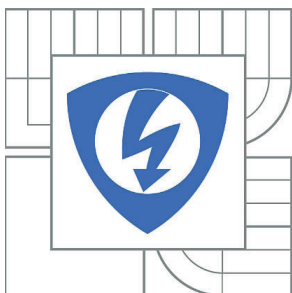


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

SPÍNANÝ REZONANČNÍ ZDROJ

SWITCHED RESONANT POWER SUPPLY

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

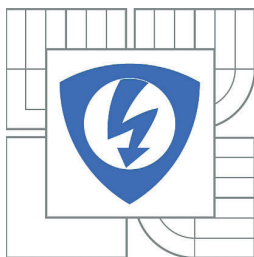
Bc. STANISLAV ŠTAUD

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. TOMÁŠ KRATOCHVÍL, Ph.D.

BRNO 2011



**VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ**

**Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií**

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Stanislav Štaud

ID: 98314

Ročník: 2

Akademický rok: 2010/2011

NÁZEV TÉMATU:

Spínaný rezonanční zdroj

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

V teoretické části práce se seznámte s rezonančními spínanými zdroji. Provedte podrobný obvodový návrh silového bloku pro spínaný regulovatelný rezonanční zdroj s výstupním napětím 0 až 60 V a výstupním proudem 0 až 30 A.

V praktické části práce vytvořte kompletní konstrukční podklady pro realizaci (schéma zapojení, návrh desky plošného spoje, soupisku součástek, návrh mechanického uspořádání).

V experimentální části práce realizujte navržený spínaný zdroj formou funkčního prototypu a laboratorním měřením ověřte jeho správnou činnost. Výsledky měření zpracujte formou standardního protokolu o měření.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] KREJČÍŘÍK, A. Spínané napájecí zdroje s obvody TOPSwitch. Praha: BEN - technická literatura, 2002.

[2] FAKTOR, Z. Transformátory a cívky - vlastnosti materiálů a efektivní návrh transformátorů. Praha: BEN - technická literatura, 2002.

Termín zadání: 7.2.2011

Termín odevzdání: 20.5.2011

Vedoucí práce: doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

ABSTRAKT

Tato práce se zabývá návrhem sériového rezonančního zdroje s regulací výstupního napětí v můstkovém zapojení jako alternativy spínaného zdroje s pulzně šířkovou modulací. Práce zahrnuje rozbor spínaného sériového rezonančního zdroje, návrh výkonového impulzního transformátoru, řídících a regulačních obvodů. Výsledkem práce má být vytvořený funkční vzorek a kompletní technická a konstrukční dokumentace.

KLÍČOVÁ SLOVA

Sériový rezonanční obvod, sériový rezonanční zdroj, spínaný rezonanční zdroj, můstkové zapojení, řídící obvod, impulzní transformátor

ABSTRACT

This thesis deals with desing of serial resonant converter with regulation output voltage in full bridge configuration like alternative power switching converter with pulse width modulation. The thesis includes analysis of serial resonant converter, desing power transformer, driving circuits. The thesis concludes with the functional converter and complete technical documentation.

KEYWORDS

Serial resonant circuit, serial resonant converter, switching resonant power supply, full bridge, driving circuit, driver, pulse transformer

ŠTAUD, S. *Spínaný rezonanční zdroj*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2011. 31 s., 17 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: doc. ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Spínaný rezonanční zdroj jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu bakalářské práce doc. ing. Tomáši Kratochvílovi, Ph.D. a ing. Františkovi Petru za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

Seznam obrázků	viii
Seznam tabulek	x
Úvod	1
1 Rozbor zadání	2
2 Rezonanční obvody	4
2.1 Sériový rezonanční obvod	4
2.2 Paralelní rezonanční obvod.....	5
3 Topologie uspořádání spínačů	7
3.1 Můstkové zapojení	7
3.2 Půlmůstkové zapojení	8
4 Popis rezonančních zdrojů	9
4.1 Paralelní rezonanční zdroj	9
4.2 Sériově – paralelní rezonanční zdroj	10
4.3 Sériový rezonanční zdroj	10
4.3.1 Rozbor sériového rezonančního zdroje.....	10
4.3.2 Matematická analýza zdroje	12
4.3.3 Popis navrhovaného řešení	14
5 Návrh silové části zdroje	16
5.1 Parametry zdroje	16
5.2 Návrh rezonančního obvodu	16
5.3 Návrh výkonového transformátoru	16
5.4 Návrh polovodičových součástek	19
6 Návrh řídicího obvodu	21
6.1 Popis řídicího obvodu UCC2895	21
6.2 Návrh řídicí části zdroje.....	23
7 Výsledky měření	27

8 Závěr	31
Literatura	32
Seznam symbolů, veličin a zkratk	33
Seznam příloh	36

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1 Blokové schéma zapojení spínaného rezonančního zdroje	3
Obr. 2.1 Sériový rezonační obvod	4
Obr. 2.2 Modulová a fázová charakteristika sériového rezonančního obvodu.....	5
Obr. 2.3 Paralelní rezonanční obvod	5
Obr. 2.4 Modulová a fázová charakteristika paralelního rezonančního obvodu	6
Obr. 3.1 Můstkové zapojení.....	7
Obr. 3.2 Budící signály tranzistorů v plném můstku	7
Obr. 3.3 Půlmůstkové zapojení.....	8
Obr. 3.4 Budící signály pro tranzistory v půlmůstkovém zapojení	8
Obr. 4.1 Můstkové zapojení paralelního rezonačního zdroje	9
Obr. 4.2 Sériově-paralelní můstkový rezonanční zdroj	10
Obr. 4.3 Průběh napětí a proud spínacím tranzistorem při ZCS.....	11
Obr. 4.4 Základní zapojení můstkového rezonančního zdroje s kompenzací rozptylové indukčnosti	11
Obr. 4.5 Náhradní schéma zdroje podle obr. 4.4	12
Obr. 4.6 Průběhy napětí a proudů ve zdroji podle obr. 4.4.....	13
Obr. 4.7 Zapojení navrhovaného spínaného rezonančního zdroje s regulací výstupního napětí.....	14
Obr. 4.8 Budící signály tranzistorů navrhovaného zapojení.....	15
Obr. 5.1 Pouzdro diody výstupního usměrňovače	19
Obr. 6.1 Vnitřní zapojení obvodu UCC2895	21
Obr. 6.2 Nastavení oscilátoru řídicího obvodu	24
Obr. 6.3 K popisu nastavení dead time	25
Obr. 6.4 K popisu nastavení regulační smyčky zdroje	25
Obr. 6.5 K popisu regulace řízení zdroje	26
Obr. 7.1 Závislost účinnosti zdroje na vstupním napětí při výstupním napětí 60 V a proudu 30 A	27
Obr. 7.2 Závislost účinnosti zdroje na výstupním proudu při výstupním napětí 250 V .	27
Obr. 7.3 Závislost účinnosti zdroje na výstupním proudu při výstupním napětí 385 V .	28
Obr. 7.4 Napětí (žlutě) na vstupu rezonačního obvodu a proud (zeleně) v primárním vinutí transformátoru při fázovém posunu budících signálů o 0°	28

Obr. 7.5 Napětí (žlutě) na vstupu rezonačního obvodu a proud (zeleně) v primárním vinutí transformátoru při fázovém posunu budících signálů o 90°	29
Obr. 7.6 Napětí (žlutě) na vstupu rezonačního obvodu a proud (zeleně) v primárním vinutí transformátoru při fázovém posunu budících signálů o 180°	29
Obr. 7.7 Zvlnění výstupního napětí při plném výkonu zdroje.....	30
Obr. 7.8 Napětí na časovacím kondenzátoru řídicího obvodu.....	30

SEZNAM TABULEK

Tab. 5.1 Parametry tranzistoru IRFP460	19
Tab. 5.2 Parametry diod výstupního usměrňovače	20

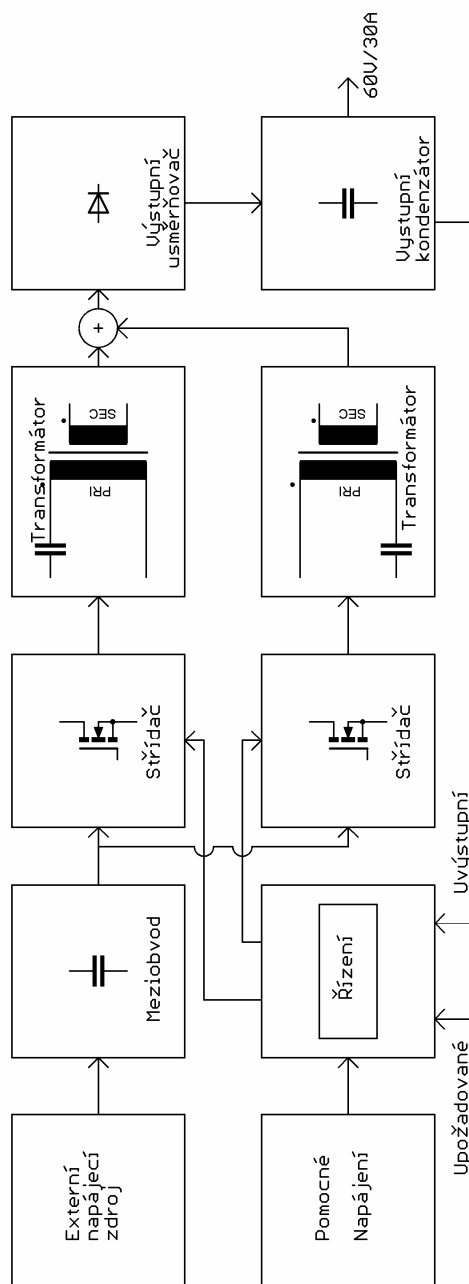
ÚVOD

V současnosti s příchodem nových řídicích obvodů přecházejí do popředí spínané zdroje pracující na principech rezonance. Jedná se buď o rezonanci sériovou, paralelní nebo jejich kombinace. Tyto zdroje mohou pracovat se spínáním při nulovém napětí na tranzistoru (ZVS – zero voltage switching) nebo při nulovém průchodu proudu přes tranzistor (ZCS – zero current switching). Oba principy při dobrém návrhu zvyšují účinnost zdrojů a snižují rušení vyzařované do okolí oproti konvenčním zdrojům řízených pomocí pulzně šířkové modulace (PWM – Pulse Width Modulation). Regulace výstupního napětí nebo proudu, podle typu zdroje, je zpravidla řízena pomocí změny budícího kmitočtu. Při tomto způsobu řízení jsou na výkonových spínačích nezanedbatelné přepínací ztráty. Vzhledem k tomu, že řízení těchto zdrojů se provádí v širokém rozsahu kmitočtů nastává problém s návrhem filtračních a odrušovacích obvodů.

Tato práce si klade za cíl návrh zdroje pracujícího s konstantní frekvencí naladěného do rezonance. Výhodou tohoto principu je to, že výkonové tranzistory spínají v době kdy na nich není napětí a neteče přes ně proud. To je velmi výhodné z hlediska přepínacích ztrát. Tranzistory tedy nejsou namáhány velkým výkonem při jejich zapínání a vypínání.

1 ROZBOR ZADÁNÍ

Předkládané řešení rezonančního zdroje je založeno na principu sériové rezonance. Výkonová část zdroje obsahuje dva identické plné můstky, kde v každém z nich je v příčce zapojen sériový rezonanční obvod. Rezonanční obvod je v praxi tvořen minimálně dvěma akumulačními prvky – kondenzátorem a cívkou. Cívku zde tvoří celková rozptylová indukčnost transformátoru přepočtená na primární stranu. Sekundární vinutí transformátorů jsou spojena do série a sečtené napětí je usměrněno a vyhlazeno filtračním kondenzátorem. Řízení velikosti výstupního napětí je prováděno přes řídicí obvod posunem fáze budících signálu tranzistorů v jednom z můstků. Pokud jsou fáze napětí na výstupech transformátorů ve fázi, tak je na výstupu zdroje maximální napětí. Pokud jsou napětí v fázově posunuta o 180° tak je na výstupu napětí minimální, ne však nulové. To je způsobeno tím, že prakticky nelze vytvořit dva zcela shodné transformátory ani ostatní prvky, které se na tom přímo podílejí. Na obr. 1.1 je blokové schéma navrhovaného zdroje.



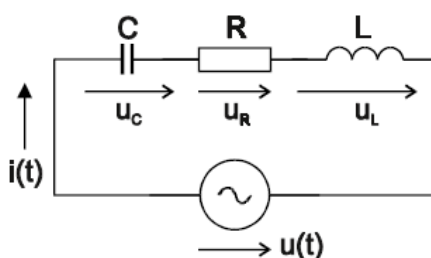
Obr. 1.1 Blokové schéma zapojení spínaného rezonančního zdroje

2 REZONANČNÍ OBVODY

Rezonanční obvod vznikne spojením minimálně dvou akumulacních prvků. Přičemž alespoň dva musí být opačného typu. Mezi akumulacní prvky patří kondenzátor a cívka. Podle spojení těchto dvou prvků rozlišujeme rezonanční obvody na sériové a paralelní.

2.1 Sériový rezonanční obvod

Sériový rezonanční obvod na obr. 2.1 se skládá z ideálního kapacitoru a induktoru. Odpor R je parazitní odpor a způsobuje činné ztráty v obvodu. V reálném obvodu je tvořen především stejnosměrným odporem cívky.



Obr. 2.1 Sériový rezonanční obvod [1]

Pro impedanci obvodu platí [1]

$$Z(\omega) = R + j \cdot (\omega L - \frac{1}{\omega C}) = R + jX = Z \cdot e^{j\gamma} \quad (2.1)$$

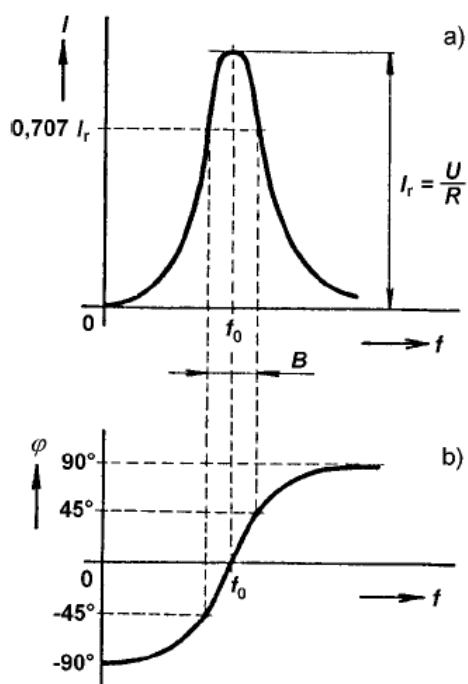
kde Z je impedance, R je činný odpor, ω kruhová frekvence, L indukčnost, C kapacita, X reaktance a γ úhel. Charakteristickou impedanci obvodu lze vyjádřit např. pomocí vztahu (2.2)

$$Z_0 = \omega_0 L = \omega_0 \frac{1}{C} = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (2.2)$$

kde Z_0 je charakteristická impedance a ω_0 kruhová rezonanční frekvence. Činitel jakosti obvodu je definován (2.3)

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{Z_0}{R}. \quad (2.3)$$

kde Q činitel jakosti obvodu.



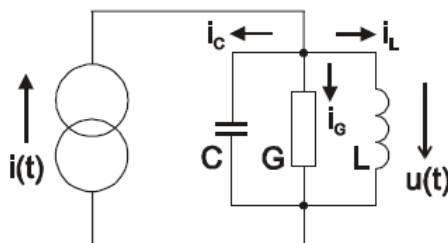
Obr. 2.2 Modulová a fázová charakteristika sériového rezonančního obvodu [1]

2.2 Paralelní rezonanční obvod

Tento obvod je obvodem duálním k sériovému rezonančnímu obvodu. Obvodový model je uveden na obr. 2.3. K zdroji proudu je sériově připojena paralelní kombinace kondenzátoru, indukčnosti a vodivosti, která reprezentuje ztráty obou reálných akumulacních prvků. Pro admitanci obvodu platí (2.4)

$$Y(\omega) = \frac{1}{Z(\omega)} = G + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) \quad (2.4)$$

kde Y admitance a G vodivost.



Obr. 2.3 Paralelní rezonanční obvod [1]

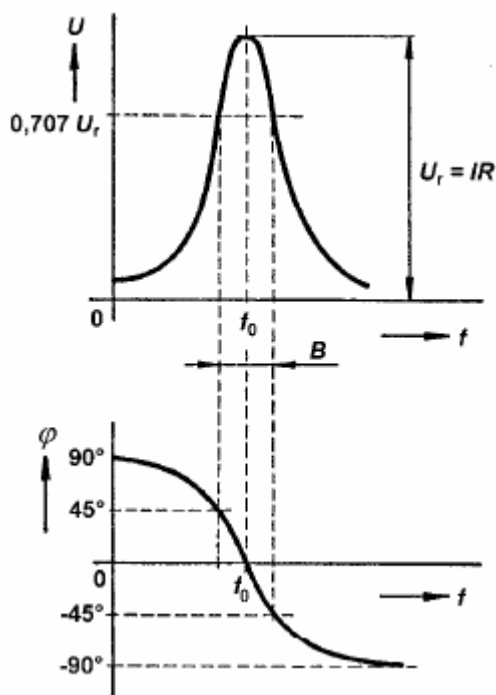
Grafické znázornění závislosti napětí U , při buzení obvodu ze zdroje proudu na kmitočtu f nebo ω se nazývá rezonanční křivka. Lze ji popsat vztahem (2.5)

$$U = \frac{I}{Y} = Z \cdot I = \frac{I}{\sqrt{G^2 + (\omega C - \frac{1}{\omega L})^2}} \quad (2.5)$$

kde U je napětí a I je proud. Činitel jakosti obvodu lze popsat vztahem (2.6)

$$Q = \omega_0 \cdot C \cdot R = \frac{R}{\omega_0 \cdot L} = \frac{R}{\sqrt{\frac{L}{C}}} = \frac{R}{Z_0} = \frac{\omega_0 \cdot C}{G} = \frac{1}{\omega_0 \cdot L \cdot G} \quad (2.6)$$

kde Q je činitel jakosti obvodu.

