

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**KATEDRA APLIKOVANÉ ELEKTRONIKY A
TELEKOMUNIKACÍ**

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Řiditelný laboratorní zdroj

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2013/2014

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

Jméno a příjmení: **Bc. Pavel VALENTA**
Osobní číslo: **E12N0095P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Dopravní elektroinženýrství a autoelektronika**
Název tématu: **Řiditelný laboratorní zdroj**
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 :

1. Prostudujte možné způsoby realizace dvou a čtyř kvadrantových zdrojů a v práci je popište.
2. Navrhněte a realizujte impulzně řízený výstupní modul zdroje(zesilovač ve třídě D) pro výstupní parametry cca: kmitočet 0 - 20kHz, výstupní napětí 0- 30 V, proud 0 - 4A. Proměřte jeho frekvenční charakteristiky a sestavte aproximující přenosovou funkci.
3. Navrhněte a ověřte zpětnovazební regulační smyčku stabilizátoru. Ověřte přesnost stabilizátoru a stabilitu regulační smyčky.
4. Funkční vzorek a získané poznatky v práci velmi podrobně popište.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího

Rozsah pracovní zprávy: 30 - 40 stran


Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická

Seznam odborné literatury:


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

Vedoucí diplomové práce: Ing. Václav Koucký, CSc.
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Datum zadání diplomové práce: 14. října 2013
Termín odevzdání diplomové práce: 12. května 2014


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




Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev
vedoucí katedry

V Plzni dne 14. října 2013

Anotace

Tato diplomová práce je zaměřena na možnosti realizace impulsně řízených napájecích zdrojů pracujících ve čtyřech kvadrantech. Cílem práce je návrh a realizace impulsně řízeného zdroje, pracujícího ve čtyřech kvadrantech. Práce popisuje jednotlivé části impulsního zdroje, jako je vstupní obvod, modulátor, výkonový stupeň, budiče, výstupní filtr a řídicí obvody. Jako modulátor byl využit obvod UC3637 od společnosti Texas Instruments. Výkonový stupeň byl realizován jako plný můstek. Práce dále popisuje stabilizaci výstupního napětí pomocí zpětnovazební smyčky.

Klíčová slova

Impulsně řízený napájecí zdroj, plný můstek, PWM, modulátor, výstupní filtr, budič, zesilovač ve třídě D, UC3637, UCC27201

Abstract

This diploma thesis is focused on the possibilities of realizing switching power supplies working in four quadrants. The aim of this thesis is to design and realize a switching power supply that works in four quadrants. The thesis describes the important parts of the switching power supply such as modulator, power stage, drivers, output filter and control circuits. The modulator was realized by using UC3637 from Texas Instruments. The power stage was realized as full bridge. The thesis then describes how to stabilize the output voltage using the feedback loop.

Key words

Switching power supplies, full bridge, PWM, modulator, output filter, driver, class D amplifier, UC3637, UCC27201

Prohlášení

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

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

.....

podpis

V Plzni dne 12.5.2014

Bc. Pavel Valenta

Poděkování

Tímto bych velice rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Václavu Kouckému, CSc. za cenné rady, připomínky a celkovou pomoc při zpracování této diplomové práce.

Také bych velmi rád poděkoval své rodině, která mě podporovala během celé doby mého studia.

Pavel Valenta

Seznam symbolů a zkratk

ESR	Ekvivalentní sériový odpor (Equivalent series resistance)
ESL	Ekvivalentní sériová indukčnost (Equivalent series inductance)
GND	Nulový potenciál (Ground)
IGBT	Bipolární tranzistor s izolovaným hradlem (Insulated Gate Bipolar Transistor)
MOSFET	Unipolární tranzistor (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)
PWM	Pulsně šířková modulace (Pulse Width Modulation)
SMD	Součástky pro povrchovou montáž (Surface Mounted Device)
THT	Součástky s drátovými vývody (Through Hole Technology)
N(s)	Laplaceův obraz šumu
X(s)	Laplaceův obraz vstupního signálu
Y(s)	Laplaceův obraz výstupního signálu
f_0	Zlomový kmitočet filtru [Hz]
R_{DSON}	Odpor kanálu MOSFET tranzistoru v sepnutém stavu [Ω]
$P_{Buzení}$	Budící ztráty ve výkonovém stupni [W]
P_{Celk}	Celkové ztráty výkonového stupně [W]
P_{Joul}	Jouleovy ztráty [W]
$P_{Spín}$	Spínací ztráty [W]
I_d	Proud drainem MOSFET tranzistoru [A]
T_a	Doba trvání aktivního intervalu pracovního cyklu [t]
T_c	Doba periody pracovního cyklu [t]
T_p	Doba trvání pasivního intervalu pracovního cyklu [t]
t_{ON}	Doba potřebná pro otevření tranzistoru [t]
t_{OFF}	Doba potřebná pro otevření tranzistoru [t]
U_{GS}	Napětí mezi elektrodami gate a source MOSFET tranzistoru [V]
U_{DS}	Napětí mezi elektrodami drain a source MOSFET tranzistoru [V]
U_{IN}	Vstupní napětí [V]
U_N	Napájecí napětí [V]
U_{ref}	Referenční napětí [V]
U_{stab}	Stabilizované výstupní napětí [V]
Z_0	Charakteristická impedance filtru [Ω]

Obsah

1	Úvod	1
2	Rozdělení zdrojů.....	2
2.1.1	Dělení podle výstupní veličiny	2
2.1.2	Dělení podle funkce regulačního členu	2
2.1.3	Dělení podle kvadrantů výstupní VA charakteristiky	2
2.1.4	Dělení podle zapojení regulačního členu	3
3	Zdroje se spojitou regulací	4
4	Zdroje s impulsní regulací.....	5
4.1	Blokové schéma impulsní regulace	5
4.2	Řízení impulsních zdrojů.....	6
4.3	Obvody pro řízení impulsních zdrojů.....	7
4.4	Zesilovače ve třídě D.....	13
4.5	Účinnost.....	14
4.6	Součástky pro impulsní zdroje	15
5	Výkonové stupně pracující ve čtyřech kvadrantech	20
5.1	Poloviční můstek (Half Bridge)	20
5.2	Plný můstek (Full Bridge)	21
5.3	Výstupní filtry	22
6	Budiče výkonových tranzistorů MOSFET	25
6.1	Budiče s transformátorem	26
6.2	Budič s nábojovou pumpou	27
7	Návrh zdroje	28
7.1	Vstupní část	29
7.2	Modulátor	31
7.3	Výkonový stupeň.....	34
7.4	Zpětnovazební obvody	37
7.5	Napájecí část.....	38
8	Konstrukce.....	40
9	Měření	41
10	Závěr.....	46
11	Seznam literatury a internetových zdrojů	47
12	Přílohy	49

1 Úvod

Cílem této diplomové práce, je prostudování možností realizace více kvadrantových napájecích zdrojů. V práci je popsáno základní rozdělení a vlastnosti napájecích zdrojů. Největší důraz je v práci kladen na impulsně regulované zdroje. Spojitě regulované zdroje jsou zde zmíněny jen okrajově. Jsou popsány základy impulsně regulovatelných zdrojů, možnosti jejich realizace a způsoby jejich řízení. Dalším cílem diplomové práce je návrh a následná realizace výkonové části čtyř kvadrantového laboratorního napájecího zdroje, pracujícího jako zesilovač ve třídě D. Tento zdroj je doplněn zpětnovazební regulační smyčkou pro zajištění stability výstupního napětí zdroje.

2 Rozdělení zdrojů

V oblasti elektronických napájecích zdrojů, můžeme nalézt řadu různých zapojení napájecích zdrojů. Tyto zdroje můžeme rozdělit do různých skupin. V následujícím textu uvedu některá základní dělení elektronických napájecích zdrojů.

2.1.1 Dělení podle výstupní veličiny

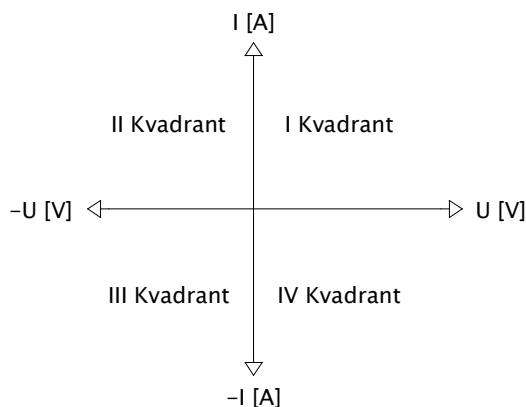
Jednou z možností jak dělit zdroje, je dělení podle výstupní veličiny. Zdroje můžeme rozdělit na zdroje napětí či proudu. Tyto veličiny mohou být buďto konstantní, nebo proměnné. Stejně tak je možno zdroje rozdělit na zdroje stejnosměrného napětí/proudu, nebo střídavého napětí/proudu.

2.1.2 Dělení podle funkce regulačního členu

Další z možností jak rozdělit napájecí zdroje, je podle funkce regulačního členu na spojitě regulované, kde regulační člen funguje v lineárním režimu, nebo impulsně regulované, kde regulační člen je buďto naplno otevřen případně úplně uzavřen. Tato diplomová práce se zabývá impulsně regulovanými zdroji a spojitě regulované zdroje jsou zde pro úplnost zmíněny jen okrajově.

2.1.3 Dělení podle kvadrantů výstupní VA charakteristiky

Pro výstupní svorky napájecího zdroje můžeme sestavit VA charakteristiku (Obr. 1.1). Podle toho, ve kterých kvadrantech VA charakteristiky se může výstupní napětí a proud pohybovat, můžeme zdroje dělit na jedno, dvou nebo čtyř kvadrantové zdroje.



Obr. 1.1 VA charakteristika zdroje

I kvadrant VA charakteristiky odpovídá zdroji kladného napětí a proudu. III kvadrant VA charakteristiky naopak odpovídá zdroji záporného napětí a proudu. Jiná situace nastává ve II a IV kvadrantu. Jak vyplývá z Obr. 1.1, je součin napětí a proudu (tedy elektrický výkon) v těchto kvadrantech záporný. Pokud se tedy zdroj nachází v těchto kvadrantech, je z výstupních svorek výkon naopak odebírán. Takový zdroj se tedy chová jako elektronická zátěž pro zdroj kladného napětí (IV kvadrant), nebo záporného napětí (II kvadrant).

Zdroje jednokvadrantové jsou nejčastěji používané zdroje stejnosměrného napětí. Na svých svorkách poskytují pouze jednu polaritu napětí. Tyto zdroje nemohou fungovat jako elektronická zátěž.

Dvou kvadrantové zdroje pracující v I a III kvadrantu mohou na svých výstupních svorkách poskytovat obě polarity napětí a mohou tedy sloužit také jako zdroje střídavého napětí příp. proudu. Dvou kvadrantové zdroje pracující v I a IV kvadrantu (případně II a III) poskytují na svých výstupních svorkách pouze jednu polaritu výstupního napětí a zároveň mohou sloužit jako elektronická zátěž pro tuto polaritu napětí. Tyto zdroje jsou svými vlastnostmi velmi vhodné pro měření nabíjecích a vybíjecích charakteristik akumulátorů.

Poslední variantou jsou zdroje, které jsou schopny pracovat ve všech čtyřech kvadrantech VA charakteristiky. Tyto zdroje jsou kombinací výše popsaných variant zdrojů. Takovéto zdroje jsou velmi komplexními zařízeními. Mohou sloužit jako zdroje napětí příp. proudu obou polarit a zároveň fungovat jako elektronická zátěž pro obě polarity napětí. Mohou být také použity například jako elektronická zátěž pro střídavé napětí.

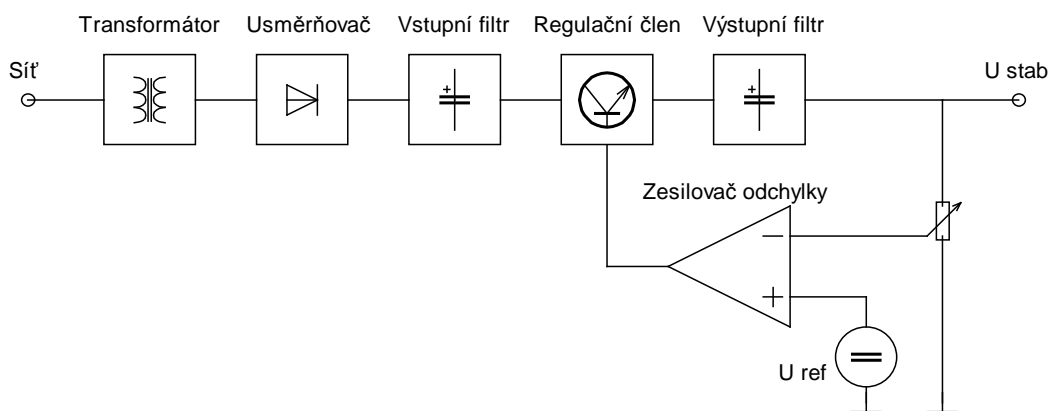
2.1.4 Dělení podle zapojení regulačního členu

Regulační člen je možné zapojit do série se zátěží. V takovém případě se jedná o sériový regulátor. Napětí na regulačním členu odpovídá rozdílu mezi vstupním napětím a požadovaným výstupním napětím.

Druhou možností je zařadit regulační člen paralelně k zátěži. U paralelních regulátorů je řízen odpor regulačního členu tak, aby při zvýšení výstupního napětí došlo ke snížení odporu regulačního členu. Tím dojde ke zvýšení proudu tekoucího regulačním členem a snížení výstupního napětí.

3 Zdroje se spojitou regulací

Přesto že se tato práce nezabývá spojitě regulovanými zdroji, uvedu zde alespoň základní popis a jejich vlastnosti. Základní blokové schéma spojitě regulovaného stabilizovaného zdroje je na Obr. 3.1. Pomocí transformátoru je síťové napětí sníženo na požadovanou hodnotu. Transformátor také slouží jako galvanické oddělení zdroje od síťového napětí. Sekundární napětí transformátoru je usměrněno a vyfiltrováno. Za filtračním kondenzátorem se nachází regulační člen. Regulační člen zde funguje jako proměnný odpor. Z rozdílu referenčního napětí (U_{ref}) a skutečné velikosti napětí na výstupu zdroje (U_{stab}), je získána regulační odchylka. Regulační odchylka je zesílena a podle její velikosti je řízen odpor regulačního členu.



Obr. 3.1 Blokové schéma spojitě regulovaného stabilizovaného zdroje

Výstupní filtr zlepšuje stabilitu regulační smyčky a také vylepšuje dynamické vlastnosti celého regulátoru.

Tyto regulátory se vyznačují spojitostí. Zpětnovazební smyčka neustále kontroluje velikost výstupního napětí. Díky tomu se tyto regulátory vyznačují velmi malým zvlněním výstupního napětí (ve srovnání s impulzně regulovanými zdroji) i při skokových změnách zátěže. Další výhodou spojitě regulovaných zdrojů je to, že nevytváří rušivé spektrum kmitočtů při své činnosti.

Podstatnou nevýhodou spojitě regulovaných zdrojů je velká výkonová ztráta, která vzniká na regulačním členu. Z toho vyplývá malá účinnost ve srovnání s impulzně řízenými zdroji.

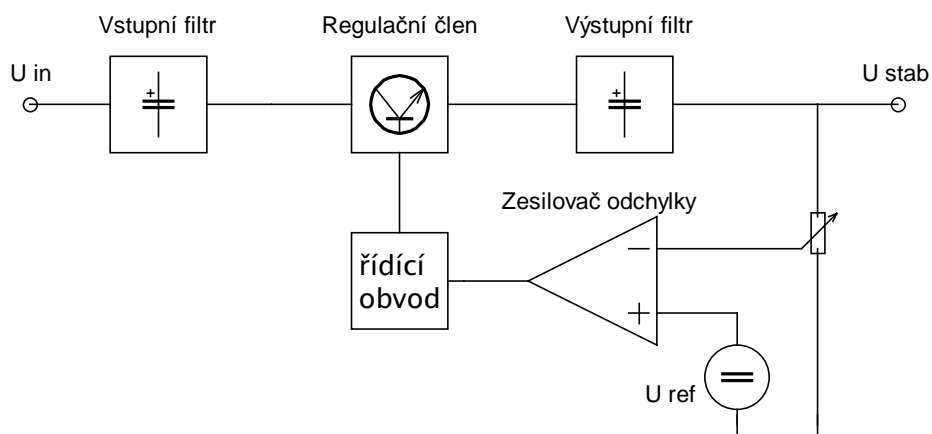
4 Zdroje s impulsní regulací

Zdroje s impulsní regulací slouží ke stejnému účelu jako zdroje se spojitou regulací, využívají však jiného principu. Jak již bylo naznačeno výše, je regulační člen provozován v impulsním režimu. Je tedy naplněn otevřen, případně úplně uzavřen. Díky tomu jsou výkonové ztráty na regulačním členu mnohem menší, než u spojitě regulovaných zdrojů. Z toho také vyplývá vyšší účinnost oproti spojitě regulovaným zdrojům.

Impulsně regulované zdroje mají také některé nevýhody. Ve srovnání se spojitě regulovanými zdroji mají horší odezvu na skokové změny zátěže. Další nevýhodou je také rušení, které generují.

4.1 Blokové schéma impulsní regulace

Na Obr. 3.1 je znázorněno základní blokové schéma regulátoru s impulsní regulací. Výstupní napětí je stejně jako u spojitého regulátoru snímáno a odečtením od referenčního napětí (U_{ref}) je získána regulační odchylka.



