zabezpečit, aby produkované rušení bylo v bezpečných mezích, stanovených platnými normami EMC. Rušivá napětí, vznikající při provozu zdroje mohou mít dvojitý charakter, jak je znázorněno na Obr. 10 [16]. Zdrojem rušení měniče, napájeného z elektrické sítě, bývají často spínací prvky - tranzistory a diody, dále pak parazitní elektromagnetické a elektrostatické pole zdroje. Vzhledem ke vztažné úrovni napětí lze rozlišit dva druhy rušivých napětí. Vlivem symetrických proudů, které tečou napájecími přívody zdroje (Obr. 10a) vznikají symetrická rušivá napětí, zatímco proudy, které vlivem parazitních kapacit tečou mezi ochranným vodičem a síťovými přívody (Obr. 10b) jsou proudy nesymetrické a v jejich důsledku vznikají nesymetrická rušivá napětí.



Obr.10: Vznik a) symetrického a b) nesymetrického rušení

Pro určení parametrů součástek vstupních obvodů zdroje je třeba stanovit základní výkonové poměry zdroje a maximální vstupní proud.

Maximální výstupní výkon zdroje bude:

$$P_{out} = U_{out} \cdot I_{out} = 5 \cdot 20 = 100W \quad (1)$$

Při požadavku na minimální účinnost zdroje $\eta > 80\%$ bude potřebný vstupní příkon

dán následujícím vztahem:

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} = \frac{100}{0,8} = 125W \quad (2)$$

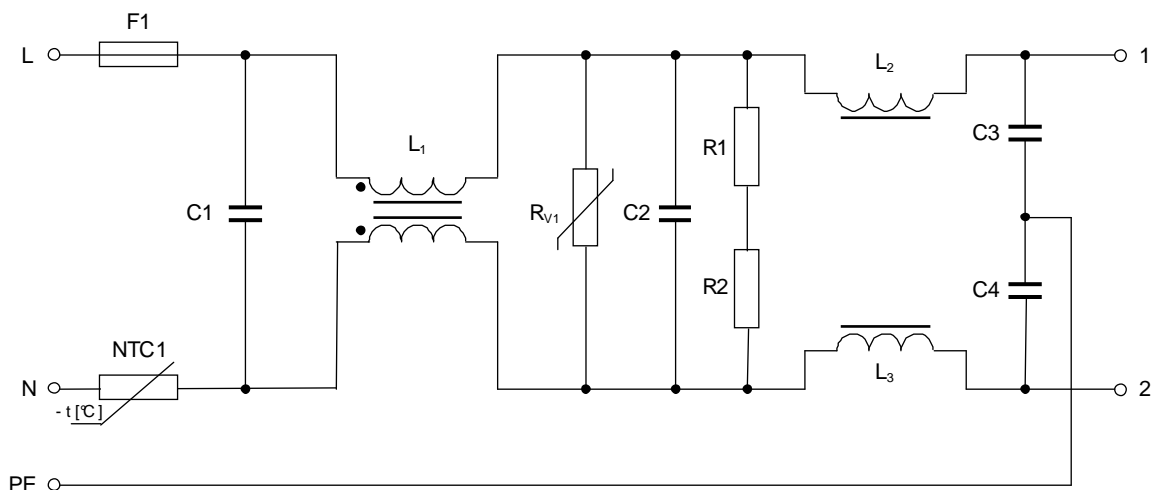
Aby bylo možné určit proud vstupními svorkami zdroje, je třeba vyjádřit zdánlivý výkon. Při zařazení vstupního filtru ve zdroji bude předpoklad účinníku $\lambda = 0,7$. Zdánlivý výkon bude tedy:

$$S = \frac{P_{in}}{\lambda} = \frac{125}{0,7} = 178,6W \quad (3)$$

Nyní lze určit vstupní proud zdroje. Pro výpočet budeme uvažovat minimální zadané vstupní napájecí napětí $U_{ACmin} = 85V$.

$$I_{in} = \frac{S}{U_{ACmin}} = \frac{178,6}{85} = 2,1A \quad (4)$$

Na Obr.11 je uvedeno schéma zapojení vstupního filtru zdroje. Za vstupními svorkami zdroje je zařazena proudová pojistka F1. Vzhledem k maximálnímu vstupnímu proudu 2,1A je její hodnota zvolena na jeho 1,5 násobek - 3,15A, což poskytuje i dostatečnou rezervu pro nárazový proud. Termistor NTC1 omezuje proudový impuls, vznikající při připojení zdroje do sítě vlivem nabíjení elektrolytických kondenzátorů. Je zde použit NTC termistor s negativní teplotní charakteristikou, jež má při pokojové teplotě jmenovitý odpor. Procházejícím proudem se zahřívá a svůj



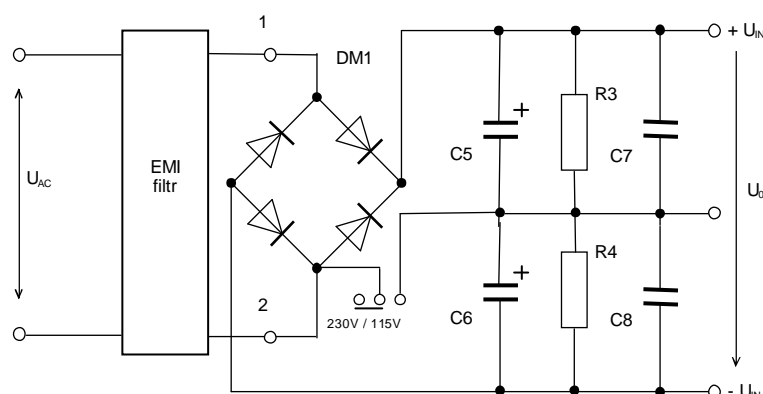
Obr.11: Schéma zapojení vstupního filtru

odpor snižuje. Pro daný maximální proud zdroje je zde použit dostupný typ Epcos

B57236S0479M000 (4R7/4,6A). Samotný EMI filtr se skládá z kondenzátoru C1 v příčné větvi a tlumivky L₁ ve větvi podélné, kde tyto prvky zajišťují útlum symetrického rušení mezi síťovými přívody. Jako filtr nesymetrických rušivých napětí je v zapojení použit kondenzátor C2, C3, C4 a tlumivky L₂ a L₃. Tlumivka L₁ je kompenzovaná indukčnost, navinutá na společném jádře. Kondenzátory C1 a C2 jsou bezpečnostního typu z třídy X2, kondenzátory C3 a C4 jsou dle stanoveného rozsahu pracovního napětí z třídy Y1. U součástek filtru byly zvoleny standardně používané hodnoty pro spínané zdroje dané výkonové kategorie [4]: L₁ = 2 x 10mH, L₂, L₃ = 150μH, C1, C2 = 470nF, C3, C4 = 4,7nF. Jako přepěťová ochrana vstupu zdroje je použit varistor R_{V1}. Při růstu vstupního napětí dochází na varistoru k téměř lineárnímu nárůstu proudu až do dosažení kritické hodnoty napětí, kdy prudce poklesne jeho vnitřní odpor. Pro zapojení byl zvolen varistor typu VDR14D431K s jmenovitým střídavým napětím 275V. Rezistory R1 a R2 slouží k vybití kapacit v příčné větvi filtru. Jejich hodnota se volí tak, aby časová konstanta vybití kondenzátorů C1 a C2 v příčné větvi byla menší než $\tau = 1s$. Těto podmínce odpovídá hodnota R1, R2 = 470kΩ.

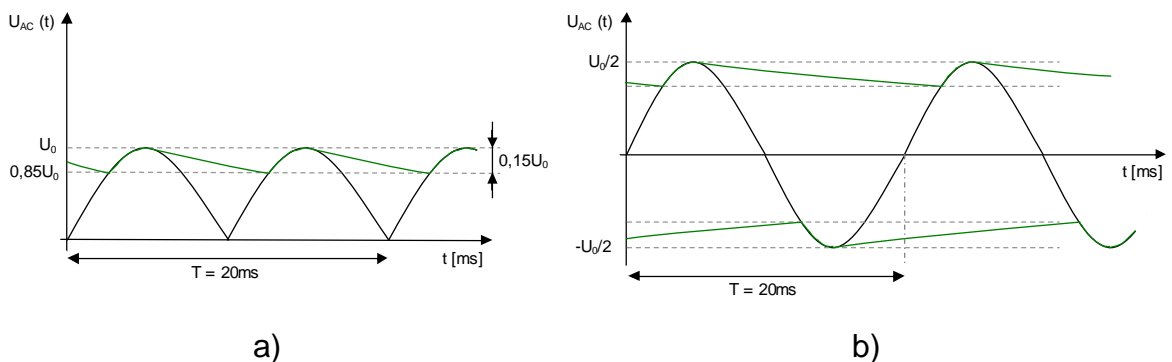
2.2.2 Usměrňovač

Za vstupním filtrem zdroje je zapojen Graetzův dvoucestný můstkový usměrňovač. Pro napájecí rozsah napětí 115V, který lze zvolit přepínačem 115-230V přechází toto zapojení ve zdvojovač napětí. Schéma zapojení usměrňovače s filtračními kondenzátory, je uvedeno na Obr. 12.



Obr. 12: Schéma zapojení vstupního usměrňovače s napěťovou filtrací

Pro vstupní usměrňovač byl vybrán dle rozsahu zadaných vstupních napájecích napětí zdroje a maximálního vstupního proudu vybrán integrovaný diodový můstek typu RS507 s parametry $U_{Rrec} = 1000V$ (závěrné napětí každé z diod můstkového usměrňovače se většinou volí min. dvojnásobek jeho výstupního napětí + rezerva cca 50%), a max. proudem $I_{rec} = 5A$ (volba min. dvojnásobek I_{in}). Podle datového listu je max. úbytek napětí na diodě můstku v propustném směru $U_{Frec} = 1V$. Na výstupu můstku jsou zapojeny elektrolytické kondenzátory C5 a C6, které tvoří kapacitní napěťový dělič. Tato sériová kombinace kondenzátorů se nabíjí na maximální hodnotu usměrněného napětí, kde pro můstkový usměrňovač (napájení 230V) platí $U_0 = \sqrt{2} \cdot U_{AC}$ (což odpovídá rozsahu napětí 254V – 373V dle zadaných hodnot) a pro zdvojovač napětí (napájení 115V) platí $U_0 = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{AC}$ (odpovídající rozsah 240V – 373V). Průběh napětí na filtračních kondenzátorech pro napájení 115V/230V je uveden na Obr.13 [2,8].



Obr.13: Průběh výstupního napětí a) můstkového usměrňovače, b) zdvojovače napětí

Hodnota filtračních kondenzátorů se tedy určí pro napětí v rozmezí 240V až 373V. Úbytek napětí na můstkovém usměrňovači bude $2 \cdot U_{Frec} = 2V$. Dle [8] je energie dodávaná z filtračního kondenzátoru rovna

$$E_c = \frac{P_{out}}{2 \cdot f \cdot \eta} = \frac{100}{2 \cdot 47 \cdot 0,8} = 1,32Ws \quad (5)$$

, kde $f = 47Hz$ (min. zadaná frekvence) a účinnost zdroje se odhaduje na 80%. Při výpočtu budeme uvažovat pokles napájecího napětí na výstupní filtraci 15%. Pak je

potřebná velikost filtrace dána následujícím vztahem:

$$C_{5,6} = \frac{4 \cdot E_c}{U_{\text{omin}}^2 - (0,85 \cdot U_{\text{omin}})^2} = \frac{5,319}{240^2 - 204^2} = 332 \mu\text{F} \quad (6)$$

, kde U_{omin} je minimální napětí na filtračních kondenzátorech. Vzhledem k minimální vypočtené kapacitě byla u kondenzátorů C5, C6 zvolena nejbližší dostupná hodnota $390 \mu\text{F}/200\text{V}$, typ Panasonic EETEE2D391HJ.

Usměrněné napětí se na obou kondenzátorech rozloží symetricky na polovinu, vlivem zapojení rezistorů R3 a R4. Jejich hodnota se volí tak, aby jimi tekli větší proud, než je rozdíl svodových proudů kondenzátorů C5 a C6 [4]. Hodnota svodového proudu C5, C6 je dle katalogového listu $I_{\text{leak}} = 3 \cdot \sqrt{390 \cdot 200} = 837 \mu\text{A}$.

Pak pro hodnoty R3 a R4 platí: $R_3 = R_4 = \frac{\sqrt{2} \cdot 230}{2 \cdot 837 \cdot 10^{-6}} = 194,3 \text{k}\Omega$. Volíme tedy hodnotu $R_3 = R_4 = 150 \text{k}\Omega$. Kondenzátory C7 a C8 mají za úkol odstranit zvlnění, způsobená vyššími kmitočty a slouží pro krytí rychlých proudových špiček. Zvolíme bezindukční typ kondenzátoru o hodnotě 10nF .

2.3 Transformátor

Výkonový transformátor pro navrhovaný spínaný zdroj topologie half-bridge bude obsahovat primární a dvojité sekundární vinutí pro vstup dvoucestného usměrňovače. Transformátor bude pracovat na frekvenci 100kHz a jeho návrh bude proveden pro maximální odebíraný výkon 100W . Pro výpočet byl použit postup, uvedený v literatuře [5] a [6].

2.3.1 Stanovení velikosti jádra a magnetického materiálu

Pro následující výpočet bude třeba určit rozsah vstupních napájecích napětí pro transformátor. Budeme uvažovat následující úbytky napětí:

- $U_{\text{DM1}} = 2\text{V}$ – úbytek napětí na vstupním usměrňovači
- $U_{\text{D}} = 0,38\text{V}$ – úbytek napětí schottky diod sekundárního usměrňovače
- $U_{\text{DM1}} = 2\text{V}$ – úbytek napětí na vstupním usměrňovači
- $U_{\text{T1}} = 1\text{V}$ – úbytek napětí na primárním vinutí transformátoru

Pak je minimální hodnota vstupního napětí U_{Pmin} dána vztahem

$$U_{Pmin} = \frac{2 \cdot U_{ACmin} \cdot \sqrt{2} - U_{DM1} - U_{T1}}{2} = \frac{237,4}{2} \cong 119V \quad (7)$$

Pro maximální hodnotu usměrněného vstupního napětí pro transformátor platí

$$U_{Pmax} = \frac{U_{ACmax} \cdot \sqrt{2} - U_{DM1} - U_{T1}}{2} = \frac{370}{2} \cong 185V \quad (8)$$

Pro volbu velikosti transformátoru a vhodného magnetického materiálu pro jeho jádro je třeba určit maximální zdvih magnetické indukce ΔB pro daný pracovní kmitočet. Výběr vhodného magnetického materiálu jádra provedeme dle grafu 2.1 v příloze č.2. Graf uvádí závislost činitele výkonové jakosti jádra v závislosti na jeho pracovní frekvenci s parametrem typu magnetického materiálu výrobce Ferroxcube. Pro frekvenci $f_s = 100\text{kHz}$ by byl ideální materiál 3C96, vzhledem k jeho omezené dostupnosti vybereme typ 3C90. Při činnosti transformátoru se vzhledem ke standardním podmínkám přirozeného chlazení předpokládá vzrůst oteplení jeho jádra o 30°C . Při určování celkových výkonových ztrát je třeba uvažovat ztráty vzniklé v jádře a ve vinutí transformátoru $P_{Vtot} = P_{Vjádru} + P_{Vvinutí}$. Předpokládá se, že při pracovní frekvenci f_s bude ztrátový výkon jádra limitovaný a při první aproximaci budou ztráty v jádře úměrné ztrátám ve vinutí. Pak $\Delta T = \frac{30}{2} = 15^\circ\text{C}$. Z grafu 2.2 jádra ETD29 pro magnetický materiál 3C90 lze určit pro dané oteplení ztrátový výkon $P_m = 0,55\text{W}$. Dále pak budou výkonové magnetické ztráty jádra

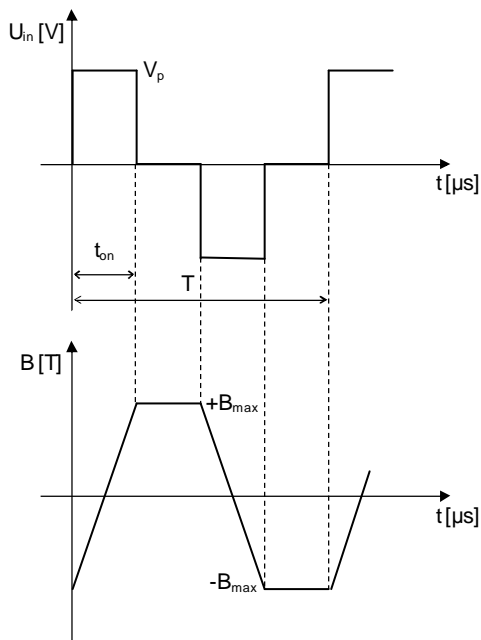
$$P_V = \frac{P_m}{V_e} = \frac{0,55}{5,470} = 100\text{mW.cm}^{-3} \quad (9)$$

,kde V_e je efektivní magnetický objem jádra ETD29.

Pro dvojčinný propustný měnič typu polomost se při jeho činnosti předpokládá symetrický tvar hysterezí křivky (viz Obr.14). Maximální hodnota indukce B_{max} je omezena vlivem magnetických ztrát, a musí vždy platit $|B_{sat}| > |B_{max}|$, aby nedošlo

k přesycení jádra transformátoru.

Maximální zdvih magnetické indukce pro materiál jádra je pak dán vztahem $\Delta B = 2 \cdot B_{\max}$. Jeho hodnotu lze určit z grafu 2.3 v příloze č.2. Dle vypočtené hodnoty P_V odpovídá minimální hodnota indukčního zdvihu 120mT. Pro praktický výpočet volíme $\Delta B = 200\text{mT}$.



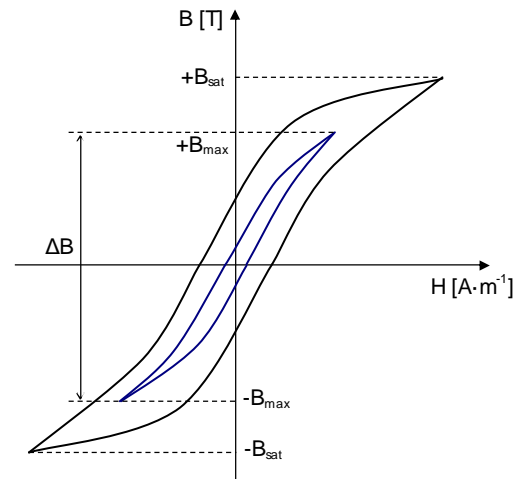
Obr.15: Symetrické buzení transformátoru

Kontrolu sycení jádra lze provést pomocí následujícího vztahu

$$\Delta B = \frac{B_{\text{opt}} \cdot U_{P_{\max}}}{U_{P_{\text{nominal}}}} = \frac{120\text{mT} \cdot 185\text{V}}{\frac{325\text{V}}{2}} = 136,6\text{mT} \quad (10)$$

,kde výsledná hodnota zdvihu magnetické indukce vychází menší než saturační mez pro zvolený magnetický materiál.

Minimální velikost jádra pro daný výkon se volí dle součinu efektivního průřezu jádra a rozlohy vinutí transformátoru. Označuje se A_P (area product). Pro minimální velikost jádra musí platit



Obr.14: Hysterezní křivka jádra transformátoru měniče typu polomost

Na Obr.15 je zobrazen průběh vstupního napětí transformátoru a následný časový průběh magnetické indukce v jeho jádře pro symetrické buzení zdroje typu polomost.

$$A_p = A_e \cdot A_w = \left(\frac{11,1 \cdot P_{in}}{K \cdot \Delta B \cdot f_s} \right)^{1,143} = \left(\frac{11,1 \cdot 125}{0,164 \cdot 0,2 \cdot 100 \cdot 10^3} \right)^{1,143} = 0,34 \text{ cm}^4 \quad (11)$$

,kde koeficient K je činitel využití vinutí a pro uvažovaný typ měniče je dán nomogramem hodnotou $K = 0,164$. Dle katalogového listu jádra ETD29 v příloze č.3 je jeho hodnota $A_p = 0,722 \text{ cm}^4$. Tato hodnota je větší, než hodnota součinu daná výpočtem pro minimální velikost jádra. Velikost jádra Ferroxcube ETD29/16/10 lze tedy použít pro návrh transformátoru.

2.3.2 Určení počtu závitů jednotlivých vinutí a průřezu vodičů

Za předpokladu, že primární vinutí transformátoru je buzeno obdélníkovým signálem, je minimální počet závitů jeho primárního vinutí dán následujícím vztahem:

$$N_p = \frac{U_{Pmin} \cdot 10^4}{2 \cdot f_s \cdot \Delta B \cdot A_e} = \frac{119 \cdot 10^4}{2 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 0,76} = 29,47 \cong 30z \quad (12)$$

,kde A_e je efektivní průřez jádra ETD29 (viz příloha č.3). Převodní poměr transformátoru je dále možno určit dle vztahu

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{U_{Pmin}}{2 \cdot (U_{out} + U_D)} = \frac{119}{2 \cdot (5 + 0,38)} = 11 \quad (13)$$

,přičemž N_p a N_s je počet závitů primárního a sekundárního vinutí a U_D je úbytek napětí diod sekundárního usměrňovače v propustném směru. Počet závitů obou polovin sekundárního vinutí transformátoru lze pak vyjádřit pomocí transformačního převodního poměru jako

$$N_s = \frac{N_p}{n} = \frac{30}{11} = 2,72 \cong 3z \quad (14)$$

Indukčnost primárního vinutí transformátoru je dána

$$L_p = N_p^2 \cdot A_L = 30^2 \cdot 2350 \cdot 10^{-9} = 2,12 \text{ mH} \quad (15)$$

,kde A_L [nH] je koeficient indukčnosti pro magnetický materiál 3C90.

Pro indukčnost sekundárního vinutí pak platí

$$L_s = \frac{L_p}{n^2} = \frac{2,12 \cdot 10^{-3}}{11^2} = 17,5 \mu\text{H} \quad (16)$$

Špičková hodnota proudu primárním vinutím pak bude

$$I_{P_{\max}} = \sqrt{2 \cdot \frac{P_{IN}}{L_P \cdot f_s}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 125}{2,12 \cdot 10^{-3} \cdot 100 \cdot 10^3}} = 1,08 \text{ A} \quad (17)$$

Pro proudovou hustotu vodičem primárního vinutí bude zvolena standardní hodnota $J_1 = 3 \text{ A/mm}^2$. Celkový minimální průřez vodiče primárního vinutí je pak dán vztahem

$$S_1 = \frac{I_{P_{\max}}}{J_1} = \frac{1,08}{3,0} = 0,36 \text{ mm}^2 \quad (18)$$

Pro výpočet průřezu vodiče sekundárního vinutí pak platí

$$S_2 = \frac{I_{S_{\max}}}{J_2} = \frac{20}{6,0} = 3,33 \text{ mm}^2 \quad (19)$$

,kde vzhledem ke střídavé funkci dvou sekundárních vinutí volíme dvojnásobnou proudovou hustotu pro vodič $J_2 = 6 \text{ A/mm}^2$.

Vzhledem k tomu, že při vysokých frekvencích dochází ke ztrátám vířivými proudy vlivem uplatnění skin efektu, je nutno uvažovat hloubku vniku do povrchu vodiče při kmitočtu f_s dle vztahu

$$\delta = \frac{72}{\sqrt{f_s}} = \frac{72}{\sqrt{100 \cdot 10^3}} = 0,227 \text{ mm} \quad (20)$$

Vodič tedy může mít z hlediska přijatelných ztrát maximální průměr $2\delta = 0,455 \text{ mm}$. Pro primární vinutí byl k dispozici lakovaný vodič AWG26 s vnějším průměrem $d_1 = 0,455 \text{ mm}$ a průřezem $S_{v1} = 0,129 \text{ mm}^2$. Počet vodičů pro primární vinutí musí být tedy

$$n_1 = \frac{S_1}{S_{v1}} = \frac{0,36}{0,129} = 2,79 \cong 3 \quad (21)$$

Vinutí bude realizováno 30 závitů 3 paralelních vodičů typu AWG26. Pro sekundární vinutí byla k dispozici vysokofrekvenční lanka Rupalit složená ze vzájemně izolovaných vodičů o průměru $0,1 \text{ mm}$. Daným požadavkům pro průřez S_2 vyhovuje typ Rupalit 140xAWG38 s celkovým průřezem $S_{v2} = 1,10 \text{ mm}^2$ a vnějším průměrem $d_2 = 1,87 \text{ mm}$. Počet svazků lanka lze určit výpočtem

$$n_2 = \frac{S_2}{S_{v2}} = \frac{3,3}{1,10} = 3 \quad (22)$$

Pro obě sekundární vinutí budou tedy použity 3 lanka paralelně pro 3 závitů.

Posledním krokem je kontrola faktoru plnění jádra, kdy je třeba ověřit, zdali se vinutí

z navrhovaných typů vodičů vejde na kostru transformátoru. Musí vždy platit, že efektivní průřez pro vinutí transformátoru A_w musí být větší, než průřez navrženého vinutí. Při výpočtu se předpokládá vodič čtvercového průřezu o velikosti hrany rovné průměru použitého vodiče.

Pro kontrolu použijeme následující výpočet

$$A_w > N_p \cdot n_1 \cdot d_1^2 + N_s \cdot n_2 \cdot d_2^2 \quad (23)$$

$$A_w > 30 \cdot 3 \cdot (0,455)^2 + 2 \cdot 3 \cdot 3 \cdot (1,87)^2 = 81,57 \text{ , faktor plnění vinutí } K \text{ je pak}$$

$$K = \frac{81,57}{A_w} = \frac{81,57}{95} = 0,858 \text{ ,}$$

kdy $K < 1$. Navržené vinutí tedy bude možné realizovat na kostře transformátoru ETD29.

