

Prohlášení

Byl(a) jsem seznámen(a) s tím, že na mou bakalářskou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 o právu autorském, zejména § 60 (školní dílo).

Beru na vědomí, že TUL má právo na uzavření licenční smlouvy o užití mé bakalářské práce a prohlašuji, že **s o u h l a s í m** s případným užitím mé bakalářské práce (prodej, zapůjčení apod.).

Jsem si vědom(a) toho, že užít své bakalářské práce či poskytnout licenci k jejímu využití mohu jen se souhlasem TUL, která má právo ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, vynaložených univerzitou na vytvoření díla (až do jejich skutečné výše).

Bakalářskou práci jsem vypracoval(a) samostatně s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím diplomové práce a konzultantem.

Datum

Podpis

Poděkování

Chci poděkovat mému vedoucímu práce Prof. Aleši Richterovi, CSc a konzultantovi
Ing. Janu Václavíkovi za jejich trpělivost a pomoc při vzniku této práce

Anotace:

Cílem bakalářské práce je návrh a konstrukce výkonového, spínaného zdroje pro nízkofrekvenční, elektronkový zesilovač. Měnič je zapojen v půlmůstkovém zapojení a je řízen pulzní šířkovou modulací s konstantní frekvencí. Pro řízení je použit integrovaný obvod TL494 od firmy Texas Instruments, napájený ze samostatného zdroje. Důraz je zaměřen na použití samostatných a vázaných filtračních tlumivek ve výstupních filtrech a řešení návrhu výstupních filtrů. Výkonový stupeň je buzen z řídicích obvodů přes budicí transformátor, který galvanicky odděluje výkonovou a řídicí část.

Napájecí zdroj musí dodat vysoké anodové napětí, záporné mřížkové předpětí pro koncový stupeň a symetrické napájecí napětí pro integrované obvody v zesilovači.

Abstract:

The aim of bachelor thesis is design and construction of switchmode power supply for low frequency, valve amplifier. Switchmode power supply is in half-bridge configuration and is controlled by pulse width modulation with constant frequency. Function of power supply is controlled by chip TL494 (Texas Instruments). Chip is supplied from independent power supply. Design of output filters with independent and coupled filter inductors is the main aim of the thesis. Pulse transformer is used to drive power stage and provide galvanic isolation between power and control stage.

Switchmode power supply must provide high anode voltage, negative control grid bias voltage and symmetrical supply voltage for integrated circuits.

Power supply must provide high anode voltage, negative control grid bias voltage and symmetrical supply voltage for integrated circuits.

Obsah

Úvod.....	7
1. Požadavky na spínaný zdroj elektronkového audio-zesilovače.....	8
2. Rozbor možností řešení spínaného zdroje.....	9
2.1. Volba způsobu přenosu energie.....	10
2.2. Dvojčinný měnič s vyvedeným středem.....	10
2.3. Symetrický poloviční můstek.....	11
2.4. Můstkové zapojení.....	12
3. Metody řízení spínaného zdroje audio-zesilovače.....	14
3.1. Napěťová regulace.....	14
3.2. Proudová regulace.....	15
3.3. Volba metody řízení.....	16
4. Návrh spínaného zdroje.....	17
4.1. Výběr zapojení měniče.....	17
4.1.1. Parametry zdroje.....	17
4.1.2. Volba typu měniče, rozbor možností.....	17
4.1.3. Analýza zapojení v ustáleném stavu.....	18
4.2. Popis zapojení zdroje.....	23
4.3. Vstupní filtr.....	26
4.4. Návrh transformátoru.....	29
4.5. Návrh výstupních filtrů.....	38
4.6. Budicí obvody.....	44
4.7. Řídící obvody.....	48
4.8. Ostatní obvody.....	57
5. Technické zhodnocení návrhu.....	58
6. Závěr.....	60
7. Použitá literatura.....	61
8. Přehled použitých zkratk a symbolů.....	63
9. Přílohy.....	66
9.1. Dowellův graf.....	66
9.2. Rozpis součástek.....	67
9.3. Schéma navrhnutého spínaného zdroje.....	71

ÚVOD

Velký vývoj spínaných zdrojů začal v polovině šedesátých let ve dvacátém století. Od této doby se spínané zdroje dostaly na velmi slušnou úroveň, díky novým technologiím a poznatkům z elektroniky. Dnes už není nic neobvyklého, jestliže odkryjeme kryt zařízení a vevnitř uvidíme spínaný napájecí zdroj, např. v počítačích se už nic jiného než spínané zdroje nepoužívá.

Jejich veliká výhoda je malé rozměry a hmotnost oproti lineárním zdrojům. Např. spínaný zdroj do počítače o výkonu 400W je stejně veliký jako 350W síťový transformátor, který váží kolem 6 kg. Můžeme si vybrat z velkého množství zapojení podle toho, které se nám hodí pro danou aplikaci nejvíce. Spínané zdroje se také přizpůsobují velikosti síťového napětí a udržují na výstupu stále stejné napětí i při změnách zatížení, což by se dalo vyjádřit jako dynamické chování zdroje. Díky dynamickému chování zdroje jsou menší spínací ztráty v obvodech, zvyšuje se účinnost a omezuje se zahřívání součástek.

Nevýhoda spínaných zdrojů je jejich složitý návrh a elektromagnetické rušení, které zdroj do okolí a síť vyzařuje. Většina zdrojů pracuje na frekvencích v řádu kHz, kde se projevují parazitní vlastnosti součástek, další ztráty v magnetických prvcích a ve vinutí, parazitní přechodové jevy a.j. Je důležité rozumět fungování a principům spínaných zdrojů, abychom věděli, jestli je vhodné použít napájecí zdroj spínaný nebo lineární. Např. v měřicím přístroji by mohlo při měření vadit elektromagnetické vyzařování ze spínaného zdroje.

Při stavbě elektronkových zesilovačů jsem se setkal s těmito problémy. Kolísající napětí v síti způsobí, že síťové napětí transformované na anodové je moc velké a po filtraci usměrněného napětí je na filtračních kondenzátorech moc velké stejnosměrné napětí. Filtrační kondenzátory se z tohoto důvodu musí dostatečně napětově dimenzovat a v případě vyšších anodových napětí se musí kondenzátory spojovat i dva do série, což zmenšuje jejich výslednou kapacitu a zhorší filtraci napětí. Anodové napětí se totiž nestabilizuje, protože není s ohledem na cenu a parametry dostupných součástek čím.

Kondenzátory na vysoké anodové napětí jsou rozměrnější a více kondenzátorů zabere dost místa v zařízení. Navíc každý zesilovací stupeň nebo dvojice stupňů potřebuje často jiné anodové napětí a tím pádem i srážecí odpor a blokovací kondenzátor. Je-li anodové napětí pro předzesilovací stupně řešeno kaskádně (běžný způsob) a bere se z anodového napětí předcházejícího stupně, je na

začátku řetězce nejvyšší, anodové napětí koncového stupně, které vede na usměrňovač. Největší problém je při zapnutí zesilovače. Než se nažhaví koncové elektronky a začnou odebírat klidový proud je za usměrňovačem na všech filtračních kondenzátorech špičkové usměrněné napětí, na které se musí kondenzátory dostatečně dimenzovat.

Z výše uvedených důvodů jsem se rozhodl, že si postavím spínaný zdroj, který mě nahradí lineární zdroj pro celý zesilovač. Zdroj bude mít regulované anodové napětí, které nebude závislé na velikosti síťového napětí a ostatní vinutí budou stabilizované a dobře filtrované. Na výstupu jsem se zaměřil na důkladnou filtraci harmonických složek, které nesmí rušit zesilovač v akustickém pásmu a uspořádání výstupních filtrů jednotlivých vinutí. Při zapnutí bude aktivní obvod měkkého startu zdroje, který zajistí pozvolný start zdroje bez prudkých změn proudu, jak se nabíjí vybité elektrolytické kondenzátory. Zdroj bude mít vnitřní omezení proudu.

1. POŽADAVKY NA SPÍNANÝ ZDROJ ELEKTRONKOVÉHO AUDIO-ZESILOVAČE

Elektronkové zesilovače jsou napájeny nesymetricky. Zdroje většinou poskytují jedno napájecí napětí, zpravidla nejvyšší anodové napětí koncového stupně, ze kterého se pomocí kaskády srážecích odporů a blokovacích kondenzátorů odvozují menší napětí pro ostatní stupně. Anodové napětí se u běžně používaných typů koncových elektronek pohybuje od 300 V do 550 V a odběr proudu od 100 mA do 300 mA pro dvojčinné zapojení. Nevýhody elektronkových usměrňovačů byly jejich rozměry a nedokázaly dodat větší proudy jak 250 mA. Usměrňovače se musely spojit paralelně nebo řešit to více vinutími se svým usměrňovačem a poté spojit paralelně na společný filtrační kondenzátor. Zde se problém vyřeší pomocí diod, které spolehlivě usměrní požadovaný výstupní proud. Je-li pracovní bod koncového stupně řešen pomocí mřížkového předpětí, musí ještě zdroj dodat záporné, nesymetrické mřížkové napětí, které se pohybuje běžně od -30 V do -55 V u pentod. Jelikož mřížky neodebírají žádný proud, postačí mít pouze zdroj napětí, dobře stabilizovaný a filtrovaný od vysokofrekvenčních složek. Anodové napětí nesmí kolísat o více jak $\pm 2,5\%$ ($\pm 12\text{ V}$). Mřížkové předpětí musí být stabilizované. Pro napájení integrovaných obvodů je použito ještě jedno stabilizované, symetrické napájení $\pm 15\text{ V}$.

Protože na výstupu žádného vinutí není použita elektronická pojistka proti nadměrnému proudu např. při zkratu nebo přetížení, je nutné vyřešit rychlou a efektivní ochranu proti nadměrnému proudu. Ochrání se tím spínací tranzistory, hlavní transformátor a usměrňovací diody na síťové i sekundární části.

Zpětná vazba by měla být dostatečně rychlá, aby se dokázala vypořádat s nároky zesilovače. Protože největší výkon ze zdroje bude zesilovač požadovat jen při zesilování špiček signálu, neměl by tento nárok být tolik kritický.

Zdroj by měl dodávat dvě vyšší napětí a jedno menší symetrické napětí. Jelikož to nejsou tak malá napětí, není důležité tolik řešit úbytky napětí na usměrňovacích diodách na sekundární straně a tak pečlivě vybírat diody s malým úbytkem napětí v propustné směru.

2. ROZBOR MOŽNOSTÍ ŘEŠENÍ SPÍNANÉHO ZDROJE

2.1. VOLBA ZPŮSOBU PŘENOSU ENERGIE

Akumulační měniče

Používají se převážně v jednočinném zapojení o výkonech menších jak 100 W. Je-li spínač sepnut, akumuluje se v mezeře tlumivky energie. Po vypnutí spínače se akumulovaná energie přenese na výstup. Měníče mají na výstupu velké zvlnění díky tomu, že se filtrační kondenzátor dobíjí jen v době vypnutí spínače. Navíc u zapojeníh (boost, flyback, Čukovy měniče) pracujících v nepřerušovaném režimu je problém u návrhu zpětné vazby.

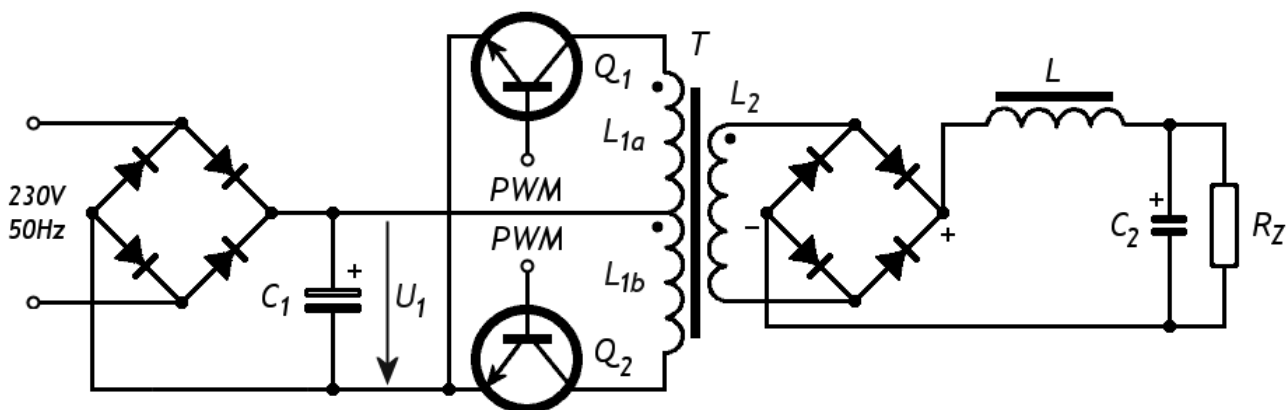
Propustné měniče

Používají se od výkonů 100 W až více jak 1 kW. Energie se přenáší na výstup během celé periody. Je-li spínač sepnut, transformuje se energie na výstup a ve filtrační tlumivce se akumuluje energie. Po vypnutí spínače se energie akumulovaná v tlumivce začne po dobu vypnutí spínače přenášet na výstup. Propustné měniče jsou používány pro výkony více jak 1 kW v dvojčinném zapojení. Zvlnění je menší než u akumulacních měničů. Vybral jsem si propustné zapojení díky jeho výhodám.

2.2. DVOJČINNÝ MĚNIČ S VYVEDENÝM STŘEDEM

Spínáním tranzistorů Q_1 a Q_2 se připojuje druhý konec primárního vinutí transformátoru T na záporný pól napětí U_1 na kondenzátoru C_1 , obr. 2.2.1. Na primárním vinutí je při sepnutém tranzistoru celé napětí U_1 . Polarita napětí na sekundární straně závisí na smyslu poloviny primárního vinutí, které je právě připojeno na záporný pól kondenzátoru C_1 . U dvojčinných měničů se může použít na sekundární straně jedno vinutí s můstkovým usměrňovačem nebo dvě vinutí spojené do série a dvojcestný usměrňovač. Za usměrňovačem je filtrační tlumivka a kondenzátor C_2 . Tento LC člen tvoří dolní propust 2. řádu má za úkol potlačit vysokofrekvenční produkty proudu. Zapojení lze použít pro výkony do 200 W.

V době, kdy jedna část primárního vinutí nevede způsobuje dodatečné pasivní ztráty. To samé platí i u sekundárních vinutí, nutných pro dvojcestný usměrňovač, proto je lepší používat jedno vinutí s můstkovým usměrňovačem. Nevýhoda můstkového usměrňovače je úbytek napětí v propustném směru na dvou diodách, což vadí u malých napětí, takže je to na zvážení konstruktéra, jaký výstupní obvod použije.



Obr. 2.2.1.: Zapojení dvojčinného měniče s vyvedeným středem primárního vinutí

Výhody:

- Jednoduché zapojení s velkou účinností
- Primárním vinutím neprochází po celou periodu stejnosměrný proud
- Jednodušší návrh budících obvodů díky uzeměným spínačům

Nevýhody:

- Tranzistory musí být dimenzovány na napětí $2 \cdot U_1$
- Špatné využití transformátoru (potřeba dvou primárních vinutí – pasivní ztráty)

2.3. SYMETRICKÝ POLOVIČNÍ MŮSTEK

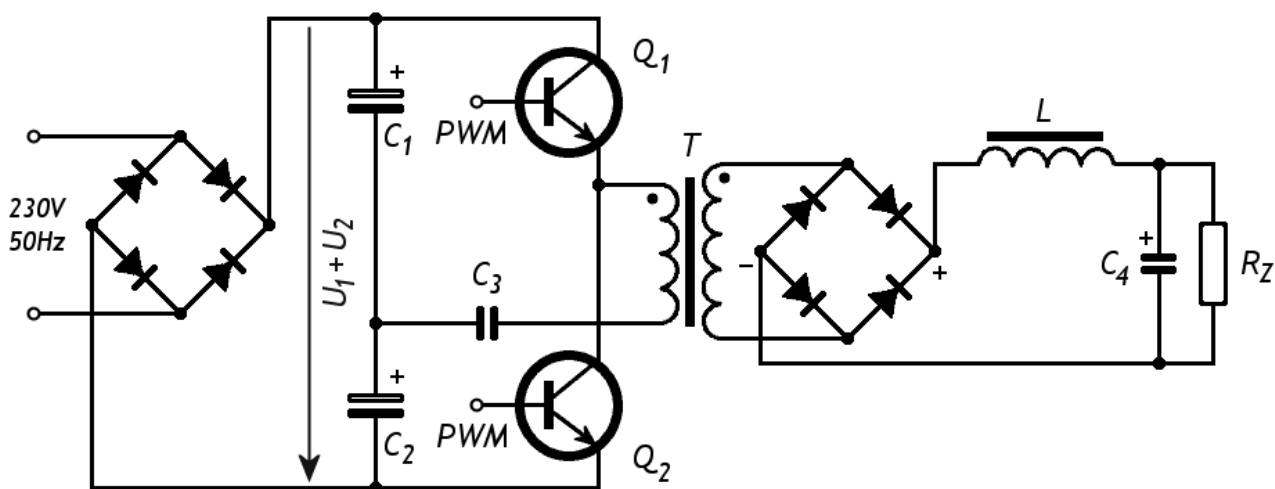
Jednu polovinu můstku (obr. 2.3.1) tvoří kondenzátory C_1 a C_2 , které rozdělí vstupní napětí na půl a vytvoří tak umělý střed. Do středu je připojen v diagonále můstku blokovací kondenzátor C_3 a jeden konec primárního vinutí. Druhá část diagonály můstku je připojena mezi tranzistory Q_1 a Q_2 , které tvoří druhou část můstku. Blokovací kondenzátor C_3 zabraňuje průchodu stejnosměrné složky proudu, aby se nepřesýtilo jádro transformátoru. Spínáním tranzistorů se připojuje jeden konec primárního vinutí na kladnou nebo zápornou polovinu napájecího napětí oproti středu děliče C_1, C_2 . Na primárním vinutí může být maximálně polovina napájecího napětí. Výstup na sekundární straně lze řešit stejně jako u předchozího zapojení. Zapojení lze použít do výkonu 500 W.

Výhody:

- Dobré využití transformátoru (jen jedno primární vinutí)
- Tranzistory se dimenzují jen na velikost napájecího napětí U_1
- Energie z magnetizační a rozptylové indukčnosti je odvedena do filtračních kondenzátorů
- Zapojení dodá větší výkony

Nevýhody:

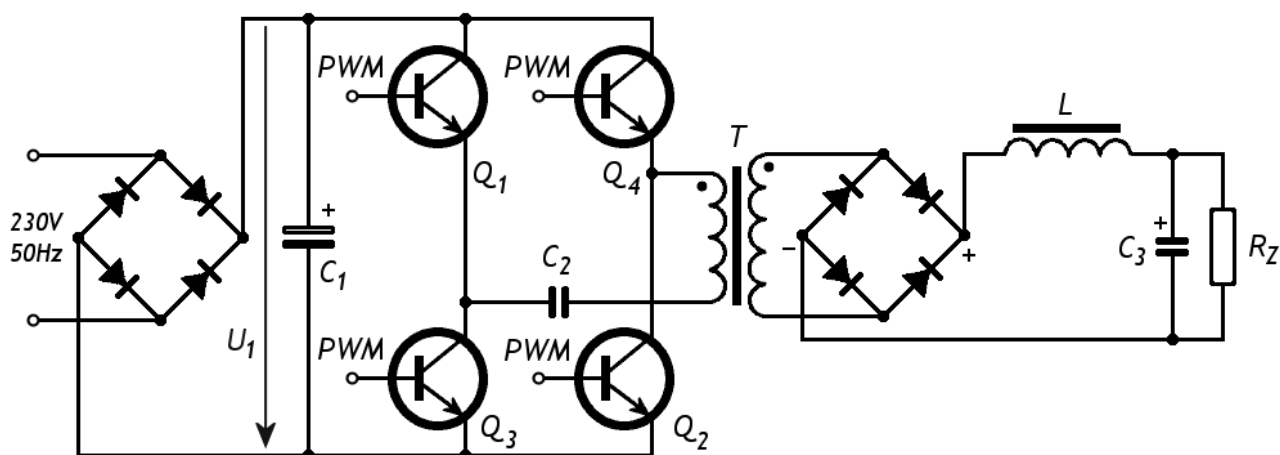
- Potřeba dvou filtračních kondenzátorů C_1 a C_2
- Potřeba blokovacího kondenzátoru C_3 na blokování stejnosměrné složky proudu v diagonále



Obr. 2.3.1.: Zapojení symetrického půlmůstkového měniče

2.4. MŮSTKOVÉ ZAPOJENÍ

Jednu polovinu můstku (obr. 2.4.1) tvoří tranzistory Q_1 a Q_3 a druhou polovinu tranzistory Q_2 a Q_4 . V diagonále můstku je zapojen blokovací kondenzátor C_2 a primární vinutí transformátoru. Tranzistory jsou spínány po dvojicích v úhlopříčce můstku, tedy Q_1, Q_2 a Q_3, Q_4 . Na primární vinutí se připojuje na celé napětí U_1 , proto poskytuje při stejném napětí dvojnásobný výkon oproti polovičnímu můstku. Zapojení je optimálně využito od výkonu 500 W až do kW.



Obr. 2.4.1.: Zapojení můstkového měniče

Výhody:

- Poskytuje stejné výhody jako půlmůstkové zapojení
- Používá jen jeden filtrační kondenzátor C_1
- Dodá dvojnásobný výkon oproti půlmůstkovému zapojení

Nevýhody:

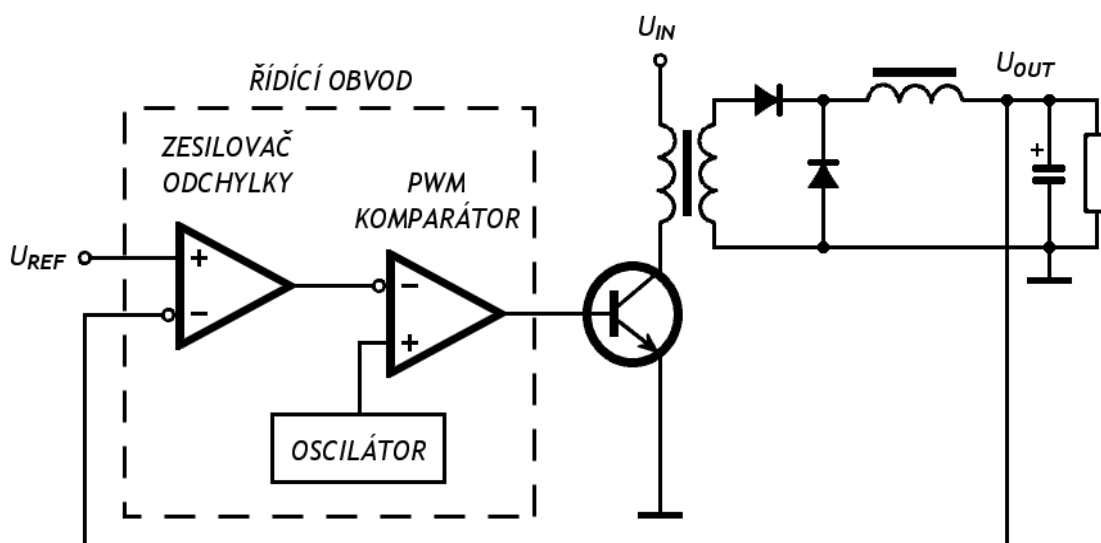
- Potřeba čtyř tranzistorů
- Na filtrační kondenzátor C_1 jsou kladeny velké požadavky (nutná velká kapacita)
- Drahá konstrukce

3. METODY ŘÍZENÍ SPÍNANÉHO ZDROJE AUDIO-ZESILOVAČE

Pro řízení spínaných zdrojů pulzní šířkovou modulací lze použít dvě základní metody. Podle použití metody se také snímá příslušná řídicí veličina.

3.1. NAPĚŤOVÁ REGULACE

V této metodě (obr. 3.1.1) se snímá výstupní napětí měniče U_{OUT} . Řídicí obvod odebírá velikost U_{OUT} a v zesilovači odchylky se vytvoří chyba napětí. Chyba se porovnává v modulátoru s pilovitým průběhem z oscilátoru.