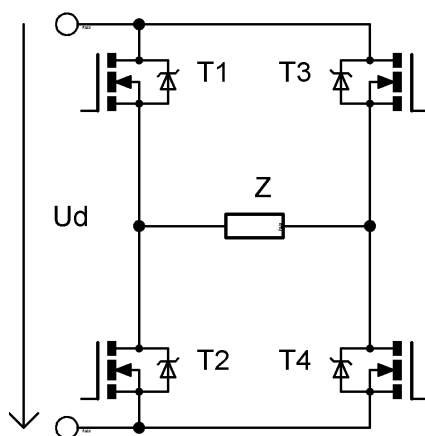


Obr. 2.4 Modulová a fázová charakteristika paralelního rezonančního obvodu [1]

3 TOPOLOGIE USPOŘÁDÁNÍ SPÍNAČŮ

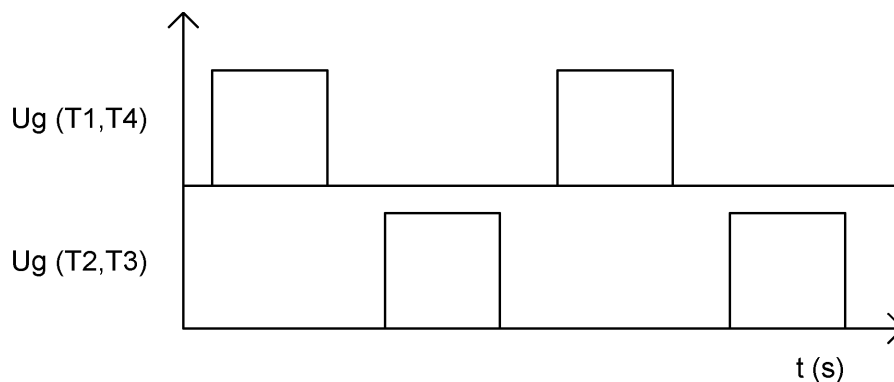
3.1 Můstkové zapojení

Plně můstkové zapojení jehož schéma je shodné se zapojením napěťového střídače je na obr. (3.1). Jedná se o jedno z často používaných zapojení ve výkonové technice. Toto zapojení je schopné pracovat ve všech čtyřech kvadrantech. Je také velmi často využíváno v zdrojích velkých výkonů nebo pro účely buzení budících transformátorů v zdrojích vyšší kvality. Jeho nevýhodou je vyšší počet tranzistorů a možnost tzv. prohoření. To je stav kdy dojde k sepnutí tranzistorů zapojených v příčce nad sebou.



Obr. 3.1 Můstkové zapojení

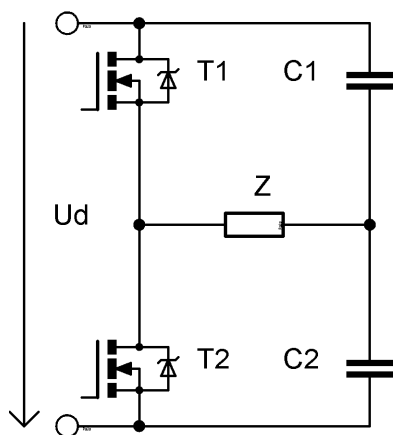
V plném můstku jsou vždy spínány tranzistory ležící v úhlopříčce. To je zřejmé z obr (3.2) na kterém je sled budících impulzů pro tranzistory.



Obr. 3.2 Budící signály tranzistorů v plném můstku

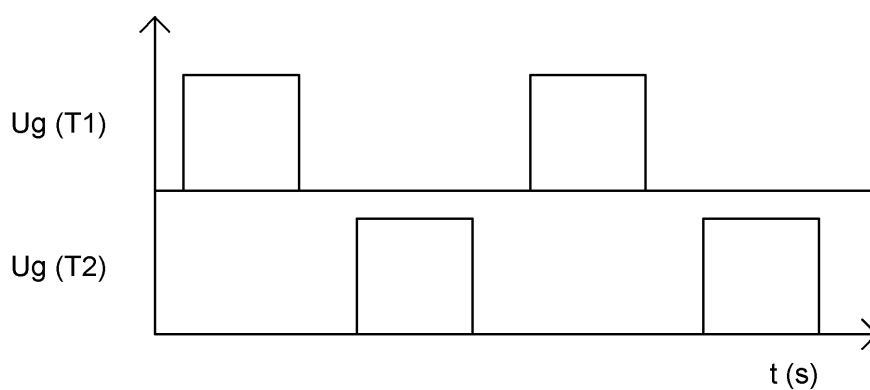
3.2 Půlmůstkové zapojení

Zapojení s polovičním můstkem na obr. (3.3) vznikne tak, že v zapojení plného můstku nahradíme jednu tranzistorovou větev kondenzátory.



Obr. 3.3 Půlmůstkové zapojení

Kondenzátory C_1 a C_2 tvoří kapacitní dělič. Z toho důvodu toto zapojení pracuje oproti zapojení plně můstkovému pouze s polovičním napájením na obecné impedanci Z . Na obecné impedanci Z zapojené v příčce můstku se střídavém spínání tranzistorů T_1 a T_2 může být napětí pouze $\pm 0,5 U_d$. Průběh budících signálů pro tranzistory ukazuje následující obr (3.4)

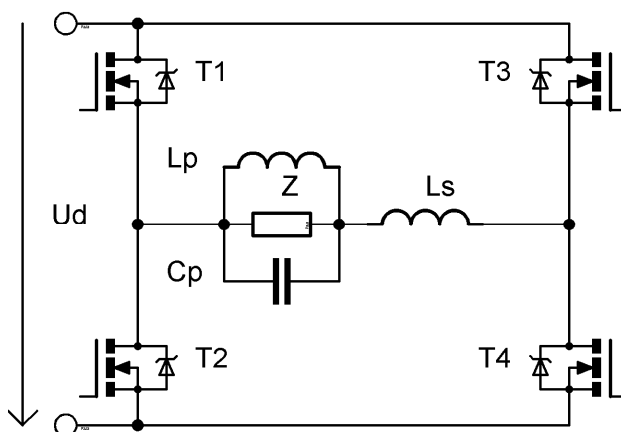


Obr. 3.4 Budící signály pro tranzistory v půlmůstkovém zapojení

4 POPIS REZONANČNÍCH ZDROJŮ

4.1 Paralelní rezonanční zdroj

V paralelním rezonančním obvodu je zátěž připojená paralelně k rezonančnímu kondenzátoru jak ukazuje obr. (4.1).



Obr. 4.1 Můstkové zapojení paralelního rezonančního zdroje

Tento zdroj má dobré regulační vlastnosti při chodu naprázdno. Při zkratu na obecné impedanci Z je proud sepnutými tranzistory omezen jen impedancí sériové rezonanční indukčnosti. Obvod vykazuje rezonanci na dvou frekvencích. Na kmitočtu f_p je rezonance paralelní a na kmitočtu f_s je rezonance sériová. Tyto rezonanční kmitočty je možné vypočítat podle vztahů (4.1) a (4.2)

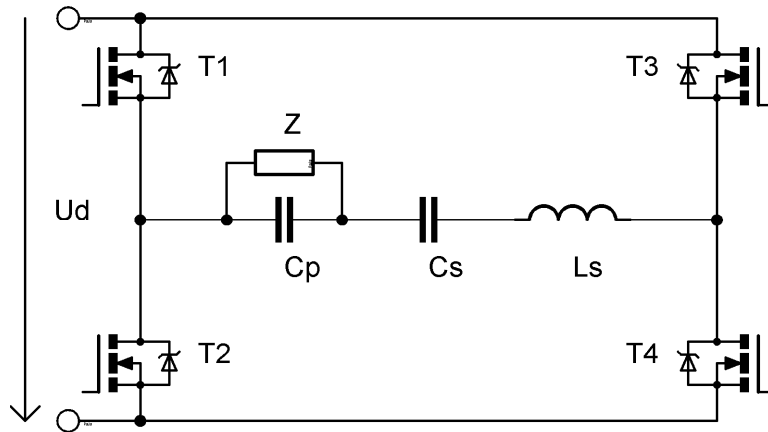
$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_p}} \quad (4.1)$$

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L_p \cdot L_s}{L_p + L_s} C_p}} \quad (4.2)$$

kde f_p je kmitočet paralelní rezonance, L_p je paralelní indukčnost, C_p je paralelní kondenzátor, f_s je kmitočet sériové rezonance a L_s je sériová indukčnost. I když se jedná o paralelní rezonanční obvod, musí zde být zařazena sériová indukčnost L_s . Tato indukčnost zajišťuje proudový charakter zdroje napájejícího paralelní rezonanční obvod a zabraňuje zkratu při spínání tranzistorů v době kdy je kondenzátor C_p vybitý.

4.2 Sériově – paralelní rezonanční zdroj

Zapojení tohoto zdroje se získá tak, že rozdělíme rezonanční kondenzátor v sériově rezonančním obvodu na dva a zátěž připojíme k jednomu z nich (obr. 3.2).



Obr. 4.2 Sériově-paralelní můstkový rezonanční zdroj

Tento zdroj může pracovat o stavu naprázdno až do stavu nakrátko a při velkých změnách vstupního napětí. Využití nachází např. ve svářecích invertorech velkých výkonů.

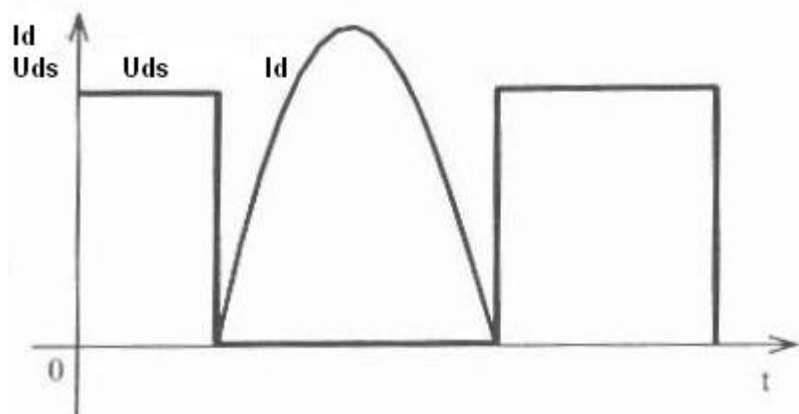
4.3 Sériový rezonanční zdroj

4.3.1 Rozbor sériového rezonančního zdroje

Základem zde překládaného rezonančního zdroje je sériový rezonanční obvod. Jedná se o zdroj s kompenzací rozptylu transformátoru sériovým kondenzátorem. Sériový rezonanční obvod tvoří rezonanční kondenzátor C_r a celková rozptylová indukčnost transformátoru přepočtená na primární stranu. Rozptylová indukčnost přepočtená na primární stranu je dána vztahem (4.3)

$$L_{R1} = L_{P1}(1 - k^2), \quad (4.3)$$

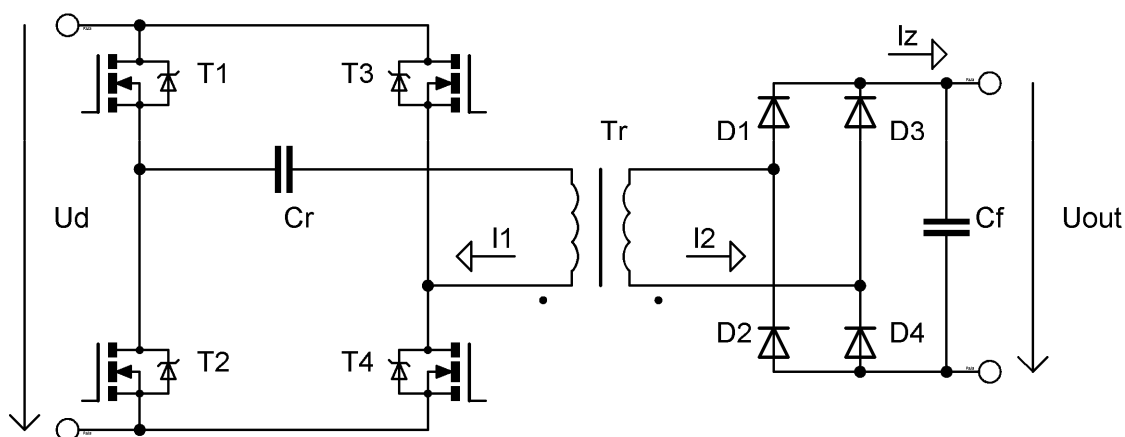
kde k je činitel vazby transformátoru, L_{P1} je indukčnost primárního vinutí a L_{R1} je rozptylová indukčnost přepočtená na primární stranu. Bude-li spínací frekvence tranzistorů stejná jako rezonanční frekvence sériového rezonančního obvodu, tak bude obvod naladěn v rezonanci a tranzistory zdroje budou spínat „měkce“, tedy bez přepínacích ztrát jak ukazuje obr (4.3). Výsledkem tedy bude zdroj s měkkým spínáním. Jeho výhodou je to, že tranzistory zdroje spínají a vypínají v době kdy jimi prochází nulový proud. Tato činnost má za následek nulové přepínací ztráty. V anglosaské literatuře je toto spínání označováno jako ZCS (Zero Current Switching).



Obr. 4.3 Průběh napětí a proud spínacím tranzistorem při ZCS [2]

Další výhodou provozu v režimu ZCS je i to, že zdroj může pracovat s velmi vysokým kmitočtem aniž by výrazným způsobem klesla jeho účinnost. Mezi další výhody popisovaného zdroje patří jeho napěťová tvrdost, která je dána naladěním sériové kapacity a rozptylové indukčnosti do rezonance. Další výhodou je omezená produkce rušení díky tomu, že tranzistory zdroje spínají a vypínají v nule proudu procházejícího tranzistorem a nulovém napětí na něm.

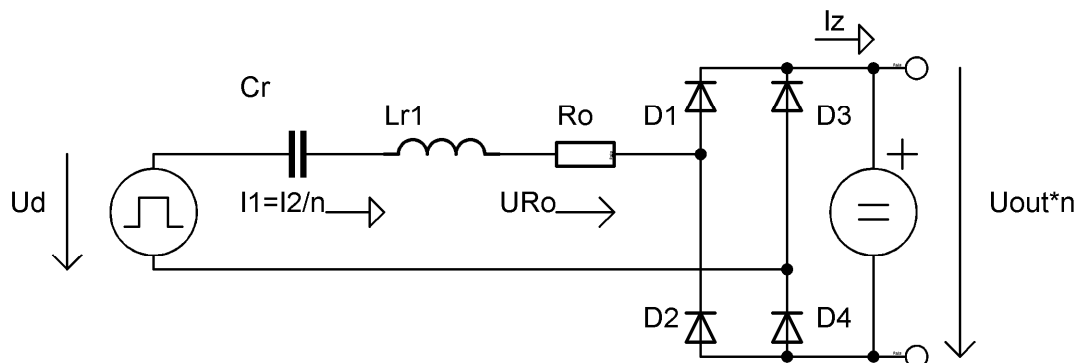
Základní schéma zapojení zdroje s kompenzací primární rozptylové indukčnosti je na obr. 4.4. V principu se jedná o dvojčinný propustný zdroj v plně můstkovém zapojení. Jediným rozdílem je to, že v sérii s primárním vinutím transformátoru je zapojen sériově kondenzátor, který kompenzuje primární rozptylovou indukčnost transformátoru. Vzhledem k tomu, že při rezonanci jsou napětí na rezonančním kondenzátoru a rozptylové indukčnosti stejná, ale s opačným znaménkem, dojde k jejich vyrušení. Transformátor se tedy chová jako tvrdý zdroj napětí.



Obr. 4.4 Základní zapojení můstkového rezonančního zdroje s kompenzací rozptylové indukčnosti

Tranzistory zdroje jsou spínány se střídou blízkou 0,5 a s konstantním kmitočtem. Jak je patrné z obr. 4.4, tak na výstupu není zařazena vyhlazovací tlumivka. Výstupní

filtrační kondenzátor C_F se proto nabíjí na špičkovou hodnotu sekundárního napětí. Tento kondenzátor ze střídavého hlediska tvoří zkrat, který se transformuje na primární stranu. Vlivem tohoto střídavého zkratu tak dominuje na primární straně pouze celková rozptylová indukčnost přepočtená na primární stranu L_{R1} . Nyní lze nakreslit odpovídající náhradní schéma (obr. 4.5).



Obr. 4.5 Náhradní schéma zdroje podle obr. 4.4

Nevýhodou právě popsaného řešení rezonančního zdroje je to, že u něj nelze regulovat výstupní napětí. Z toho plyne, že při změně vstupního napětí např. díky zvlnění napětí ve stejnosměrném meziobvodu zdroje se bude ve stejném rytmu měnit napětí výstupní. Toto se v praxi často zmírňuje vložení obvodu aktivní korekce výkonu (resp. vstupního fázového proudu) tzv. PFC (Power Factor Correction) mezi vstupní usměrňovač zdroje a stejnosměrný meziobvod.