2.3.3 Budící transformátor

Budící transformátor slouží k zajištění přenosu budících impulzů obdélníkového průběhu z řídicího obvodu zdroje na hradla výkonových tranzistorů. Dále zajišťuje i galvanické oddělení řídicí části od primárních obvodů zdroje. Primární vinutí budícího transformátoru je zapojeno na výstup řídicího obvodu. Typické schéma zapojení pro měnič typu polomost je uvedeno v příloze č.5 (Obr. 5.4). Transformátor má dvě sekundární vinutí zapojená s opačnou polaritou mezi gate a source obou výkonových tranzistorů.

Magnetický materiál a jádro transformátoru se u budících transformátorů doporučuje vybírat s vyšším koeficientem indukčnosti A_L , kde jsou vhodná zejména toroidní jádra. Pro pracovní frekvenci $f_s = 100\text{kHz}$ lze použít magnetický materiál 3C90 a jádro typu EP10 (viz příloha č.4, [22]). Za předpokladu, že napětí na primárním vinutí U_p bude 20V je minimální počet závitů primárního vinutí dán vztahem

$$N_p = \frac{U_p \cdot t_{ON}}{\Delta B \cdot A_e} = \frac{20 \cdot 3,5 \cdot 10^{-6}}{0,2 \cdot 11,3 \cdot 10^{-6}} = 31z \quad (24)$$

,kde volíme $\Delta B = 0,2\text{T}$, A_e je efektivní průřez jádra EP10 a t_{ON} je maximální doba sepnutí (viz kap. 2.5.1). U transformátoru je nutno předejít saturaci jádra, proto volíme $N_p = 40z$. Sníží se tak magnetizační proud jádrem. Při volbě počtu závitů

primárního vinutí je vhodné stanovit určitý kompromis pro minimalizaci magnetizačního proudu (zvýšením indukčnosti vinutí) z důvodu možného přesycení jádra a snížením rozptylové indukčnosti (snížením počtu závitů a uspořádáním vinutí). Indukčnost primárního vinutí se stanoví dle vztahu

$$L_P = A_L \cdot N_P^2 = 1140 \cdot 10^{-9} \cdot 40^2 = 1,8mH \quad (25)$$

Výpočet magnetizačního proudu je pak určen

$$I_\mu = \frac{U_P \cdot t_{ON}}{L_P} = \frac{20 \cdot 3,5 \cdot 10^{-6}}{1,8 \cdot 10^{-3}} = 38,8mA \quad (26)$$

Při daném vstupním napětí budeme požadovat sekundární napětí pro řízení výkonových tranzistorů cca 12V. Převodní poměr transformátoru budeme volit 1,6:1:1. Za těchto podmínek bude počet závitů sekundárního vinutí

$$N_S = \frac{N_P}{n} = \frac{40}{1,6} = 25z \quad (27)$$

a sekundární napětí bude rovno $U_S = 12,5V$. Pro velikost magnetické energie jádra transformátoru použijeme vztah

$$W_c = \frac{1}{2} \cdot L_P \cdot I_P^2 = 0,5 \cdot 1,8 \cdot 10^{-3} \cdot (38,8 \cdot 10^{-3})^2 = 1,36\mu J \quad (27)$$

,kde porovnáním s maximální energií, kterou může jádro transformátoru pojmout, aniž by nastala jeho saturace

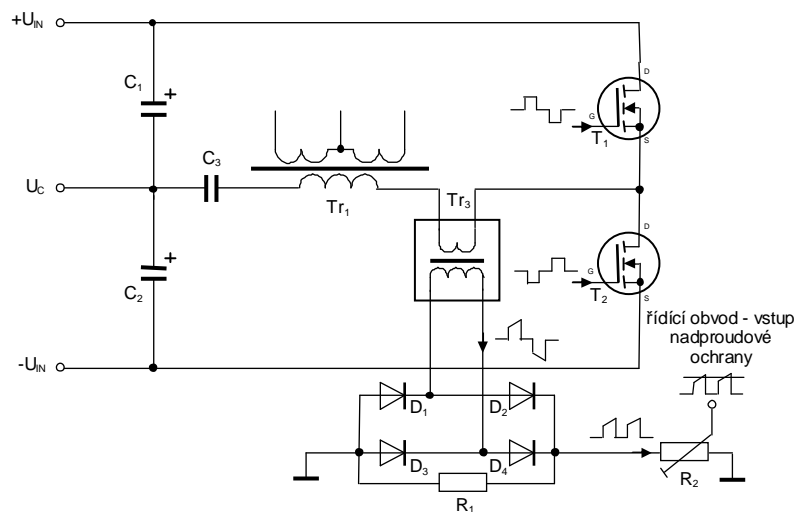
$$W_{Cmax} = \frac{B^2 \cdot A_e \cdot l_e \cdot 10^6}{2 \cdot \mu_e} = \frac{0,2^2 \cdot 113 \cdot 10^{-6} \cdot 19,3 \cdot 10^{-3} \cdot 10^6}{2 \cdot 1530} = 2,85\mu J \quad (28)$$

bylo zjištěno, že navrhované parametry vinutí transformátoru vyhovují vybranému materiálu jádra a typu transformátoru. Efektivní průřez okénka pro vinutí transformátoru umožňuje použít pro vinutí vodič typu AWG28 s vnějším průměrem $d = 0,321mm$. Pro minimalizaci rozptylové indukčnosti a zvýšení indukční vazby mezi vinutími je vhodné provést bifilární vinutí obou sekundárů s okolním umístěním první a druhé vrstvy primárního vinutí.

2.3.4 Transformátor pro nadproudovou ochranu zdroje

Nadproudová ochrana zdroje je řešena pomocí proudového transformátoru, který je zapojen v sérii s primárním vinutím výkonového transformátoru Tr_1 . Schéma

zapojení je na Obr.16. Proud, protékající primárním obvodem zdroje je snímán primárním vinutím transformátoru Tr_3 . Transformovaný proud, procházející sekundárním vinutím transformátoru přes můstkový usměrňovač, vyvolá úbytek napětí na rezistoru R_1 . Toto usměrněné napětí odpovídá velikosti proudových pulsů obou polarit, procházejících primárním obvodem zdroje. Kondenzátor C_3 slouží k oddělení stejnosměrné složky proudu a zabraňuje tak přesycení jádra transformátoru. Trimr R_2 slouží k nastavení prahového napětí pro vstup nadproudové ochrany řídicího obvodu.



Obr.16: Schéma zapojení proudového transformátoru v měniči typu polomost

U proudového transformátoru se volí převodní poměr n pokud možno co nejmenší. Pro proudový transformátor dané aplikace bylo použito jádro z magnetického materiálu 3C90, kde pro velikost transformátoru byl zvolen typ Philips EP10 (viz příloha č.4). Magnetický materiál jádra má koeficient indukčnosti $A_L = 1140\text{nH}$. Pro indukčnost primárního vinutí o jednom závitě tedy platí

$$L_p = A_L \cdot N_p^2 = 1140 \cdot 10^{-9} \cdot 1^2 = 1,14\mu\text{H} \quad (29)$$

U proudového transformátoru při maximálním vstupním proudu nesmí dojít k saturaci jádra. Energie jádra při indukčnosti L_p bude

$$W_c = \frac{1}{2} \cdot L_p \cdot I_p^2 = 0,5 \cdot 1,14 \cdot 10^{-6} \cdot 1,08^2 = 0,664\mu\text{J} \quad (30)$$

Podle (28) je $W_{c\text{max}} = 2,85\mu\text{J}$, počet závitů N_p je tedy vyhovující. Pro jeden závit bude

použit lakovaný vodič AWG20 s průměrem $d_1 = 0,812\text{mm}$. Počet závitů sekundárního vinutí bude $N_S = 50$. Pro vinutí bude použito vodiče AWG25 s průměrem $d_2 = 0,455\text{mm}$. Obě vinutí budou oddělena třemi závity polyamidové izolační pásky.

Pro sekundární proud transformátoru platí

$$I_S = \frac{I_P}{n} = \frac{1,08}{50} = 21,6\text{mA} \quad (31)$$

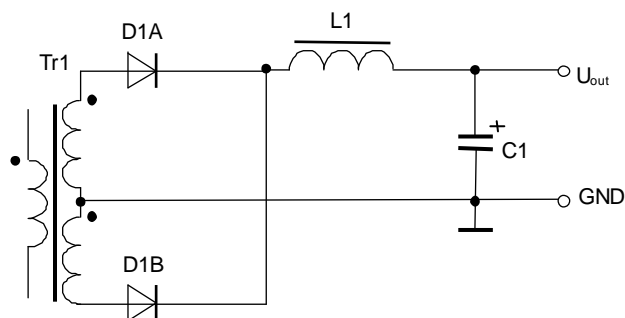
Hodnota rezistoru R1 bude zvolena s ohledem na vstupní prahové napětí nadproudové ochrany řídicího obvodu (kap. 2.5.1). Zvolíme napětí $U_{th} = 3,8\text{V}$. Při výpočtu bude uvažována rezerva +20% pro sekundární proud I_S

$$R_1 = \frac{U_{th}}{I_S \cdot 1,2} = \frac{3,8}{21,6 \cdot 10^{-3} \cdot 1,2} = 146\Omega \cong 150\Omega \quad (32)$$

2.4 Výstupní usměrňovač a filtr

Schéma výstupního usměrňovače a filtru spínaného zdroje je uvedeno na *Obr.17*. Napětí z obou sekundárních vinutí transformátoru je usměrněno diodami D1A a D1B a poté přivedeno na výstupní filtr. Výstupní LC filtr slouží k potlačení zvlnění výstupního napětí.

Na diody výstupního usměrňovače byly kladeny zvýšené nároky zejména ohledně výběru vhodných typů diod, jejichž úbytek napětí v propustném směru výrazně zvyšuje ztráty zdroje. Vzhledem k vysokému pracovnímu kmitočtu a maximálnímu výstupnímu proudu 20A byl zvolen typ dvojité schottky diody firmy ST STPS60L40 s úbytkem napětí $U_F = 0,38\text{V}$, a max. proudem $I_F = 2 \times 30\text{A}$.



Obr.17: Schéma výstupního usměrňovače a filtru zdroje

Výstupní LC filtr tvoří tlumivka L1 a kondenzátor C1. Při výběru filtračních kondenzátorů je třeba věnovat velkou pozornost jejich hodnotě ESR. S ohledem na přijatelnou míru ztrát by měl být ekvivalentní sériový odpor výstupního kondenzátoru vždy nižší než $0,25\Omega$. Z hlediska snížení ESR je proto výhodné použití několika paralelně spojených kondenzátorů s menší kapacitou.

Pro návrh filtru [5] budeme uvažovat max. zvlnění výstupního napětí 1% ($\Delta U_{out} = 50\text{mV}$), pracovní frekvence na výstupu usměřovače bude vlivem dvoucestného usměrnění dvojnásobná ($f = 200\text{kHz}$), tedy $T = 5\mu\text{s}$, přičemž max. doba sepnutí je $t_{ON} = 3,5\mu\text{s}$. Pro výstupní napětí 5V bude tedy sekundární napětí transformátoru (pro $D_{MAX} = 0,7$):

$$U_S = \frac{U_{out} \cdot T}{t_{ON}} = \frac{5 \cdot 5 \cdot 10^{-6}}{3,5 \cdot 10^{-6}} = 7,14\text{V} \quad (33)$$

Pro napětí na indukčnosti L1 platí

$$U_{L1} = U_S - U_{out} = 7,14 - 5 = 2,14\text{V} \quad (34)$$

Pro ustálený stav lze tedy indukčnost vyjádřit jako

$$L_1 = \frac{U_{L1} \cdot t_{ON}}{\Delta i} = \frac{2,14 \cdot 3,5 \cdot 10^{-6}}{1} = 7,5\mu\text{H} \quad (35)$$

,kde Δi je max. přípustné zvlnění proudu tlumivkou. Tato hodnota se volí v rozmezí 5 - 20% z proudu I_{out} . Velikost minimální výstupní kapacity filtru pak lze stanovit pomocí energie indukčnosti L1 ze vztahu

$$C_1 = \frac{L_1 \cdot I_{out}^2}{(U_{out} + \Delta U_{out})^2 - U_{out}^2} = \frac{7,5 \cdot 10^{-6} \cdot 20^2}{5,05^2 - 5^2} = 5,9\text{mF} \quad (36)$$

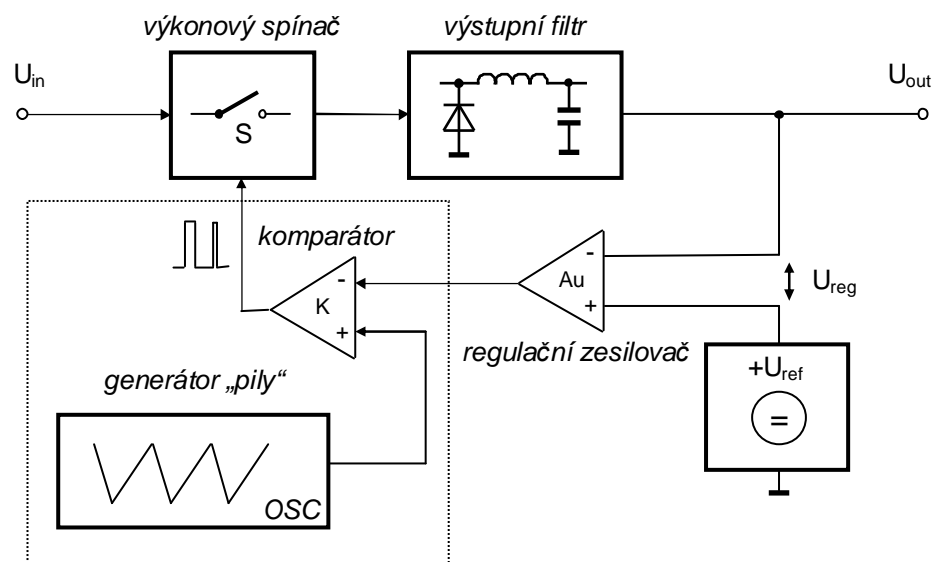
Rezonanční kmitočet filtru je pak určen vztahem

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{7,5 \cdot 10^{-6} \cdot 5,9 \cdot 10^{-3}}} = 756\text{Hz} \quad (37)$$

Kapacita C1 bude z důvodu snížení ESR a proudového namáhání kondenzátoru složena ze dvou paralelně zapojených kondenzátorů Panasonic 3,3mF s hodnotou ESR = $0,018\Omega$. Pro výstupní tlumivku L1 bylo použito železoprachové toroidní jádro Micrometals T106-26 s koeficientem indukčnosti $A_L = 93\text{nH/z}^2$. Pro indukčnost $L_1 = 7,5\mu\text{H}$ je na jádru navinuto 9 závitů bifilárně dvěma vodiči AWG15 o průměru $d = 1,450\text{mm}$, což odpovídá průřezu $S = 3,3\text{mm}^2$.

2.5 Řídící a pomocné obvody

Způsob řízení spínaného zdroje je založen na principu pulzně šířkové modulace PWM. Jedná se o regulaci s konstantním kmitočtem, jejíž princip spočívá v porovnávání chybového napětí, které je odvozeno od napětí výstupního s napětím interního oscilátoru (obvykle s pilovitým výstupním průběhem). Princip regulace PWM je uveden na *Obr. 18* [1]. Referenční napětí je přivedeno na neinvertující vstup regulačního zesilovače a výstupní napětí U_{out} na vstup invertující. Výslednou regulační odchylku porovnává komparátor s napětím z oscilátoru (generátor signálu pilovitého průběhu). Komparátor spolu s oscilátorem o konstantním kmitočtu tvoří jádro impulzně šířkového modulátoru. Výsledkem komparace je PWM signál,

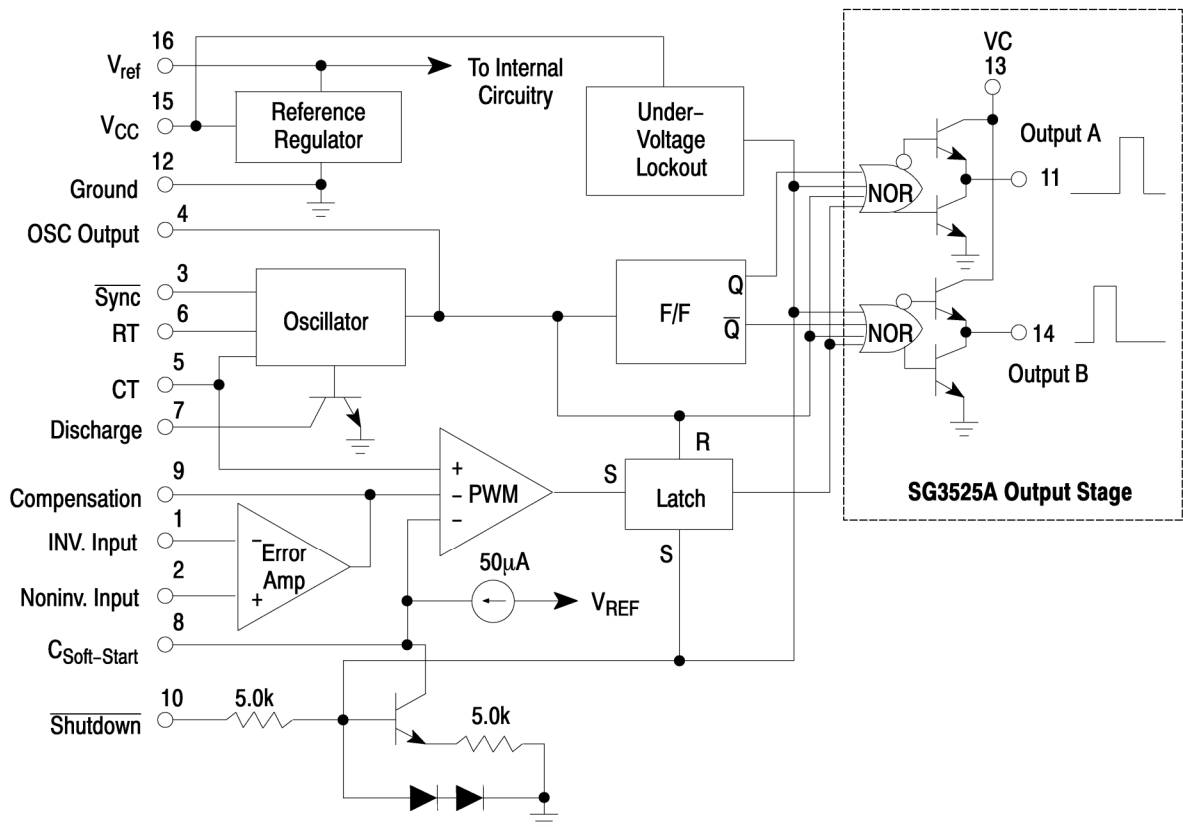


Obr. 18: Princip regulace PWM

který ovládá výkonový spínač. Šířka budících impulzů na výstupu komparátoru je přímo úměrná velikosti a smyslu regulační odchylky. Tento způsob řízení je často používán u většiny řídicích obvodů v integrované verzi.

2.5.1 Řídící obvod

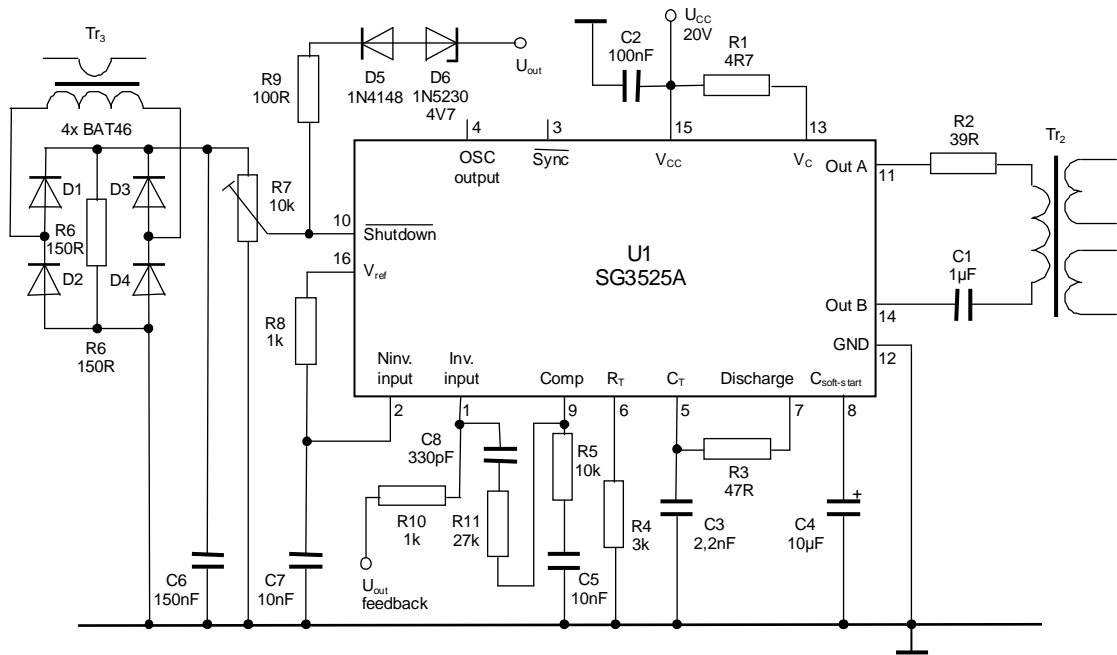
K řízení spínaného zdroje byl vybrán integrovaný obvod SG3525A od firmy On Semiconductor. Tento obvod je vzhledem k jeho vnitřní struktuře možno použít pro širokou škálu aplikačních zapojení. Blokové schéma vnitřní struktury obvodu je uvedeno na *Obr. 19* [18]. Jedná se o řídicí obvod s PWM modulací, který je



Obr.19: Blokový diagram vnitřní struktury obvodu SG3525A

vybaven vnitřním oscilátorem o nastavitelném kmitočtu až do 400kHz, dvojitým výstupem pro řízení výkonových tranzistorů, zesilovačem chybové odchylky, funkcí přímého vypínání (shutdown), měkkého startu (soft-start) a vstupní podpěřovou pojistkou (UVLO). Obvod obsahuje vnitřní zdroj referenčního napětí 5,1V s přesností $\pm 1\%$ a má možnost nastavení doby mrtvého chodu (deadtime) spínacích tranzistorů. Rozsah napájecího napětí je 8-35V. Výstupy obvodu A a B jsou vybaveny budiči z dvojic tranzistorů. Maximální výstupní proud obvodu je $\pm 500\text{mA}$.

Zapojení řídicího obvodu SG3525A pro řízení spínaného zdroje je uvedeno na Obr.20. Obvod je napájen z pomocného spínaného zdroje napětím U_{CC} o velikosti 20V. Řídicí obvod je připojen na zemním potenciálu sekundární strany spínaného zdroje. Transformátory Tr2 a Tr3 zajišťují galvanické oddělení od jeho primární části. Kmitočet vnitřního oscilátoru obvodu může být nastaven v rozmezí 100Hz – 400kHz pomocí externích součástek R3, R4 a C3.



