

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

KATEDRA APLIKOVANÉ ELEKTROTECHNIKY A TELEKOMUNIKACÍ

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Impulsní napájecí zdroj 15V / 75W

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2016/2017

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Lukáš BARTOŇ**
Osobní číslo: **E13B0168P**
Studijní program: **B2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Elektronika a telekomunikace**
Název tématu: **Impulsní napájecí zdroj 15V/75W**
Zadávací katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

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

Cílem práce je vytvořit napájecí zdroj s širokým rozsahem vstupního napětí a stabilním výstupním napětím. Zařízení by mělo být navrženo s ohledem na parametry moderních napájecích zdrojů.

1. Prostudujte dostupnou literaturu a navrhnete koncepci zařízení.
2. Proveďte výpočty a realizaci zařízení pro $U_{in}=85-265V$, $U_{out}=15V$, $P_{out}=75W$.
3. Realizujte nadproudové, podpěťové, přepěťové a tepelné ochrany.
4. Odměřte důležité parametry zdroje.
5. Proveďte zhodnocení dosažených výsledků a případně navrhnete další možnosti zlepšení.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího

Rozsah kvalifikační práce: 30 - 40 stran

Forma zpracování bakalářské práce: tištěná/elektronická

Seznam odborné literatury:

Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

Vedoucí bakalářské práce:

Ing. Pavel Rubáš

Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací


Datum zadání bakalářské práce: **14. října 2016**

Termín odevzdání bakalářské práce: **8. června 2017**


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

V Plzni dne 14. října 2016




Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev
vedoucí katedry

Abstrakt

Předkládaná bakalářská práce je zaměřena na síťový impulsní napájecí zdroj o výstupních parametrech 15 V a maximálně 75 W. V této bakalářské práci jsou probrané různé typy měničů a je vybráno vhodné řešení pro praktickou část. Cílem práce je uvědomit si problematiku s tímto spojenou a pokusit se o vhodné navržení a sestavení.

Klíčová slova

Impulsní napájecí zdroj, impulsní transformátor, tranzistor, filtr, tlumivka, řídicí obvod, usměrňovač, účinnost

Abstract

The present bachelor thesis is focused on switch mode power supply with output parameters 15 V and maximum 75 W. In this bachelor thesis are discussed different converter and suitable solution is selected for practical part. The aim of the thesis is to become aware of problems connected with topic and try to devise and fitting construction.

Key words

Pulse power supply, puls transformer, transistor, filter, inductor, control circuit, efficiency

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou/bakalářskou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této bakalářské/diplomové práce, je legální.

.....
podpis

V Plzni dne 7.6.2017

Lukáš Bartoň

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu bakalářské práce Ing. Pavlu Rubášovi za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce a další věci s tímto spojené.

Obsah

1. Úvod	12
2. Klasické spojitě regulovatelné zdroje.....	13
2.1. Síťový transformátor	13
2.2. Výkonový usměrňovač a vstupní filtr	13
2.3. Regulační člen.....	13
2.4. Výstupní filtr	14
2.5. Zpětnovazební regulace	14
2.5.1. Sériové regulátory	14
2.5.2. Paralelní regulátory	14
2.6. Ochrany proti zkratu	16
3. Impulsní napájecí zdroje	17
3.1. Obecný náhled na spínaný napájecí zdroj.....	17
3.2. Výhody spínaných zdrojů	17
3.3. Nevýhody spínaných zdrojů	17
3.4. Obecný popis funkce	18
3.5. Filtry.....	19
3.6. Usměrňovače	20
3.6.1. Jednofázové jednopulsní usměrňovače	20
3.6.2. Jednofázové dvojpulsní usměrňovače	21
3.6.3. Třífázové usměrňovače	22
3.7. Napěťové měniče impulsních regulátorů.....	22
3.7.1. Blokující měnič (Flayback converter).....	23
3.7.2. Propustný měnič (Forward converter)	24
3.7.3. Snižující měnič (Step-down / Buck regulator)	24
3.7.4. Zvyšující měnič (Step-up / Booster regulator).....	25
3.7.5. Buck-Booster regulátor	25
3.7.6. Protitaktní měnič (Push-Pull converter).....	26
3.7.7. Dvojitý propustný měnič (Double Forward converter)	28
3.7.8. Dvojitý měnič se čtyřmi spínači (Full-Bridge regulator)	28
3.7.9. Dvočinný měnič s kapacitními děliči (Half-Bridge regulator)	29
3.7.10. Porovnání typů měničů	30
3.8. Řídící obvody	31
3.8.1. Pulsně – šířková modulace (PWM).....	31
4. Návrh spínaného zdroje 15 V/75 W a výpočet parametrů	32

4.1.	Zadané a odvozené parametry.....	33
4.2.	Návrh vstupních obvodů	33
4.3.	Řídící obvod	35
4.4.	Regulovatelná napěťová zpětná vazba	36
4.5.	Regulovatelná proudová zpětná vazba	36
4.6.	Návrh transformátoru	36
4.6.1.	Určení počtu závitů	37
4.7.	Výstupní usměrňovač a filtr	39
5.	Závěr.....	40
	Zdroje:	42
	Přílohy	43
	PŘÍLOHA č.1: Celkové schéma navrženého impulsního zdroje s blokujícím měničem	43
	Příloha č. 2: Navržená osazovací deska plošných spojů ze strany bottom	44

Seznam obrázků

Obrázek 1- Blokové schéma klasického lineárního zdroje stabilizovaného napětí, převzato z [1]..	13
Obrázek 2 - Nejjednodušší sériový stabilizátor s tranzistorem, převzato z [1]	14
Obrázek 3 - Blokové schéma paralelního regulátoru, převzato z [1]	15
Obrázek 4 - Nejjednodušší paralelní stabilizátor se zenerovou diodou, převzato z [1]	15
Obrázek 5 - Základní schéma impulsního napájecího zdroje, převzato z [1]	18
Obrázek 6 - Jednofázový jednopulsní usměrňovač s kapacitním filtrem a) schéma zapojení, b) průběhy, převzato z [1]	19
Obrázek 7 - Jednofázový jednopulsní usměrňovač a) schéma zapojení, b) časová závislost napětí, převzato z [1].....	20
Obrázek 8 - Dvoj pulsni usměrňovač v uzlovém zapojení, převzato z [1]	21
Obrázek 9 - Dvoj pulsni usměrňovač v můstkovém zapojení, převzato z [1].....	21
Obrázek 10 - Trojfázový troj pulsni usměrňovač v uzlovém zapojení, převzato z [1].....	22
Obrázek 11 - Blokové schéma napěťového měniče impulsního regulátoru, převzato z [1]	23
Obrázek 12 - Základní schéma impulsního měniče s impulsním transformátorem a odpovídající průběhy, převzato z [1]	23
Obrázek 13 - Základní zjednodušené zapojení s časové průběhy propustného měniče, převzato z [1], [2].....	24
Obrázek 14 - Základní zapojení Step-down měniče, převzato z [1]	25
Obrázek 15 - Základní zapojení Step-up měniče, převzato z [1]	25
Obrázek 16 - Schéma Buck-Boost regulátoru, převzato z [1].....	26
Obrázek 17 - Schéma zapojení dvojčinného měniče, převzato z [1], [2]	27
Obrázek 18 - Časové průběhy proudů a napětí odpovídající obr. 17 dvojčinného měniče, převzato z [2]	27
Obrázek 19 - Schéma dvojčinného měniče se čtyřmi spínači, převzato z [1]	28
Obrázek 20 - Schéma dvojčinného měniče s kapacitními děliči, převzato z [1].....	29
Obrázek 21 - Základní princip regulace PWM, převzato z [1]	31
Obrázek 22 - Prvotní schéma zapojení impulsního napájecího měniče.....	32
Obrázek 23 - Vstupní část impulsního napájecího zdroje	34
Obrázek 24 - Zjednodušený blokový náčrt a pojmenování pinů integrovaného obvodu TT494, převzato z [4].....	35
Obrázek 25 - Obvodový návrh výstupních obvodů	39

Seznam symbolů a zkratk

Mosfet	Unipolární tranzistor
EMI	Elektromagnetické vyzařování
f_s	Pracovní frekvence zdroje [Hz]
ΔB	Zdvih magnetické indukce [T]
J	Proudová hustota [A/mm^2]
P	Potenciometr
U_{ref}	Referenční napětí [V]
U_s/U_{IN}	Vstupní napětí [V]
T/S	Tranzistor
U_{OUT}	Výstupní napětí [V]
L	Induktor [H]
C	Kondenzátor [F]
R	Rezistor [Ω]
D	Dioda
PWM	Pulsně šířková modulace
η	Účinnost [%]
λ	Účinitík [-]
VR	Varistor
TER	Termistor
V_{cc}	Napájecí napětí [V]
n	Převodní poměr transformátoru [-]
N_p	Počet závitů primárního vinutí [-]
N_s	Počet závitů sekundárního vinutí [-]
Δ	Hloubka vniku [mm]
P_{OUT}	Výstupní výkon [W]
P_{IN}	Vstupní výkon [W]
t_{OFF}	Doba rozeptnutí spínacího výkonového tranzistoru [s]
t_{ON}	Doba sepnutí spínacího výkonového tranzistoru [s]

1. Úvod

Napájecí zdroje se používají v naprosté většině elektronických výrobků. Z pohledu základních principů jejich funkčnosti se napájecí zdroje rozdělují na 2 skupiny:

- Napájecí zdroje lineární (spojitě regulované)
- Napájecí zdroje impulsní (spínané)

Základem každého zdroje je transformátor. Zatímco u lineárních spínacích zdrojů pracuje transformátor s frekvencí napájecí rozvodné sítě (v České republice je normovaná frekvence napájecí sítě 50 Hz), Impulsní napájecí zdroje pracují s frekvencemi vyššími.

Díky tomu jsou transformátory pro impulsní napájecí zdroje výrazně menších rozměrů při zachování stejného výkonu, jako u zdrojů lineárních.

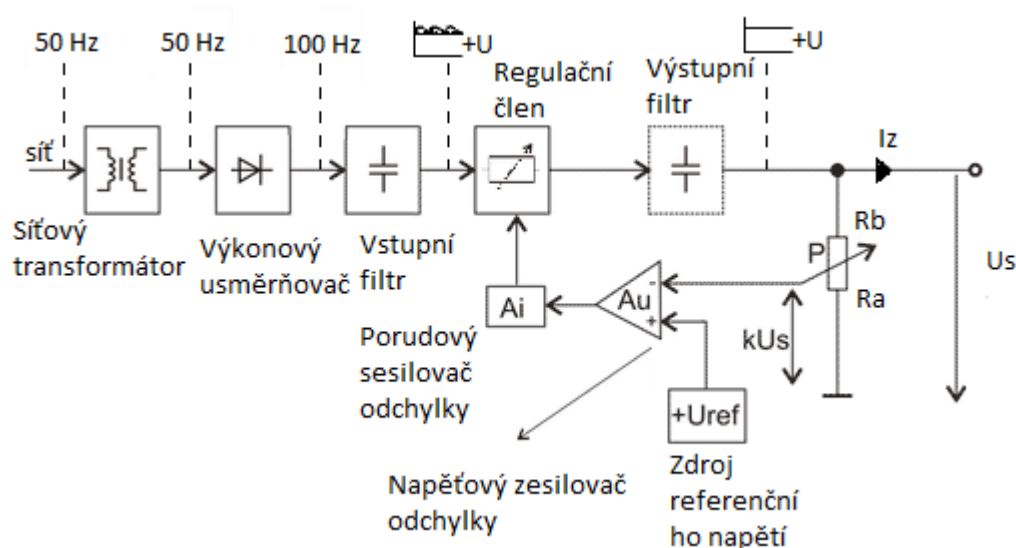
K masivnímu rozšíření impulsních zdrojů došlo s rozšířením výkonových spínacích tranzistorů MOSFET. Dnešní impulsní zdroje využívají pro své řízení specializovaných integrovaných obvodů.

Výhodou impulsních napájecích zdrojů jsou jejich malé rozměry a díky tomu i nízká cena, naopak jejich nevýhodou je, že se snadno mohou stát zdrojem rušivého signálu pro ostatní elektronické přístroje.

Hlavním cílem této bakalářské práce je návrh a konstrukce impulsního napájecího zdroje s výstupním napětím 15 V o výkonu 75 W.

2. Klasické spojitě regulovatelné zdroje

Klasické lineární zdroje, jak již název napovídá, pracují se spojitým signálem, a tedy i regulace je spojitá. Na obrázku 1 je uvedeno základní blokové schéma klasického spojitě regulovaného zdroje.