4.3.2 Matematická analýza zdroje

Pomocí druhého Kirchhoffova zákona, zanedbá-li se úbytek na diodách výstupního usměrňovače, můžeme sestavit rovnici (4.4)

$$U_D - U_{OUT}n - U_{R0s} = 0 \quad (4.4)$$

kde U_D je napětí budícího zdroje, U_{out} výstupní napětí, n převod transformátoru a U_{R0s} střední hodnota napětí na rezistoru R_0 . Protože střední hodnota napětí na rezistoru R_0 by byla nulová při buzení ze zdroje harmonického průběhu, je třeba ji chápat jako střední hodnotou dvojcestně usměrněného napětí. Potom lze psát

$$U_{R0s} = \frac{2U_{R0m}}{\pi} = \frac{2I_{1m}R_0}{\pi} \quad [V] \quad (4.5)$$

kde U_{R0m} je maximální napětí na rezistoru R_0 , I_{1m} je maximální hodnota proudu primárním vinutím a R_0 ztrátový odpor. Je třeba poznamenat, že v rezonanci bude pouze první harmonická, pakliže bude budící napětí obdélníkového průběhu. Následuje vyjádření odporu R_0 pomocí činitele jakosti obvodu Q

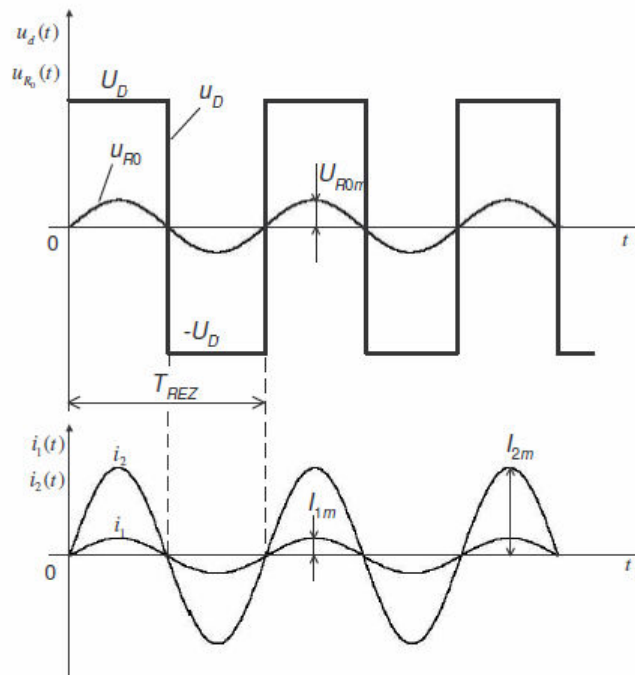
$$R_0 = \frac{2\pi f L_{R1}}{Q} \quad [\Omega] \quad (4.6)$$

kde f je frekvence budícího zdroje, L_{R1} rozptylová indukčnost transformátoru přepočtená na primární stranu a Q je činitel jakosti rezonančního obvodu. Pomocí rovnic (4.5) a (4.6) se získá rovnice kvadratická pomocí, které lze vypočítat potřebný převod transformátoru n

$$U_{\text{out}} n^2 - U_D n + \frac{I_{\text{out}} 2\pi f L_{R1}}{Q} = 0 \quad (4.7)$$

$$n = \frac{U_D \pm \sqrt{(-U_D)^2 - 4 \frac{U_{\text{out}} I_{\text{out}} 2\pi f L_{R1}}{Q}}}{2U_{\text{out}}} \quad (4.8)$$

Následující obr (4.6) ukazuje průběh napětí $u_d(t)$ na vstupu rezonančního obvodu, úbytek napětí na rezistoru $u_{R0m}(t)$, proud primárním vinutím $i_1(t)$ a proud sekundárním vinutím $i_2(t)$.

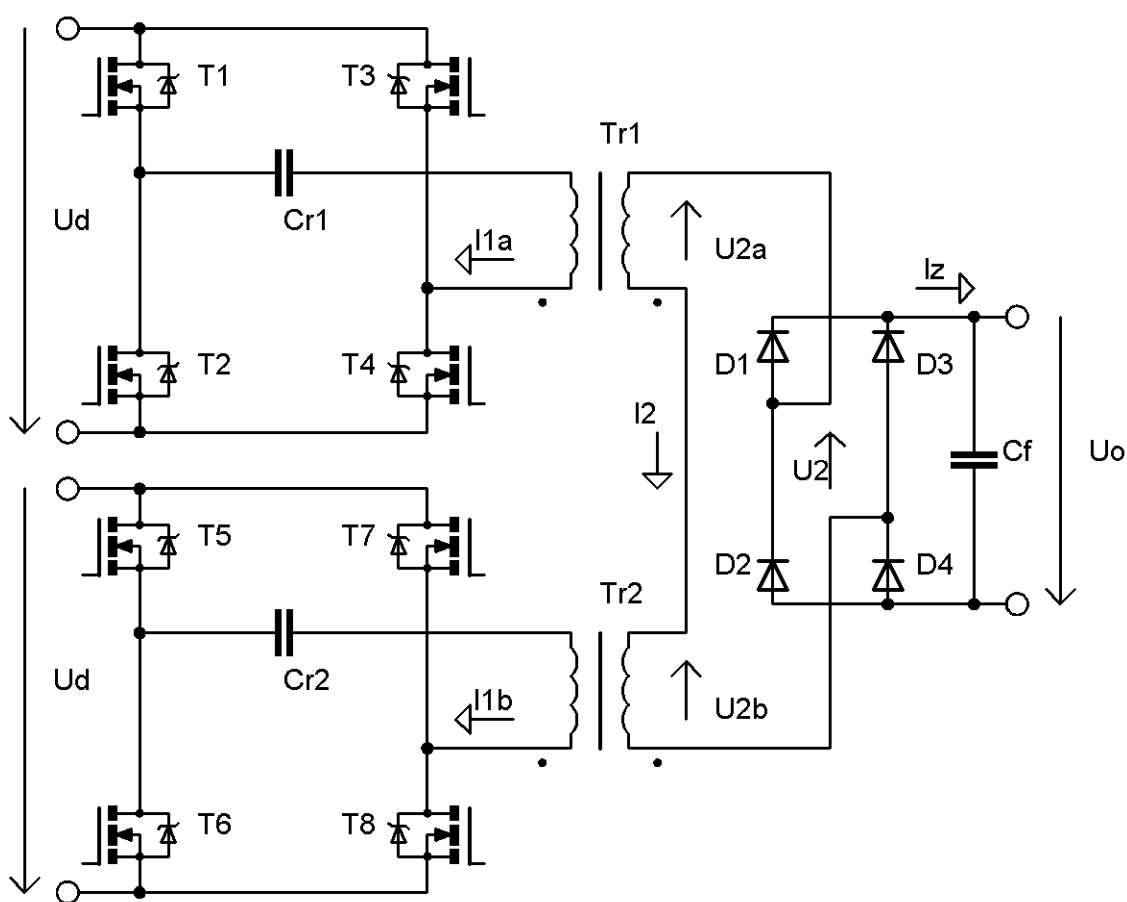


Obr. 4.6 Průběhy napětí a proudů ve zdroji podle obr. 4.4 [3]

4.3.3 Popis navrhovaného řešení

U základní varianty rezonančního zdroje s kompenzací rozptylové indukčnosti, jak již bylo zmíněno, nelze regulovat výstupní napětí. Navrhované řešení si klade za cíl odstranit negativní vlastnost zmíněného spínaného rezonančního zdroje s kompenzací rozptylu transformátoru jakou je nemožnost regulovat anebo alespoň udržovat konstantní výstupní napětí a naopak využít předností tohoto zapojení jakou je činnost v ZCS režimu.

Navrhované řešení, které vzniklo poměrně obsáhlou experimentální činností se skládá ze dvou identických rezonančních zdrojů v základním zapojení. Sekundární vinutí transformátorů jsou spojena do série. Tím vznikne z vnějšího pohledu vinutí jedno, které je připojeno na usměrňovač, jak ukazuje obr.(4.7)



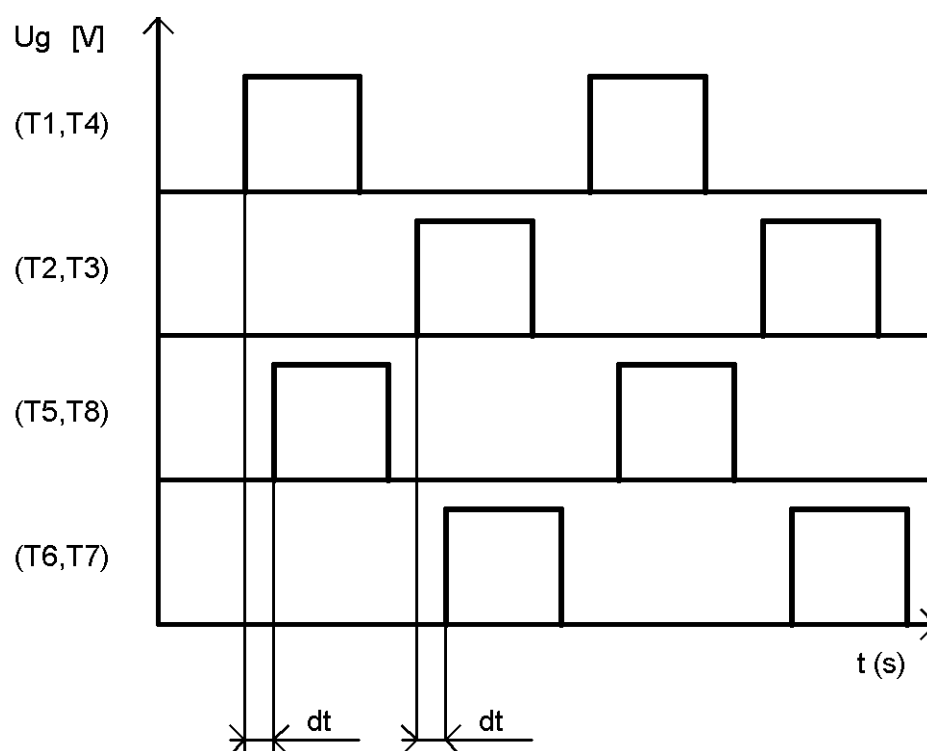
Obr. 4.7 Zapojení navrhovaného spínaného rezonančního zdroje s regulací výstupního napětí

Způsob regulace výstupního napětí je založen na možnosti sčítání a odečítání dvou signálů o stejném kmitočtu.

Matematický popis mimo stav kdy primárním vinutím teče proud sinusového průběhu není triviální a proto je v tomto tato diplomová práce otevřena k dalšímu zkoušení. V případě, že primárním vinutím transformátorů prochází proud sinusového průběhu (tj. jsou ve fázi), lze použít podobný matematický popis jako při matematickém

popisu základní varianty spínaného sériového rezonančního zdroje s kompenzací rozptylu transformátoru. Sinusový proud prochází primárním vinutím v případě, že fázový posun mezi výstupními napětími je nulový. Jakmile dojde posunu fáze mezi výstupními napětími, tak proud primárním vinutím již nemůže téci v celé periodě, ale teče pouze po dobu kdy mají výstupní napětí stejnou polaritu.

Budící signály tranzistorů navrhovaného zapojení jsou na obr. (4.8), kde dt značí vzájemný posun budících signálů mezi příslušnými tranzistory. Tranzistory zdroje opět spínají s konstantní frekvencí a střídou $D < 0,5$. Jak je patrné z obr. (4.8), tak signály pro tranzistory T_1, T_4 a T_2, T_3 resp. T_5, T_8 a T_6, T_7 jsou komplementární.



Obr. 4.8 Budící signály tranzistorů navrhovaného zapojení

Pakliže dojde k tomu, že $dt=0$ tj. k současnému sepnutí tranzistorů T_1, T_4 a T_5, T_8 tak poté dojde k nastavení maximálního možného napětí na výstupu zdroje (neuvažuje se zavedení zpětné vazby do řídicího obvodu). Pakliže tranzistory T_5, T_8 spínají v době kdy jsou sepnuté tranzistory T_2, T_3 , tak dojde k nastavení napětí nulového na výstupu zdroje.

Pakliže by došlo k tomu, že budou spínat pouze tranzistory v jednom z plných můstků, tak se měnič začne chovat stejně jako základní varianta na obr. (4.4).

5 NÁVRH SILOVÉ ČÁSTI ZDROJE

5.1 Parametry zdroje

- Vstupní napětí (250 – 385) V_{ss}
- Výstupní napětí regulovatelné v rozsahu (0 – 60) V
- Výstupní proud 30 A
- Spínací kmitočet $\approx 70\text{kHz}$
- Jádro ETD59
- Hmota jádra CF138

5.2 Návrh rezonančního obvodu

Rezonanční obvod je tvořen rozptylovou indukčností transformátoru přepočtenou na vstup a reálným kondenzátorem. Rozptylová indukčnost silně závisí na způsobu navinutí transformátoru. Její výpočet je velice komplikovaný. Proto návrh velikosti rezonančního kondenzátoru pro praktickou realizaci bude proveden až po navinutí transformátoru a změření jeho rozptylové indukčnosti. Rozptylovou indukčnost změříme tak, že zkratujeme sekundární vinutí a změříme indukčnost primárního vinutí. Výpočet velikosti rezonančního kondenzátoru provedeme ze zadané rezonanční frekvence a změřené rozptylové indukčnosti transformátoru podle Thomsonova vztahu (5.1)[1]

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{R1}C_{R1}}} \text{ [Hz]} \quad (5.1)$$

kde f_R je rezonanční frekvence, L_{R1} rozptylová indukčnost transformátoru přepočtená na primární stranu a C_{R1} je rezonanční kapacita.

5.3 Návrh výkonového transformátoru

Návrh počtu závitů primárního vinutí bude proveden stejně jako u dvojčinného můstkového propustného zdroje tak, aby nebylo překročeno maximální povolené sycení jádra transformátoru při maximálním vstupním napětím. Pro počet primárních závitů platí [4]:

$$N_1 = \frac{U_{Dmax} \cdot D_{max}}{2f_R B_m S_{Fe}} \quad (5.2)$$

$$N_1 = \frac{385,0,5}{2.70000.0,1.360.10^{-6}} = 38 \text{ závitů}.$$

kde N_1 počet závitů primárního vinutí transformátoru, U_{Dmax} je maximální napětí v stejnosměrném meziobvodu, D_{max} je střída spínání tranzistorů, f_r je spínací frekvence, B_m je maximální hodnota sycení jádra a S_{Fe} je plocha středního sloupku transformátoru.

Budeme-li uvažovat, že $Q = \infty$, pak pro převod transformátoru platí

$$n = \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_{Dmin}}{U_{2max} + U_{Diody}} \quad (5.3)$$

$$n = \frac{250}{30 + 3} = 6,9$$

kde n převodní poměr transformátoru, N_2 počet závitů sekundárního vinutí, U_{Dmin} minimální napětí v stejnosměrném meziobvodu, U_{2max} výstupní napětí jednoho z transformátorů a U_{Diody} úbytek na diodách ve výstupním usměrňovači. Pro počet závitů sekundárního vinutí platí

$$N_2 = \frac{N_1}{n} \quad (5.4)$$

$$N_2 = \frac{38}{6,9} = 6 \text{ závitů}.$$

Požadovaný výstupní proud I_{OUT} je 30 A. Maximální hodnota proudu sekundárním vinutím

$$I_{2m} = \frac{I_{out}\pi}{2} \text{ [A]} \quad (5.5)$$

$$I_{2m} = \frac{30\pi}{2} = 47,1 \text{ [A]}$$

Maximální proud primárním vinutím tedy bude

$$I_{1m} = I_{2m} \cdot \frac{1}{p} \text{ [A]} \quad (5.6)$$

$$I_{1m} = 47,1 \cdot \frac{1}{6,9} = 6,8 \text{ [A]}$$

Pro zvolenou povolenou proudovou hustotu $J = 2,5 \text{ A/mm}^2$ je možno vypočítat potřebné průřezy vodičů podle vztahu (5.7)

$$S = \frac{I}{J} \text{ [m}^2\text{]} \quad (5.7)$$

kde S je průřez vodiče, I efektivní hodnota proudu a J je proudová hustota ve vodiči. Nejprve je nutné vypočítat efektivní proudy primárními a sekundárními vinutím transformátoru. Pro vztah mezi efektivní a maximální hodnotou harmonického signálu platí

$$I = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \text{ [A]} \quad (5.8)$$

kde I je efektivní hodnota proudu vodičem. Primárním vinutím poteče proud I_1 o efektivní hodnotě

$$I_1 = \frac{6,8}{\sqrt{2}} = 4,8 \text{ [A]}$$

a efektivní hodnota proudu I_2 sekundárním vinutím

$$I_2 = \frac{47,1}{\sqrt{2}} = 33 \text{ [A]}$$

Potřebný průřez S_1 primárního vodiče

$$S_1 = \frac{4,8}{2,5} = 1,92 \text{ [mm}^2\text{]}$$

a sekundárního S_2

$$S_2 = \frac{33}{2,5} = 13,2 \text{ [mm}^2\text{]}.$$

5.4 Návrh polovodičových součástek

Při sepnutí patřičné dvojice tranzistorů v úhlopříčce jimi protéká proud o špičkové hodnotě až 6,8 A. Zároveň je nutno tranzistory dimenzovat s ohledem na maximální napětí v stejnosměrném meziobvodu zdroje. Pro tento zdroj byly vybrány tranzistory IRFP460 s parametry uvedenými v tab 5.1

Tab. 5.1 Parametry tranzistoru IRFP460 [5]

Symbol	Parametr	Hodnota	Jednotka
U_{DS}	Napětí drain - source	500	V
U_{GS}	Napětí gate – source	± 30	V
I_D	Proud drainem při 25 °C	18,4	A
I_D	Proud drainem při 100 °C	11,6	A
P_{TOT}	Celkový ztrátový výkon	220	W
R_{DSon}	Odpor v sepnutém stavu	0,27	Ω

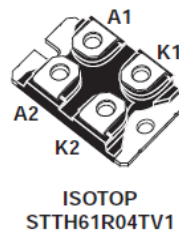
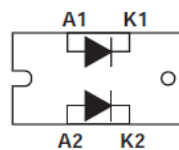
Výpočet vodivostních ztrát je dán vztahem (5.9)

$$P_{ONt} = I_1^2 R_{DSon} \text{ [W]} \quad (5.9)$$

$$P_{ONt} = 4,8^2 \cdot 0,27 = 6,22 \text{ [W]}$$

kde P_{ONt} ztrátový výkon jednoho tranzistoru, I_1 efektivní hodnota proudu tranzistorem a R_{DSon} odpor v sepnutém stavu.

Vzhledem k velkému výstupnímu proudu a tedy patřičnému ztrátovému výkonu na usměrňovacích diodách byly vybrány diody v pouzdře ISOTOP obr. (5.1), které jsou přišroubovány na chladič pomocí šroubů M4 a spojeny s ostatními částmi zdroje pomocí vodičů se silikonovou izolací. Pouzdro nemá na chladičové plošce žádný potenciál.



Obr. 5.1 Pouzdro diody výstupního usměrňovače [6]

Tab. 5.2 Parametry diod výstupního usměrňovače [6]

Symbol	Parametr	Hodnota	Jednotka
I_S	Střední hodnota proudu diodou	30	A
U_R	Závěrné napětí	400	V
T_{jm}	Maximální teplota přechodu	150	°C
U_F	Napětí v propustném směru	0,95	V
t_{rr}	Zotavovací doba	24	ns

Přibližný ztrátový výkon na jedné diodě dle [6]

$$P_{Dioda} = 0,9I_{out} + 0,01I_2^2 \text{ [W]} \quad (5.10)$$

$$P_{Dioda} = 0,9 \cdot 30 + 0,01 \cdot 33^2 = 38 \text{ [W]}$$

kde P_{dioda} je ztrátový výkon na jedné diodě.