Obr.20: Schéma zapojení řídicího obvodu SG3525A

Spínaný zdroj bude pracovat na frekvenci $f_s = 100\text{kHz}$. Podle schématu blokového diagramu obvodu je před koncovým stupněm umístěn klopný obvod „Latch“ a výsledný signál bude mít poloviční frekvenci oscilátoru. Volíme tedy frekvenci oscilátoru $f_{osc} = 200\text{kHz}$. V příloze č.2 jsou uvedeny grafy pro volbu externích součástek pro danou frekvenci oscilátoru. Doba periody jednoho pracovního cyklu je

$$T = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{100 \cdot 10^3} = 10\mu\text{s}. \quad (38)$$

Pro topologii měniče typu polomost je maximální střída $D_{MAX}=0,45$ [8]. Interval pro dobu mrtvého chodu (deadtime) budeme uvažovat $0,1 \cdot T$, tedy $t_{DT} = 1\mu\text{s}$. Maximální doba sepnutí je pak určena $t_{ON} = D_{MAX} \cdot T - t_{DT} = 0,45 \cdot 10 - 1 = 3,5\mu\text{s}$. Z grafu 5.2 v příloze č.5 je pak hodnota $R3 = 47R$ a $C3 = 2,2\text{nF}$. Podle grafu 5.1 určíme $R4 = 3\text{k}\Omega$. Frekvence oscilátoru je podle [18] dána vztahem (7). Výpočtem bude ověřena správná volba externích součástek.

$$f_{osc} = \frac{1}{C_T(0,7 \cdot R_T + 3 \cdot R_D)} = \frac{1}{C3(0,7 \cdot R4 + 3 \cdot R3)} \quad (39)$$

$$f_{osc} = \frac{1}{2,2 \cdot 10^{-9}(0,7 \cdot 3 \cdot 10^3 + 3 \cdot 47)} = 202,8\text{kHz}$$

Řídicí obvod je vybaven funkcí měkkého startu (softstart). Pomalý náběh zdroje až

do 100% jeho pracovního cyklu je zajištěn pomocí externě zapojeného kondenzátoru C4. Kondenzátor je nabíjen z vnitřního zdroje proudu o velikosti $50\mu\text{A}$ a jeho hodnota může být určena dle vztahu, určujícího čas, potřebný pro dosažení 50% pracovního

cyklu obvodu [19]: $t = \frac{2V}{50\mu\text{A}} \cdot C4 = \frac{2}{50 \cdot 10^{-6}} \cdot 10 \cdot 10^{-6} = 0,4\text{s}$. Pro C4 byl vybrán

tantalový kondenzátor o hodnotě $10\mu\text{F}$. Z výkonového stupně obvodu je napájen budící transformátor Tr_2 , který slouží pro buzení dvojice výkonových tranzistorů měniče a zajišťuje galvanické oddělení. V zapojení jsou použity rezistory R1 a R2, které slouží k ochraně koncového stupně (např. při poruše vinutí Tr_2), kde

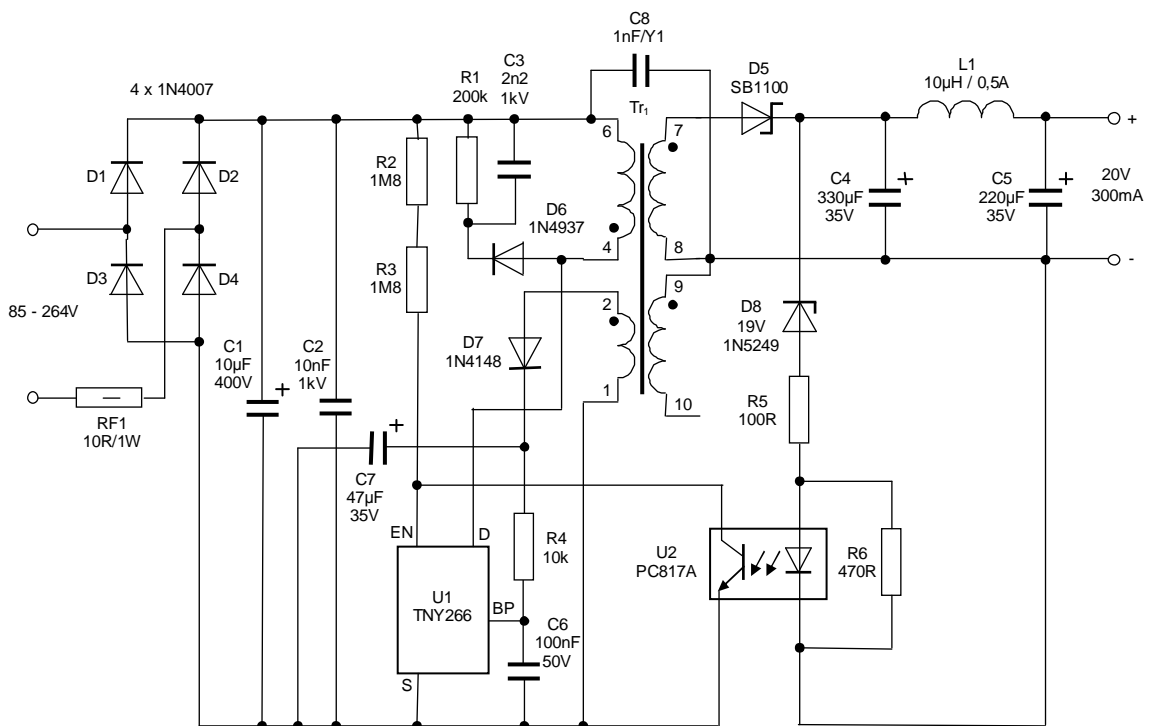
$(R1 + R2) > \frac{U_{CC}}{500\text{mA}}$. Byly zvoleny hodnoty $R1 = 4,7\Omega$ a $R2 = 39\Omega$. Kondenzátor C1

slouží pro oddělení stejnosměrné složky. Napěťová zpětná vazba pro řízení zdroje využívá vnitřního zesilovače chybové odchylky, který zde plní funkci regulačního zesilovače. Do jeho neinvertujícího vstupu je přivedeno přes rezistor R8 referenční napětí, jehož hodnota je $5,1\text{V}$ a maximální proudový odběr 50mA . Zpětná vazba ze sekundárního výstupu zdroje U_{out} je zapojena přes R10 na invertující vstup. Když je napětí na vývodu 2 větší, než napětí na vývodu 1, pracovní cyklus PWM modulační se zvyšuje, a naopak. Z grafu 5.3, v příloze č.5, lze určit hodnoty kompenzačních prvků zesilovače a možné hodnoty zesílení při dané frekvenci. Pro frekvenční kompenzaci slouží R5 a C5 na kompenzačním pinu obvodu U1, a R11 a C8 ve zpětné vazbě chybového zesilovače. Řídící obvod je vybaven vstupem Shutdown (pin 10), který zajistí v případě potřeby přímé vypnutí funkce celého zdroje (vstup je aktivován napětím $U_{10} > 2,5\text{V}$ při vstupním proudu $I_{10} = 0,4\text{mA}$). V řízení zdroje jsou zapojeny dva ochranné obvody. Výstupní napětí zdroje U_{out} je přivedeno na vstup shutdown přes D6, D5 a R9. Vypnutí zdroje se aktivuje při překročení výstupního napětí $U_{\text{out}} > 5,35\text{V}$. Nastavený limit je určen součtem napětí na D6 a D5. Pro ochranu proti přetížení, nebo zkratu na výstupu zdroje je v sérii s primárním vinutím výkonového transformátoru Tr_1 (viz Obr.9) zapojen transformátor pro snímání proudu Tr_3 . Proud, protékající sekundárním vinutím Tr_3 při chybovém stavu na výstupu zdroje vyvolá úbytek napětí na rezistoru R6, jehož velikost je úměrná proudu, který protéká výkonovými spínacími tranzistory měniče. Pokud je překročen limit tohoto napětí, nastavitelný trimrem R7, obvod U1 okamžitě vypne řízení zdroje.

2.5.2 Pomocný napájecí zdroj pro řídicí obvod

Pro napájení řídicího obvodu spínaného zdroje byl zvolen zdroj pomocného napájecího napětí 20V/300mA. Napájení řídicího obvodu by bylo možné vyřešit alternativním způsobem, např. pomocným napájecím vinutím transformátoru Tr_1 . Toto řešení však s sebou může přinášet určitá úskalí při rozběhu zdroje i při jiných mezních stavech spínaného zdroje, kdy již napájecí napětí z pomocného vinutí nemusí být stabilní. Samostatný napájecí spínaný zdroj s jednoduchou obvodovou topologií je proto pro daný potřebný výkon řádově jednotek W vhodným řešením.

Pro daný účel byla zvolena topologie blokujícího měniče s řídicím integrovaným obvodem z řady TinySwitch-II (TNY266P) od Power Integrations. Tato součástka má v sobě integrovaný řídicí obvod i výkonový spínací prvek Mosfet. Obvod obsahuje proudovou ochranu, tepelnou pojistku a je vybaven funkcí auto-restart. Vnitřní oscilátor pracuje na frekvenci 132kHz, což umožňuje použití dostatečně malého transformátoru. Rozsah vstupních napájecích napětí je 85 – 264V. Schéma zapojení zdroje je na Obr.21 [17].



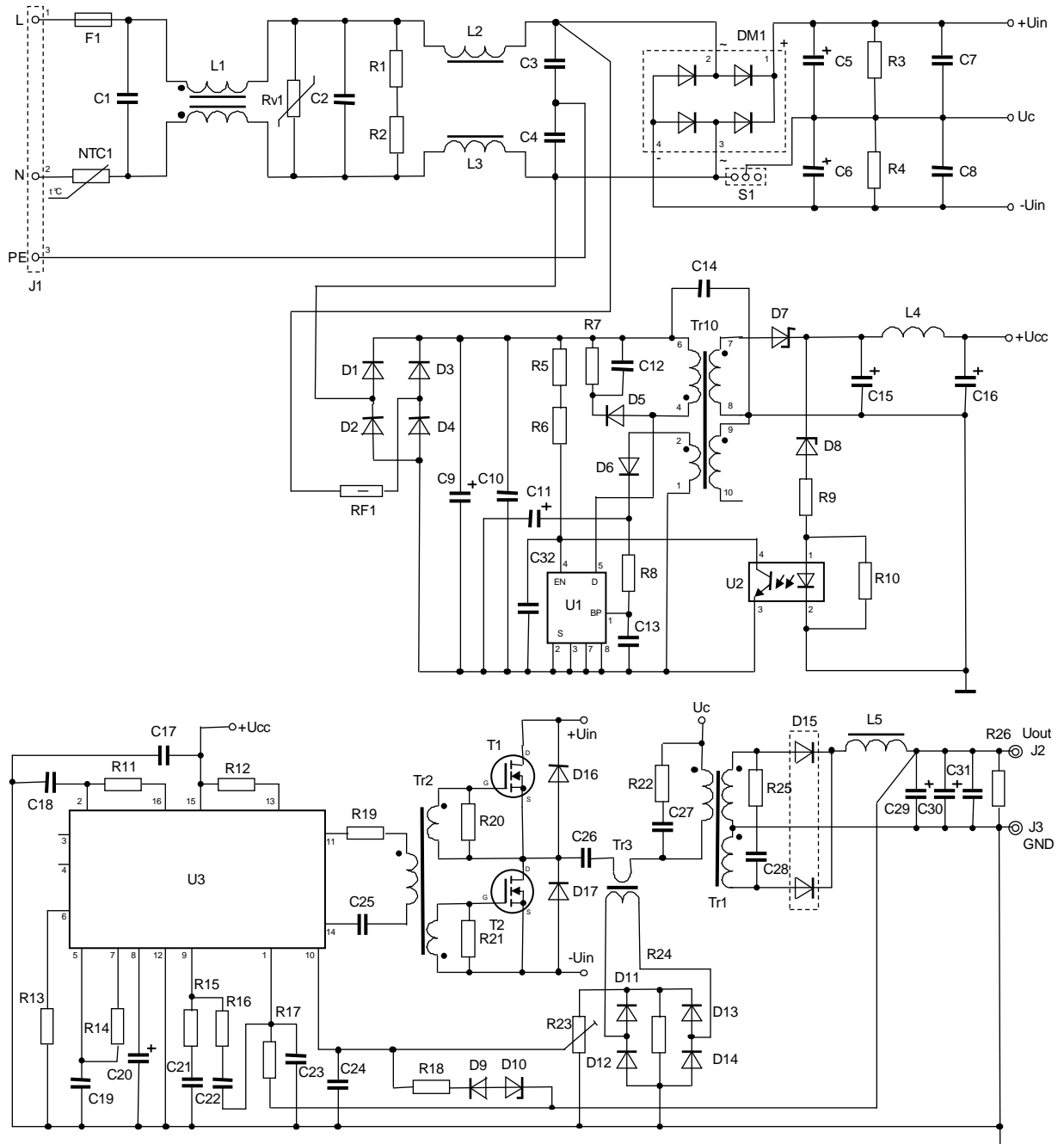
Obr.21: Schéma zapojení pomocného napájecího zdroje

Vstupní napětí je přivedeno přes pojistku RF1 na můstkový usměrňovač tvořený z diod D1-D4. Usměrněné napětí je vyhlazeno kondenzátorem C1, C2 je blokovací

kondenzátor pro vysoké frekvence. Sériovou kombinací rezistorů R2 a R3 je nastavena prahová hodnota minimálního napětí pro start zdroje na 120V. Rezistor R1 a kondenzátor C3 spolu s diodou D6 tvoří RCD ochranný článek pro omezení napěťových špiček na pinu D (DRAIN) obvodu U1, které vznikají vlivem rozptylové indukčnosti transformátoru Tr_1 . Pro měnič byl použit transformátor MYRRA, a to dostupný typ 74014 s max. výstupním výkonem 8W. Napětí z pomocného primárního vinutí transformátoru je usměrněno diodou D7 a po filtraci kondenzátorem C7 je přes rezistor R4 přivedeno na U1 jako napájecí napětí 12V. Napětí ze sekundárního vinutí je usměrněno schottky diodou D5 a vyhlazeno kondenzátorem C4. Tlumivka L1 a kondenzátor C5 tvoří výstupní filtr, potlačující rušivá napětí, vznikající vlivem pulzního režimu zdroje. Snímání výstupního napětí je řešeno přes optočlen U2 a zenerovu diodu D8. Výstupní napětí je dáno součtem napětí na diodě U2 v propustném směru (cca 1V) a napětím diody D8. Optočlen zajišťuje zpětnou vazbu zdroje. Při dosažení požadovaného výstupního napětí ze otevře LED v U2 a přes fototranzistor se informace přenesou do U1 a následně se omezí buzení primárního vinutí transformátoru Tr_1 . Rezistor R6 slouží k nastavení klidového proudu diodou D8 pro bezpečné dosažení zenerova napětí. Pomocí rezistoru R5 se upraví nastavení výstupního napětí na hodnotu 20V. Účinnost tohoto zdroje se pohybuje okolo 75%.

2.6 Schéma zapojení

Vypočtené a zvolené parametry z předcházejících kapitol byly použity pro výsledné obvodové zapojení zdroje. Celkové schéma zapojení spínaného zdroje je znázorněno na Obr.22.



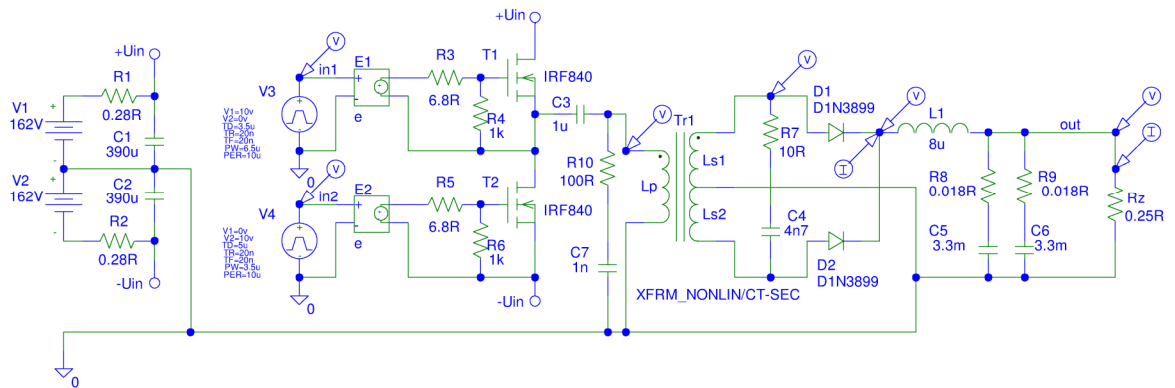
Obr.22: Schéma zapojení impulzního zdroje 100W

Tab.4: Rozpiska součástek pro spínaný zdroj

Qty	Part	Value	Device	Description	Package
Semiconductors:					
1	U1	TNY266	TNY266PN	IC OffLine Switcher	DIP8
1	U2	PC817A	PC817XJ0000F	Optocoupler	DIP4
1	U3	SG3525A	SG3525ANG	IC PWM Controller	DIP16
2	T1,T2	SPW07N60	SPW07N60CFD	Transistor Mosfet	TO247
1	DM1	RS507	RS507	Rectifier Bridge	RS4
1	NTC1	B57236S0479	B57236S0479M000	Thermistor NTC	NTC2
1	RV1	VDR14D431K	VDR14D431K	Varistor	RV2
4	D1,D2,D3,D4	1N4007	1N4007	Diode	DO41
1	D5	1N4937	1N4937	Diode Fast	DO41
2	D6,D9	1N4148	1N4148	Diode	DO35
1	D7	SB1100	SB1100	Diode Schottky	DO41
1	D8	1N5249	1N5249-19V	Diode Zener	DO35
1	D10	1N5230	1N5230-4V7	Diode Zener	DO35
4	D11,D12,D13,D14	BAT46	BAT46	Diode Schottky	DO35
1	D15	STPS60L30	STPS60L30CW	Diode Schottky	TO247
2	D16,D17	UF4003	UF4003	Diode Fast	DO41
Resistors:					
2	R1,R2	470k	MF50S 470k	Resistor 0,6W	RM207
2	R3,R4	150k	MF50S 150k	Resistor 0,6W	RM207
2	R5,R6	1M8	MF50S 1M8	Resistor 0,6W	RM207
1	R7	200k	MF50S 200k	Resistor 0,6W	RM207
2	R8,R15	10k	MF50S 10k	Resistor 0,6W	RM207
2	R9,R18	100R	MF50S 100R	Resistor 0,6W	RM207
1	R10	470R	MF50S 470R	Resistor 0,6W	RM207
4	R11,R17,R20,R21	1k	MF50S 1k	Resistor 0,6W	RM207
1	R12	4R7	MF50S 4R7	Resistor 0,6W	RM207
1	R13	3k	MF50S 3k	Resistor 0,6W	RM207
1	R14	47R	MF50S 47R	Resistor 0,6W	RM207
1	R16	27k	MF50S 27k	Resistor 0,6W	RM207
1	R19	39R	MF50S 39R	Resistor 0,6W	RM207
1	R22	100R/2W	MFP2 100R	Resistor 2W	R120
1	R23	10k	64W 10k	Trimr 64W	RT64W
1	R24	150R	MF50S 150R	Resistor 0,6W	RM207
1	R25	10R/2W	MFP2 10R	Resistor 2W	R120
1	R26	12R/3W	W21 12RJ	Resistor 3W	R140
Capacitors:					
2	C1,C2	470nF/X2	BFC233820474	Capacitor X2 safety	C225-085x260
2	C3,C4	4n7/Y1	DE1E3KX472	Capacitor Y1 safety	C100
2	C5,C6	390uF/200V	EETEE2D391HJ	Capacitor Electrolytic	C100RAD-220
3	C7,C8,C10	10nF/1kV	DEHR32E103	Capacitor Ceramic	C50
1	C9	10uF/400V	EEUEE2G100	Capacitor Electrolytic	C50RAD-100
1	C11	47uF/35V	NP35V476M8X11.5	Capacitor Electrolytic	C35RAD-80
1	C12	2n2/1kV	DEHR32A222KA3B	Capacitor Ceramic	C75
2	C13,C17	100nF/50V	CK 100n/50V	Capacitor Ceramic	C35
1	C14	1nF/Y1	DE1E3KX102	Capacitor Y1 safety	C100
1	C15	330uF/35V	35ZLK330M10X16	Capacitor Electrolytic	C50RAD-100
1	C16	220uF/35V	35ML220MEFC10X9	Capacitor Electrolytic	C50RAD-100
2	C18,C21	10nF/50V	CK 10n/50V	Capacitor Ceramic	C35
1	C19	2n2/2,5%	FSC160V2200P	Capacitor Polystyrene	C100
1	C20	10uF/35V	CT 10u/35V	Capacitor Tantalum	C50
1	C22	330p/50V	CF 330p	Capacitor Foil	C100
1	C23	22nF/50V	CK 22n/50V	Capacitor Ceramic	C35
1	C24	2n2/50V	CK 2n2/50V	Capacitor Ceramic	C35
1	C25	1uF/50V	MKS 1u/50V	Capacitor Foil	C50
1	C26	1uF/250V	BFC246816105	Capacitor Polyester	C200
1	C27	1n/2000V	CF1n/2kV	Capacitor Foil	C200
1	C28	4n7/1kV	DEHR32E472	Capacitor Ceramic	C50
2	C29,C30	3300uF/10V	EEUFR1A332	Capacitor Electrolytic	C50RAD-125
1	C31	220nF/50V	CK 220n/50V	Capacitor Ceramic	C50
1	C32	47n/50V	CK 47n/50V	Capacitor Ceramic	C35
Miscellaneous:					
2	L1	2x10uH	Würth744824310	Choke Common Mode	L1CM
1	L2,L3	150uH/3.5A	150uH/3.5A	Choke	L80
1	L4	10uH/0,75A	Ferropem 158210UH0.75A	Inductor Axial	L160
1	L5	7,5uH/20A	T106/9z	Inductor Toroid	L5-120
1	Tr1	ETD29	ETD29/30z/2x3z	Transformer ETD Power	ETD29
1	Tr2	EP10GD	EP10/40z/2x25z	Transformer EP Gate Drive	EP10
1	Tr3	EP10CS	EP10/1z/50z	Transformer EP Current Sense	EP10
1	Tr10	MYRRA 74014	MYRRA 74014	Transformer Flyback	Myrra
1	F1	3,15A	FUSE 5x20mm	Fuse	F5x20
1	RF1	10R	NFR2500001009	Fusible Resistor	F80
1	S1	switch slide 2A/250V	APEM25146NAB	Switch 115/230V	SW1
1	J1	connector JTB635 3pin	Jite JTB635	Connector 3pin	J1
2	J2,J3	Output Terminal	Output Terminal	Output Terminal	J80

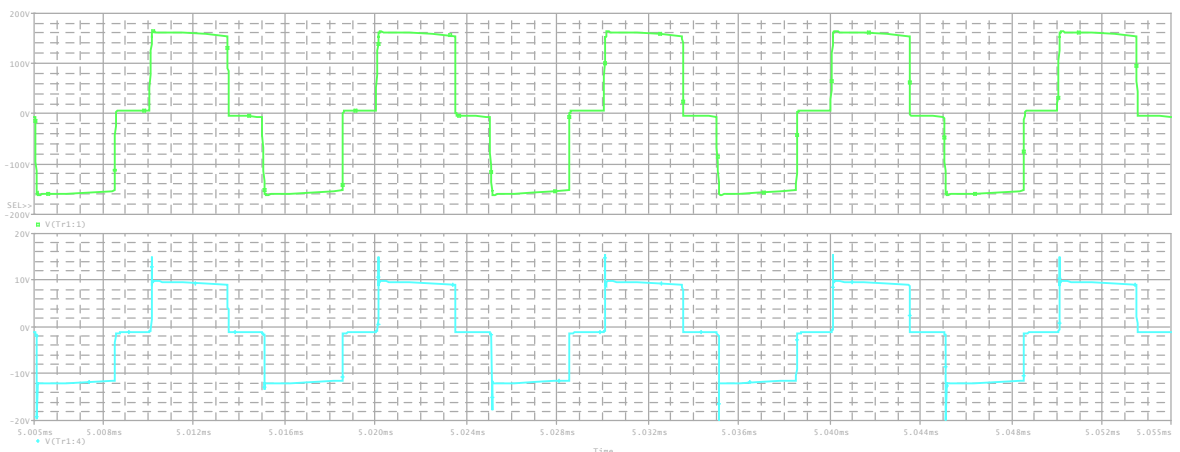
2.7 Simulace navržených obvodů

Pro ověření funkce zdroje a řídicího obvodu byla provedena simulace navrženého zapojení v programu PSpice v.9.2. Pro simulaci bylo vytvořeno zjednodušené schéma zapojení pro analýzu základního principu činnosti. Obvodové schéma výkonové části měniče je znázorněno na *Obr.23*.



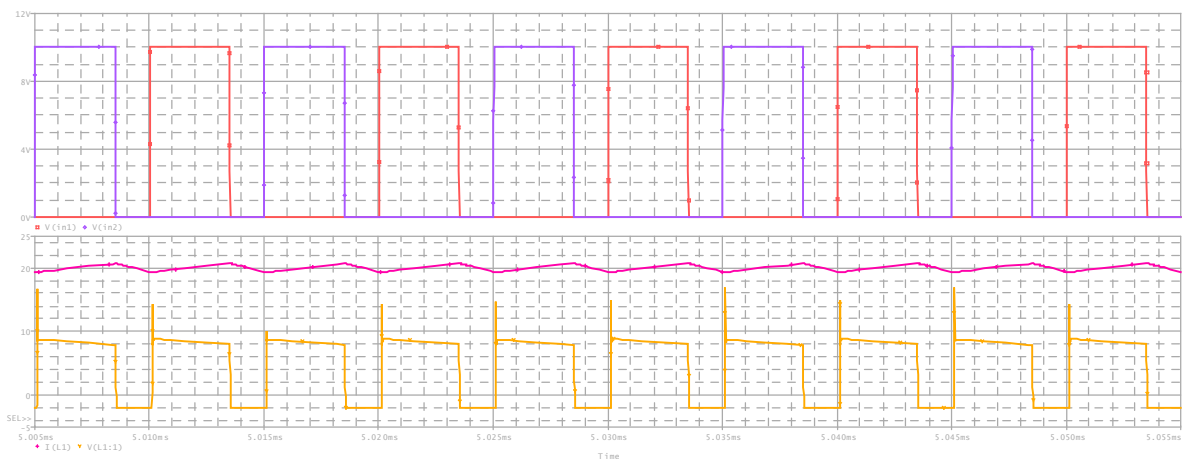
Obr.23: Zjednodušené schéma zapojení výkonové části zdroje

Pro simulaci byla uvažována nominální hodnota síťového napájecího napětí 230V a maximální střída budicího signálu, jež byla nastavena na zdrojích V3 a V4. Všechny simulace byly provedeny pro maximální výstupní výkon měniče 100W, čemuž odpovídá nastavení hodnoty rezistoru zátěže $R_z = 0,25\Omega$. V zapojení jsou uvažovány příslušné ESR použitých elektrolytických kondenzátorů (hodnoty byly určeny dle katalogových listů výrobce). Jednotlivé průběhy napětí a proudů (dle příslušného umístění markerů napětí a proudu ve schématu) jsou uvedeny na následujících grafech výsledků simulace (*Obr.24-26*).