Obr. 3.1 Blokové schéma impulsního regulátoru

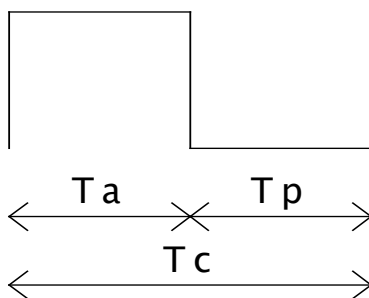
Napětí, které odpovídá zesílené regulační odchylce, je použito ke generování řídicích impulsů pro regulační člen. K tomu slouží obvod (modulátor), který zajišťuje převod regulační odchylky na řízení regulačního členu. Způsoby ovlivňování regulačního členu budou popsány dále. Výstupní napětí je ovlivňováno zásahy do regulačního členu jen v určitých okamžicích.

To je odlišnost od spojitě regulovaných zdrojů, kde je odpor regulačního členu okamžitě ovlivňován tak, aby eliminoval změny výstupního napětí.

Funkce impulsního regulátoru je podmíněna použitím výstupního filtru. Tento výstupní filtr, na rozdíl od lineárního zdroje, musí mít velký akumulační charakter. Pro větší výkony, se jedná téměř vždy o LC filtr (typu dolní propust). V okamžiku sepnutí regulačního členu je část energie akumulována ve výstupním filtru. V okamžiku uzavření regulačního členu je tato akumulovaná energie dodávána do zátěže. V době, kdy je regulační člen uzavřen, nemá na velikost výstupního napětí regulátor vliv a výstupní napětí je závislé pouze na vlastnostech výstupního filtru. Z toho také vyplývá hlavní nedostatek zdrojů s impulsní regulací. Mezi zjištěním odchylky výstupního napětí od požadované hodnoty a jejím eliminováním existuje určitá prodleva. Tato prodleva je zapříčiněna především setrvačným charakterem výstupního filtru. Aby zdroj s impulsní regulací vykazoval přijatelné dynamické parametry (odezvy na skokové změny zatěžovacího proudu), je potřebný vysoký pracovní kmitočet regulátoru (Tyto kmitočty dosahují řádově desítek až stovek kHz). Na vstupu zdroje je zařazen vstupní filtr pomáhající snižovat impedanci zdroje vstupního napětí U_{in} .

4.2 Řízení impulsních zdrojů

Z výše zmíněného vyplývá, že u impulsního regulátoru můžeme rozlišovat dva intervaly. Aktivní interval (T_a), při kterém je regulační člen sepnut a probíhá akumulování energie ve výstupním filtru. Druhým je pasivní interval (T_p), při kterém je regulační člen rozepnut a do zátěže je dodávána energie, která se během prvního intervalu akumulovala ve výstupním filtru. Na Obr. 4.2 je znázorněn tzv. pracovní cyklus (duty cycle) impulsního regulátoru. Jak je patrné z Obr. 3.2, je celková doba periody pracovního cyklu (T_c) rovna součtu doby aktivního a pasivního intervalu: $T_c = T_a + T_p$.



Obr. 4.2 Pracovní cyklus impulsního regulátoru

Impulsní regulátor tedy udržuje výstupní napětí na požadované hodnotě tím, že ovlivňuje doby trvání jednotlivých intervalů pracovního cyklu. K dispozici máme tři základní možnosti, jak ovlivňovat pracovní cyklus spínaného regulátoru.

Řízení s proměnným kmitočtem

Při tomto způsobu řízení není pevně nastaven kmitočet řídicích impulsů. Jednou z možností je řízení s konstantní dobou sepnutí, kdy je stále stejný aktivní interval (T_a). Druhá možnost je řízení s konstantní dobou vypnutí, kdy je naopak konstantní pasivní interval (T_p).

Další z možností je proměnná doba obou intervalů, aktivního i pasivního.

Řízení s konstantní dobou periody (PWM)

Tento způsob řízení se také označuje jako impulsně šířková modulace PWM (Puls Width Modulation). Na rozdíl od výše zmíněných způsobů řízení, je u řízení pomocí PWM udržována konstantní doba periody a tím i kmitočet. Regulace probíhá ovlivňováním poměru mezi aktivním a pasivním intervalem (střídou). Konstantní pracovní kmitočet usnadňuje návrh výstupního filtru.

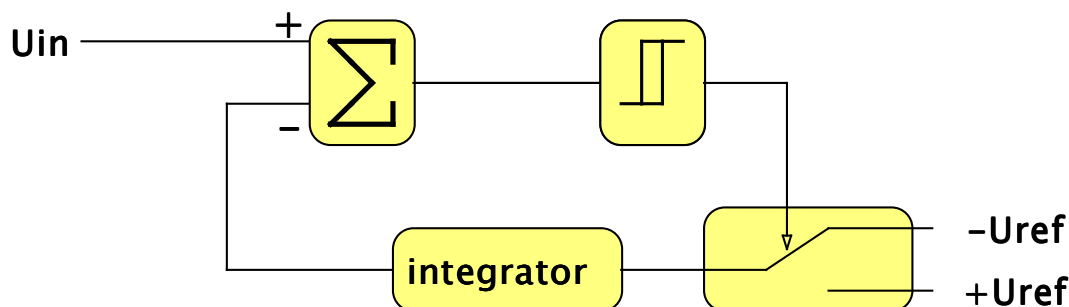
4.3 Obvody pro řízení impulsních zdrojů

Pro řízení impulsních zdrojů je potřeba obvod, který převede vstupní (referenční) napětí na sled impulsů. Tyto impulsy jsou pak využity k řízení regulačního členu. Tento proces se nazývá modulace. V následujícím textu popíšu základní typy modulací, které se využívají v zesilovačích třídy D.

Delta modulace

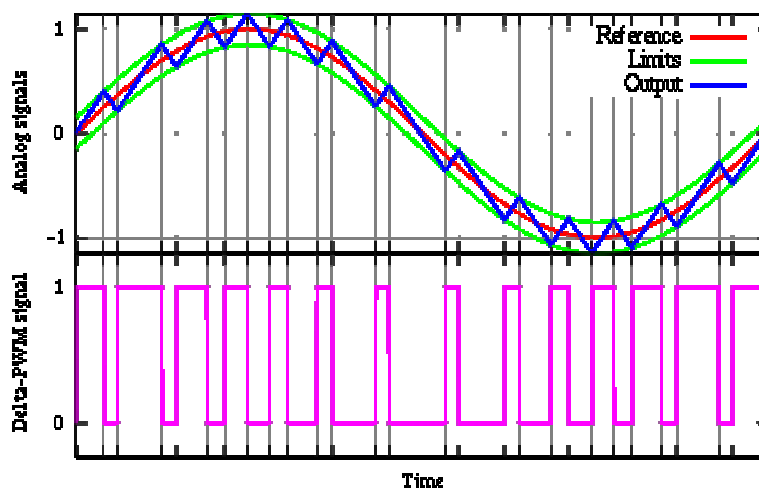
U delta modulace nedochází ke kvantizaci absolutní hodnoty vstupního signálu, ale kvantizuje se pouze změna vstupního signálu. Blokové schéma delta modulace je na obrázku Obr. 4.3.1. Od vstupního signálu je odečtena hodnota výstupního napětí z integrátoru. Tím je

získána odchylka signálu. Tato odchylka je kvantována pomocí jednobitového kvantizéru. Ten je možné realizovat jako komparátor s hysterezí.



Obr. 4.3.1. Blokové schéma delta modulátoru

Výstup z komparátoru je použit pro přepínání mezi kladným a záporným referenčním napětím. Referenční napětí je integrováno a výstup integrace je odečten od vstupního signálu. Modulovaný signál lze odebírat na výstupu komparátoru. Činnost delta modulátoru je ilustrována pomocí obrázku Obr. 4.3.2.

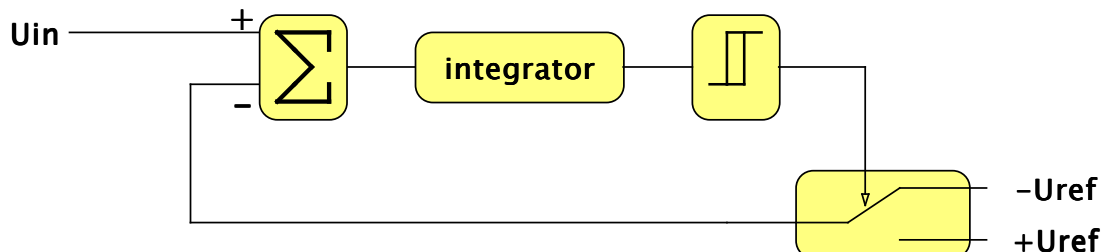


Obr. 4.3.2. Ilustrace činnosti delta modulátoru [6]

Pokud je vstupní signál příliš strmý, modulátor přestává být schopen sledovat změny vstupního signálu. Správná činnost delta modulátoru je proto závislá na frekvenci vstupního signálu.

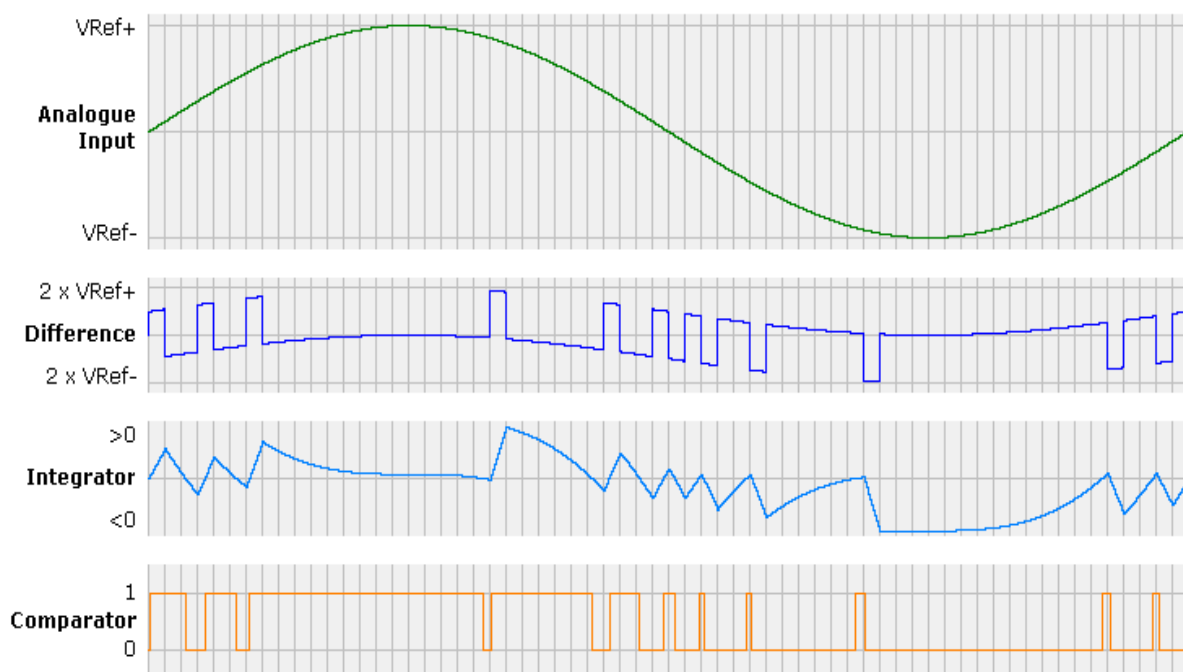
Sigma - delta modulace

Sigma - delta modulátory vznikly jako upravená topologie delta modulátorů. Blokové schéma sigma -delta modulátoru je na Obrázku Obr. 4.3.3



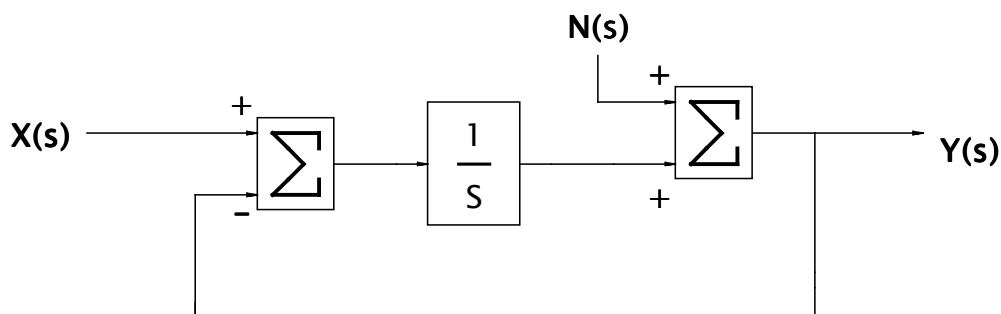
Obr. 4.3.3. Blokové schéma sigma – delta modulátoru

Sigma - delta modulátor, podobně jako delta modulátor, využívá k jednobitové kvantizaci komparátor s hysterezí, jehož výstupem je ovládán přepínač. Tímto přepínačem se přepíná mezi kladným a záporným referenčním napětím. Sigma - delta modulátor prvního řádu provádí kvantizaci integrálu odchylky vstupního napětí od zpětnovazebního napětí (které nabývá hodnoty $+U_{ref}$ nebo $-U_{ref}$). Průběhy napětí na jednotlivých částech sigma - delta modulátoru ilustruje obrázek Obr. 4.3.4.



Obr. 4.3.4. Ilustrace činnosti sigma - delta modulátoru [7]

Podstatnou výhodou sigma - delta modulátoru je tzv. noise shaping. Kvantizační šum je, na rozdíl od delta modulátoru, frekvenčně závislý. Sigma - delta modulátor lze popsat pomocí Laplaceovy transformace. Obrázek 4.3.5. představuje lineární a zjednodušený model sigma - delta modulátoru.



Obr. 4.3.5. Popis sigma-delta modulátoru pomocí Laplaceovy transformace

Pro popis pomocí Laplaceovy transformace je jednobitový kvantizér nahrazen sumou a k procházejícímu signálu je přičítán kvantizační šum, jehož obraz je v Laplaceově transformaci označen jako $N(s)$. Obraz vstupního signálu je označen $X(s)$ a obraz výstupního signálu pak $Y(s)$. Přenos systému pro užitečný signál pak lze vyjádřit takto:

$$Y(s) = [X(s) - Y(s)] \cdot \frac{1}{S} \quad \text{pro } N(s) = 0 \quad (1)$$

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{\frac{1}{S}}{1 + \frac{1}{S}} = \frac{1}{1 + S} \quad (2)$$

Z hlediska přenosu užitečného signálu se sigma - delta modulátor chová jako filtr typu dolní propust. Podobně můžeme vyjádřit přenos systému pro šum:

$$Y(s) = -Y(s) \cdot \frac{1}{S} + N(s) \quad \text{pro } X(s) = 0 \quad (3)$$

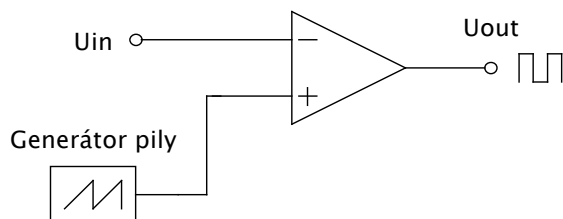
$$\frac{Y(s)}{N(s)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{S}} = \frac{S}{1 + S} \quad (4)$$

Z hlediska kvantizačního šumu je situace opačná a sigma - delta modulátor se chová jako filtr typu horní propust. Při činnosti sigma - delta modulátoru dochází k filtrování vstupního signálu filtrem typu dolní propust a šumu filtrem typu horní propust. Pokud je kmitočet vstupního signálu nižší, než je zlomový kmitočet filtru, je na těchto nižších frekvencích šum

potlačen. Tato vlastnost sigma delta - modulátoru je velmi výhodná pro použití v oblasti audio signálu, kdy v základním pásmu dochází k potlačení spektrálních složek šumu.

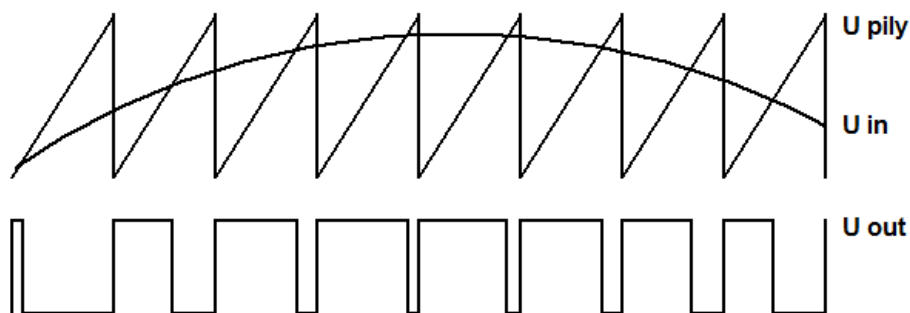
PWM modulace

Další z možností řízení zesilovačů ve třídě D je PWM modulace. Jedná se o modulaci s konstantní periodou a proměnou střídou. Blokové schéma PWM modulace je znázorněno na Obr. 4.3.6. Základem PWM modulátoru je napěťový komparátor a generátor pily (případně trojúhelníkového průběhu) s konstantním kmitočtem. Pilový průběh slouží jako nosný kmitočet pro PWM modulaci. Komparátor porovnává velikost vstupního napětí s průběhem pilového signálu. Výsledkem je PWM modulovaný signál, u kterého je konstantní kmitočet a mění se pouze střída.