Obrázek 1- Blokové schéma klasického lineárního zdroje stabilizovaného napětí, převzato z [1]

Následující text pouze ve stručnosti charakterizuje funkci jednotlivých bloků.

2.1. Síťový transformátor

Síťový transformátor primárně transformuje standardně napětí 230 V na optimální napětí vhodnou pro činnost zdroje a galvanicky odděluje zdroj od sítě.

2.2. Výkonový usměrňovač a vstupní filtr

Výkonový usměrňovač a vstupní filtr zařizují stabilní napětí pro regulační člen. Výkonový usměrňovač má ještě další funkci jako zdvojovač kmitočtu.

2.3. Regulační člen

Regulační člen reaguje na pokles nebo přepětí na výstupu a vhodně opravuje tuto hodnotu. Je tvořen většinou bipolárním tranzistorem, který je zapojen jako proměnný odpor. Kvůli bipolárnímu tranzistoru, který potřebuje na vstupní straně celkem velký výkon, je zpětná vazba doplněna ještě o proudový zesilovač A_i . Funkce zpětné vazby je založena na porovnání napětí na potenciometru P s referenčním napětím. Poté je na operačním zesilovači porovnáno, který poté vhodným výstupem reguluje regulační člen.

2.4. Výstupní filtr

Výstupní filtr slouží k vyrovnání při připojování dynamické zátěže a potlačuje šumová napětí na výstupu. Hlavním kritériem je stabilita referenčního napětí U_{ref} .

2.5. Zpětnovazební regulace

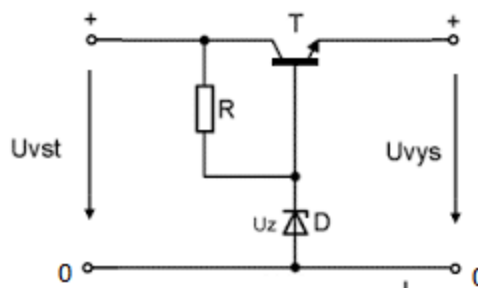
Klasické zpětnovazební regulátory se vyznačují svojí spojitostí. Výstupní napětí U_s je neustále porovnáváno s referenčním napětím U_{ref} . Díky této spojitě regulaci jsou tyto zdroje označovány jako lineární a mají tyto nesporné výhody:

- minimální zvlnění výstupního napětí, a to i při nespojitě nebo impulsní zátěži
- neprodukují parazitní spektrum rušivých kmitočtů díky tomu, že pracují při frekvenci napájecí sítě 50 Hz.

2.5.1. Sériové regulátory

V předchozí kapitole na obrázku 1 bylo znázorněno blokové schéma zdroje stálého napětí, který je regulovaný sériovým regulátorem. Princip byl popsán již v předchozí kapitole. Nevýhodou je, že pokud na výstupu nastane zkrat. V této situaci je celé napětí na výkonovém regulačním členu a jím teče zkratový proud. Dimenzovat regulátor na tak velký výkon by bylo finančně velmi náročné, a proto se musí zavádět ochranné obvody proti přetížení a zkratu. Tyto ochranné obvody musí být ale velmi rychlé, musí zajistit, aby nedošlo k tepelnému zničení výkonového regulačního regulátoru. Jak bylo zmíněno výše, výkonový člen je zastoupen bipolárním výkonovým tranzistorem.

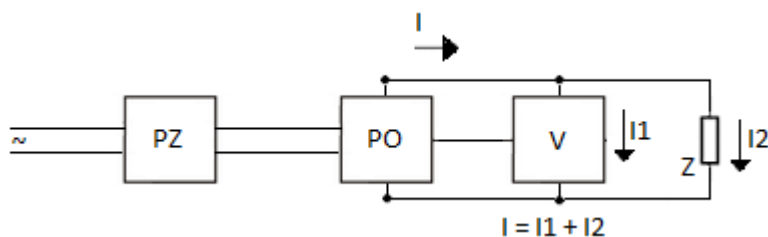
Nejjednodušší zapojení sériového stabilizátoru je na následujícím obrázku 2. Pomocí zenerovy diody je báze tranzistoru T připojena na stálé napětí. Výstupní napětí je potom dáno vztahem $U_z - U_{BE}$.



Obrázek 2 - Nejjednodušší sériový stabilizátor s tranzistorem, převzato z [1]

2.5.2. Paralelní regulátory

Paralelní regulátory jsou uplatněny ve zdrojích stálého napětí. Na následujícím obrázku 3 je uvedeno základní blokové schéma tohoto typu regulátoru.



Obrázek 3 - Blokové schéma paralelního regulátoru, převzato z [1]

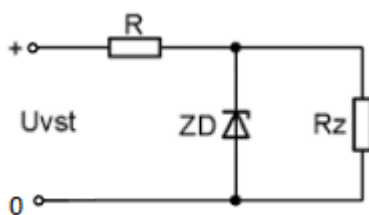
Pomocný obvod paralelního regulátoru PO je napájen z výstupu primárního zdroje PZ. Pomocný obvod nám slouží k ovládní výkonového členu V, ke kterému je připojena zátěž. Pomocný člen pak řídí napětí tak aby bylo stálé.

Z obvodu jsou zřejmé klady i zápory. Pokud se proud I_2 zmenšuje, zvětšuje se proud I_1 na výkonovém členu V, maximum spotřebovaného výkonu na výkonovém členu nastává tehdy, pokud je zdroj nezatížen. Z toho plyne potřeba dostatečného dimenzování tohoto členu.

Základní nevýhodou paralelního regulátoru tedy je problém s velkou či žádnou zátěží. Výkonový člen musí udržovat na výstupu stále napětí a při malých zátěžích je proud I_2 větší a současně se zmenšuje proud I_1 . Dosáhne-li výstupní proud takových hodnot, že není možno pomocí primárního zdroje a pomocného obvodu držet stálé napětí na výkonovém členu, regulátor přestane stabilizovat, ale výkonový člen nebude přetížen.

Velkou výhodou je tedy odolnost proti zkratu na výstupu. Chráněn je ale jen výkonový člen, ostatní části jako jsou primární zdroj a pomocný obvod, mohou být zkratem zničeny. Ovšem i tyto části se dají před zkratem ochránit.

Základním použitím stabilizace paralelního regulátoru za pomoci zenerovy diody je sériové spojení odporu a stabilizační diody. Paralelně na stabilizační diodu je připojen zatěžovací rezistor R_z . Pomocným obvodem je poté rezistor R a výkonovým členem stabilizační zenerova dioda. Vše je naznačeno na obrázku 4.



Obrázek 4 - Nejjednodušší paralelní stabilizátor se zenerovou diodou, převzato z [1]

2.6. Ochrany proti zkratu

U sériových regulátorů má zkrat na výstupu velký dopad na pro sériový výkonový člen. Například při zkratu obvodu na obr. 2 bude zkrat na výstupu mít za následek zkratový proud přes tranzistor výkonového členu T a tento zkratový proud bude omezen jen vnitřním odporem napájecího zdroje a odporem otevřeného bipolárního tranzistoru. Z toho plyne, že nebude možné tranzistor dimenzovat na takový ztrátový výkon a tranzistor dojde k tepelnému průrazu.

Jednoduchá ochrana je zapojit do série s tranzistorem tavnou pojistku. Toto zapojení by nemuselo být ale úspěšné, neboť destrukční časová konstanta tranzistoru bývá nižší, než je časová konstanta tavné pojistky. Z toho vychází, že použití tavné pojistky jako jediný způsob ochrany proti zkratu by byl neúspěšný, proto jsou přidány další ochrany.

Bavíme se o elektronických ochranách. Jejich funkce spočívá v omezení zkratového proudu na únosnou hodnotu. Ochrana musí působit velmi rychle, přičemž je potřeba, aby nebyla destruktivní pro ochranný obvod a dovolila bezprostředně po odeznění zkratu regulátoru opět pokračovat v provozu. Dále ochrana nesmí měnit vlastnosti sériových regulátoru při klasickém provozu. Nejjednodušší ochrana proti zkratu by byla přidat do série s výkonovým členem rezistor na straně primárního zdroje. Pokud nastane zkrat, je omezen tímto přidaným rezistorem. Nevýhoda je ale při klasickém chodu regulátoru a to ta, že je na něm spotřebováván stále výkon, a proto je poté snížena účinnost zdroje.

Zlepšení by přineslo připojovat omezovací odpor jen při trvání zkratu na výstupu. Tuto funkci může zastávat výkonový tranzistor.

3. Impulsní napájecí zdroje

3.1. Obecný náhled na spínaný napájecí zdroj

Základním principem spínaných napájecích zdrojů je jejich impulsní (nespojité) regulace. Tento princip je i základní odlišností od klasických spojitě regulovaných zdrojů. Spínané zdroje jsou používanější variantou, ale mají složitější obvodový návrh. Nástup těchto zdrojů byl umožněn po rozvoji moderních výkonových spínacích součástek. Nespojitosť je realizována pomocí střídačů bipolárních nebo unipolárních, které běžně pracují na frekvenci desítek až stovek kHz. Důležité je řízení zpětnou vazbou, díky které je měněná střída spínacích impulsů nebo perioda, přičemž na výstupu je stále stabilní napětí. Impulsní napájecí zdroje dosahují velmi vysoké účinnosti, a to více než 80 % oproti klasickým lineárním zdrojům, které mají účinnost přibližně 30 %. Na druhou stranu nastává opět nevýhoda způsobena velmi vysokou spínací frekvencí, musí se používat proto jiné komponenty, které jsou přizpůsobeny na takové kmitočty. Přesněji vzato jsou to například ztráty v magnetických obvodech.

3.2. Výhody spínaných zdrojů

Mezi hlavní výhody impulsních napájecích zdrojů, jak bylo uvedeno výše, nesporně patří jejich velká energetická účinnost, kde se její hodnoty pohybují běžně až 80–90 % což je výrazně více než jejich obdoba u lineárních zdrojů. Další výhodou plynoucí z impulsního řízení je možnost dodávat výkony od jednotek wattů až po tisíce wattů. Modifikovatelnost základních variant impulsních měničů i řídicích obvodů umožňuje i dosti neobvyklé funkce. [1] Například inverzní polarita výstupního napětí vůči vstupnímu napětí, vzestupná transformace a současná stabilizace několika výstupů jedním regulátorem. Nesporná další výhoda oproti lineárním zdrojům jsou malé rozměry a nízká hmotnost na jednotku výkonu.

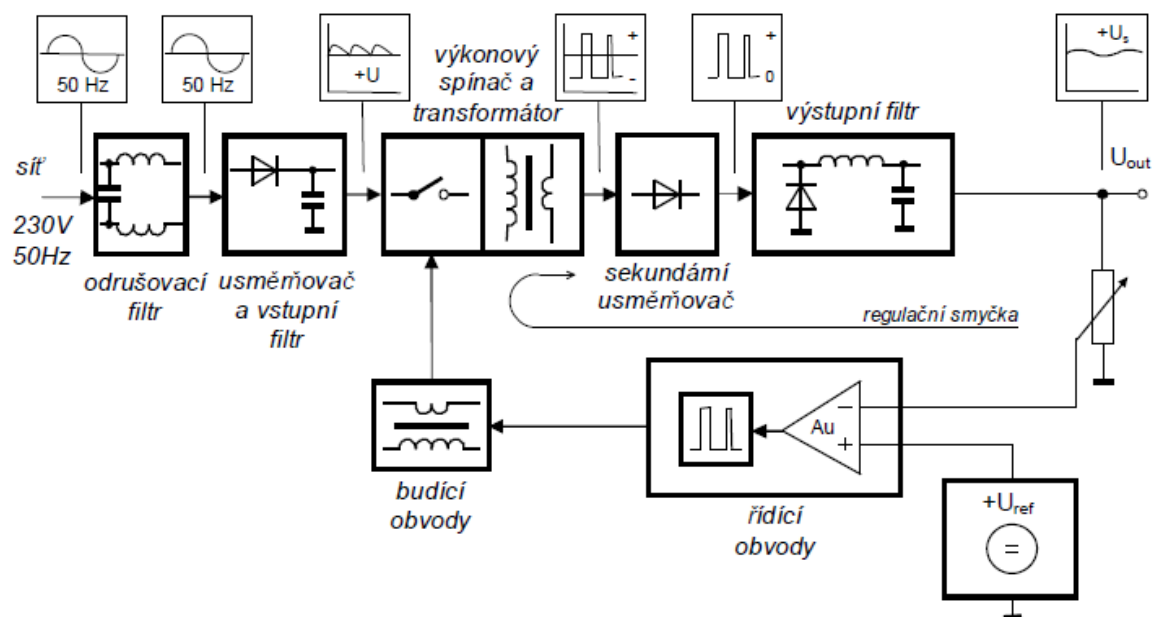
3.3. Nevýhody spínaných zdrojů

Vlivem spínání jen v trvání pulsu je patné že výstupní napětí bude zvlněné mnohem více než u předchozích lineárních stabilizátorů. Také se musí uvést, že při skokové změně zátěže dostáváme horší dynamické parametry. Z toho plyne, že tyto zdroje jsou předurčeny pro napájení konstantní nebo jen s velmi pozvolně měnící se zátěží. Jak bylo zmíněno výše, tak důsledkem veliké pracovní frekvence je kladen nárok na jednotlivé součástky, které jsou provozovány na těchto frekvencích. Jsou to transformátory, tranzistory a diody.