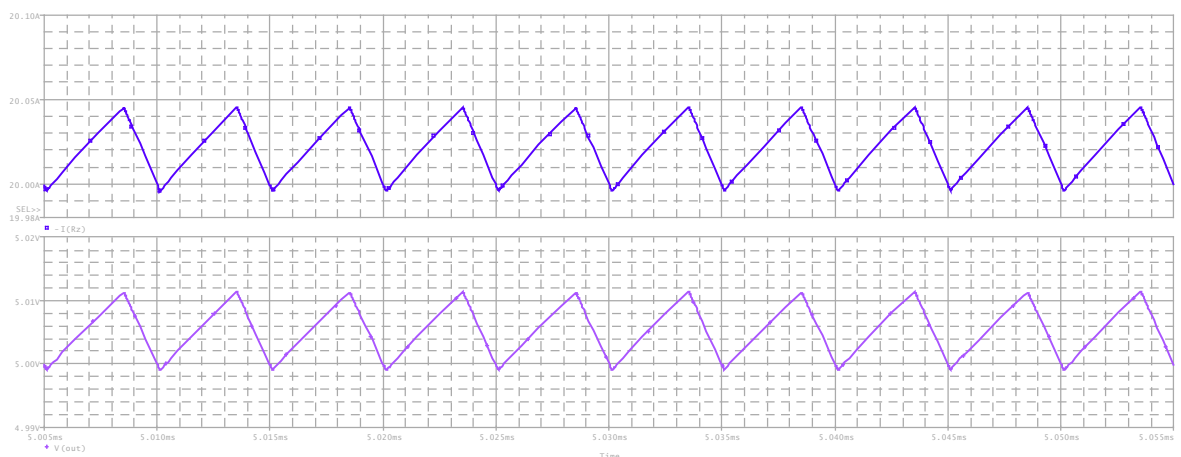


Obr.24: Průběh napětí na primárním a sekundárním vinutí transformátoru Tr1

V programu PSpice byla pro výpočet nastavena přechodová analýza a zobrazení hodnot v časovém intervalu $50\mu\text{s}$ (počátek časové osy byl posunut z důvodu ustálení simulovaných průběhů na hodnotu 5ms). Na Obr.24 je zobrazen průběh napětí na primárním a sekundárním vinutí výkonového transformátoru Tr1. Perioda signálu $10\mu\text{s}$, nastavená na napěťových zdrojích V3 a V4 odpovídá pracovnímu kmitočtu 100kHz . Pro omezení napěťových špiček, vznikajících na tranzistorech T1 a T2 vlivem indukční zátěže při jejich vypínání slouží omezovací RC článek R10,C7 a R7,C4. Na Obr.25 je znázorněn časový průběh napětí pro buzení tranzistorů T1 a T2. Čas mrtvého chodu je pro simulaci nastaven na $1,5\mu\text{s}$. Na spodní části obrázku je průběh proudu a napětí na tlumivce L1 výstupního usměrňovače. Dle použité topologie sekundárního usměrňovače je zde dvojnásobný kmitočet – 200kHz . Průběh zvlnění výstupního napětí a proudu na zátěži R_z je uveden na Obr.26.

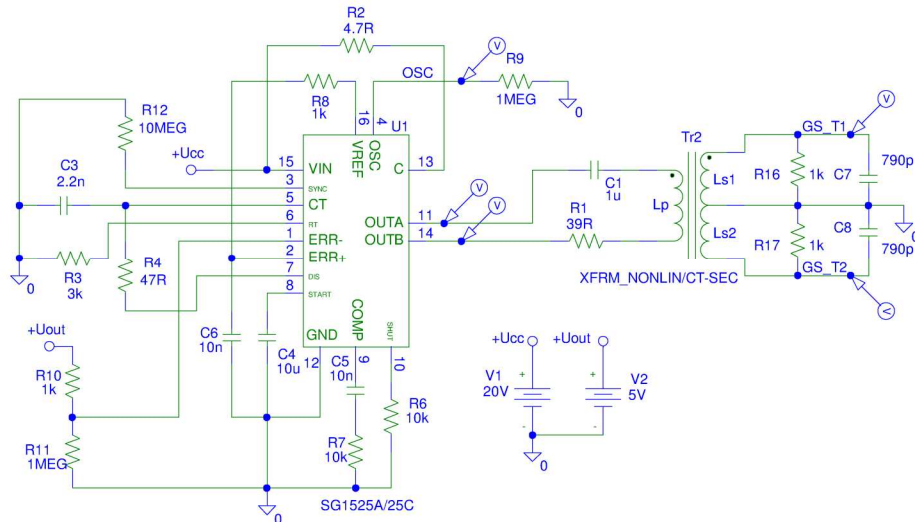


Obr.25: Budící napětí pro tranzistory T1,T2 a průběh napětí a proudu na tlumivce L1



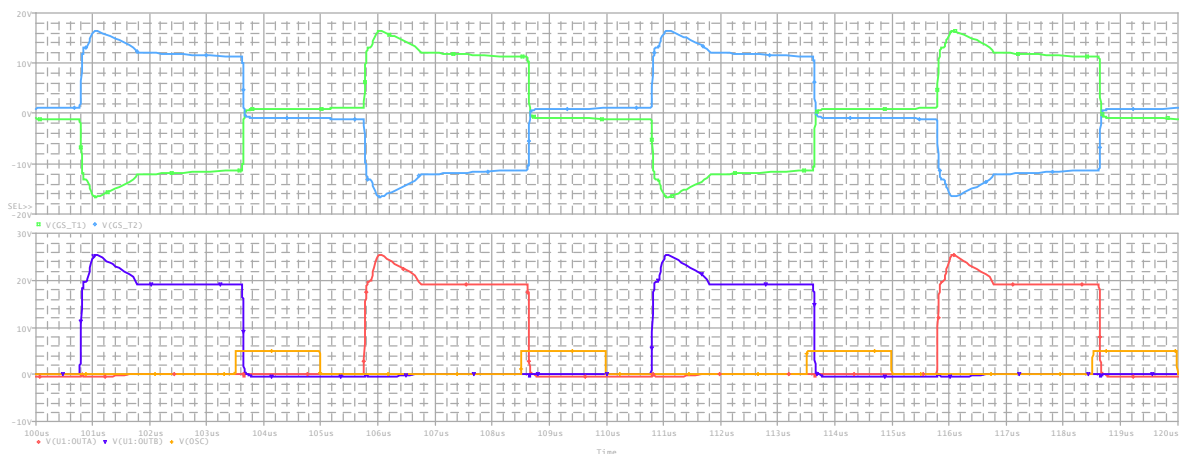
Obr.26: Průběhy proudu a a výstupního napětí na rezistoru R_z

Pro simulaci funkce řídicích obvodů zdroje byl použit model obvodu SG1525A, dostupný v knihovně PSpice, který má principiálně obdobné uspořádání vnitřní struktury a výstupních budičů. Speciální funkce obvodu, jako např. řízení měkkého startu a vypnutí řízení nejsou v modelu implementovány. Schéma pro simulaci řídicích obvodů je na Obr.27.



Obr.27: Zjednodušené schéma zapojení řídicího obvodu zdroje

Z výstupu řídicího obvodu je přes C1 a R1 napájen budící transformátor Tr2. Na jeho sekundárním vinutí jsou zapojeny rezistory R16 a R17 spolu s kondenzátory C7 a C8, které představují vstupní kapacitu C_{GS} výkonových tranzistorů T1 a T2. Na Obr.28 je ve spodní části zobrazen žlutou barvou průběh napětí na oscilátoru řídicího obvodu, který je nastaven pomocí R3, C3 a R4 na frekvenci 200kHz.



Obr.28: Průběhy výstupního napětí řídicího obvodu a budícího transformátoru

Průběh napětí na výstupech OUTA a OUTB řídicího obvodu znázorňuje červená a fialová křivka. V horní části obrázku jsou modrou a zelenou barvou znázorněny průběhy napětí na hradlech tranzistorů T1 a T2. Budicí transformátor má poměr převodu $n = 1,6$, čemuž odpovídá amplituda napětí budicího signálu.

2.8 Polovodiče výkonových obvodů zdroje

• Spínací tranzistory

Při volbě vhodného typu spínacích tranzistorů pro primární obvod měniče je rozhodujícím faktorem zejména maximální závěrné napětí tranzistoru U_{DSmax} a maximální proud tranzistoru v propustném směru I_{Dmax} . Maximální závěrné napětí je tranzistoru lze určit podle vztahu [4]:

$$U_{DSmax} = \sqrt{2} \cdot \frac{U_{INmax}}{2} \cdot 2 \cdot 1,2 = \sqrt{2} \cdot 264 \cdot 1,2 = 448V \quad (40)$$

Maximální proud tranzistoru volíme s podmínkou $I_{Dmax} > I_{Pmax}$. Dále je třeba přihlídnout k hodnotě odporu kanálu tranzistoru R_{DSon} v sepnutém stavu z důvodu minimalizace vodivostních ztrát. Spínací ztráty tranzistoru lze pak určit pomocí časových hodnot zpoždění při sepnutí $t_{d(on)}$ a vypnutí $t_{d(off)}$ tranzistoru. Je zapotřebí uvažovat i spínací frekvenci zdroje f_s . Pro aplikaci byl vybrán tranzistor typu SPW07N60C3 s následujícími parametry:

$$\begin{array}{lll} U_{DSmax} = 650V & R_{DSon} = 0,7\Omega & t_{d(on)} = 12ns \\ I_{Dmax} = 6.6A & P_{tot} = 83W & t_{d(off)} = 36ns \end{array}$$

Vodivostní ztráty lze určit pomocí následujícího vztahu (pro střihu budeme uvažovat nejhorší případ, tedy $D_{MAX} = 0,5$)

$$P_V = R_{DSon} \cdot \left(\sqrt{D_{MAX}} \cdot I_{Pmax} \right)^2 = 0,7 \cdot \left(\sqrt{0,5} \cdot 1,08 \right)^2 = 0,41W \quad (41)$$

Pro spínací ztráty platí

$$\begin{aligned} P_S &= f_s \cdot U_{INmax} \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{D_{MAX}} \cdot I_{Pmax} \cdot (t_{d(on)} + t_{d(off)}) = \\ &= 100 \cdot 10^3 \cdot 264 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{0,5} \cdot 1,08 \cdot 48 \cdot 10^{-9} = 1,36W \end{aligned} \quad (42)$$

Z výše uvedeného vztahu je zřejmé, jakým způsobem rostou spínací ztráty s kmitočtem.

- **Výkonové diody**

Jak již bylo uvedeno v kapitole 2.4, na volbě diod sekundárního usměrňovače významným způsobem závisí ztráty zdroje. Vzhledem k max. výstupnímu výkonu zdroje je výhodnější vybírat schottkyho diody s menším úbytkem napětí v propustném směru U_F . Pro maximální proud diodou platí $I_F > I_{out}$. Obě diody je nutno dimenzovat na dostatečně velké závěrné napětí U_{DR} . Použitím následujícího vztahu lze vyjádřit

$$U_{DR} = U_{INmax} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{N_S}{N_P} = 264 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{3}{30} = 37V \quad (43)$$

Pro výstupní usměrňovač byl zvolen typ diody STPS60L40CW s $I_F = 30A$, $U_{DR} = 40V$ a $U_F = 0,38V$. Maximální ztrátový výkon diody bude tedy určen vztahem

$$P_{ZD} = U_F \cdot I_{out} = 0,38 \cdot 20 = 7,6W \quad (44)$$

- **Chlazení výkonových prvků**

Ve spínaném zdroji jsou použity výkonové prvky, které je třeba vzhledem k jejich ztrátovému výkonu vybavit chladičem. V primární části zdroje se jedná o výkonové tranzistory T1 a T2, jež budou umístěny na společném chladiči. Dle předchozího výpočtu (41) a (42) bude hodnota ztrátového výkonu obou tranzistorů 3,54W. Pro výpočet bude uvažován ztrátový výkon $P_{ZT} = 4W$. Oba tranzistory budou opatřeny tepelně vodivou izolační keramickou podložkou AOS3P2 s tepelným odporem $R_{t1} = 0,3K/W$ a pastou WLP500 s $R_{t2} = 0,6K/W$. Maximální teplota přechodu tranzistoru je dle [24] $\vartheta_j = 150^\circ C$ a vnitřní tepelný odpor pouzdra pak $R_{ti} = 1,5K/W$. Pro výpočet bude vzhledem k pasivnímu chlazení a plánovanému vnitřnímu umístění zdroje uvažována okolní teplota $\vartheta_a = 35^\circ C$. Cílem výpočtu je určit maximální tepelný odpor chladiče R_{tch} tak, aby nebyly tranzistory tepelně přetíženy. Použitý typ chladiče pak musí mít max. tepelný odpor R_{tch} . Podle [26] je výpočet tepelného odporu chladiče dán vztahem

$$R_{tch} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_a}{P_{ZT}} - (R_{ti} + R_{t1} + R_{t2}) = \frac{150 - 35}{4} - (1,5 + 0,3 + 0,6) = 26,35K/W \quad (45)$$

Pro aplikaci bude použit chladič s tepelným odporem $R_{tch} = 8,5K/W$. Teplotu chladiče se zvoleným tepelným odporem R_{tch} lze určit podle

$$\vartheta_{ch} = \vartheta_a + R_{tch} \cdot P_{ZT} = 35 + 8,5 \cdot 4 = 69^\circ C \quad (46)$$

Teplotu přechodu tranzistoru lze vypočítat dle vztahu

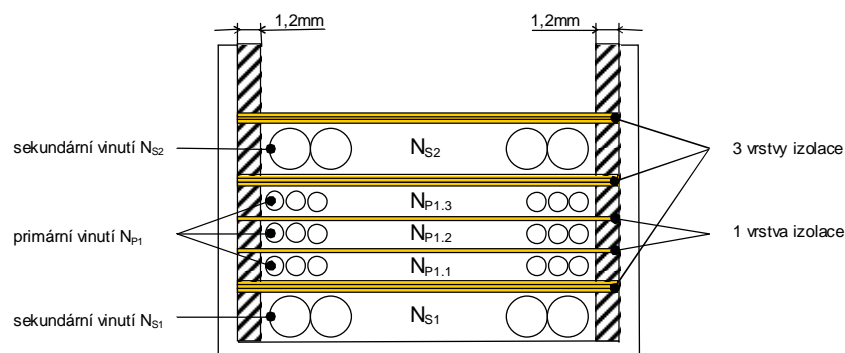
$$\vartheta_j = \vartheta_a + (R_{tch} + R_{ti} + R_{t1} + R_{t2}) \cdot P_{ZT} = 35 + (8,5 + 1,5 + 0,3 + 0,6) \cdot 4 = 78^\circ\text{C} \quad (47)$$

Ověřením teploty chladiče a přechodu bylo zjištěno, že vybraný typ chladiče je pro danou aplikaci vyhovující. Obdobným způsobem byl proveden výpočet chladiče pro diody výstupního usměrňovače. Z datového listu diody [25] byla zjištěna $\vartheta_j = 150^\circ\text{C}$, $R_{ti} = 0,8\text{K/W}$. Pro teplotu okolí $\vartheta_a = 35^\circ\text{C}$ při použití stejného typu izolační podložky a teplotně vodivé pasty pak vyjde použitím vztahu (45) a vypočteného max. ztrátového výkonu diody (44) výsledný tepelný odpor chladiče $R_{tch} = 5,86\text{K/W}$. Pro aplikaci byl vybrán hliníkový eloxovaný chladič s $R_{tch} = 2,5\text{K/W}$.

3 Realizace spínaného zdroje a ověření parametrů

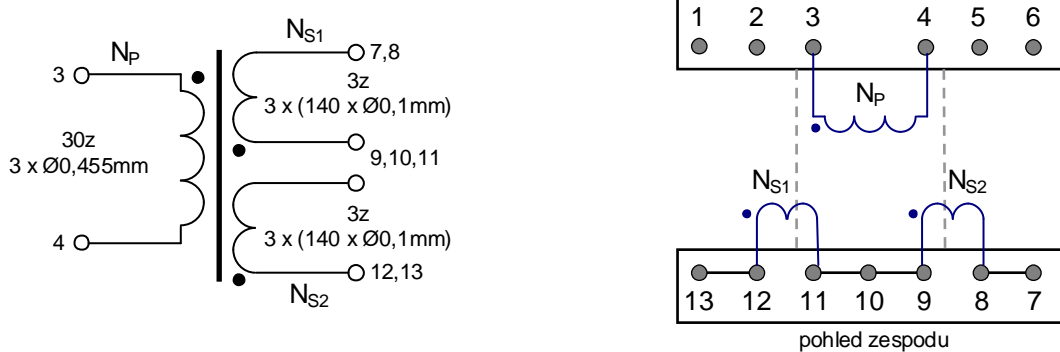
3.1 Výroba transformátoru

Výpočty uvedenými v kapitole 2.3 byly stanoveny parametry transformátoru Tr1, zejména jeho velikost a počet závitů příslušných vinutí. Pro konstrukci transformátoru bylo použito jádro Ferroxcube [21] typu ETD29 (rozměry jsou uvedeny v příloze č.3) a magnetický materiál 3C90 [20]. Vzhledem k tomu, že transformátor je použit pro topologii dvojčinného propustného měniče, byl vybrán typ jádra bez vzduchové mezery. Z hlediska minimalizace ztrát transformátoru bylo zvoleno uspořádání vinutí na kostře transformátoru dle Obr.29 [5]. Touto skladbou vinutí lze dosáhnout zmenšení rozptylové indukčnosti transformátoru a následného zmenšení ztrát. Primární vinutí tak bude mít lepší indukční vazbu na obě poloviny sekundárního vinutí.



Obr.29: Struktura rozložení vinutí transformátoru

Jako první na kostře transformátoru je umístěno sekundární vinutí N_{S1} , které je vinuto trifilárně v jedné vrstvě třemi lankovými vodiči Rupalit 140x0,1mm. U okrajů kostry transformátoru je ponechána bezpečnostní vzdálenost 1,2mm. Poté následují 3 vrstvy primárního vinutí N_{P1} . Každá vrstva má 10 závitů a je opět vinuta trifilárně vodičem AWG26 o průměru 0,455mm. Jako poslední je na kostře umístěna druhá polovina sekundárního vinutí N_{S2} . Všechna vinutí jsou navzájem proložena trojitou vrstvou polyamidové izolační pásky typu HB830 s izolační pevností 8kV. Vrstvy primárního vinutí N_{P1} jsou vzájemně izolovány jedním závitem pásky. Schéma zapojení transformátoru a vývodů kostry je znázorněno na Obr.30.



Obr.30: Schéma zapojení transformátoru

3.2 Návrh DPS

Návrh plošného spoje byl proveden v programu Eagle v.5.11 [10]. Spínaný zdroj je realizován na jednostranné desce plošných spojů (DPS) formátu 100 x 200 mm, na které jsou umístěny všechny součástky. Při realizaci byla zvolena klasická montáž a vývodové provedení součástek. Hlavní výhodou této koncepce je jednoduchost výroby a nízké výrobní náklady. Pro výrobu DPS byl zvolen materiál FR4 – skelný laminát s plátovanou měděnou fólií tloušťky 70 μ m. Protože primární část zdroje je přímo napájena síťovým napětím, byl při vlastním návrhu plošného spoje kladen důraz na dimenzování izolačních mezer mezi primární a sekundární částí. V sekundární části zdroje bylo nutno navrhnout šířku spojů s ohledem na maximální výstupní proud zdroje 20A. Pro spínací součástky výkonových obvodů byla minimalizována jejich vzájemná vzdálenost z důvodu maximálního snížení parazitních indukčností. Motiv DPS strany spojů a osazovací plán jsou uvedeny v příloze č.6.

3.3 Měření vlastního prototypu zdroje

Následující kapitola je zaměřena na praktické ověření funkce spínaného zdroje a měření parametrů prototypového vzorku. Pro měření vlastního vzorku spínaného zdroje byly použity následující měřící přístroje:

- Multimetr Gossen Metrawatt GmbH Metrahit Pro, 0 – 10A, 0 – 1000V, přesnost $\delta = (\pm 0,05\% + 3\text{dig})$
- Multimetr Gossen Metrawatt GmbH Metrahit 23S, 0 – 10A, 0 – 1000V, přesnost $\delta = (\pm 0,05\% + 3\text{dig})$
- Multimetr Metex M-3270D, 0 – 20A, 0 – 1000V, přesnost $\delta = (\pm 0,8\% + 2\text{dig})$
- Laboratorní zdroj TTI CPX400DP, 0 – 60V, 0 – 20A, 2 x 420W
- Programovatelný funkční generátor HAMEG HM8150, 12.5MHz, 10mV-10V_{pp}
- Osciloskop TEKTRONIX TDS3052B, 500MHz, 5GS/s
- Diferenciální sonda PICO TA042, rozsah 1:100/1:1000
- Digitální wattmetr LMG95, rozsah 600V, 20A, analýza harmonických v souladu s normou EN61000-3-2
- Elektronická zátěž IT8512C, rozsah 0-120V, 1mA-60A, výkon 300W
- Autotransformátor Carroll & Meynell CMV-15E1 230V/0-270V/3kVA
- Oddělovací transformátor SCHNEIDER ELECTRIC, ABL6TS160U 230V/1,6kVA

- **Oživení spínaného zdroje**

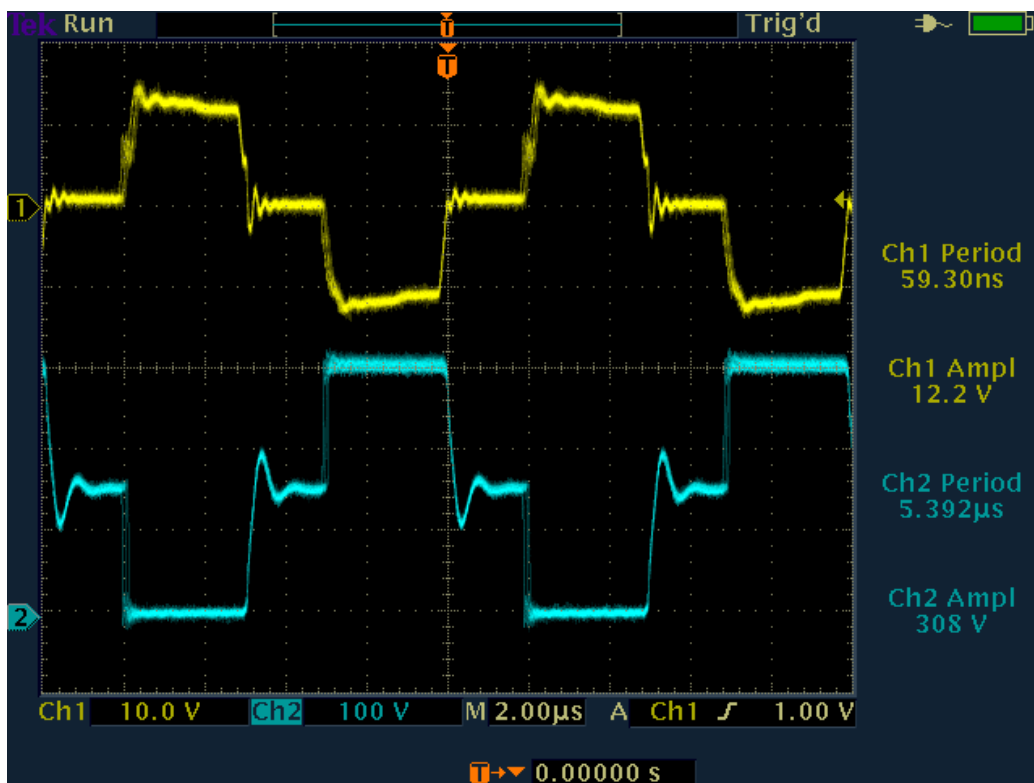
Po osazení plošného spoje byly postupně oživeny jednotlivé části zdroje a ověřena jejich činnost. Vstup spínaného zdroje byl zapojen přes oddělovací transformátor. Autotransformátorem bylo nastavováno vstupní napájecí napětí a jako ochranný prvek byla do série s fázovým vodičem zapojena žárovka 230V/40W. Nejprve bylo přistoupeno k měření a oživení pomocného napájecího zdroje 20V s řídicím obvodem TNY266. Řídicí obvod, zapojený podle doporučeného katalogového zapojení nepracoval spolehlivě. Problém nastával při náběhu zdroje, kdy na pinu č.4, kde je zapojena zpětná vazba z optočlenu U2 (viz. Obr.22), bylo osciloskopem změřeno rušivé napětí, které při startu obvodu náhodně způsobovalo vypnutí jeho řízení. Problém byl odstraněn zapojením kondenzátoru C32 o kapacitě 47nF mezi vývod č.4 a GND obvodu, který byl umístěn co nejbližší vývodům U1. Poté

již pomocný zdroj pracoval spolehlivě, při jeho výstupním napětí $U_{cc} = 20V$ a odběru 100mA bylo naměřeno zvlnění do 600mV. Minimální vstupní napětí bylo nastaveno pomocí R5 a R6 na hodnotu $U_{IN} = 80V$.