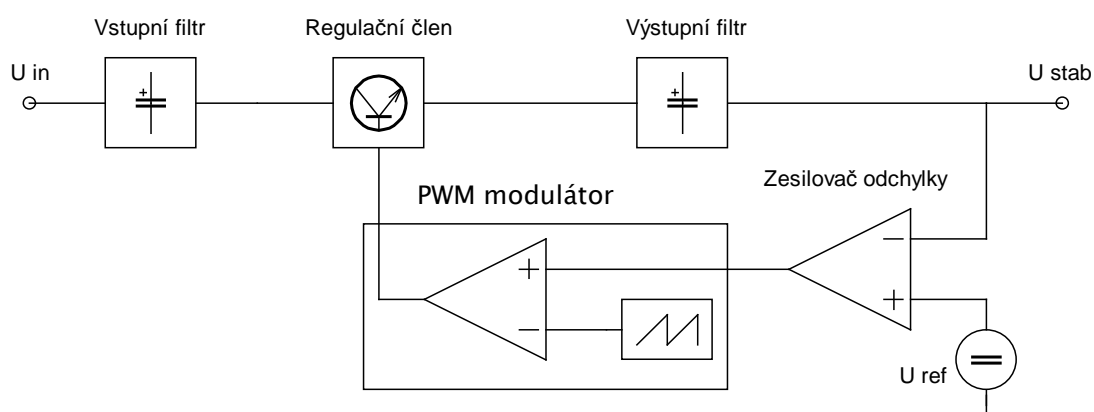
Obr. 4.3.6 Blokové schéma PWM modulace

Příklady průběhů jednotlivých napětí, jsou na Obr. 4.3.7. Na začátku je vstupní napětí malé. Pulzy výstupního napětí jsou úzké. Se zvyšujícím se vstupním napětím se tyto pulzy prodlužují, ale frekvence pulzů zůstává pořád stejná. Při nejvyšším vstupním napětím se pulzy ještě více rozšíří a zabírají téměř celou délku periody.



Obr. 4.3.7 Průběhy napětí při PWM modulaci

Další Obr. 4.3.8. ukazuje využití PWM modulace pro řízení impulsně regulovaného zdroje. Výstupní napětí zdroje U_{stab} je porovnáno s referenčním napětím. Vzniklá regulační odchylka je zesílena a je dále použita jako vstupní signál do PWM modulátoru. PWM modulátor dává na základě vstupního signálu, na svém výstupu PWM modulovaný signál, kterým je řízen regulační člen.

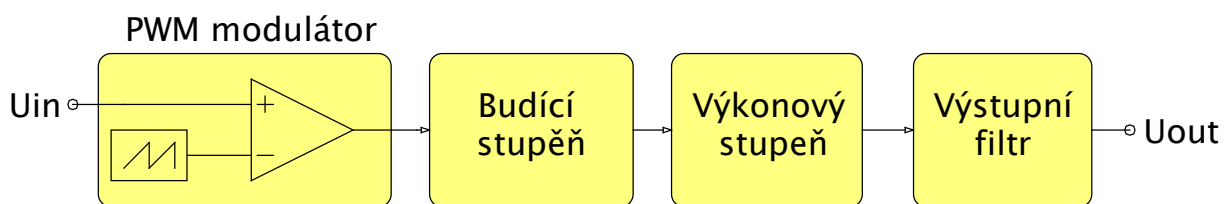


Obr. 4.3.8. Řízení impulsního zdroje pomocí PWM modulace

4.4 Zesilovače ve třídě D

Impulsní zdroj lze zkonstruovat jako zesilovač, pracující ve třídě D. Obecně jsou lineární zesilovače rozdělovány do tříd A, B, AB, C. Tyto třídy jsou určeny polohou pracovního bodu tranzistoru v klidovém stavu (tj. bez vstupního signálu). U zesilovače ve třídě D, je situace odlišná, neboť pracuje v impulsním režimu. Výstupní tranzistor je tedy plně uzavřen, nebo plně otevřen. To zvyšuje účinnost ve srovnání se zesilovači pracujícími v lineárním režimu.

Zesilovače ve třídě D využívají PWM modulaci (případně sigma – delta modulaci). PWM modulovaný signál je upraven tak, aby vyhovoval pro buzení tranzistorů v koncovém stupni. Blokové schéma zesilovače ve třídě D je znázorněno na Obr. 4.4.1. Vstupní napětí (U_{in}) je přivedeno na vstup PWM modulátoru. Výstupní modulovaný signál je přiveden do budicího stupně. Úkolem budicího stupně je ovládání (buzení) koncového stupně. Koncový stupeň výkonově zesiluje modulovaný signál, který je následně filtrován výstupním filtrem.



Obr. 4.4.1 Blokové schéma zesilovače ve třídě D

Zesilovač může být doplněn zpětnovazební smyčkou pro stabilizaci výstupního napětí. Pokud jako zdroj vstupního napětí U_{in} použijeme zdroj referenčního napětí, bude výstupní napětí úměrné referenčnímu napětí. Pokud je zesilovač schopen zpracovat i stejnosměrný signál, může takový zesilovač sloužit jako zdroj stejnosměrného napětí.

4.5 Účinnost

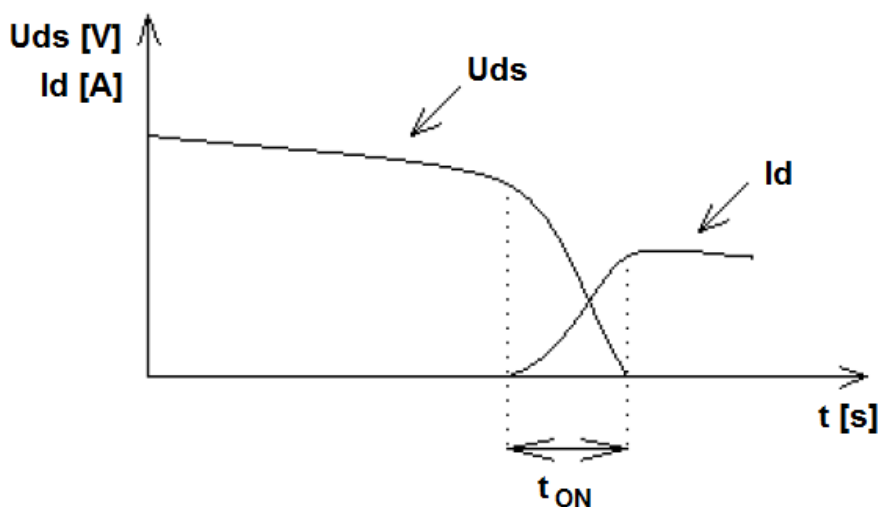
Hlavní výhodou impulsně regulovaných zdrojů je, jejich vysoká účinnost (ve srovnání se spojitě regulovanými zdroji). U spojitě regulovaného zdroje dochází k největší výkonové ztrátě na regulačním tranzistoru. S rostoucím vstupním napětím roste i tato výkonová ztráta. U impulsně regulovaných zdrojů, kde regulační prvek nefunguje ve spojitém režimu, je tato výkonová ztráta podstatně menší. Vliv na účinnost mají veškeré ztráty, vznikající ve zdroji. Nejvýznamnější jsou ztráty na spínacích tranzistorech, budičích a výstupním filtru.

V sepnutém stavu, vznikají díky nenulovému odporu kanálu $R_{DS(ON)}$ Jouleovy ztráty na spínacím tranzistoru. Jouleovy ztráty jsou potom závislé na velikosti proudu a odporu kanálu $R_{DS(ON)}$. Tyto ztráty pak lze vyjádřit jako součin odporu kanálu a kvadrátu protékajícího proudu:

$$P_{Joul} = R_{DS(ON)} \cdot I^2 \quad (5)$$

Další ztráty, jsou ztráty spínací. Ty vznikají při spínání a rozpínání tranzistorů. Na obrázku 4.5.1. jsou naznačeny průběhy napětí U_{ds} a proudu I_d při spínání tranzistoru. Z průběhu je patrné, že k plnému otevření tranzistoru dojde za dobu t_{ON} . Obdobná situace nastává i v případě rozeptínání tranzistoru. Po dobu spínání tranzistoru t_{ON} vzniká výkonová ztráta, kterou lze vyjádřit jako integrál ze součinu U_{ds} a I_d na intervalu t_{ON} :

$$P_{Spín} = \int_{t_{ON}} U_{ds}(t) \cdot I_d(t) \cdot dt \quad (6)$$



Obr. 4.5.1. Průběhy napětí a proudu při spínání Mosfet tranzistoru [16]

Další ztráty vznikají na budičích tranzistorů. Rychlému otevření Mosfet tranzistoru brání především jeho parazitní kapacity. Ty je potřeba v co nejkratším čase přebít. Budiče mosfet tranzistorů proto musí být schopny dodat do hradla proudový impuls, který zajistí co možná nejrychlejší přebití parazitních kapacit. Tím vznikají další ztráty v obvodech budičů. Celkové ztráty v koncovém stupni pak lze vyjádřit jako součet výše popsaných ztrát:

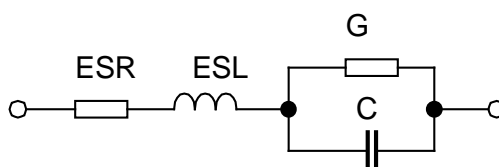
$$P_{\text{Celkové}} = P_{\text{Joul}} + P_{\text{Spín}} + P_{\text{Buzení}} \quad (7)$$

4.6 Součástky pro impulsní zdroje

Při konstrukci impulsně regulovaného zdroje je potřeba dbát také na výběr použitých součástek. U impulsně regulovaných zdrojů jsou na některé součástky kladeny větší nároky, než v jiných aplikacích. To se týká především výkonově zatěžovaných součástek, jako jsou tranzistory, diody, kondenzátory a tlumivky.

Kondenzátory

Na kondenzátory v impulsních zdrojích jsou kladeny vysoké nároky. Je proto potřeba věnovat pozornost jejich výběru. Náhradní schéma reálného kondenzátoru, je na obrázku 4.6.1.

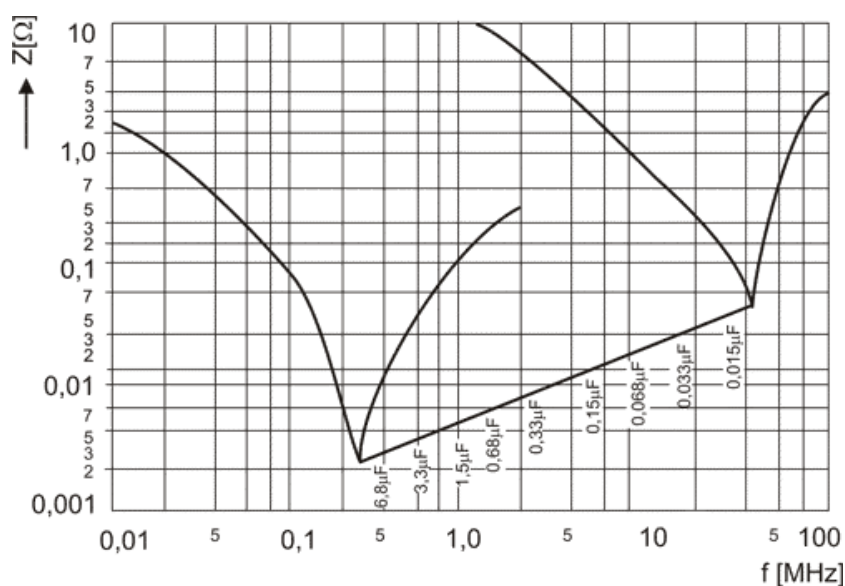


Obr. 4.6.1 Náhradní schéma kondenzátoru

Z náhradního schématu je patrné, že reálný kondenzátor není tvořen jen vlastní kapacitou C, ale i dalšími parazitními prvky. Odpor přívodů je vyjádřen pomocí ESR (Equivalent Series Resistor). Parazitní indukčnost ESL, je dána délkou vývodů a konstrukcí kondenzátoru. G v náhradním schématu představuje svod kondenzátoru. Při pohledu na náhradní schéma je zřetelné, že se jedná o sériový rezonanční obvod. Závislost impedance reálného kondenzátoru na frekvenci, pro různé hodnoty kondenzátorů, je naznačena na obrázku 4.6.2. Pokud bude frekvence vyšší, než je rezonanční frekvence, bude s rostoucí

frekvencí impedance kondenzátoru klesat. Nad rezonanční frekvencí se bude kondenzátor chovat jako indukčnost.

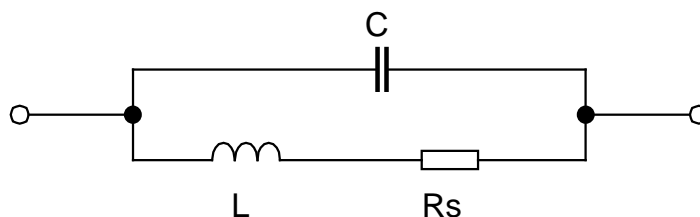
Při výběru kondenzátoru je potřeba věnovat pozornost těmto parazitním vlastnostem. Kondenzátory s malým ESR, jsou označovány jako Low ESR. Z hlediska parazitní indukčnosti ESL, je vhodné používat co nejkratší vývody, případně použít kondenzátory v pouzdře SMD.



Obr. 4.6.2 Závislost impedance reálného kondenzátoru na frekvenci [4]

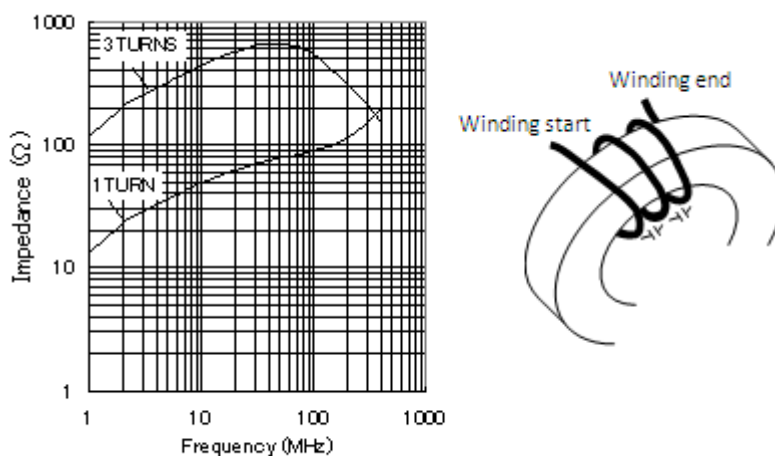
Indukčnosti

Akumulační tlumivky jsou nedílnou součástí výstupních filtrů. U těchto tlumivek je důležité, aby byly schopny akumulovat požadované množství energie. Dále je důležité, aby tlumivky byly schopny pracovat na požadovaném kmitočtu s co nejnižšími ztrátami. Ztráty v magnetickém jádře lze rozdělit na ztráty hysterezní (jsou dány plochou hysterezní smyčky) a ztráty vířivými proudy (jejich velikost je závislá na magnetické indukci a druhé mocnině kmitočtu). Také je nutné, aby indukčnost tlumivky byla nezávislá na protékajícím proudu. Vlastnosti tlumivek jsou do značné míry dány materiálem jádra. Při návrhu tlumivky je proto potřeba zvolit takový materiál jádra, který bude schopen pracovat na požadovaném kmitočtu a bude mít vhodné vlastnosti. Dále jsou také důležité rozměry a hmotnost tlumivek. Náhradní schéma reálné indukčnosti je na obrázku 4.6.3.



Obr. 4.6.3. Náhradní schéma reálné indukčnosti

Z náhradního schématu plyne, že reálná indukčnost je tvořena nejen vlastní indukčností L , ale i dalšími parazitními prvky. R_s představuje sériový odpor. Ten je tvořen vlastním odporem vinutí. Parazitní kapacita C zde představuje kapacity, vznikající mezi jednotlivými závitů. Reálná indukčnost tvoří paralelní rezonanční obvod. Na obrázku 4.6.4. je znázorněna závislost impedance na frekvenci a na počtu závitů.



Obr. 4.6.4. Závislost impedance indukčnosti na frekvenci a počtu závitů [5]

Z obr. 4.6.4. je vidět, že nad rezonanční frekvencí klesá impedance indukčnosti. Nad rezonanční frekvencí převládne kapacitní složka impedance a reálná indukčnost se začne chovat jako kondenzátor.

Spínací tranzistory

Důležitými vlastnostmi spínacích prvků, ve spínaném zdroji, jsou krátká doba sepnutí a rozepnutí, co nejmenší úbytek v sepnutém stavu, schopnost přenést požadovaný proud a nízké hodnoty parazitních vlastností. Jako spínací tranzistory ve výkonovém stupni lze použít bipolární, unipolární a IGBT tranzistory.

Pro zesilovače menších a středních výkonů se jako nejvýhodnější jeví použití unipolárních MOSFET tranzistorů. Ve srovnání s bipolárními tranzistory mají unipolární MOSFET tranzistory následující výhody. Úbytek napětí, na sepnutém MOSFET tranzistoru, je velmi malý v porovnání se saturačním napětím bipolárního tranzistoru (stejně tak saturační napětí IGBT tranzistoru). MOSFET tranzistory jsou řízeny zdrojem napětí (proudový impuls je vyžadován pouze při spínání viz dále), kdežto bipolární tranzistory vyžadují řízení proudem, který je potřebný po celou dobu otevření tranzistoru. Tento proud zatěžuje budící obvody a přispívá ke snížení účinnosti celého výkonového stupně.