Zde nám narůstá cena zdroje. Také se nesmí zapomenout na rušení produkované vysokou spínací frekvencí a s tím je spojeno složité navrhování odrušovacích filtrů a stínění.

3.4. Obecný popis funkce

Na následujícím obrázku 5 budou popsány základní funkce spínaných napájecích zdrojů.



Obrázek 5 - Základní schéma impulsního napájecího zdroje, převzato z [1]

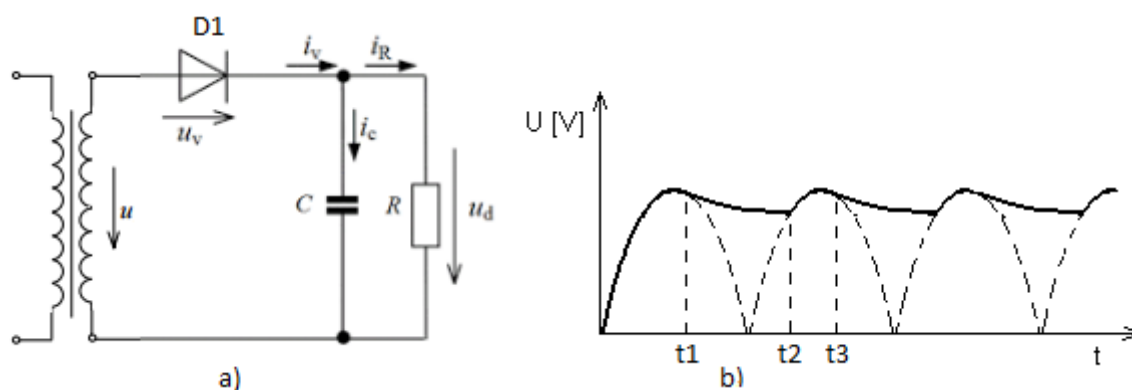
Po připojení k síti je nezbytné přiřadit širokopásmový odrušovací filtr, což je standartní obvodový prvek zdroje. Poté je vstupní střídavé napětí ze sítě usměrněno, ideálně diodovým můstkem a vyhlazeno jednoduchým kondenzátorovým filtrem. Vyhlazené stejnosměrné napětí se poté přivede na regulační výkonový spínací tranzistor a jeho zátěž je dána primárním vinutím transformátoru napětového měniče. Transformátor musí být spínáný v jiném než slyšitelném pásmu, proto je volena ultrazvuková oblast. Při spínání výkonového tranzistoru prochází primárním vinutím impulsní proud transformátorového měniče a indukuje do sekundárního vinutí napětí. Výstup ze sekundárního vinutí transformátoru je třeba usměrnit rychlými diodovými usměřovači a poté znova vyhladit jednoduchým kondenzátorovým filtrem. Dále se vyhlazené napětí na výstupu U_{out} porovnává s referenční hodnotou U_{ref} . Výsledný rozdíl napětí nám udělá odchylku, díky které se vhodným způsobem reguluje spínání. Podstatnou předností této koncepce je, že převod impulsního transformátoru je pro v úvahu přicházející úrovně

výstupního napětí sestupný. [1] Z toho důvodu je proud spínače mnohem až řádově menší než proud na výstupu a výsledkem je extrémní zvětšení výstupních hodnot.

Podmínkou realizace, která vede k úspěchu impulsních regulátorů tohoto typu, musí se blížit účinnost k 80 %, přičemž výstupní výkony se přibližují k hodnotám stovkám Wattů. Charakteristiky jsou speciální konstrukční prvky a součásti, reprezentované rychlými vysokonapěťovými spínacími tranzistory, rychlé spínací diody, kvalitní feritové materiály a mnoho dalších. Z technologického hlediska jsou kladeny velké nároky na realizaci impulsního transformátoru, a to velké průřezy vodičů v sekundárním vinutí, izolační pevnost mezi vinutím a další. Transformátor místo převodu energie zastává ještě jinou funkci a tou je galvanické oddělení regulovaného výstupu od vstupní síťové části, tyto izolační vlastnosti jsou kladeny i na budící obvody. [1]

3.5. Filtry

Filtrační členy nám zastávají funkci vyhlazení usměrněného napětí. Většinou se využívají jednoduché kapacitní filtry. Nízký kmitočet se negativně projevuje na volbě kapacity a zvětšují se nároky na filtrační kondenzátor. Z toho důvodu se výhradně používají dvojcestné usměrňovače, které zdvojují frekvenci. Na obr. 6 je znázorněna funkčnost kapacitního filtru u jednocestného usměrňovače.



Obrázek 6 - Jednofázový jednopulsní usměrňovač s kapacitním filtrem a) schéma zapojení, b) průběhy, převzato z [1]

Obvod je zatížen paralelním spojením kondenzátoru a odporu. V první půlperiodě od času t_1 dosahuje napětí na paralelní kombinaci kondenzátoru a odporu na maximální hodnoty, po odeznění špičky napětí na transformátoru klesá pomaleji, dioda se zavírá a přes kondenzátor se uzavírá obvod, který dodává proud do zátěže. Při druhé špičce, jakmile hodnota napětí na transformátoru přesáhne hodnotu zbývajících náboje na kondenzátoru v čase t_2 , začne se kondenzátor znova nabíjet až do doby t_3 , kde se celý cyklus opakuje. Jakmile obvod začne čerpat energii z kondenzátoru v čase t_1 , proud kondenzátoru se

skokově změni smysl proudu z kladného směru na záporný. Kondenzátor se vybíjí po exponenciální vybíjecí křivce. V čase t_2 se znova otočí smysl proudu, v intervalu $t_2; t_3$ se začne opět kondenzátor nabíjet ze sítě, a to značným proudovým impulsem.

Problém nastává u zdrojů s větším proudovým využitím. Zde je třeba dimenzovat kondenzátor na větší dodávaný proud a z toho plyne větší kapacity. Když se kondenzátor začíná nabíjet, chová se jako zkrat, což to má za následek velký proud přes vstupní usměrňovač. Proto se diody musí na tento špičkový proud vhodně přizpůsobit. Také je možnost jiného řešení, a to použít LC filtr, který je naznačen na obr. 2.2. Tlumivka zabraňuje rychlým změnám proudu. Nevýhodou je, že díky použití LC filtru je potřeba vyšší vstupní napětí ke stejnému napětí výstupnímu. Při běžné frekvenci 50 Hz by rozměry tlumivky vedly dosti vysoko, z tohoto důvodu se proto u malých frekvencí nepoužívají. Vhodné využití je u impulsních napájecích zdrojů, kde je spínaná frekvence od desítek kHz až do 1MHz.

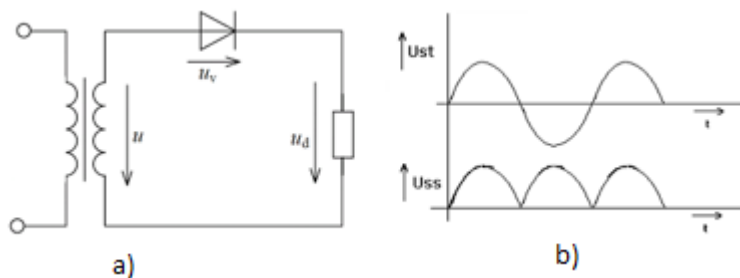
3.6. Usměrňovače

Usměrňovač je elektronické zařízení, díky kterému se přeměňuje střídavé napětí na stejnosměrné. Podle způsobu použití lze usměrňovače hrubě rozdělit na:

- jednofázové jednopulsní
- jednofázové dvoupulsní
- třífázové třípulsní.

3.6.1. Jednofázové jednopulsní usměrňovače

Základní použití usměrňovače je jednofázový jednocestný neboli jednopulsní usměrňovač. Ten je tvořen pouze jednou diodou, která je zapojena v propustném směru mezi zátěž a zdroj střídavého napětí, kde schéma a adekvátní průběhy jsou naznačeny na obrázku. 1.1 při odporové zátěži.

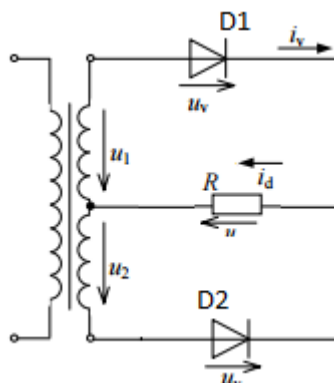


Obrázek 7 - Jednofázový jednopulsní usměrňovač a) schéma zapojení, b) časová závislost napětí, převzato z [1]

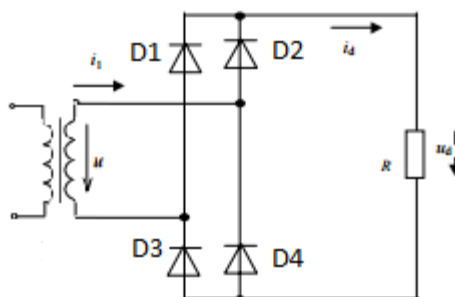
Harmonické napětí na vstupním vinutí transformátoru je schopno při současném zapojení protlačit proud obvodem pouze když je dioda v propustném směru. Na zátěži je využita pouze jedna perioda vstupního střídavého napětí. Hodnota proudu lze dopočítat jednoduchým vzorcem: $i = \frac{ud}{R}$.

3.6.2. Jednofázové dvojpulsní usměrňovače

Při tomto druhu usměrnění se zapojení rozděluje na dvě části, které jsou buď uzlové nebo v můstkovém zapojení. Použijeme-li zapojení uzlové stačí nám pro dvojcestné usměrnění pouze dvě diody, ale jsme nuceni použít transformátor s vyvedeným středem vinutí. Na druhou stranu použijeme-li můstkové vynutí je nárůst diod dvojnásobný ale ulehčuje to na transformátoru, kde stačí pouze klasické provedení. Jsou-li diody zapojeny do můstku je toto zapojení pojmenováno gretzův můstek. Výhoda oproti předchozímu usměrňovači je tak, že místo jednoho pulsu v periodě máme dva.



Obrázek 8 - Dvojpulsní usměrňovač v uzlovém zapojení, převzato z [1]



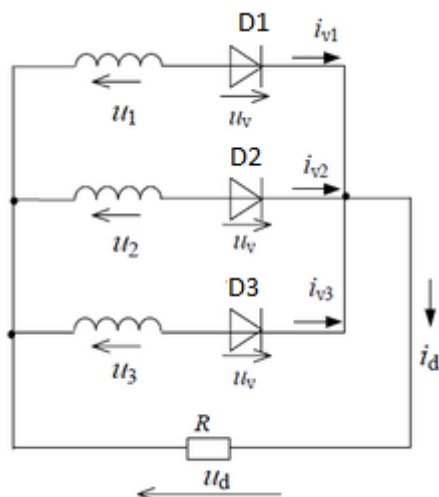
Obrázek 9 - Dvojpulsní usměrňovač v můstkovém zapojení, převzato z [1]

Na obrázku 8 je znázorněný dvojpulsní usměrňovač v uzlovém zapojení a na obr. 9 je znázorněný dvojpulsní usměrňovač v můstkovém zapojení. Při můstkovém zapojení je výstupní vinutí transformátoru jednodušší než u uzlového, protože nepotřebuje mít vyvedený střed. Funkčnost můstkového zapojení je, že do série jsou zapojeny se zátěží vždy ještě dvě diody. Je-li polarita napětí taková, že je shodná s naznačenou šipkou, potom

je obvod uzavřen přes diody D1 a D4 a zátěží protéká proud. V opačné polaritě vedou diody D2 a D3.