Obr. 3.1.1.: Principiální schéma napěťové regulace

Výhody:

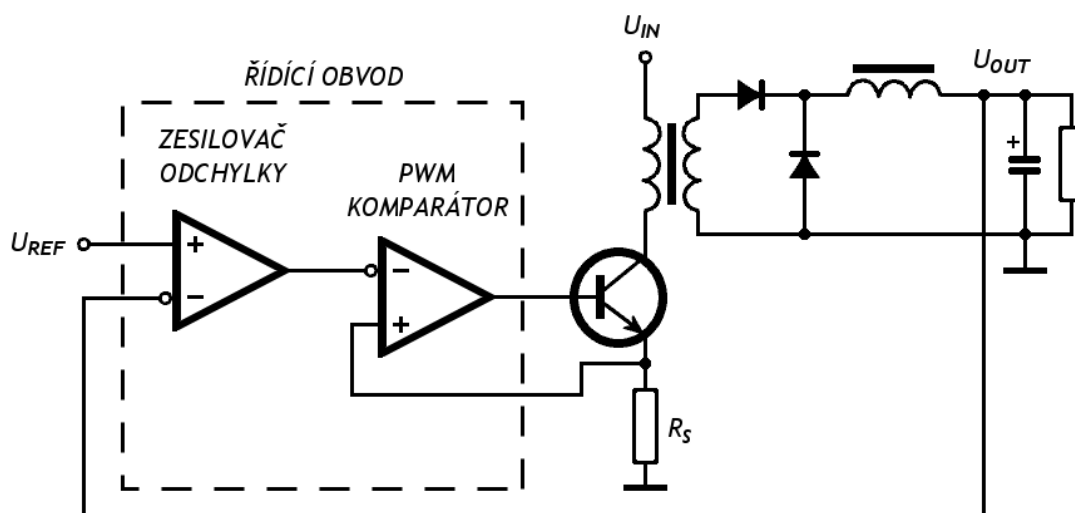
- Návrh a analýza zpětné vazby je jednoduchá
- U měničů s několika výstupy poskytuje výstup s nízkou impedancí lepší regulaci

Nevýhody:

- Změna v síti nebo na zátěži se projeví nejdříve na výstupu a potom reaguje řídicí obvod. Pomalé reakce na změny.
- Výstupní filtr způsobí další dva póly v řídicí smyčce
- Kompenzace je dále zkomplikována tím, že se zesílení smyčky mění se změnami vstupního napětí U_{IN}

3.2. PROUDOVÁ REGULACE

Tato metoda (obr. 3.3.2) funguje podobně jako napěťová regulace. Výstupní napětí U_{OUT} se neporovnává s pilovitým průběhem napětí z oscilátoru. Napětí na porovnávání se snímá na snímacím odporu v primárním obvodu. Proud primárního vinutí má také pilovitý průběh, což způsobí indukčnost primárního vinutí a průtokem primárního proudu přes rezistor R_S vznikne na odporu R_S pilovitý průběh napětí. Tento průběh napětí U_S se porovnává s chybou napětí U_{OUT} .



Obr. 3.1.2.: Principiální schéma proudové regulace

Výhody:

- Proud primární indukčnosti se zvětšuje se sklonem odvozeným z rozdílu $U_{IN} - U_{OUT}$. To umožňuje řídicímu obvodu reagovat ihned na změny vstupního napětí U_{IN} .
- Výstupní filtr způsobí jen jeden pól v regulační smyčce, což způsobí jednodušší kompenzaci a větší šířku pásma pro zesilovač odchylky
- Proudová regulace umožňuje použít metodu limitace proudu pomocí vynechávání pulzů (Pulse-by-pulse current limiting)

Nevýhody:

- Obsahuje dvě regulační smyčky, což způsobí hůře analyzovat obvod
- Jestliže není zavedena kompenzace sklonu signálu, stane se řídicí smyčka nestabilní u měničů používající pracovní cyklus větší jak 50 %
- Jelikož je regulace odvozena z proudu, můžou rezonance výkonového stupně způsobit špatnou nebo nesprávnou regulaci
- Špičky na snímaném proudu způsobené vybíjením rozptylové indukčnosti a parazitní kapacity vinutí způsobují další problémy při regulaci

- U měniče s více výstupy, který používá bipolární tranzistory je špatná regulace výstupu a je nutné použít vázané filtrační tlumivky k dosažení přijatelné regulace
- Je-li napětí odvozené z odporu R_S malé, funguje regulace špatně nebo vůbec

3.3. VOLBA METODY ŘÍZENÍ

Napěťová regulace s napěťovou dopřednou regulací se použije jestliže:

- Měnič používá velký rozsah vstupních napětí nebo se může měnit v širokém rozsahu zatížení měniče
- Při malých zatíženích výstupu měniče, jestliže je často na vstupu malé napětí U_{IN} a pilový průběh snímaného napětí je moc malý pro činnost proudové regulace
- Měnič dodává velký výkon a šum/zvlnění proudu je značné a špatně se odstraňuje
- Měnič má více výstupů a potřebuje dobrou regulaci
- V aplikacích kde je nutné se vyhnout dvojitým regulačním smyčkám

Proudová regulace se použije jestliže:

- Výstup měniče je zdroj proudu nebo o vysokém napětí
- Je nutné dosáhnout rychlejší dynamické odezvy na dané spínací frekvenci
- Vstupní napětí měniče je v úzkém rozsahu
- Je použit dvojčinný měnič, kde je potřeba zabránit stejnosměrné předmagnetizaci jádra
- V konstrukci co možná nejlevnějšího zdroje, který obsahuje minimum součástek

I přes spoustu nevýhod proudové regulace je vhodné proudovou a napěťovou regulaci zkombinovat. Proudová regulace se může ještě rozdělit na řízení pomocí snímání špičkového proudu a na řízení pomocí průměru proudu (integrace plochy proudu).

Pro mnoho aplikací s dvojčinnými zdroji postačí napěťová regulace, protože tyto zdroje skoro vždy pracují se síťovým napětím a mají více výstupních vinutí. Dvojčinné zdroje se používají díky své větší účinnosti, než jednočinné zdroje. Proudová regulace je převážně používána v jednočinných zdrojích. Musí se řešit zvlnění proudu a zdroj dodává výkon 240 W. Z těchto důvodů je vhodnější použít napěťovou regulaci.

4. NÁVRH SPÍNANÉHO ZDROJE

4.1. VÝBĚR ZAPOJENÍ MĚNIČE

4.1.1. PARAMETRY ZDROJE

Spínaný zdroj s parametry, které od zdroje požaduji a podle nich vybírám zapojení.

Zapojení:	Symetrický půlmůstek (Half-bridge)
Pracovní mód:	Nepřerušovaný režim
Vstupní napětí:	230 V $\pm$ 15 % (195–265 V), 50 Hz
Výstup:	+15 V, 50–250 mA, stabilizované
	–15 V, 50–250 mA, stabilizované
	–60 V, 25–50 mA, stabilizované
	+455 V $\pm$ 1 %, 50–500 mA
Výstupní výkon:	240 W
Účinnost:	85 %
Spínací frekvence:	100 kHz
Taktovací frekvence:	200 kHz (řídícího obvodu)
Max. pracovní cyklus:	0,9 při $U_{IN(MIN)} = 225$ V
Max. teplota:	100 °C
Ochrany:	Proudová ochrana v primárním obvodě Obvod měkkého startu (soft-start)

Tab. 4.1.1 Parametry zdroje

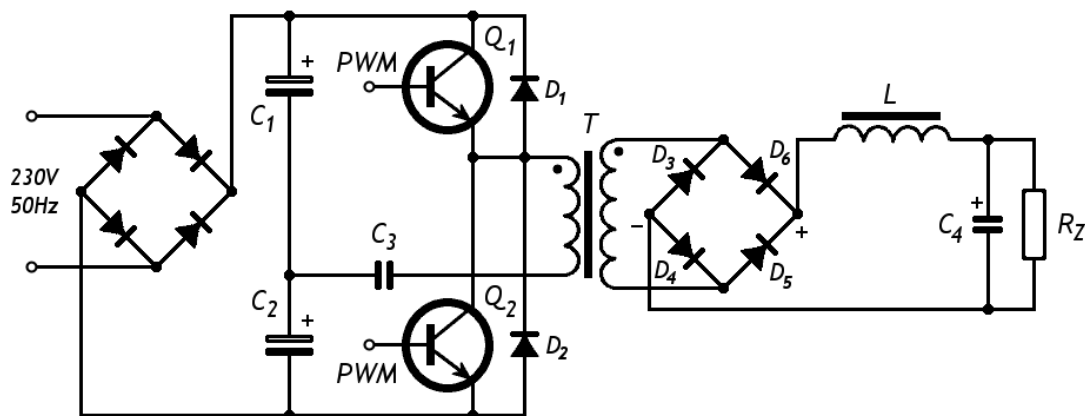
4.1.2. VOLBA TYPU MĚNIČE, ROZBOR MOŽNOSTÍ

Zapojení zdroje bylo vybráno jako symetrický půlmůstek. Půlmůstek je vhodný pro výkon, který od mého zdroje požaduji a má lépe využitý transformátor než dvojčinný zdroj s vyvedeným středem, díky jednomu primárnímu vinutí. Spínací tranzistory jsou dimenzovány na polovinu usměrněného vstupního napětí, které se pohybuje v mezích síťového napětí. Takové tranzistory mají i menší rozměry a spínají se rychleji. Plný můstek má horší regulaci, složité řídicí obvody a je vhodnější pro větší výkony.

Spínací frekvence transformátoru byla zvolena s ohledem na akustické pásmo zesilovače 100 kHz, aby frekvence, které se dostanou na výstup nerušily připojené obvody. Účinnost jsem zvolil 85 %. Anodové napětí je regulované a je použito pro zpětnou vazbu do řídicích obvodů. Ve zdroji je použita ochrana proti nadměrnému proudu např. při přetížení nebo zkratu na výstupu, která ochrání hlavně transformátor a spínací tranzistory. Ochrana lze efektivně využít v diagonále obou můstkových zapojení. Z těchto všech důvodů jsem použil půlmůstkové zapojení.

4.1.3. ANALÝZA ZAPOJENÍ V USTÁLENÉM STAVU

Na obr. 4.1.3.1 je zapojení polovičního můstku pro analýzu činnosti v ustáleném stavu. Vycházel jsem z toho, že za periodu nastanou tři stavy: sepnutý tranzistor Q_1 , sepnutý tranzistor Q_2 a oba tranzistory vypnuté. Analýzou získám vztah pro výstupní napětí půlmůstku.

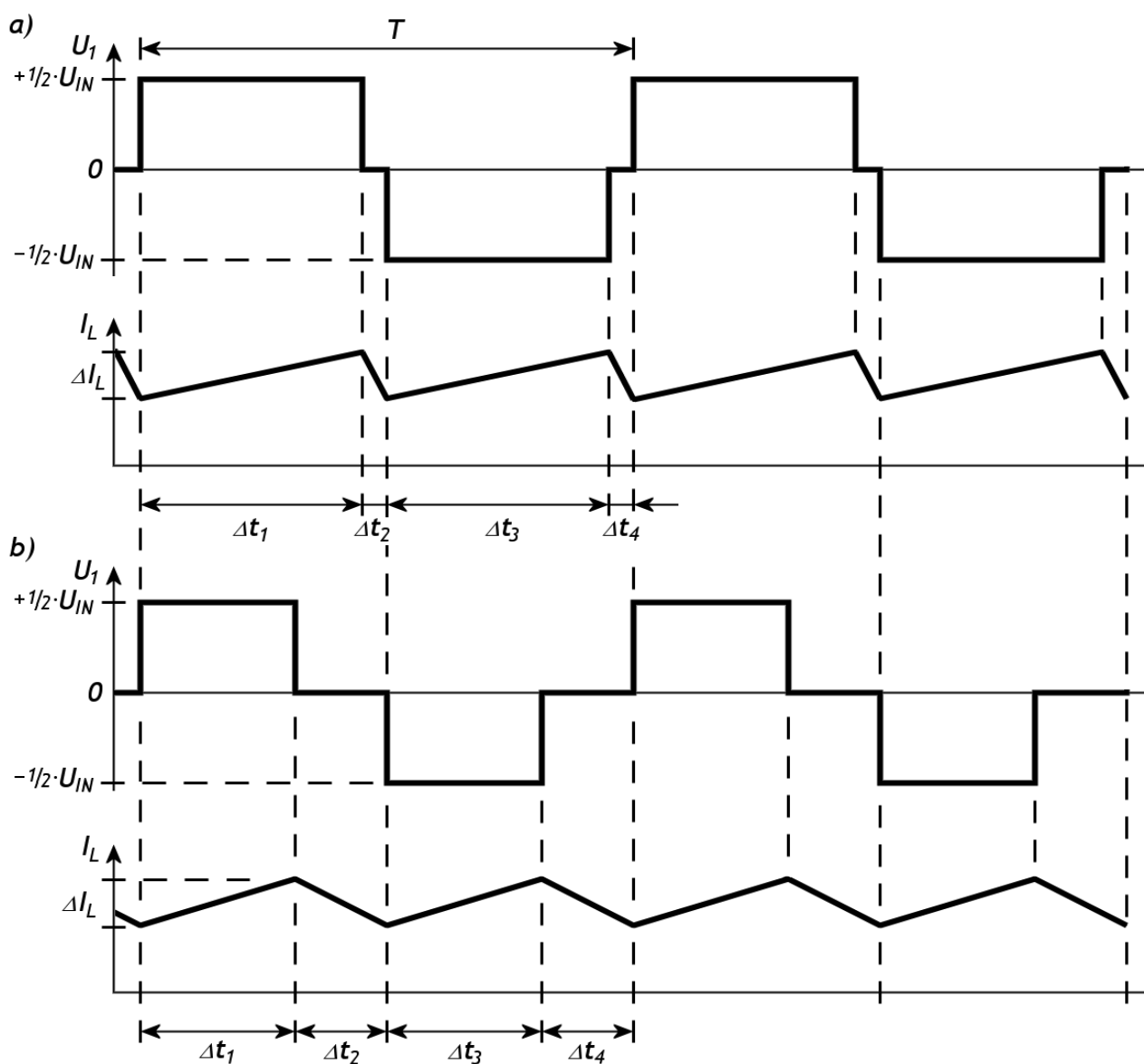


Obr. 4.1.3.1.: Základní zapojení půlmůstkového měniče

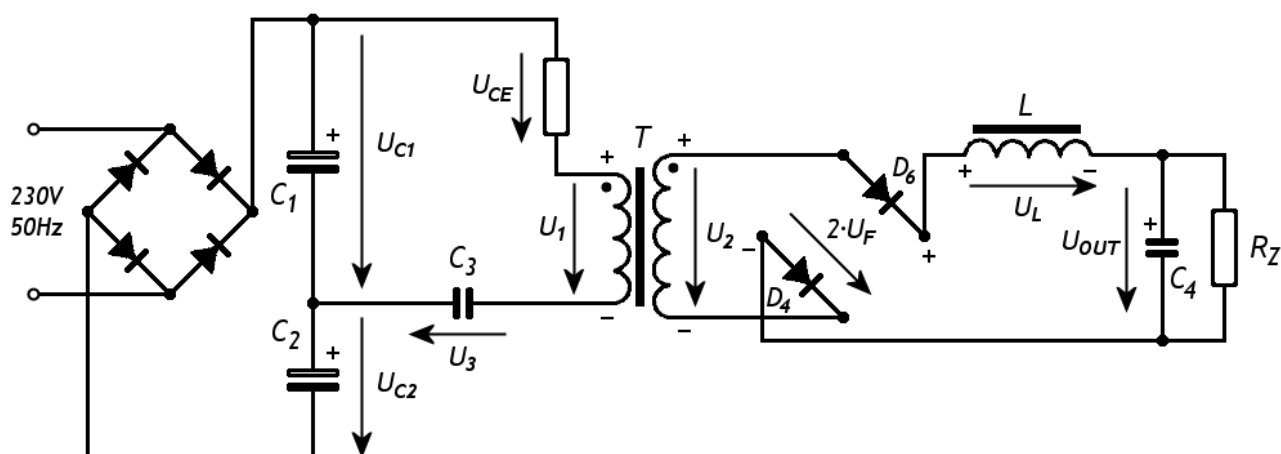
Na obr. 4.1.3.2 jsou průběhy měniče při plném výkonu, a) průběh napětí na primárním vinutí a proudu filtrační tlumivky při minimálním napětí v síti. Tranzistory jsou otevřeny maximální dobu (doba Δt_1 a Δt_3). Doby vypnutí obou tranzistorů Δt_2 a Δt_4 jsou nutné při střídání tranzistorů, aby oba tranzistory nebyly sepnuté současně. Na obr. 4.1.3.2b je případ při maximálním napětí v síti. Doby vypnutí tranzistorů Δt_2 a Δt_4 jsou delší a Δt_1 a Δt_3 jsou doby dané D_{MIN} .

První stav – sepnutý tranzistor Q_1 (obr. 4.1.3.3)

Proud prochází přes tranzistor Q_1 , kde vytvoří úbytek napětí mezi kolektorem a emitorem U_{CESAT} nebo u unipolárních tranzistorů U_{DS} díky $R_{\text{DS(ON)}}$. Dále pokračuje primárním vinutím transformátoru, přes blokovací kondenzátor C_3 a filtrační kondenzátor C_2 . Záchytné diody D_1 , D_2 se nyní nijak neuplatní. Napětí sekundárního vinutí kopíruje napětí primárního vinutí (v poměru závitů) oproti středu děliče C_1 , C_2 . Diody D_4 , D_6 jsou nyní v propustném směru. Cívka je polarizována ve směru protékajícího proudu a na výstup je dodávána energie. Napětí na kondenzátorech C_1 , C_2 je stejné a je rovno polovině usměrněného, filtrovaného napětí.



Obr. 4.1.3.2.: Průběh napětí na primárním vinutí U_1 a proudu tlumivky I_L a) $U_{P(MIN)}$, $D_{MAX} = 0,9$ b) $U_{P(MAX)}$, $D_{MIN} = 0,63$



Obr. 4.1.3.3.: Schéma měniče při sepnutém tranzistoru Q_1

Protože C_1 je nyní zapojen paralelně s Q_1 , primárním vinutím a C_3 , platí podle kirchhoffova zákona

$$U_{IN} = U_{C1} + U_{C2} \quad (4.1.3.1)$$

$$U_{CE} + U_1 + U_3 = U_{C1} = \frac{1}{2} \cdot U_{IN} \quad (4.1.3.2)$$

a pro napětí primárního vinutí dostanu

$$U_1 = \frac{1}{2} \cdot U_{IN} - U_{CE} - U_3 \quad (4.1.3.3)$$

Na sekundární straně podle kirchhoffova zákona platí

$$U_F + U_L + U_{OUT} + U_F = U_2 \quad (4.1.3.4)$$

$$U_2 = U_{OUT} + 2 \cdot U_F + L \cdot \frac{\Delta I_{L1}}{\Delta t_1} \quad (4.1.3.5)$$

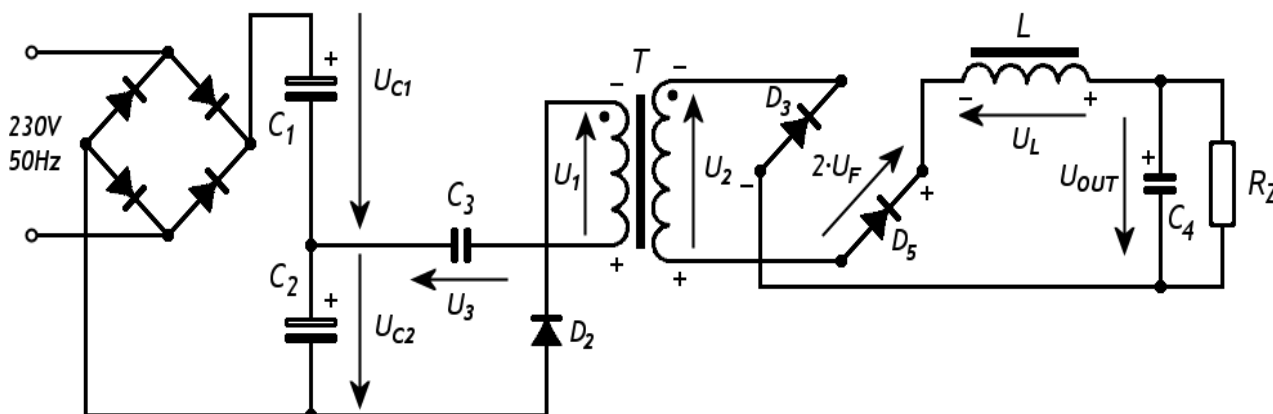
z rovnice (4.1.3.5) si vyjádřím velikost magnetizačního proudu ΔI_{L1} , převod transformátoru je $n = U_2/U_1$ a za napětí U_2 rovnou dosadím $U_2 = n \cdot U_1$

$$\Delta I_{L1} = \frac{n \cdot U_1 - U_{OUT} - 2 \cdot U_F}{L} \cdot \Delta t_1 \quad (4.1.3.6)$$

Rovnice (4.1.3.5) je rovnice pro magnetizační proud tlumivky. Rovnice se bude zachvíli hodit. U_F je propustné napětí diody a považuji úbytky napětí na obou diodách stejné proto je v (4.1.3.5) $2 \cdot U_F$.

Druhý stav – oba tranzistory vypnuté (obr. 4.1.3.4)

Při vypnutí tranzistoru Q_1 se na primárním vinutí a na filtrační tlumivce otočí polarita napětí, protože se začal zmenšovat magnetický indukční tok $\Phi(t)$. Nežádoucí energie akumulovaná v jádře transformátoru se vybijí a vytvoří při vypnutí tranzistoru Q_1 špičku indukovaného napětí naznačené polarity. Protože velikost napětí na primárním vinutí plus napěťová špička je větší než samo napětí U_{C2} , vybijí se energie přes diodu D_2 . Po vybití energie (velmi krátký okamžik) je napětí $U_1 = 0$ V a $U_2 = 0$ V a dioda D_2 se stane nepropustnou.



Obr. 4.1.3.4.: Schéma měniče, oba tranzistory vypnuté

Na sekundární straně začaly díky opačné polaritě vést diody D_3 , D_5 . Napětí U_2 je nulové a cívka začala svou akumulovanou energii dodávat na výstup. Na primární straně je jeden konec primárního vinutí odpojen a proto se tam nic neděje. Pro sekundární stranu platí

$$U_F - U_L + U_{OUT} + U_F = 0 \quad (4.1.3.7)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{U_{OUT} + 2 \cdot U_F}{L} \cdot \Delta t_2 \quad (4.1.3.8)$$

Aby se jádro tlumivky nepřesytilo, musí být velikost proudu na začátku a konci půlperrody stejná.