Protože jsou vždy v činnosti čtyři tranzistory a dvě diody je celkový ztrátový výkon zdroje na polovodičových součástkách

$$P_{cel} = 4P_{ONt} + 2P_{Dioda} \text{ [W]} \quad (5.11)$$

$$P_{cel} = 4 \cdot 6,22 + 2 \cdot 38 = 100,88 \text{ [W]}$$

Z vypočtených ztrátových výkonů polovodičových prvků vyplývá možná účinnost zdroje (5.12)

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100 \text{ [%]} \quad (5.12)$$

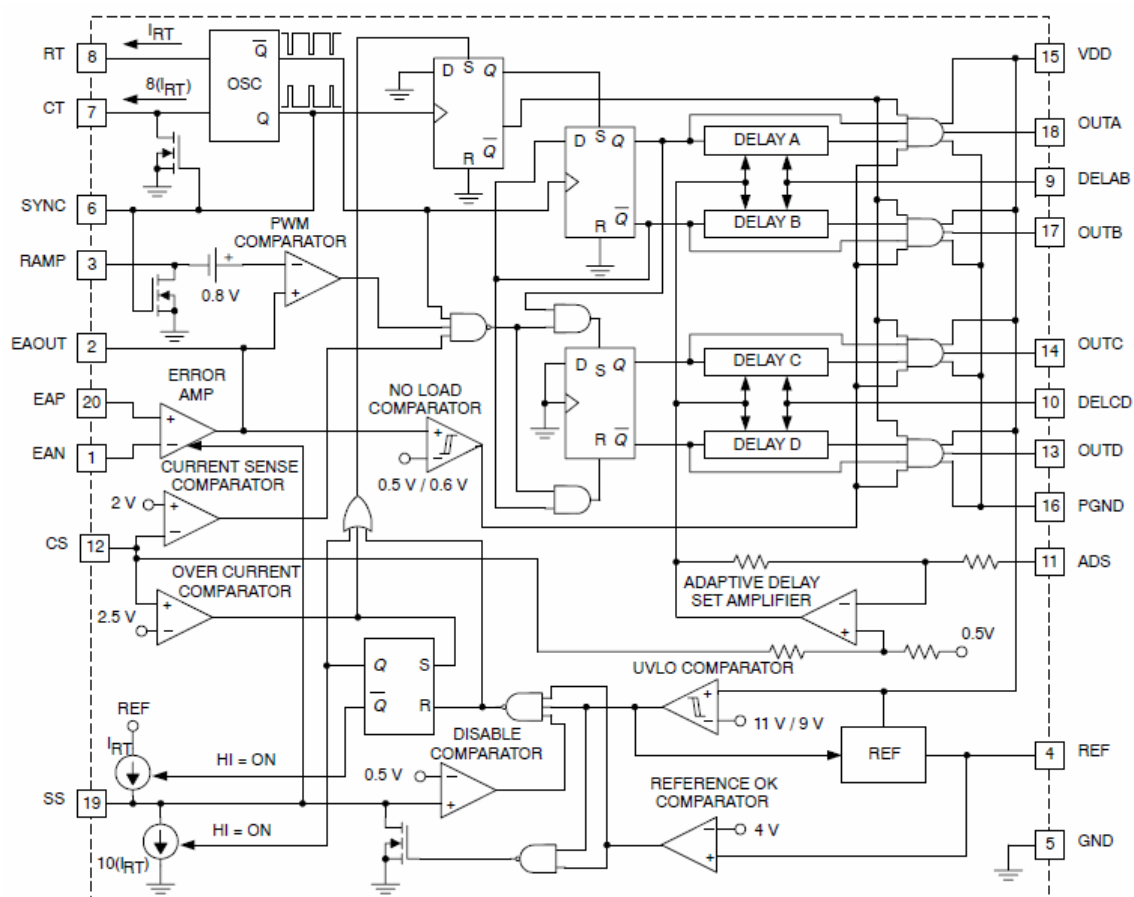
$$\eta = \frac{1800}{1900} \cdot 100 = 95 \text{ %}$$

kde η účinnost zdroje, P_{out} výstupní výkon zdroje a P_{in} vstupní výkon zdroje.

6 NÁVRH ŘÍDÍČÍHO OBVODU

6.1 Popis řídicího obvodu UCC2895

Vzhledem k složitosti řízení zdroje byl vybrán integrovaný obvod UCC2895 [6], který umožňuje nastavit fázový posuv mezi výstupními signály. Tento obvod byl navržen pro řízení spínaných zdrojů v zapojení polovičního můstku a plného můstku. Bez problému lze však použít i pro řízení zdroje s dvěma plnými můstkami. Vnitřní zapojení je a na obr. 4.1. Obvod pracuje při stejnosměrném napájecím napětí od 10 V do 17 V. Při poklesu napětí pod hodnotu 10 V přestane generovat budicí signály pro tranzistory. Povolený výstupní proud každého výstupu je 100 mA. Výstupy jsou tvořeny tranzistory typu mosfet. Dále následuje popis funkce jednotlivých vývodů tak, jak je uveden v katalogovém listu výrobce [6].



Obr. 6.1 Vnitřní zapojení obvodu UCC2895 [7]

ADS

Napětím na tomto vývodu se nastavuje poměr mezi maximální a minimální hodnotou mrtvého času na výstupu. Pokud je ADS přímo spojen s CS nedochází k vzájemnému zpoždění komplementárních výstupních signálu. Maximálnímu zpoždění dochází v případě, když ADS je spojen se zemí. V tomto případě je výstupní zpoždění 4x delší

když $CS = 0$ než když $CS = 2V$, ADS mění výstupní napětí na vývodu DEL_{AB} a DEL_{CD} podle vztahu 3.3

$$U_{DEL} = [0,75.(U_{CS} - U_{ADS})] + 0,5 \text{ [V]} \quad (6.1)$$

Napětí na vývodu ADS musí být v rozsahu 0 až 2,5 V a musí být nižší nebo rovno napětí na CS . DEL_{AB} a DEL_{CD} jsou upnuty k minimálnímu napětí 0,5V.

CS - (komparátor nadproudu)

Je připojen k invertujícímu vstupu komparátoru proudového snímače a neinvertujícímu vstupu nadproudového komparátoru a k ADS zesilovači.

C_T

Kondenzátor připojený na tento vývod společně s rezistorem R_T nastavuje kmitočet vnitřního oscilátoru řídicího obvodu. Oscilátor nabíjí časovací kondenzátor připojený mezi vývod C_T a zem vnitřním zdrojem proudu, který se nastavuje externě rezistorem připojeným mezi vývod R_T a zem. Napětí na tomto kondenzátoru má pilovitý průběh se špičkovou hodnotou napětí 2,35V. Oscilační kmitočet je určen vztahem (6.2)

$$t_{OSC} = \frac{5.R_T.C_T}{48} + 120.10^{-9} \text{ [s]} \quad (6.2)$$

Nastavení dead time se provádí rezistorem připojeným mezi zem a k vývodu 9 pro výstup A a B a vývodu DEL_{CD} pro výstupy C a D . Zpoždění v jednom z výstupních obvodů je možné nastavit podle (6.3)

$$t_{DEL} = \frac{25.10^{-12}.R_{DEL}}{U_{DEL}} + 25.10^{-9} \text{ [s]} \quad (6.3)$$

Ze vztahu 6.3 je patrné, že zpoždění nelze nastavit nulové, ale že jeho minimální hodnota je 25 ns. Nastavovací vývody DEL_{AB} a DEL_{CD} mohou poskytnout proud do nastavovacího rezistoru až 1 mA. Rezistory je tedy nutné vybrat tak, aby nedošlo k překročení tohoto proudu. Nastavené výstupní zpoždění může být zrušeno připojením vývodů DEL_{AB} a DEL_{CD} k vývodu V_{ref} .

EAP a EAN – Vstupy chybového zesilovače

Jeho výstup je interně připojen k neinvertujícímu vstupu PWM komparátoru, komparátoru bez zátěže a je svázán v interní struktuře k napětí rozjezdu (soft-start). Komparátor bez zátěže zavírá výstupní obvody pokud napětí na výstupu chybového zesilovače klesne pod hodnotu 500 mV a otevře výstupní obvody pokud napětí překročí hodnotu 600 mV.

OUT_A , OUT_B , OUT_C a OUT_D -Výstupy budičů

Jsou tvořeny tranzistory typu mosfet v komplementárním zapojení a jsou uzpůsobeny k řízení připojených externích tranzistorů stejného typu. Výstupy OUT_A a OUT_B jsou

plně komplementární a mohou pracovat se střídou blízkou 50 % a s polovinou periody oscilátoru. Výstupy OUT_C a OUT_B mají stejné parametry jako výstupy OUT_A a OUT_B . Výstup OUT_C resp. OUT_D je možné fázově posouvat vůči výstupu OUT_A resp. OUT_B .

RAMP - Invertující vstup PWM komparátoru

Tento vývod je určen k nastavení fázového posunu mezi výstupy. Během oživování řídicího obvodu bylo zjištěno, že tento vývod je potřeba spojit s vývodem pro časovací kondenzátor. Pokud je zapojen jak uvádí katalogové zapojení, tak pak dochází k skokové změně fázového posunu mezi řídicími signály.

REF - Napěťová reference

Jmenovitá hodnota reference je $5V \pm 1,2\%$. Proudová zatížitelnost je až 5 mA.

R_T - Časovací rezistor oscilátoru

Oscilátor pracuje tak, že nabíjí externí časovací kondenzátor z proudového zdroje, který se nastavuje právě časovacím rezistorem. Jeho hodnota se vypočte podle (6.4)

$$I_{RT} = \frac{3}{R_T} \text{ [A]} \quad (6.4)$$

Velikost rezistoru je možné volit v rozsahu 40 k Ω až 120 k Ω . Tento rezistor také nastavuje nabíjení a vybíjení kondenzátoru softstartu.

6.2 Návrh řídicí části zdroje

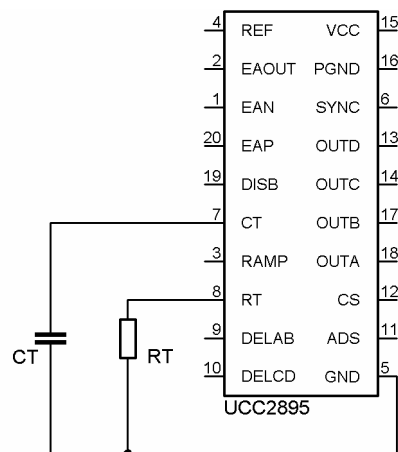
Jako první provedeme nastavení vnitřního oscilátoru obvodu. Jak již bylo zmíněno, nastavení kmitočtu se provádí zapojením kondenzátoru mezi vývod 7 – C_T a zem a rezistoru mezi vývod 8 – R_T a zem (obr. 6.1). Nejprve vybereme hodnotu kondenzátoru z rozsahu $C_T = (100 - 880) \text{ pF}$ a k němu vypočteme hodnotu rezistoru R_T ze vztahu (6.5)

$$t_R = \frac{1}{f_R} = \frac{5 \cdot R_T \cdot C_T}{48} + 120 \text{ [ns]} \quad (6.5)$$

Úpravou vztahu (6.1) získáme vzorec (6.5) pro přímý výpočet R_T

$$R_T = \frac{48 \cdot \left(\frac{1}{f_0} - 120 \cdot 10^{-9} \right)}{5 \cdot C_T} \text{ [\Omega]} \quad (6.6)$$

$$R_T = \frac{48 \cdot \left(\frac{1}{70000} - 120 \cdot 10^{-9} \right)}{5 \cdot 330 \cdot 10^{-12}} = 412 \text{ k}\Omega$$



Obr. 6.2 Nastavení oscilátoru řídicího obvodu

Dalším krokem je nastavení dead time mezi sepnutími jednotlivých tranzistorů. Nastavení je možné provést podle obr. 6.2 nezávisle pro dvojice komplementárních výstupů OUT_A , OUT_B a OUT_C , OUT_D . Návrh se provede shodně pro obě dvojice výstupů připojením rezistorů R_{DELab} a R_{DELcd} a zem (obr.6.7).

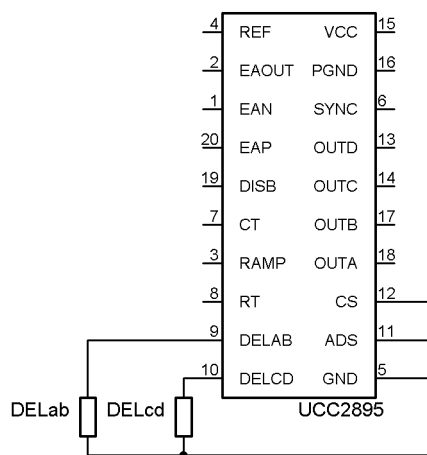
$$t_{DT} = \frac{(25 \cdot 10^{-12}) R_{DEL}}{U_{DEL}} + 25 \cdot 10^{-9} \text{ [s]} \quad (6.7)$$

$$U_{DEL} = [0,75 \cdot (U_{CS} - U_{ADS})] + 0,5 \text{ [V]} \quad (6.8)$$

kde t_{DT} je dead time, R_{DEL} rezistor pro nastavení dead time, U_{DEL} napětí na vývodech 9 a 10, U_{CS} napětí na vývodu 12, U_{ADS} napětí na vývodu 11. Úpravou vztahů (6.7) a (6.8) se získá vztah pro přímý výpočet rezistoru nastavující dead time

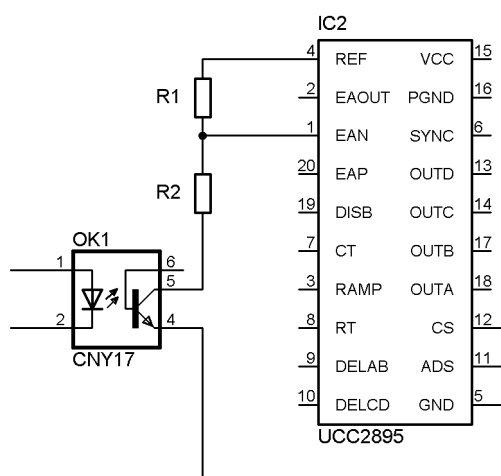
$$R_{DEL} = \frac{(t_{DT} - 25 \cdot 10^{-9}) \cdot ((0,75 \cdot (U_{CS} - U_{ADS})) + 0,5)}{(25 \cdot 10^{-12})} \text{ [\Omega]} \quad (6.9)$$

$$R_{DEL} = \frac{(10^{-6} - 25 \cdot 10^{-9}) \cdot (0,5)}{(25 \cdot 10^{-12})} = 19,5 \text{ k}\Omega$$



Obr. 6.3 K popisu nastavení dead time

Regulace výstupního napětí se provádí, posunem fáze budících signálů pro tranzistory v jednom z můstků. Tento posuv zajišťuje řídicí obvod podle napětí na neinvertujícím vstupu operačního zesilovače (obr. 6.4). Přivedením napětí na vstupní svorky optočlenu dochází spojitě k snižování napětí na kladném vstupu operačního zesilovače (*EAN*) a tím ke změně fázového posunu mezi napětími na sekundárních vinutích transformátorů.



Obr. 6.4 K popisu nastavení regulační smyčky zdroje

Při sepnutí tranzistoru optočlenu klesne napětí na invertujícím vstupu operačního zesilovače na hodnotu danou děličem složeného z odporů R_1 a R_2 (úbytek na napětí na optočlenu je zanedbán) danou vztahem (6.10)

$$U_{EAN} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_{REF} \text{ [V]} \quad (6.10)$$

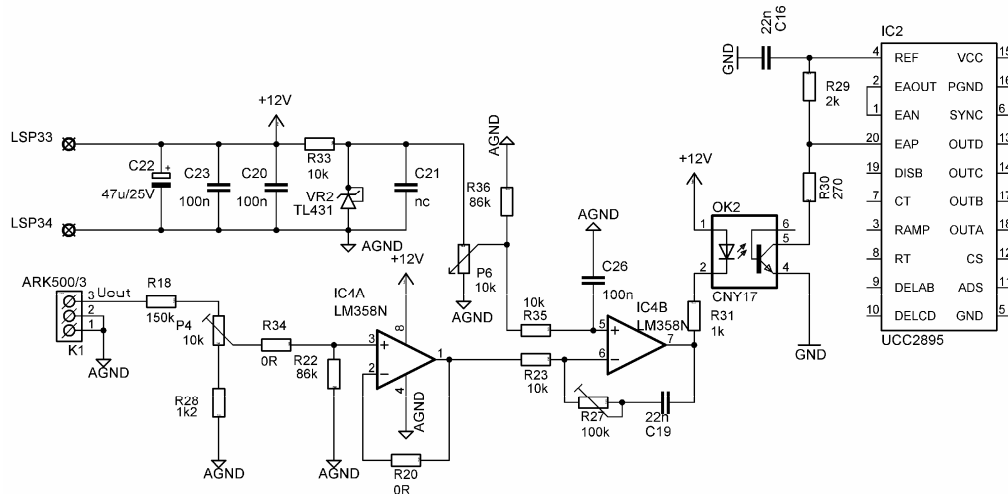
Dělicí poměr je třeba nastavit tak, aby při sepnutí optočlenu kleslo napětí na jeho výstupu právě na hodnotu 600 mV. Pomocí této úvahy úpravy vztahu (6.10) vypočteme

velikost rezistoru R_2 .

$$R_2 = \frac{U_{EAN} \cdot R_1}{U_{REF} - U_{EAN}} [\Omega] \quad (6.11)$$

$$R_2 = \frac{0,6 \cdot 2000}{5,1 - 0,6} = 270 \Omega$$

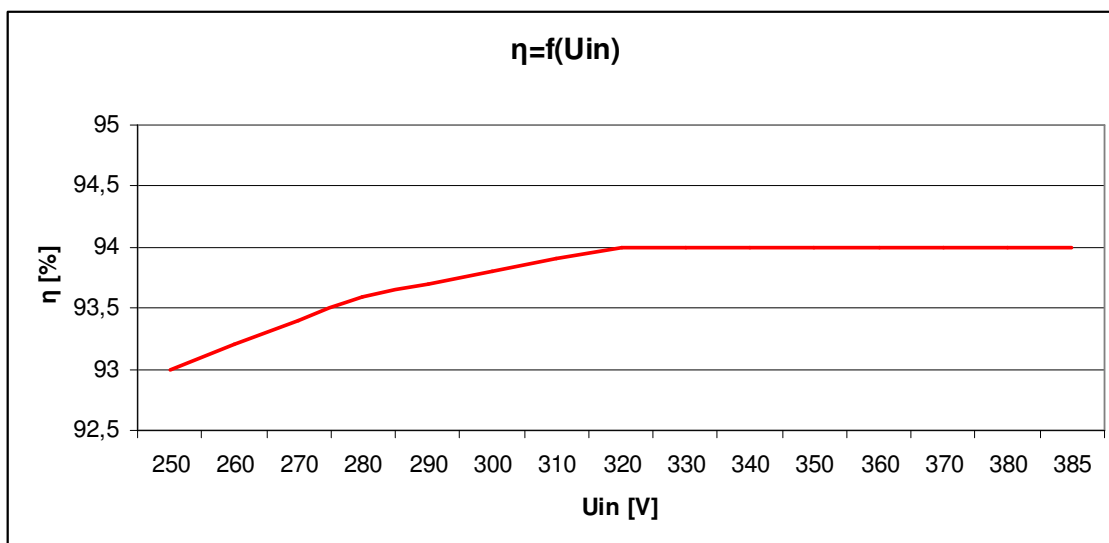
Výstupní napětí je přiváděno do konektoru K_1 na desce řízení. Vstupním děličem je snížena jeho hodnota, tak aby bylo možné zpracovat dalšími obvody. Operační zesilovač $IC4_B$ zapojený jako zesilovač se zesilením $A \approx 1$ zde pracuje jako impedanční převodník.