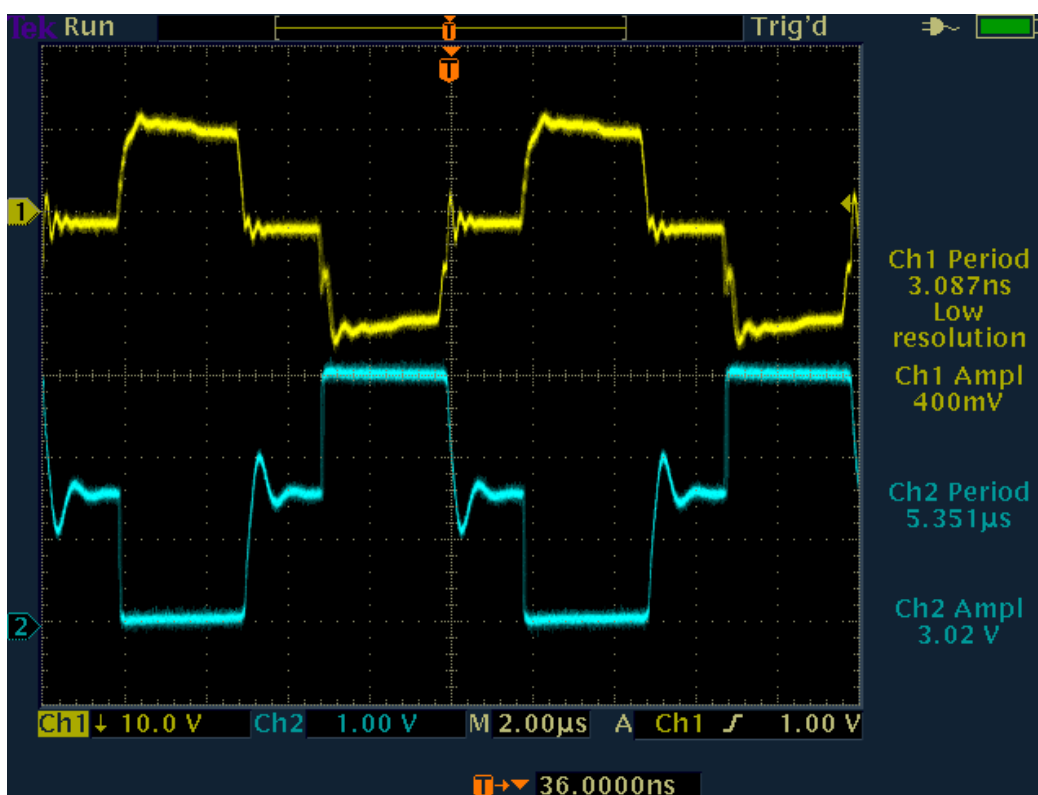
Po kontrole napětí na kapacitním děliči C5,C6 a napájecího napětí obvodu U3, byl osciloskopem zkontrolován výstup vnitřního oscilátoru obvodu SG2535A. Naměřená frekvence 201,3 kHz odpovídala nastavení pomocí R13,R14 a C19. Pro další měření byl trimr R23 nastaven na nulovou hodnotu a tím bylo vyřazeno i vypínání řízení zdroje při překročení výstupního napětí a nadproudová ochrana. Kontrola průběhu napětí na primárním vinutí budícího transformátoru Tr2 odpovídala simulovaným průběhům, stejně jako napětí na hradlech tranzistorů T1 a T2. Pro maximální omezení napěťových špiček, vznikajících při vypínání obou tranzistorů vlivem připojené indukční zátěže byly zvoleny hodnoty omezovacích RC článků R22,C27 a R25,C28. Napětí na výstupu transformátoru Tr1 a výstupu sekundárního usměrňovače odpovídalo simulovaným průběhům. Při nastavení nadproudové ochrany bylo zjištěno, že při výstupu zdroje naprázdno (předzátěž byla nastavena pomocí rezistoru R26 na 0,4A) bylo naměřeno výstupní napětí pouze 4,8V. Příčinou byla aktivace funkce vypnutí obvodu na pinu č.10 vlivem ochrany přepětí na výstupu (R18, D9, D10). Problém byl vyřešen změnou D10 na hodnotu $U_{zd} = 4,7V$ a následným posunutím limitu pro vypnutí řízení obvodu při přepětí na výstupu na hodnotu 5,255V (ověřeno přivedením napětí z laboratorního zdroje na výstup). Nadproudová ochrana byla nastavena pomocí R23 na hodnotu výstupního proudu 22A.

- **Měření parametrů zdroje**

Funkce spínaného zdroje byla ověřena měřením parametrů na realizovaném vzorku. Proudový odběr řídicího obvodu SG3525A byl 70mA. Následující oscilogramy byly pořízeny při výstupním proudu $I_{out} = 10A$ nastaveném na připojené elektronické zátěži. Na *Obr.31 a Obr.32* jsou uvedeny naměřené průběhy napětí na hradlech a kolektorech tranzistorů T1 a T2. Amplituda napětí pro řízení tranzistoru je $\pm 12,5V$, perioda signálu 9,93 μs . Měření bylo provedeno při vstupním napětí zdroje $U_{IN} = 220V$. Pro měření průběhu napětí na kolektoru tranzistoru T1 byla použita diferenciální sonda s nastavením rozsahu 1:100. Pomocí tohoto měření byla ověřena správná funkce primárních obvodů zdroje.

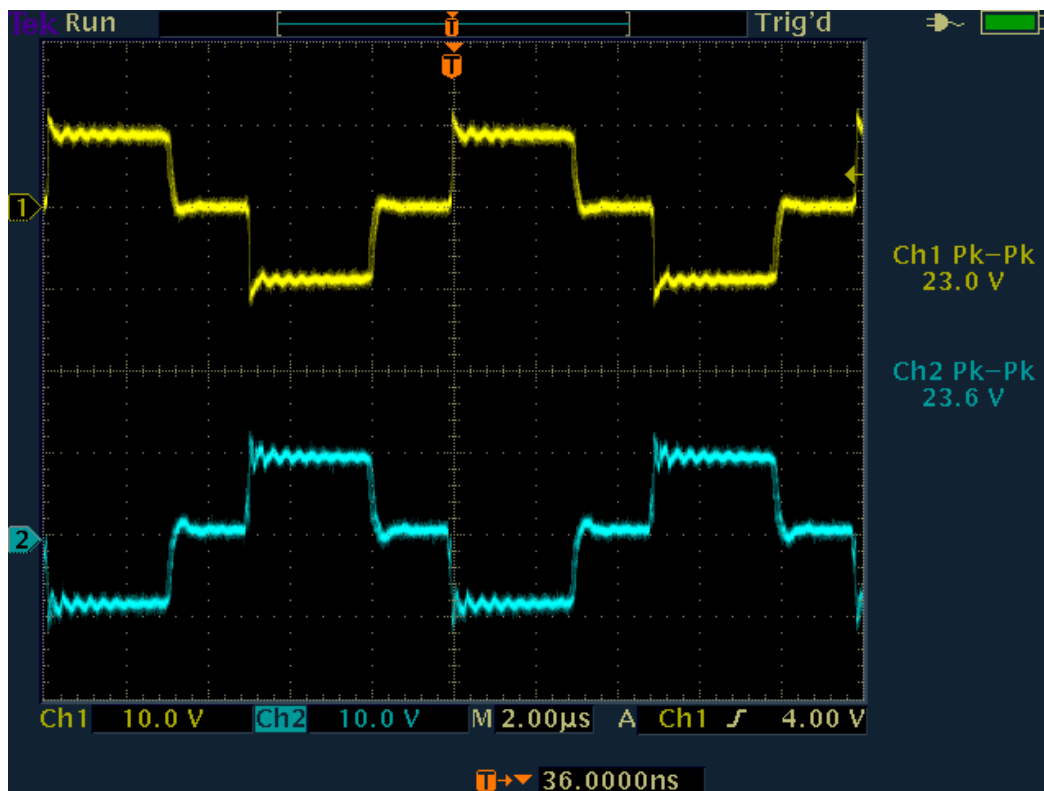


Obr.31: Průběhy napětí na Gate a Drain spínacího tranzistoru T1



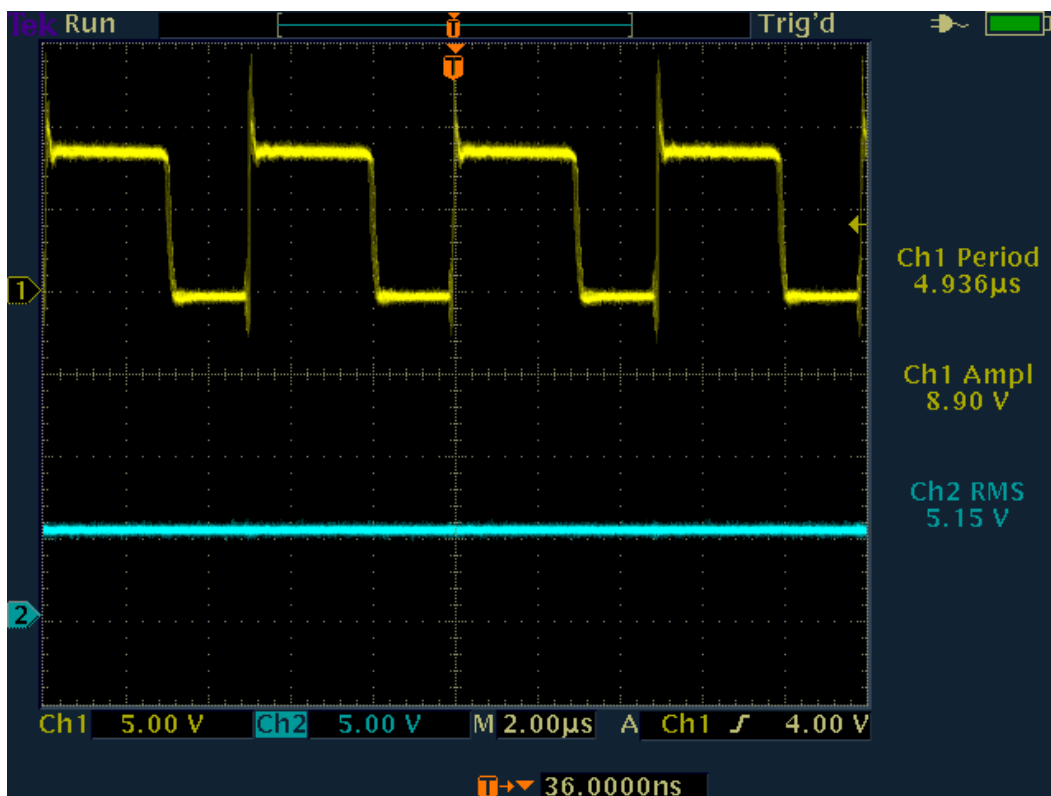
Obr.32: Průběhy napětí na Gate a Drain spínacího tranzistoru T2

Dále jsou uvedeny průběhy z měření sekundární výkonové části zdroje. Průběh napětí na sekundárním vinutí výkonového transformátoru Tr1 je uveden na Obr.33.

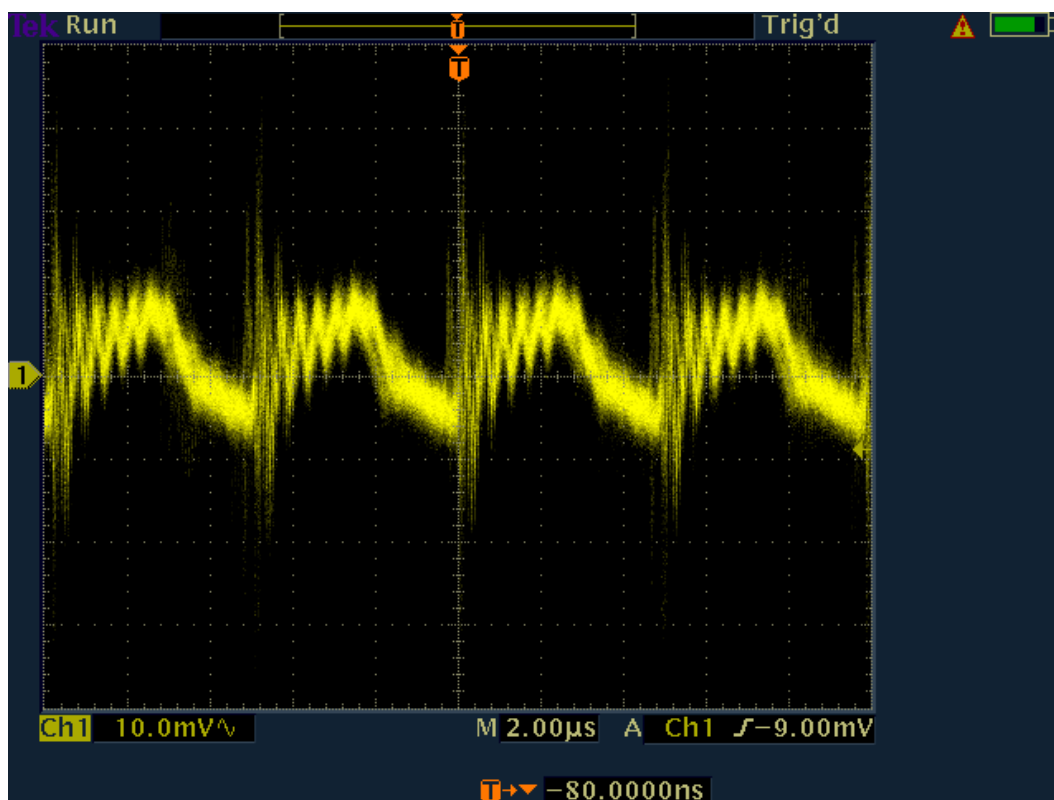


Obr.33: Průběhy napětí na sekundárním vinutí transformátoru Tr1

Na Obr.34 je zobrazen průběh napětí na výstupu sekundárního usměrňovače. Při výstupním proudu $I_{out} = 20A$ byly naměřeny napěťové špičky o maximální hodnotě 21V. V dolní části obrázku je průběh výstupního napětí zdroje U_{out} . Jeho zvlnění při výstupním proudu $I_{out} = 10A$ je uvedeno na oscilogramu na Obr.35. Zvlnění výstupního napětí zdroje bez zátěže bylo 22mV. Při maximálním výstupním proudu zdroje byla naměřená hodnota zvlnění 68mV.

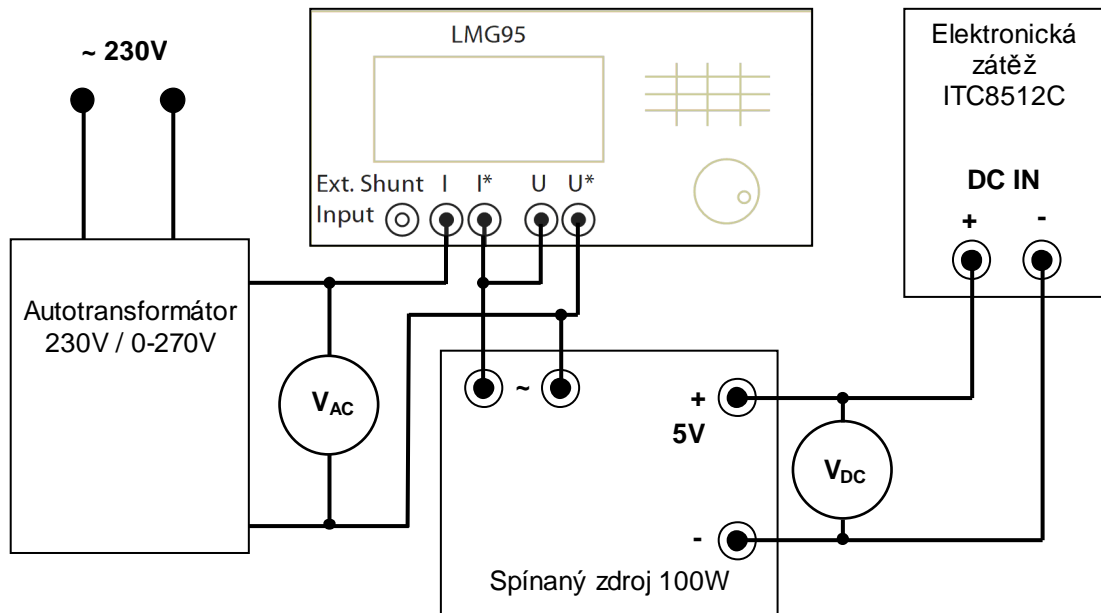


Obr.34: Průběh napětí na výstupu sekundárního usměrňovače a napětí U_{out}



Obr.35: Zvlnění výstupního napětí při $I_{out} = 10A$

Pro měření parametrů a charakteristik realizovaného vzorku spínaného zdroje bylo použito zapojení měřicích přístrojů dle Obr.35.

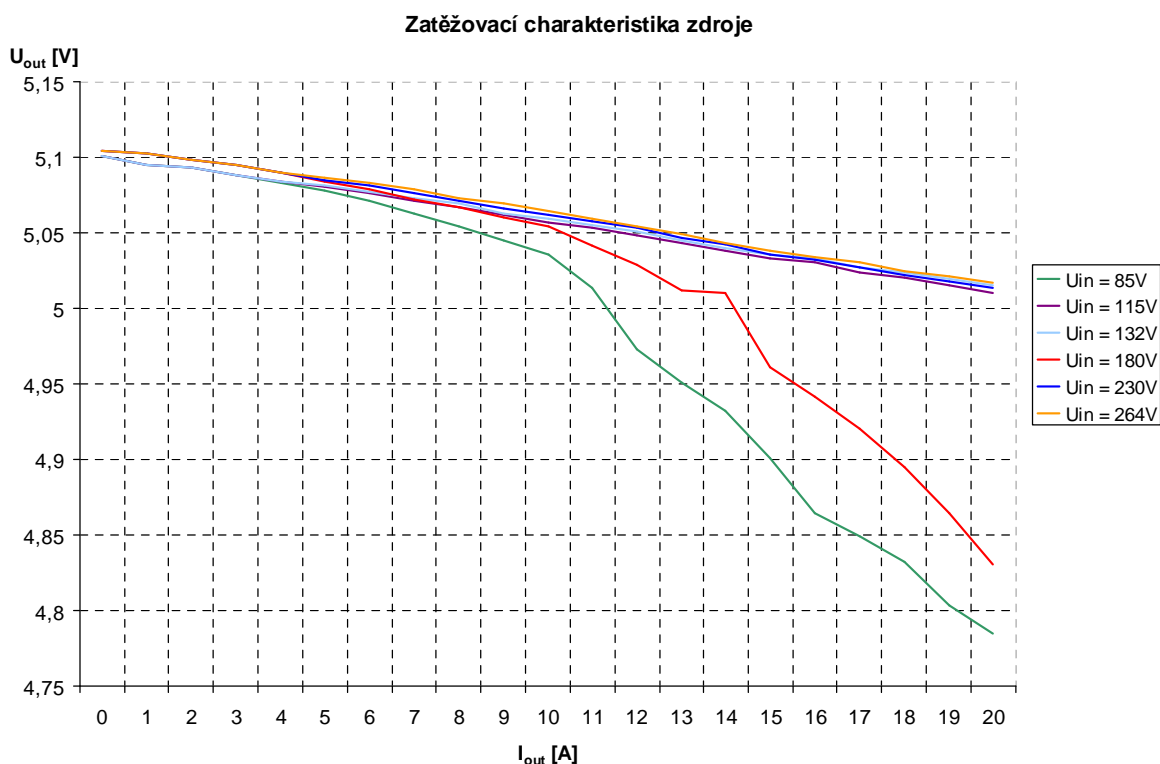


Obr.35: Zapojení pro měření spínaného zdroje

K měření zatěžovací charakteristiky bylo využito možnosti nastavení přesného výstupního proudu elektronickou zátěží. Z důvodu vzniklého úbytku napětí na výstupní kabeláži zdroje při větších proudových odběrech byl pro přesné měření výstupního napětí přímo na výstupní svorky zdroje připojen multimetr Metrahit 23S. Zatěžovací charakteristika zdroje (závislost $U_{out} = f(I_{out})$) byla naměřena pro nominální a limitní hodnoty napájecího napětí U_{IN} pro oba vstupní napěťové rozsahy zdroj 115V a 230V. Naměřené hodnoty jsou uvedeny v příloze č.7 v Tab.7.1. Graf zatěžovací charakteristiky je uveden na Obr.36. Při měření zatěžovací charakteristiky byla wattmetrem změřena hodnota účinníku $\lambda = 0,71$. Z tabulky hodnot zatěžovací charakteristiky pro vstupní napětí $U_{IN} = 230V$ lze vypočítat vnitřní odpor zdroje pomocí vztahu

$$R_i = \frac{\Delta U_2}{\Delta I_2} = \frac{5,104 - 5,014}{20} = 4,5m\Omega \quad (48)$$

Minimální hodnota vstupního napětí U_{IN} , kdy zdroj ještě spolehlivě funguje byla naměřena $U_{INmin} = 82V$ pro napájecí rozsah 115V a $U_{INmin} = 176V$ pro rozsah napájení 230V.

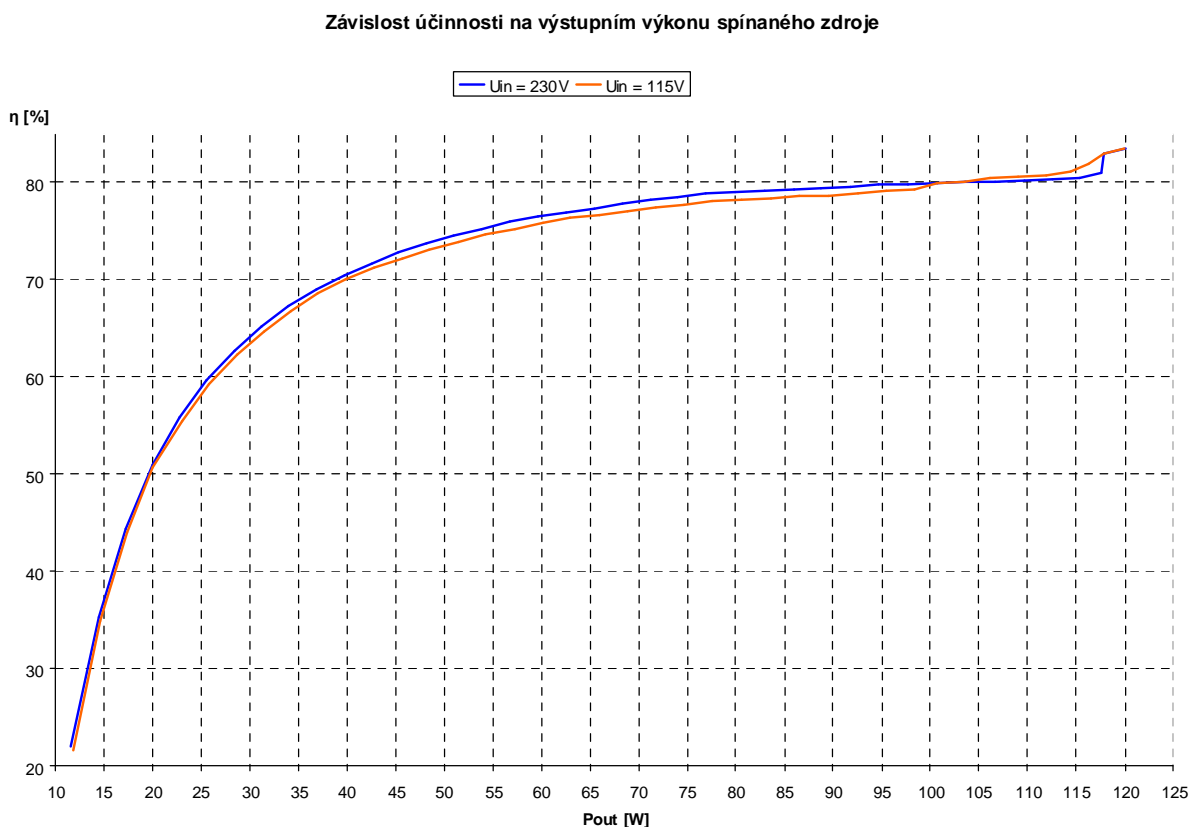


Obr.36: Zatěžovací charakteristika spínaného zdroje

Tabulka Tab.7.2 v příloze č.7 obsahuje naměřené hodnoty pro určení závislosti účinnosti na výstupním výkonu zdroje ($\eta = f(P_{out})$). Pro určení účinnosti zdroje byl wattmetrem změřen činný příkon zdroje P_p a výstupní výkon byl vypočítán součinem hodnot výstupního napětí zdroje U_{out} a proudu I_{out} . Výsledná účinnost je pak určena dle vztahu

$$\eta[\%] = \frac{U_{out} \cdot I_{out}}{P_p} \cdot 100 \quad (49)$$

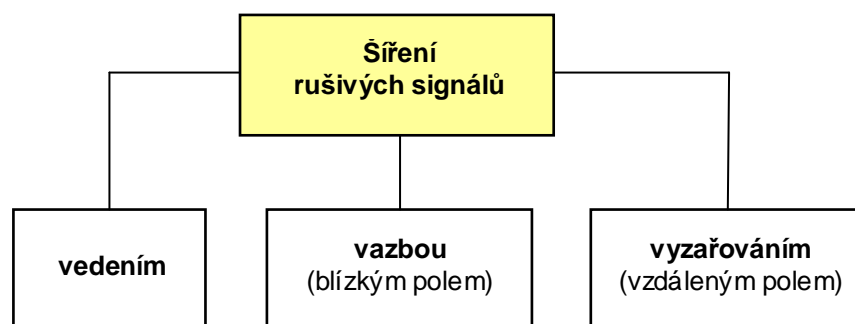
Graf závislosti účinnosti zdroje na výstupním výkonu je uveden na Obr.37. Hodnoty byly naměřeny pro vstupní napájecí napětí 115V a 230V. Z průběhu naměřených charakteristik je zřejmé, že naměřená účinnost roste s výstupním výkonem zdroje. Maximální účinnosti zdroje 83,5% je dosaženo při výstupním proudu $I_{out} = 20A$. Hodnota příkonu zdroje při nulové výstupní zátěži ($I_{out} = 0A$ – výstup naprázdno) byla změřena $P_p \approx 9,85W$ (pro $U_{IN} = 230V$) a $P_p \approx 10,01W$ (pro $U_{IN} = 115V$).



Obr.37: Závislost účinnosti na výstupním výkonu spínaného zdroje

3.4 Měření EMC

Měření rušivých signálů patří mezi nejdůležitější části celkové EMC problematiky zejména proto, že v praxi představuje ověření dosaženého stupně EMC navrhovaného zařízení z hlediska jeho rušivého vyzařování. Na Obr.38 [27] jsou uvedeny způsoby šíření rušivých elektromagnetických signálů. Jedná se o přenos



Obr.38: Způsoby šíření rušivých elektromagnetických signálů

rušení napájecím či datovým vedením, elektrickou či magnetickou vazbou mezi dvěma blízkými zařízeními a v neposlední řadě pak o přenos rušení vyzařováním elektromagnetických vln (zejména mezi vzdálenými objekty na vyšších kmitočtech).

Při konstrukci spínaných zdrojů je kladen velký důraz na dodržení elektromagnetické kompatibility (EMC) navrhovaného zařízení. Spínaný zdroj je nelineární zařízení, které při připojení do napájecí sítě může zpětně ovlivňovat průběh napájecího napětí, kde může docházet k jeho deformaci a ovlivnění chodu ostatních spotřebičů připojených k napájecí síti [27].

Mezi testy EMC, které se provádí v praxi patří měření rušivých signálů vyzařovaných vyšetřovaným zařízením do okolního prostoru. Pro měření rušivých elektromagnetických polí se zde používá různých typů měřících antén. Dále se provádí měření harmonického zkreslení a obsahu vyšších harmonických složek napájecího proudu. Tento typ měření se v praxi provádí na umělé síti označované jako LISN (Line Impedance Stabilizing Network), jež se užívá k měření rušení, vzniklého na zařízení napájeném z rozvodné sítě, které z tohoto spotřebiče vystupuje napájecím vedením. Normou jsou pak stanoveny maximální meze pro emise proudu harmonických složek pro jednotlivá zařízení.