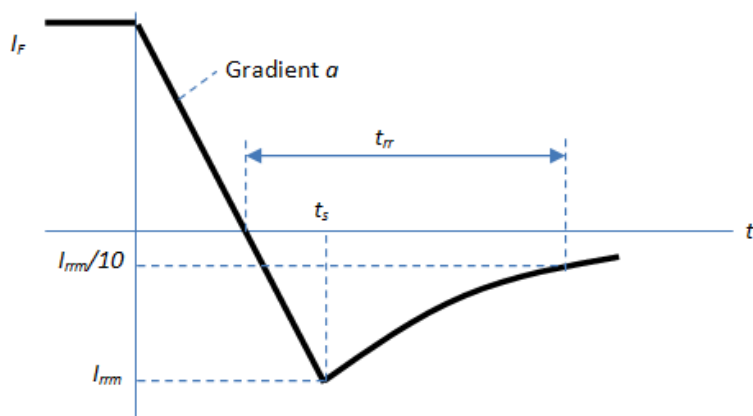
Výše uvedené informace nelze považovat za závazné, vždy je potřeba přihlídnout ke konkrétní aplikaci a podle toho vybrat nejvhodnější typ spínacího tranzistoru. Například u MOSFET tranzistorů roste s hodnotou U_{DSmax} i hodnota odporu kanálu a tím roste i úbytek napětí na sepnutém tranzistoru. Tento úbytek může dosáhnout hodnot saturačního napětí bipolárních tranzistorů nebo IGBT tranzistoru. Další nevýhodou IGBT tranzistorů je jejich vyšší cena.

Při spínání MOSFET tranzistorů je potřeba co nejrychleji nabít parazitní kapacitu C_{GS} a z toho plyne požadavek na proudový impuls dodaný do hradla, při spínání. Špičkové hodnoty těchto impulsů dosahují jednotek ampér. Vždy je tedy potřeba přihlídnout ke konkrétním požadavkům, které jsou na spínací tranzistory v dané aplikaci kladeny.

Pro MOSFET tranzistory, použité jako spínací tranzistory, jsou nejdůležitějšími parametry: parazitní kapacity, hodnota maximálního napětí mezi elektrodami drain a source U_{DSmax} , maximální proud I_D a odpor kanálu v sepnutém stavu $R_{DS(on)}$.

Diody

Diody jsou další součástky, jejichž výběru je potřeba věnovat pozornost. Dioda musí být schopna přenést potřebný proud. K přechodu z vodivého do nevodivého stavu nedojde ihned. Doba potřebná k obnovení blokovací schopnosti se nazývá doba zotavení t_{rr} (reverse recovery time) Průběh proudu v okamžiku zavírání diody je naznačen na obrázku 4.6.5.



Obr. 4.6.5. Proud diodou v okamžiku zavírání [17]

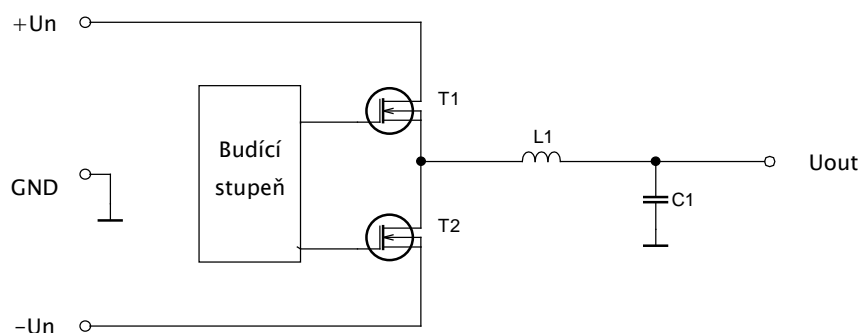
Pro výběr diody je nejprve potřeba znát frekvenci, na které bude dioda pracovat. Frekvence používané v impulsně regulovaných zdrojích (desítky až stovky kHz) vylučují použití běžných usměrňovacích diod. Pro tyto účely jsou vhodné rychlé (fast) a velmi rychlé (ultra fast) diody. Velmi vhodné jsou také Shottky diody. Mají menší úbytek napětí v propustném směru (cca 0,3V) než křemíkové diody. Jejich nevýhodou je malé závěrné napětí, které bývá u výkonových Shottky diod do 200V.

5 Výkonové stupně pracující ve čtyřech kvadrantech

V této kapitole popíšu dvě topologie uspořádání výkonového stupně, které mohou pracovat ve všech čtyřech kvadrantech a jejich výhody a nevýhody. Jedná se zapojení do polovičního můstku (Half Bridge) a zapojení do plného můstku (Full Bridge).

5.1 Poloviční můstek (Half Bridge)

První z topologií, umožňujících pracovat ve čtyřech kvadrantech je poloviční můstek. Zapojení polovičního mostu je na následujícím obrázku 5.1.1.



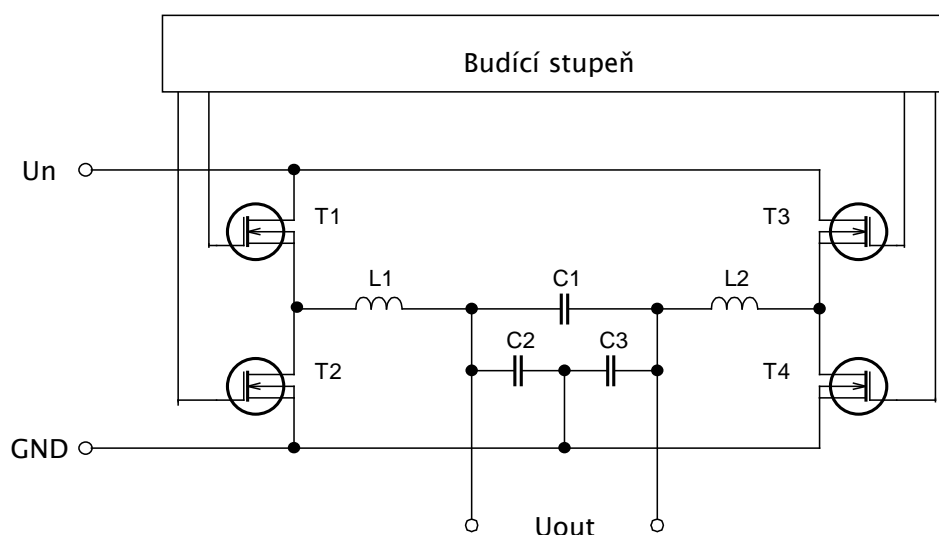
Obr. 5.1.1 Zapojení polovičního můstku (Half Bridge)

Zapojení do polovičního mostu je tvořeno dvěma MOSFET tranzistory s kanálem typu N (na obrázku označeny jako T1 a T2). Toto zapojení vyžaduje symetrické napájecí napětí. Na výstup koncového stupně je zařazen filtr typu dolní propust, tvořený L1 a C1. Výstupní napětí se odebírá z výstupního filtru, proti zemní sorce GND.

Velmi důležité je, aby v žádném případě nedošlo k současnému sepnutí obou tranzistorů. To je ošetřeno tak, že po rozepnutí jednoho z tranzistorů je před sepnutím druhého zařazeno určité zpoždění (dead time). Budící stupeň bude podrobněji popsán dále.

5.2 Plný můstek (Full Bridge)

Druhou z topologií, která může fungovat ve čtyřech kvadrantech, je zapojení do plného můstku. Toto zapojení je tvořeno čtyřmi tranzistory MOSFET s kanálem typu N a jeho schéma znázorňuje obrázek 5.2.1.



Obr. 5.2.1 Zapojení plného můstku (Full Bridge)

V tomto případě je celý výkonový stupeň napájen nesymetrickým napětím. Tranzistory jsou spínány v párech. Nejprve je sepnuta dvojice tranzistorů T1 a T4 a poté dvojice T2 a T3. I zde je opět nutné dodržení zpoždění (dead time), aby v jeden okamžik nebyly sepnuty obě dvojice tranzistorů. Na výstupu z plného můstku je zařazen filtr typu dolní propust tvořený indukčnostmi L1, L2 a kondenzátorem C1. Výstupní napětí U_{out} není vztaženo k zemní sorce GND a je tedy plovoucí.

Hlavní výhodou, oproti polovičnímu můstku, je potřeba jen jednoduchého nesymetrického zdroje napětí. Ze stejného napájecího napětí tak lze na výstupu dostat dvojnásobný rozkmit. Tranzistory mohou být dimenzované na poloviční napětí, než v případě polovičního můstku.

Nevýhoda tohoto zapojení je složitější budící stupeň a potřeba spínat vždy dva tranzistory najednou. Vždy jsou sepnuty dva tranzistory v sérii a z toho vyplývá dvojnásobný úbytek na tranzistorech a tím i dvojnásobné ztráty.

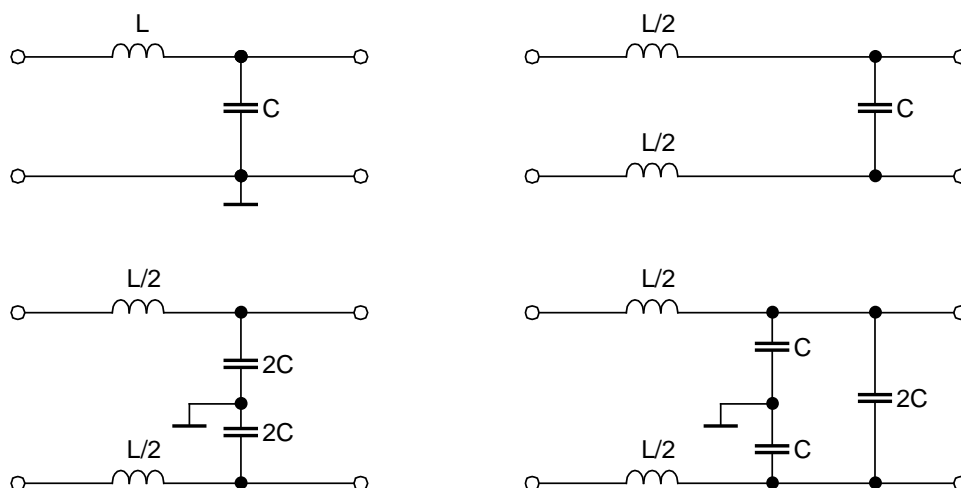
5.3 Výstupní filtry

Zapojení výstupních filtrů existuje několik. Na obrázku 5.3.1 jsou znázorněna některá z možných řešení. Tato řešení se liší podle toho, zda je koncový stupeň zapojen jako poloviční nebo plný můstek. Liší se podle způsobu spojení s nulovým potenciálem. Ve všech případech udává sériová kombinace cívek hodnotu L a sérioparalelní kombinace kondenzátorů udává hodnotu C . Z hodnot L a C lze spočítat zlomový kmitočet filtru z Thomsonova vztahu:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (8)$$

Hodnoty L a C zvolíme tak, aby se charakteristická impedance přibližně rovnala odporu připojené zátěže:

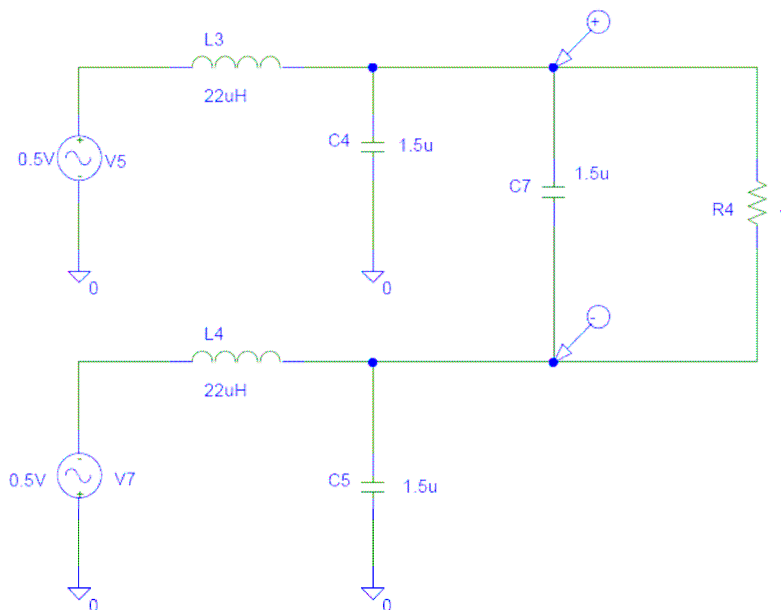
$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \cong R_z \quad (9)$$



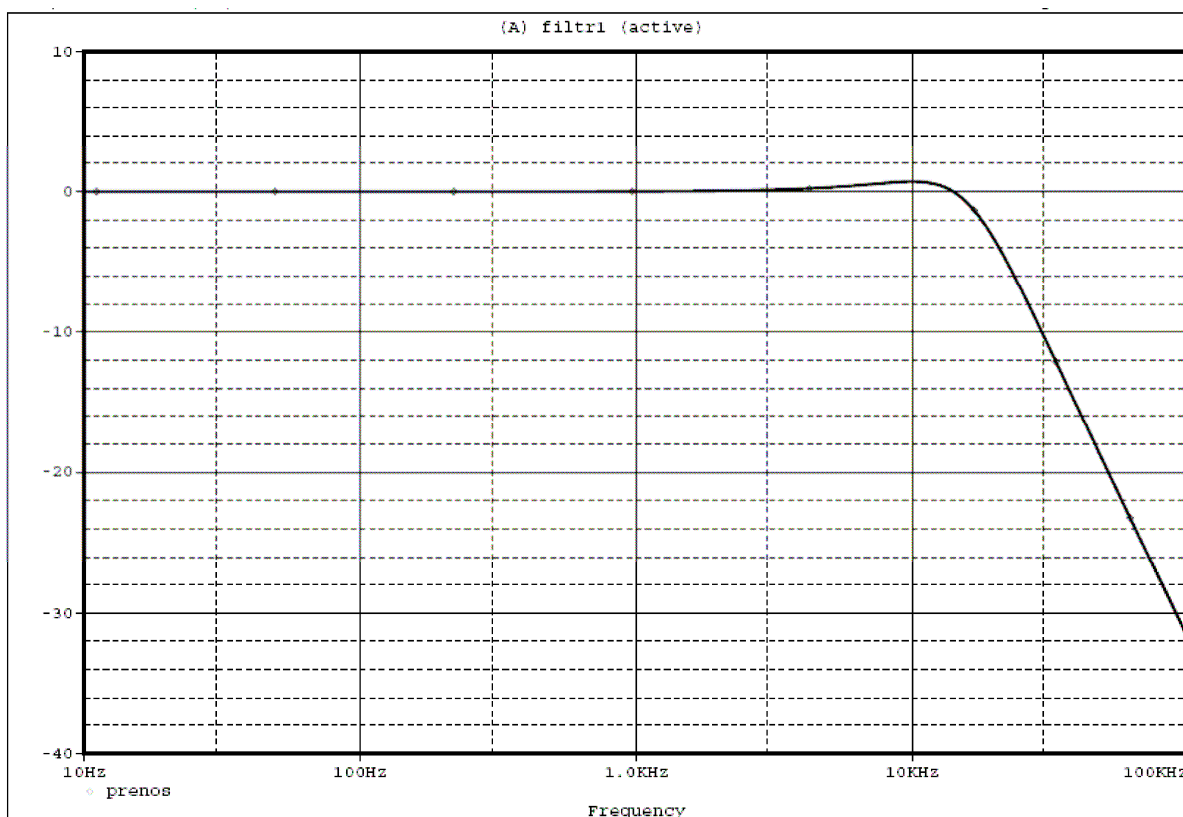
Obr. 5.3.1 Typická zapojení výstupních filtrů

Pomocí programu PSpice jsem provedl simulaci výstupního filtru. Všechny čtyři uvedené topologie jsou shodné (při zachování poměrů L a C), provedl jsem simulaci jen pro pravou spodní topologii se třemi kondenzátory. Tato topologie je vhodná pro koncový stupeň, zapojený jako plný můstek a jeho výstupní napětí je plovoucí (není vztahované k zemi). Provedl jsem simulaci frekvenční amplitudové charakteristiky a odezvu filtru na obdélkový signál s frekvencí 1kHz a strmostí hran 1 μ s. Schéma ze simulačního programu PSpice je na

Obr. 5.3.2. Výsledek simulace frekvenční charakteristiky je na Obr. 5.3.3 a odezva na obdélníkový signál na Obr. 5.3.4.