3.6.3. Třífázové usměrňovače

Nejjednodušší zapojení je použít trojimpulsní usměrňovač v uzlovém zapojení je naznačeno na obrázku 10 včetně třífázového napájení zapojené do hvězdy.

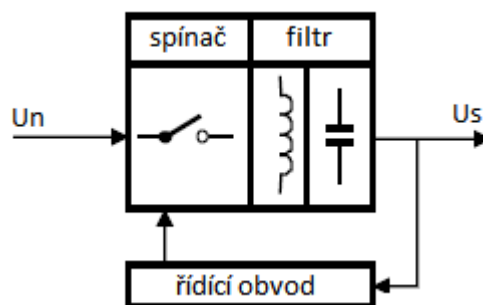


Obrázek 10 - Trojfázový trojimpulsní usměrňovač v uzlovém zapojení, převzato z [1]

Jednotlivé fáze napájecího transformátoru jsou připojeny na anodu diod. Katody jsou poté spojeny v jednom uzlu a přivedeny na odporovou zátěž, která je na druhé straně připojena na opačný uzel transformátoru. Funkčnost tohoto zapojení je, že je otevřená jen a pouze jedna dioda a to ta, na které je dosaženo největší hodnota kladného napětí. Z toho je zřetelné že výhoda oproti jednofázovým usměrňovačům je, že neklesne napětí při čisté odporové zátěži nikdy k nule a také je zvlnění minimální. Existují opět obdoby tohoto zapojení, které vylepšují průběhy jako je například šestimpulsní usměrňovač v můstkovém zapojení.

3.7. Napěťové měniče impulsních regulátorů

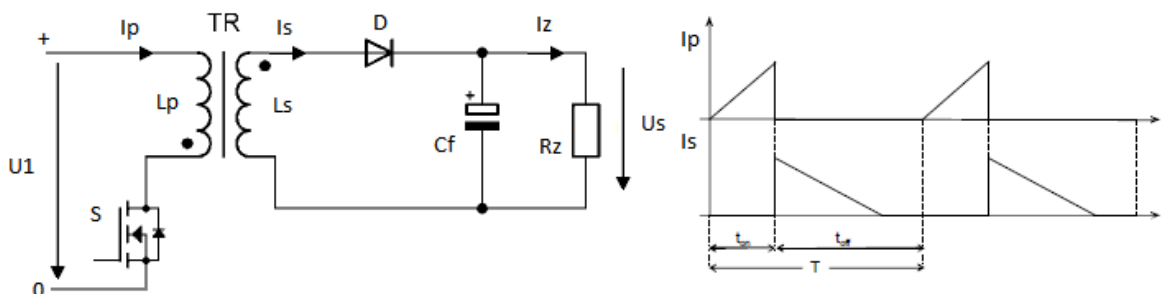
V následujícím textu budou popsány a uvedeny základní zapojení měničů a jejich modifikace, které z nich vychází. Základní dva druhy jsou blokující měnič (flyback converter) a propustný měnič (forward converter). Na obr. 11 je uvedeno blokové schéma napěťového měniče impulsních regulátorů, které si budeme popisovat.



Obrázek 11 - Blokové schéma napěťového měniče impulsního regulátoru, převzato z [1]

3.7.1. Blokující měnič (Flyback converter)

Měnič s impulsním transformátorem typu blokující se využívá do výkonu 100 až 150 Wattů, protože při vyšších výkonech by tato koncepce vedla k neustálému zvětšování impulsního transformátoru. Energie se nepřenáší rovnou z primárního vinutí na sekundární vinutí, ale akumuluje se v jádře a až záhy se přenesou na sekundární vinutí. Výhodou tohoto typu zapojení je hlavně jednoduchost, dobré elektrické vlastnosti z hlediska zkratové odolnosti a tvoření vícenásobných napěťových úrovní. Nevýhodou, jak bylo zmíněno výše, je oproti propustnému měniči rozměrnější impulsní transformátor. Dle obrázku 12 bude popsána funkce tohoto zapojení a příslušné charakteristiky obvodu.

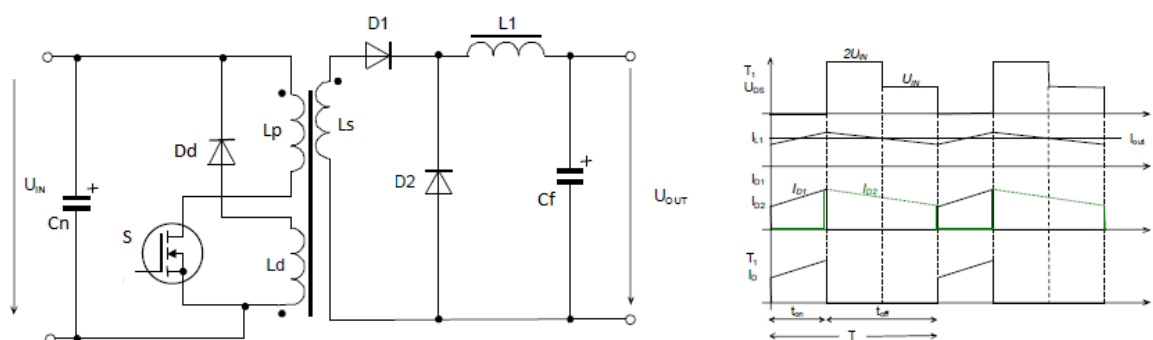


Obrázek 12 - Základní schéma impulsního měniče s impulsním transformátorem a odpovídající průběhy, převzato z [1]

Při sepnutí výkonového tranzistoru S začne protékat proud I_p a přes cívku L_p , která vytváří elektromagnetické pole, se bude do feritového jádra akumulovat energie. Sekundární usměrňovač v podobě diody D nám slouží k usměrnění záporného napětí a v první fázi akumulování energie je ve stavu zavřeném, tudíž sekundárním obvodem neprochází proud. Jakmile se výkonový tranzistor S rozezne, cívka L_p přestane vytvářet magnetické pole a díky tomu napětí na sekundární straně změní polaritu. Dioda D je poté připojena v propustném směru a prochází jí proud I_s vytvářený sekundárním vnutím L_s do zátěže. Elektrolytický kondenzátor C_f filtruje výstupní napětí, aby nebylo příliš zvlňené.

3.7.2. Propustný měnič (Forward converter)

V této konstrukci propustného měniče oproti předchozímu nedochází k zadržování energie, ale energie se přímo přenáší z primární části impulsního transformátoru na sekundární část, kde je využívána aktivního intervalu výkonového tranzistoru. Nespornou výhodou je jeho velmi vysoká účinnost. Lze využít do výstupních výkonů, jež jsou větší než u blokujícího měniče, a to až do 250 Wattů, kde je vhodný i pro větší výstupní proudy. Na níže uvedeném obrázku 13 je uvedeno zjednodušené základní zapojení s časovými průběhy proudů a napětí v tomto obvodu.

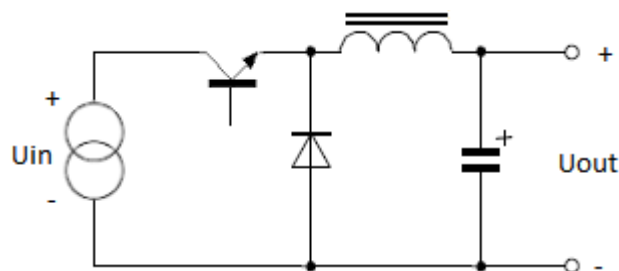


Obrázek 13 - Základní zjednodušené zapojení s časovými průběhy propustného měniče, převzato z [1], [2]

V intervalu t_{ON} je skokově sepnut výkonový tranzistor S, lineárně narůstá proud I_{L1} primárního vinutí spínaného transformátoru. Dle začátku vinutí vidíme, že nedochází změně orientace a v případě kdy teče proud I_{L1} primárním vinutím transformátoru protéká proud přes diodu D1 i sekundárním vinutím transformátoru. Jakmile se rozezne výkonový tranzistor S, otočí se polarita napětí na tlumivce L1 a proud prochází přes zátěž a zpět na tlumivku přes diodu D2. V primární části impulsního transformátoru, je odlišnost oproti blokujícímu měniči v druhém vinutí značeno Ld. Zmíněné vinutí slouží k omezení napětí na výkonovém tranzistoru S a zabraňuje stejnosměrnému přesycení spínaného transformátoru, v době vypnutí t_{OFF} tím, že odvádí energii z jádra zpět do primárního obvodu.

3.7.3. Snižující měnič (Step-down / Buck regulator)

Schéma měniče Step-down je vlastně naprosto shodná s činností propustného měniče probíraného výše. [1] Na obrázku 14 je uvedeno základní schéma zapojení snižujícího měniče.

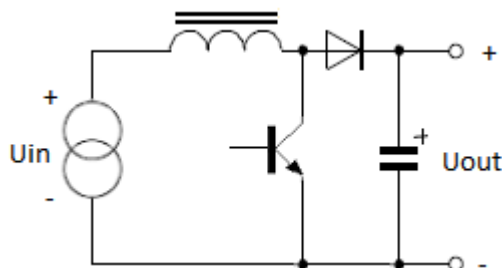


Obrázek 14 - Základní zapojení Step-down měniče, převzato z [1]

Vstupní napětí snižujícího měniče je regulováno na nižší výstupní. Toto zapojení je zpravidla vyráběno jako integrovaný obvod. Řízení měniče je obstaráváno pomocí PWM pulsů a dosahuje se velmi vysoké účinnosti.

3.7.4. Zvyšující měnič (Step-up / Booster regulator)

Zvyšující měnič vstupní napájecí napětí zvyšuje na vyšší výstupní napětí. Obrázek 15 ukazuje zapojení zvyšujícího měniče.

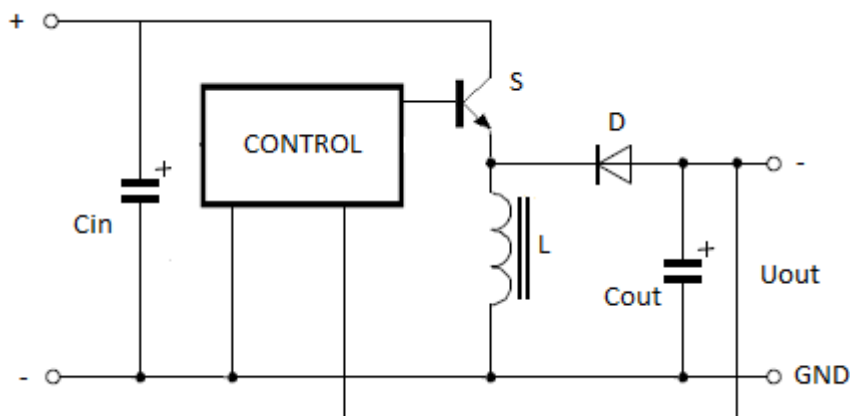


Obrázek 15 - Základní zapojení Step-up měniče, převzato z [1]

Pokud je výkonový tranzistor sepnut, akumuluje se energie v indukčnosti podobně jako u blokuujícího měniče. V době akumulace je proud do zátěže dodáván filtračním kondenzátorem. Po rozpojení výkonového tranzistoru dojde na indukčnosti k otočení polaroty a proud poteče z cívky na zátěž, jako v prvním intervalu, ale uzavírat se bude přes otevřenou diodu, nikoliv zdroj. Uvedený typ měniče se opět vyráběny jako integrované obvody, které mají výbornou účinnost.