Realizovaný spínaný zdroj je zařízení s maximálním vstupním proudem do 16A připojitelné na síť nízkého napětí a jeho mezní hodnoty harmonických složek napájecího proudu tedy musí dle normy ČSN EN 61000-3-2 vyhovovat předepsaným limitům. Z hlediska této normy se dané spotřebiče dělí do několika tříd. Na spínané zdroje se vztahuje třída D, což jsou elektrická zařízení s příkonem do 600W (osobní počítače, televizní přijímače, monitory..), jejichž vstupní proud má speciální časový průběh definovaný normou (např. zařízení s usměrňovačem a kondenzátorem na vstupu). Mezní hodnoty harmonických složek napájecího proudu pro tato zařízení jsou uvedeny v *Tab.5* [27]. Příslušné limity jednotlivých harmonických složek proudu jsou zde definovány v závislosti na jmenovitém příkonu daného zařízení.

Tab.5: Mezní hodnoty harmonických složek napájecího proudu pro zařízení třídy D

Řád harmonické složky napájecího proudu 50Hz h	Maximální dovolený proud harmonické na 1W příkonu [mA/W]	Maximální dovolený proud harmonické [A]
3	3,4	2,30
5	1,9	1,14
7	1	0,77
9	0,5	0,40
11	0,35	0,33
13 ≤ h ≤ 39 (jen liché)	3,85/h	0,15·15/h

Celkový obsah vyšších harmonických lze popsat pomocí veličiny, definující zkreslení sinusového signálu THD – celkového harmonického zkreslení (total harmonic distortion). Lze ho určit dle vztahu

$$THD_i[\%] = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^n I_h^2}}{I_1} \cdot 100 \quad (50)$$

Při vyhodnocení výsledků měření se ve výpočtech používá řád harmonických do $n=40$. Pro spotřebiče s jednofázovým usměrňovačem a kondenzátorem (do této kategorie patří i spínané zdroje) se hodnoty celkového harmonického zkreslení THD_i pohybují řádově do 165%.

V případě testovaného vzorku spínaného zdroje se vzhledem k jeho maximálnímu naměřenému příkonu 120W (viz Tab.7.2 v příloze č.7) a charakteru průběhu vstupního proudu předpokládá dle normy ČSN EN 61000-3-2 jeho zařazení do elektrických spotřebičů třídy D. Měření harmonických složek napájecího proudu pro realizovaný vzorek spínaného zdroje bylo provedeno digitálním wattmetrem LMG95 dle schématu zapojení uvedeném na Obr.35. Naměřené hodnoty jsou uvedeny v příloze č.8 v Tab.8.1. Tabulka obsahuje výsledky měření harmonických do řádu $n = 40$ pro hodnoty výstupního proudu zdroje $I_{out} = 0, 1, 5, 10, 15$ a 20A. Pro každé výstupní zatížení zdroje je v tabulce uvedena naměřená hodnota THD a činného příkonu. Podle výše činného příkonu jsou dle mezních hodnot jednotlivých harmonických (Tab.5) uvedeny vedle naměřených proudů příslušných harmonických i jejich přepočtené maximální limity. Naměřené hodnoty jsou graficky znázorněny v příloze č.9. Naměřené hodnoty harmonických složek proudu vyhovují stanoveným limitům, až na 9.harmonickou pro výkonové zatížení zdroje při výstupním proudu $I_{out} = 5, 10$ a 15A, kde byla mezní hodnota 9.harmonické překročena o max. 4mA.

Vzniklý problém lze řešit změnou vstupního obvodu spínaného zdroje, a to přidáním pasivního PFC (Power Factor Corrector) filtru, popř. doplněním o nákladnější variantu – aktivním PFC (předregulátorem). Vlivem této modifikace dojde ke změně odebíraného proudu tak, že významně poklesnou liché harmonické složky napájecího proudu a účinnost se kompenzuje na požadovanou hodnotu $\lambda = 0,95$.

4 Rozbor dosažených výsledků

Naměřené hodnoty a charakteristiky zdroje uvedené v předchozích kapitolách 3.3 a 3.4 charakterizují činnost realizovaného vzorku. Všechna měření byla provedena po cca patnáctiminutovém provozu zdroje naprázdno. Měření byly ověřeny následující parametry:

• Výstupní napětí

- výstupní napětí zdroje v rozsahu 4,785V – 5,101V pro rozsah výstupního proudu zdroje 0 – 20A a zvolený rozsah napájecích napětí 85 – 132V
- výstupní napětí zdroje v rozsahu 4,831V – 5,104V pro rozsah výstupního proudu zdroje 0 – 20A a zvolený rozsah napájecích napětí 180 – 264V
- minimální naměřená hodnota napájecího napětí pro správnou činnost zdroje $U_{IN} = 82V$ (rozsah 115V) a $U_{IN} = 176V$ (rozsah 230V)
- maximální naměřené zvlnění výstupního bylo při výstupním proudu 20A 1,3% (65mV). Zvlnění při výstupu naprázdno pak 0,44% (22mV)

Kvalita výstupního napětí je určena především výstupním LC filtrem. Dle oscilogramu z *Obr.35* se nepodařilo zcela odfiltrovat složku rušení sekundárního usměrňovače na kmitočtu 200kHz. Pro minimální vstupní napájecí napětí je podle průběhů zatěžovacích charakteristik zdroje dobře patrný pokles výstupního napětí při vyšších proudových odběrech.

• Účinnost

- příkon spínaného zdroje s výstupem naprázdno byl naměřen při zvoleném vstupním napětí $U_{IN} = 115V$ s hodnotou $P_p = 10,012W$, při $U_{IN} = 230V$ byl pak $P_p = 9,851W$
- maximální naměřená účinnost zdroje byla při $U_{IN} = 115V$ a $I_{out} = 20A$

$\eta = 83,52\%$, při $U_{IN} = 230V$ a $I_{out} = 20A$ pak $\eta = 83,541\%$

- hodnota výstupního proudu, kdy účinnost $\eta \geq 80\%$ je $I_{out} \geq 16,5A$

Dle zadaných parametrů pro výpočet zdroje (Tab.3) by měla být jeho minimální účinnost alespoň 80%. Této podmínky je dosaženo při výstupním proudu alespoň 16,5A, což odpovídá výstupnímu výkonu 82,5W. Při realizaci zdroje s dvojcestným sekundárním neřízeným usměřňovačem je velikost dosažené účinnosti typická pro tuto topologii zapojení. Největší výkonová ztráta (až 15W) vzniká na obou diodách sekundárního usměřňovače. Řešením pro zlepšení parametrů účinnosti zdroje by bylo použití synchronního usměřňovače. Této problematice se věnuje následující kapitola 4.1.

• **Ostatní parametry zdroje**

- nastavení nadproudové ochrany zdroje $I_{outmax} = 22A$
- nastavení ochrany pro přepětí na výstupu $U_{outmax} = 5,255V$
- doba náběhu zdroje (soft start) $t = 410ms + (220 - 680ms - \text{pomocný zdroj dle rozsahu vstupního napájecího napětí})$
- zvlnění napětí pomocného zdroje 20V (při jeho výstupním proudu 70mA) bylo naměřeno 430mV

Uvedené hodnoty parametrů odpovídají výpočtům a nastavením, jak již bylo popsáno v předchozích kapitolách.

• **Elektromagnetická kompatibilita**

- maximální naměřená hodnota celkového harmonického zkreslení napájecího proudu je $THD_i = 121,01\%$ při výstupním proudu $I_{out} = 10A$.
- pro výstupní proud $I_{out} = 5, 10$ a $15A$ převyšuje hodnota proudu 9.harmonické složky napájecího proudu maximální dovolený limit daný normou

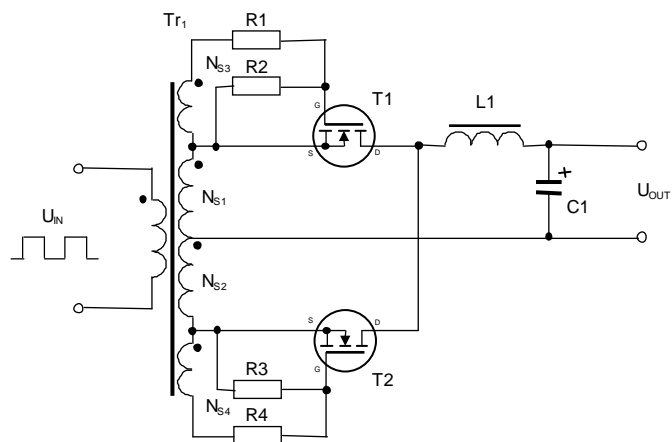
Naměřené hodnoty THD_i odpovídají charakteristikám harmonických složek proudu pro zařízení z třídy D (spínané zdroje). Z uvedených grafů harmonických složek vyplývá, že úroveň harmonických složek proudu klesá s narůstajícím výstupním výkonem zdroje (zejména 10. – 40. harmonická). Při výstupním proudu $I_{out} = 5, 10$ a $15A$ dochází k překročení meze dané normou. Pro komponenty vstupního

odrušovacího EMI filtru se v praxi většinou volí standardně používané hodnoty pro spínané zdroje dané výkonové kategorie. Při realizaci zdroje je tedy třeba následně ověřit úroveň vyzařovaného rušení. Řešením výše popsaného problému je modifikace vstupních obvodů zdroje, která spočívá v přidání PFC obvodu.

4.1 Možnosti zlepšení parametrů zdroje

Dvoucestný výstupní usměřovač zdroje je tvořený dvěma schottky diodami, zapojenými v obou větvích sekundárního vinutí výkonového transformátoru. Vlivem vysokého úbytku napětí v propustném směru na těchto diodách vzniká při činnosti zdroje značný ztrátový výkon, který významným způsobem snižuje celkovou účinnost napájecího zdroje.

Řešením, kdy lze podstatně zlepšit tyto parametry je použití sekundárního synchronního usměřovače, jehož principiální schéma zapojení je uvedeno na Obr.39. Toto řešení je často používáno u zdrojů s velkým výstupním výkonem, a je vhodné i pro aplikace, kde se požaduje malé výstupní napětí a velký výstupní proud.

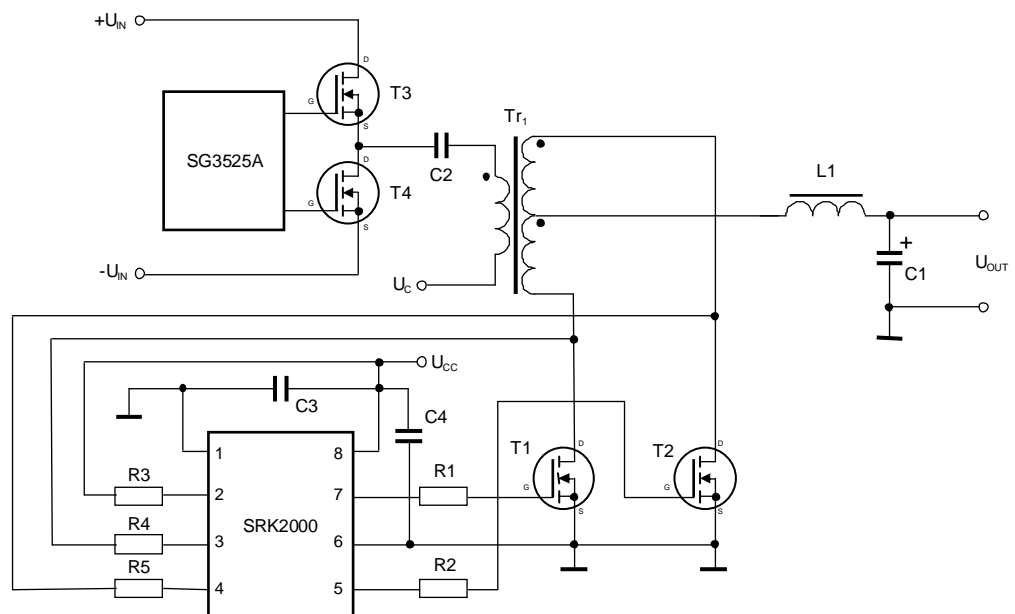


Obr.39: Schéma zapojení synchronního usměřovače

Jak je zřejmé ze schématu, schottky diody jsou v tomto zapojení nahrazeny tranzistory Mosfet, jejichž úbytek napětí na sepnutém kanále se pohybuje do 0,15V, což výrazně sníží ztrátový výkon sekundárního usměřovače. Buzení pro tranzistory T1 a T2 je zajištěno z pomocných vinutí N_{S3} a N_{S4} transformátoru Tr_1 . Tato vinutí jsou nevýkonová a jsou připojena do série k výkonovým vinutím N_{S1} a N_{S2} . Pro každou půlvlnu výstupního napětí se tak vytváří řídicí napětí (jeho velikost je upravena

napěťovým děličem R1, R2 a R3, R4) pro příslušný tranzistor T1 nebo T2. Tímto zapojením lze snížit ztrátový výkon výstupního usměřovače více než dvojnásobně.

V současné době již existuje řada obvodů pro řízení topologie synchronního usměřovače. Jedním z možných řešení je použití obvodu SRK2000 od ST Microelectronics [23]. Jeho aplikační zapojení pro navrhovaný zdroj 100W je uvedeno na Obr.40. Daný obvod představuje kompletní řešení pro řízení synchronního usměřovače. Napájecí napětí může být v rozsahu 4,5-32V (v případě zdroje 100W lze s výhodou použít napájecí napětí U_{CC} z pomocného zdroje 20V), maximální provozní frekvence až 500kHz. Obvod má integrované budiče obou tranzistorů Mosfet. Z důvodu řízení obou tranzistorů vůči stejnému zemnímu potenciálu je zapojení synchronního usměřovače upraveno tak, že kladné napětí je nyní odebíráno ze středu obou vinutí transformátoru Tr_1 . Rezistorem R3 se nastavuje úroveň napětí pro vstup Enable řídicího obvodu (příp. vypnutí řízení obou tranzistorů T1 a T2). Rezistory R4 a R5 slouží ke snímání napětí na tranzistorech T1 a T2.



Obr.40: Aplikační zapojení obvodu SRK2000

Závěr

Cílem této práce byl výpočet spínaného zdroje 100W s výstupním napětím 5V a následná realizace a ověření parametrů zkonstruovaného vzorku. V práci byla prostudována problematika síťových spínaných zdrojů, byly popsány jejich vlastnosti, výhody a nevýhody pro danou aplikaci. Na základě zadaných parametrů spínaného zdroje byla pro výpočet a konstrukci zvolena obvodová topologie polovičního mostu s kapacitním děličem.

V práci byl vypracován návrh obvodové koncepce zdroje s řídicím obvodem SG2535A. Dále byly navrženy ochranné a pomocné obvody pro jeho spolehlivou činnost. Navržený zdroj pracuje na frekvenci $f_s = 100\text{kHz}$. Výkonové spínací součástky byly zvoleny s ohledem na navržené zapojení a pro minimální ztráty. Pro tyto prvky byly vypočteny příslušné parametry chladičů. Pro navržené obvodové řešení byly provedeny simulace v programu PSpice. Pomocí těchto výsledků bylo ověřeno chování klíčových obvodů spínaného zdroje.

Pro realizovaný vzorek byl proveden návrh desky plošného spoje v programu Eagle. Dále byl zhotoven budící transformátor, transformátor pro snímání proudu a výkonový transformátor zdroje. Konstrukční postupy jsou popsány v příslušných kapitolách.

V následující části práce je popsán postup při oživení zdroje. Bylo také provedeno měření nejdůležitějších parametrů na realizovaném vzorku. Ze zatěžovací charakteristiky zdroje je patrná dobrá stabilita výstupního napětí pro daný rozsah výstupní zátěže. K výraznějšímu poklesu napětí U_{out} dochází pouze při minimálním zadaném napájecím napětí zdroje 85V a 180V. Při napájecím napětí 230V je hodnota vnitřního odporu zdroje pouze $R_i = 4,5\text{m}\Omega$. Hodnota maximální účinnosti zdroje 83,54% byla dosažena při vstupním napětí 230V a max. výstupním proudem. Požadované účinnosti 80% je možné dosáhnout při výstupním proudem $I_{\text{out}} \geq 16,5\text{A}$. Účinnost zdroje roste s jeho vzrůstajícím výstupním zatížením. Naměřená hodnota účinnosti zdroje byla $\lambda = 0,71$. Pro realizovaný vzorek zdroje byly provedeny základní testy EMC, a to měření hodnot harmonických složek napájecího proudu. Z výsledků měření vyplývá, že limity stanovené normou pro zařízení třídy D byly překročeny u 9.harmonické složky napájecího proudu pro výstupní proud s hodnotou $I_{\text{out}} = 5, 10$ a 15A. Možnou příčinou může být přenos této harmonické složky z napájecí sítě.

Měření by proto bylo vhodné opakovat se vzorkem zdroje, připojeným na umělé síti. Pokud by došlo k potvrzení výsledků měření, řešením vzniklého problému by byla modifikace vstupních obvodů zdroje, spočívající v přidání aktivního nebo pasivního PFC obvodu, který zajistí potlačení lichých harmonických složek napájecího proudu.

V závěru práce jsou zhodnoceny dosažené výsledky měření a popsán návrh na zlepšení účinnosti zdroje, který spočívá v použití řízeného sekundárního synchronního usměrňovače. Tímto řešením by bylo možno snížit ztrátový výkon sekundárního usměrňovače cca 1,5x (v závislosti na R_{DSon} použitých tranzistorů Mosfet).

Seznam použité literatury

- [1] Hammerbauer, J.: *Elektronické napájecí zdroje a akumulátory*, ZČU v Plzni, Plzeň 1998
- [2] Krejčířík, A.: *Napájecí zdroje I.*, Technická literatura BEN, Praha 1997, 2.vydání
- [3] Krejčířík, A.: *Napájecí zdroje II.*, Technická literatura BEN, Praha 1998
- [4] Krejčířík, A.: *Napájecí zdroje III.*, Technická literatura BEN, Praha 1999
- [5] Billings, K.: *Switchmode power supply handbook*, McGraw-Hill Handbooks, 1999, 2nd edition, ISBN 0-07-006719-8
- [6] Pressman, A.: *Switching power supply design*, McGraw-Hill Handbooks, 1998, 2nd edition, ISBN 0-07-052236-7
- [7] Stengl, J.; Tihanyi, J.: *Výkonové tranzistory MOSFET*, Technická literatura BEN, Praha 2000
- [8] Faktor, Z.: *Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje*, Technická literatura BEN, Praha 2002
- [9] Záhlava, V.: *Metodika návrhu plošných spojů*, ČVUT, Praha 2000
- [10] Plíva, Z.: *EAGLE prakticky*, Technická literatura BEN, Praha 2010
- [11] Chlouba, Daniel, 2001. *Univerzální regulovatelný spínaný zdroj*. Radio Plus KTE, č.9, 10-11. ISSN 1210-6305
- [12] Žáček, J.; Künzel K.: *EMC v technické praxi IV: Omezování rušení v oblasti vysokých kmitočtů*, Automa. Časopis pro automatizační techniku [online]. [cit. 27.1.2013].
Dostupné z: http://www.odbornecasopisy.cz/index.php?id_document=31272
- [13] Bersani, A.: *Switch Mode Power Supply Topologies (Part II)* [online]. Microchip, 2009 [cit. 14.1.2013].
Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01207B.pdf>
- [14] Babčaník, J.: *Spínané zdroje*. www.hw.cz [online]. [cit. 1.2.2013]. Dostupné z: <http://www.hw.cz/teorie-a-praxe/spinane-zdroje.html>
- [15] *Switched Mode Power Supplies (Chapter 2)*. Philips Semiconductors. [online]. [cit. 8.2.2013]. Dostupné z: http://www.nxp.com/documents/application_note/APPCHP2.pdf

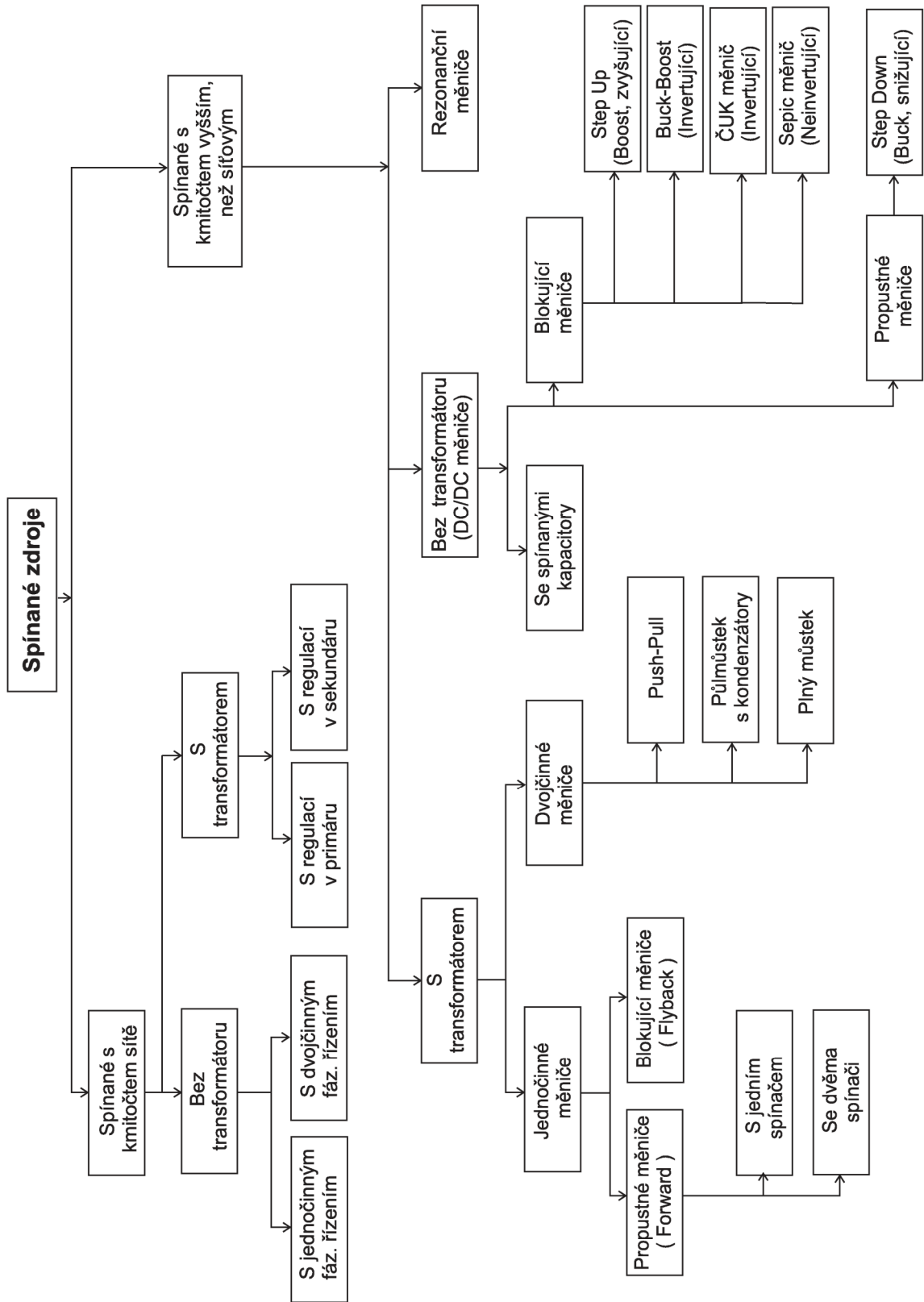
- [16] Shih, F.Y.; Schen, D.: *A procedure for designing EMI Filters for AC Line Applications* [online]. [cit. 3.3.2013].
Dostupné z: <http://802.11junk.com/jeff/crud/EMI-Filter-Design.pdf>
- [17] Datasheet *TNY266P* [online]. Power Integrations, 2005 [cit. 12.3.2013].
Dostupné z: <http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/34938/TNY266P.html>
- [18] Datasheet *SG3525A* [online]. On Semiconductor, 2005 [cit. 10.3.2013].
Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/SG3525A-D.PDF
- [19] *AN250/1188 Application Note. A second generation IC switch mode controller optimized for high frequency power MOS drive.* [online]. SGS-Thomson, 1997 [cit. 13.3.2013]. Dostupné z: http://www.st.com/st-web-ui/static/active/jp/resource/technical/document/application_note/CD00003778.pdf
- [20] Datasheet *3C90* [online]. Ferroxcube, 2008 [cit. 11.3.2013].
Dostupné z: <http://www.ferroxcube.com/>
- [21] Datasheet *EDT29/16/10* [online]. Ferroxcube, 2008 [cit. 11.3.2013].
Dostupné z: <http://www.ferroxcube.com/>
- [22] Datasheet *EP10* [online]. Philips, 1999 [cit. 13.3.2013].
Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/17962.pdf>
- [23] Datasheet *SRK2000* [online]. ST Microelectronics, 2010 [cit. 20.3.2013].
Dostupné z: <http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/datasheet/CD00282226.pdf>
- [24] Datasheet *SPW07N60CFD* [online]. Infineon, 2008 [cit. 29.3.2013].
Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/83369.pdf>
- [25] Datasheet *STPS60L30CW* [online]. ST Microelectronics, 2003 [cit.29.3.2013].
Dostupné z: <http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/datasheet/CD00001857.pdf>
- [26] Fukátko, J.; Fukátko, T.; Šindelka, J.: *Teplo a chlazení v elektronice*, Technická literatura BEN, Praha 2004
- [27] Svačina, J.: *Elektromagnetická kompatibilita*, VUT v Brně, Brno 2002