Musí platit $\Delta I_{L1} = \Delta I_{L2}$, z rovnic (4.1.3.5) a (4.1.3.8) dosadím za ΔI_L a dostanu podmínku

$$\frac{n \cdot U_1 - U_{OUT} - 2 \cdot U_F}{L} \cdot \Delta t_1 = \frac{U_{OUT} + 2 \cdot U_F}{L} \cdot \Delta t_2 \quad (4.1.3.9)$$

protože je indukčnost stálá dostanu další úpravou

$$n \cdot U_1 \cdot \Delta t_1 - U_{OUT} \cdot \Delta t_1 - 2 \cdot U_F \cdot \Delta t_1 = U_{OUT} \cdot \Delta t_2 + 2 \cdot U_F \cdot \Delta t_2 \quad (4.1.3.10)$$

$$U_{OUT} \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_2) = n \cdot U_1 \cdot \Delta t_1 - 2 \cdot U_F \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_2) \quad (4.1.3.11)$$

$$U_{OUT} = n \cdot U_1 \cdot \frac{\Delta t_1}{\Delta t_1 + \Delta t_2} - 2 \cdot U_F = n \cdot U_1 \cdot \frac{\Delta t_1}{\frac{T}{2}} - 2 \cdot U_F \quad (4.1.3.12)$$

$$U_{OUT} = n \cdot U_1 \cdot \frac{2 \cdot \Delta t_1}{T} - 2 \cdot U_F \quad (4.1.3.13)$$

doby Δt_1 a Δt_3 jsou doby sepnutí obou tranzistorů a za periodu T platí $\Delta t_1 + \Delta t_3 = 2 \cdot \Delta t_1$ a z toho dostanu dobu pracovního cyklu

$$D = \frac{\Delta t_1 + \Delta t_3}{T} = \frac{2 \cdot \Delta t_1}{T} \quad (4.1.3.14)$$

a po dosazení (4.1.3.14) do (4.1.3.13) dostanu

$$U_{OUT} = n \cdot U_1 \cdot D - 2 \cdot U_F = U_2 \cdot D - 2 \cdot U_F \quad (4.1.3.15)$$

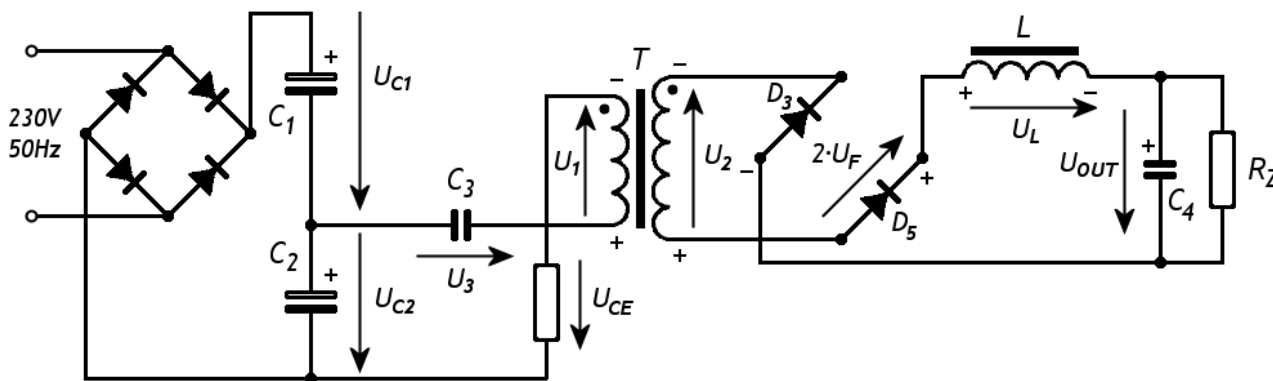
Výstupní napětí U_{OUT} je tedy špičkové napětí na sekundární straně U_2 zmenšené o poměr $2 \cdot \Delta t_1 / T = D$. Z toho vyplývá, že výstupní napětí U_{OUT} nemůže být nikdy větší jak U_2 , protože perioda T obsahuje dva bezpečnostní intervaly Δt_2 , Δt_4 a z toho důvodu $2 \cdot \Delta t_1$ nemůže být nikdy rovno T . Z toho plyne, že ani D nemůže být jedna a výstupní napětí je vždy menší jak U_2 . Rovnice (4.1.3.15) je vhodná pro počítání v měniči s více výstupními vinutími. Jelikož neznám ani jedno špičkové napětí na sekundární straně lze dosadit do rovnice (4.1.3.15) za U_1 rovnicí (4.1.3.3) a dostanu

$$U_{OUT} = n \cdot D \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot U_{IN} - U_{CE} - U_3 \right) - 2 \cdot U_F \quad (4.1.3.16)$$

Rovnice (4.1.3.15) a (4.1.3.16) jsou rovnice pro výstupní napětí polovičního můstku. Z rovnice (4.1.3.16) lze spočítat poměr závitů n primárního vinutí vůči sekundárnímu vinutí při známých hodnotách $U_{IN(MIN)}$, D_{MAX} . Pokles napětí na blokovacím kondenzátoru C_3 by neměl být větší jak 10 % U_P .

Třetí stav – sepnut tranzistor Q_2 (obr. 4.1.3.5)

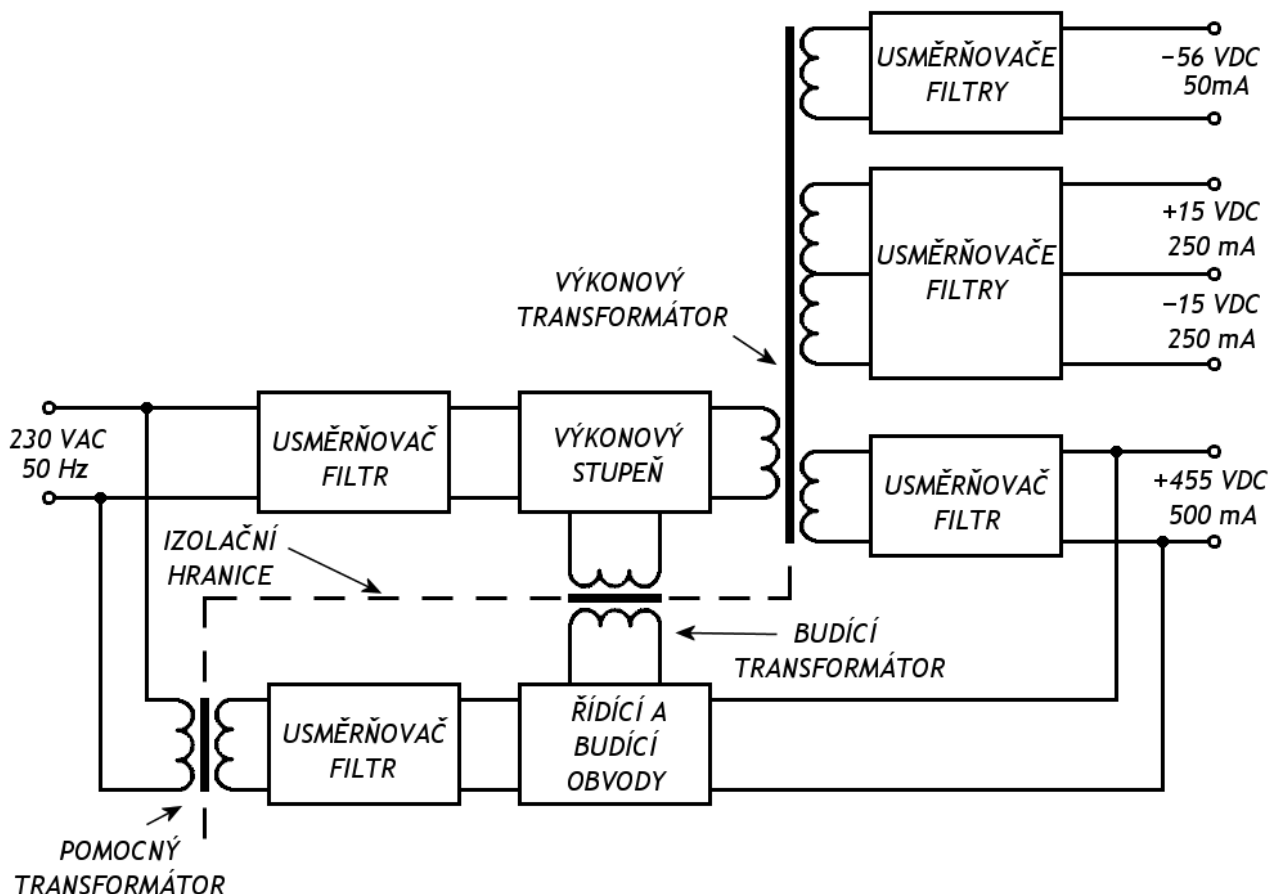
Po uplynutí bezpečnostního intervalu Δt_2 sepne tranzistor Q_2 . Jelikož budíme primární vinutí ve stejné polaritě napětí jako mělo vinutí po přepolarizování v druhém stavu, bude se stále magnetický indukční tok $\Phi(t)$ zmenšovat a polarita na vinutích zůstane stejná jako v druhém stavu. Na sekundární straně se objeví špičkové napětí U_2 a začne se na výstup dodávat energie. Cívka L akumuluje energii, dobíjí se kondenzátor C_4 . Po bezpečnostním intervalu Δt_4 se celý cyklus opakuje od prvního stavu.



Obr. 4.1.3.5.: Schéma měniče při sepnutém tranzistoru Q_2

4.2. POPIS ZAPOJENÍ ZDROJE

Na obr. 9.2 je schéma zapojení celého navrhnutého zdroje. Zapojení zdroje odpovídá blokovému zapojení z obr. 4.2.1, kde je i naznačeno, jak je zdroj galvanicky oddělen od sítě. Zdroj popíšu po částech, sleduji obr. 9.2.



Vstupní obvody

Na vstupu je síťový vypínač, pojistka P1, NTC termistor R1, který má zabránit proudovému nárazu při zapnutí zdroje. EMC, C1, C2, C3 je vstupní odrušovací filtr, DB1 je vstupní usměrňovač.

Síťová část zdroje

Kondenzátory C4, C5 jsou filtrační a tvoří levou stranu půlmůstku, R2, R3 jsou vybíjecí odpory filtračních kondenzátorů. Při vypnutí zdroje se náboj v C4, C5 vybije do R2, R3. Tranzistory T1, T2 tvoří pravou část půlmůstku. Diody D10, D11 odvádí napěťové špičky, které vznikají při spínání primárního vinutí, zpět do zdroje. Tlumicí články R10, C19 a R11, C20 tlumí špičky napětí, které vzniknou při spínání a chrání tím i spínací tranzistory. V diagonále půlmůstku (tučně zvýrazněna) je primární vinutí LXP (hlavního) výkonového transformátoru TR4, měřicí transformátor proudu TR3, blokovací kondenzátory C16, C17, C18, které zabraňují stejnosměrné

předmagnetizaci jádra TR4. Jsou zapojeny tři paralelně kvůli kapacitě. Kondenzátory se často přepólovávají a teče jimi velký proud. Vhodné kondenzátory nejsou dostupné, proto jsem použil kondenzátory ze spínaného zdroje z počítače. Měřicí transformátor proudu TR3 funguje jako pojistka proti přetížení zdroje.

Sekundární část zdroje

Na sekundární straně výkonového transformátoru TR4 jsou tři vinutí. Na vinutí LX1 je zapojen jednocestný usměrňovač a dvojitý LC filtr, kvůli dobré filtraci. Z vinutí LX1 se odebírá pouze napětí, ne proud. Za filtry je zapojen stabilizátor R20, D22 a nastavení předpětí hrubě R21. Odpor R22 posouvá spodní hranici regulace předpětí na -25 V . Je to z toho důvodu, že se nenastaví předpětí na menší hodnotu než -25 V . C23 a C24 jsou blokovací kondenzátory pro střídavou složku napětí (C23) a VF složku střídavého napětí (C24).

Na vinutí LX2 a LX3 je zapojen můstkový usměrňovač z diod D14, D15, D16, D17. Vinutí fungují jako symetrický zdroj, takže je na obě části vinutí připojen LC filtr L3, C25 a L5, C26. Následuje druhý LC filtr, kvůli filtraci L4, L6, C27, C28, C30, C31. Kondenzátory jsou zapojeny paralelně, protože se tak zmenšuje ESR (ekvivalentní sériový odpor). Vinutí L4, L6 jsou na společném jádře s tlumivkou L7. L7 dodává při nedostatku energie vinutím L4, L6 energii. Za druhým filtrem jsou zapojeny stabilizátory IC3, IC4 pro kladné i záporné napětí s ochranou proti přepólování výstupu D25, D26 a přepětí D23, D24. Kondenzátory C29, C32, C33, C35 jsou blokovací. Kondenzátory C34, C36 jsou filtrační.

Poslední vinutí LX4 je vysokonapěťové vinutí. Maximální špičkové napětí na vinutí je 730 V . Čtyři diody D18, D19, D20, D21 tvoří můstkový usměrňovač, který nepotřebuje symetrický zdroj pro využití obou půlvln zdroje (dvojcestný usměrňovač musí mít symetrický zdroj). Za usměrňovačem následuje LC filtr L7, C37, C38. Na tento filtr je připojena zpětná vazba do řídicích obvodů.

Pomocné napájecí obvody

Transformátor TR1 je pomocný napájecí transformátor malého výkonu pro řídicí a budicí obvody. Můstkem DB2 se napětí usměrňuje. Kondenzátor C6 napětí filtruje, dále následuje 12 V stabilizátor IC2 a filtrační kondenzátor C9. C7, C8 jsou blokovací kondenzátory, diody D1 a D2 jsou ochranné.

Řídicí obvod

U řídicího obvodu IC1 jsou blokovací kondenzátory C11 a C12. R16 je časovací odpor a C13 je časovací kondenzátor vnitřního oscilátoru. R17 a R18 nastavují nejmenší dobu (dead time), kdy jsou oba tranzistory vypnuty. C14 je blokovací kondenzátor referenčního napětí. C15, R19 a D31 je obvod měkkého startu zdroje (soft-start). Diodu D31 jsem použil Shottky s velmi malým úbytkem napětí v propustném směru.

Budící obvody

Budící obvody jsou od síťové části galvanicky odděleny transformátorem TR2. Transformátor je připojován ke GND tranzistory T5, T6. Odporů R12, R13 a R14, R15 nastavují pracovní bod tranzistorů T5, T6. Diody D5, D6 zajistí napětí na kondenzátoru C10 o velikosti dvojnásobku napětí v propustném směru, cca 1,5 V. Po vypnutí tranzistoru podrží chvíli C10 napětí a urychlí se tím vypnutí tranzistoru. D3, D4 jsou ochranné diody.

Na síťové části jsou tranzistory T3, T4, které zkratovávají gate-source u vypínaných výkonových tranzistorů T1, T2 a vybíjí náboj Q_{GS} , který se naakumuloval v kapacitě C_{GS} . Odporů R4, R7 nastavují proud do báze tranzistorů T3, T4. Diody D7, D8 propouští jen když má být tranzistor T1 nebo T2 sepnut. Odporů R6, R9 zabraňují jen při zapnutí zdroje náhodnému sepnutí tranzistoru T1, T2, tak že napevno spojí potenciál gate s potenciálem source a způsobí vybíjení kapacity C_{GD} . Za činnosti zdroje nemají R6, R9 žádný význam. Odporů R5, R8 jsou tlumicí odpory a tlumí Q rezonančního obvodu, který tvoří parazitní kapacity a indukčnosti.

Zpětná vazba

Výstupní anodové napětí se snímá přes rezistory R23, R24, R25. Odporů R23, R24 jsou v sérii proto, aby se vysoké napětí a tepelný výkon rozdělil na dva rezistory. R32, C41, C42 je zpětnovazební síť napětového zesilovače odchylky. Trimrem R26 se nastaví referenční napětí neinvertujícího vstupu.

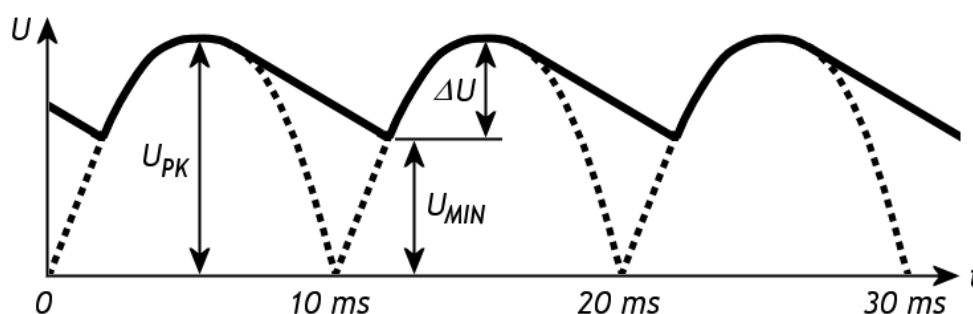
Transformátor TR3 snímá primární proud v každé půlvlně. Odpor R28 je snímací odpor, na kterém se objeví napětí úměrné procházejícímu primárnímu proudu, převedeným převodem transformátoru na sekundární stranu. C39 filtruje snímané napětí na R28. Síť R29, R30, R31, C40 nastavuje zesílení druhého zesilovače odchylky, který funguje jako omezovač pracovního cyklu zdroje při přetížení (proudová pojistka). Kondenzátor C40 zmenšuje zesílení na vysokých frekvencích (dolní propust R30, C40). R27 nastavuje hranici, od kdy limituje proudová ochrana.

4.3. VSTUPNÍ FILTR

Síťové napětí je usměrněno graetzovým můstkem DB₁ a vyhlazeno kondenzátory C₄ a C₅ do podoby hrubě filtrovaného, neregulovaného stejnosměrného napětí U_{IN}, které napájí spínací obvody na síťové části zdroje. Protože síťové napětí může kolísat v rozmezí 230 V ± 15 % (195–265 V), kolísá stejnosměrné napětí U_{IN} v rozmezí 275–375 V. To je také rozsah vstupního napětí měniče. Při účinnosti 85 % a výstupním výkonu 240 W je příkon měniče 282 W. Energie, kterou zdroj o příkonu 282 W spotřebuje během jedné periody síťového napětí je

$$E = P \cdot T = 282 \cdot 0,02 = 5,64 \text{ J} \quad (4.3.1)$$

Kondenzátory C₄ a C₅ se každou půlperiodu nabíjí na špičkovou hodnotu síťového napětí U_{PK}. Kondenzátory se poté vybíjí a dodávají energii, kterou potřebuje zdroj při plném výkonu, než se znovu nabíjí v další části půlperiody. Každý výdej energie způsobí na kondenzátoru pokles napětí ΔU na hodnotu U_{MIN}. Hodnotu poklesu napětí ΔU si návrhář může zvolit a já jsem zvolil ΔU = 50 V.



Obr. 4.3.1.: Průběh hrubě filtrovaného usměrněného napětí

Rozdíl energií ze špičkové hodnoty napětí U_{PK} a minimální hodnoty U_{MIN} je energie, co kondenzátor vydá při poklesu napětí ze špičkové hodnoty napětí U_{PK} na minimální hodnotu U_{MIN} během půlperiody (zdroj spotřebuje při plném výkonu za půlperiodu energii E/2).

$$\frac{E}{2} = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U_{PK}^2 - \frac{1}{2} \cdot C \cdot U_{MIN}^2 = \frac{1}{2} \cdot C \cdot (U_{PK}^2 - U_{MIN}^2) \quad (4.3.2)$$

Ze vzorce (4.3.2) dostaneme minimální vstupní kapacitu filtru pro daný pokles napětí ΔU.

$$C_{IN(MIN)} = \frac{E}{U_{PK}^2 - U_{MIN}^2} \quad (4.3.3)$$

Tato vstupní kapacita C_{IN} je velikost dvou sériově spojených kondenzátorů. Použijí se dva kondenzátory, každý o kapacitě C = 2 · C_{IN}. Velikost napětí se počítá v nejnejpříznivějším případě síťového napětí t.j. minimální síťové napětí je U_{AC(MIN)} = 195 V a jeho špičková hodnota napětí U_{PK}

má při filtraci velikost $U_{PK} = \sqrt{2} \cdot U_{S(MIN)} = \sqrt{2} \cdot 195 = 275 \text{ V}$. Minimální hodnota vyfiltrovaného napětí U_{MIN} lze spočítat jako pokles napětí z hodnoty U_{PK} o hodnotu ΔU t.j. $U_{MIN} = U_{PK} - \Delta U$. Od U_{PK} se ještě odčítá úbytek napětí na diodách (můstku DB_1) v propustném směru, který bývá kolem 1–1,5 V. Po dosazení do vzorce (4.3.3) vyjde minimální kapacita C_{IN}

$$C_{IN(MIN)} = \frac{5,64}{274^2 - 224^2} = 227 \mu F$$

Použijí se dva kondenzátory o kapacitě $C_4 = C_5 = 470 \mu F$ na napětí 200 V, jejichž hodnota je při spojení do série 235 μF .

Aby se napětí na kondenzátorech rozdělilo symetricky, jsou paralelně ke kondenzátorům připojeny vybíjecí odpory, jejichž velikost se spočítá podle vzorce uvedeného v [5, str. 87]

$$R = \frac{1000}{0,015 \cdot C} [k \Omega, \mu F] \quad (4.3.4)$$

Po dosazení $C = 470 \mu F$ do (4.3.4) vyjdou vybíjecí odpory $R = 141 \text{ k}\Omega$ a z řady jsem použil $150 \text{ k}\Omega$ na zatížení 1 W.

<i>Sít'ové napětí U_{AC}</i>		<i>Špičkové napětí U_{PK} na filtru (C_4, C_5)</i>		<i>Napětí U_{MIN} na filtru při výkonu 240W</i>	
$U_{AC(MIN)}$	195 V	$U_{IN(MIN)}$	275 V	$U_{MIN(MIN)}$	224 V
$U_{AC(MAX)}$	265 V	$U_{IN(MAX)}$	375 V	$U_{MIN(MAX)}$	324 V

Tab. 4.3.1 Přehled velikosti napětí v síti a na filtru

Kondenzátory tvoří dělič napětí, jehož střed vytváří umělou zem, na kterou je připojen jeden konec primárního vinutí. Jestliže sepne jeden tranzistor, bude na primárním vinutí polovina napětí U_{MIN} příslušné polarity, $U_P = U_{MIN}/2$. Největší velikost proudu (nejhorší případ), který bude zdroj při příkonu 282 W odebírat ze sítě je při minimálním napětí $U_{MIN(MIN)}$, $U_P = U_{MIN(MIN)}/2$ je

$$I_{P, DC(MAX)} = \frac{P_{IN}}{U_{P(MIN)}} = \frac{282}{112} = 2,52 \text{ A} \quad (4.3.5)$$

Primárním vinutí poteče v nejhorším případě 2,52 A. Ale je to zatím jen přibližná hodnota. Od U_P se ještě odečítá úbytek napětí na spínacím tranzistoru a blokovacích kondenzátorech C_{16} – C_{18} . Tranzistor můžu vybrat už nyní, protože znám maximální stejnosměrné hodnoty proudu a napětí na primární straně. Z katalogu jsem vybral tranzistor firmy STMicroelectronics typ STP9NB50, který má $R_{DS(ON)} = 0,72 \Omega$ při 3 A. Na $R_{DS(ON)}$ vznikne při průchodu proudu 3 A úbytek napětí $U_{DS} = 2,16 \text{ V}$. Na primárním vinutí bude napětí a proud uvedený v tab. 4.3.2.

<i>Napětí U_{MIN} na filtru při výkonu 240W</i>		<i>Napětí na primárním vinutí U_P</i>		<i>Proud primárního vinutí I_P</i>	
$U_{MIN(MIN)}$	224 V	$U_{P(MIN)}$	110 V	$I_{P,DC(MIN)}$	2,56 A
$U_{MIN(MAX)}$	324 V	$U_{P(MAX)}$	158 V	$I_{P,DC(MAX)}$	1,78 A

Tab. 4.3.2 Velikost napětí a proudu primárního vinutí

Velikost proudu, který protéká primárním vinutím je pouze jedna složka. Ve skutečnosti se po navrhnutí výkonového transformátoru zjistí největší RMS (root mean square) proud a zkontroluje se, jestli výkonový tranzistor takový proud vydrží, popř. se vybere jiný.

4.4. NÁVRH TRANSFORMÁTORU

Ve dvojčinných měničích zasahuje rozkmit magnetické indukce ΔB do dvou kvadrantů hysterézní křivky, čímž je lépe využito jádro transformátoru. Saturační magnetická indukce B_{SAT} se pohybuje u feritových materiálů kolem 0,25–0,4 T. Při návrhu jsem použil katalog firmy Ferroxcube [33] a Pramet Šumperk [32]. V prvním kroku se vybere materiál jádra, který je vhodný pro danou aplikaci (výkonový transformátor). Z katalogu [33, str. 19] jsem si vybral často používaný materiál 3C90, který se hodí pro transformátory i filtrační tlumivky a je užíván pro běžné průmyslové aplikace. Materiál má velkou saturační magnetickou indukci $B_{SAT} = 0,25$ T, což je výhodné, protože se může zvolit větší rozkmit magnetické indukce ΔB a tím se zmenšuje objem jádra. Jádra řady 3CXX jsou omezena více rozkmitem ΔB než oteplením jádra. Pro materiál 3C90 vychází při provozních podmínkách rozkmitu magnetické indukce $\Delta B = 0,1$ T, teplotě v jádře $T_C = 100$ °C a frekvenci $f_T = 100$ kHz objemové ztráty v jádře $P_V = 80$ kW·m⁻³ (obr. 4.4.1). Vychází-li $P_V \leq 100$ kW·m⁻³, lze použít přirozené chlazení vzduchem, což je výhodné. Transformátor tedy bude pracovat s rozkmitem magnetické indukce $\Delta B = 0,1$ T, teplotou v jádře (maximální) $T_C = 100$ °C, frekvencí $f_T = 100$ kHz a objemové ztráty v jádře budou $P_V = 80$ kW·m⁻³, jádro bude chlazeno vzduchem.