3.7.5. Buck-Booster regulátor

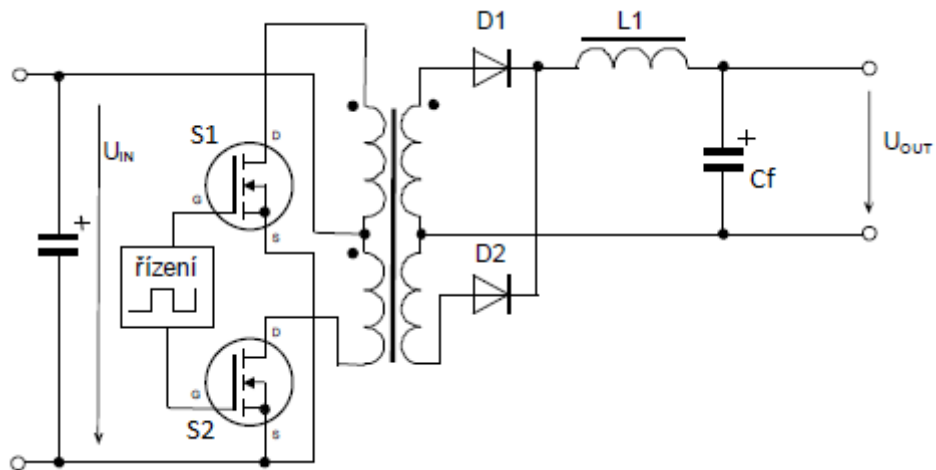
Toto zapojení je velmi podobné funkci blokového měniče. Jedná se zpravidla o integrovaný obvod, který má za účel převádět kladné vstupní napětí na záporné výstupní napětí. Výhodou tohoto zapojení je malý počet součástek což vede k obvodové jednoduchosti. Nevýhoda jsou střední vyzářování rušení do okolí, správně využívat energii na transformátoru a velké ztráty na něm. Výkonově lze využít do 30 Wattů. V následujícím obrázku 16 je naznačeno schéma Buck-Boost regulátoru.



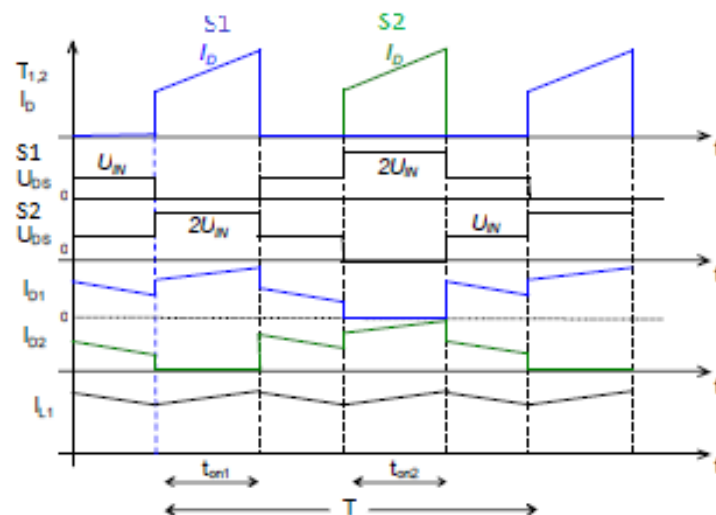
Obrázek 16 - Schéma Buck-Boost regulátoru, převzato z [1]

3.7.6. Protitaktní měnič (Push-Pull converter)

Funkce protitaktního měniče (také označovaného jako dvojčinný měnič) je analogická s dvojicí protitaktně pracujících propustných měničů se společným impulsním transformátorem, akumulací tlumivkou a filtračním kondenzátorem C_f . [1] typická vlastnost těchto měničů je, že díky společnému jádru impulsního transformátoru obou jednoduchých měničů nemusí být impulsní transformátor opatřen demagnetizačním vinutím. Spínací tranzistory S1 a S2 se v činnosti během každého pracovního cyklu periodicky střídají. Při tom musí být bezpečně zajištěno, že se v žádném případě nemohou vzájemně překrýt dílčí intervaly obou sekcí dvojčinného měniče. [1] Účinnost Push-Pull měniče velmi často dosahuje hranice minimálně 80 %. Také se musí zmínit výkonový rozsah použitelný až přibližně do 300 Wattů. Nevýhoda dvojčinných měničů je v tom, že na výkonových spínacích tranzistorech je dvojnásobné vstupní napětí a tyto tranzistory na tak vysoké napětí musí být dimenzovány. Poté výhody jsou v možnosti široké možnosti regulace. Maximální frekvence je kolem 200 kHz, kde nám brání typ materiálu jádra a typ tranzistorů. V příloženém obrázku 17 je naznačeno schéma dvojčinného měniče a obrázku 18 jsou odpovídající průběhy.



Obrázek 17 - Schéma zapojení dvojitinného měniče, převzato z [1], [2]



Obrázek 18 - Časové průběhy proudů a napětí odpovídající obr. 17 dvojitinného měniče, převzato z [2]

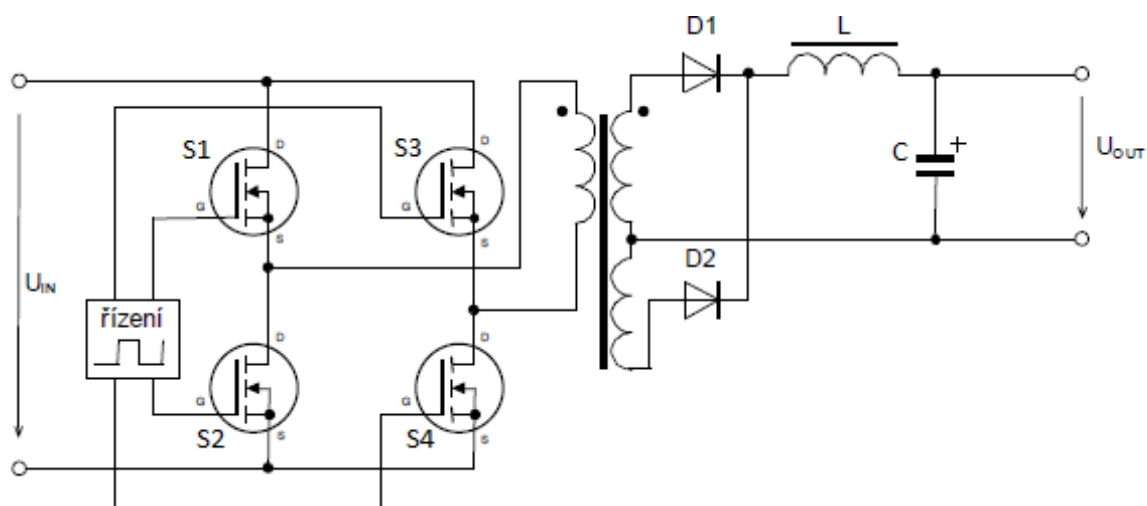
Podrobný princip dvojitinného měniče. Sepne-li výkonový tranzistor S1, dioda D1 bude propouštět proud, který proteče přes tlumivku L1 na výstup do zátěže. V tomto momentu tlumivka akumuluje energii z procházejícího proudu. Po rozpojení výkonového tranzistoru S1 je výstup částečně napájen tlumivkou L1. Spínač S2 se nesmí přivléct do chodu po rozpojení spínače S1 po dobu $T/2 - T_{ON1}$. Po tuto dobu diody D1 a D2 pracují jako rekuperační. Nastane-li druhá část periody, je sepnut spínač S2, diodou D2 začne procházet proud v propustném směru, proud prochází přes tlumivku L1, kde se část akumuluje a na výstup se přenáší energie. Když se rozezne spínač S2, Diody D1 a D2 začnou pracovat jako rekuperační.

3.7.7. Dvojitý propustný měnič (Double Forward converter)

Dalším typem měničů je využití výhodnější spolupráce dvou propustných měničů. Oba měniče pracují opět v protifázi a každý má na přenos energie vlastní impulsní transformátor s přidaným vinutím pro demagnetizaci jádra. Opět stejně je řešen výstup měniče. Pokud výstupy dáme vzájemně paralelně, dosáhneme dvojnásobného výstupního výkonu oproti jednočinnému propustnému měniči. Výstupní obvod zvyšuje kmitočet, chová se jako zdvojovač napětí. To má za následek menší zvlnění na výstupu. Z toho dostáváme i lepší dynamické vlastnosti. Oproti předešlému zapojení má toto výhodu díky využití dvou výkonových transformátorů, a proto je neovlivňuje stejnosměrná složka jež má za následek sycení jader. Nevýhoda je jasná, a to dvojnásobné náklady na výrobu. Využití hlavně pro regulaci velkých výkonů.

3.7.8. Dvojitý měnič se čtyřmi spínači (Full-Bridge regulator)

Měnič full-bridge díky své topologii na obrázku 19 má schopnost díky paralelně propojenému výstupu získávat na dvojnásobný výkon na výstupu. Spínače jsou zde využity výkonové tranzistory S1 až S4. Spínače pracují dvojčinně, tudíž každý pár za jeden cyklus. Velkou výhodou je, že maximální kolektorové napětí nepřekročí vstupní nevyhlazené napětí U_{IN} . Jako u předchozího příkladu měniče, přesněji dvojčinného propustného měniče je kmitočet díky paralelnímu propojení a usměrnění výstupů dvojnásobný. Opět musí být vhodně ošetřena doba, takzvaná mrtvá doba, mezi sepnutím a vypnutím jednotlivých tranzistorů. Tato doba musí být tak velká, aby s jistotou předchozí tranzistory byli již vypnuté.

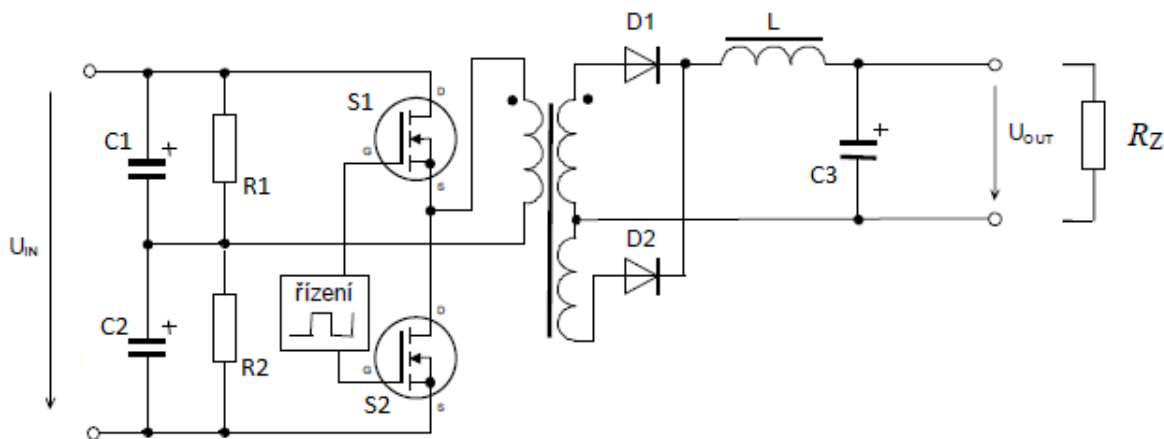


Obrázek 19 - Schéma dvojčinného měniče se čtyřmi spínači, převzato z [1]

Pokud budou sepnuty výkonové tranzistory S2 a S3, poté musí být vypnuté výkonové tranzistory S1 a S4. Díky této konfiguraci nám bude narůstat proud v impulsním transformátoru a s tím související magnetický tok. Díky tomu se na sekundární části vinutí indukuje napětí. Dioda D1 propouští proud tekoucí na zátěž, přičemž dioda D2 je v závěrném směru, proto přes ní nic nemůže protéct. Prohození v druhém intervalu, přesněji výkonové tranzistory S1 a S4 sepnuty a výkonové tranzistory S2 a S3 vypnuty. To má za následek úbytek magnetizačního toku v jádře, napětí na sekundární straně vinutí se změni v polaritě a dioda D2 bude v propustném směru, přes kterou se uzavírá proud do zátěže, přičemž D1 je v závěrném nevodivém stavu. Výstupní filtr je zde tvořen opět filtračním kondenzátorem a tlumivkou.

3.7.9. Dvojčinný měnič s kapacitními děliči (Half-Bridge regulator)

Díky používání dvojčinných měničů zastoupeny dvěma či čtyřmi spínači je problém v nesymetrii spínání což má za následek přesycení výkonového spínaného transformátoru. Výhoda tohoto zapojení je, že výkonové tranzistory jsou namáhány pouze napětím U_{IN} . Oproti typu měniče Push-Pull, který namáhal vstupní vinutí výkonového impulsního tranzistoru dvojnásobným napětím U_{IN} . Dále bude dle obrázku 20 popsána funkce.



Obrázek 20 - Schéma dvojčinného měniče s kapacitními děliči, převzato z [1]

Jako spínání se zde využívají dva výkonové tranzistory S1 a S2, které pracují dvojčinně proti kondenzátorům C1 a C2. Odpory R1 a R2 udržují ve středu děliče přibližně polovinu napětí vstupního. Maximální napětí mezi kolektorem a emitorem jednoho spínacího tranzistoru musí mít minimální velikost vstupního nestabilizovaného napětí. [1] Pokud bude zapnut výkonový tranzistor S1, bude vstupní nestabilizované napětí rozloženo na primární vinutí spínaného tranzistoru a elektrolytický kondenzátor C2. Při sepnutí

výkonového tranzistoru S2, bude vstupní nestabilizované napětí rozloženo na primární vinutí spínaného tranzistoru a elektrolytický kondenzátor C1, přičemž primární vinutí nebude již připojené na kladnou svorku ale na zápornou. Z tohoto lze usoudit, že kondenzátory slouží jako zásobník energie.