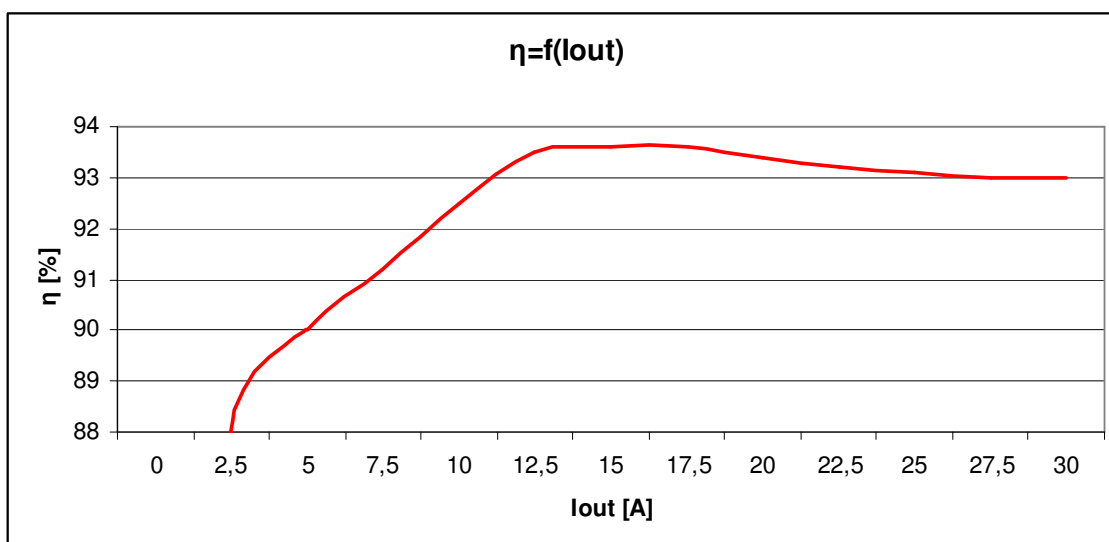
Obr. 6.5 K popisu regulace řízení zdroje

Regulaci výstupního napětí zajišťuje operační zesilovač $IC4_B$ zapojený jako proporcionálně integrační regulátor. Na kladný vstup je přivedeno referenční napětí přes potenciometr P_6 , které regulátor porovnává s napětím výstupním. Pokud se výstupní napětí zvětší, tak dojde k tomu, že se na jeho výstupní napětí začne snižovat a začne se rozsvěcovat dioda v optočlenu OK_2 . Výstupní tranzistor optočlenu ve spolupráci s napěťovým děličem, jehož je součástí, sníží napětí na vstupu řídicího obvodu a ten posune řídicí signály pro tranzistory tak, aby došlo ke snížení výstupního napětí.

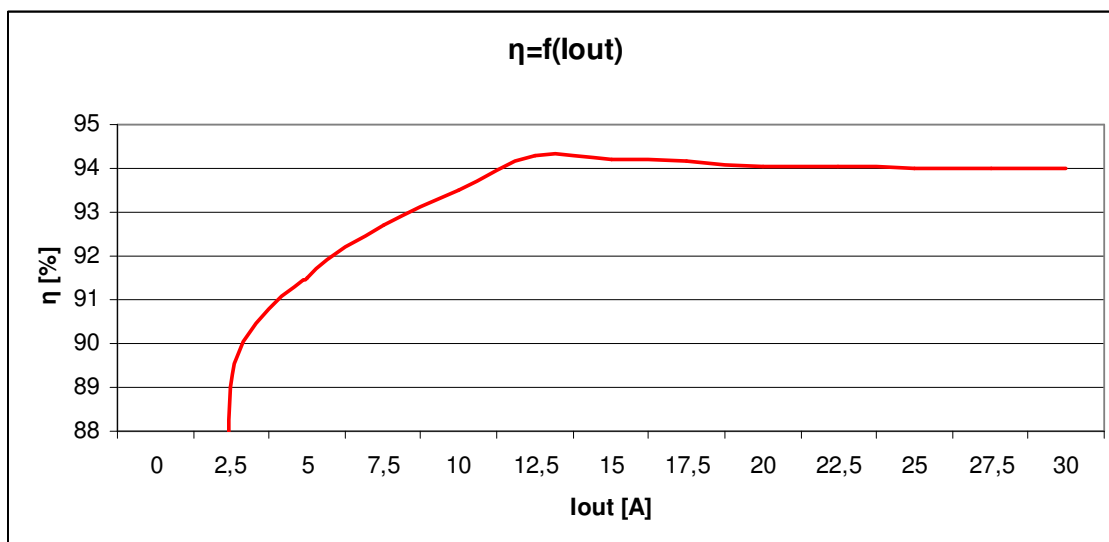
7 VÝSLEDKY MĚŘENÍ



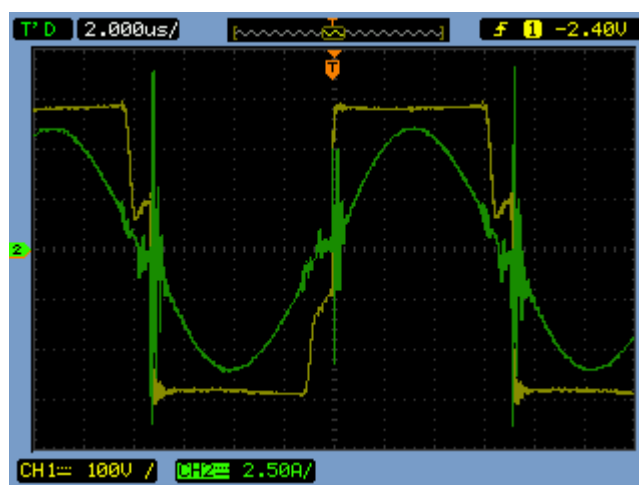
Obr. 7.1 Závislost účinnosti zdroje na vstupním napětí při výstupním napětí 60 V a proudu 30 A



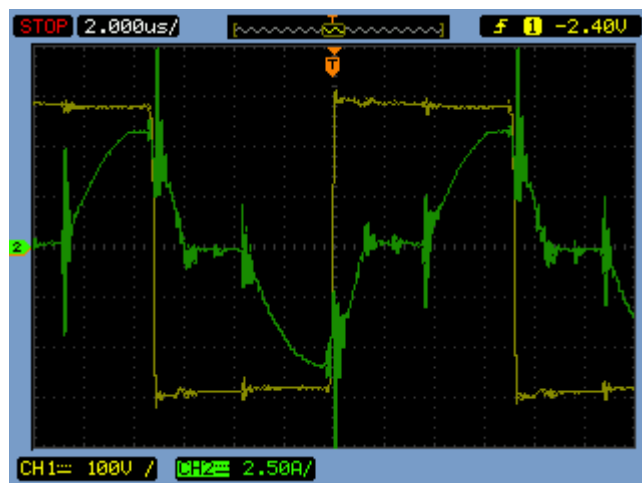
Obr. 7.2 Závislost účinnosti zdroje na výstupním proudu při výstupním napětí 250 V



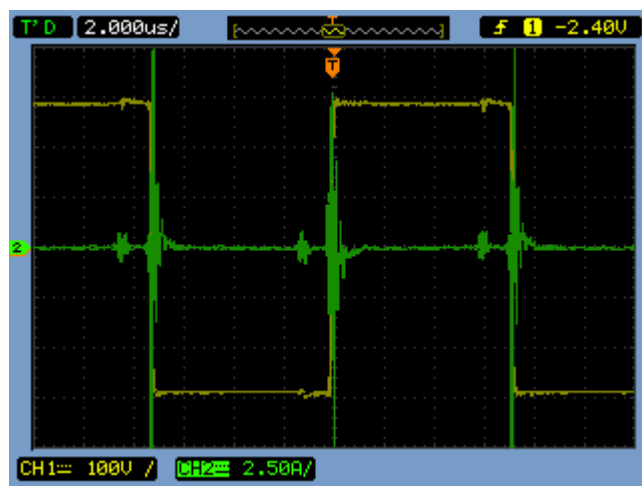
Obr. 7.3 Závislost účinnosti zdroje na výstupním proudu při výstupním napětí 385 V



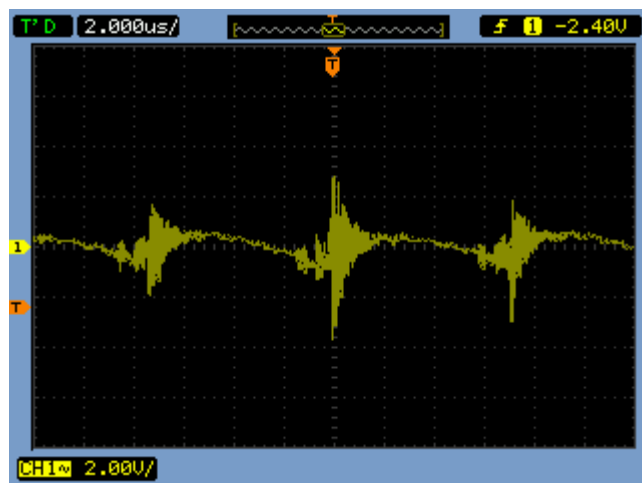
Obr. 7.4 Napětí (žlutě) na vstupu rezonačního obvodu a proud (zeleně) v primárním vinutí transformátoru při fázovém posunu budících signálů o 0°



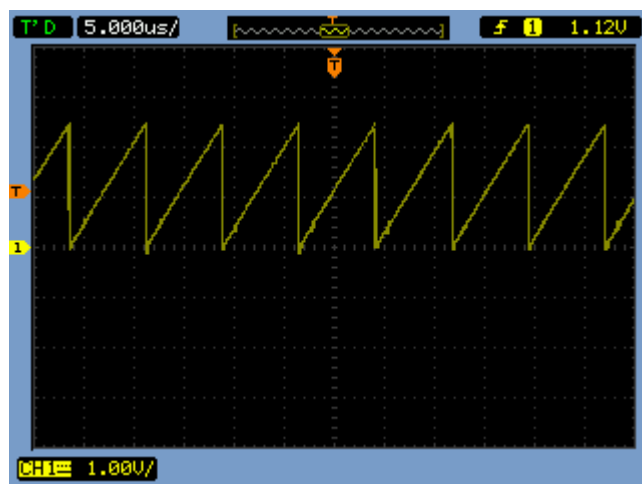
Obr. 7.5 Napětí (žlutě) na vstupu rezonačního obvodu a proud (zeleně) v primárním vinutí transformátoru při fázovém posunu budících signálů o 90°



Obr. 7.6 Napětí (žlutě) na vstupu rezonačního obvodu a proud (zeleně) v primárním vinutí transformátoru při fázovém posunu budících signálů o 180°



Obr. 7.7 Zvlnění výstupního napětí při plném výkonu zdroje



Obr. 7.8 Napětí na časovacím kondenzátoru řídicího obvodu

8 ZÁVĚR

Tato práce se zabývá návrhem a konstrukcí spínaného rezonančního zdroje v plně můstkovém zapojení s možností regulace výstupního napětí. V první kapitole je proveden rozbor zadání. V kapitole druhé je uveden popis sériového a paralelního rezonančního obvodu. Třetí kapitola popisuje můstkové a půlmůstkové zapojení. Ve čtvrté kapitole uveden popis principiálních zapojení rezonančních zdrojů s důrazem na vybranou topologii. Je zde proveden rozbor sériového rezonančního zdroje s kompenzací rozptylu transformátoru a provedena matematická analýza zdroje ze kterého se vycházelo při návrhu konstruovaného zdroje. Dále je v této kapitole uveden princip regulace výstupního napětí konstruovaného zdroje a objasněn princip řízení tranzistorů zapojených v můstku. V kapitole páté je proveden návrh výkonového transformátoru, princip návrhu rezonančního obvodu a popis vybraných polovodičových prvků. Kapitola šestá se zabývá popisem řídicího obvodu zdroje a výpočtem externích součástek. V závěru kapitoly je uveden popis napěťové regulační smyčky.

V rámci této práce byly vytvořeny dva funkční prototypy navrhovaného zdroje, které jsou obvodově identické. Rozdíl je pouze v mechanické konstrukci. Druhý prototyp vznikl z toho důvodu, aby jej bylo možno snadněji přenášet. V kapitole sedmé jsou uvedeny výsledky měření účinnosti a vybrané oscilogramy. Změřená účinnost zdroje se přibližuje k účinnosti vypočtené. Dále byli vytvořeny kompletní konstrukční podklady jako je schéma zapojení, desky plošných spojů, podklady pro osazení desek plošných spojů a soupisky součástek, které jsou uvedeny v příloze.

Změřená rozptylová indukčnost se u všech vyrobených transformátorů pohybovala v rozsahu 47 až 50 uH. K této změřené hodnotě byly vybrány kondenzátory s hodnotou 100 nF s obchodním označením KPI 349S, které jsou určeny pro velké proudy pulsního charakteru. Z těchto hodnot matematicky vychází rezonanční kmitočet cca 71 až 73 kHz. Při zatěžování zdroje bylo zjištěno, že s rostoucím odběrem proudu ze zdroje se mírně mění rezonanční frekvence. Tento negativní jev by bylo možné odstranit např. použitím fázového závěsu. Protože se však jednalo o změnu v jednotkách kHz bylo od tohoto řešení nakonec upuštěno.

Sekundární vinutí bylo u všech kusů realizováno vysokofrekvenčním lankem o průřezu 12 mm². Během měření bylo naměřeno zvýšení teploty na povrchu transformátorů přibližně o 23 °C a na povrchu rezonančních kondenzátorů o 12 °C po asi dvou hodinovém provozu při konstantní plné zátěži, při maximálním vstupním napětí a přibližně konstantní teplotě v místnosti.

Během experimentování bylo naměřeno s danými transformátory minimální nastavitelné napětí 200 mV při vstupním napětí 385 V. Což lze považovat za skvělý výsledek.

Je nutné zdůraznit, že cílem této práce bylo navrhnout silovou část zdroje a experimentálním způsobem ověřit předložený princip regulace napětí. To znamená způsobem, který podle zjištění autora nebyl dosud nikde publikován. Jedná se tedy o nové řešení regulace výstupního napětí u spínaného rezonančního zdroje pracujícího v celém rozsahu regulace s konstantním spínacím kmitočtem a s konstantní střídou spínání.