Neobvyklé situace jako je třeba start zdroje nebo přechodné přetížení můžou způsobit, že řídicí obvody se budou snažit při maximálním napětí v síti (t.j. 375 V DC na vstupním filtru) doregulovat napětí na výstupu na jmenovitou hodnotu. To může způsobit větší rozkmit magnetické indukce ΔB . Aby se nepřesýtilo jádro, musí platit $\Delta B_{MAX} < B_{SAT}$, což se může ověřit kontrolou

$$\Delta B_{MAX} = \Delta B \cdot \frac{U_{IN(MAX)}}{U_{IN(MIN)}} = 0,1 \cdot \frac{375}{275} = 0,136 \text{ T} \quad (4.4.1)$$

Při startu nebo přetížení by neměl rozkmit magnetické indukce ΔB přesáhnout hodnotu 0,136 T, což je hodnota menší než $B_{SAT} = 0,25$ T a podmínka je splněna.

Protože je pro návrh potřeba údajů použitého jádra, musí se zvolit vhodné jádro. Pro výběr jádra lze použít vzorec, který má hodně jiných tvarů, podle kterého určíme přibližně velikost jádra a poté zvolíme konkrétní jádro. Je to součin efektivního průřezu jádra S_e a plochy okénka pro vinutí S_w . V anglické literatuře jsou označovány A_e a A_w a součin jako **Area product**. Součin je uváděn v katalogu výrobců jader a lze podle něho rychle vybrat jádro zvoleného tvaru. Vzorec má tvar

$$AP = A_e \cdot A_w = \left(\frac{P_{OUT}}{K \cdot \Delta B \cdot f_T} \right)^{\frac{4}{3}} [\text{cm}^4] \quad (4.4.2)$$

kde A_e je efektivní průřez jádra [cm^2], A_w je plocha okénka pro vinutí [cm^2], P_{OUT} je výstupní výkon měniče [W], ΔB je rozkmit magnetické indukce [T], f_T je pracovní frekvence transformátoru [Hz] a K je konstanta použitého zapojení, která má hodnotu 0,0085 pro akumulární měniče, 0,014 pro jednočinné propustné měniče a pro dvojčinný měnič se středním vývodem transformátoru, 0,017 pro můstkové měniče (poloviční a plný most). Vzorec (4.4.2) je založen na předpokladu proudové hustoty ve vinutí $J_{\text{AP}} = 420 \text{ A} \cdot \text{cm}^{-2}$ při oteplení maximálně o 40°C a využití okénka 40 %.

Po dosazení hodnot do pro můj měnič $P_{\text{OUT}} = 240 \text{ W}$, $K = 0,017$, $\Delta B = 0,1 \text{ T}$ a $f_T = 100 \text{ kHz}$ dostanu $AP_{\text{MIN}} = 1,584 \text{ cm}^4$. Z katalogu firmy Magnetics [34] jsem zjistil, že jádro ETD39 má $AP = 2,21 \text{ cm}^4$ a při 100 kHz je schopno přenést výkon 380 W . AP (jádra) je větší než AP_{MIN} a jádro lze proto použít. Jádro ETD39 má následující hodnoty uvedené v tab. 4.4.1. Nyní převedu jednotky $P_V = 80 \text{ kW} \cdot \text{m}^{-3} = 0,08 \text{ mW} \cdot \text{mm}^{-3}$ a použiji ve vzorci 4.4.3, který vyjadřuje celkové ztráty v jádře P_C

$$P_C = P_V \cdot V_e = 0,08 \cdot 11500 = 920 \text{ mW} = 0,92 \text{ W} \quad (4.4.3)$$

Ztráty v jádře vyšly $P_C = 0,92 \text{ W}$, což je přijatelný výsledek na tuto velikost jádra.

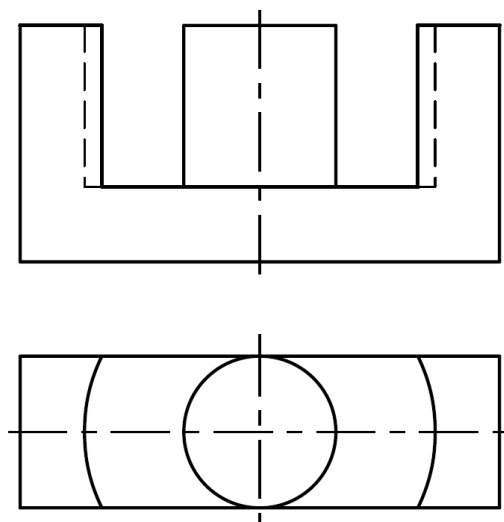
Efektivní délka mag. cesty, l_e :	92,2 mm ²
Efektivní průřez jádra, S_e :	125 mm ²
Efektivní objem jádra, V_e :	11500 mm ³
Plocha okénka, S_w :	177 mm ³
Šířka pro vinutí:	25,7 mm
Výška pro vinutí:	7 mm
Střední délka závitu, MLT:	69 mm

Tab. 4.4.1 Katalogové údaje jádra ETD39

Nyní se může přistoupit k počítání závitů. Nejprve se určí maximální a minimální počet závitů $N_{\text{P(MAX)}}$ a $N_{\text{P(MIN)}}$ na primárním vinutí. Návrh všech magnetických prvků vychází ze zákona elektromagnetické indukce napětí. Pro indukované napětí platí

$$U_i = \frac{N \cdot d\Phi}{dt} = \frac{N \cdot dB \cdot S}{dt} \quad [V; \text{záv}; T, m^2] \quad (4.4.4)$$

Indukované napětí za periodu T , kterou můžeme vyjádřit jako $1/f_T$ (transformátoru), se indukuje ve dvojčinném měniči za periodu T dvakrát. Proto za výraz dt dosadíme $1/(2 \cdot f_T)$.



Obr. 4.4.1.: Vzhled jádra ETD

Změna magnetické indukce ΔB v jádře transformátoru je rozkmit magnetické indukce ΔB , který jsem na začátku kapitoly určil jako 0,1 T. Po přepsání vztahu (4.4.4) dostaneme

$$U_i = 2 \cdot N \cdot \Delta B \cdot S_e \cdot f_T \quad [V; \text{záv}; T; m^2; Hz] \quad (4.4.5)$$

kde N je počet závitů vinutí, ΔB je rozkmit magnetické indukce, S_e je efektivní průřez jádra transformátoru a f_T je pracovní frekvence transformátoru.

Ze vztahu (4.4.5) se odvodí vzorec pro počet závitů na primárním vinutí pro napětí U_P

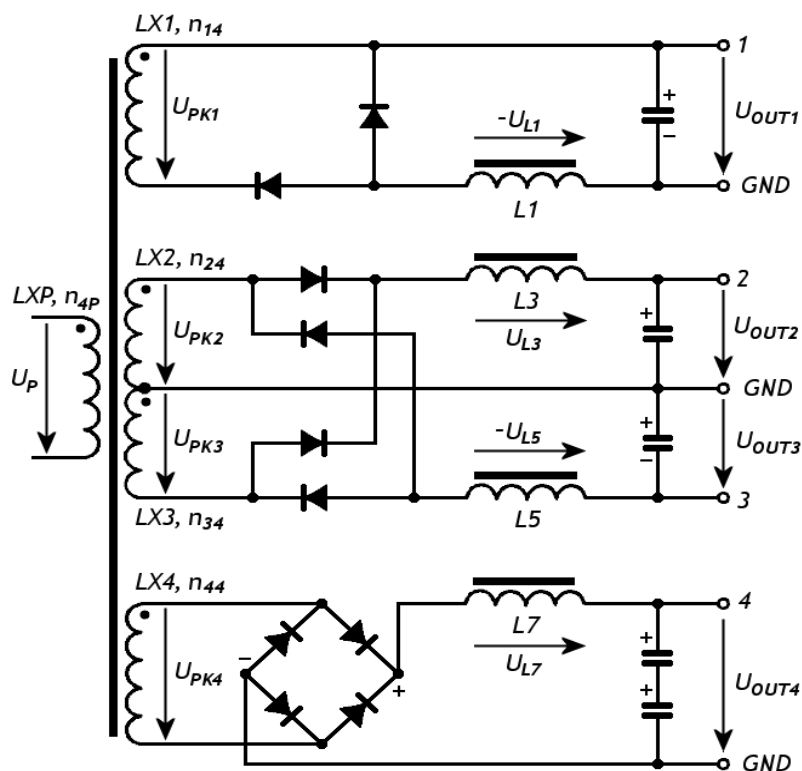
$$N_P = \frac{U_P}{2 \cdot \Delta B \cdot S_e \cdot f_T} \quad [záv; V; T; m^2; Hz] \quad (4.4.6)$$

a po dosazení známých hodnot z tab. 4.4.1 a tab. 4.3.2 do vztahu (4.4.6) dostaneme

$$N_{P(MAX)} = \frac{U_{P(MAX)}}{2 \cdot \Delta B \cdot S_e \cdot f_T} = \frac{158}{2 \cdot 0,1 \cdot 125 \cdot 10^{-6} \cdot 10^5} = 63 \text{ záv}$$

$$N_{P(MIN)} = \frac{U_{P(MIN)}}{2 \cdot \Delta B \cdot S_e \cdot f_T} = \frac{110}{2 \cdot 0,1 \cdot 125 \cdot 10^{-6} \cdot 10^5} = 44 \text{ záv}$$

Na primárním vinutí musí být minimálně 44 a maximálně 63 závitů pro využití transformátoru s rozkmitem magnetické indukce $\Delta B = 0,1$ T.



Obr. 4.4.2.: Uspořádání výstupních obvodů na sekundární straně

Postup výpočtu: Spočítají se poměry závitů vinutí, určí se hodnota špičkového napětí $U_{PK4(MIN)}$, poměr závitů mezi primárním a anodovým vinutím a z poměru se určí hodnoty $U_{PK4(MAX)}$ a D_{MIN} .

Na obr. 4.4.2 jsou znázorněny čtyři sekundární vinutí transformátoru a výstupní obvody. U_P je napětí na primárním vinutí, U_{PK} je špičkové napětí na sekundárním vinutí transformátoru U_{OUT} je výstupní stejnosměrné napětí. Na výstup 4 je připojena zpětná vazba do regulátoru, který udržuje na výstupu 4 nastavenou hodnotu (důležité!).

Na sekundární stranu se transformuje v poměru počtu závitů primární napětí U_P . Protože je zdroj řízený, je na výstupu 4 vždy nastavené napětí. Na ostatní vinutí se transformuje napětí v poměru počtu závitů vzhledem k regulovanému vinutí LX4 (ostatní vinutí LX1, LX2, LX3 jsou závislé na napětí na vinutí LX4). Čili poměry závitů se spočítají takto

$$n_{44} = \frac{U_{OUT4}}{U_{OUT4}} = 1 \quad n_{34} = \frac{U_{OUT3}}{U_{OUT4}} \quad n_{24} = \frac{U_{OUT2}}{U_{OUT4}} \quad n_{14} = \frac{U_{OUT1}}{U_{OUT4}} \quad (4.4.7)$$

$$n_{44} = \frac{U_{PK4}}{U_{PK4}} \quad n_{34} = \frac{U_{PK3}}{U_{PK4}} \quad n_{24} = \frac{U_{PK2}}{U_{PK4}} \quad n_{14} = \frac{U_{PK1}}{U_{PK4}} \quad (4.4.8)$$

$$n_{P4} = \frac{U_{PK4}}{U_P} \quad (4.4.9)$$

První index vždy udává, které napětí je dělené napětím regulovaného vinutí LX4, druhý index udává, které napětí je regulované, zde U_{OUT4} (U_{PK4}). U (4.4.9) dělí U_P napětí regulovaného vinutí. Protože U_{OUT} jsou jediná napětí, která zatím znám z kap. 4.1.1, spočítají se poměry z těchto hodnot. U mého zdroje mám regulované napětí nejvyšší, proto by všechny poměry byly menší než 1. Je vhodné najít celé číslo ve jmenovateli zlomku. Př. výpočet n_{14} , n_{24} , n_{34}

$$n_{14} = \frac{U_{OUT1}}{U_{OUT4}} = \frac{65}{455} = 0,143 = \frac{1}{7} \quad n_{24} = n_{34} = \frac{U_{OUT2}}{U_{OUT4}} = \frac{19,78}{455} = 0,0435 = \frac{1}{23}$$

U vinutí LX2 a LX3 jsem zvýšil napětí (rezerva 2,5 V pro stabilizátor) a ještě jsem trochu přidal bych zmenšil poměr n_{24} a n_{34} na $1/23$. Jedná se tedy o poměry závitů mezi vinutím LX a anodovým vinutím LX4 (kromě vzorce 4.4.9). (V poměru dělím vždy uvažovaným zdrojem, U_{PK4} pro sekundární vinutí a U_P pro regulované vinutí)

Špičkové napětí U_{PK4} regulovaného vinutí se spočítá z rovnice výstupního napětí půlmůstku (4.1.3.15), kde U_{F4} je úbytek napětí na diodě v propustném směru v usměrňovači napětí U_{PK4}

$$U_{PK4} = \frac{U_{OUT4} + 2 \cdot U_{F4}}{D} \quad (4.4.10)$$

Mohou nastat tyto dva případy, a) $U_{PK4(MAX)}$ při $U_{P(MAX)}$, D_{MIN} a b) $U_{PK4(MIN)}$ při $U_{P(MIN)}$, D_{MAX} . Protože zatím neznám hodnotu D_{MIN} , můžu zatím spočítat špičkové napětí na regulovaném, anodovém vinutí při minimálním napětí v síti, čili možnost b. Protože jsem pomocí (4.4.10) spočítal neznámou do vzorců (4.4.8) a (4.4.9), mohu spočítat všechna špičková napětí na ostatních vinutích při minimálním napětí v síti. Po dosazení $U_{OUT4} = 455$ V, $U_{F4} = 1,1$ V @ 0,65 A a $D_{MAX} = 0,9$ vyjde $U_{PK4(MIN)} = 508$ V.

Nyní znám špičkové napětí vinutí LX4 ($U_{PK4(MIN)}$) při minimálním napětí v síti ($U_{P(MIN)}$) a lze použitím vzorce z (4.4.9) spočítat poměr závitů primárního a anodového vinutí n_{4P} .

$$n_{4P} = \frac{U_{PK4(MIN)}}{U_{P(MIN)}} = \frac{508}{110} = 4,6182 \quad (4.4.11)$$

Protože mě zajímá jaké jsou hodnoty napětí při minimálním a maximálním napětí v síti, spočítám si podle teď už známého poměru n_{4P} špičkové napětí $U_{PK4(MAX)}$.

$$U_{PK4(MAX)} = n_{4P} \cdot U_{P(MAX)} = 4,618 \cdot 158 = 729,5 \text{ V} \quad (4.4.12)$$

Minimální pracovní cyklus se spočítá z rovnice (4.4.10), protože nyní znám $U_{PK4(MAX)}$.

$$D_{MIN} = \frac{U_{OUT4} + 2 \cdot U_{F4}}{U_{PK4(MAX)}} = \frac{455 + 2 \cdot 1,1}{729,5} = 0,63 \quad (4.4.13)$$

Ze známého poměru n_{4P} se vypočítá počet závitů anodového vinutí. Vybírám N_P v rozmezí $N_{P(MIN)}$ až $N_{P(MAX)}$, které jsem vypočítal dříve.

$$N_4 = n_{4P} \cdot N_P = 4,618 \cdot 47 = 217 \text{ záv} \quad (4.4.14)$$

Rovnice (4.4.8) jsou poměry závitů sekundárních vinutí vůči vinutí LX4. Pomocí (4.4.8) se dopočítají závity vinutí LX1, LX2 a LX3. Př.

$$N_1 = n_{14} \cdot N_4 = \frac{1}{7} \cdot 217 = 31 \text{ záv} \quad N_2 = N_3 = n_{24} \cdot N_4 = \frac{1}{23} \cdot 217 = 9 \text{ záv}$$

			Při minimálním napětí v síti				Při maximálním napětí v síti			
Vinutí LX	Počet závitů [záv]		Sekundární napětí transformátoru $U_{PK} [V_{PK}]$		Výstupní stejnosměrné napětí $U_{OUT} [V]$		Sekundární napětí transformátoru $U_{PK} [V_{PK}]$		Výstupní stejnosměrné napětí $U_{OUT} [V]$	
Prim.	N_P	47	$U_{P(MIN)}$	110			$U_{P(MAX)}$	158		
1	N_1	31	$U_{PK1(MIN)}$	72,6	U_{OUT1}	-64,5	$U_{PK1(MAX)}$	104,2	U_{OUT1}	-64,2
2	N_2	9	$U_{PK2(MIN)}$	21,1	U_{OUT2}	18,1	$U_{PK2(MAX)}$	30,3	U_{OUT2}	18,0
3	N_3	9	$U_{PK3(MIN)}$	21,1	U_{OUT3}	-18,1	$U_{PK3(MAX)}$	30,3	U_{OUT3}	-18,0
4	N_4	217	$U_{PK4(MIN)}$	508,0	U_{OUT4}	454,9	$U_{PK4(MAX)}$	729,5	U_{OUT4}	453,9

Tab. 4.4.2 Shrnutí vypočítaných hodnot transformátoru

Je vhodné si vzorce napsat do tabulkového editoru, měnit hodnotu N_P a sledovat, pro které N_P jsou ostatní závity co nejblíže celému číslu. Mě vyšlo výhodné použít $N_P = 47$ záv. Dále si můžu přepočítat, jak se bude zdroj chovat s nově vypočítanými hodnotami podle (4.4.15), (4.4.16), (4.1.3.15) a shrnout celkově doposud vypočítané hodnoty v tab. 4.4.2. Díky zaokrouhlování se změní poměry závitů a s těmito poměry počítám U_{PK} podle (4.4.16). Poměry jsou v tab. 4.4.3.

$$n_{4P} = \frac{N_4}{N_P} \quad n_{14} = \frac{N_1}{N_4} \quad n_{24} = n_{34} = \frac{N_2}{N_4} \quad (4.4.15)$$

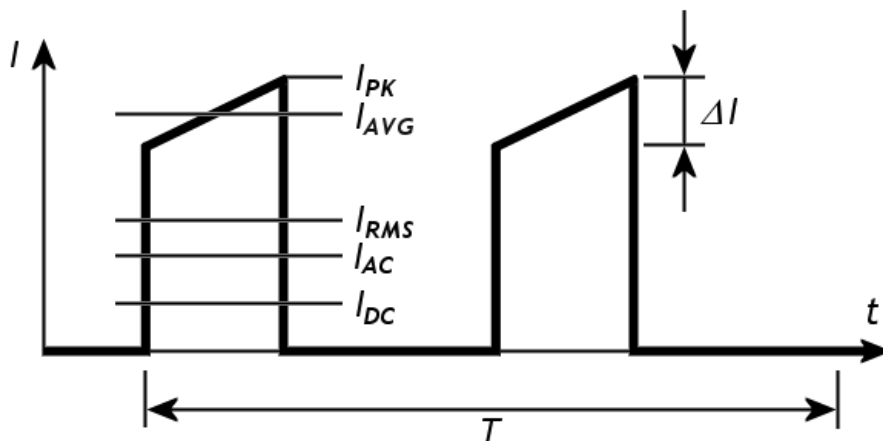
$$U_{PK(MIN)} = U_{P(MIN)} \cdot \frac{N_X}{N_P} \quad U_{PK(MAX)} = U_{P(MAX)} \cdot \frac{N_X}{N_P} \quad (4.4.16)$$

Př. $U_{PK1(MIN)} = 110 \cdot (31/47) = 72,55 \text{ V}_{PK}$. Napětí $U_{P(MIN)}$ a $U_{P(MAX)}$ znám z kap. 4.3.

Poměr	n _{4P}	n ₁₄	n ₂₄	n ₃₄	n ₄₄
Hodnota	4,617	1/7	1/24	1/24	1

Tab. 4.4.3 Hodnoty poměrů závitů vinutí pro dané závity

Postup výpočtu: Spočítají se velikosti proudů ve vinutí a zvolí se vhodné vodiče.



Obr. 4.4.3.: Průběh proudu ve vinutích transformátoru

Na obr. 4.4.3 je znázorněn průběh proudu ve vinutí transformátoru. Proud ve vinutích kopíruje průběh kolektorového proudu. Pro transformátor pracující v nepřerušovaném režimu platí rovnice

$$I_{AVG} = I_{PK} - \frac{\Delta I}{2} \quad (4.4.17)$$

$$I_{RMS} = I_{AVG} \cdot \sqrt{D} \quad (4.4.18)$$

$$I_{DC} = I_{AVG} \cdot D \quad (4.4.19)$$

$$I_{AC} = I_{AVG} \cdot \sqrt{D \cdot (1 - D)} \quad (4.4.20)$$

kde I_{PK} je špičková hodnota proudu, ΔI je zvlnění proudu, I_{AVG} je střední hodnota proudu, I_{RMS} je efektivní hodnota proudu, I_{DC} je stejnosměrná a I_{AC} je střídavá složka proudu. Složky proudu se sčítají vektorově podle rovnice

$$I_{RMS}^2 = I_{DC}^2 + I_{AC}^2 \quad (4.4.21)$$

a z toho se spočítá střídavá složka I_{AC}

$$I_{AC} = \sqrt{I_{RMS}^2 - I_{DC}^2} \quad (4.4.22)$$

Jestliže si z rovnic (4.4.18) a (4.4.19) vyjádříme I_{AVG} a porovnáme mezi sebou, dostaneme po úpravě

$$I_{RMS(MAX)} = \sqrt{\frac{I_{DC}^2}{D_{MIN}}} \quad (4.4.23)$$

Největší hodnoty může proud dosáhnout při D_{MIN} a $U_{P(MAX)}$. Pro I_{AVG} platí

$$I_{AVG(MAX)} = \frac{I_{DC}}{D_{MIN}} = \frac{I_{RMS(MAX)}^2}{I_{DC}} \quad (4.4.24)$$

Po dosazení I_{DC} a D_{MIN} do vztahů (4.4.23), (4.4.24) a poté výpočtu (4.4.21), dostanu tab. 4.4.4

Vinutí	I_{DC} [A]	I_{AC} [A]	I_{RMS} [A]	I_{AVG} [A]
Prim.	2,560	1,988	3,241	4,103
1.	0,050	0,039	0,063	0,079
2.	0,250	0,193	0,316	0,399
3.	0,250	0,193	0,316	0,399
4.	0,500	0,378	0,632	0,799

Tab. 4.4.4 Maximální hodnoty proudů v transformátoru

Po určení počtu závitů a hodnot proudů můžu spočítat hloubku penetrace D_{PEN} . Při vysokých frekvencích klesá proudová hustota vodiče směrem ke středu vodiče. D_{PEN} je definována jako vzdálenost od povrchu vodiče, kde je proudová hustota $1/e$ násobek proudové hustoty na povrchu vodiče (e je základ přirozeného logaritmu). Nejvýhodnější je používat vodiče o průměru několikanásobně menším než je D_{PEN} ($d \ll D_{PEN}$), protože se využije pro vedení proudu celý vodič. Jestliže je průměr vodiče $d > D_{PEN}$, využije se pro vedení pouze část vodiče, což je nevýhodné.

$$D_{PEN} = \sqrt{\frac{\rho}{\mu_0 \cdot \pi \cdot f_T}} [m] \quad (4.4.25)$$

kde ρ je měrný odpor mědi (pro teplotu 100°C je $\rho = 2,3 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$), μ_0 je permeabilita vakua ($\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ T} \cdot \text{m} \cdot \text{A}^{-1}$), f_T je pracovní frekvence transformátoru [Hz]. Po dosazení hodnot ρ při teplotě 100°C a μ_0 dostanu stejný vzorec, který je zjednodušený o dosazování konstant.

$$D_{PEN} = \frac{76,3}{\sqrt{f_T}} = \frac{76,3}{\sqrt{10^5}} = 0,241 [mm] \quad (4.4.26)$$

Hloubka penetrace je $D_{PEN} = 0,241 \text{ mm}$ při pracovní frekvenci transformátoru $f_T = 100 \text{ kHz}$. Vodiče by tedy měly mít průměr menší než D_{PEN} .

Maximální proudová hustota pro jádro ETD39, které má $AP = 2,21 \text{ cm}^4$ je

$$J_{MAX} = J_{AP} \cdot AP^{-0,125} = 420 \cdot 2,21^{-0,125} = 380 \text{ A} \cdot \text{cm}^{-2} \quad (4.4.27)$$

Protože je výhodnější pro soustavu SI jednotka $\text{A} \cdot \text{mm}^{-2}$ je převod mezi $\text{A} \cdot \text{cm}^{-2} = 10^{-2} \cdot \text{A} \cdot \text{mm}^{-2}$ a maximální proudová hustota $J_{MAX} = 3,8 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2}$. Proudová hustota J je definována jako

$$J = \frac{I}{S} \quad [\text{A} \cdot \text{m}^{-2}; \text{A}; \text{m}^2] \quad (4.4.28)$$

ze vzorce (4.4.28) můžu určit minimální potřebný průřez vodiče S_{MIN}

$$S_{MIN} = \frac{I_{RMS(MAX)}}{J_{MAX}} \quad [\text{mm}^2; \text{A}; \text{A} \cdot \text{mm}^2] \quad (4.4.29)$$

Z vypočítaného průřezu S_{MIN} jsem určil potřebný průměr vodiče d . Pro výpočet S_{MIN} se používají efektivní hodnoty proudů, I_{RMS} . Údaje o průřezu a průměru vodičů a dodatečné informace jsou uvedeny v tab. 4.4.5.