3.7.10. Porovnání typů měničů

Na závěr uvádím v tabulce 1 porovnání zmíněných typů měničů na základě hlavních parametrů.

Zapojení	Výkon [W]	Rozsah U_{IN} [V]	IN/OUT izolace	Účinnost [%]	Relativní náklady
Buck	0-1000	5-1000	Ne	75	1
Boost	0-150	5-600	Ne	78	1
Buck-Boost	0-150	5-600	Ne	78	1
Half-Forward	0-250	5-500	Ano	75	1,4
Flyback	0-150	5-600	Ano	78	1,2
Push-Pull	100-1000	50-1000	Ano	72	2
Half-Bridge	100-500	50-1000	Ano	72	2,2
Full-Bridge	400-2000+	50-1000	Ano	69	2,5

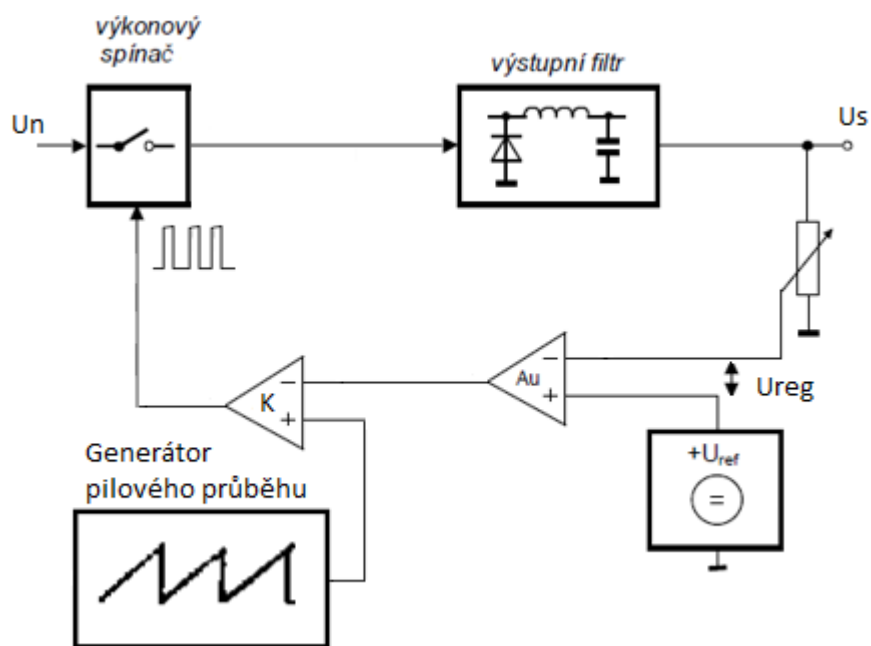
Tabulka 1 - Základní parametry různých typů měničů

3.8. Řídicí obvody

Základní princip nespojitě regulační smyčky je to, že při změně na zátěži bude vždy konstantní výstupní napětí U_s . Toho je docíleno změnou pulsů pracovního cyklu regulátorů.

3.8.1. Pulsně – šířková modulace (PWM)

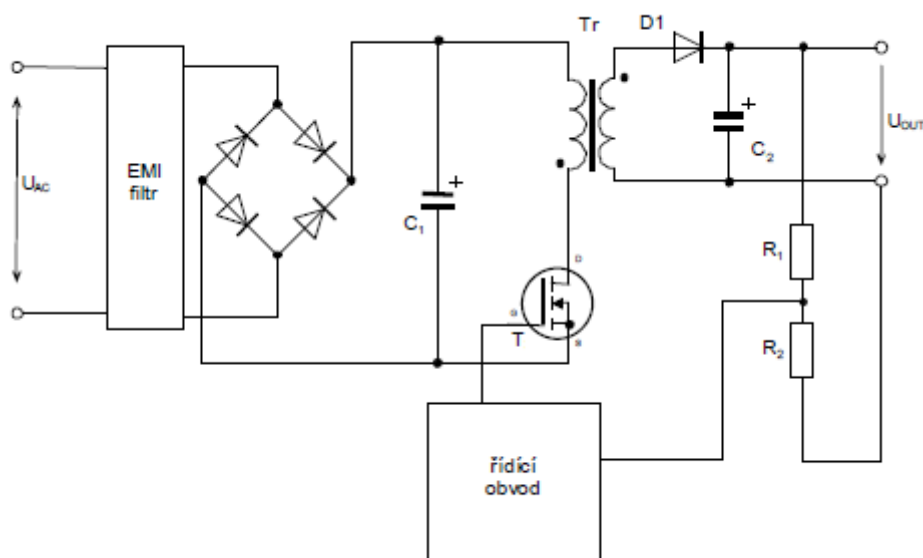
Díky zlepšování funkčních vlastností řídicích obvodů mí i neblahý růst na obvodovou složitost. Při zvyšování požadavků na jakost regulovatelného napětí je jako optimální regulace s konstantním kmitočtem. [1] Její využití bývá při regulaci větších výkonů a měničů, pracujících s transformátorovou zátěží. Regulace s konstantní periodou přináší výhodu s návrhem výkonových obvodů. Na obrázku 21 je naznačen tento princip. Stavebním prvkem této regulace je napěťový komparátor K a generátor pilového napětí, který má konstantní kmitočet. Výstupní napětí U_s je porovnáváno na komparátoru A_u s referenční hladinou U_{ref} , poté přiveden na druhý komparátor, kde je porovnáván zesílený výstup z prvního komparátoru s pilovým průběhem. Pokud se U_s zmenšuje, budící impulsy se budou rozšiřovat, pokud je U_s blízké požadované hodnotě, budou budící pulsy úzké. Takto se docílí k stabilizaci výstupního napětí U_s .



Obrázek 21 - Základní princip regulace PWM, převzato z [1]

4. Návrh spínaného zdroje 15 V/75 W a výpočet parametrů

V této kapitole je podrobně popsán vlastní návrh impulsního napájecího zdroje požadovaných parametrů. Vzhledem k tomu, že bude třeba tento zdroj dimenzovat na maximální výstupní výkon 75 Wattů při výstupním napětí 15 Voltů, vybral jsem pro realizaci zdroje zapojení využívajícího blokujícího měniče uvedené na obrázku 22.



Obrázek 22 - Prvotní schéma zapojení impulsního napájecího měniče

Při připojení zdroje k síti je procházející proud nejprve přivedený na EMI filtr, což je filtr zamezující elektromagnetické záření do okolí, aby nedocházelo k vnějšímu rušení okolí. Z tohoto filtr je vstupní napětí přivedeno na diodový můstkový usměrňovač. Zde je střídavý signál ze sítě dvojcestně usměrněn a vyfiltrován filtračním kondenzátorem C_1 . Samotným jádrem impulsního napájecího zdroje je jeho funkce, kterou zajišťuje jeho měnič. U tohoto zapojení byl vybrán měnič blokující, který je charakteristický obráceným sekundárním vinutím oproti primárnímu vinutí na impulsním výkonovém transformátoru T_r . Výkonový tranzistor T impulsy propouští proud a nechává nabíjet jádro. Po skončení impulsu je převáděna energie přes sekundární usměrňovač na výstup. Výstupní napětí je opět filtrováno filtračním kondenzátorem C_2 . Regulaci zajišťuje zpětná vazba děličem napětí na rezistorech R_1 a R_2 . toto napětí je poté přivedeno na řídicí obvod, který to vhodně vyhodnotí a zreguluje tranzistor T .

4.1. Zadané a odvozené parametry

Návrh byl podřízený požadovaným parametrům na výstupu zdroje. Parametry jsou uvedeny v tabulce 2.

Parametr	Hodnota
Výstupní napětí	15 V
Maximální výstupní výkon	75 W
Maximální výstupní proud	5 A
Pracovní kmitočet	50 kHz
Rozsah vstupního napájecího napětí	85-268 V
Účinnost	80 %

Tabulka 2 - Zadané a určené parametry impulsního napájecího zdroje

4.2. Návrh vstupních obvodů

Jak bylo popsáno v předchozí kapitole, jeden z hlavních vstupních obvodů je EMI filtr, který díky vysoké frekvenci spínání omezuje vyzařování energie do okolí. Pro vstupní filtr byly použity standartní hodnoty používané ve spínaných zdrojích. [3] Tlumivka L_1 o hodnotě $L_1 = 2 \times 27 \text{ mH}$ a filtrační kondenzátor C_1 o hodnotě $C_1 = 220 \text{ nF}$, Tento kondenzátor musí splňovat bezpečnostní třídu X2. Rezistory R_1 a R_2 slouží k vybití náboje z kondenzátoru C_1 v moment, kdy se odpojí od zdroje. Rozdělení hodnoty rezistorů na 2 části nám slouží k rozdělení napětí na těchto rezistorech, což má za důsledek menší výkonové namáhání.

Část, která pokračuje za elektromagnetickou interferencí, je usměrňovač. K usměrnění jsem použil klasický Graetzův můstek. K výběru usměrňovače je třeba znát závěrné napětí, které musí usměrňovač vydržet a protékající proud.

$$P_{out} = U_{out} * I_{out} = 15 * 5 = 75 \text{ W} \quad (1)$$

Kde:

P_{out} je výstupní výkon,

U_{out} je výstupní napětí

I_{out} je výstupní proud.

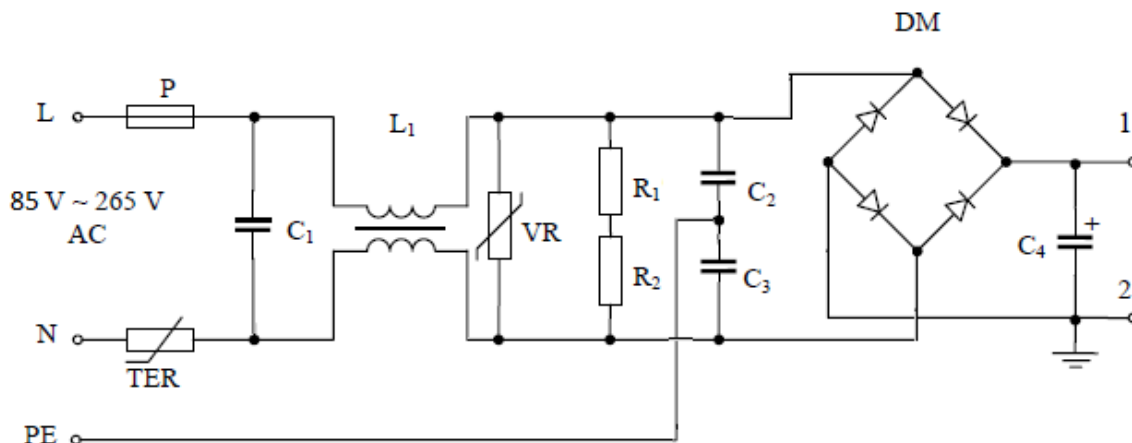
Za předpokladu že zdroj bude účinný až na $\eta = 80 \%$ a účinník $\lambda = 0,7$. Potom bude vstupní výkon a maximální vstupní proud získán ze zdánlivého výkonu a zadaného minimálního vstupního střídavého napětím dány vztahy:

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} = \frac{75}{0,8} = 93,75 \text{ W} \quad (2)$$

$$S = \frac{P_{in}}{\lambda} = \frac{93,75}{0,7} = 133,93 \text{ VA} \quad (3)$$

$$I_{in} = \frac{S}{U_{ac \min}} = \frac{133,93}{85} = 1,85 \text{ A} \quad (4)$$

Na úplném začátku zapojení je ještě připojena do série tavná pojistka, která ochraňuje obvod před dlouhodobým proudovým zatížením. Jelikož se jedná o zdroj, musí se jednat o pojistku zpožděnou. Tato pojistka bude dimenzovaná na proud 1,5krát větší než I_{in} . To odpovídá hodnotě $1,58 * 1,5 = 2,37 \text{ A}$. Určení usměrňovače se vezme s dostatečnou rezervou a bude se vybírat s maximálním proudem 3 A a maximálním špičkovým napětím 600 V , což je závěrné napětí každé z diod v můstku. Toto napětí se volí minimálně dvojnásobek výstupního napětí a s 50% rezervou. Varistor VR slouží jako přepětová ochrana, kdy při překročení kritické hodnoty napětí dojde na varistoru k lineárnímu nárůstu proudu. Hodnota kritického napětí je volena na 275 V . Vše je znázorněno na obrázku 23.