LITERATURA

- [1] HANUS, S., SVAČINA, J. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika*. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2008.
- [2] FAKTOR, Z. *Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje*, 1. vydání. BEN – technická literatura, Praha, 2002, 248 s. ISBN 80-86056-91-0
- [3] VOREL, P. *Řídící členy v elektrických pohonech*. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2008.
- [4] PATOČKA, M. *Vybrané statě z výkonové elektroniky svazek IV*. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2006
- [5] Katalogový list tranzistoru IRFP460 – [cit. 15. května 2011]. Dostupné na WWW: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irfp460.pdf>>
- [6] Katalogový diody STTH61R04TV1 – [cit. 15. května 2011]. Dostupné na WWW: <http://www.st.com/internet/com/TECHNICAL_RESOURCES/TECHNICAL_LITERATURE/DATASHEET/CD00156059.pdf>
- [7] Katalogový list integrovaného obvodu UCC2895 – [cit. 15. května 2011]. Dostupné na WWW: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ucc2895.pdf>>

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

B_m	Maximální sycení jádra transformátoru
C	Kapacita
C_F	Filtrační kapacita
C_p	Paralelní kapacita
C_r	Rezonanční kapacita
C_{R1}	Rezonanční kompenzační kapacita
D	Střída spínání tranzistorů
D_{max}	Maximální střída spínání tranzistorů
dt	Vzájemný posun mezi řídícími signály
f	Frekvence
f_p	Frekvence paralelní rezonance
f_s	Frekvence sériové rezonance
f_r	Rezonanční frekvence
G	Vodivost
I	Efektivní hodnota proudu
I_D	Proud drainem tranzistoru
I_{OUT}	Výstupní stejnosměrný proud zdroje
I_{RT}	Proud časovacím rezistorem řídícího obvodu
I_1	Efektivní hodnota proudu primárním vinutím
I_{1m}	Maximální hodnota proudu sekundárním vinutí
I_2	Efektivní hodnota proudu primárním vinutím
I_{2m}	Maximální hodnota proudu sekundárním vinutí
J	Proudová hustota
k	Činitel vazby transformátoru
L	Indukčnost
L_p	Paralelní indukčnost
L_{p1}	Indukčnost primárního vinutí
L_{R1}	Rozptylová indukčnost přepočtená na primární stranu transformátoru
L_s	Sériová indukčnost

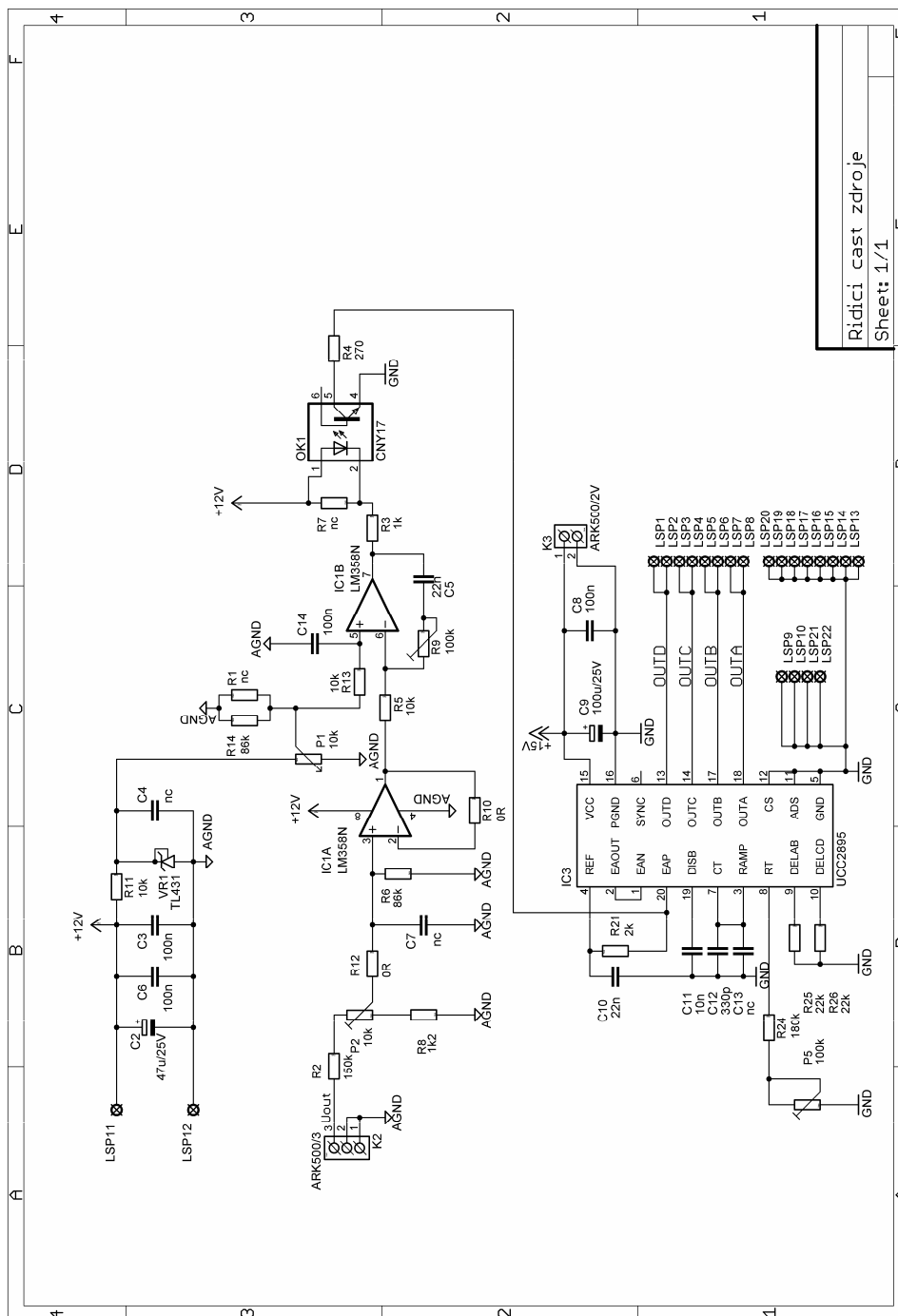
n	Převod transformátoru
N_1	Počet závitů primárního vinutí transformátoru
N_2	Počet závitů sekundárního vinutí transformátoru
PFC	Power Faktor Correction, korekce vstupního výkonu
P_{ONt}	Celkový ztrátový výkon tranzistoru
P_{TOT}	Celkový dovolený ztrátový výkon tranzistoru
PWM	Pulse Width Modulation, pulzně šířková modulace
Q	Činitel jakosti rezonančního obvodu
R_{DSon}	Odpor mezi drainem a sourcem tranzistoru v sepnutém stavu
R	Odpor
S	Proudová hustota
S_{Fe}	Průřez středního sloupku jádra transformátoru
S_1	Průřez primárního vinutí
S_2	Průřez sekundárního vinutí
t_{DT}	Dead time, mrtvá doba
t_{OSC}	Kmitočet vnitřního oscilátoru řídicího obvodu
U	Efektivní hodnota napětí
U_{ADS}	Napětí na vývodu ADS řídicího obvodu
U_{CS}	Napětí na vývodu CS řídicího obvodu
U_D	Napětí stejnosměrného meziobvodu zdroje
U_{EAN}	Napětí na invertujícím vstupu řídicího obvodu
U_{DEL}	Napětí pro nastavení zpoždění řídicího obvodu
U_{Diody}	Úbytek napětí na diodách výstupního usměrňovače
U_{Dmax}	Maximální napětí stejnosměrného meziobvodu zdroje
U_{Dmin}	Minimální napětí stejnosměrného meziobvodu zdroje
U_{DS}	Napětí drain – source tranzistoru
U_{GS}	Napětí gate – source tranzistoru
U_{OUT}	Výstupní napětí zdroje
U_{R0s}	Střední hodnota napětí
U_{REF}	Vnitřní referenční napětí řídicího obvodu
U_{1m}	Maximální hodnota napětí na sekundárním vinutí

U_{2m}	Maximální hodnota napětí na sekundárním vinutí
X	Reaktance
Y	Admitance obvodu
Z	Impedance
Z_0	Charakteristická impedance obvodu
ZCS	Zero current switching, spínání při nulovém proudu
γ	Úhel
η	Účinnost zdroje
ω	Kruhová frekvence
ω_0	Kruhová rezonanční frekvence

SEZNAM PŘÍLOH

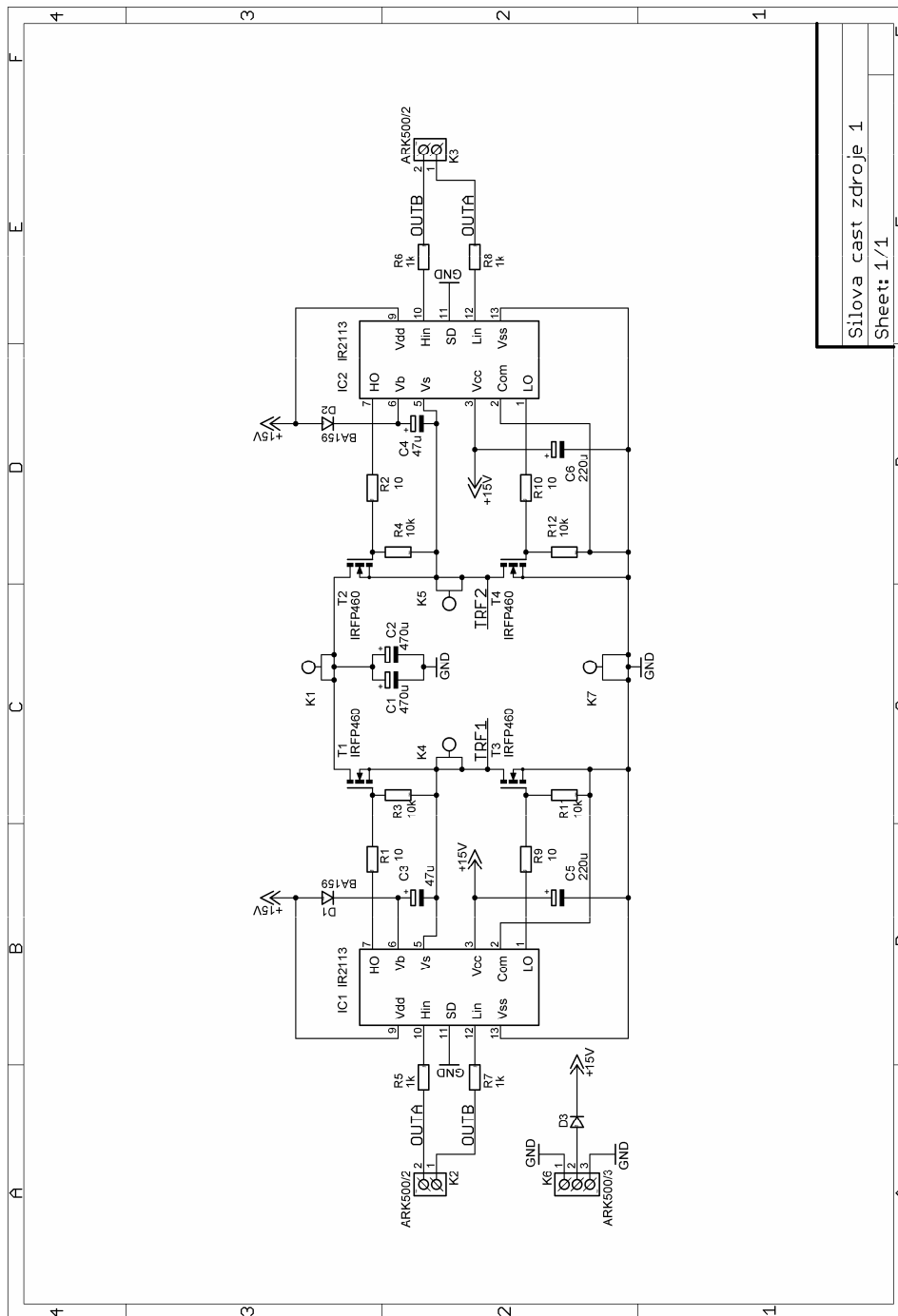
A	Schéma zapojení	37
B	Deska plošného spoje – top (strana součástek)	42
C	Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)	43
D	Rozložení součástek	47
E	Seznam součástek	50
F	Fotodokumentace	54