Vinutí	S_{MIN} [mm ²]	d_{CU} [mm]	d_v [mm]	S_{CU} [mm ²]	R_{CU} [Ω·m ⁻¹]	I_{CU} [A]	$I_{RMS(MAX)}$ [A]	P	W
Prim.	0,8529	0,125	0,865	0,3000	0,060	3,420	3,241	3	25
1.	0,0166	0,150	0,187	0,0177	0,989	0,067	0,063	1	N
2.	0,0832	0,236	0,287	0,0437	0,408	0,332	0,316	2	N
3.	0,0832	0,236	0,287	0,0437	0,408	0,332	0,316	2	N
4.	0,1664	0,200	0,465	0,0940	0,190	0,714	0,632	2	3

Tab. 4.4.5 Údaje o vodičích použitých na navinutí transformátoru

S_{MIN} je minimální požadovaný průřez vodiče, S_{CU} je průřez mědi vybraného vodiče, d_{CU} je průměr vodiče, d_v je vnější průměr vodiče, I_{CU} je maximální proud, který vodič přenesení při proudové hustotě $J_{MAX} = 3,8 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2}$. $I_{RMS(MAX)}$ je maximální proud, který může téct v příslušném vinutí (je uveden též v tab. 4), P je počet paralelně vinutých vodičů, W je počet vodičů ve VF lanku (N = vodič není VF lanko).

V tab. 4.4.5 jsou uvedeny údaje vodičů, vodiče jsou až na vinutí LX1 vinuté paralelně a některé jsou vinuty VF lanky z toho důvodu, že počet paralelně vinutých vodičů se nedal navinout. Proto $S_{MIN} < S_{CU} \cdot P$ a každý vodič přenesení část proudu. V tab. 4.4.5 je proto uveden celkový proud I_{CU} , který vodiče mohou v dané kombinaci přenést.

4.5. NÁVRH VÝSTUPNÍCH FILTRŮ

Návrh výstupních filtrů vychází z napětí, které je na filtrační tlumivce v době, kdy je jeden spínač zapnut, nebo oba vypnuty. Počítá se opět nejhorší případ, kdy je maximálním napětí na primárním vinutí $U_{P(MAX)}$, což způsobí největší napětí na tlumivce a největší zvlnění proudu. Použijí znovu obr. 4.4.2 a hodnoty z tab. 4.4.2 z kapitoly návrhu transformátoru 4.4.

Pro napětí na tlumivce U_{L7} (4. výstup) platí

$$U_{L7(MAX)} = U_{PK4(MAX)} - U_{OUT4} - 2 \cdot U_{F4} \quad (4.5.1)$$

Magnetizační proud tlumivky má velikost

$$\Delta I_{L7(MAX)} = \frac{U_{L7(MAX)}}{L_7} \cdot D_{MIN} \cdot T = \frac{U_{PK4(MAX)} - U_{OUT4} - 2 \cdot U_{F4}}{L_7} \cdot D_{MIN} \cdot T \quad (4.5.2)$$

Na obr. 4.1.3.2 naznačen průběh proudu ve výstupní tlumivce. Tlumivka pracuje v nepřerušovaném režimu. V tomto režimu teče filtrační tlumivkou vždy určitý minimální (kritický) proud. Kdyby odběr klesl pod hodnotu kritického proudu, dostala by se tlumivka do přerušovaného režimu, což je nežádoucí. Situace nastane při nejmenším zatížení výstupu. Pro tlumivku pracující v nepřerušovaném režimu platí rovnice

$$I_{AVG} = I_{PK} - \frac{\Delta I}{2} \quad (4.5.3)$$

$$I_{RMS} \approx I_{DC} \quad (4.5.4)$$

$$I_{DC} = I_{AVG} \quad (4.5.5)$$

$$I_{AC} = \frac{\Delta I}{\sqrt{12}} \quad (4.5.6)$$

Při minimálním odběru je $I_{PK} = \Delta I$ a $I_{AVG} = \Delta I/2$. Z rovnic (4.5.2), (4.5.3), (4.5.5) dostaneme při minimálním odběru

$$I_{DC(KRIT)} = \frac{1}{2} \cdot \Delta I = \frac{U_{PK4(MAX)} - U_{OUT4} - 2 \cdot U_{F4}}{2 \cdot L_{7(MIN)}} \cdot D_{MIN} \cdot T \quad (4.5.7)$$

kde $L_{7(MIN)}$ je minimální indukčnost pro zajištění nepřerušovaného režimu při kritické hodnotě proudu $I_{DC(KRIT)}$. Největší hodnota L_{MIN} se spočítá při $U_{P(MAX)}$, D_{MIN} , protože je přitom největší ΔI .

Znám-li nejmenší odběr výstupu můžeme přepsat vztah (4.5.7) do podoby (4.5.8) odkud můžu vypočíst nejmenší (minimální) hodnotu indukčnosti L . Minimální odběr je u zdroje I_{KRIT} .

$$L_{7(MIN)} = \frac{U_{PK4(MAX)} - U_{OUT4} - 2 \cdot U_{F4}}{2 \cdot I_{DC(KRIT)}} \cdot D_{MIN} \cdot T \quad (4.5.8)$$

Po dosazení hodnot z tab. 4.4.2 do vzorce (4.5.8) jsem dostal hodnoty uvedené v tab. 4.5.1, hodnoty indukčnosti použitých součástek jsou sloupec L [μ H] (indukčnost 4. vinutí se navrhuje jinak)

Vinutí	U _{OUT} [V]	U _{L(MAX)} [V]	L _{MIN} [μ H]	I _{KRIT} [mA]	L [μ H]
1.	-64,2	-39	5419	22,5	5600
2.	18,0	11,4	713	50	820
3.	-18,0	-11,4	713	50	820
4.	453,9	274,5	17163	50	

Tab. 4.5.1 Hodnoty minimální indukčnosti tlumivek a kritického proudu

Rozvržení filtrů

Filtry se dají uspořádat několika způsoby, nebo i řadit kaskádně. Mezi základní patří použití samostatných nebo vázaných indukčností. Samostatné indukčnosti mají každá indukčnost svoje jádro. U vázaných indukčností je jedno jádro pro několik indukčností, čili má několik vinutí na jednom jádře. Nevýhoda samostatných indukčností je, že napětí kolísá podle odběru na výstupu, ale není nic složitějšího na návrhu. Výhoda vázaných indukčností je, že díky společnému jádru se společná energie přenášená na výstup akumuluje v jádru. Nedostačuje-li některému vinutí energie, odebere si z rezervy v jádře a doplňuje si nedostatek energie. Jsou-li všechny výstupy přetěžovány, není v jádře rezerva energie a výhoda nefunguje. Nevýhoda vázaných indukčností je dosti složitý návrh a ne vždy lze tlumivku realizovat.

Chtěl jsem použít vázané indukčnosti na všech výstupech, ale tlumivka se nedala za přijatelných podmínek realizovat. Proto jsem použil dva kaskádně spojené filtry, kde jsou samostatné indukčnosti použity v prvním filtru na vyhlazení proudu (L1, L3, L5 – obr. 9.2). Na výstupu o největším výkonu jsem samostatnou tlumivku nepoužil. V druhém filtru je na třech výstupech, ze kterých se odebírá výkon použita vázaná indukčnost (L4, L6, L7). Důvod L7 na společném jádře je ten, že do jádra dodává velké množství energie a ještě vyhlazuje proud čtvrtého výstupu. Funkce L2, L4, L6 je i odrušení od vyšších frekvencí, které vznikají při spínání.

Pokud nevyjde hodnota indukčnosti, která se vyrábí, musí se tlumivka navrhnout. Tlumivka indukčnostmi L4, L6, L7 (vázané indukčnosti) se nevyrábí, proto ji musím navrhnout. Ostatní indukčnosti jsem vybral z katalogu firmy GM Electronic [35].

Návrh vázaných indukčností

Návrh tlumivky je o něco složitější než návrh transformátoru. Jelikož je sycena i stejnosměrnou složkou, musí mít jádro mezeru, aby nedošlo k přesycení. Zavedení mezery má tu nevýhodu, že klesá relativní permeabilita a s tím spojený činitel indukčnosti A_L . Použil jsem několik složitějších postupů, jak tlumivku řešit, ale snažení nebylo úspěšné. Nakonec jsem vymyslel velmi jednoduchý a vhodný postup.

Tlumivka musí přenést skoro stejně velký výkon jako transformátor, vybral jsem si pro tlumivku stejné jádro jako pro transformátor, ETD39-3C90, jehož parametry jsou uvedeny v tab. 4.4.1, které budu používat. Jádro z materiálu 3C90 začíná saturovat při $H_{SAT} = 50 \text{ A}\cdot\text{m}^{-1}$, t.j. $B_{SAT} = 0,25 \text{ T}$. Obecně v magnetizmu platí: vztah mezi mag. indukcí a intenzitou mag. pole je

$$B_{MAX} = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H_{MAX} \quad (4.5.9)$$

Z ampérova zákona se dostane vztah pro sílu (MMF = magnetomotive force)

$$MMF = H_{MAX} \cdot l_{eff} = \sum N \cdot I_{PK} \quad (4.5.10)$$

kde l_{eff} je efektivní délka mag. cesty, která se skládá z délky mag. mezery a délky mag. cesty v jádře. Celková síla je tedy složena z příspěvků od každého vinutí. Díky zařazení vzduchové mezery do cesty, kterou se uzavírá magnetický indukční tok se akumuluje v mezeře energie o intenzitě

$$H_{GAP(MAX)} = \frac{B_{MAX}}{\mu_0} = \frac{B_{SAT}}{\mu_0} = \frac{0,25}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} = 2 \cdot 10^5 \text{ A}\cdot\text{m}^{-1} \quad (4.5.11)$$

Relativní permeabilita vzduchu je rovna jedné. Nejvyšší dovolená intenzita magnetického pole v jádře je $H_{CMAX} = H_{SAT} = 50 \text{ A}\cdot\text{m}^{-1}$. Aby se jádro nepřesýtilo, musí platit

$$H_{GAP(MAX)} \cdot l_{GAP} + H_{CORE(MAX)} \cdot l_e > MMF_{MAX} \quad (4.5.12)$$

$$H_{GAP(MAX)} \cdot l_{GAP} + H_{CORE(MAX)} \cdot l_e > \sum N \cdot I_{PK} \quad (4.5.13)$$

kde l_{eff} se skládá z délky vzduchové mezery l_{GAP} a efektivní délky mag. cesty skrz jádro $l_e = 92,2 \text{ mm}$ pro ETD39. Protože $H_{CORE} \cdot l_e$ je malé, zavádí se vzduchová mezera o délce l_{GAP} , ve které se akumuluje energie, kterou tlumivka přenáší.

Trik v návrhu byl ten, že jsem v katalogu české firmy Pramet objevil graf pro materiál, stejný jako je 3C90, ve kterém je závislost činitele indukčnosti A_L na vzduchové mezeře l_{GAP} pro jádra typu ETD. Hodnota indukčnosti L_4 , L_6 závisí v poměru závitů z tab. 4.4.3 na indukčnosti L_7 . Podmínka stejného poměru závitů jako má transformátor. Hodnoty indukčnosti jsem volil tak, aby

L7 měla indukčnost větší než $L_{\text{MIN}} = 17,2 \text{ mH}$. Indukčnost se spočítá podle vzorce

$$L = A_L \cdot N^2 \quad [\mu\text{H}, \mu\text{H}/\text{záv}, \text{záv}^2] \quad (4.5.14)$$

$$N_{\text{MIN}} = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad (4.5.15)$$

kde L je požadovaná indukčnost [μH], A_L je činitel indukčnosti [$\mu\text{H} \cdot \text{záv}^2$] a N_{MIN} je minimální počet závitů pro dosažení indukčnosti L . Zvolil jsem délku vzduchové mezery $l_{\text{GAP}} = 1,35 \text{ mm}$, odečetl hodnotu $A_L = 165 \text{ nH} \cdot \text{záv}^2$. Spočítal jsem podle vzorce (4.5.15) minimální počet závitů pro indukčnost L7, volil jsem hodnotu $L_{\text{MIN}} + \text{rezerva} = 20 \text{ mH}$. Vyšlo $N_{\text{MIN}} = 348,2$ závitů a po kontrole podle vzorce

$$N_4 = N_7 \cdot n_{24} = \frac{348}{24} = 14,5 \text{ záv.} \quad (4.5.16)$$

vyšlo pro N_4 necelé číslo. Zvolil jsem proto $N_4 = 15$ závitů a zpětně jsem podle (4.5.16) dopočítal závity $N_7 = 360$ záv. Poměr n_{24} jsem vzal z tab. 4.4.3. Nyní se už můžou spočítat indukčnosti pro dané závity dle (4.5.14). Výsledné hodnoty indukčnosti a počtu závitů jsou uvedeny v tab. 4.5.2.

Cívka	L [μH]	N_{MIN} [záv.]	N [záv.]	I_{RMS} [A]	ΔI [mA]	I_{PK} [A]
L4	37	14,5	15	0,316	87,5	0,400
L6	37	14,5	15	0,316	87,5	0,400
L7	21348	348,2	360	0,632	81,0	0,718

Tab. 4.5.2 Hodnoty vázaných indukčností

Dále potřebuji zjistit velikost špičkového proudu, který se spočítá z rovnice (4.4.17) a zvlnění proudu ΔI se spočítá podle (4.5.17), což je jen jiný tvar rovnice (4.1.3.6), napětí na indukčnosti jsem získal z tab. 4.5.1.

$$\Delta I_{\text{PK7}} = \frac{U_{L7(\text{MAX})}}{L_7} \cdot D_{\text{MIN}} \cdot T = \frac{274,5}{21348} \cdot 0,63 \cdot 10 = 81 \text{ mA} \quad (4.5.17)$$

Zvlnění proudu ΔI indukčností L4, L6 je od předchozího filtru (L3, C25 a L5, C26), protože indukčnosti L4, L6 jsou na vyhlazování proudů malé a fungují jen jako odrušovací filtr. Ale zvlnění lze spočítat stejným vzorcem, jen indukčnost L bude o hodnotě L_3 , nebo L_5 . Nyní lze spočítat I_{PK} .

Poslední kroky jsou spočítat MMF z rovnice (4.5.10), $\text{MMF} = 271,2 \text{ A} \cdot \text{záv}$ a zkontrolovat, jestli platí nerovnost (4.5.13). H_{GAP} dosazuji z (4.5.11), ostatní proměnné jsou uvedeny dříve v textu. Výsledek (4.5.13) je $274,6 > 271,2$, nerovnost je tedy splněna. Závěr je, že jádro musí mít

vzduchovou mezeru o délce $l_{GAP} = 1,35$ mm, aby nedošlo k přesycení. Hodnotu l_{GAP} jsem hledal iteračně pomocí tabulkového editoru, katalogu firmy Pramet [32] a tohoto postupu. Použité vodiče a způsob vinutí je stejný jako u transformátoru.

Volba filtračního kondenzátoru

Filtrační kondenzátor lze navrhnout podle vztahu (4.5.18), kde volím zvlnění napětí ΔU a změna proudu je při stálém odběru rovna magnetizačnímu proudu tlumivky.

$$C = \frac{\Delta I}{\Delta U} \cdot D_{MIN} \cdot T \quad (4.5.18)$$

Hodnota ΔI se spočítá ze vzorce (4.5.19), hodnoty $U_{L(MAX)}$ jsou v tab. 4.5.1

$$\Delta I = \frac{U_{L(MAX)}}{L} \cdot D_{MIN} \cdot T \quad (4.5.19)$$

Tento vzorec však doporučuji jen pro výpočet zvlnění napětí ΔU . Při odpojení zátěže nebo při velmi rychlé změně zatížení přeteče všechna energie z tlumivky do kondenzátoru. To způsobí překmit napětí, který může být až dvakrát (i více) větší, než je výstupní napětí. Vhodnější je počítat přes zákon zachování energie. Energie tlumivky $\frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2$, energie kondenzátoru $\frac{1}{2} \cdot C \cdot U^2$. Volím, na jakou hodnotu se zvýší napětí na kondenzátoru při odpojení zátěže, U_{MAX} . Dále znám velikost výstupního napětí U_{OUT} . Celou energii tlumivky pojme kondenzátor (rozdíl energií $E_{C(MAX)} - E_{C(OUT)}$) a přitom se napětí na kondenzátoru zvětší na hodnotu U_{MAX}

$$\frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 = \frac{1}{2} \cdot C \cdot (U_{MAX}^2 - U_{OUT}^2) \quad (4.5.20)$$

Ze vztahu (4.5.20) dostanu minimální hodnotu kapacity pro podmínku U_{MAX}

$$C_{MIN} = \frac{L \cdot I_{RMS(MAX)}^2}{U_{MAX}^2 - U_{OUT}^2} \quad (4.5.21)$$

Podle vzorce (4.5.18) si lze spočítat zvlnění napětí ΔU pro C_{MIN} popřípadě zvolit větší kapacitu. Větší kapacita zmenší hodnotu U_{MAX} a zvlnění napětí bude menší díky lepší filtraci. Je vhodné zvolit překmit napětí např. 20 % výstupního napětí a spočítat potřebnou kapacitu C_{MIN} . Poté vybrat vhodný kondenzátor, který mě poskytne dobrou filtraci, malé ΔU a z (4.5.21) dopočítat U_{MAX} pro vybraný kondenzátor. Vybraná kapacita může zajistit i překmit pod 1 % U_{OUT} .

Ještě je jedna podmínka pro funkci filtru. Maximální hodnota ESR (Ekvivalentní sériový odpor) kondenzátoru musí být menší než podíl zvlnění jinak se zvětšuje ΔU

$$ESR_{MAX} \leq \frac{\Delta U}{\Delta I} \quad (4.5.22)$$

Na trhu se pro tyto účely vyrábí i nízkoimpedanční (low ESR) kondenzátory, které se velmi obtížně shání. Výpočty a shrnutí je v následujících tabulkách

Filtry (1. stupeň)								
Tlumivka	L [μ H]	Kapacity	C _{MIN} [μ F]	C [μ F]	U _{MAX} [V]	Δ U [mV]	ESR _{MAX} [Ω]	Δ I [mA]
L1	5600	C21	0,012	2,20	-64,5	124	2,8	44
L3	820	C25	0,569	4,70	18,1	116	1,3	87
L5	820	C26	0,569	4,70	-18,1	116	1,3	87
L7	21348	C37, C38	0,813	2,35	455,0	214	2,7	81

Tab. 4.5.3 Výsledné hodnoty filtrů v prvním stupni a jejich chování

Hodnota C u vinutí L7 je výsledná kapacita sériově spojených kapacit C37, C38 = 4,7 μ F. Mezní frekvence filtrů se vypočítá podle thompsonova vztahu, zde uvádím přepočítaný vztah

$$f^2 = \frac{25330}{L \cdot C} \quad [kHz, \mu H, \mu F] \quad (4.5.23)$$

Filtr	L1, C21	L3, C25	L5, C26	L7, C37, C38
f _c [kHz]	1,43	2,56	2,56	0,71

Tab. 4.5.4 Mezní frekvence filtrů v prvním stupni

Je-li použit druhý filtr v kaskádě, lze spočítat hodnotu L nebo C z thompsonova vztahu, přičemž si zvolím buď L nebo C a mezní frekvenci filtru. Mezní frekvenci filtrů v druhém stupni volím poloviční frekvenci filtru prvního stupně, aby druhý stupeň tlumil zbylé VF složky.

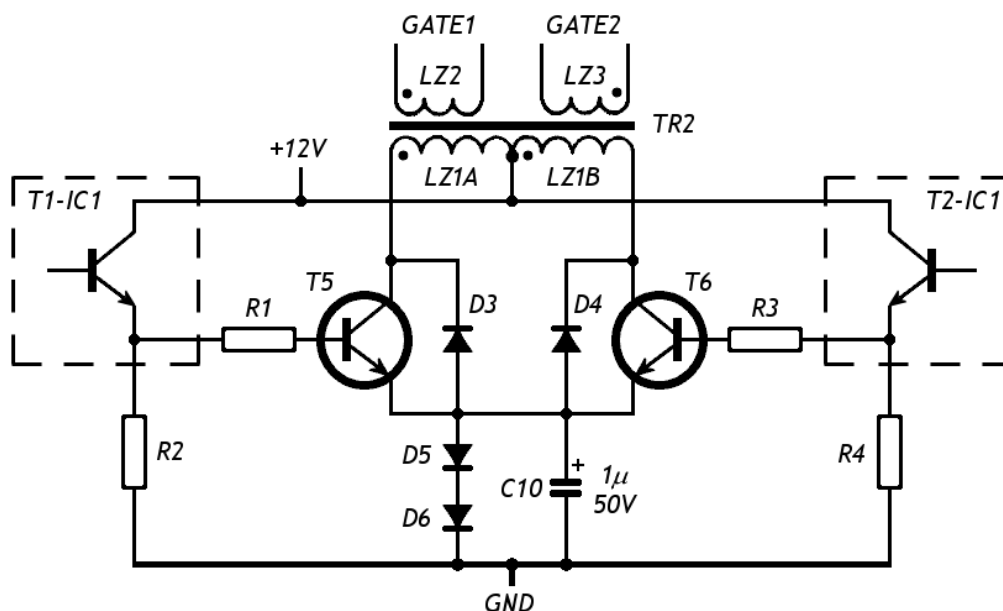
Filtry (2. stupeň)				
Tlumivka	L [μ H]	Kapacity	C [μ F]	f _c [Hz]
L2	2200	C22	22	723
L4	37	C27, C28	440	1247
L6	37	C30, C31	440	1247

Tab. 4.5.5 Hodnoty součástek filtrů v druhém stupni a jejich mezní frekvence

Kondenzátory C27, C28 a C30, C31 mají hodnotu 220 μ F a jsou zapojeny paralelně, proto je výsledná kapacita ve filtru 440 μ F. Paralelním zapojením dosáhnou snížení celkového ESR asi o ½.

4.6. BUDÍČÍ OBVODY

Návrh budících obvodů je stejný jako návrh transformátoru výkonové části. Nevýhoda je, že transformátor TR2 má kapacitní zátěž (kapacita C_{GS}), která způsobuje velké špičkové proudy při spínání výkonových tranzistorů. V novějších integrovaných obvodech bývají budící tranzistory dimenzovány na takové proudy. U mého IO TL494 není v katalogu uvedeno, jak velké špičkové proudy tranzistory T1-IC1 a T2-IC1 vydrží, proto jsem musel navrhnout pomocné obvody.



Obr. 4.6.1.: Schéma budícího obvodu výkonových tranzistorů T₁, T₂

U_{DRV}	10 V
$I_{DRV(PK)}$	1,5 A
f_{DRV}	100 kHz
$D_{MAX(TR2)}$	0,5

Tab. 4.6.1 Parametry budícího obvodu

kde U_{DRV} je budící napětí na vinutí LZ2 a LZ3 transformátoru TR2, $I_{DRV(PK)}$ je špičkový proud, který nabíjí kapacitu C_{GS} výkonového tranzistoru, f_{DRV} je pracovní frekvence transformátoru a D_{MAX} je maximální pracovní cyklus transformátoru TR2.

Návrh transformátoru

Nejprve je nutné vybrat vhodné jádro. Vybral jsem si jádro EE16/8/5-3C90 z počítačového zdroje a z katalogu firmy Ferroxcube [33] jsem zjistil potřebná data jádra pro návrh, jsou uvedena v tab. 4.6.2.