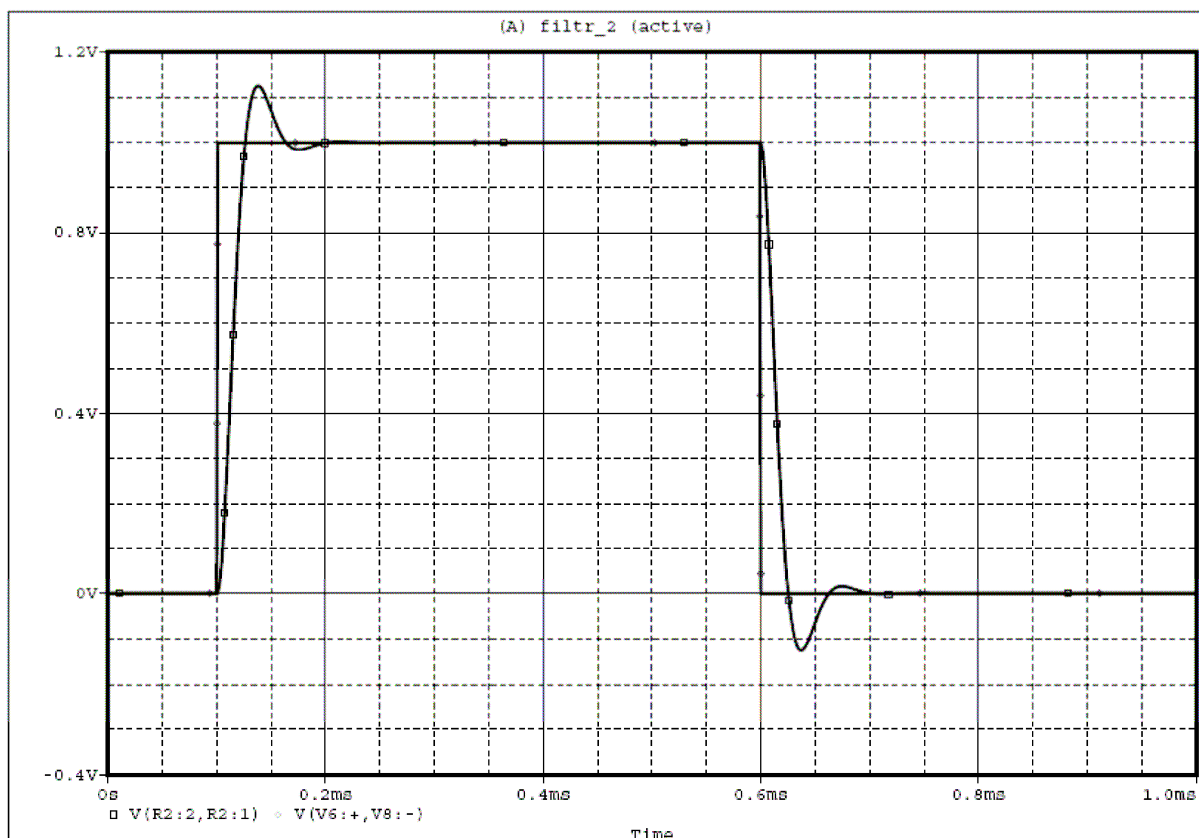


Obr. 5.3.2 Schéma ze simulačního programu PSpice



Obr. 5.3.3 Frekvenční amplitudová charakteristika filtru vyjádřená v decibelech

Pokles amplitudové frekvenční charakteristiky na -3 dB, nastává na frekvenci 19,35 kHz.



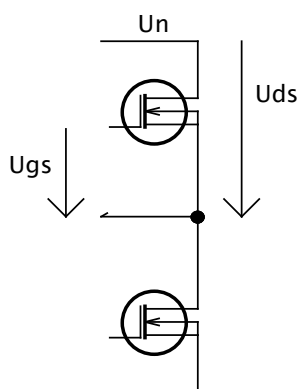
Obr. 5.3.4 Odezva filtru na obdélníkový signál o frekvenci 1 kHz

6 Budiče výkonových tranzistorů MOSFET

Další část, které je potřeba věnovat pozornost při konstrukci impulsního zdroje, jsou budiče pro výkonové tranzistory. Od vlastností těchto obvodů se odvíjí rychlost spínání a rozpínání výkonových tranzistorů a tak mají tyto obvody vliv na velikost spínacích ztrát a tím na celkovou účinnost výkonového stupně. Budicí obvody pro spínání a rozpínání výkonových spínacích MOSFET tranzistorů musejí splňovat určité požadavky.

V první řadě je důležité, aby budicí obvody měly malý dynamický odpor. Pro omezení spínacích ztrát je potřeba tranzistor sepnout co nejrychleji. Pro co nejrychlejší sepnutí tranzistorů, je potřeba v co nejkratší době nabít parazitní kapacity. Jedním z důležitých parametrů je tedy špičkový proud, který je budič schopen dodat. Proudový impuls je potřebný pouze pro otevření tranzistoru. Poté už do hradla (gate) neteče téměř žádný proud. V tomto stavu je důležité, aby měl budič co nejmenší spotřebu. Vlivem velkého proudu, procházejícího budičem po celou dobu provozu, by docházelo ke snížení účinnosti výkonového stupně. Dalším problémem, by byla potřeba odvedení přebytečného ztrátového tepla, které by se v důsledku velkého klidového proudu tvořilo na budícím obvodu.

Při využití topologie plný nebo poloviční můstek, je potřeba vyřešit problém spínání horní skupiny tranzistorů. Tyto tranzistory nemají elektrodu source připojenou k zemnímu potenciálu. Tato situace je naznačena na obrázku 6.1. Pro sepnutí horního tranzistoru je potřeba přivést mezi elektrody gate a source napětí (U_{GS}) několik voltů (cca 4 až 5 V). Jelikož elektroda source není připojena k zemi napájecího napětí a úbytek na otevřeném kanálu tranzistoru (U_{DS}) je velmi malý (daný součinem I_D a $R_{DS\ ON}$), musí být napětí pro buzení tranzistoru vyšší, než je napájecí napětí celého můstku U_n .



Obr. 6. 1. Spínání horního tranzistoru

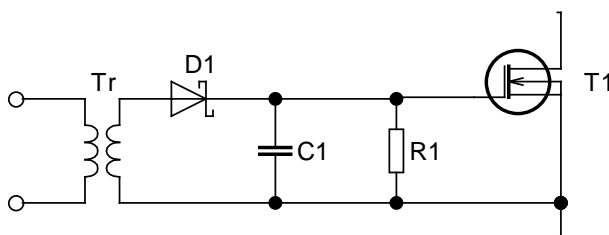
Budící obvod proto musí být schopen pracovat jako plovoucí, nebo musí být pro napájení budiče použito vyšší napětí, než pro samotný můstek. V některých aplikacích je potřebné galvanické oddělení vstupních řídicích signálů od obvodů budiče.

Při návrhu budících obvodů je nutné, snažit se co nejvíce eliminovat parazitní jevy. K tomu je nutné přihlídnout zejména při návrhu rozmístění součástek na DPS. Budící obvody by měly být umístěny tak, aby byly co nejvíce eliminovány parazitní vlastnosti spojů, zejména pak indukčnost.

6.1 Budiče s transformátorem

Jako první z možných zapojení budiče, pro řízení MOSFET tranzistorů, lze uvést budič využívající impulsní transformátor. Velkou výhodou tohoto zapojení je galvanické oddělení řídicího obvodu od samotného budiče a plovoucí provoz. Vzhledem k relativně vysokým pracovním kmitočtům (desítky až stovky kHz), je rozměr transformátorů přiměřeně malý. S výhodou lze využít převod transformátoru. Pro získání dostatečného proudového impulsu, pro rychlé otevření tranzistoru, je nutný transformátor, který má vzestupný transformační poměr. Transformátor musí být schopen přenést s dostatečnou energií i velmi úzké impulzy. Schéma takového budiče je na obrázku 6.1.1.

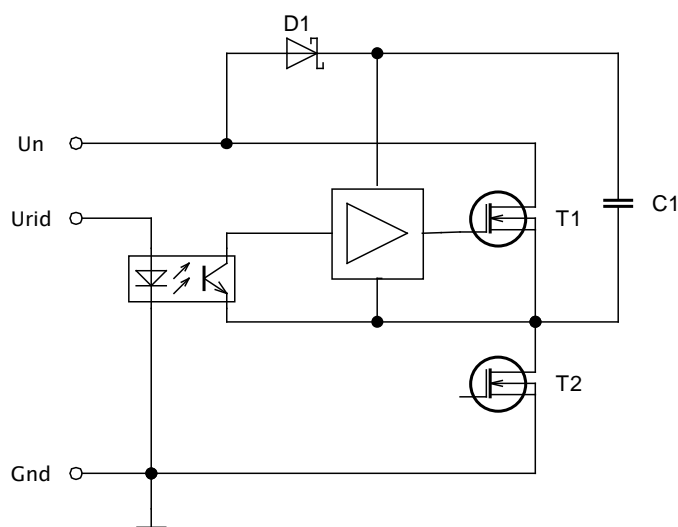
Při zapojení výkonového stupně do plného můstku, kdy je potřeba spínat vždy dva tranzistory najednou, je potřeba použít totožný impulsní transformátor i pro buzení spodní skupiny tranzistorů. To je potřebné zejména proto, aby měly oba tranzistory stejné podmínky pro sepnutí.



Obr. 6.1.1 Schéma zapojení budiče s impulzním transformátorem

6.2 Budič s nábojovou pumpou

Další často používané zapojení, je zapojení s nábojovou pumpou. Takové zapojení je naznačeno na Obr. 6. 2. 1. Toto zapojení je opět vhodné pro spínání horní skupiny tranzistorů. Toto zapojení funguje na principu nábojové pumpy a využívá kondenzátor zapojený jako tzv. Bootstrap. Tento kondenzátor je přes diodu připojen k napájecímu napětí a záporná elektroda je připojena na výstup polovičního můstku (případně na jeden z výstupů plného můstku).

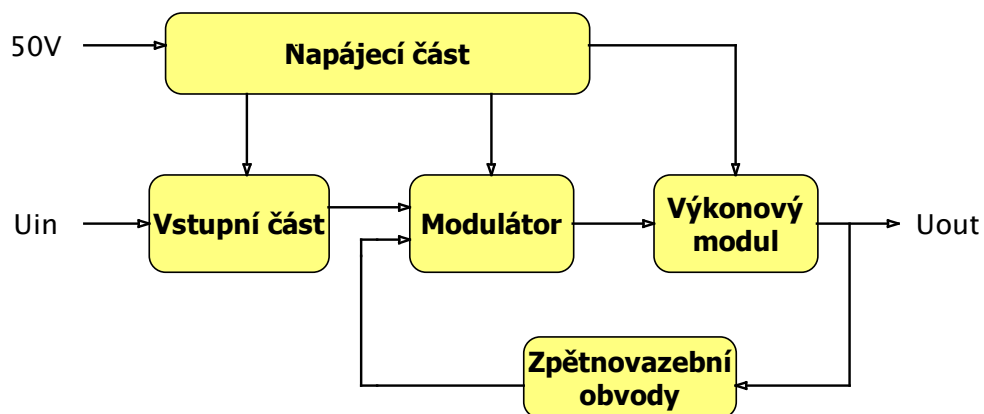


Obr. 6.2.1. Budič s nábojovou pumpou.

Po sepnutí spodního tranzistoru T2, se kondenzátor C1 přes diodu D1 nabije na hodnotu napájecího napětí U_n . Poté co je uzavřen spodní tranzistor T2, zůstává kondenzátor nabitý na hodnotu napětí U_n . Toto napětí je použito pro napájení budiče. Takové zapojení je vhodné pouze pro dynamický provoz (kdy dochází pravidelně ke spínání spodního tranzistoru). Ve statickém režimu nelze toto zapojení použít. Tento případ nastává, pokud požadujeme na výstupu maximální stejnosměrné napětí (trvale otevřený T1). Pro oddělení řídicího signálu (na Obr. 6.2.1. označeno jako U_{rid}) od budiče je použit optočlen.

7 Návrh zdroje

Jedním z cílů této práce byl návrh a následná realizace impulsně řízeného laboratorního zdroje, pracujícího ve čtyřech kvadrantech. V následujícím textu popíšu jednotlivé bloky a jejich zapojení. Celkové blokové schéma je znázorněno na obrázku 7.1.



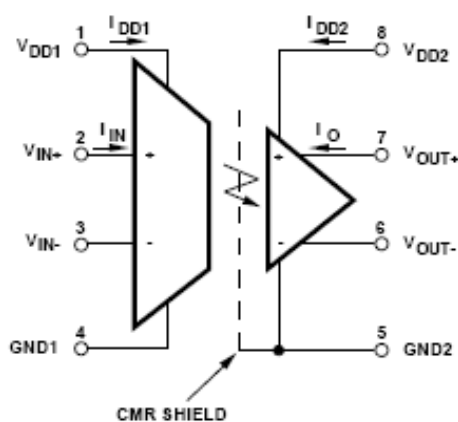
Obr. 7.1. Blokové schéma laboratorního zdroje.

Zdroj se skládá ze vstupní části, která zajišťuje galvanické oddělení vstupního napětí od zbytku zdroje. Dále je zde modulátor využívající PWM modulaci. Výkonový modul obsahuje plný můstek a výstupní filtry. Pro napájení celého zdroje je potřebné jen jedno nesymetrické napětí 50V. V napájecí části jsou z napájecího napětí získávána další napětí, potřebná pro ostatní části zdroje. Kompletní schéma zapojení řídicí a výkonové části jsou v přílohách A a B.

7.1 Vstupní část

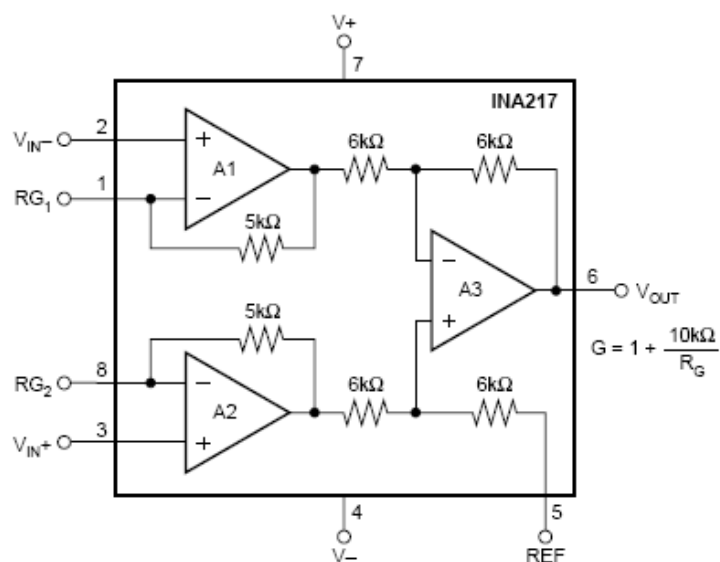
Nejdůležitějším požadavkem kladeným na vstupní část je galvanické oddělení vstupního signálu. Vzhledem k požadavku přenést i stejnosměrný signál, nelze oddělit vstupní signál od zbytku zdroje pomocí vazebních kondenzátorů.

K tomuto účelu jsou vhodné izolační zesilovače. Použil jsem izolační zesilovač HCPL-7800 od firmy Agilent. Jedná se o izolační zesilovač s diferenciálním výstupem. Šířka pásma je od stejnosměrného signálu do 85 kHz. Vstupní i výstupní část zesilovače mohou být napájeny napětím od 0 V do 5,5 V. Pro vstupní část musí být napájecí napětí galvanicky oddělené. Blokové schéma obvodu je na obrázku 7.1.1



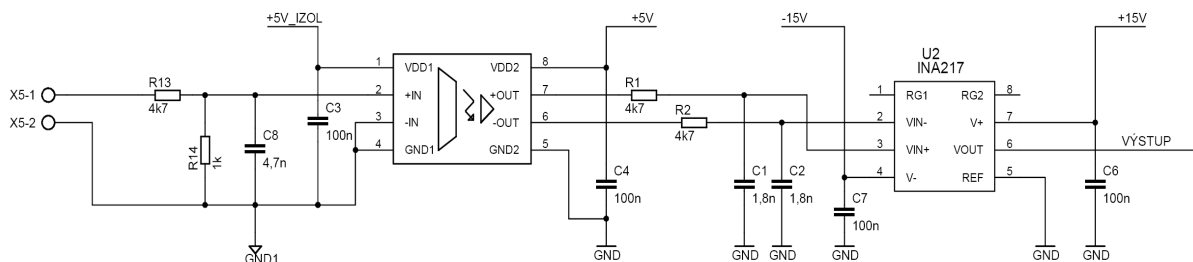
Obr. 7.1.1 Obvod HCPL-7800 [9]

Pro sloučení diferenciálního výstupu izolačního zesilovače do jednoho signálu jsem použil integrovaný obvod INA217 od výrobce Texas Instruments. Jedná se o přístrojový zesilovač s nastavitelným zesílením. Zesílení lze nastavit připojením externího rezistoru. Bez externího rezistoru je zesílení rovno jedné. Obrázek 7.1.2 ukazuje vnitřní zapojení přístrojového zesilovače INA 217. Výstup z tohoto obvodu slouží jako vstupní signál do modulátoru.



Obr. 7.1.2 Obvod INA217 [10]

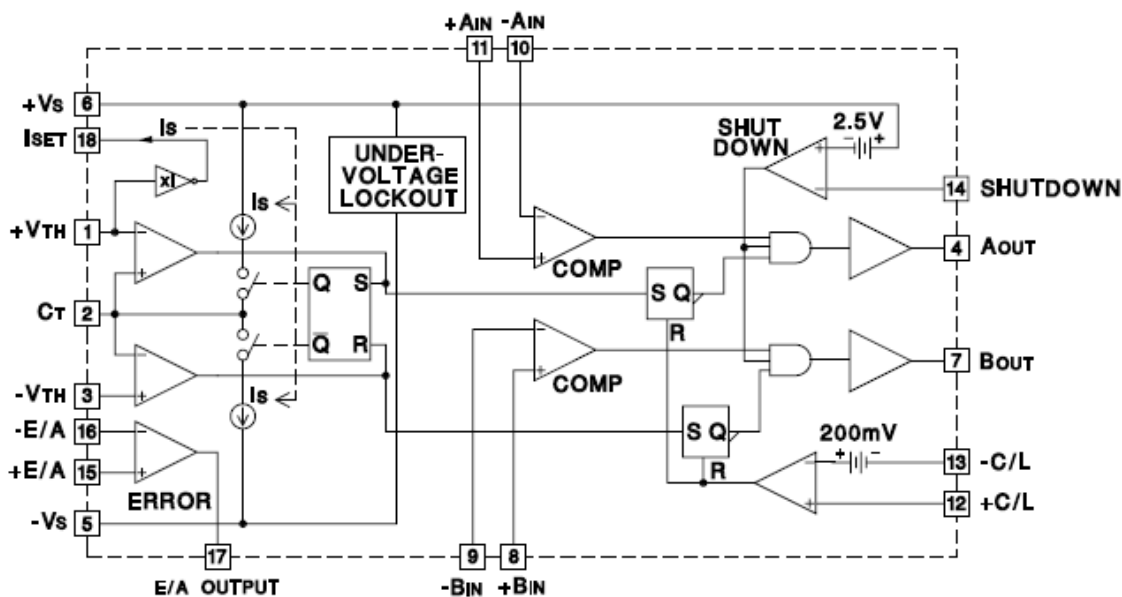
Celkové schéma zapojení vstupní části je na obrázku 7.1.3. Před vstup izolačního zesilovače je zařazen filtr typu dolní propust a další filtr je zařazen mezi výstup izolačního zesilovače a vstup přístrojového zesilovače.