Seznam příloh

- Příloha č. 1:* Skupinové rozdělení spínaných zdrojů
- Příloha č. 2:* Magnetické materiály Ferroxcube
- Příloha č. 3:* Parametry jádra a kostry Ferroxcube ETD29/16/10
- Příloha č. 4:* Parametry jádra a kostry Philips EP10-3C90
- Příloha č. 5:* Charakteristiky pro volbu externích komponent obvodu SG3525
- Příloha č. 6:* Motiv DPS a osazovací plán spínaného zdroje
- Příloha č. 7:* Naměřené hodnoty parametrů zdroje
- Příloha č. 8:* Naměřené hodnoty harmonických složek napájecího proudu
- Příloha č. 9:* Grafy harmonických složek proudu zdroje v závislosti na I_{out}

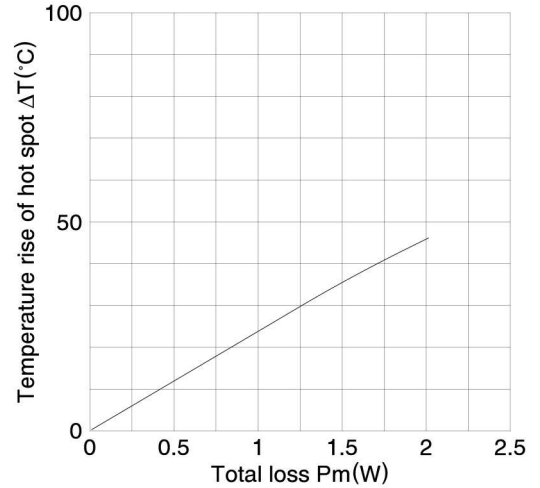
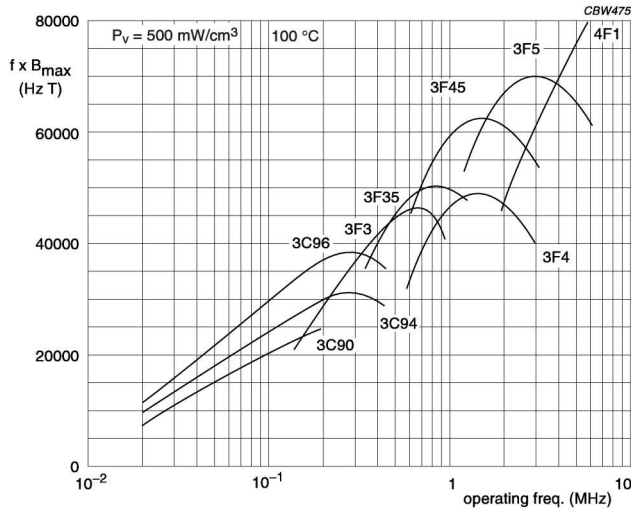
Přílohy

PŘÍLOHA č.1: Skupinové rozdělení spínaných zdrojů



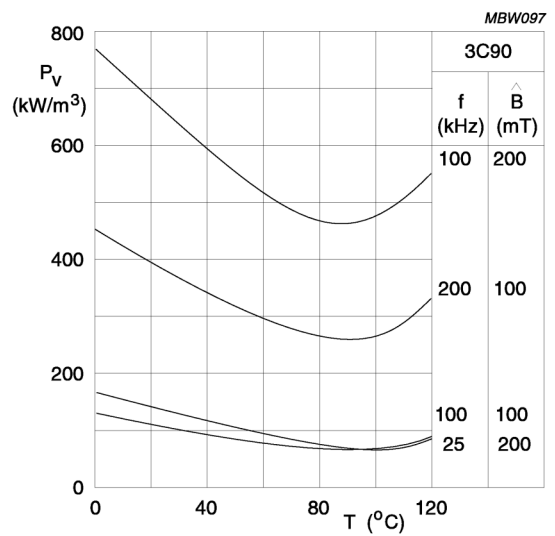
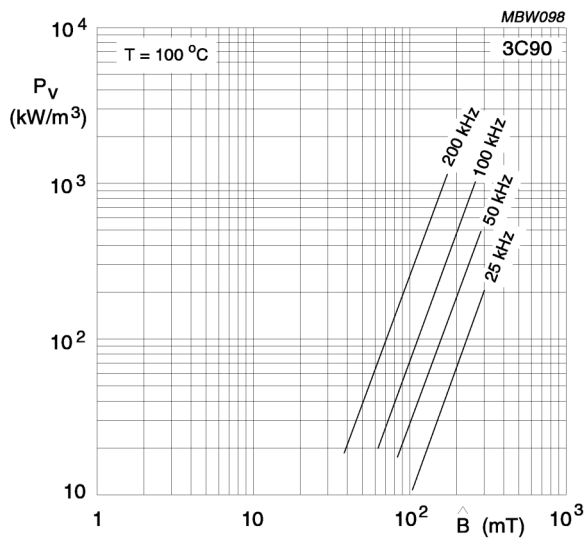
PŘÍLOHA č.2: Magnetické materiály Ferroxcube

Specifikace magnetického materiálu Ferroxcube 3C90:



Graf 2.1: Závislost jakostního činitele ($f \times B_{max}$) magnetických materiálů na pracovní frekvenci

Graf 2.2: Závislost vzrůstu teploty jádra ETD29 na ztrátovém výkonu



Graf 2.3: Výkonové ztráty v závislosti na mag. indukci s parametrem frekvence

Graf 2.4: Výkonové ztráty v závislosti na teplotě pro kombinace hodnot f, B

PŘÍLOHA č.3: Parametry jádra a kostry Ferroxcube ETD29/16/10

CORE SETS

Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.947	mm ⁻¹
V_e	effective volume	5470	mm ³
l_e	effective length	72.0	mm
A_e	effective area	76.0	mm ²
A_{min}	minimum area	71.0	mm ²
m	mass of core half	≈ 14	g

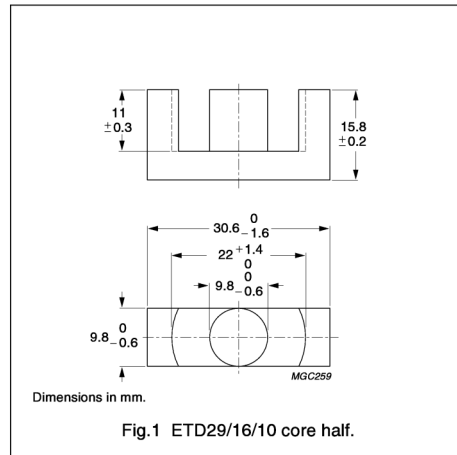


Fig.1 ETD29/16/10 core half.

Core halves

Clamping force for A_L measurements, 40 ± 20 N. Gapped cores are available on request.

GRADE	A_L (nH)	μ_e	AIR GAP (μ m)	TYPE NUMBER
3C90	2350 ± 25%	≈ 1770	≈ 0	ETD29/16/10-3C90
3C94	2350 ± 25%	≈ 1770	≈ 0	ETD29/16/10-3C94
3C95 <small>des</small>	2860 ± 25%	≈ 2160	≈ 0	ETD29/16/10-3C95
3C96 <small>des</small>	2200 ± 25%	≈ 1660	≈ 0	ETD29/16/10-3C96
3F3	2200 ± 25%	≈ 1660	≈ 0	ETD29/16/10-3F3
3F35 <small>des</small>	1600 ± 25%	≈ 1210	≈ 0	ETD29/16/10-3F35

COIL FORMER

General data 13-pins ETD29/16/10 coil former

PARAMETER	SPECIFICATION
Coil former material	polybutyleneterephthalate (PBT), glass-reinforced, flame retardant in accordance with "UL 94V-0"; UL file number E45329(R)
Pin material	copper-tin alloy (CuSn), tin (Sn) plated
Maximum operating temperature	155 °C, "IEC 60085", class F
Resistance to soldering heat	"IEC 60068-2-20", Part 2, Test Tb, method 1B, 350 °C, 3.5 s
Solderability	"IEC 60068-2-20", Part 2, Test Ta, method 1

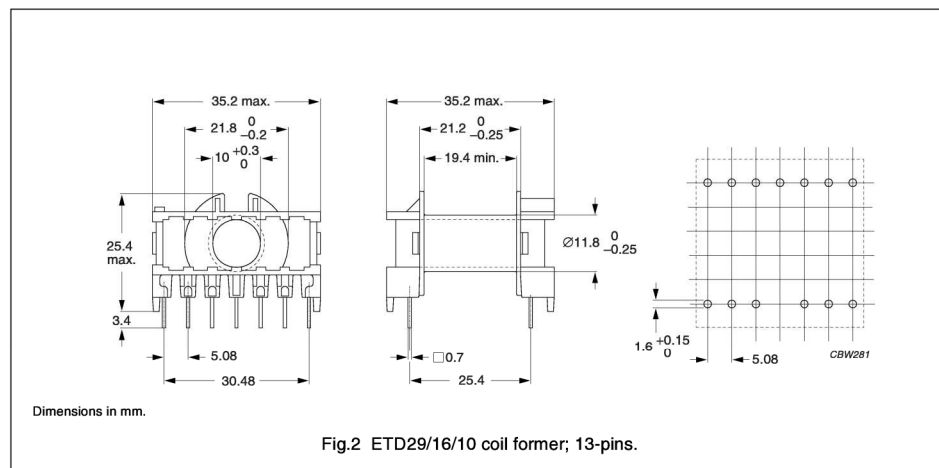


Fig.2 ETD29/16/10 coil former; 13-pins.

Winding data and area product for 13-pins ETD29/16/10 coil former

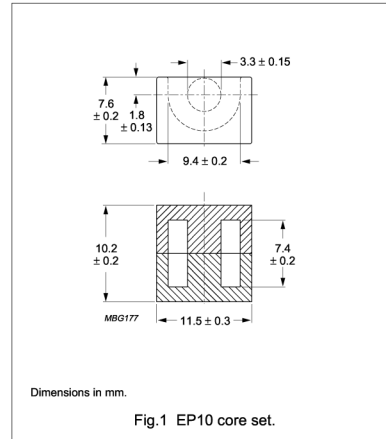
NUMBER OF SECTIONS	WINDING AREA (mm ²)	MINIMUM WINDING WIDTH (mm)	AVERAGE LENGTH OF TURN (mm)	AREA PRODUCT $A_e \times A_w$ (mm ⁴)	TYPE NUMBER
1	95	19.4	53	7220	CPH-ETD29-1S-13P

PŘÍLOHA č.4: Parametry jádra a kostry Phillips EP10-3C90

CORE SETS

Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	1.70	mm ⁻¹
V_e	effective volume	215	mm ³
l_e	effective length	19.3	mm
A_e	effective area	11.3	mm ²
A_{min}	minimum area	8.55	mm ²
m	mass of core set	≈1.1	g



Core sets for general purpose transformers and power applications

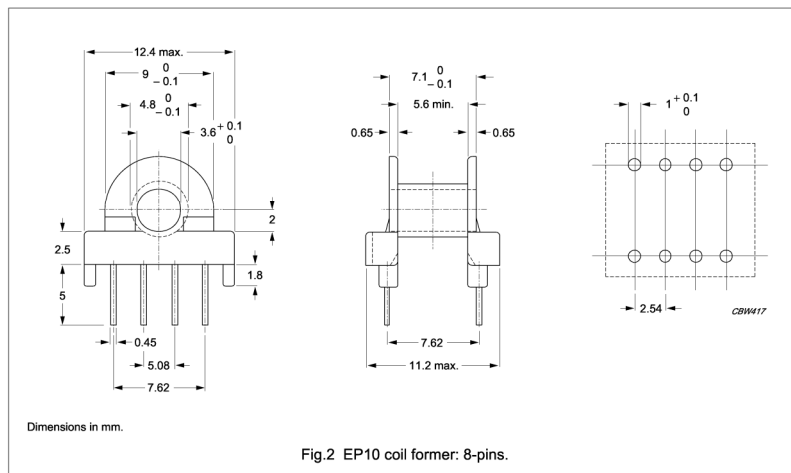
Clamping force for A_L measurements, 30 ± 10 N.

GRADE	A_L (nH)	μ_e	AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3C81	25 ± 3%	≈34	≈870	EP10-3C81-E25
	40 ± 3%	≈54	≈480	EP10-3C81-A40
	63 ± 3%	≈85	≈280	EP10-3C81-A63
	100 ± 3%	≈135	≈160	EP10-3C81-A100
	160 ± 5%	≈216	≈90	EP10-3C81-A160
	≥900	≥1210	≈0	EP10-3C81
3C90	25 ± 3%	≈34	≈870	EP10-3C90-E25
	40 ± 3%	≈54	≈480	EP10-3C90-A40
	63 ± 3%	≈85	≈280	EP10-3C90-A63
	100 ± 3%	≈135	≈160	EP10-3C90-A100
	160 ± 5%	≈216	≈90	EP10-3C90-A160
	1140 ± 25%	≈1530	≈0	EP10-3C90
3C91	≥900	≥1210	≈0	EP10-3C91

COIL FORMER

General data CSH-EP10-1S-8P

PARAMETER	SPECIFICATION
Coil former material	phenolformaldehyde (PF), glass-reinforced, flame retardant in accordance with "UL 94V-0"; UL file number E46770(M)
Pin material	copper clad steel, tin-lead alloy (SnPb) plated
Maximum operating temperature	180 °C, "IEC 60085", class H
Resistance to soldering heat	"IEC 60068-2-20", Part 2, Test Tb, method 1B, 350 °C, 3.5 s
Solderability	"IEC 60068-2-20", Part 2, Test Ta, method 1, 235 °C, 2 s

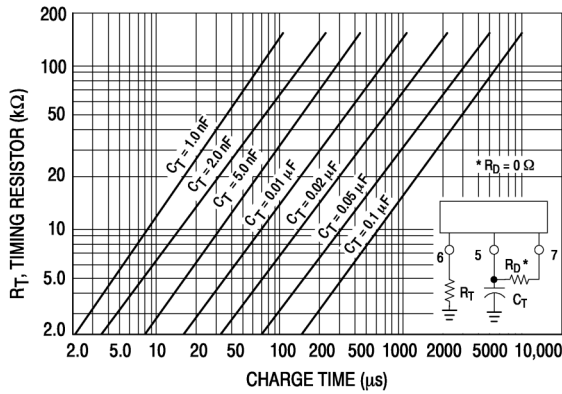


Winding data for 8-pins EP10 coil former

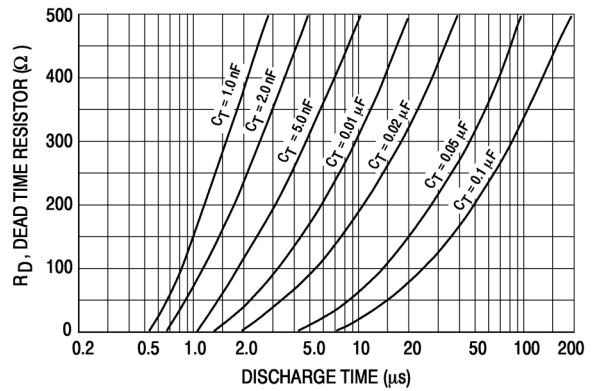
NUMBER OF SECTIONS	WINDING AREA (mm ²)	MINIMUM WINDING WIDTH (mm)	AVERAGE LENGTH OF TURN (mm)	TYPE NUMBER
1	11.4	5.6	21.5	CSH-EP10-1S-8P

PŘÍLOHA č.5: Charakteristiky pro volbu externích komponent obvodu SG3525

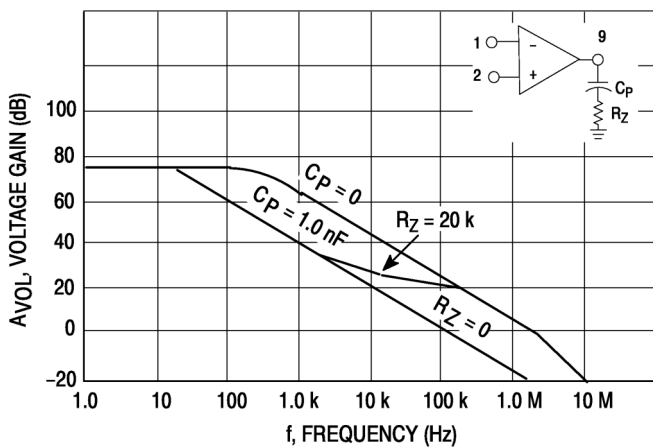
Nastavení interního oscilátoru pomocí vnějších součástek R_T , C_T a R_D



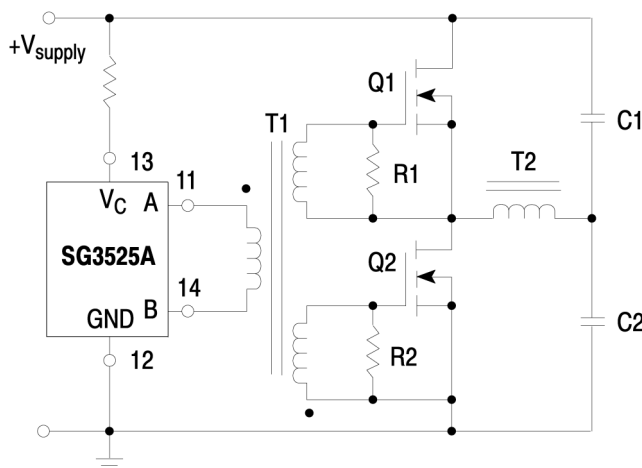
Graf 5.1: Doba nabíjení v závislosti na R_T a C_T



Graf 5.2: Doba vybíjení v závislosti na R_D a C_T

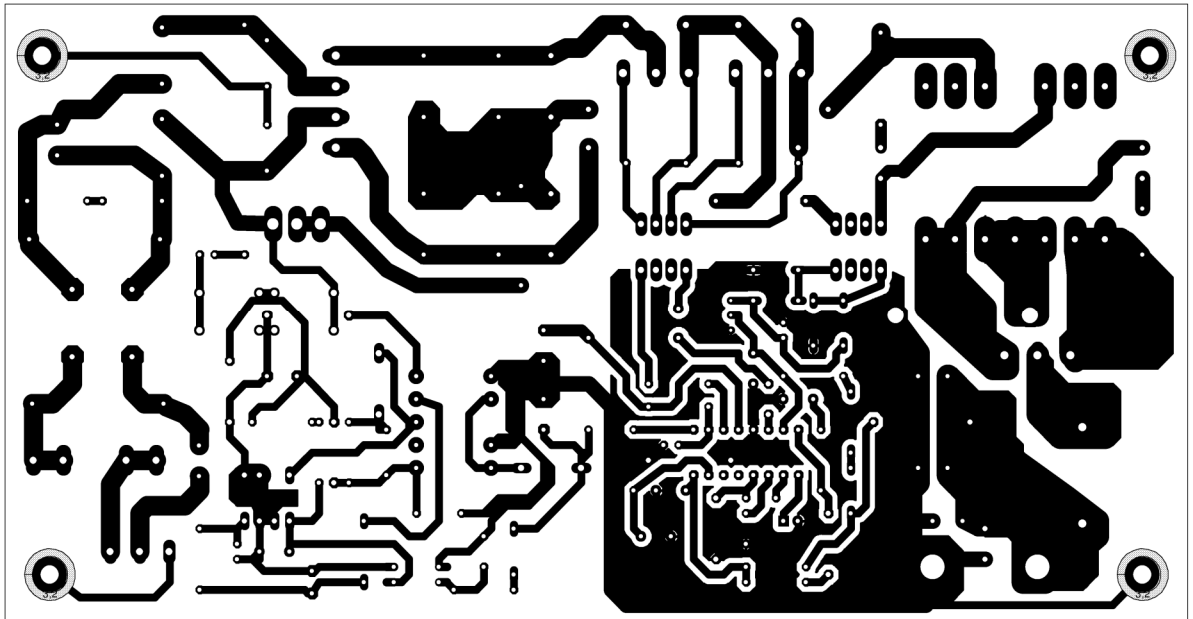


Graf 5.3: Zesílení chybového zesilovače při otevřené smyčce zpětné vazby

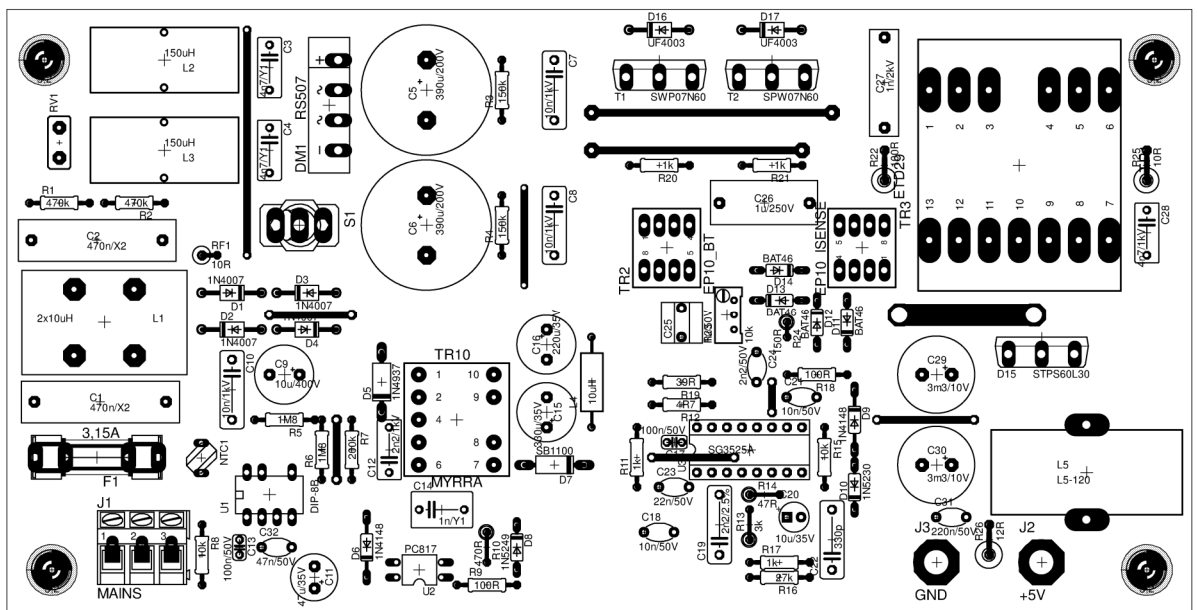


Obr.5.4: Příklad zapojení budícího transformátoru pro řízení měniče typu polomost

PŘÍLOHA č.6: Motiv DPS a osazovací plán spínaného zdroje



Obr.6.1: Motiv plošného spoje spínaného zdroje 100W



Obr.6.2: Osazovací plán (strana součástek) spínaného zdroje 100W

PŘÍLOHA č.7: Naměřené hodnoty parametrů zdroje

Tab. 7.1: Tabulka naměřených hodnot pro zatěžovací charakteristiku zdroje

Napájecí napětí U_{in} [V]	Veličina																				
	I_2 [A]																				
$U_n = 85V$	0	1,00	2,00	3,00	4,00	5,00	6,00	7,00	8,00	9,00	10,00	11,00	12,00	13,00	14,00	15,00	16,00	17,00	18,00	19,00	20,00
$U_n = 115V$	5,101	5,095	5,093	5,088	5,083	5,078	5,071	5,063	5,054	5,045	5,036	5,014	4,973	4,951	4,932	4,901	4,864	4,849	4,832	4,803	4,785
$U_n = 132V$	5,101	5,095	5,093	5,088	5,084	5,080	5,076	5,071	5,067	5,062	5,057	5,053	5,048	5,043	5,038	5,033	5,030	5,024	5,020	5,015	5,010
$U_n = 180V$	5,101	5,095	5,093	5,088	5,084	5,081	5,077	5,073	5,069	5,063	5,059	5,055	5,051	5,045	5,040	5,036	5,033	5,027	5,024	5,019	5,015
$U_n = 230V$	5,104	5,102	5,098	5,095	5,090	5,084	5,079	5,072	5,067	5,060	5,054	5,041	5,029	5,012	5,010	4,961	4,920	4,895	4,864	4,831	
$U_n = 264V$	5,104	5,102	5,098	5,095	5,090	5,085	5,081	5,076	5,071	5,066	5,062	5,058	5,053	5,047	5,042	5,036	5,032	5,027	5,022	5,018	5,014
	5,104	5,102	5,098	5,095	5,090	5,086	5,083	5,079	5,073	5,069	5,064	5,059	5,054	5,049	5,043	5,038	5,034	5,030	5,025	5,021	5,017