S_E	20,1 mm ²	W_W	9,6 mm
V_E	750 mm ³	ΔB	0,2 T
MLT	35 mm	A_L	1 $\mu\text{H}\cdot\text{záv}^{-2}$
S_W	20,2 mm ²	P_V	0,05 mW·mm ³

Tab. 4.6.2 Data jádra EE16/8/5

Ztráty v jádře transformátoru vychází přijatelně

$$P_C = P_V \cdot V_E = 0,05 \cdot 750 = 37,5 \text{ mW} \quad (4.6.1)$$

Nyní se z faradayova zákona určí počet závitů jednoho vinutí

$$N_{MIN} = \frac{U_{DRV} \cdot D_{MAX}}{\Delta B \cdot S_E \cdot f_{DRV}} = \frac{10 \cdot 0,5}{0,2 \cdot 20,1 \cdot 10^{-6} \cdot 100\,000} = 12,44 = 13 \text{ záv.} \quad (4.6.2)$$

Minimální počet závitů vychází 13. Protože s 13 závity vychází velký magnetizační proud, zvolím 20 závitů. Každé vinutí (LZ1A, LZ1B, LZ2, LZ3) bude mít 20 závitů. Vinutí LZ1 bude celé v jedné vrstvě (čili 40 závitů), vinutí LZ2 a LZ3 bude každé v další vrstvě.

Magnetizační indukčnost L_M a proud ve vinutí transformátoru jsou

$$L_M = A_L \cdot N^2 = 1 \cdot 20^2 = 400 \mu\text{H} \quad (4.6.3)$$

Pro střední hodnotu proudu platí

$$I_{M(AVG)} = \frac{1}{2} \cdot I_{MAX} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{DRV} \cdot D_{MAX}}{L_M \cdot f_{DRV}} = \frac{10 \cdot 0,5}{2 \cdot 400 \cdot 10^{-6} \cdot 100\,000} = 62,5 \text{ mA} \quad (4.6.4)$$

$$I_{M(RMS)} = I_{M(AVG)} \cdot \sqrt{\frac{D_{MAX}}{3}} = 62,5 \cdot \sqrt{\frac{0,5}{3}} = 25,5 \text{ mA} \quad (4.6.5)$$

Minimální průřez vodiče vinutí jsem spočítal při uvažování proudové hustoty $J = 4 \text{ A}\cdot\text{m}^{-2}$

$$S_{MIN} = \frac{I_{M(RMS)}}{J} = \frac{25,5}{4} \cdot 10^{-3} = 0,006375 \text{ mm}^2 \quad (4.6.6)$$

Pro vinutí jsem vybral vodič o průměru $d_{CU} = 0,125 \text{ mm}$, průřezu $S_{CU} = 0,0122 \text{ mm}^2$, měrném odporu $R_{CU} = 1,455 \Omega\cdot\text{m}^{-1}$, vnějším průměru vodiče $d_V = 0,159 \text{ mm}$, který přenesení při $J = 4 \text{ A}\cdot\text{m}^{-2}$ proud $I_{MAX} = 49 \text{ mA RMS}$. Větší průměr, než je nutný, jsem volil z toho důvodu, že se bude lépe vinout na kostru než slabší vodiče.

Stejnoseměrný odpor vinutí vychází

$$R_{DC} = N \cdot MLT \cdot R_{CU} = 20 \cdot 0,035 \cdot 1,455 = 1 \Omega \quad (4.6.7)$$

Dále se spočítá odpor R_{AC} pro střídavé složky proudu založený na dowellových křivkách [obr. 9.1], [15], které vyjadřují poměr AC a DC složky odporu ve vinutí v závislosti na Q (více v [15])

$$Q = \frac{0,75 \cdot d_{INS}}{D_{PEN}} = \frac{0,83 \cdot 0,129}{0,241} = 0,444 \quad (4.6.8)$$

Necht' Q je jakýsi činitel definovaný v [15], poté se z dowellových křivek (obr. 9.1) určí poměr $F_R = R_{AC}/R_{DC}$ pro jednu vrstvu. Protože $Q < 1$ vychází F_R číslo blízké jedné a pro vodič o průměru $d_{CU} \ll D_{PEN}$ vychází $R_{AC} = R_{DC}$. Jelikož R_{DC} je také velmi malý odpor, můžu použít $R_{AC} = R_{DC} = 1 \Omega$.

Pomocí R_{AC} se vypočítají ztráty ve vinutí, které způsobují vířivé proudy

$$P_W = I_{M(RMS)}^2 \cdot R_{AC} = 0,0255^2 \cdot 1 = 0,6 \text{ mW} \quad (4.6.9)$$

Ztráty transformátoru jsou součet ztrát v jádře a ve vinutí, ztráty transformátoru vychází

$$P_T = P_C + P_W = 38,1 \text{ mW} \quad (4.6.10)$$

Zde je vidět, že u návrhu budicího transformátoru není tak důležité řešit ztráty v transformátoru, protože jsou malé, ale zajistit velkou magnetizační indukčnost a malý odpor vinutí.

Návrh budících obvodů

Celý budicí obvod je napájen z napětí $U_{CC} = +12 \text{ V}$. Zbytek budicího obvodu jsem řešil pomocí kirchhoffových zákonů. Pro obvod z obr. 1 platí následující rovnice

$$U_{RI} = U_{CC} - (U_{CESI} + U_{BE5} + 2 \cdot U_F) \quad (4.6.11)$$

$$U_{R2} = U_{CC} - U_{CESI} \quad (4.6.12)$$

Úbytek napětí na diodě v propustném směru je při průtoku proudu 26 mA , $U_F = 0,73 \text{ V}$. Saturační napětí U_{CESI} tranzistoru v TL494 je uvedeno v katalogu, $U_{CESI} = 1,5 \text{ V}$, napětí U_{BE5} tranzistoru T5 беру jako nejhorší případ $U_{BE5} = 0,7 \text{ V}$ a napájecí napětí $U_{CC} = 12 \text{ V}$. Do báze spínacího tranzistoru T5 zvolím proud 1/10 kolektorového proudu, t.j. $I_{B5} = 2,6 \text{ mA}$. Kolektorový proud jsem získal rovnicí (4.6.5). Proud, který teče odporem R_2 jsem zvolil $5 \cdot I_{B5}$, t.j. 13 mA . Nyní znám potřebné údaje pro výpočet hodnot odporů R_1 , R_2 .

$$R_1 = \frac{U_{CC} - (U_{CESI} + U_{BE5} + 2 \cdot U_F)}{I_{B5}} = \frac{12 - (1,5 + 0,7 + 1,46)}{0,0026} = 3207 \Omega \quad (4.6.13)$$

$$R_2 = \frac{U_{CC} - U_{CESI}}{5 \cdot I_{B5}} = \frac{12 - 1,5}{5 \cdot 0,0026} = 808 \Omega \quad (4.6.14)$$

Z vyráběné řady jsem vybral hodnoty $R_1 = R_3 = 3,3 \text{ k}\Omega$ a $R_2 = R_4 = 820 \Omega$ na zatížení $\frac{1}{4} \text{ W}$.

Tranzistory T5, T6 se volí s ohledem na přenos špičkového proudu a tranzitní frekvenci. Tranzistory by měly dokázat přenést trvalý proud rovný špičkovému proudu $I_{DRV(PK)}$. Po vypnutí tranzistoru bude na bázi nulové napětí. Vypnutí tranzistoru bude rychlejší, odsají-li se volné nosiče náboje z přechodů. To se dosáhne tím, že se přivede na emitor větší napětí než na bázi. To zajistí kondenzátor C10, který by měl po vypnutí jednoho z tranzistorů T5, T6 chvíli napětí $2 \cdot U_F$ podržet. Na to vyhovuje kapacita kolem $1 \mu F$ až $4,7 \mu F$.

4.7. ŘÍDÍCÍ OBVODY

Návrh obvodů integrovaného obvodu (IO) TL494

Oscilátor

Měníč je zapojen jako poloviční můstek, takže tranzistory spínají s poloviční frekvencí taktovací frekvence IO. Jestliže jsem si zvolil frekvenci transformátoru 100 kHz musí být taktovací frekvence dvojnásobná. Při návrhu jsem používal lit. [3] a [29]. Pro výpočet hodinové frekvence platí

$$R_T = \frac{1}{f_{CLK} \cdot C_T} \quad [k\Omega, kHz, \mu F] \quad (4.7.1)$$

kde R_T je časovací odpor, C_T je časovací kondenzátor a f_{CLK} je taktovací frekvence IO. Po dosazení $f_{CLK} = 200$ kHz a $C_T = 1$ nF vyjde $R_T = 5$ k Ω . Z řady jsem zvolil odpor $R_T = 5,1$ k Ω .

Nastavení dead time

Doba Δt_2 a Δt_4 (obr. 4.1.3.2) je doba, kdy jsou oba tranzistory T1, T2 zavřeny. V anglické literatuře se označuje Dead time (DT). Externě lze DT ovlivnit na pinu 4 IO. Je-li na pinu 4 napětí +3,3 V je DT 100 % (tranzistory nespínají, jsou zavřeny celou periodu). Při napětí 0 V na pinu 4 IO a hodinové frekvenci nad 150 kHz zajistí IO sám interně DT 3 % (200 ns). Při vyšších frekvencích je vždy $DT_{MIN} = 200$ ns a nižší hodnotu nelze zajistit. Je to z důvodu ochrany klopného obvodu před překlopením např. při startu zdroje.

Každý spínač může pracovat nejdéle 45 % hodinového cyklu t.j. dohromady 90 % na oba spínače. Na DT připadá 10 % t.j. 5 % mezi sepnutím každého tranzistoru. Při $f_{CLK} = 200$ kHz je 5 % z periody $T_{CLK} = 1/f_{CLK} = 5$ μ s čas $DT(5\%) = 250$ ns. DT pro celou periodu je $DT(10\%) = 0,5$ μ s. Na nastavení DT slouží trimr R17. Pomocí děliče R17, R18 je nastaveno na pinu 4 napětí +3,36 V. Trimrem R17 se nastaví pracovní cyklus na 90 % ($DT = 10\% = 250$ ns). Jestliže by byl nastaven R17 na 0 Ω , tekl by děličem proud $I = U_{REF}/R_{18} = 0,3$ mA. Tato hodnota je přijatelná, protože obvod příliš nezatěžuje referenční zdroj, který má zkratový proud 25 mA a je teplotně stabilizovaný. Hodnoty R17, R18 jsem spočítal z rovnice děliče napětí

$$\frac{U_{DTC}}{U_{REF}} = \frac{3,3}{5} = \frac{R_{17}}{R_{17} + R_{18}} = \frac{33\text{ k}\Omega}{50\text{ k}\Omega} \quad (4.7.2)$$

Hodnotu R17 jsem zvolil 33 k Ω a hodnotu R18 jsem dopočítal 16 k Ω .

Soft-start (obvod měkkého startu zdroje)

Při spuštění zdroje je aktivní obvod pro měkký náběh zdroje. Skládá se z C15, R19 a D24. Dioda D24 má velmi malý úbytek. Při startu je na C15 nulové napětí a na R19 je U_{REF} , $DT = 100\%$. Kondenzátor C15 se bude nabíjet a napětí na R19 klesá. Obvod bude ovlivňovat DT do té doby, dokud bude D24 v propustném stavu. Při dosažení napětí $U_{R19} = 3,3\text{ V} + U_F = 3,6\text{ V}$ (doba t_1) začíná klesat DT ze 100 % a dalším nabíjením C15 se stále DT snižuje. Dosáhne-li $U_{R19} = 0,3\text{ V}$ (doba t_2) dioda se zavře a soft-start obvod je vypnut. Neuvažoval jsem vliv děliče R17, R18, který přednastaví DT na určitou hodnotu a soft-start skončí dříve. V době t_1 bude na C15 napětí $U_{C1} = 1,4\text{ V}$ a v době t_2 $U_{C2} = 4,7\text{ V}$. Z rovnice nabíjení kondenzátoru se určí čas nabíjení

$$t = R \cdot C \cdot \ln \left(\frac{U_{REF}}{U_{REF} - U_C} \right) \quad (4.7.3)$$

Protože mě zajímá doba soft-startu Δt_s , použiji rovnici (4.7.3) jako rozdíl časů t_1 , t_2 .

$$\Delta t = t_2 - t_1 = R \cdot C \cdot \ln \left(\frac{U_{REF} - U_{C1}}{U_{REF} - U_{C2}} \right) \quad (4.7.4)$$

Dobu Δt_s jsem si zvolil 10 s, protože se za tuto dobu nažhaví elektronky. Po přepsání (4.7.4) dostanu vztah

$$C = \frac{\Delta t_s}{R \cdot \ln \left(\frac{U_{REF} - U_{C1}}{U_{REF} - U_{C2}} \right)} \quad (4.7.5)$$

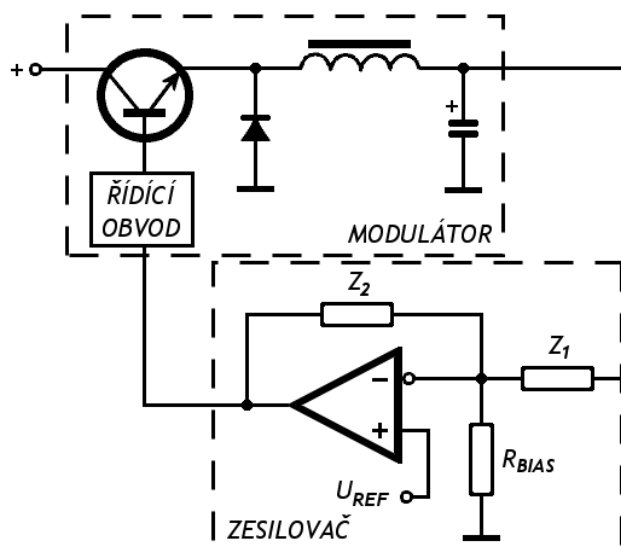
Zvolím-li $R19 = 180\text{ k}\Omega$, $\Delta t_s = 10\text{ s}$, napětí U_C jsou dány, vyjde kapacita $C15 = 22\text{ }\mu\text{F}$.

Návrh zpětné vazby

Nejtěžší a nejzákladnější je u řídicích obvodů návrh zpětné vazby. Zpětná vazba by měla být rychlá a musí být stabilní. Rychlost zpětné vazby určuje také použitý typ zesilovače odchylky. Použil jsem typ 2 (obr. 4.7.3), který vykompenzuje nulu, kterou způsobí ESR filtračního kondenzátoru a jeden pól z dvojitého pólu LC filtru. Na obr. 4.7.1 je znázorněna regulační smyčka.

Smyčka bude stabilní, jestliže fázový posuv na mezní frekvenci f_c nepřesáhne 360° (fázový posuv 180° způsobuje invertující zesilovač odchylky) a zesílení otevřené smyčky projde jednou 0 dB. Rezerva je zbylých 180° . Od této rezervy se odečítá fázový posuv, který způsobí LC filtr a PWM komparátor + fázový posun kompenzační sítě. Doporučuje se zajistit kompenzační rezervu fázového posuvu alespoň 45° na frekvenci f_c . Jestliže je fázový posuv na f_c velmi blízko 180° ,

může smyčka být stabilní, ale přechodová odezva bude mít charakter tlumených kmitů.



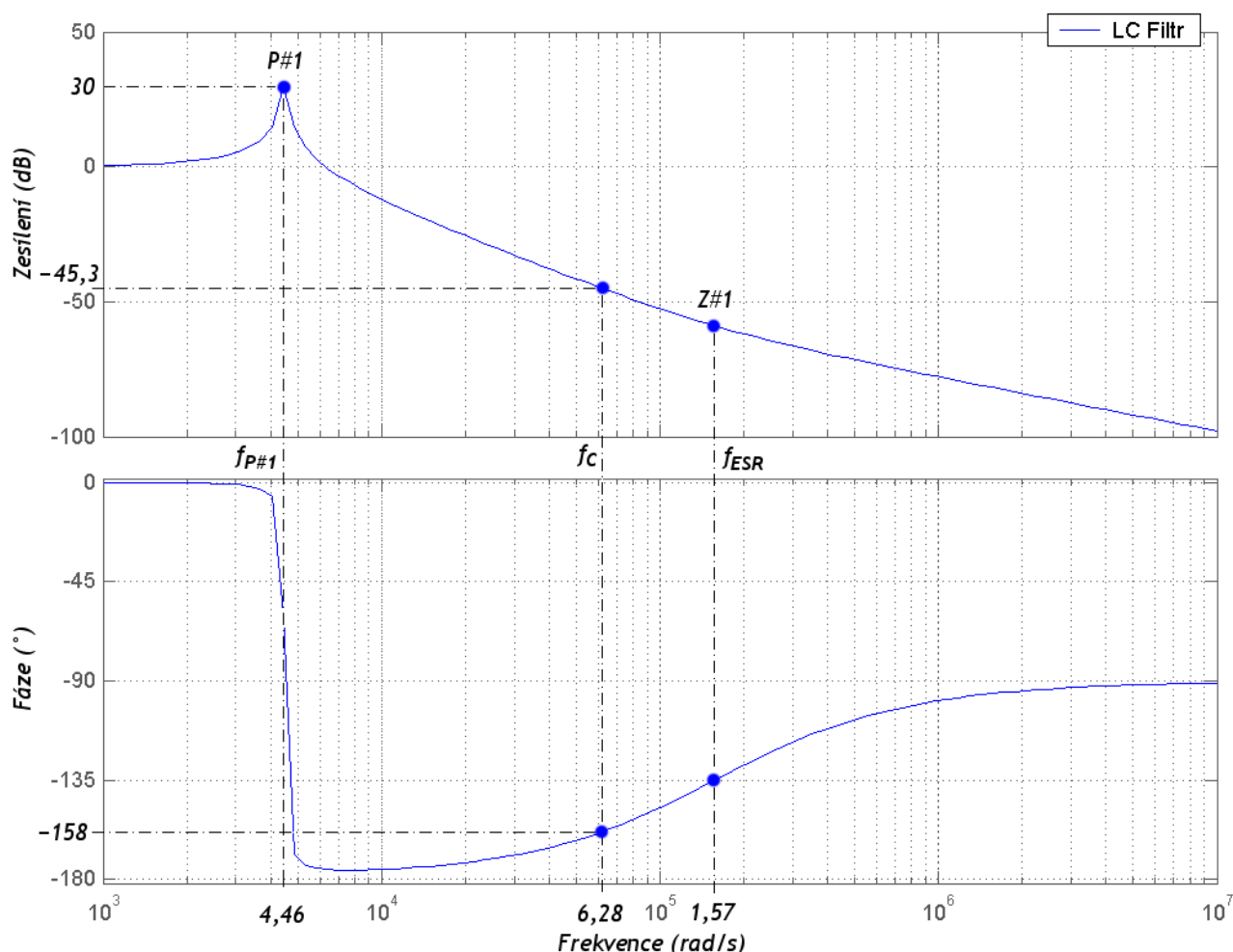
Obr. 4.7.1.: Regulační zpětnovazební smyčka

Mezní frekvence f_c je frekvence, na které je zesílení smyčky rovno jedné (0 dB). Čím je f_c vyšší, tím lepší je přechodová odezva zdroje. Teoreticky nejvyšší f_c může být polovina spínací frekvence transformátoru f_T . Prakticky se mezní frekvence volí pětina až desetina spínací frekvence transformátoru f_T . Můj transformátor má spínací frekvenci $f_T = 100$ kHz, f_c jsem zvolil desetinu f_T , $f_c = f_T/10 = 10$ kHz.

U regulačních obvodů je zajímavé zobrazovat zesílení/útlum a fázi obvodu v závislosti na frekvenci v logaritmickém měřítku. Proto se pro zobrazení používají bodeho grafy, které zobrazují zesílení/útlum [dB] a fázi obvodu v závislosti na frekvenci v logaritmickém měřítku. Z těchto grafů lze navrhnout řídicí obvody a určit chování obvodu. Využívá se u toho zlomových frekvencí, které způsobují póly a nuly. V komplexní rovině musí póly ležet v levé polorovině, aby byl systém stabilní, nuly jsou pro tento měnič pouze v levé polorovině (dáno zapojením měniče).

Na obr. 4.7.2 je znázorněn průběh zesílení a fáze LC filtru L7, C37, C38 v závislosti na frekvenci. Z přenosové funkce LC filtru (4.7.6) lze určit dva body. LC filtr způsobí na frekvenci $f_{p1} = 710$ Hz ($4,46$ krad·s⁻¹), danou vzorcem (4.5.23), dvojitý pól P#1. Protože obvod není na této frekvenci dobře tlumen, vzniká zde špička, daná činitelem jakosti filtru, Q. Pól způsobí pokles průběhu útlumu o -20 dB/dek (směrnice -1), fázový posuv -90° a protože jsou na této frekvenci póly dva, bude útlum klesat o -40 dB/dek (směrnice -2) a fázový posuv bude 180° .

$$G_{LC} = \frac{1 + s \cdot ESR \cdot C}{1 + s \cdot ESR \cdot C + s^2 L \cdot C} \quad (4.7.6)$$



Obr. 4.7.2.: Průběh zesílení a fázového posuvu LC filtru L7, C37, C38 v závislosti na frekvenci

Na frekvenci $f_{Z1} = f_{ESR} = 25 \text{ kHz}$ ($157 \text{ krad} \cdot \text{s}^{-1}$) je nula Z#1, kterou způsobuje ESR filtračních kondenzátorů C37, C38. Frekvence, na které je umístěna se spočítá

$$f_{Z1} = \frac{1}{2\pi \cdot ESR \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot 2,7 \cdot 2,35 \cdot 10^{-6}} = 25 \text{ kHz} \quad (4.7.7)$$

Nula způsobí narovnání průběhu útlumu o $+20 \text{ dB/dek}$ (směrnice $+1$) a fázový posuv $+90^\circ$. Jak je z obr. 4.7.2 vidět, není na f_{P1} (frekvence na které je dvojitý pól P#1) fázový posuv přesně 180° , protože se už zde uplatňuje nula Z#1 a její fázový posuv (který není na této frekvenci $+90^\circ$, ale je to kladný fázový posuv). Jak se frekvence zvyšuje, uplatňuje se více fázový posuv způsobený nulou ESR (Z#1) a fázový posuv obvodu pomaličku stoupá na -90° .

Po analýze chování filtru se rozhodne zda je potřeba kompenzace či ne, v závislosti na

velikosti rezervy fázového posuvu. Odečtu útlum LC filtru z obr. 4.7.2 na frekvenci $f_c = 10 \text{ kHz}$ ($62,8 \text{ krad}\cdot\text{s}^{-1}$). Útlum LC filtru je $G_{LC} = -45,3 \text{ dB}$ a posuv fáze LC filtru na f_c je $\Phi_{LC} = -158^\circ$. Celková rezerva fázového posuvu je tedy $\Phi_{PM} = 180^\circ - \Phi_{LC} = 180 - 158^\circ = 22^\circ$. Minimum je alespoň 45° . Proto je nutné navrhnout kompenzační obvod, který fázi na této frekvenci posílí. Od Φ_{PM} se ještě odčítá fázový posuv Φ_{PWM} , který způsobí PWM komparátor

$$\Phi_{PWM} = 360 \cdot t_D \cdot f_c = 360 \cdot 400 \cdot 10^{-9} \cdot 10^3 = 1,44^\circ \quad (4.7.8)$$

kde t_D [s] je časové zpoždění, které způsobí PWM komparátor a f_c je mezní frekvence. V TL494 způsobí komparátor časovou prodlevu $t_D = 400 \text{ ns}$ a $f_c = 10 \text{ kHz}$, fázový posuv komparátoru je malý, $\Phi_{PWM} = 1,44^\circ$. Celková rezerva je tedy $\Phi_{PM} = 22^\circ - 1,44^\circ = 20,56^\circ$.

Další kritérium pro stabilitu se týká směrnice zisku otevřené regulační smyčky. Jak prochází zesílení smyčky jednotkovým zesílením (0 dB) na frekvenci f_c , má být její směrnice -1 . Protože směrnice, kterou způsobil LC filtr je -2 , musí se kompenzační sítě natvarovat průběh zesílení tak, aby byla směrnice zesílení při průchodu 0 dB na f_c rovna -1 . To se provede pomocí dalších pólů a nul, které zavede do obvodu kompenzační sítě.