Obr. 7.1.3. Celkové schéma vstupního obvodu

7.2 Modulátor

Pro řízení zdroje jsem zvolil PWM modulaci. Pro realizaci PWM modulátoru jsem použil integrovaný obvod UC3637 od Texas Instruments. Tento obvod sdružuje v jednom pouzdře dva nezávislé komparátory, generátor s trojúhelníkovým výstupem, chybový zesilovač, komparátor pro proudové omezení. Jeho blokové schéma je na obrázku 7.2.1.



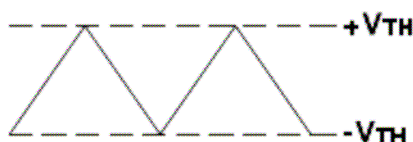
Obr. 7.2.1 Blokové schéma obvodu UC3637[11]

Pro nastavení kmitočtu a rozkmitu generátoru jsou použity vstupy I_{set} , $+V_{TH}$, $-V_{TH}$ a C_T . Rozkmit trojúhelníkového signálu je dán vstupy $+V_{TH}$ a $-V_{TH}$ tak, jak naznačuje obrázek 7.2.2. K výstupu C_T je připojen kondenzátor, který je nabíjen a vybíjen zdrojem konstantního proudu. Tento nabíjecí/vybíjecí proud je nastaven pomocí externího rezistoru R_{SET} připojeného k vývodu I_{SET} . Výslednou frekvenci generátoru lze spočítat takto:

$$I_S = \frac{(+V_{TH}) - (-V_S)}{R_{SET}} \quad (10)$$

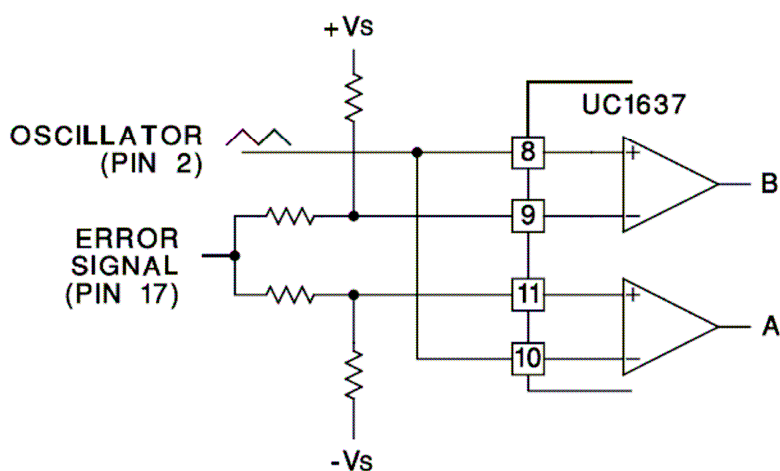
$$f = \frac{I_S}{2 \cdot C_T \cdot [(+V_{TH}) - (-V_{TH})]} \quad (11)$$

Pro rozkmit napětí trojúhelníkového průběhu 5 V, napájecí napětí ± 15 V, časovací kondenzátor $C_T = 1$ nF a $R_{SET} = 15$ k Ω je spočítaná frekvence oscilátoru 116,6 kHz.



Obr. 7.2.2. Rozkmit generátoru [11]

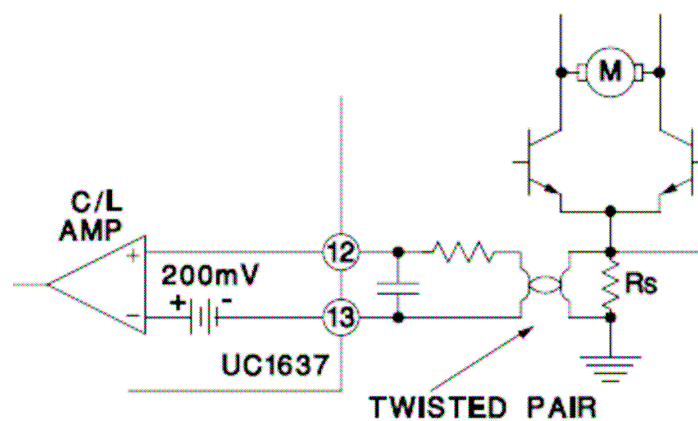
Obvod UC3637 obsahuje dva nezávislé komparátory. Je tak možné získat dva nezávislé PWM signály. Další z možností je použít oba komparátory pro generování PWM signálů pro buzení plného můstku. Tyto signály musí být v protifázi a musí být zajištěna minimální prodleva (deadtime). Výrobce doporučené zapojení pro zajištění prodlevy (deadtime) je na obrázku 7.2.3.



Obr. 7.2.3. Spojení obou komparátorů a nastavení deadtime [11]

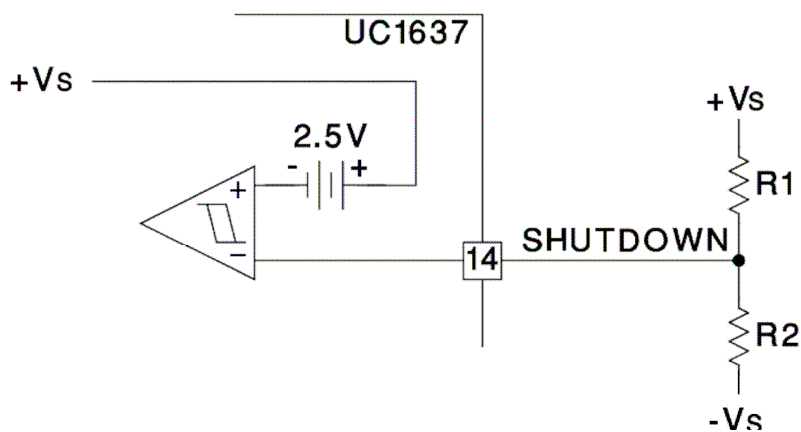
Pro realizaci proudového omezení je obvod UC3637 vybaven komparátorem, který má na invertující vstup zaveden offset 200 mV. Pokud napětí na snímacím rezistoru R_S překročí 200 mV, dojde k přepnutí výstupního hradla do nízké úrovně a odbuzení spínacích tranzistorů. Výrobce doporučené zapojení pro omezení výstupního proudu je na obrázku 7.2.4. Proud, při kterém dojde k omezení, lze vypočítat takto:

$$I_{MAX} = \frac{0,2}{R_S} \quad (12)$$



Obr. 7.2.4 Zapojení pro omezení výstupního proudu [11]

Další výhodou obvodu UC3637, kterou jsem využil, je přítomnost shutdown komparátoru s hysterezí a offsetem 2,5 V. Tento komparátor lze použít pro externí podpěťovou ochranu, nebo jako obvod pro zpoždění činnosti po náběhu napájení. Zapojení pro opožděný rozběh je naznačeno na obrázku 7.2.5. Toto zapojení je opět doporučeno výrobcem.



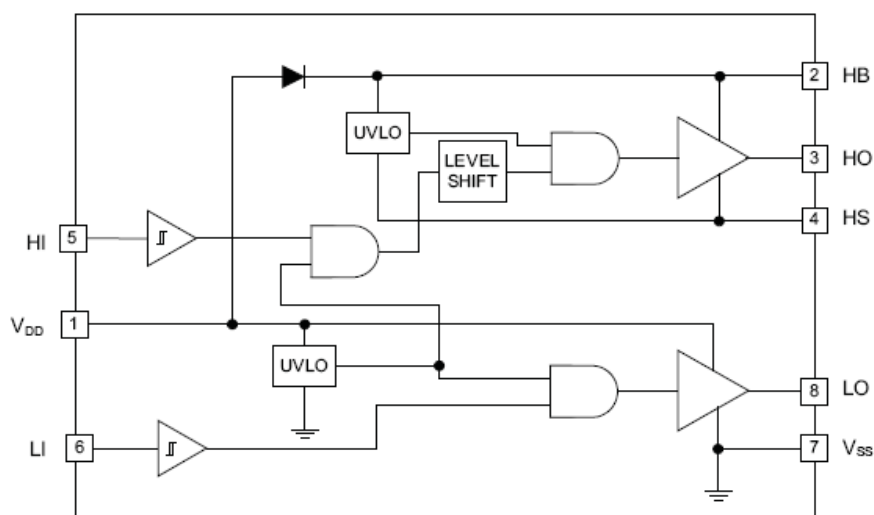
Obr. 7.2.5 Zapojení pro zpožděný rozběh [11]

Obvod dále obsahuje chybový zesilovač, který jsem použil pro regulátor. Popis této části bude popsán v kapitole 7.4 popisující zpětnovazební smyčku.

7.3 Výkonový stupeň

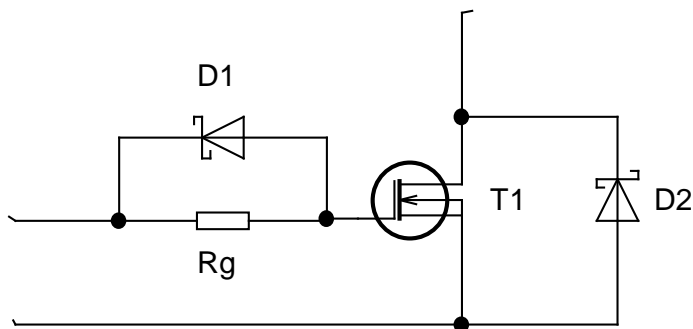
Pro výkonový stupeň jsem zvolil topologii plného můstku, zejména proto, že nevyžaduje symetrické napájecí napětí. Z důvodů popsaných v kapitole 6. nelze pro řízení horních tranzistorů použít přímo napájecí napětí můstku. Použití impulsního transformátoru by bylo nevhodné zejména kvůli náročnosti výroby a také složitosti návrhu, která přesahuje rámec této práce. Použití nábojové pumpy pro napájení horních budičů je podmíněno pravidelným spínáním spodních tranzistorů. Pokud má být zdroj schopný pracovat od nulového kmitočtu, nelze tuto podmínku zaručit. Z toho důvodu jsem pro napájení budičů horních tranzistorů použil dva malé DC/DC měniče od výrobce AMITEC. Měniče mají vstupní napětí 5 V, výstupní napětí 12 V. Maximální výstupní proud je 83 mA. Bližší informace lze dohledat v katalogovém listu výrobce [18].

Pro buzení spínacích tranzistorů jsem použil dva integrované obvody UCC27201 od výrobce Texas Instruments. Jedná se o integrovaný obvod, obsahující budiče tranzistorů ve spodní a horní části můstkového zapojení. Špičkový proud, který je budič schopen dodat pro otevření/zavření tranzistoru je 3 A. Blokové schéma integrovaného obvodu UCC27201 je na obrázku 7.3.1. Podrobné informace k obvodu UCC27201 lze dohledat v katalogovém listu výrobce [12].



Obr. 7.3.1 Blokové schéma obvodu UCC27201 [12]

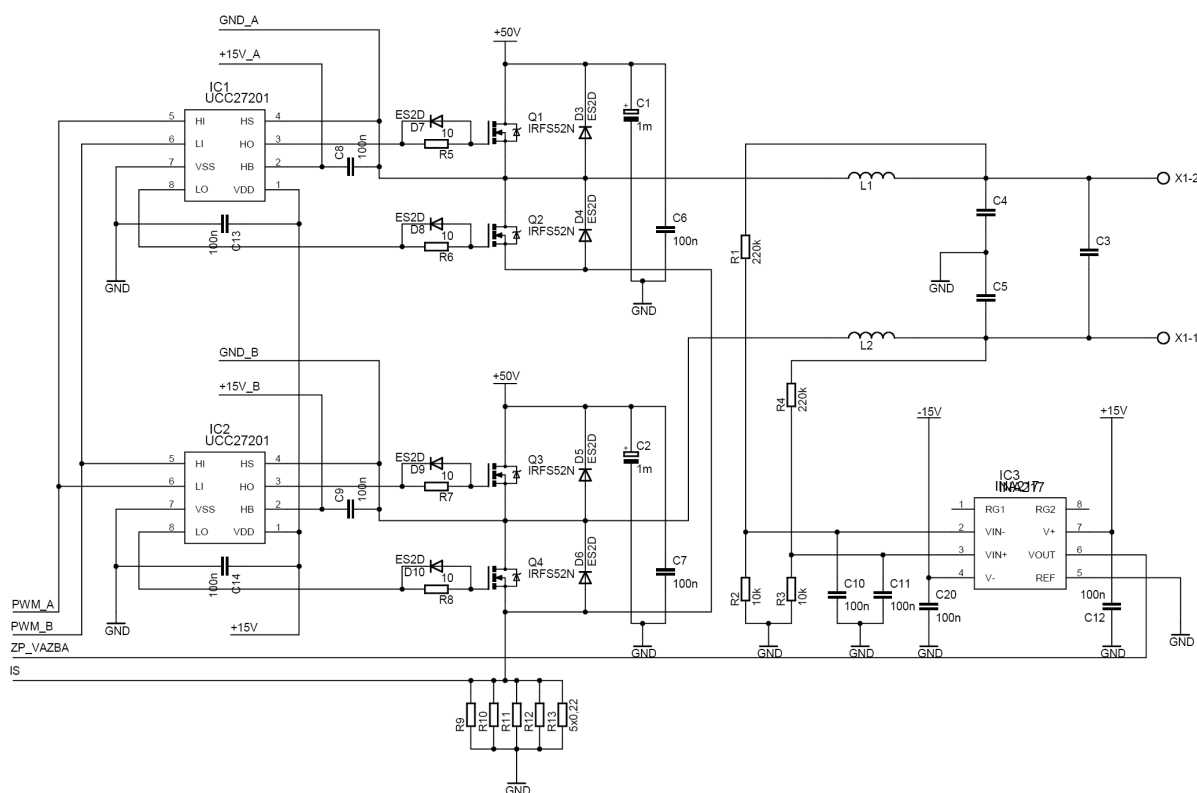
Jako spínací tranzistory jsem použil MOSFET tranzistory s kanálem N typu IRFS4127PBF od International Rectifier. Tyto tranzistory mají maximální napětí U_{DS} 200 V, maximální proud I_D 72 A a odpor kanálu v sepnuté stavu $R_{DS\ ON}$ 22 m Ω . Tyto tranzistory jsem použil v pouzdře pro povrchovou montáž D²PAK. Celkové zapojení jednoho z tranzistorů je naznačeno na obrázku 7.3.2.



Obr. 7.3.2 Zapojení spínacího MOSFET tranzistoru.

Pro urychlení zavírání tranzistorů je odpor R_G překlenut schottkyho diodou. Schottkyho diody jsou připojeny také paralelně k elektrodám drain a source. Tranzistor sice obsahuje interní rekuperační diodu, nicméně při pokusech se tato interní dioda ukázala jako nedostatečná. I při nezátíženém výstupu, kdy byl výstup zatížen pouze výstupním filtrem, docházelo k zřetelnému zahřívání tranzistorů. Po přidání externích rekuperačních diod se bez zátěže tranzistory ohřívaly jen neznatelně.

Možnosti realizace výstupního filtru, stejně jako postup výpočtu a simulaci výsledků jsem popsal již v kapitole 5.3. Použil jsem topologii, která je na obrázku 5.3.1. Celkové schéma zapojení výkonového stupně je na obrázku 7.3.3.



Obr. 7.3.3 Celkové schéma výkonového modulu

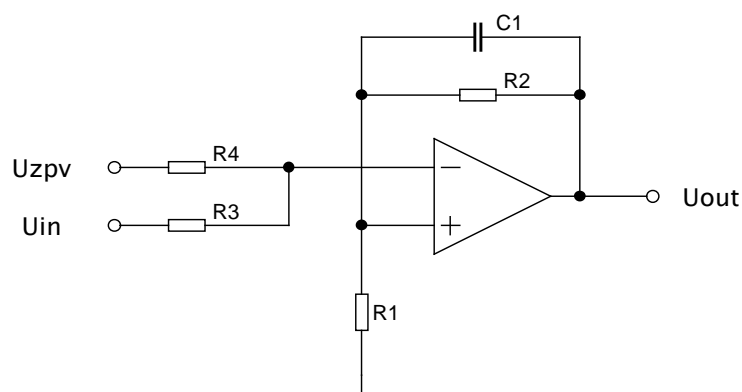
Na obrázku 7.3.3 je také vidět zapojení diferenčního zesilovače INA217, jehož popis byl uveden již v kapitole 7.1. Protože je výstup zesilovače plovoucí, je použití diferenčního zesilovače nutné pro měření výstupního napětí. Před vstupem do diferenčního zesilovače je výstupní napětí sníženo pomocí dvou děličů napětí, které jsou tvořeny rezistory R1, R2 a R3, R4. Do spodní části můstkového zapojení jsou zařazeny rezistory pro snímání proudu. Jedná se o rezistory R9 až R13. Ze vztahu (12) lze vypočítat proud, při kterém dojde k omezení. Při hodnotě rezistorů $220\text{m}\Omega$ je tento proud přibližně 4,5 A. Řídící signály PWM_A a PWM_B jsou přivedeny na vstupy budičů UCC27201.