Obrázek 23 - Vstupní část impulsního napájecího zdroje

Pro zadané síťové napětí od 85 do 265 V se určí filtrační kondenzátor C_4 umístěný za diodovým usměrňovacím můstkem, který mimo usměrňování ještě zdvojuje vstupní frekvenci. Výstupní napětí za usměrňovačem může být v rozmezí od $\sqrt{2} * 85 = 120,2 \text{ V}$ až do $\sqrt{2} * 265 = 374,8 \text{ V}$. Energie potřebná dodávána kondenzátorem pak je dána vztahem:

$$E_{c4} = \frac{P_{out}}{2 * f * \eta} = \frac{75}{2 * 50 * 0,8} = 0,938 \text{ Ws} \quad (5)$$

Při určování kapacity kondenzátoru poté předpokládáme pokles napětí o 15% a potřebná velikost kondenzátoru je:

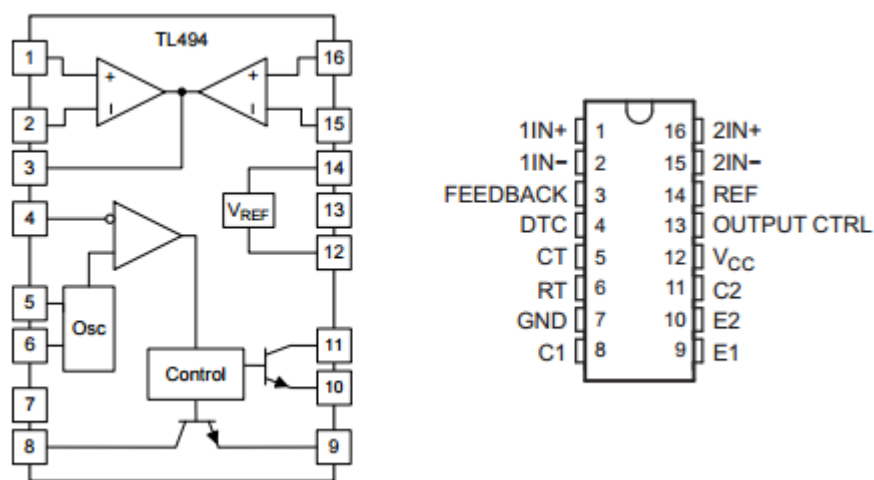
$$C_4 = \frac{2 * E_{c4}}{U^2_{c4 \min} - (0,85 * U_{c4 \min})^2} = \frac{2 * 0,938}{120,2^2 - 102,17^2} = 468 \mu\text{F} \quad (6)$$

kde se kondenzátor zařadí do řady 470 μF a dimenzován na 400 V.

Připojení k síti je provedeno přes vodiče L, N a ochranný vodič PE. Ochranný vodič je propojen mezi vodiče L a N přes kondenzátory bezpečnostní třídy Y1 a dimenzovaný na bezpečných 1000 V. Velikost těchto bezpečnostních kondenzátorů je u obou 4,7 nF. Poslední součástí je negativní termistor TER, který při rozběhu impulsního napájecího zdroje omezuje proud svým velkým odporem. Procházejícím proudem se termistor ohřívá a již při 25 °C vykazuje odpor 5 Ω .

4.3. Řídící obvod

Řídící obvod řídí výkonový tranzistor impulsního napájecího zdroje a tímto udržuje požadované napětí na výstupu. Jedná se o integrovaný obvod s celou řadou dodatečných funkcí, jako jsou např. komparátory, kterými lze hlídat přepětí či omezovat proud na výstupu. V tomto návrhu byl vybrán integrovaný obvod TL494 od výrobce Texas Instrument. Vnitřní zapojení vybraného integrovaného obvodu je znázorněno na obrázku 24.



Obrázek 24 - Zjednodušený blokový náčrt a pojmenování pinů integrovaného obvodu TL494, převzato z [4]

Činnost řídicího obvodu a zapojení je znázorněno na přiloženém celkovém zapojení v příloze 1. Napájení je provedeno přes odporový dělič a je navrženo tak, aby bylo vhodné jak při minimálním vstupním napětí, tak při napětí maximálním. Dovolený rozsah napájecího napětí V_{CC} svorky 12 je od 7 Volt do 40 Volt, což nám zajišťuje výše zmíněný dělič. Uzemnění obvodu je provedeno přivedením na zápornou složku usměrněného napětí. Spínací tranzistory jsou propojeny tak, aby spínaly ve fázi, což je zajištěno přivedením zemnicí svorky GND číslem 7 na svorku OUTPUT CTRL pacičky 13. V obráceném

případě, použili bychom 5 Voltového stabilizovaného výstupu REF pod číslem 14 a propojili ho s OUTPUT CTRL 13, dostali bychom tranzistory spínané v protifázi, což se nám v tomto zapojení nehodí. Tranzistory jsou napájeny z V_{CC} nožičky 12 a jsou spojeny se společným kolektorem, kde v sepnutém stavu otevírají výkonový spínací tranzistor. Svorčky RT 6 a CT 5 slouží k nastavení spínacího kmitočtu. My máme nastaven kmitočet 50 kHz a tomu odpovídá kombinace kondenzátoru 1 nF a 25 k Ω , které jsme odečetli z grafu [4]. Poslední využívanou funkcí je vyhodnocování nekorektního napětí anebo velkého proudu na výstupu. Tuto funkci zajišťují komparátor 1IN+ a 1IN- nožičkami 1 a 2. To samé zajišťuje i druhý komparátor s vstupy 2IN+ a 2IN- a označenými nožičkami 15 a 16. Na zápornou nožičku komparátoru je přivedena reference například 2,5 V a na kladnou nožičku je přivedena vhodně upravená veličina z výstupu. Pokud tato veličina bude větší než 2,5V, zamezí integrovanému obvodu dalším pulsům a teprve až se ustálí, bude moci pokračovat ve spínání.

4.4. Regulovatelná napěťová zpětná vazba

Napěťová zpětná vazba je provedená přes optočlen 4N25, což je integrovaný obvod fototranzistoru [5]. Tato součástka nám zajišťuje opět galvanické oddělení a funkce je takové, že pokud na výstupu bude více než 15 Voltů začne propouštět proud zenerova dioda a procházející proud LED diodou produkuje světelné záření. Báze fototranzistoru na toto záření reaguje a otevírá přechod kolektor emitor a přivede požadovanou hodnotu na komparátor integrovaného obvodu TL494 značený IN+ nožičky 1 .

4.5. Regulovatelná proudová zpětná vazba

Proudová zpětná vazba je prováděna obvodem využívající hallův efekt, a to sondou ACS712 [6]. Proud procházející touto sondou vytváří magnetické pole a tím emituje výstupní napětí z tohoto čidla. Výrobce tohoto typu je firma ALLEGRO MICROSYSTEMS. Musí se opět vhodně nastavit porovnávaná hodnota, která je srovnatelná s výstupní hodnotou hallové sondy při výstupu 5 A.

4.6. Návrh transformátoru

Spínaný výkonový transformátor pro námi konstruovaný impulsní výkonový zdroj, který bude fungovat na blokující topologii a bude disponovat primárním a sekundárním vinutím. Transformátor bude navržen pro kmitočet 50 kHz a maximální výstupní výkon 75 W. Výpočet je odvozen ze zdroje [2].

Nejprve si musíme odvodit předpokládané úbytky napětí na jednotlivých komponentech a rozsah vstupních napětí. Vše bude ukázáno v následující tabulce 3.

Parametr	Velikost [V]
Úbytek napětí na diodovém můstku U_{dm}	2
Úbytek napětí na schottkyho diodě v sekundárním usměřovači U_D	0,38
Úbytek napětí na primárním vynutí transformátoru U_{T1}	1

Tabulka 3 - Odhadované úbytky napětí

Minimální hodnota napětí U_{Pmin} na vstupním usměřovači je dána výpočtem:

$$U_{pmin} = U_{acmin} * \sqrt{2} - U_{dm} - U_{t1} = 117,2 \text{ V} \quad (7)$$

dále pro maximální hodnotu napětí U_{Pmax} :

$$U_{pmax} = U_{acmax} * \sqrt{2} - U_{dm} - U_{t1} = 371,8 \text{ V} \quad (8)$$

Volba transformátoru se odvíjí od maximální indukce ΔB pro daný pracovní kmitočet. Volba ΔB je brána 200 mT. Materiál, z kterého je jádro vyrobeno bylo vybráno CF297 ETD54. Musí se počítat s celkovými ztráty které jsou určeny vztahem

$$P_{Vtot} = P_{Vjádru} + P_{Vvinutí}. \quad (9)$$

Ztrátový výkon je poté $P_v = 3,5 \text{ W}$ odvozeno z [7].

4.6.1. Určení počtu závitů

Díky známé topologii víme, že výkonový tranzistor je buď otevřený nebo zavřený, a to nám říká že primární vinutí budeme budit obdélníkovým průběhem. Počet závitů je poté dán vztahem:

$$N_p = \frac{U_{pmin}}{2 * f_s * \Delta B * A_e} = \frac{117,2}{2 * 50000 * 0,2 * 2,8 * 10^{-4}} = \frac{117,2}{100000 * 0,2 * 2,8 * 10^{-4}} = 20,9 \text{ závitů} \quad (10)$$

Volba závitů je zaokrouhlená směrem na nejbližší celé číslo, takže máme na primární straně výkonového spínacího tranzistoru 21 závitů. Parametr A_e je z [7] efektivní průřez jádra. Převodní poměr transformátoru je potom dán následujícím vztahem:

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{U_{pmin}}{2 * (U_{out} + U_D)} = \frac{117,2}{2 * (15 + 0,38)} = 3,8 \quad (11)$$

Ted, můžeme jednoduše u předchozí rovnice odvodit počet závitů na sekundárním vinutí. Parametr U_{out} je požadované výstupní napětí a parametr U_D je úbytek na diodě sekundárního usměřovače. Počet závitů sekundárního vinutí impulsního výkonového transformátoru je:

$$N_s = \frac{N_p}{n} = \frac{21}{3,8} = 5,2 \text{ závitů} \quad (12)$$

Počet závitů na impulsním výkonovém transformátoru zaokrouhlíme na 5 závitů. Ted' jsme schopni vypočítat indukčnost primárního vinutí výkonového spínaného transformátoru dle rovnice:

$$L_p = N_p^2 * A_L = 21^2 * 5,4 * 10^{-6} = 2,3 \text{ mH} \quad (13)$$

kde A_L je koeficient indukčnosti pro materiál CF297. Tato jednotka má základní velikost udávanou v nH a pro výpočet byla upravena na vhodnější formu. Indukčnost sekundárního vedení pak je:

$$L_s = \frac{L_p}{n^2} = \frac{2,3 * 10^{-3}}{3,8^2} = 164,9 \text{ } \mu\text{H} \quad (14)$$

Momentálně jsme schopni odvodit špičkovou hodnotu primárního vinutí vztahem:

$$I_{pmax} = \sqrt{2 * \frac{P_{in}}{L_p * f_s}} = \sqrt{2 * \frac{93,75}{2,3 * 10^{-3} * 50000}} = 1,28 \text{ A} \quad (15)$$

kde při použití proudové hustoty $J = 3 \text{ A/mm}^2$ je celkový minimální průřez dán vztahem:

$$S_1 = \frac{I_{pmax}}{J_1} = \frac{1,28}{3} = 0,45 \text{ mm}^2 \quad (16)$$

Pro výpočet průřezu na sekundární straně vinutí impulsního výkonového transformátoru dán vztahem:

$$S_2 = \frac{I_{smax}}{J_2} = \frac{20}{6} = 3,3 \text{ mm}^2 \quad (17)$$

Kvůli velmi velké ploše jsme zde zvolili dvojnásobnou proudovou hustotu $J = 6 \text{ A/mm}^2$.