V zesílení se ještě platňuje zisk PWM komparátoru a snímací sítě (R23, R24, R25). Zisk PWM komparátoru se spočítá

$$G_{PWM} = \frac{U_{PK4(MAX)}}{U_{RAMP}} = \frac{729,5}{3} = 243,2 \quad (4.7.9)$$

kde U_{RAMP} je velikost amplitudy pilového průběhu napětí oscilátoru a v TL494 je $U_{RAMP} = 3 \text{ V}$. Pro výpočty je výhodnější hodnota G_{PWM} v logaritmickém měřítku, dB

$$G_{PWM(dB)} = 20 \cdot \log G_{PWM} = 20 \cdot \log 243,2 = 47,7 \text{ dB} \quad (4.7.10)$$

Snímací sítě (R23, R24, R25) má za úkol zmenšit výstupní napětí na takovou úroveň, aby se dalo zpracovat v zesilovači odchylky. Je to tedy dělič napětí. Výstupní napětí snížím děličem na 2,5V. Dělič se spočítá podle rovnice

$$\frac{U_{R25}}{U_{OUT4}} = \frac{R_{25}}{R_{23} + R_{24} + R_{25}} = \frac{2,5}{455} \quad (4.7.11)$$

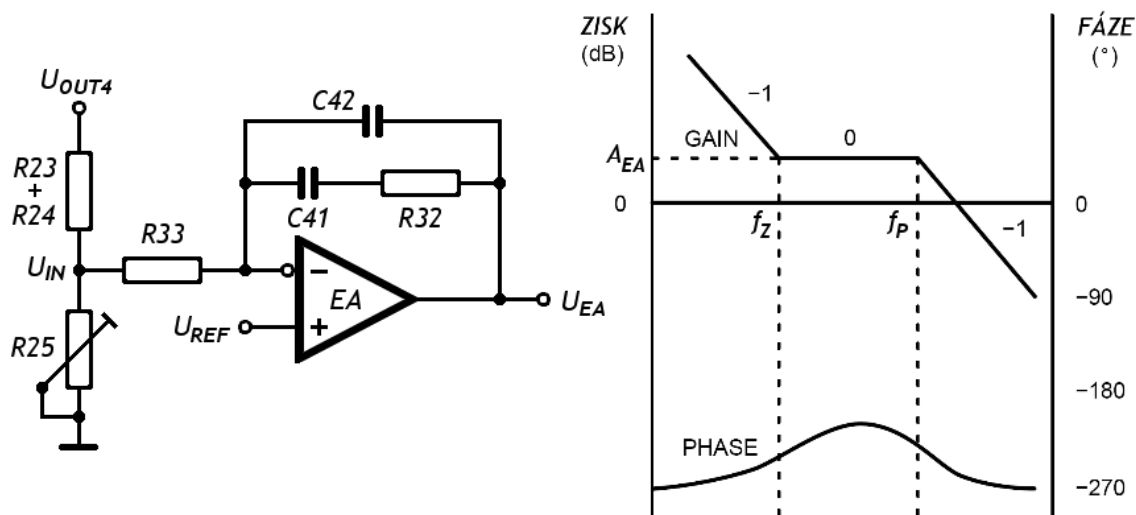
Volím $R_{25} = 2,5 \text{ k}\Omega$, $R_{23} = 180 \text{ k}\Omega/1/2\text{W}$, $R_{24} = 270 \text{ k}\Omega/1/2\text{W}$. Napětí potom bude $U_{R25} = 2,51 \text{ V}$. A útlum snímací sítě je $G_{SENSE} = 20 \cdot \log (U_{R25}/U_{OUT4}) = -45 \text{ dB}$. Snímací sítě má tedy útlum -45 dB .

Tedy celkový útlum G_{LOSS} na frekvenci f_c , který způsobí LC filtr ($-45,3$ dB), PWM komparátor ($47,7$ dB) a snímací síť (-45 dB) je součet jednotlivých zisků těchto tří částí zdroje.

$$G_{LOSS} = G_{LC} + G_{PWM} + G_{SENSE} = -45,3 + 47,7 - 45 = -42,6 \text{ dB} \quad (4.7.12)$$

Ztráty G_{LOSS} musí pokrýt zesilovač odchylky se svým zesílením. Zesílení zesilovače musí být takové, aby celkové zesílení modulátoru + zesilovače (obr. 4.7.1) bylo rovno 0 dB (jednotkové zesílení). Zesilovač bude mít na f_c zesílení opačné G_{LOSS} , tedy $G_{VEA} = -G_{LOSS}$.

Existují tři typy zesilovačů s kompenzační sítí, které se liší vlastnostmi a počtem použitých pólů a nul pro kompenzaci. Některé póly a nuly lze u zapojení vynechat. Na kompenzaci postačuje typ 2 zesilovače odchylky s kompenzační sítí, na obr. 4.7.3 je jeho zapojení a průběh zesílení a fázového posuvu v závislosti na frekvenci.



Obr. 4.7.3.: Schéma a průběhy zesílení a fáze v závislosti na frekvenci zesilovače typu 2

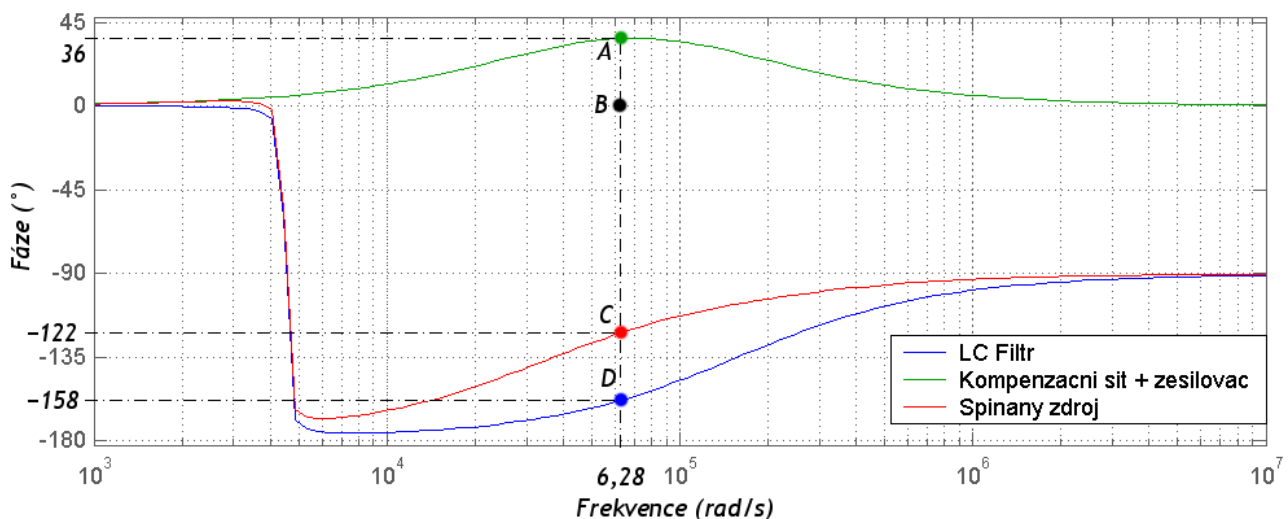
Zesilovač má jednu nulu na frekvenci f_z a jeden pól na frekvenci f_p . Ze začátku charakteristiky klesá zesílení zesilovače se sklonem -1 , po dosažení f_z se začne uplatňovat nula $Z\#2$ ($Z\#1$ je nula, která patří ESR). Určitou dobu se bude uplatňovat impedance kondenzátoru $C1$. Po dosažení f_p se začne uplatňovat pól $P\#2$ a jeho kapacita $C2$. Frekvence f_z a f_p se spočítají

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{32} \cdot C_{41}} \quad f_{p2} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{32} \cdot C_{42}} \quad (4.7.13)$$

Zlomové frekvence se získají z přenosu zesilovače, $G_{VEA} = Z_2/Z_1$. U zesilovače typu 2 se nula $Z\#2$ umísťuje na polovině mezní frekvence f_c , čili $f_{z2} = f_c/2$. Způsobí tím posuv fáze směrem do

kladných hodnot a kolem f_c má posuv největší účinek. To je kompenzace, která zajišťuje rezervu ve fázovém posuvu celého obvodu a tím zlepšuje stabilitu. Nulu Z#2 jsem umístil přibližně na polovinu mezní frekvence, $f_{z2} = 5,5$ kHz. Pól P#2 je určen pro kompenzaci nuly Z#1, kterou způsobuje ESR. Pól jsem umístil na 21,8 kHz, nula Z#1 se vyskytuje od 25 kHz výše.

Charakteristika zesílení klesá od bodu mezní frekvence LC filtru, t.j. $f_{p1} = 710$ Hz se směrnici -2 . Na frekvenci $f_{z2} = 5,5$ kHz se změní směrnice díky nule Z#2 na hodnotu -1 a charakteristika prochází bodem $f_c = 10$ kHz se směrnici -1 . Čili podmínka, aby byl průchod bodem f_c se směrnici -1 je splněn. Na frekvenci $f_{p2} = 21,8$ kHz nastane pokles zesílení na směrnici -2 způsobené pólem P#2, ale hned na to, po dosažení nuly na frekvenci $f_{z1} = 25$ kHz, způsobené díky ESR filtračního kondenzátoru se směrnice narovná na -1 a bude stále klesat. Výsledek fázového posílení je znázorněn na obr. 4.7.4. Je zde vidět průběh fáze kompenzace (zelená), LC filtru (modrá) a kompenzovaného zdroje (červená). Tím je návrh napěťového zesilovače odchylky hotový.



Obr. 4.7.4.: Průběhy fáze LC filtru (modrá), kompenzace (zelená) a kompenzovaného zdroje (červená) v závislosti na frekvenci

Hodnoty součástek z obr. 4.7.3 jsem získal následovně. Zesílení zesilovače je dáno odpory R33, R32 a zesílení musí být $G_{VEA} = 42,6$ dB $= 136 = R32/R33$. Zvolil jsem R32 = 130 k Ω , R33 = 1 k Ω . Frekvence f_{z2} musí být $f_c/2$. Hodnotu C41 jsem z (4.7.13) určil 220 pF. Pól P#2 jsem umístil na frekvenci těsně pod nulu od ESR. Kondenzátor C42 jsem určil (4.7.13) jako 56 pF. Napěťový zesilovač je navrhnout. Posun fáze na frekvenci f_c je -122° (červený bod C v obr. 4.7.4) a rezerva ve fázovém posuvu je dostatečná, $180^\circ - 122^\circ - 1,44^\circ = 56,56^\circ$, což je velmi dobrý výsledek na zesilovač odchylky typu 2.

Ještě k obr. 4.7.4. Rozdíl $A - B = \Phi_K$ je fázový posuv, který způsobí kompenzační síť a je kladný o velikosti 36° na f_c . Po přidání průběhu kompenzace k průběhu LC filtru vznikne průběh fázového posuvu zdroje (červená křivka). Fázový posuv Φ_K se přičte k posuvu LC filtru, tj. z obr. 4.7.4 (Φ_C = posuv v bodě C, Φ_D = posuv v bodě D) $\Phi_C = \Phi_D + \Phi_K = -158^\circ + 36^\circ = -122^\circ$.

Návrh obvodu limitace primárního proudu

Transformátor TR3 jsem použil ze spínaného zdroje z počítače. Tento transformátor mívá jeden až dva závity primárního vinutí a několik desítek závitů sekundárního vinutí. Jádru nesmí být přesyceno, jinak neplní svou funkci. Na výstupu (sekundární straně) je změřený proud převeden na napětí, které se usměrňuje (můstek D27–D30) a filtruje (C39). Jde-li jádro do saturace, klesá napětí, což je už špatné. Můj transformátor má jeden závit primárního vinutí a 35 závitů sekundárního vinutí. Převodní poměr transformátoru je

$$n = \frac{I_2}{I_1} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{35} \quad (4.7.14)$$

Teče-li na primární straně proud $I_1 = 3,241$ A, transformuje se na sekundární stranu proud daný poměrem z rovnice (4.7.14), $I_2 = n \cdot I_1 = 3,42/35 = 92,60$ mA. Tento proud vyvolá na snímacím odporu R28 úbytek napětí, který se poté zesiluje. Jestliže teče v primárním obvodu větší proud, než je proud při plném odběru zdroje, reaguje zesilovač, který funguje jako limitace proudu. Zesilovač zmenší pracovní cyklus D na takovou hodnotu, aby proud nepřesáhl hodnotu $I_1 = 3,42$ A.

Proud na sekundární straně ($I_2 = 92,6$ mA) vyvolá na odporu 10Ω úbytek napětí o velikosti $U_{R28} = I_2 \cdot R_{28} = 0,926$ V. Jestliže přesáhne výstupní napětí zesilovače hodnotu cca. 4 V + interní předpětí přibližně $0,7$ V, začne proudová ochrana omezovat pracovní cyklus. Protože výstupní napětí je pouze $0,926$ V, napětí se proto zesílí $5 \times$ v zesilovači. Výstupní napětí zesilovače U_{EA} je $U_{EA} = 5 \cdot U_{R28} = 5 \cdot 0,926 = 4,63$ V. Zesílení zajišťuje síť R29, R30, R31, C40. Napětí na snímacím odporu je zvoleno záměrně tak malé, aby se nedostávaly do řízení VF složky a šum. Stejnoseměrné zesílení zesilovače je

$$G_{CEA} = \frac{R_{30} + R_{31}}{R_{29}} = 5 \quad (4.7.15)$$

Odpor R30 a kondenzátor C40 zajišťují pokles zesílení na vysokých frekvencích. Mezní frekvence filtru je dána thompsonovým vztahem

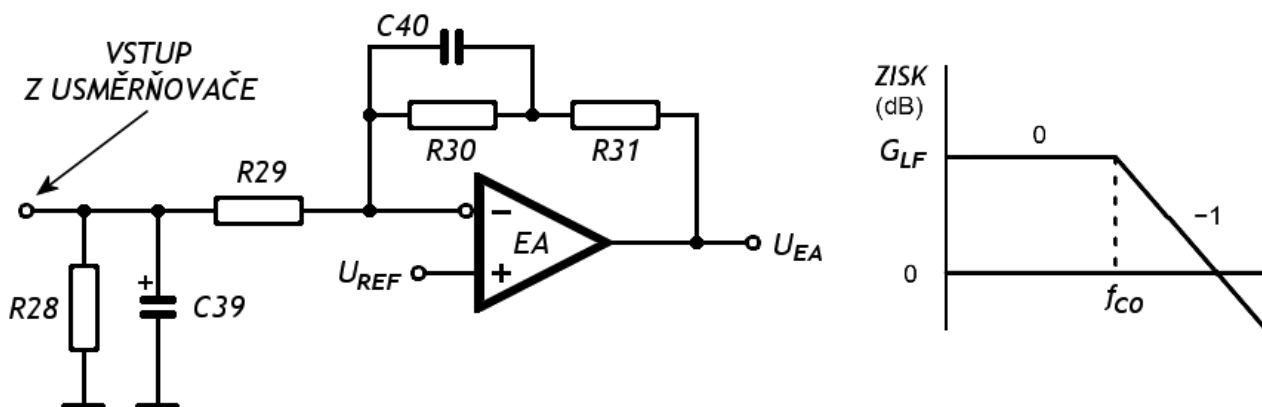
$$f_{CO} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{30} \cdot C_{40}} \quad (4.7.16)$$

Odpory volím $R30 = 100 \text{ k}\Omega$, $R31 = 10 \text{ k}\Omega$, $R29 = 22 \text{ k}\Omega$. V této kombinaci je zesílení $G_{CEA} = 5$. Mezní frekvenci jsem zvolil 10 kHz a dopočítal jsem hodnotu kondenzátoru $C40 = 150 \text{ pF}$.

Hodnotu kapacity filtračního kondenzátoru $C39$ jsem zvolil v závislosti na zvlnění napětí ΔU . Kdyby bylo zvlnění moc velké, prala by se limitace proudu s napětovým zesilovačem o řízení pracovního cyklu D. Použil jsem vzorec

$$\Delta I = C \cdot \frac{\Delta U}{\Delta t} \rightarrow \Delta U = \frac{\Delta I \cdot D_{MIN} \cdot T}{2 \cdot C} = \frac{0,0926 \cdot 0,63 \cdot 10}{2 \cdot 4,7} = 62 \text{ mV} \quad (4.7.17)$$

Při použití kapacity $4,7 \text{ }\mu\text{F}$ vychází zvlnění napětí $\Delta U = 62 \text{ mV}$. Kapacita nesmí být zase moc velká, aby stačil zdroj reagovat na změny. Velká kapacita se dlouho vybíjí.



Obr. 4.7.5.: Schéma zapojení zesilovače proudové limitace a průběh zesílení dolní prousti $R30$, $C40$ v závislosti na frekvenci. Dolní propust $R30$, $C40$ potlačuje zesílení vysokých frekvencí a šumu.

To je z návrhu zpětných vazeb vše.

4.8. OSTATNÍ OBVODY

Odrušovací filtr na vstupu jsem použil z jiného spínaného zdroje, též i transformátor TR3 jsem použil z napájecího zdroje z PC. Kapacita C6 je tak velká, aby řídicí obvody vydržely krátkodobý výpadek síťového napětí (ms).

Blokovací kondenzátory C16, C17, C18 způsobí exponenciální pokles napětí na primárním vinutí (nabíjení z opačné polarity). Tento pokles by neměl být větší jak 10 % napětí na primárním vinutí. Použije se vzorec

$$I = C \cdot \frac{\Delta U}{\Delta t} \quad \rightarrow \quad \Delta U_{MAX} = \frac{I_{P(MAX)}}{f_T \cdot C} \quad (4.8.1)$$

po dosazení $I_{P(RMSMAX)} = 3,241 \text{ A}$, $f_T = 100 \text{ kHz}$ a $C = 3 \text{ } \mu\text{F}$ vyjde $\Delta U_{MAX} = 10,8 \text{ V}$ což je 6,8 % U_{PMAX} a 9,8 % U_{PMIN} . Při $C = 1 \text{ } \mu\text{F}$ je $\Delta U = 32,4 \text{ V}$, t.j. 20,5 % U_{PMAX} a 29,5 % U_{PMIN} , což je nepřijatelné. Proto jsou použity tři kondenzátory paralelně.

Na síťové části zdroje je v gate výkonového tranzistoru (T1, T2) zapojen PNP tranzistor (T3, T4) s diodou (D7, D8) mezi BC. Dioda propouští proud jen při kladném napětí na gate, jinak je uzavřena. Dioda ještě na začátku sepnutí výkonového tranzistoru chrání přechod BE tranzistorů T3, T4 před průrazem závěrným napětím. Měla by být rychlá a schopna přenést špičkové proudy kolem 1,5 A, které vznikají při začátku sepnutí, jak se nabíjí kapacita C_{GS} .

Jak se spínací tranzistor vypne, musí se náboj z kapacity C_{GS} dostat co nejrychleji pryč, proto je zde lokální vybíjecí obvod (tranzistory T3, T4), který zkratuje kapacitu C_{GS} a urychlí vypnutí tranzistorů T1, T2. Ještě jedna výhoda je ta, že smyčka, kterou uzavírá báze PNP tranzistoru-gate-source-kolektor je uzavřena v nejmenší možné smyčce a parazitní indukčnosti vedení a kapacity se uplatňují minimálně. Odpor, který nastavuje pracovní bod tranzistorů T3, T4 je v řádu stovek ohmů, běžně 150 Ω , 180 Ω . Tranzistory T3, T4 nikdy nesaturují. Odporů R5, R8 se volí v řádu jednotek ohmů. Výběr tranzistorů byl také zaměřen na vlastnosti ohledně parazitních kapacit, náboje gate a rychlosti spínání. Z katalogu jsem určil napětí, kterým budu otevírat gate, $U_{GS} = 10 \text{ V}$. Kapacity a náboj gate byl u vybraného typu tranzistoru (STP9NB50) uspokojující. Spínací diody jsem volil s ohledem na dobu zotavení t_{RR} a závěrné napětí U_{RRM} . Kde byly potřeba použít diody, které sepnou rychle, jsem zvolil jediné dostupné UF4007, které mají $U_{RRM} = 1000 \text{ V}$ a $t_{RR} = 75 \text{ ns}$. Ostatní běžné diody kromě D31 jsem volil 1N4007.

5. TECHNICKÉ ZHODNOCENÍ NÁVRHU

Návrh zdroje se skládá z návrhu hlavního transformátoru TR4, sekundární strany, řídicích a budících obvodů a ostatních obvodů. Při návrhu hlavního transformátoru nenastaly žádné větší problémy. Nejtěžší je zvolit vhodný poměr závitů vinutí a vhodný vodič na vinutí. Je-li regulované vinutí anodové, závisí indukované napětí na ostatních vinutích na poměru závitů k tomuto vinutí. Protože anodové vinutí poskytuje nejvyšší napětí, je poměr vzhledem k ostatním vinutím velký, např. vinutí LX4 a LX3 je v poměru 24:1. Jestliže je v plánu použít ve filtrech na sekundární straně vázané indukčnosti, které musí mít stejný poměr závitů jako transformátor, je vhodné poměr co nejvíce zmenšit, ideálně 1:1. Poměr lze nejjednodušeji zmenšit volbou většího indukovaného napětí na vinutích s menším výstupním napětím a poté tyto výstupy ještě stabilizovat, což zase zvyšuje ztráty a zmenšuje účinnost zdroje.

Při volbě vodičů se vychází z nejmenšího potřebného průřezu vodiče S_{MIN} , který přenesení požadovaný vysokofrekvenční proud a velikosti hloubky penetrace D_{PEN} . Průměr vodiče by měl být menší a nejlépe několikrát než je D_{PEN} [mm], omezí se tím i ztráty ve vinutí [15]. U silnějších vodičů se používá paralelní vinutí více vodičů, aby se mohl přenést potřebný proud vodičem o průměru menším než je D_{PEN} . Vyjde-li velké číslo paralelně vinutých vodičů, použijí se VF lanka, klidně i dvě až tři paralelně vinutá. U vinutí s počtem závitů do 3, které přenášejí velké proudy, lze výhodně použít pásy, vhodné materiály mají velmi dobré vlastnosti.

Na sekundární straně jsem se setkal s problémem, kdy jsem řešil vázané indukčnosti (L4, L6, L7). Původně jsem je měl zařazené v prvním stupni na všech výstupech, hned za usměrňovačem. Jelikož zdroj pracuje v nepřerušovaném režimu, má výstupní tlumivka určenou minimální hranici procházejícího proudu. Tato hranice se volí volbou indukčnosti vinutí. Poměr závitů vinutí musí být stejný jako má transformátor a poměr indukčností je v poměru $n^2 = 1/p^2$. Po spočítání nejmenších indukčností filtračních tlumivek se musí přepočítat všechny indukčnosti vinutí v poměru vzhledem k nejmenší nutné indukčnosti nějakého vinutí (které má nejmenší indukčnost). U počítání indukčností vycházely díky velkým poměrům závitů vinutí velké indukčnosti (přes 0,5 H). Další problém bylo stejnosměrné sycení jádra. Velikost vzduchové mezery vyšla neúměrně velký a taková cívka nešla s jádrem ETD39 postavit. Navíc velké indukčnosti o hodně závitů mají velké mezizávitové kapacity, které způsobují při spínání napěťové špičky. Ty vadí např. spínacím diodám.

Jediné řešení bylo použít dva filtry v kaskádě. V prvním stupni použít samostatné

indukčnosti a v druhém stupni použít menší indukčnosti a svázat vázanými indukčnostmi výstupy, ze kterých se odebírá výkon (výstupy vinutí LX2, LX3). Tlumivka s vázanými indukčnostmi se už dala realizovat. Vázané indukčnosti nelze tedy použít ve zdroji vždy. U zdrojů s velkým rozdílem poměrů závitů u vinutí, které chceme dohromady svázat není použití vhodné. Již u poměru 1:24 je indukčnost druhého vinutí $576\times$ větší.

Filtrační kapacity ve výstupních filtrech jsou velmi malé díky malému odběru proudu. Je to sice výhoda, ale má své nevýhody. Čím větší kapacita, tím větší jsou nároky na ESR kondenzátorů. Kondenzátory o požadované kapacitě s nízkým ESR nejsou dostupné, takže se musí najít kompromis mezi zvlněním napětí ΔU (filtrací) a velikostí filtrační kapacity. S větší kapacitou je lepší filtrace, ale rostou nároky na maximální velikost ESR a od určité hranice se už kondenzátory s tak nízkým ESR nevyrábí. Běžné kondenzátory mají ESR na frekvenci 100 kHz velmi velké a jsou pro použití ve filtrech nevhodné. Proto jsem použil dvojice kondenzátorů C27, C28 a C30, C31, ESR kondenzátorů bude přibližně poloviční, protože jsou kondenzátory zapojeny paralelně.

Pro spínané zdroje, které dodávají vysoká napětí a pracují v nepřerušovaném režimu vychází indukčnosti filtračních tlumivek velké a filtrační kondenzátory malé. Použití vázaných indukčností bych doporučil jen v případě, že minimální indukčnost pro zajištění nepřerušovaného režimu není u vinutí tlumivky moc velká a nejsou velké poměry závitů sekundárních vinutí transformátoru (vázané indukčnosti musí mít stejný poměr závitů). Jestliže budou větší poměry závitů sekundárních vinutí transformátoru a malé indukčnosti vinutí, může být použití vázaných indukčností ještě vhodné, ale záleží na zvážení konstruktéra.