Pro výrobu tlumivek s indukčností $22\ \mu\text{H}$ jsem zvolil toroidní jádra od společnosti Amidon. Zvolil jsem železoprachová jádra T106-2 z materiálu 2 (kmitočet 2 – 30 MHz). Tyto jádra mají $AL = 13,5\ \text{nH}/100\ \text{z}$. Počet závitů lze spočítat takto:

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{22 \cdot 10^{-6}}{13,5 \cdot 10^{-9}}} = 40\text{z} \quad (12)$$

7.4 Zpětnovazební obvody

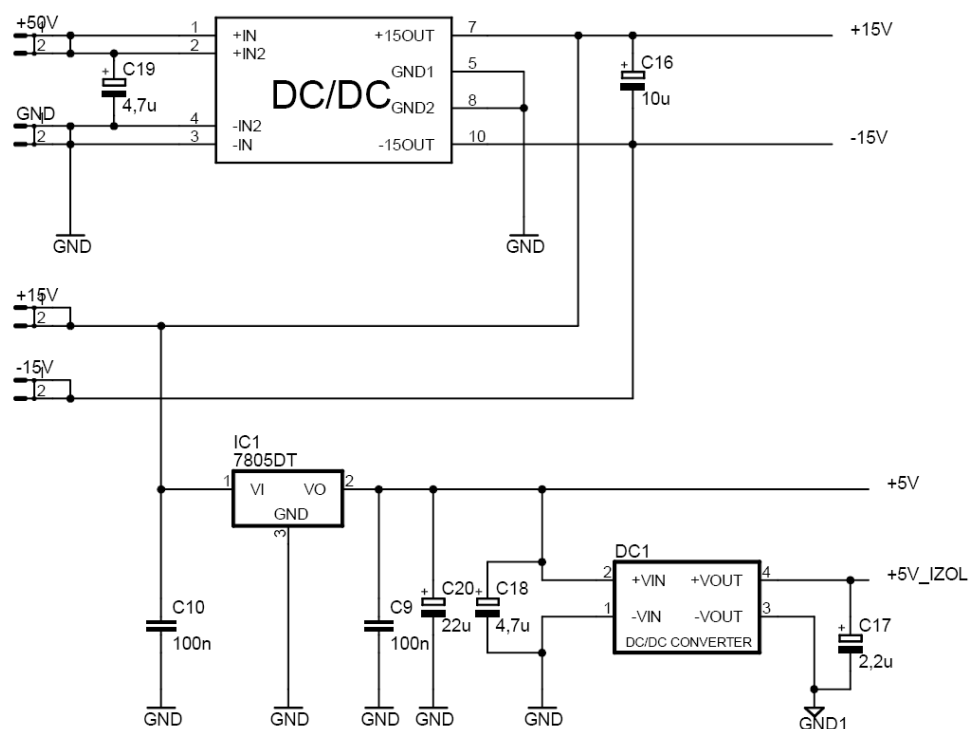
Zpětnovazební smyčka slouží ke stabilizaci výstupního napětí. Jako vstup do PWM modulátoru je použit výstup chybového zesilovače. Využil jsem chybový zesilovač, který je obsažen v obvodu UC3637. Pro měření výstupního napětí je ve výkonovém stupni použit přístrojový zesilovač INA217, jehož popis byl uveden výše. Zpětnovazební napětí se odečítá od vstupního signálu. Takto vzniklá regulační odchylka je přivedena na vstup modulátoru. Zapojení chybového zesilovače je na obrázku 7.4.1.



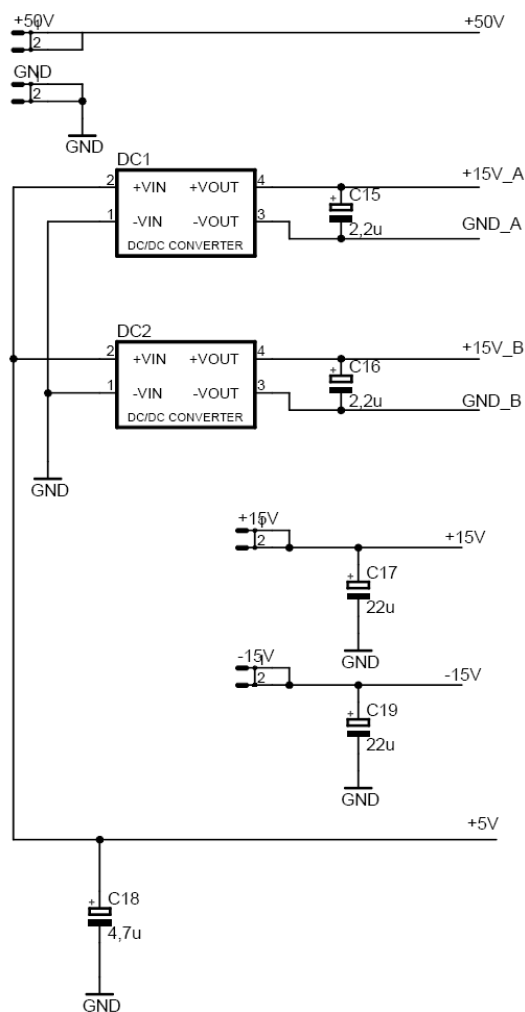
Obr 7.4.1 Zapojení chybového zesilovače

7.5 Napájecí část

Celé zapojení je napájeno jedním nesymetrickým napětím 50 V. Z tohoto napětí jsou získávána další napětí, potřebná pro řídicí obvody. Pro snížení napětí jsem použil DC-DC měnič FDD03-15D. Rozsah vstupního napětí měniče je 20 až 60 V. Výstupní napětí je symetrické ± 15 V a poskytuje výkon 3 W. Bližší informace lze dohledat v katalogovém listu výrobce [19]. Symetrické napětí ± 15 V je použito pro napájení modulátoru UC3637, dvou přístrojových zesilovačů INA217. Z napětí +15V je pomocí monolitického stabilizátoru 78M05 získáno napětí 5 V. DC-DC měnič AMITEC s výstupním napětím 5 V jsem použil pro vytvoření galvanicky odděleného napájení pro izolační zesilovač HCPL-7800. Na obrázku 7.5.1 je schéma zapojení napájecí části modulátoru a izolačního zesilovače.



Obr. 7.5.1 Schéma napájecí části modulátoru a izolačního zesilovače.



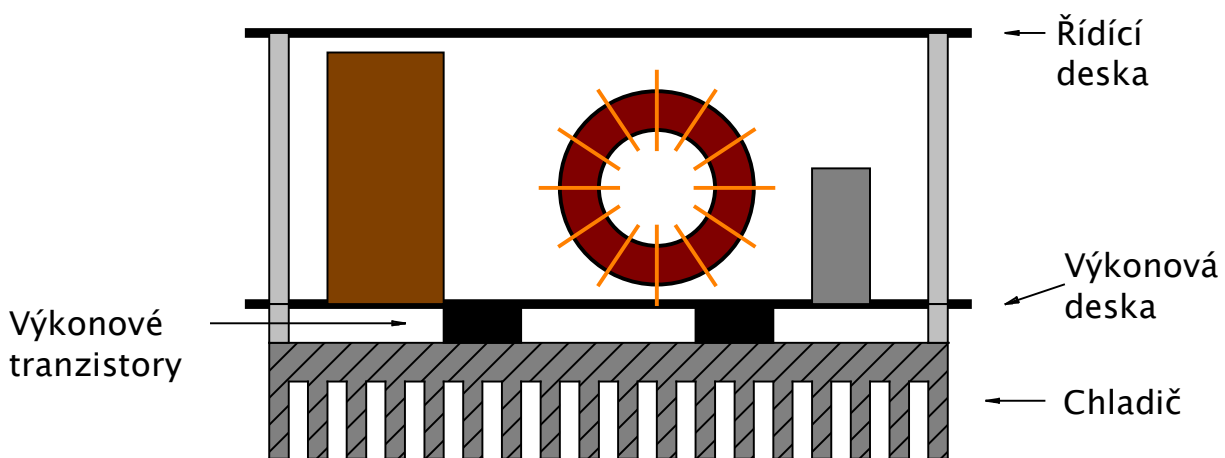
Obr. 7.5.2 Schéma zapojení napájecí části výkonového modulu

Na obrázku 7.5.2 je ukázáno zapojení napájecí části výkonového modulu. Z napětí 5 V se získává plovoucí napětí pro buzení horních tranzistorů můstkového zapojení. Symetrické napětí ± 15 V slouží pro napájení přístrojového zesilovače.

8 Konstrukce

Před vlastní stavbou laboratorního zdroje jsem nejprve navržené zapojení ověřil na univerzálním plošném spoji. Kvůli snadné montáži na univerzální plošný spoj jsem celé zapojení výkonového modulu provedl pomocí THT součástek. Jako budiče výkonových tranzistorů jsem použil integrované obvody IR2113 v pouzdře DIP 14 od International Rectifier. Jako spínací tranzistory jsem použil MOSFET tranzistory IRFP240 od výrobce International Rectifier v pouzdře TO-247. Na této první konstrukci jsem ověřil navržené zapojení modulátoru a výstupního můstku.

Po ověření funkčnosti navrženého zapojení jsem navrhnul výslednou mechanickou konstrukci laboratorního zdroje. Konstrukci jsem rozdělil na dvě desky plošných spojů. První deska obsahuje napájecí část a modulátor. Na druhé desce je výkonový modul. Obě desky jsou oboustranné. Výkonové tranzistory jsou na spodní straně výkonové desky. Obě desky jsou spojeny distančními sloupky a přišroubovány k chladiči. Celkovou mechanickou konstrukci naznačuje obrázek 8.1.



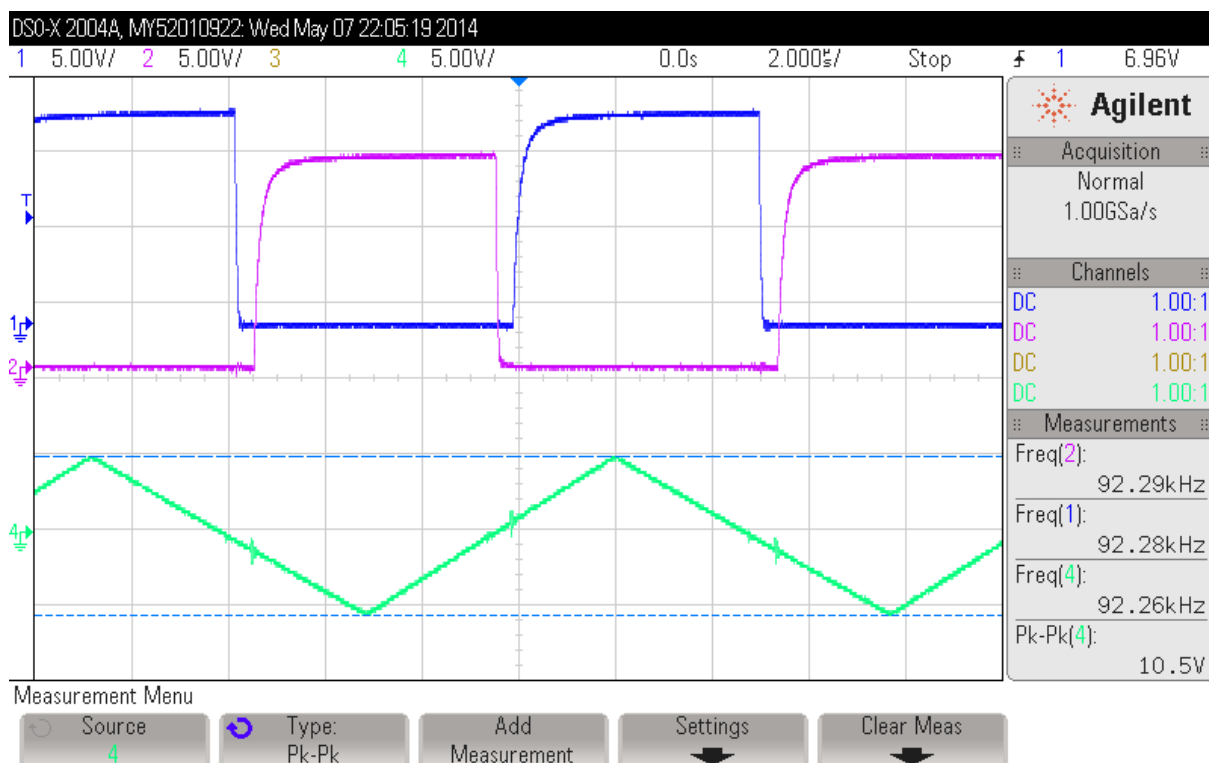
Obr. 8.1 Celková mechanická konstrukce říditelného zdroje

Obě desky plošných spojů jsem navrhl pomocí programu Eagle 4.16. (Easily Applicable Graphical Layout Editor) od společnosti CadSoft. Obě desky jsou oboustranné a jsou vytvořeny metodou dělicích čar. Rozměry obou desek jsou: 105,4 x 85,7. V přílohách C a D jsou motivy obou DPS a v přílohách E a F jsou osazovací plány.

9 Měření

Zapojení modulátoru a výkonové části jsem nejprve ověřil na pokusném univerzálním spoji. Při měření na této pokusné verzi se ukázalo, že stavba takového zapojení na univerzálním plošném spoji pomocí propojovacích vodičů není příliš vhodná. Propojovací vodiče představují parazitní indukčnosti, které mají za následek velké překmity při spínání tranzistorů. Další nepříjemná vlastnost této konstrukce byly velké úbytky na vodiči s nulovým potenciálem. Přes veškerá úskalí, četné změny a opravy se mi podařilo postavit na univerzálním plošném spoji funkční vzorek jak výkonové části, tak modulátoru. Po ověření funkčnosti navrženého zapojení jsem zdroj sestavil na dvou DPS (viz. kapitola 8.) a provedl měření zdroje.

Vypočítaná frekvence generátoru trojúhelníkového průběhu byla 116 kHz. Naměřená frekvence byla 92 kHz. Tento rozdíl vznikl pravděpodobně nepřesnou hodnotou časovacího kondenzátoru C5. Průběh napětí na časovacím kondenzátoru C5 a výstupní řídicí signály jsou na obrázku 9.1.



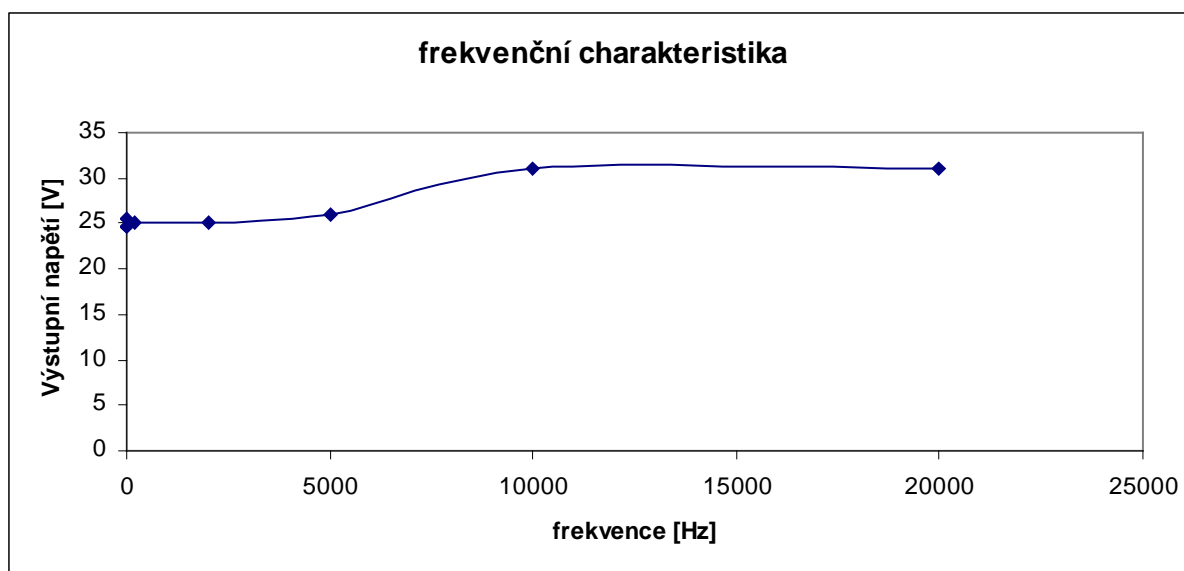
Obr. 9.1 Řídící signály při střídě 1:1 a průběh napětí na časovacím kondenzátoru

Změřil jsem frekvenční charakteristiku zdroje bez uzavření zpětnovazební smyčky. Výstup zdroje byl při měření zatížen zátěží 16Ω . Výstupní napětí jsem měřil pomocí diferenciální napěťové sondy s převodem 20:1. Naměřené hodnoty frekvenční charakteristiky jsou v tabulce 1.