A SCHÉMA ZAPOJENÍ



Rídící část zdroje
Sheet: 1/1

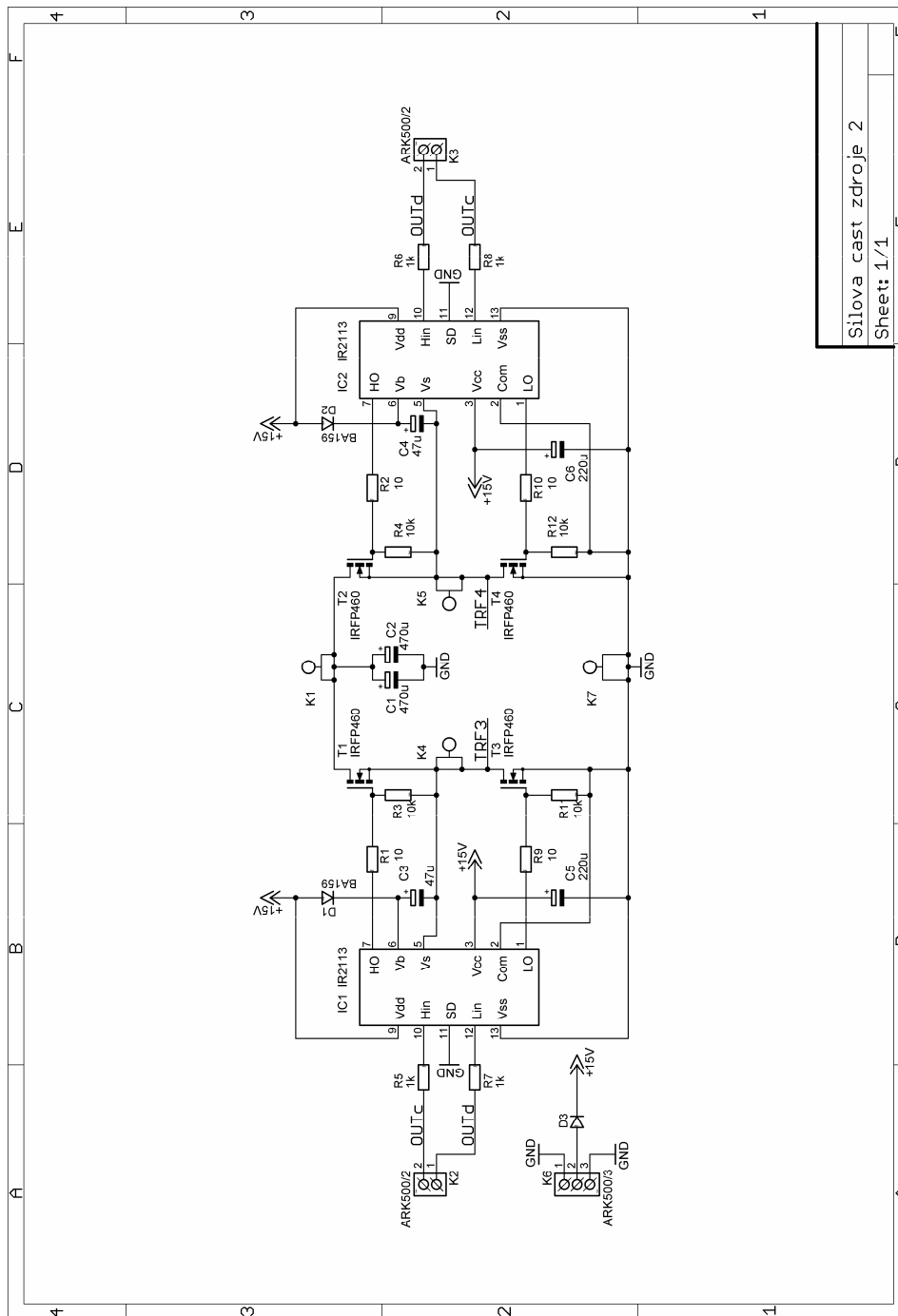
A1 - Řídící část zdroje



Silova cast zdroje 1

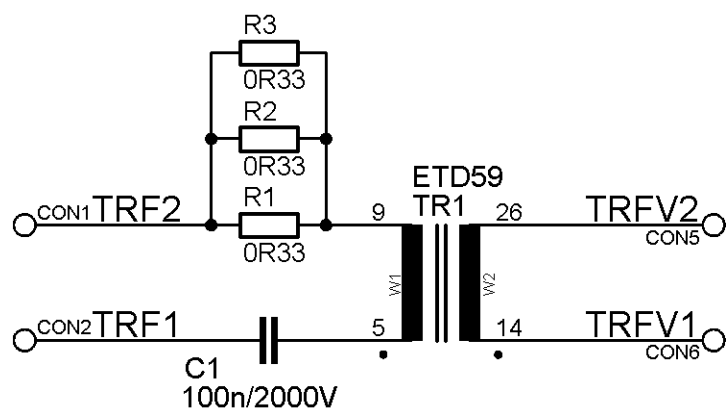
Sheet: 1/1

A2 - Silová část zdroje 1

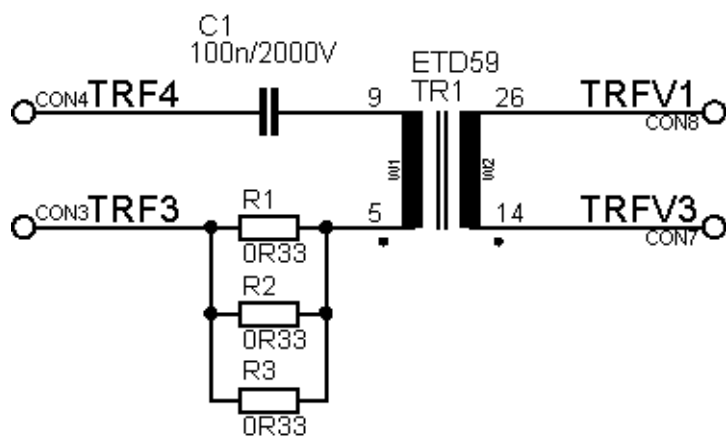


Silová část zdroje 2
Sheet: 1/1

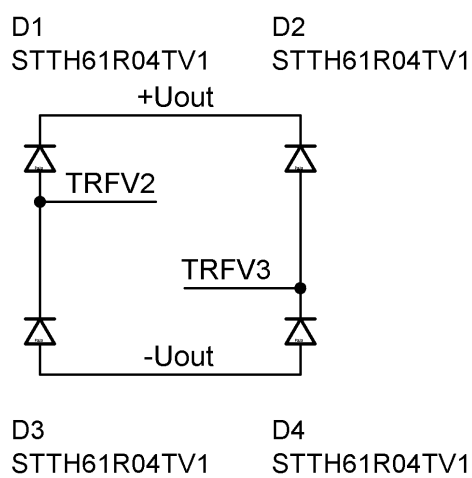
A3 - Silová část zdroje 2



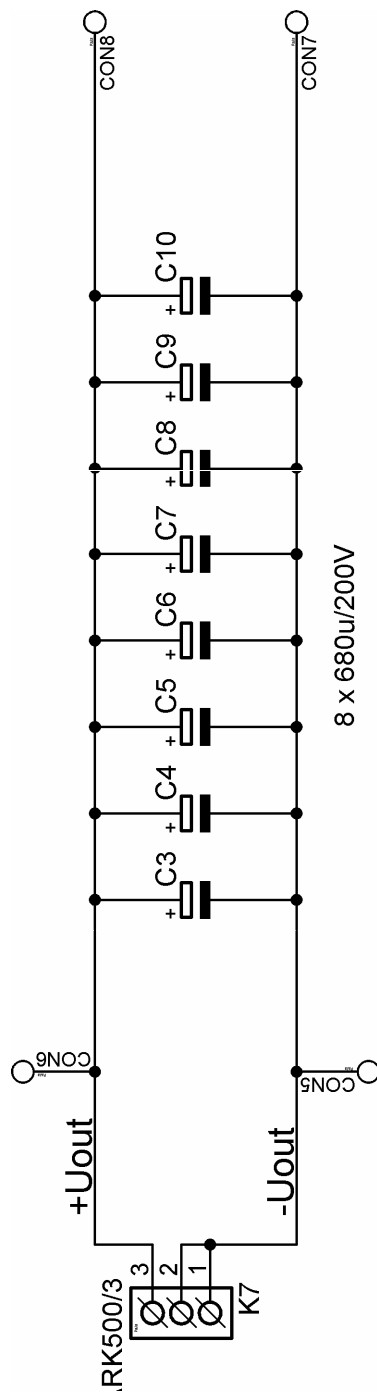
A4 – Transformátorová část zdroje 1



A5 – Transformátorová část zdroje 2

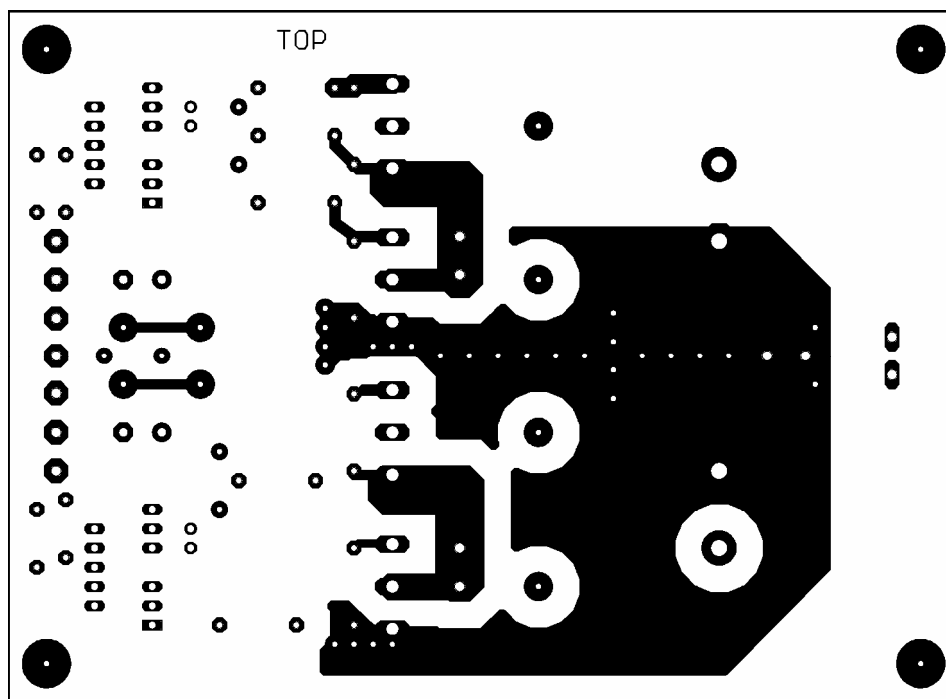


A6 – Schéma zapojení výstupního usměrňovače



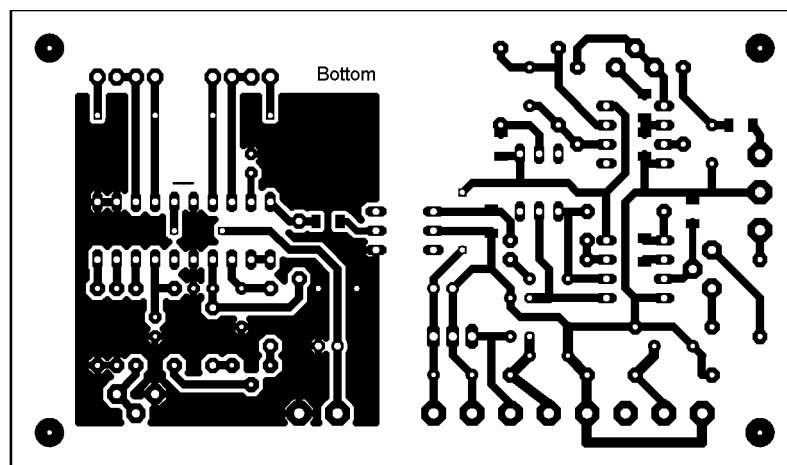
A7 – Výstupní část zdroje

B DESKA PLOŠNÉHO SPOJE – TOP (STRANA SOUČÁSTEK)

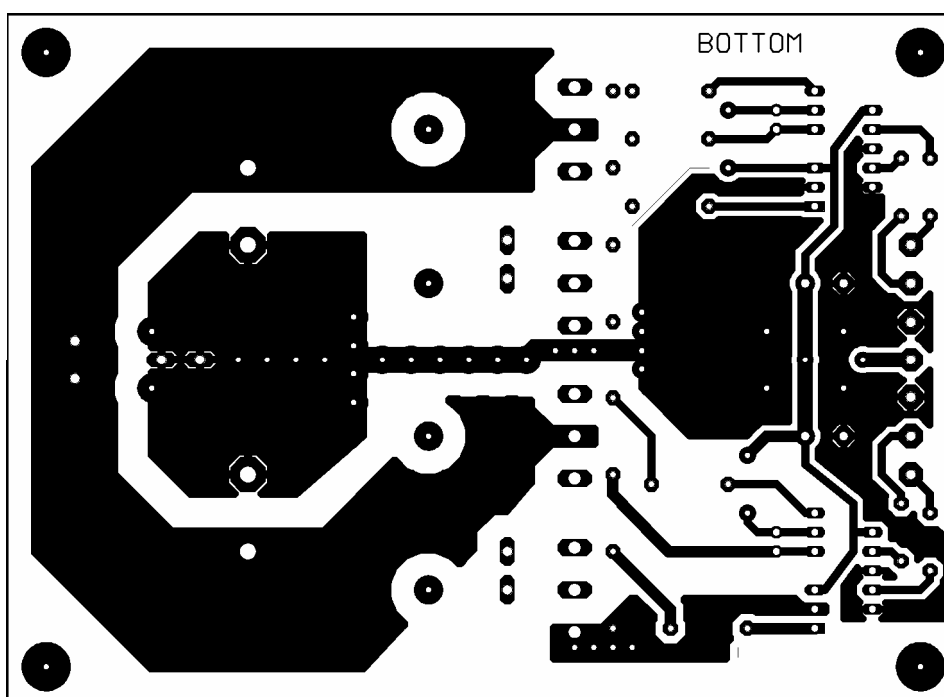


B1- Silová část zdroje 1 a 2, rozměr desky 126 x 92 [mm], měřítko M1:1

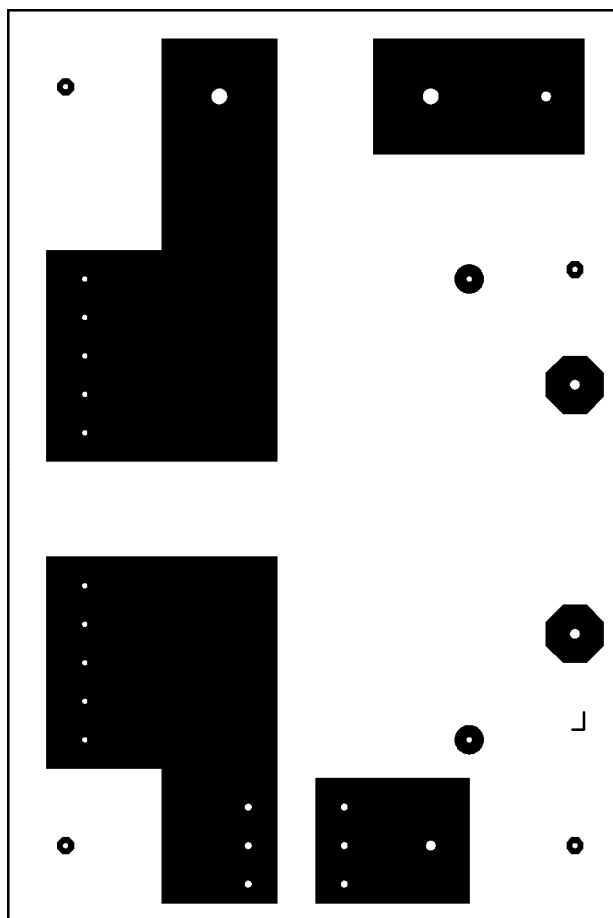
C DESKA PLOŠNÉHO SPOJE – BOTTOM (STRANA SPOJŮ)



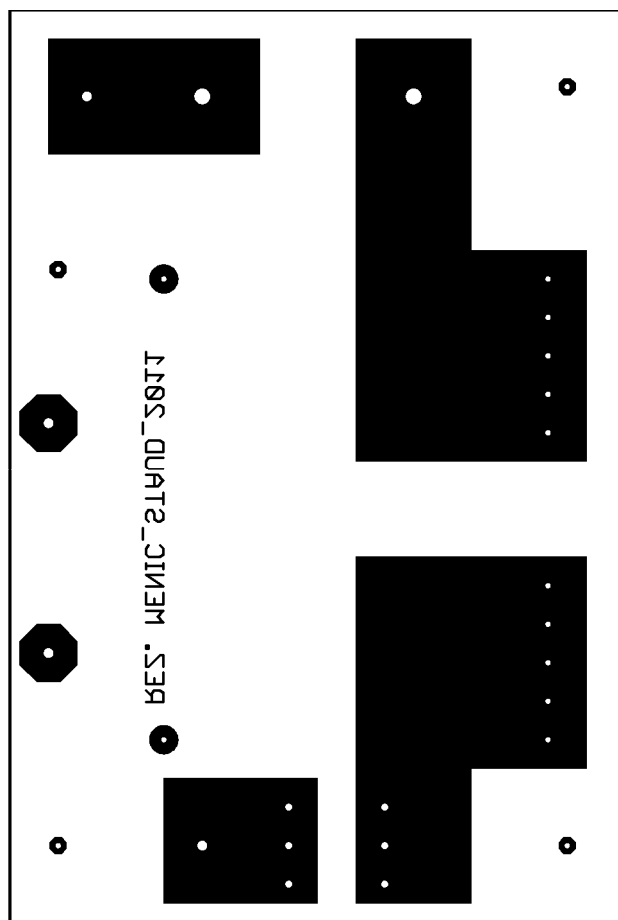
C1 - Řídící část zdroje, rozměr desky 60,96 x 91,44 [mm], měřítko M1:1



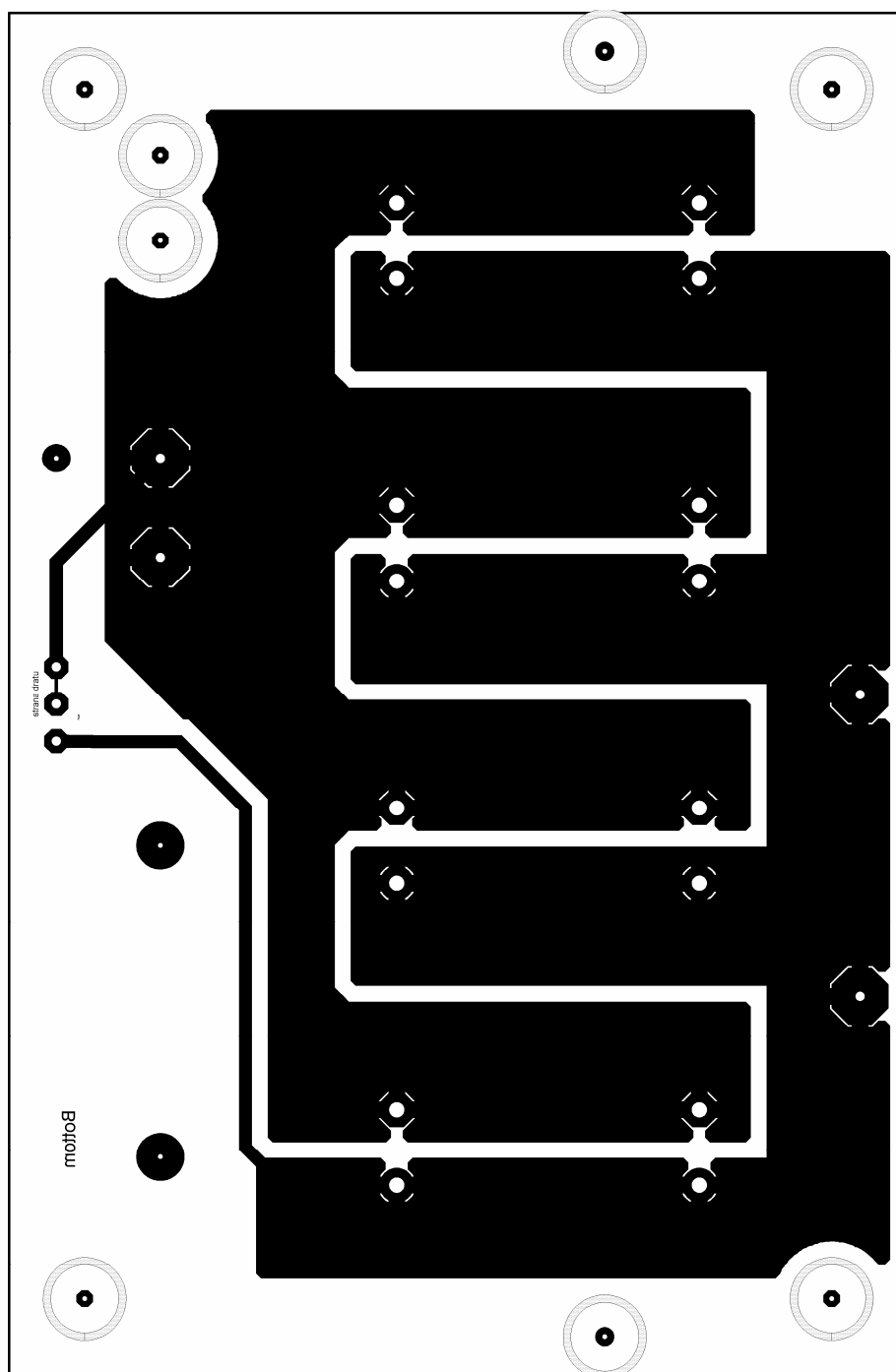
C2 - Silová část zdroje 1 a 2, rozměr desky 126 x 92 [mm], měřítko M1:1