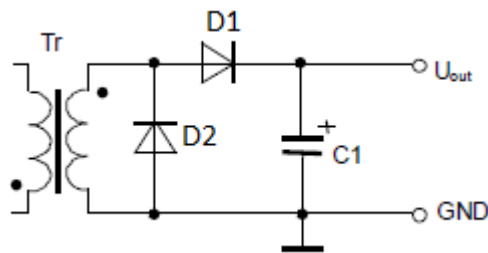
Při návrhu nesmíme zapomenout ani na efekt, který vzniká při vysokých frekvencích a to skinefekt. Proto je nutno uvažovat i s hloubkou vniku do povrchu vodiče při spínaném kmitočtu 50 kHz. Hloubka vniku je dána následujícím vztahem:

$$\delta = \frac{72}{\sqrt{f_s}} = \frac{72}{\sqrt{50000}} = 0,32 \text{ mm} \quad (18)$$

Z tohoto vztahu poté vyplývá že maximální přijatelný průřez vodiče je $2 * \delta = 0,64$ mm.

4.7. Výstupní usměrňovač a filtr

Dle obrázku 25 je návrh výstupních obvodů proveden usměrňovací schottkyho diodou a výstupní napětí filtrováno filtračním kondenzátorem.



Obrázek 25 - Obvodový návrh výstupních obvodů

Vzhledem velmi velkému výstupnímu proudu je třeba vhodně dimenzovat výstupní usměrňovací diody. Maximální impulsní proud je až 20 A takže požadujeme i velmi malý vnitřní odpor usměrňovacích diod v propustném směru, aby nedocházelo k většímu úbytku napětí, než je třeba a s tím související výkon na diodě. Malý vnitřní odpor se odráží na ztrátách celého zdroje. Výstupní filtr tvoří filtrační kondenzátor, u kterého je třeba důkladně sledovat jeho hodnoty ESR. Jedná se o parametr, který obsahuje vnitřní odpor elektrolytického kondenzátoru. Pro vylepšení hodnoty odporu je vhodné několik kondenzátorů zařadit paralelně vedle sebe.

5. Závěr

Cílem bakalářské práce bylo teoreticky se seznámit s problematikou zdrojů, které využívají impulsní spínání a prostudovat možné modifikace, které jsem se snažil popsat v teoretické části a vysvětlit jejich funkčnost. Dále bylo cílem navrhnout impulsní napájecí zdroj o výstupních parametrech 15 V a maximálním výstupním výkonu 75 W, tímto problémem jsem se zabíral v kapitole 4.

Podle obrázku 5 jsem postupoval s návrhem systematicky. Nejprve vstupním obvodem, kterým je odrušovací filtr. Tato část je velmi důležitou součástí, jelikož eliminuje vyzařování rušení do okolí nazývaní se EMI. Další blokem je usměrňovač, který bylo potřebné dimenzovat na potřebné závěrné napětí s proud. Za ním je zařazený elektrolytický filtrační kondenzátor pro vyhlazení průběhu. Poté bylo potřeba vhodně navrhnout spínání. Spínání bylo provedeno výkonovým prvkem, přesněji mosfetovým tranzistorem typu N aktivním na kladnou napěťovou úroveň. Hlavním jádrem impulsního napěťového zdroje je přenos energie ze vstupních obvodů na výstupní. K této funkci je určen transformátor, který byl vhodně vybrán z materiálu CF297 ETD54. Aby správně fungovala navržená topologie blokujícího měniče je potřeba vstupní vinutí namotávat v opačném směru než výstupní.

K spínání výkonového tranzistoru jsem určil integrovaný obvod od firmy Texas Instruments a to TL494. Tento obvod jsem si vybral díky jeho vnitřní struktuře, která nám poskytuje porovnání dvou zpětných vazeb přes integrované komparátory a v případě nechtěného stavu zamezit generování výstupních pulzů na buzení výkonového tranzistoru. Podle datasheetu, jsme ošetřili vstupy, nastavily kombinací kondenzátoru a rezistoru takovou kombinací, aby perioda spínání odpovídala 50 kHz. Výhodou tohoto integrovaného obvodu je také výstupní stabilizované napětí 5 Voltů, které bylo použito jak k porovnání zpětné vazby a k napájení integrovaných obvodů zajišťující onu zpětnou vazbu. Také jsme využili dvou vnitřních tranzistorů, které generují pulsy k tomu, aby spínaly současně a cílem tohoto konceptu bylo získání silnější impulsů pro otevření výkonového tranzistoru, což bude zmíněno na závěr jako nevhodné řešení.

Na výstupním obvodu je třeba přenesenou energii usměrnit sekundárním usměrňovačem a opět díky výstupního filtru vyhladit. Výstupní filtr byl řešen obdobným způsobem jako vstupní, a to filtračním kondenzátorem.

K regulaci a ochraně impulsního napájecího zdroje jsem využil sledovače napětí tvořeného integrovaným obvodem 4N25 od firmy Vishay Semiconductors, galvanicky odděluje výstupní obvody od vstupních obvodů jako výše zmíněný transformátor, a to díky využití fototranzistoru. Aby nebyl překročen maximální výstupní proud, byla na výstup zabudovaná další integrovaná součástka. Použita byla hallova sonda typu ASC712 od firmy Allegro Microsystems. Opět dochází ke galvanickému oddělení výstupu od vstupu a díky hallovo efektu je snímán procházející proud. Výstup z tohoto integrovaného obvodu je opět přiváděn na druhý komparátor integrovaného obvodu TL494.

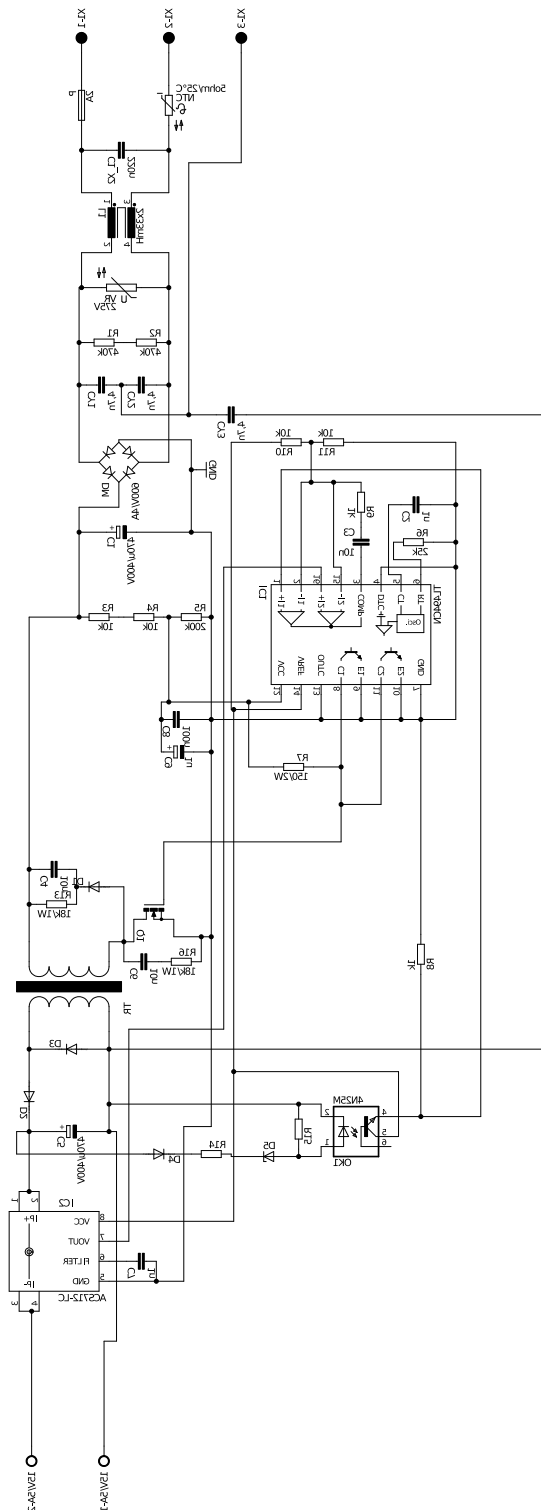
Do této doby se mi bohužel nepodařilo výrobek oživit a z tohoto důvodu jsem nemohl odměřit a přiložit důležité parametry zdroje a porovnat jeho výsledné parametry jako je účinnost nebo schopnost reagovat na změnu zátěže. Problém, který nastal je způsoben nejspíše mými malými praktickými zkušenostmi v realizování obtížnějších zařízení. Nejspíše navržené napájení integrovaného obvodu tvořeno odporovým děličem se zdá nevhodné a nestačilo požadavkům integrovaného obvodu. Ten pak nebyl schopen otevírat výkonový tranzistor, díky kterému zdroj není schopný funkce. Každopádně tato zkušenost pro mě byla neocenitelná. Musel jsem si nastudovat a pochopit veškeré bloky tak, aby do sebe zapadaly. Spoustu znalostí jsem si musel nastudovat z příslušných datasheetů a webových stránek výrobců a doplnit své znalosti o oblasti které jsem dosud neznal. Dalším přínosem velké zdokonalení je díky elektronickému navrhování obvodu pomocí softwaru Eagle, kde jsem se značně zdokonalil.

Zdroje:

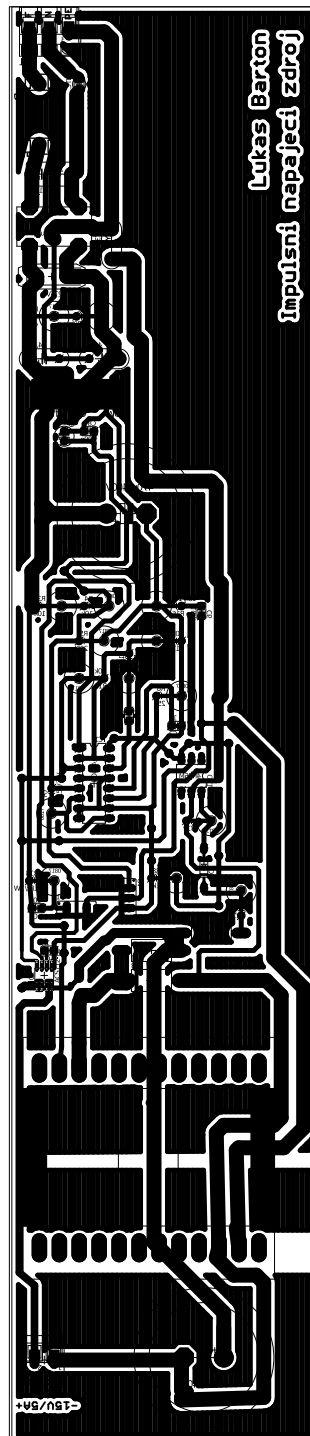
- [1] HAMMERBAUER, Jiří. *Elektronické napájecí zdroje a akumulátory*. Vyd. 2. Plzeň: Západočeská univerzita, 1998. ISBN 80-7082-411-5.
- [2] KÖHLER, Tomáš. *Impulsní napájecí zdroj 100W*. Plzeň, 2013. Diplomová práce. Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta elektrotechnická, katedra elektroenergetiky a ekologie. Vedoucí práce Doc. Ing Jiří Hammerbaure, Ph.D.
- [3] HANTL, Josef. *Spínané zdroje pro elektronické obvody*. Brno, 2009. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí práce Doc. Ing. Milan Murina, CSc.
- [4] Datasheet TL494 [online]. Texas Instruments, 2017 [cit. 2017-06-05]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl494.pdf>
- [5] Datasheet 4N25 [online]. Vishay Semiconductors, 2017 [cit. 2017-06-05]. Dostupné z: <https://www.vishay.com/docs/83725/4n25.pdf>
- [6] Datasheet ASC712 [online]. ALLEGRO MICROSYSTEMS, 2006 [cit. 2017-06-05]. Dostupné z: <http://www.tme.eu/cz/Document/75af175f80c090e9b8f9078a0b0b2409/ACS712.PDF>
- [7] Datasheet EDT54 [online]. Semic trade, 2016 [cit. 2017-06-05]. Dostupné z: http://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/6949/lj-etd5419-cf297-cf-8dc33e.pdf
- [8] KREJČÍŘÍK, Alexandr. *Napájecí zdroje I*. Praha: BEN - technická literatura, 1996. ISBN 80-86056-02-3.
- [9] KREJČÍŘÍK, Alexandr. *Napájecí zdroje II*. Praha: BEN - technická literatura, 1996. ISBN 80-86056-03-1.

Přílohy

PŘÍLOHA č.1: Celkové schéma navrženého impulsního zdroje s blokujícím měničem



Příloha č. 2: Navržená osazovací deska plošných spojů ze strany bottom



07.06.2017 2:42 mirrored C:\Users\Lukáš Bartoň\AppData\Roaming\SPB_Data\eagle\bp\BP_v_01.brd