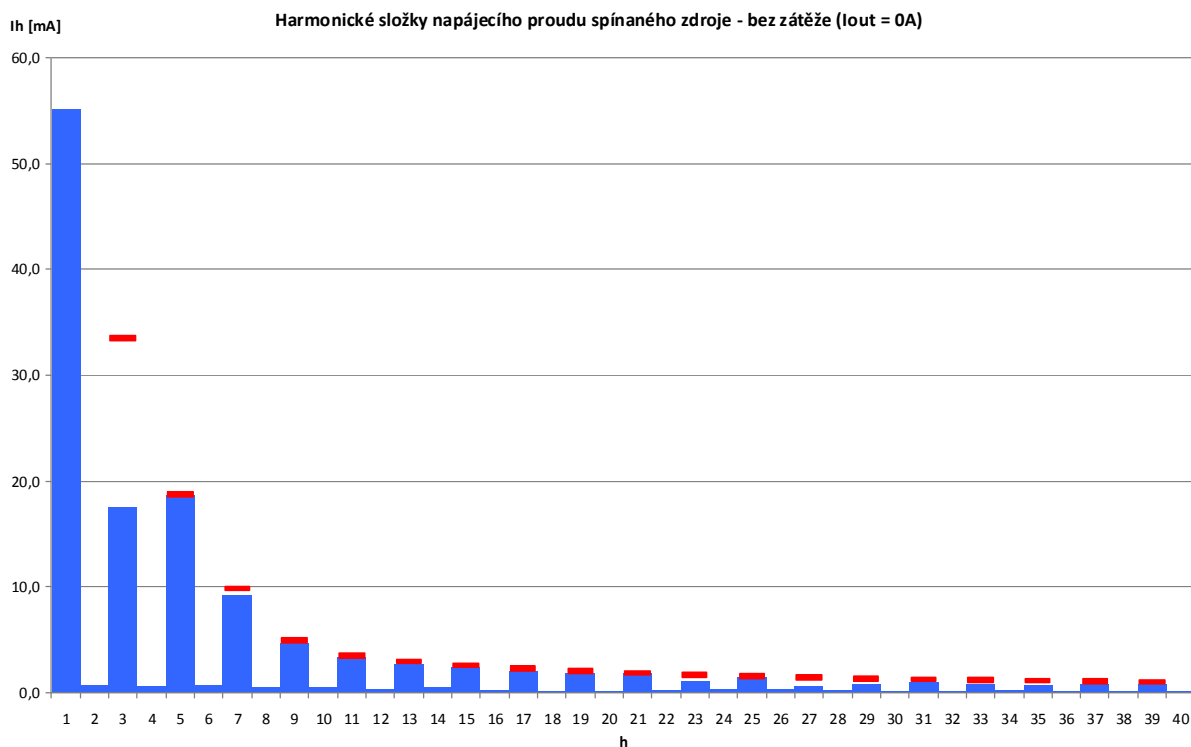
Tab. 7.2: Tabulka naměřených hodnot pro závislost účinnosti na výstupním výkonu zdroje

Veličina	Hodnoty (měření $U_{in} = 230V$)																				
	I_2 [A]																				
U_2 [V]	0	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5	5,5	6	6,5	7	7,5	8	8,5	9	9,5	10		
P [W]	5,106	5,104	5,102	5,098	5,097	5,095	5,092	5,09	5,088	5,085	5,083	5,081	5,079	5,076	5,074	5,071	5,069	5,066	5,064	5,062	
η [%]	9,851	11,57	14,45	17,25	20,01	22,8	25,6	28,42	31,23	34,01	36,82	39,68	42,489	45,316	48,153	51,029	53,885	56,703	59,598	62,551	65,446
	-	22,06	35,32	44,38	50,94	55,9	62,71	65,2	67,33	69,04	70,45	71,75	72,851	73,789	74,575	75,286	75,986	76,502	76,91	77,346	
U_2 [V]	-	10,5	11	11,5	12	12,5	13	13,5	14	14,5	15	15,5	16	16,5	17	17,5	18	18,5	19	19,5	20
P [W]	-	5,06	5,058	5,056	5,053	5,05	5,047	5,045	5,042	5,039	5,036	5,034	5,032	5,029	5,027	5,025	5,022	5,018	5,016	5,014	5,014
η [%]	-	68,22	71,17	74,01	76,86	79,88	82,89	85,9	88,82	91,82	94,7	97,68	100,65	103,641	106,67	109,643	112,62	115,394	117,58	117,855	120,04
	-	77,88	78,18	78,57	78,89	79,02	79,15	79,28	79,47	79,57	79,77	79,88	79,992	80,063	80,114	80,203	80,269	80,48	81,089	82,993	83,541
Veličina	Hodnoty (měření $U_{in} = 115V$)																				
I_2 [A]	0	0,5	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5	5,5	6	6,5	7	7,5	8	8,5	9	9,5	10
U_2 [V]	5,102	5,097	5,095	5,093	5,091	5,088	5,087	5,084	5,082	5,08	5,078	5,076	5,073	5,071	5,069	5,067	5,064	5,062	5,058	5,057	5,057
P [W]	10,012	11,77	14,62	17,36	20,05	22,95	25,77	28,58	31,44	34,22	37,05	39,89	42,749	45,692	48,51	51,424	54,31	57,205	60,061	62,946	65,948
η [%]	-	21,65	34,85	44,02	50,8	55,46	59,24	62,29	64,68	66,83	68,56	70,01	71,243	72,166	73,174	73,929	74,638	75,245	75,852	76,336	76,681
I_2 [A]	-	10,5	11	11,5	12	12,5	13	13,5	14	14,5	15	15,5	16	16,5	17	17,5	18	18,5	19	19,5	20
U_2 [V]	-	5,054	5,053	5,05	5,048	5,045	5,043	5,041	5,038	5,035	5,033	5,031	5,03	5,027	5,024	5,022	5,02	5,018	5,015	5,013	5,01
P [W]	-	68,87	71,74	74,69	77,6	80,66	83,67	86,48	89,58	92,47	95,41	98,33	100,65	103,563	106,18	108,996	111,88	114,371	116,29	117,826	119,97
η [%]	-	77,05	77,48	77,75	78,07	78,19	78,36	78,69	78,74	78,96	79,13	79,3	79,96	80,091	80,437	80,631	80,763	81,168	81,935	82,964	83,52

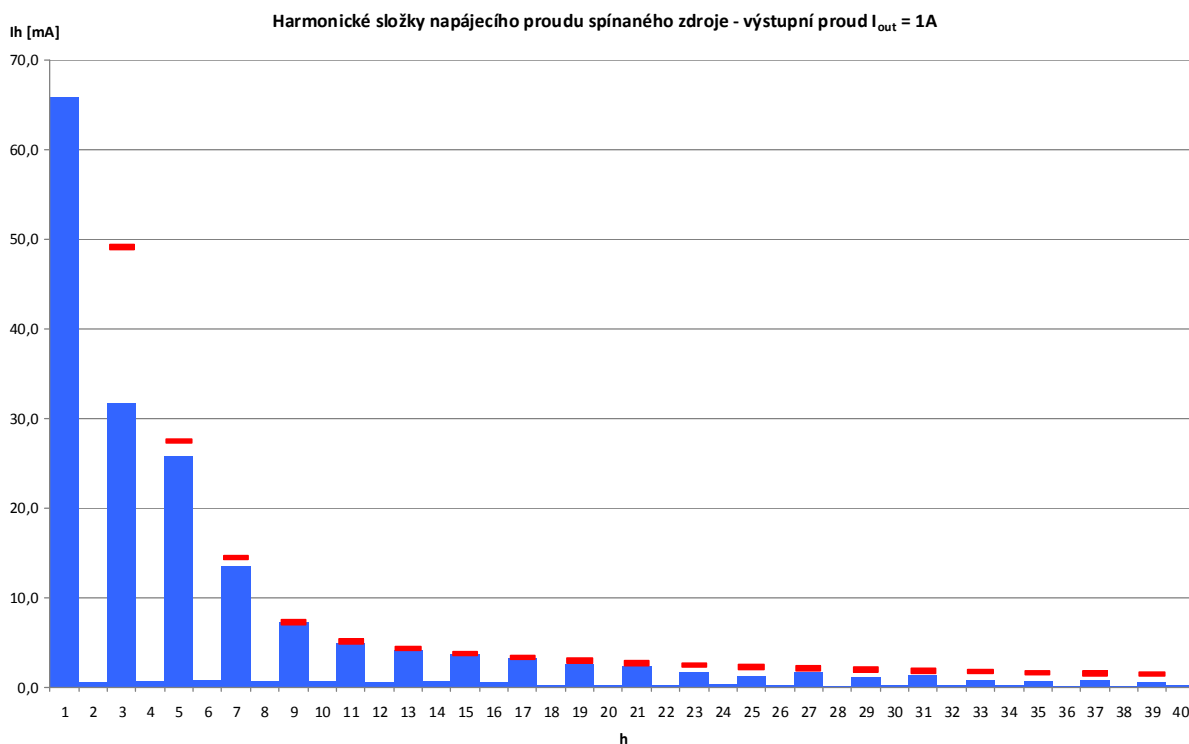
PŘÍLOHA č.8: Naměřené hodnoty harmonických složek napájecího proudu

Tab.8.1: Tabulka naměřených hodnot harmonických složek napájecího proudu spínaného zdroje

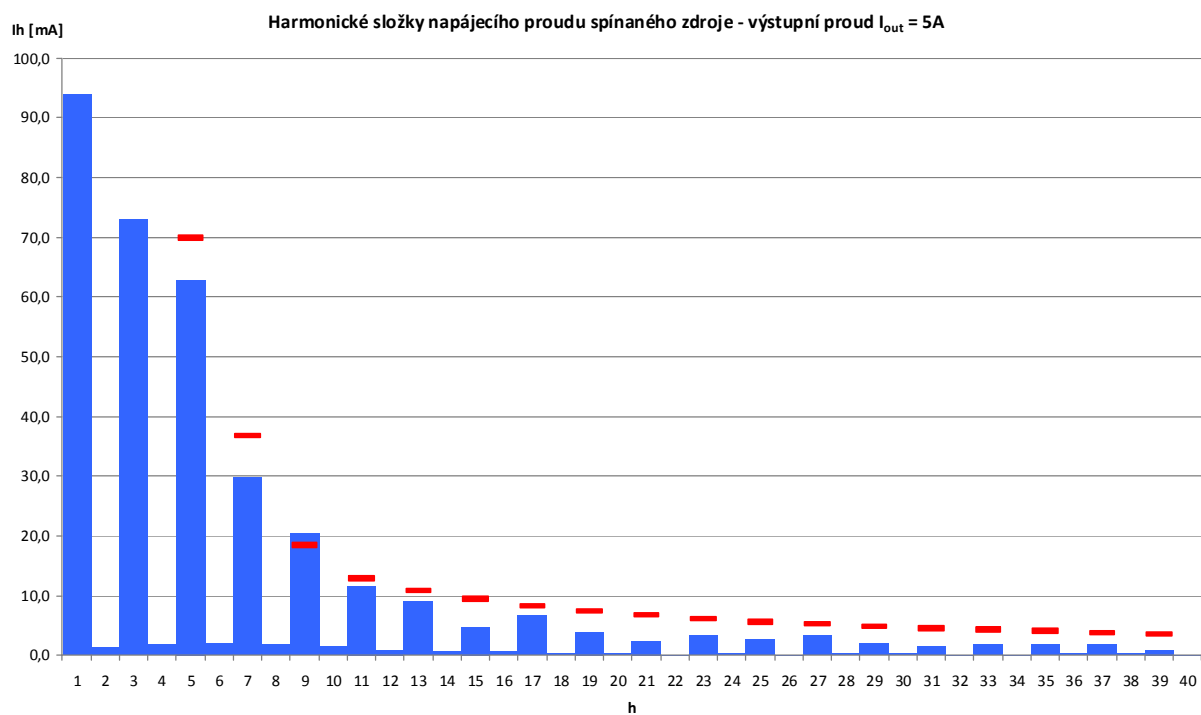
Zdroj bez zátěže ($I_{out} = 0A$)		Výstupní proud $I_{out} = 1A$		Výstupní proud $I_{out} = 5A$		Výstupní proud $I_{out} = 10A$		Výstupní proud $I_{out} = 15A$		Výstupní proud $I_{out} = 20A$	
$I_{hd} [\%]$	$I_{hd} [\%]$	$I_{hd} [\%]$	$I_{hd} [\%]$	$I_{hd} [\%]$	$I_{hd} [\%]$	$I_{hd} [\%]$	$I_{hd} [\%]$	$I_{hd} [\%]$	$I_{hd} [\%]$	$I_{hd} [\%]$	$I_{hd} [\%]$
n	n	n	n	n	n	n	n	n	n	n	n
řád harmonické	řád harmonické	řád harmonické	řád harmonické	řád harmonické	řád harmonické	řád harmonické	řád harmonické	řád harmonické	řád harmonické	řád harmonické	řád harmonické
max. dovolený proud I_h	max. dovolený proud I_h	max. dovolený proud I_h	max. dovolený proud I_h	max. dovolený proud I_h	max. dovolený proud I_h	max. dovolený proud I_h	max. dovolený proud I_h	max. dovolený proud I_h	max. dovolený proud I_h	max. dovolený proud I_h	max. dovolený proud I_h
I [mA]	I [mA]	I [mA]	I [mA]	I [mA]	I [mA]	I [mA]	I [mA]	I [mA]	I [mA]	I [mA]	I [mA]
$P = 9,851W$	$P = 14,446W$	$P = 36,824W$	$P = 65,446W$	$P = 94,695W$	$P = 120,036W$	$P = 14,446W$	$P = 36,824W$	$P = 65,446W$	$P = 94,695W$	$P = 120,036W$	$P = 120,036W$
0	0,564	0,250	0,795	0,610	1,453	0,610	1,453	0,610	1,453	0,610	1,453
1	55,214	65,826	93,898	143,087	221,539	143,087	221,539	143,087	221,539	143,087	221,539
2	0,646	0,536	1,279	1,279	1,279	1,279	1,279	1,279	1,279	1,279	1,279
3	17,520	33,493	31,693	49,116	72,938	125,202	125,202	125,202	125,202	125,202	125,202
4	0,573	0,589	1,728	1,728	1,728	1,728	1,728	1,728	1,728	1,728	1,728
5	18,632	18,717	25,842	27,447	62,892	69,966	124,347	124,347	124,347	124,347	124,347
6	0,711	0,746	1,952	1,952	1,952	1,952	1,952	1,952	1,952	1,952	1,952
7	9,167	9,851	13,521	14,446	29,883	36,824	65,130	65,446	93,985	94,695	90,195
8	0,502	0,641	1,857	1,857	20,310	18,412	21,160	32,723	50,585	47,348	1,040
9	4,711	4,926	7,201	7,223	20,310	18,412	21,160	32,723	50,585	47,348	38,940
10	0,425	0,603	1,453	1,453	1,453	1,453	1,453	1,453	1,453	1,453	1,290
11	3,329	3,448	4,913	5,056	11,684	12,888	14,057	22,906	16,315	33,143	10,885
12	0,272	0,505	0,936	0,936	0,936	0,936	0,936	0,936	0,936	0,936	1,030
13	2,658	2,917	4,068	4,278	9,156	10,906	3,660	19,382	9,740	28,044	24,540
14	0,454	0,589	1,745	1,745	1,745	1,745	1,745	1,745	1,745	1,745	0,550
15	2,436	2,528	3,625	3,708	4,748	9,451	7,007	16,798	16,585	24,305	24,525
16	0,254	0,540	0,636	0,636	0,636	0,636	0,400	0,560	0,560	0,430	0,430
17	2,053	3,194	6,738	8,340	6,738	8,340	14,822	17,170	11,705	21,446	17,170
18	0,096	0,222	0,341	0,341	0,341	0,341	0,500	0,420	0,420	0,530	0,530
19	1,775	1,996	2,481	2,927	3,865	7,462	6,164	13,261	5,335	19,188	9,200
20	0,082	0,169	0,290	0,290	0,290	0,290	0,320	0,310	0,310	0,460	0,460
21	1,801	1,806	2,297	2,648	2,478	6,751	5,914	11,998	1,675	17,361	12,805
22	0,184	0,258	0,146	0,146	0,146	0,146	0,380	0,430	0,430	0,250	0,250
23	1,101	1,649	3,305	2,418	3,305	6,164	5,826	10,955	4,195	15,851	14,255
24	0,325	0,380	0,252	0,252	0,252	0,252	0,350	0,520	0,520	0,280	0,280
25	1,419	1,517	1,167	2,225	2,571	5,671	2,852	10,079	4,965	14,583	9,715
26	0,339	0,262	0,164	0,164	0,164	0,164	0,190	0,190	0,190	0,270	0,270
27	0,570	1,405	1,691	2,060	3,251	5,251	2,117	9,332	7,005	13,503	27,485
28	0,190	0,064	0,064	0,064	0,314	0,314	0,190	0,550	0,550	0,330	0,330
29	0,775	1,308	1,128	1,918	1,892	4,889	2,372	8,689	6,665	12,572	1,630
30	0,078	0,149	0,242	0,242	0,242	0,242	0,170	0,360	0,360	0,230	0,230
31	0,940	1,223	1,400	1,794	1,512	4,573	2,754	8,128	5,285	11,761	4,200
32	0,125	0,229	0,129	0,129	0,129	0,129	0,190	0,230	0,230	0,100	0,100
33	0,812	1,149	0,838	1,685	1,757	4,296	1,720	7,635	2,440	11,048	5,075
34	0,167	0,172	0,166	0,166	0,166	0,166	0,250	0,200	0,200	0,090	0,090
35	0,669	1,084	0,656	1,589	1,863	4,051	1,343	7,199	0,970	10,416	4,015
36	0,110	0,050	0,050	0,050	0,280	0,280	0,200	0,160	0,160	0,080	0,080
37	0,840	1,025	0,810	1,503	1,643	3,832	2,176	6,810	2,545	9,853	3,900
38	0,071	0,110	0,292	0,292	0,292	0,292	0,230	0,150	0,150	0,100	0,100
39	0,878	0,972	0,574	1,426	0,979	3,635	2,107	6,461	3,170	9,348	1,560
40	0,107	0,208	0,124	0,124	0,124	0,124	0,120	0,260	0,260	0,090	0,090

PŘÍLOHA č.9/1: Grafy harmonických složek proudu zdroje v závislosti na I_{out} 

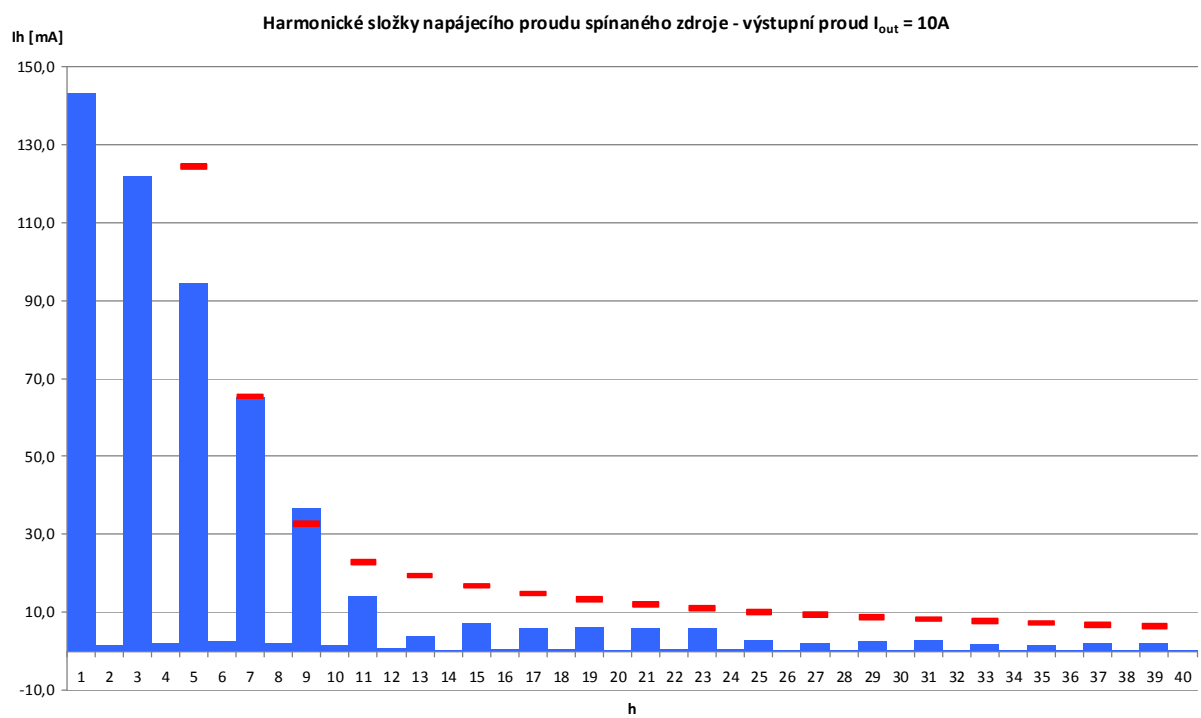
Obr.9.1: Graf harmonických složek napájecího proudu zdroje při výstupu naprázdno



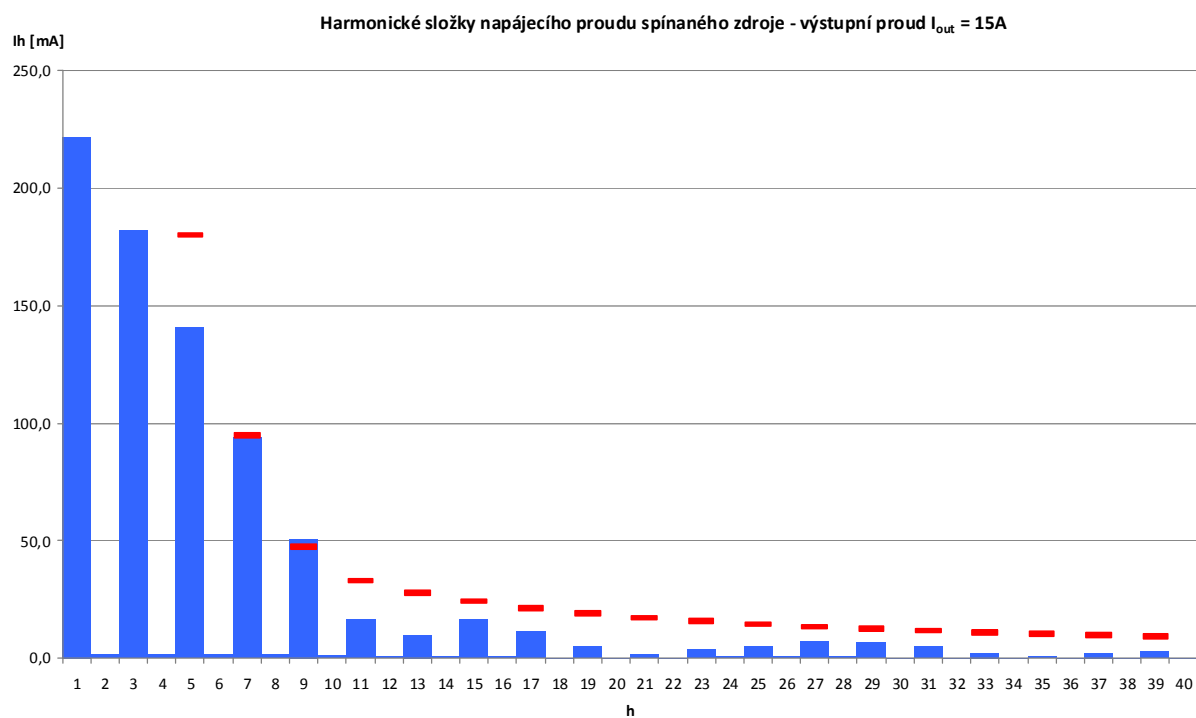
Obr.9.2: Graf harmonických složek napájecího proudu zdroje při výst. proudu 1A

PŘÍLOHA č.9/2: Grafy harmonických složek proudu zdroje v závislosti na I_{out} 

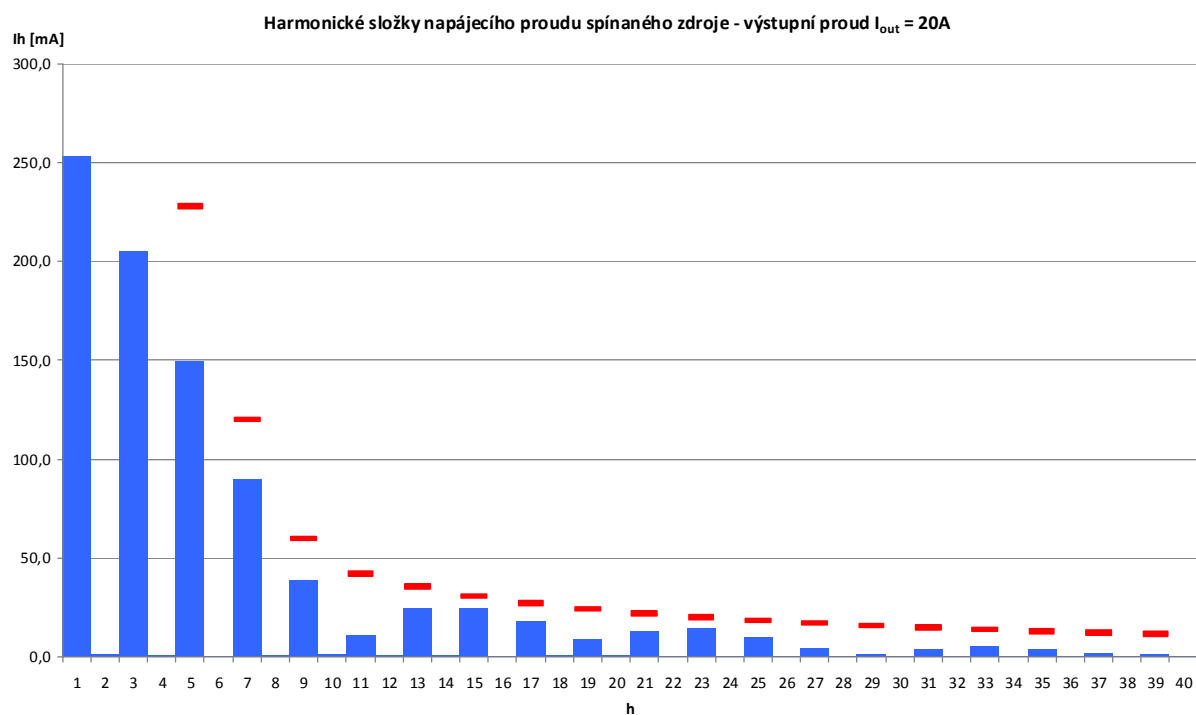
Obr.9.3: Graf harmonických složek napájecího proudu zdroje při výst. proudu 5A



Obr.9.4: Graf harmonických složek napájecího proudu zdroje při výst. proudu 10A

PŘÍLOHA č.9/3: Grafy harmonických složek proudu zdroje v závislosti na I_{out} 

Obr.9.5: Graf harmonických složek napájecího proudu zdroje při výst. proudu 15A



Obr.9.6: Graf harmonických složek napájecího proudu zdroje při výst. proudu 20A