C3 - Transformátorová část zdroje 1, rozměr desky 120 x 81 [mm], měřítko M1:1

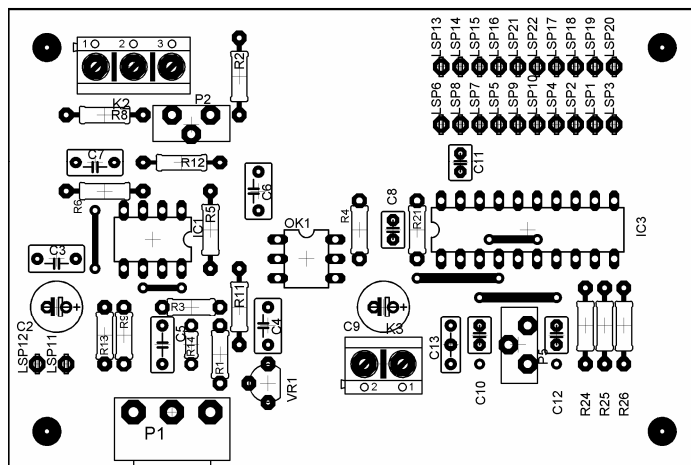


C4 - Transformátorová část zdroje 2, rozměr desky 120 x 81 [mm], měřítko M1:1

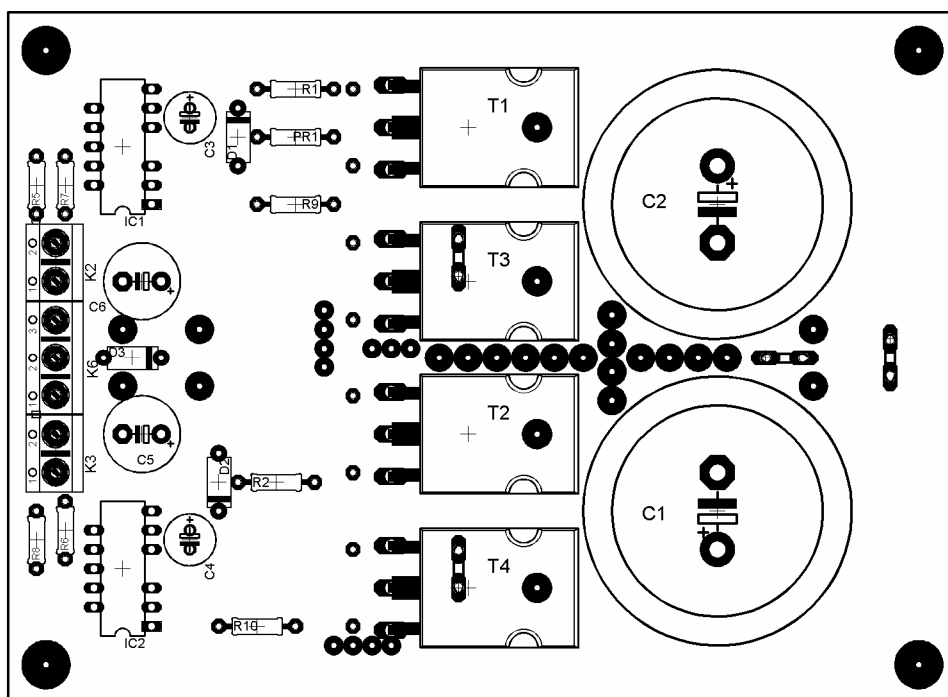


C5 - Výstupní část zdroje , rozměr desky 120 x 181 [mm], měřítko M1:1

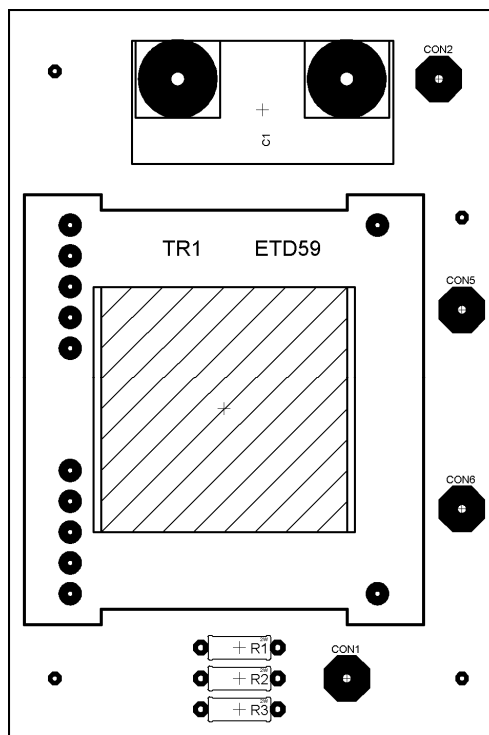
D ROZLOŽENÍ SOUČÁSTEK



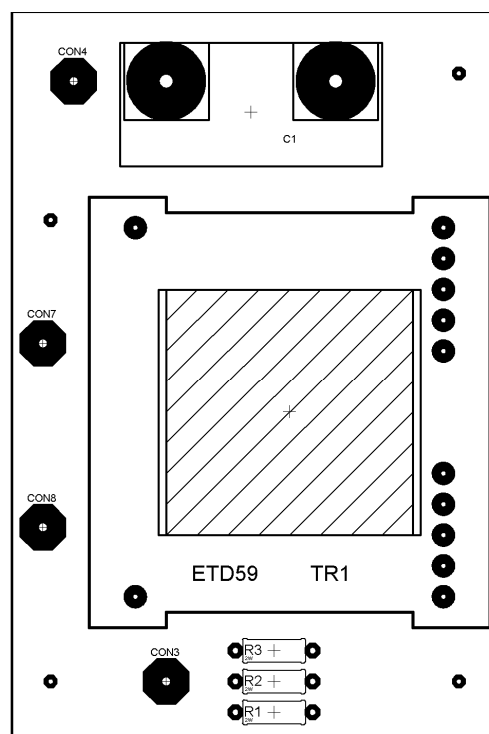
D1 - Osazovací plán řídicí části zdroje



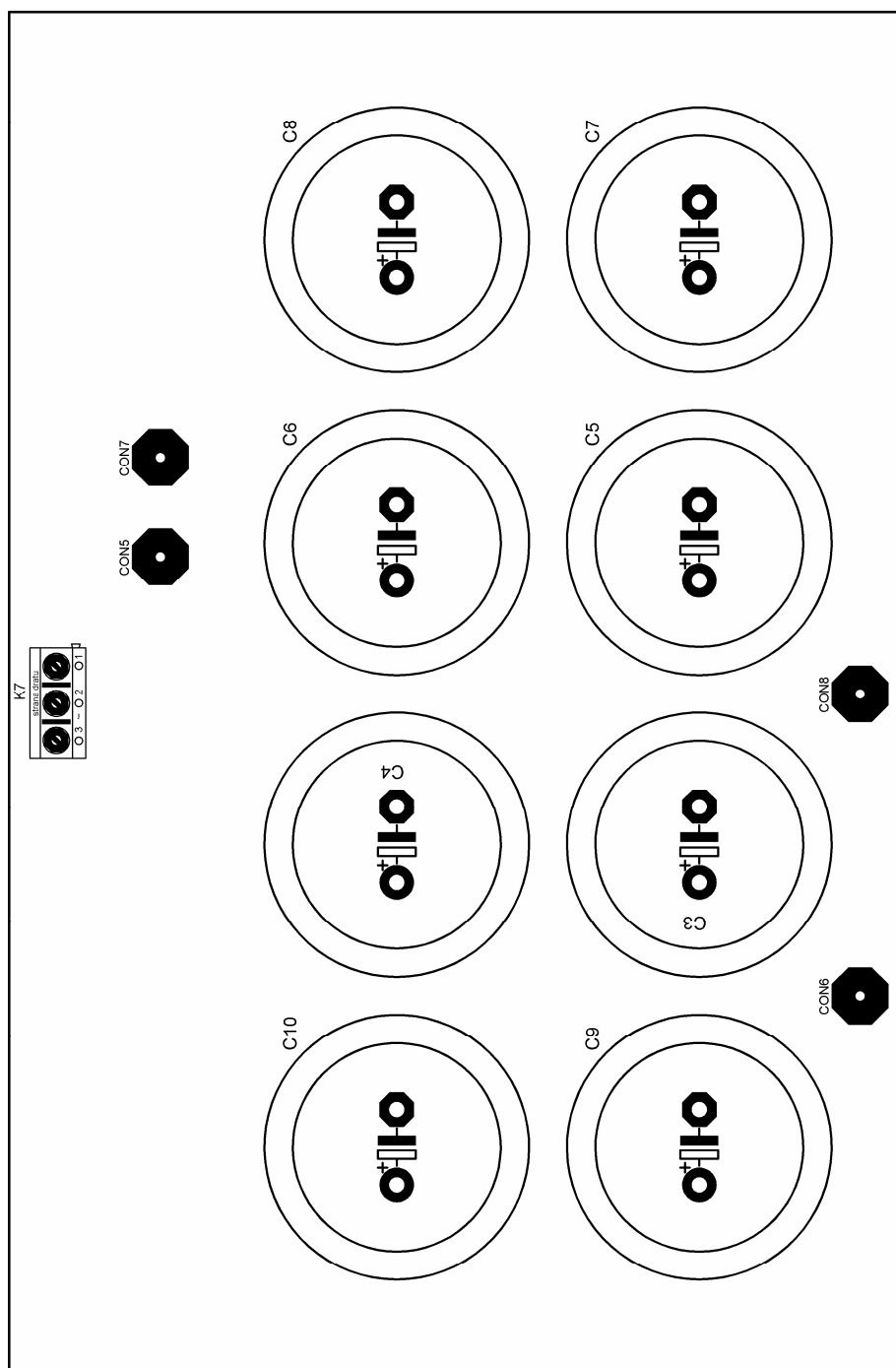
D2 - Osazovací plán silové části zdroje 1 a 2



D3 – Osazovací plán transformátorové části zdroje 1



D4 – Osazovací plán transformátorové části zdroje 2



D5 – Osazovací plán výstupní části zdroje

E SEZNAM SOUČÁSTEK

Označení	Hodnota	Typ
C2	47u/25V	Elektrolytický kondenzátor
C3	100n	Fóliový kondenzátor
C4	nc	Elektrolytický kondenzátor
C5	22n	Fóliový kondenzátor
C6	100n	Fóliový kondenzátor
C7	nc	nezapojen
C8	100n	Fóliový kondenzátor
C9	100u/25V	Elektrolytický kondenzátor
C10	22n	Fóliový kondenzátor
C11	10n	Fóliový kondenzátor
C12	330p	Fóliový kondenzátor
C13	nc	nezapojen
C14	100n	Fóliový kondenzátor
IC1	LM358N	DIL08
IC3	UCC2895	DIL20
K2		ARK500/3
K3		ARK500/2
LSP1		PAD
LSP2		PAD
LSP3		PAD
LSP4		PAD
LSP5		PAD
LSP6		PAD
LSP7		PAD
LSP8		PAD
LSP9		PAD
LSP10		PAD

Označení	Hodnota	Typ
LSP11		PAD
LSP12		PAD
LSP13		PAD
LSP14		PAD
LSP15		PAD
LSP16		PAD
LSP17		PAD
LSP18		PAD
LSP19		PAD
LSP20		PAD
LSP21		PAD
LSP22		PAD
OK1	CNY17	DIL06
P1	10k	PC16ML
P2	10k	PT10H
P5	100k	PT10H
R1	nc	207
R2	150k	207
R3	1k	207
R4	270	207
R5	10k	207
R6	86k	207
R7	nc	1206
R8	1k2	207
R9	100k	207
R10	0R	1206
R11	10k	207
R12	0R	207
R13	10k	207
R14	86k	207
R21	2k	207
R24	180k	207
R25	22k	207
R26	22k	207
VR1	TL431	TO92

E1 – Seznam součástek řídicí části zdroje

Označení	Hodnota	Typ
C1	470u	Elektrolytický kondenzátor
C2	470u	Elektrolytický kondenzátor
C3	47u	Elektrolytický kondenzátor
C4	47u	Elektrolytický kondenzátor
C5	220u	Elektrolytický kondenzátor
C6	220u	Elektrolytický kondenzátor
D1	BA159	DO41
D2	BA159	DO41
D3	BA159	DO41
IC1	IR2113	DIL14
IC2	IR2113	DIL14
K1		FASTON
K2		ARK500/2
K3		ARK500/2
K4		FASTON
K5		FASTON
K6		ARK500/3
K7		FASTON
PR1		PROPOJKA_10
R1	10	207
R2	10	207
R3	10k	207
R4	10k	207
R5	1k	207
R6	1k	207
R7	1k	207
R8	1k	207
R9	10	207
R10	10	207
R11	10k	207
R12	10k	207
T1	IRFP460	IRFP460
T2	IRFP460	IRFP460
T3	IRFP460	IRFP460
T4	IRFP460	IRFP460

E2 – Seznam součástek silové části zdroje 1 a 2

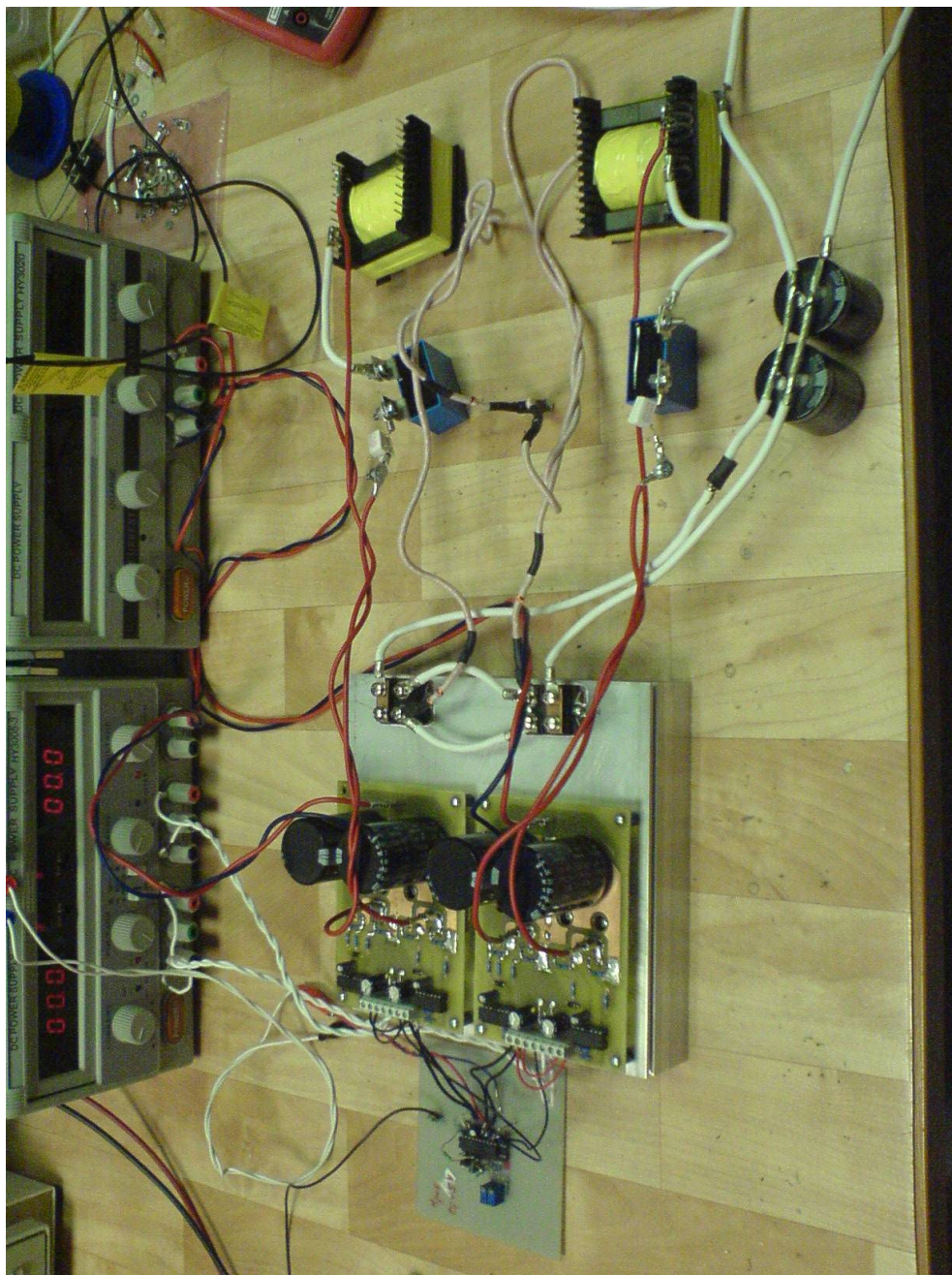
Označení	Hodnota	Typ
C1	100n	Fóliový kondenzátor
CON1		PAD
CON2		PAD
CON5		PAD
CON6		PAD
R1	0R33	414
R2	0R33	414
R3	0R33	414
TR1		ETD59

E3 – Seznam součástek transformátorové části zdroje 1 a 2

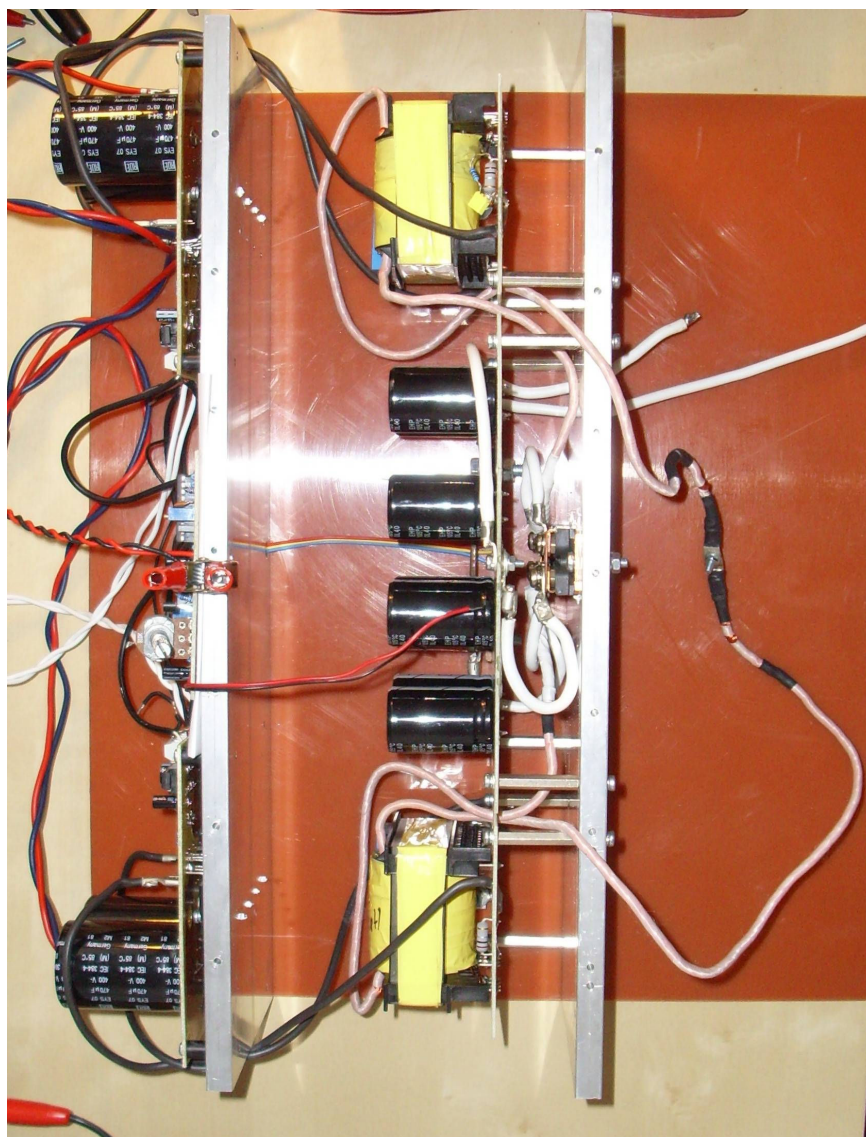
Označení	Hodnota	Typ
C3	470u/200V	Elektrolytický kondenzátor
C4	470u/200V	Elektrolytický kondenzátor
C5	470u/200V	Elektrolytický kondenzátor
C6	470u/200V	Elektrolytický kondenzátor
C7	470u/200V	Elektrolytický kondenzátor
C8	470u/200V	Elektrolytický kondenzátor
C9	470u/200V	Elektrolytický kondenzátor
C10	470u/200V	Elektrolytický kondenzátor
CON5		PAD
CON6		PAD
CON7		PAD
CON8		PAD
K7		ARK500/3

E4 – Seznam součástek Výstupní části zdroje

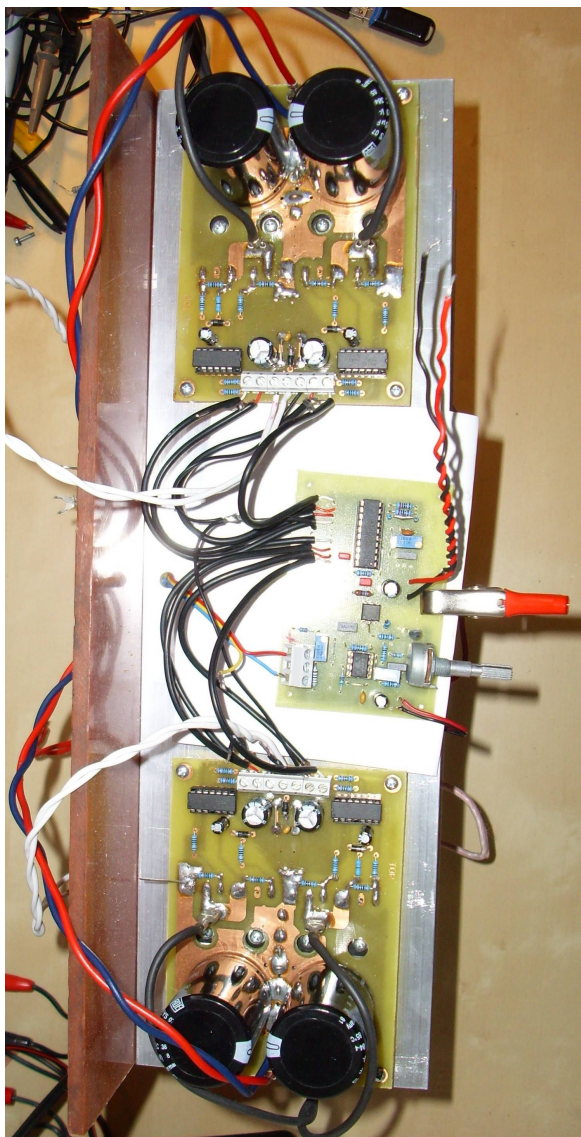
F FOTODOKUMENTACE



F1 – Fotografie prvého prototypu zdroje



F2 - Čelní pohled na druhý prototyp realizovaného zdroje



F3 - Pohled shora na druhý prototyp realizovaného zdroje