U návrhu zpětné vazby jsem musel použít zesilovač odchylky typu 2, protože fázový posuv, který způsobil LC filtr na mezní frekvenci byl blízko -180° . Kompenzace zajistila dostatečnou rezervu ve fázovém posuvu.

6. ZÁVĚR

Složitost návrhu spínaných zdrojů potvrzuje časovou náročnost návrhu zdroje. Celkově jsem získal široké vědomosti ohledně návrhu spínaných zdrojů a souvisejících obvodů jako je např. návrh řídicích obvodů. I přes svou složitost mají spínané zdroje jasnou první pozici v zařízeních o středních a velkých výkonech. Ve vysokonapěťových aplikacích jsou spínané zdroje výborné v tom, že lze pomocí regulačních smyček řídit velikost výstupního napětí. Lineární vysokonapěťové zdroje o středních výkonech tuto možnost nemají. Pokud je poměr závitů sekundárních vinutí transformátoru vzhledem k regulovanému vinutí v malém poměru, je ideální použít vázané indukčnosti, které sváží přes magnetický obvod výstupy a regulace je ještě lepší. Může se stát, že díky počtu závitů nepůjde vázaná indukčnost realizovat, ale to záleží na aplikaci.

Napsal jsem zde postup návrhu spínaného zdroje o středně velkém výkonu, který dodává jedno napětí vysoké (+455 V), jedno středně velké (−60 V) a dvě malé (± 15 V). Z této práce je vidět široké možnosti spínaných zdrojů. Doufám, že tato práce přispěje při návrhu vysokonapěťových zdrojů, které se na univerzitě také staví.

V průběhu vypracování se mi nepodařilo sehnat dostatek vhodné literatury pro některé oblasti návrhu. Proto jsem musel některé části vytvořit, což mě zabralo hodně času. Úplnou realizaci jsem z časových důvodů nestihl, ale podařilo se mi odzkoušet jednotlivé části zdroje zvlášť. Nyní zbývá zdroj složit dohromady a odměřit.

7. POUŽITÁ LITERATURA

- [1] Krejčířík, A.: Napájecí zdroje, BEN Praha, ISBN 80-86056-02-3
- [2] Patočka, M.: Vybrané stati z výkonové elektroniky, PC-DIR, Brno, 1997, ISBN 80-214-0883-9
- [3] Griffith, P.: Designing switching voltage regulators with TL494, Texas Instruments Application Report, Buletin CA-198, 2003
- [4] Langforth-Smith, F.: Radiotron designer's handbook, Wireless Press, 4.edice, 1953
- [5] Krejčířík, A.: Napájecí zdroje III, BEN Praha, 1997, ISBN 80-86056-02-2
- [6] Faktor, F.: Transformátory a cívky, BEN Praha, 1999, ISBN 80-86056-49-X, 1. vydání
- [7] Faktor, F.: Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje I., časopis Amatérské rádio, ročník VI, 2001, číslo 5, řada B – konstrukční elektronika
- [8] Faktor, F.: Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje II., časopis Amatérské rádio, ročník VII, 2002, číslo 1, řada B – konstrukční elektronika
- [9] Belza, J.: Spínané zdroje ve výpočetní technice, časopis Amatérské rádio, srpen 1994, ročník XLIII, číslo 4, řada B
- [10] Understanding buck power stages in switchmode power supplies, Texas Instruments application report, SLVA057, 1999
- [11] Dixon, L. H.: Introduction and basic magnetics, Unitrode/TI magnetics design handbook MAG100A, Section 1, 2001, TI literature No. SLUP132
- [12] Dixon, L. H.: Magnetic core properties, Unitrode/TI magnetics design handbook MAG100A, Section R1, 2001, TI literature No. SLUP132
- [13] Dixon, L. H.: Magnetic core characteristics, Unitrode/TI magnetics design handbook MAG100A, Section 2, 2001, TI literature No. SLUP132
- [14] Dixon, L. H.: Windings, Unitrode/TI magnetics design handbook MAG100A, Section 3, 2001, TI literature No. SLUP132
- [15] Dixon, L. H.: Eddy current losses in transformer windings and circuit wiring, Unitrode/TI magnetics design handbook, Section R2, 2001, TI literature No. SLUP132
- [16] Dixon, H.: Power transformer design for switching power supplies, SEM-100 Power supply design seminar manual, Unitrode corporation, 1983
- [17] Dixon, L. H.: Transformer and inductor design for optimum circuit performance, Unitrode power supply seminar – SEM1500, 2002
- [18] Dixon, H.: Coupled filter inductors in multiple-output buck regulators, Unitrode power supply seminar – SEM500, Topic 5, 1986
- [19] Balogh, L.: Design and application guide for high speed MOSFET gate drive circuits,

Unitrode power supply seminar – SEM1400, 2001

- [20] Todd, C. P.: Snubber circuits: theory, design and application, Unitrode power supply seminar SEM900, 1993
- [21] Mammano, R.: Switching power supply topology – Voltage mode vs. current mode, Unitrode corporation design note, DN-62, 1994
- [22] Mammano, B.: Current sensing solutions, Unitrode power supply seminar – SEM1200, 1997
- [23] Dixon, L. H.: Control loop cookbook, Unitrode power supply seminar – SEM1100, Topic 5, 1996
- [24] Dixon, L. H.: Switching power supply control loop design, Unitrode power supply seminar – SEM800, Topic 7, 1991
- [25] Venable, H. D.: Optimum feedback amplifier design for control systems, Venable technical paper #3, 2002
- [26] Lei, W. H. – Man, T. K.: General approach for optimizing dynamic response for buck converter, ON Semiconductor application note, AN8143/D, 2004
- [27] Day, M.: Optimizing low-power DC/DC designs – external vs. internal compensation, Unitrode portable power design seminar, 2004
- [28] Alberkrack, J. H.: Simplified power supply design using the TL494 control circuit, ON Semiconductor application note, AN983/D, 2002
- [29] Katalogový list integrovaného obvodu TL494, SLVS074E, Texas Instruments, 2005
- [30] Katalogový list tranzistorů BD139, BD140, Philips, 1999
- [31] Katalogový list tranzistoru STP9NB50, STMicroelectronics, 2000
- [32] Katalog feritových materiálů a jader firmy Pramet Šumperk
- [33] Katalog feritových materiálů a jader firmy Ferroxcube, 2004
- [34] Katalog feritových jader firmy Magnetics
- [35] Katalog elektronických součástek firmy GM Electronic, ročník 1999 a 2005

Užitečné internetové odkazy:

Texas Instruments	http://www.ti.com http://focus.ti.com/docs/training/traininghomepage.jhtml dále v menu "by Type" položka "Seminars"
Unitrode Corporation	http://www.smeps.us http://www.smeps.us/Unitrode.html http://www.smeps.us/Unitrode2.html http://www.smeps.us/smepsdesign.html http://www.smeps.us/magnetics.html
ON Semiconductor	http://onsemi.com

8. PŘEHLED POUŽITÝCH ZKRATEK A SYMBOLŮ

přehled symbolů	jednotky
A_L činitel indukčnosti	$[\mu\text{H}\cdot\text{záv}^2]$
B_{MAX} maximální velikost magnetické indukce	[T]
ΔB rozkmit magnetické indukce	[T]
C_{GD} parazitní kapacita mezi gate a drain unipolárního tranzistoru	[F]
C_{GS} parazitní kapacita mezi gate a source unipolárního tranzistoru	[F]
$C_{IN(MIN)}$ minimální hodnota vstupní kapacity	[F]
C_{MIN} minimální hodnota kapacity	[F]
D pracovní cyklus, D_{MAX} a D_{MIN} jsou maximální a minimální pracovní cyklus	[-]
d průměr vodiče	[m]
d_{CU} průměr mědi vodiče	[m]
d_V vnější průměr vodiče	[m]
D_{PEN} hloubka penetrace	[m]
f_C mezní frekvence v regulační smyčce nebo mezní frekvence LC filtru	[Hz]
f_{CLK} taktovací frekvence integrovaného obvodu TL494	[Hz]
f_{DRV} pracovní frekvence budícího transformátoru	[Hz]
f_{ESR} frekvence, na které je nula způsobená ESR filtračních kondenzátorů C37, C38	[Hz]
f_{PX} frekvence, na které je umístěn pól č. X (P#X)	[Hz]
f_T pracovní frekvence transformátoru (zde 100 kHz)	[Hz]
f_{ZX} frekvence, na které je umístěna nula č. X (Z#X)	[Hz]
G_{LC} útlum LC filtru	[dB]
G_{LOSS} celkový útlum na frekvenci f_C	[dB]
G_{PWM} zisk PWM komparátoru	[dB]
G_{SENSE} útlum snímací sítě napětí	[dB]
G_{VEA} zesílení napěťového zesilovače odchylky	[dB]
H_{CMAX} nejvyšší dovolená intenzita magnetického pole v jádře	$[\text{A}\cdot\text{m}^{-1}]$
H_{MAX} maximální velikost intenzity magnetického pole	$[\text{A}\cdot\text{m}^{-1}]$
H_{GAP} velikost intenzity magnetického pole ve vzduchové mezeře	$[\text{A}\cdot\text{m}^{-1}]$
I_{AC} střídavá složka proudu	[A]
I_{AVG} střední hodnota proudu	[A]
I_B báze proud bipolárního tranzistoru	[A]
I_{DC} stejnosměrná složka proudu	[A]
$I_{DRV(PK)}$ špičkový proud v budícím obvodu i vinutí budícího transformátoru	[A]
$I_{DC(KRIT)}$ minimální stejnosměrný proud pro zajištění nepřerušovaného režimu	[A]

I_L	proud tlumivky	[A]
ΔI_L	magnetizační proud tlumivky nebo transformátoru	[A]
I_{PK}	špičková hodnota proudu	[A]
I_{RMS}	efektivní hodnota nesinusového proudu	[A]
J	proudová hustota	[A·m ²]
L_{MIN}	minimální indukčnost pro zajištění nepřerušovaného režimu	[H]
l_{eff}	efektivní délka mag. cesty indukčního toku	[m]
l_{GAP}	délka vzduchové mezery v jádře tlumivky	[m]
N	počet závitů	[záv.]
n	poměr závitů vinutí	[-]
P_C	ztráty v jádře transformátoru/tlumivky	[W]
P_{IN}	příkon	[W]
P_{OUT}	výkon	[W]
P_V	měrný ztrátový výkon jádra	[W·m ³]
P_W	ztráty ve vinutí	[W]
P_T	celkové ztráty	[W]
R_{AC}	střídavý odpor vinutí, který způsobují vířivé proudy	[Ω]
R_{CU}	měrný odpor mědi ve vodiči budícího transformátoru	[Ω]
$R_{DS(ON)}$	odpor mezi kolektorem a emitorem polem řízeného tranzistoru	[Ω]
S_e	efektivní průřez jádra transformátoru/tlumivky	[m ²]
S_{MIN}	minimální požadovaný průřez vodiče	[m ²]
S_{CU}	průřez mědi vybraného vodiče	[m ²]
T	perioda, nejčastěji perioda spínání transformátoru	[s]
Δt	časový interval	[s]
ΔU	zvlnění napětí	[V]
U_{BE}	napětí mezi bází a emitorem bipolárního tranzistoru	[V]
U_{CC}	napájecí napětí budících a řídících obvodů	[V]
U_{CE}	napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistoru	[V]
U_{CES}	napětí mezi kolektorem a emitorem při saturaci tranzistoru	[V]
U_{CESAT}	napětí mezi kolektorem a emitorem při saturaci tranzistoru	[V]
U_{CX}	napětí na kondenzátoru č. X	[V]
U_{DRV}	budící napětí	[V]
U_F	napětí diody v propustném směru	[V]
U_i	indukované napětí na vinutí	[V]
U_{IN}	vstupní napětí	[V]

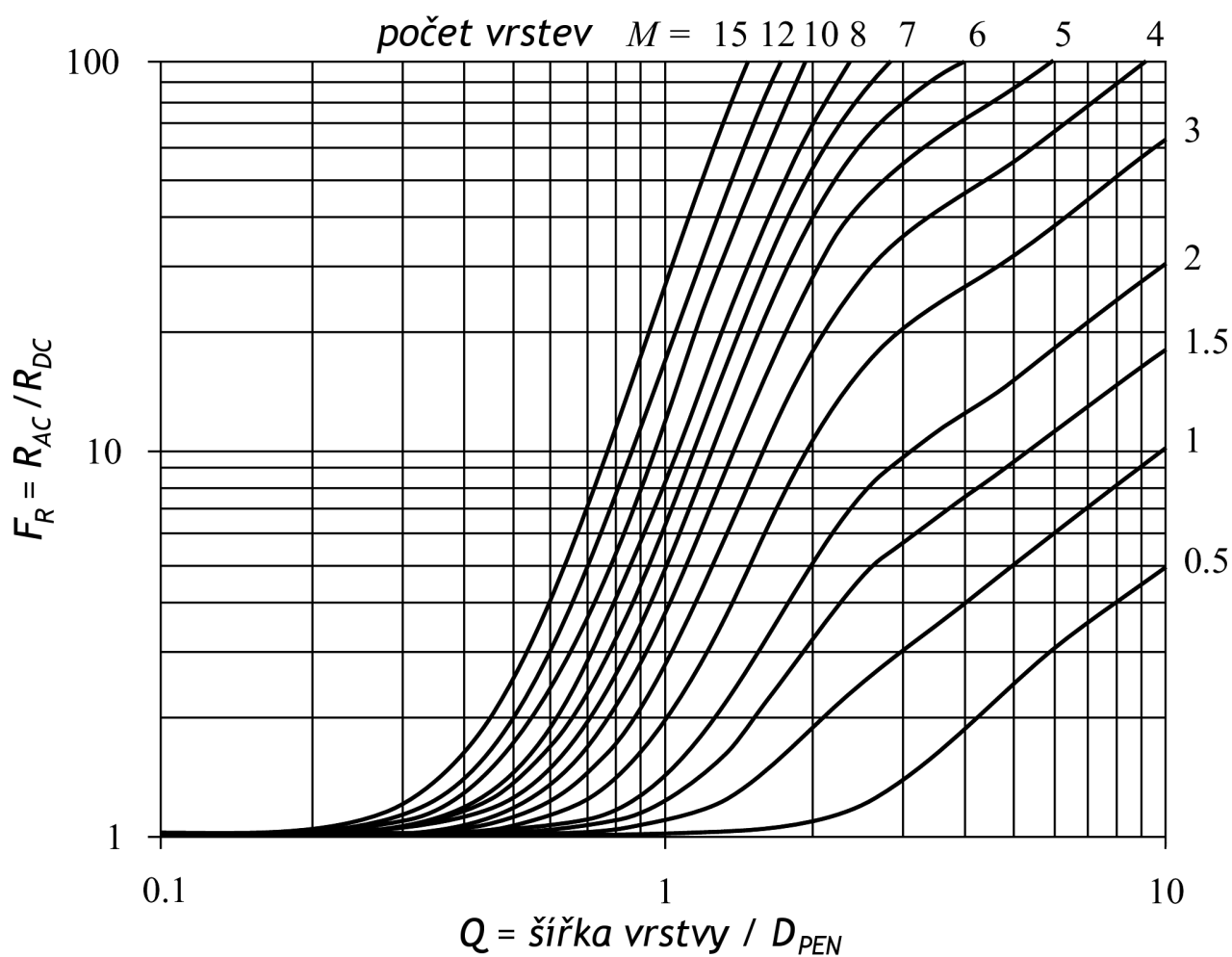
U_L	napětí na tlumivce	[V]
U_{MAX}	maximální hodnota napětí nebo maximální hodnota překmitu napětí z kap. 4.5	[V]
U_{OUT}	výstupní napětí	[V]
U_P	hodnota napětí na primárním vinutí	[V]
U_{PK}	špičková hodnota napětí	[V]
U_{RAMP}	velikost pilového napětí oscilátoru na pinu 5 IO IC1	[V]
U_{REF}	referenční napětí odebírané z TL494	[V]
U_{RX}	úbytek napětí na odporu RX	[V]
Z_X	impedance č.X	[Ω]
Φ	magnetický indukční tok nebo fázový posuv	[°]
Φ_{PM}	phase margin, rezerva ve fázovém posuvu LC filtru	[°]
Φ_{PWM}	fázový posuv, který způsobí PWM komparátor	[°]
ρ	měrný odpor materiálu	[$\Omega \cdot m$]
μ_0	permeabilita vakua	[$H \cdot m^{-1}$]
μ_r	relativní permeabilita materiálu	[–]

přehled zkratk

AP	area product, kap. 4.4
DT	dead time, doba kdy nevede ani jeden z výkonových tranzistorů T1, T2
D _x	dioda číslo X
DB	diodový můstek
EMC	elektromagnetická kompatibilita nebo tlumivka zajišťující EMC
ESR	ekvivalentní sériový odpor kondenzátoru
GND	zemní svorka zdroje
IC	integrováný obvod nebo stabilizátor napětí
IO	integrováný obvod
MMF	síla (4.5.10), MMF = magnetomotive force
PWM	pulzní šířková modulace
Q _x	tranzistor číslo X
RMS	root mean square, efektivní hodnota nesinusového průběhu

9. PŘÍLOHY

9.1. DOWELLŮV GRAF



Obr. 9.1 Dowellův graf závislosti F_R na Q , parametr je M

Graf je používán při návrhu transformátorů a tlumivek pro zjištění ztrát způsobených vířivými proudy. Přidal jsem ho do příloh, protože se nikde neuvádí a někomu by se mohl i hodit.

9.2. ROZPIS SOUČÁSTEK

Rezistory:

Číslo	Typ	Hodnota	Číslo	Typ	Hodnota
R1	NTC	4 Ω	R19	Metaloxid	180 k Ω
R2, R3	Metaloxid	150 k Ω /1W	R20	Metaloxid	820 Ω
R4	Metaloxid	150 Ω /0,5 W	R21	Trimr	10 k Ω
R5	Metaloxid	4,7 Ω /0,5 W	R22	Metaloxid	8,2 k Ω
R6	Metaloxid	1k Ω	R23	Metaloxid	180 k Ω /0,5W
R7	Metaloxid	150 Ω /0,5 W	R24	Metaloxid	270 k Ω /0,5W
R8	Metaloxid	4,7 Ω /0,5 W	R25	Trimr	2,5 k Ω
R9	Metaloxid	1 k Ω	R26	Trimr	10 k Ω
R10, R11	Metaloxid	Ω /1 W	R27	Trimr	10 k Ω
R12	Metaloxid	3,3 k Ω	R28	Metaloxid	10 Ω /0,5W
R13	Metaloxid	820 Ω	R29	Metaloxid	22 k Ω
R14	Metaloxid	3,3 k Ω	R30	Metaloxid	100 k Ω
R15	Metaloxid	820 Ω	R31	Metaloxid	10 k Ω
R16	Metaloxid	5,1 k Ω	R32	Metaloxid	130 k Ω
R17	Trimr	33k Ω	R33	Metaloxid	1 k Ω
R18	Metaloxid	16 k Ω			

Pozn. Všechny rezistory jsou na zatížení ¼W kromě uvedených s přesností 1%.

Kondenzátory:

Číslo	Typ	Hodnota	Max. DC napětí	Číslo	Typ	Hodnota	Max. DC napětí
C1	Fóliový	220 nF	630 V	C24	Keramický	10 nF	100 V
C2, C3	Fóliový	4,7 nF	1000 V	C25, C26	Elektrolyt	4,7 μ F	25 V
C4, C5	Elektrolyt	470 μ F	200 V	C27, C28	Elektrolyt	220 μ F	25 V
C6	Elektrolyt	1 mF	35 V	C29	Keramický	100 nF	63 V
C7, C8	Keramický	100 nF	63 V	C30, C31	Elektrolyt	220 μ F	25 V
C9	Elektrolyt	100 μ F	25 V	C32, C33	Keramický	100 nF	63 V
C10, C11	Elektrolyt	1 μ F	50 V	C34	Elektrolyt	470 μ F	25 V
C12	Keramický	100 nF	63 V	C35	Keramický	100 nF	63 V
C13	Fóliový	1n	500 V	C36	Elektrolyt	470 μ F	25 V
C14	Keramický	100 nF	63 V	C41	Fóliový	220 pF	1000 V
C15	Elektrolyt	22 μ F	10 V	C42	Keramický	56 pF	500 V
C16, C17	Fóliový	1 μ F	250 V	C36	Elektrolyt	470 μ F	25 V
C18	Fóliový	1 μ F	250 V	C37, C38	Low ESR	2,2 μ F	250 V
C19, C20	Fóliový			C39	Elektrolyt	4,7 μ F	50 V
C21	Low ESR	2,2 μ F	100 V	C40	Fóliový	150 pF	400 V
C22	Low ESR	10 μ F	100 V	C41	Fóliový	220 pF	1000 V
C23	Elektrolyt	22 μ F	100 V	C42	Keramický	56 pF	500 V

Transformátory a tlumivky:

Číslo	Typ		
TR1	TRHEI 026-1X12V vinutí 1x12 V, 200 mA		
TR2	Jádro:	EE16/8/5–3C90	
	Vinutí:	Primární:	LZ1a 20 závitů, vodič ø0,125 mm
			LZ1b 20 závitů, vodič ø0,125 mm
		Sekundární:	LZ2 20 závitů, vodič ø0,125 mm
			LZ3 20 závitů, vodič ø0,125 mm
TR3	Jádro:	Toroid TX13/7,1/4,8–3C90	
	Vinutí:	Primární:	LY1 1 závit, vodič ø0,710 mm
		Sekundární:	LY2 35 závitů, vodič ø0,300 mm
TR4	Jádro:	Ferroxcube ETD39–3C90	
	Vinutí*:	Primární:	LXP 47 závitů, VF lanko 3× paralelně ø0,125 mm, 25 vodičů
		Sekundární:	LX1 31 závitů, vodič ø0,150 mm
			LX2A 9 závitů, 2× paralelně vodič ø0,236 mm
			LX2B 9 závitů, 2× paralelně vodič ø0,236 mm
			LX3 217 závitů, VF lanko 2× paralelně ø0,125 mm, 3 vodiče
L1	FASTRON 09P-562J (L = 5600 µF)		
L2	FASTRON 09P-222J (L = 2200 µF)		
L3, L5	FASTRON 09P-821K (L = 820 µF)		
L4	Jádro:	Ferroxcube ETD39–3C90, 1,35 mm vzduchová mezera	
L6	Vinutí [†] :	L4	15 závitů, 2× paralelně vodič ø0,236 mm
L7		L6	15 závitů, 2× paralelně vodič ø0,236 mm
		L7	360 závitů, VF lanko 2× paralelně ø0,125 mm, 3 vodiče

Pozn.

* U VF lanka je udáván počet paralelně vinutých lanek, jaký je normalizovaný průměr lanka a z kolika vodičů se lanko skládá, u vodičů počet paralelně vinutých vodičů

[†] Vinutí vázané indukčnosti má jádro ETD39

Další elektrické součástky:

Číslo	Součástka	Typ - hodnota	Číslo	Součástka	Typ - hodnota
DB1	Diodový můstek	B250C4000	D23, D24	Si dioda	1N4007
DB2	Diodový můstek	B250C1500	D25, D26	Si dioda	1N4007
D1, D2	Si dioda	1N4007	D27, D28, D29, D30	Si dioda	UF4007
D3, D4	Si dioda	UF4007	D31	Shottky dioda	BAT46
D5, D6	Si dioda	1N4007	T1, T2	Tranzistor	STP9NB50
D7, D8	Si dioda	UF4007	T3, T4	Tranzistor	BD140-16
D10, D11	Si dioda	UF4007	T5, T6	Tranzistor	BD139-16
D12, D13	Si dioda	UF4007	IC1	Řídící obvod	TL494
D14, D15	Si dioda	UF4007	IC2	Stabilizátor	7812
D16, D17	Si dioda	UF4007	IC3	Stabilizátor	7815
D18, D19	Si dioda	UF4007	IC4	Stabilizátor	7915
D20, D21	Si dioda	UF4007	P1	Pojistka	F4A250V
D22	Zenerova dioda	BZX85V056	S1	Síťový vypínač	P8650-VB01

Pozn. Dioda D9 byla vyřazena a nahrazena můstkovým usměrňovačem D25, D26, D27, D28.

9.3. SCHÉMA NAVRHNUTÉHO SPÍNANÉHO ZDROJE