Tab. 1. Výstupní napětí v závislosti na frekvenci

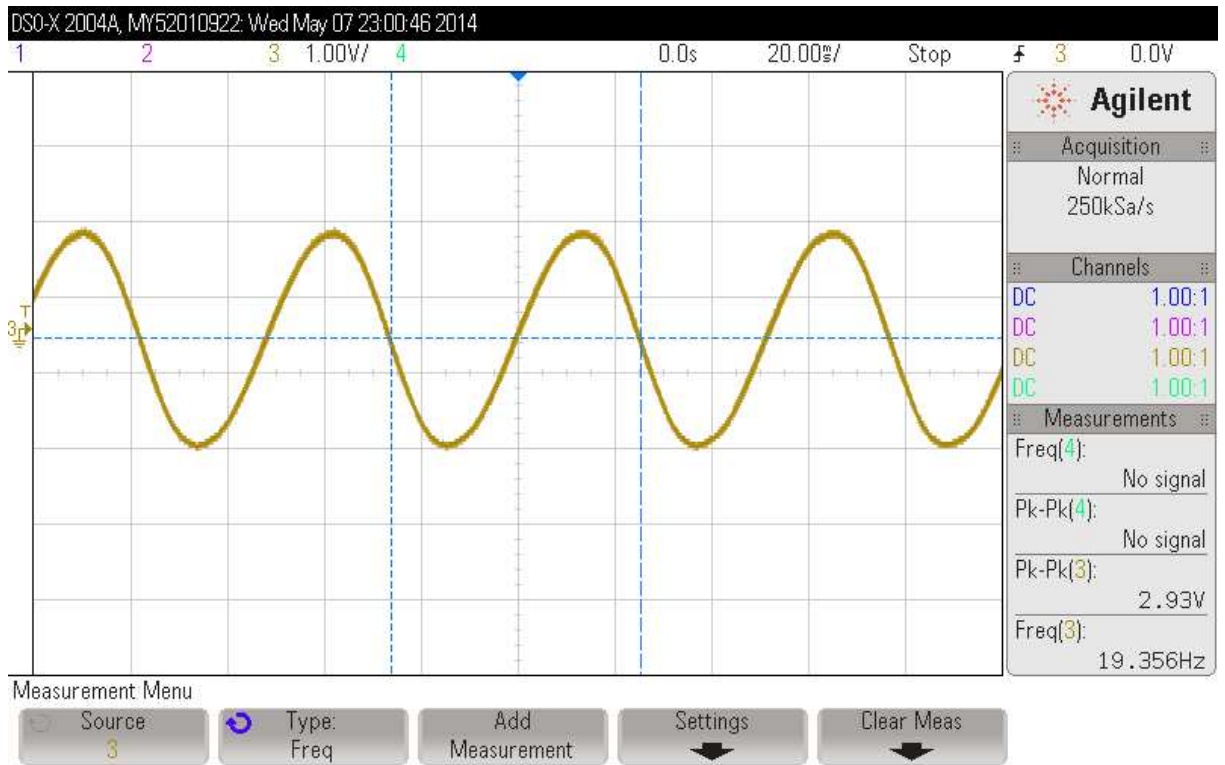
frekvence [Hz]	2	10	20	200	2000	5000	10000	20000
Výstupní napětí [V]	24,6	25,6	24,6	25	25	26	31	31

Jak ukazuje obrázek 9.2, je frekvenční charakteristika plochá. Od cca 5 kHz do 10 kHz stoupá výstupní napětí a od 10 kHz je charakteristika dále plochá.

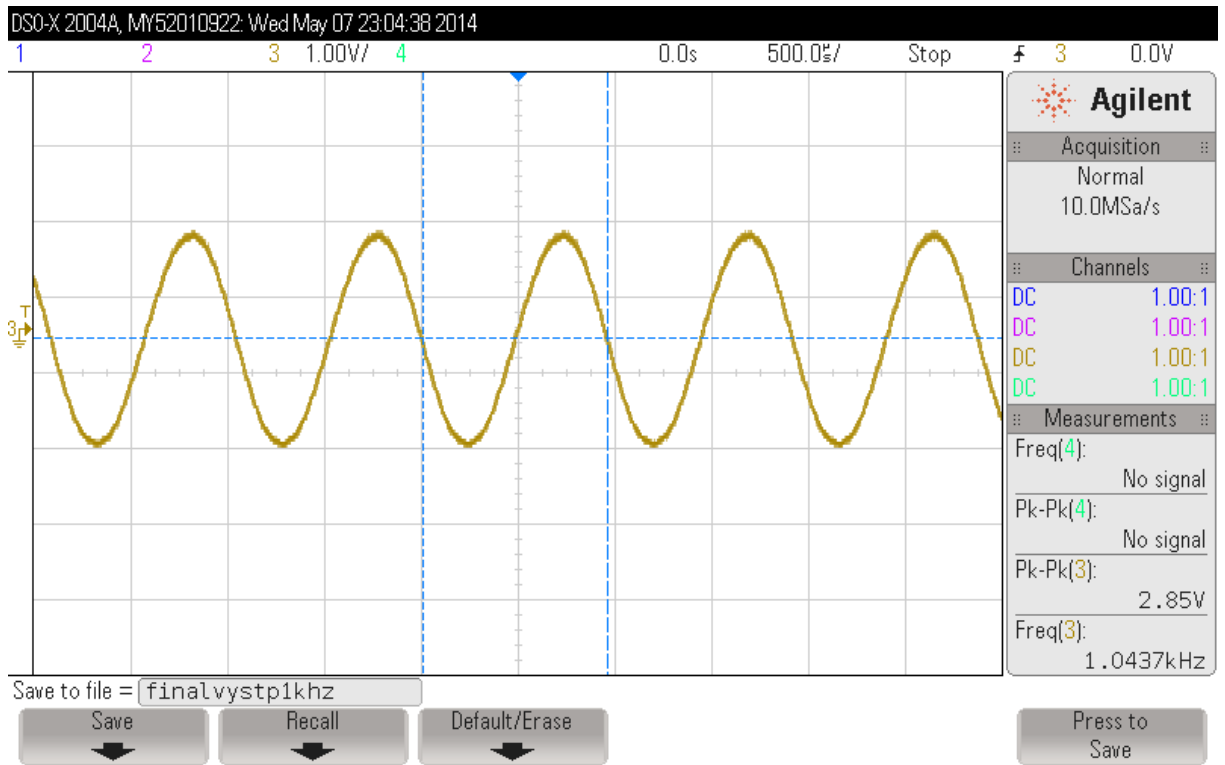


Obr. 9.2 Frekvenční charakteristika zdroje

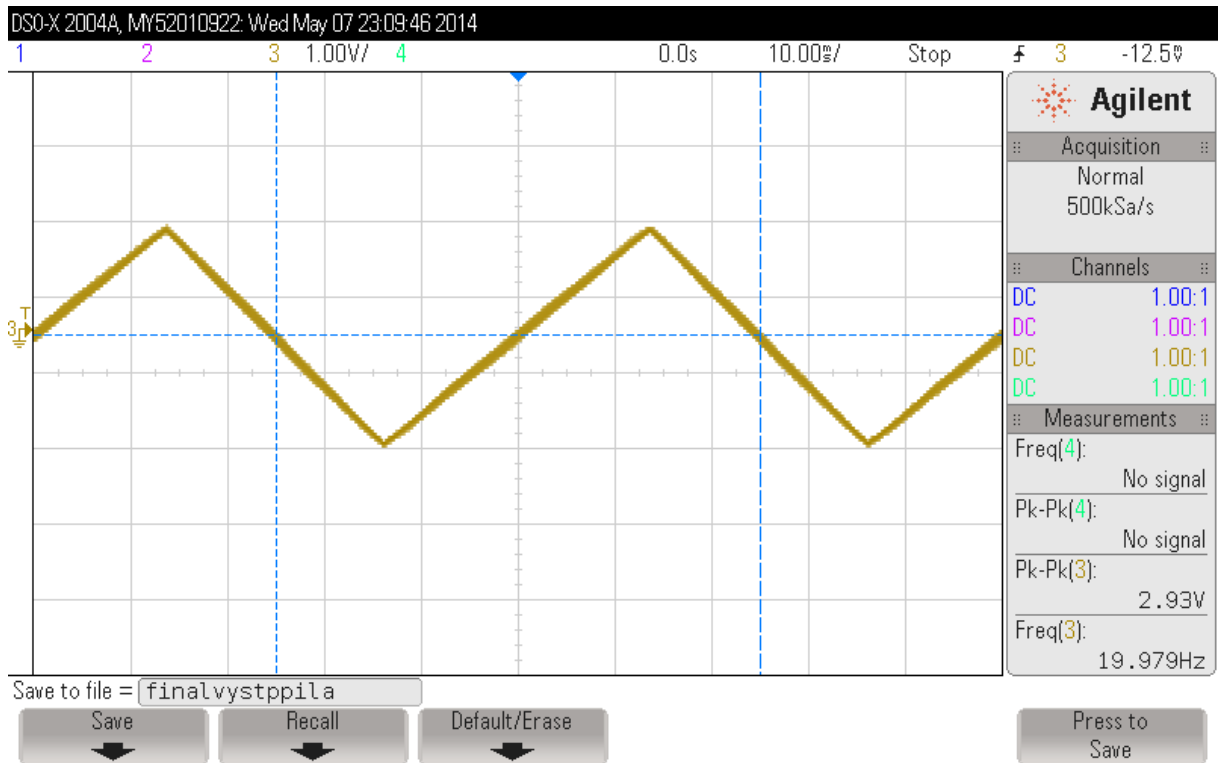
Zkonstruovaný zdroj je schopen pracovat od nulového kmitočtu. Na obrázcích 9.3 a 9.4 je oscilogram výstupního napětí při vstupním sinusovém napětí o frekvenci 20 Hz a 1 kHz. Na obrázcích 9.5 a 9.6 jsou oscilogramy výstupního napětí při vstupním trojúhelníkovém napětí s frekvencemi 20 Hz a 1 kHz. Všechny průběhy napětí byly měřeny diferenciální sondou s převodem 20:1. Hodnoty napětí na oscilogramech je tedy potřeba vynásobit 20x.



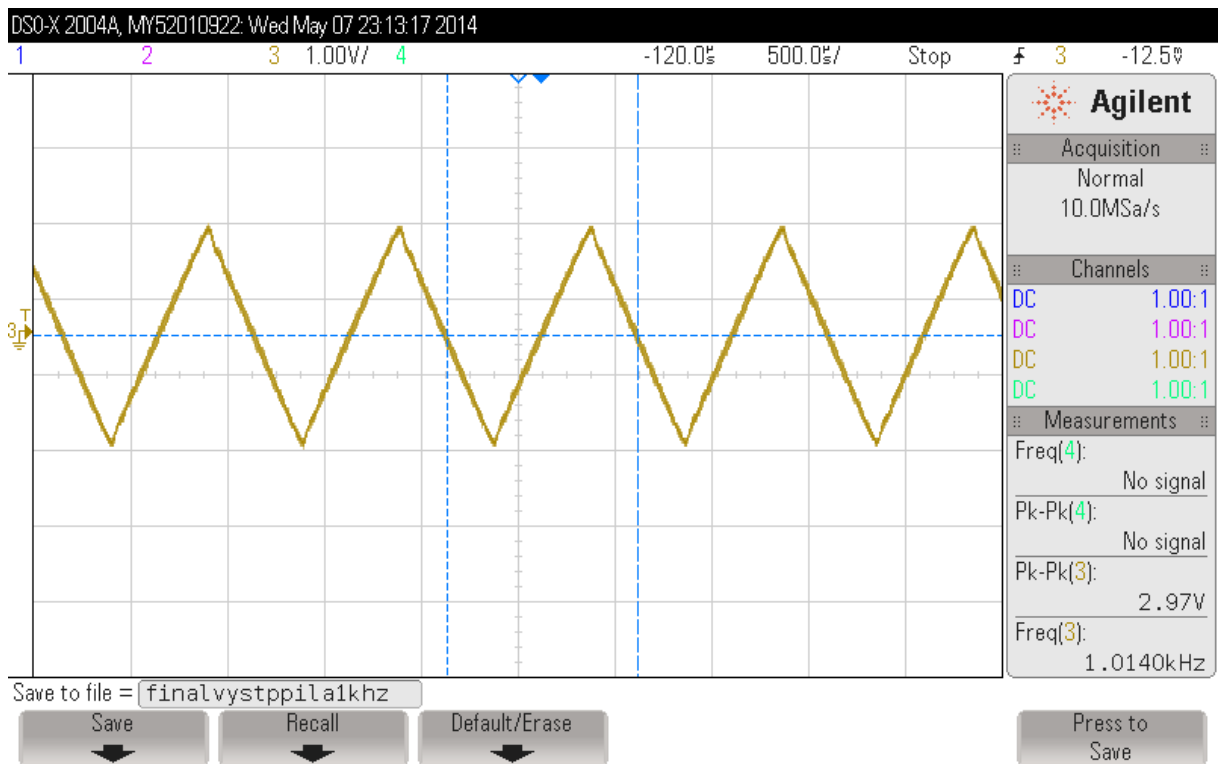
Obr. 9.3 Výstupní sinusové napětí 20 Hz



Obr. 9.4 Výstupní sinusové napětí 1 kHz



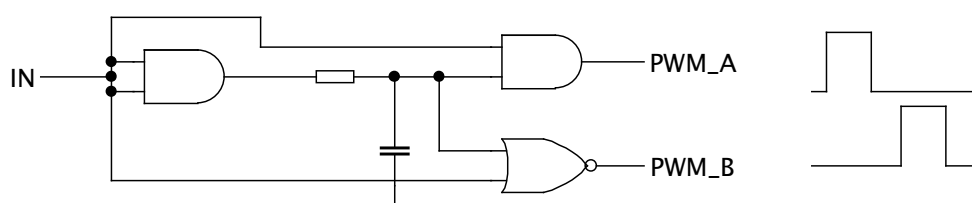
Obr. 9.5 Výstupní trojúhelníkové napětí 20 Hz



Obr. 9.6 Výstupní trojúhelníkové napětí 1 kHz

Při měření výstupního napětí zdroje se ukázalo, že při zatížení není možné na výstupu zdroje dosáhnout dostatečného rozkmitu. Při zvyšování rozkmitu postupně dochází ke značné deformaci výstupního napětí. Tento problém je s největší pravděpodobností způsoben vlastním řídicím obvodem UC3637. Tento závěr potvrzuje i provedený pokus, při kterém jsem za výstup z modulátoru zařadil jednoduchý PWM demodulátor v podobě RC článku. Výstupní napětí RC článku jsem sledoval osciloskopem. Ani na výstupu RC článku se nepodařilo dosáhnout dostatečného rozkmitu výstupního napětí. Výstupní napětí se značně zdeformovalo, přesto že vstupní signál nedosahoval ani poloviny rozkmitu trojúhelníkového signálu. Při pokusech o nápravu jsem zjistil, že generátor trojúhelníkového průběhu nemá konstantní rozkmit a dochází k jeho propadům (přesto, že napájecí napětí je stabilní). Tento jev se ve stejné míře projevil u všech čtyř obvodů, které jsem měl k dispozici. Odstranit tento jev se mi nepodařilo ani snížením frekvence trojúhelníkového generátoru na 100 kHz (tato hodnota je doporučena výrobcem).

Abych vyloučil problém v samotném výkonovém stupni, použil jsem k jeho buzení PWM signál z generátoru. Tento signál jsem doplnil jednoduchým obvodem pro vytvoření dvou signálů, které jsou v protifázi a mezi kterými je deadtime. Schéma tohoto obvodu je na obrázku 9.7.



Obr. 9.7 Obvod pro vytvoření deadtime

Při buzení výkonového stupně výše popsaným způsobem, se výkonový stupeň choval zcela standardně. Maximální výstupní napětí dosahovalo téměř hodnoty napájecího napětí. Stejně se choval výkonový stupeň i při zatížení. Změřená účinnost samotného výkonového stupně byla přes 95 %.

10 Závěr

Cílem této diplomové práce bylo popsání možností impulsně regulovaných zdrojů, které jsou schopny pracovat ve čtyřech kvadrantech výstupní VA charakteristiky. Práce popisuje principy funkce impulsně regulovaných zdrojů a jejich rozdělení. Také popisuje možné způsoby modulací používaných pro řízení impulsně regulovaných zdrojů

Práce dále popisuje návrh, realizaci a měření impulsně regulovaného laboratorního zdroje. Pro zapojení výkonového stupně jsem zvolil topologii plného můstku. Celý zdroj je napájen jedním nesymetrickým napětím 50 V. Jako spínací tranzistory jsem použil MOSFET tranzistory IRFS4321PBF v pouzdře D²PAK. Pro jejich buzení jsem použil integrované budiče UCC27201. Celý výkonový stupeň jsem realizoval na oboustranné desce plošných spojů o rozměrech 105,4 x 85,7. Tranzistory jsou umístěny na spodní straně desky tak, aby bylo možno přišroubovat chladič.

Pro řízení výkonového stupně jsem použil PWM modulaci. Jako PWM modulátor jsem použil obvod UC3637 od výrobce Texas Instruments. Vstupní signál je galvanicky oddělen od zbytku zdroje pomocí izolačního zesilovače HPCL-7800. Řídící obvod jsem realizoval na oboustranné desce plošných spojů, která má stejné rozměry jako deska výkonového stupně. Použití modulátoru UC3637 se ukázalo jako problematické. Přes veškeré úsilí se mi problematické chování modulátoru nepodařilo odstranit. V případě dalšího pokračování této práce je potřeba zaměřit se zejména na konstrukci modulátoru.

Přes všechny problémy s použitým modulátorem se mi podařilo zkonstruovat funkční vzorek výkonového stupně. Po nahrazení modulátoru provizorním zapojením, se mi podařilo ověřit funkčnost navrženého výkonového stupně, jehož účinnost je 95 %. Výsledky z jeho měření jsou popsány v kapitole 9.

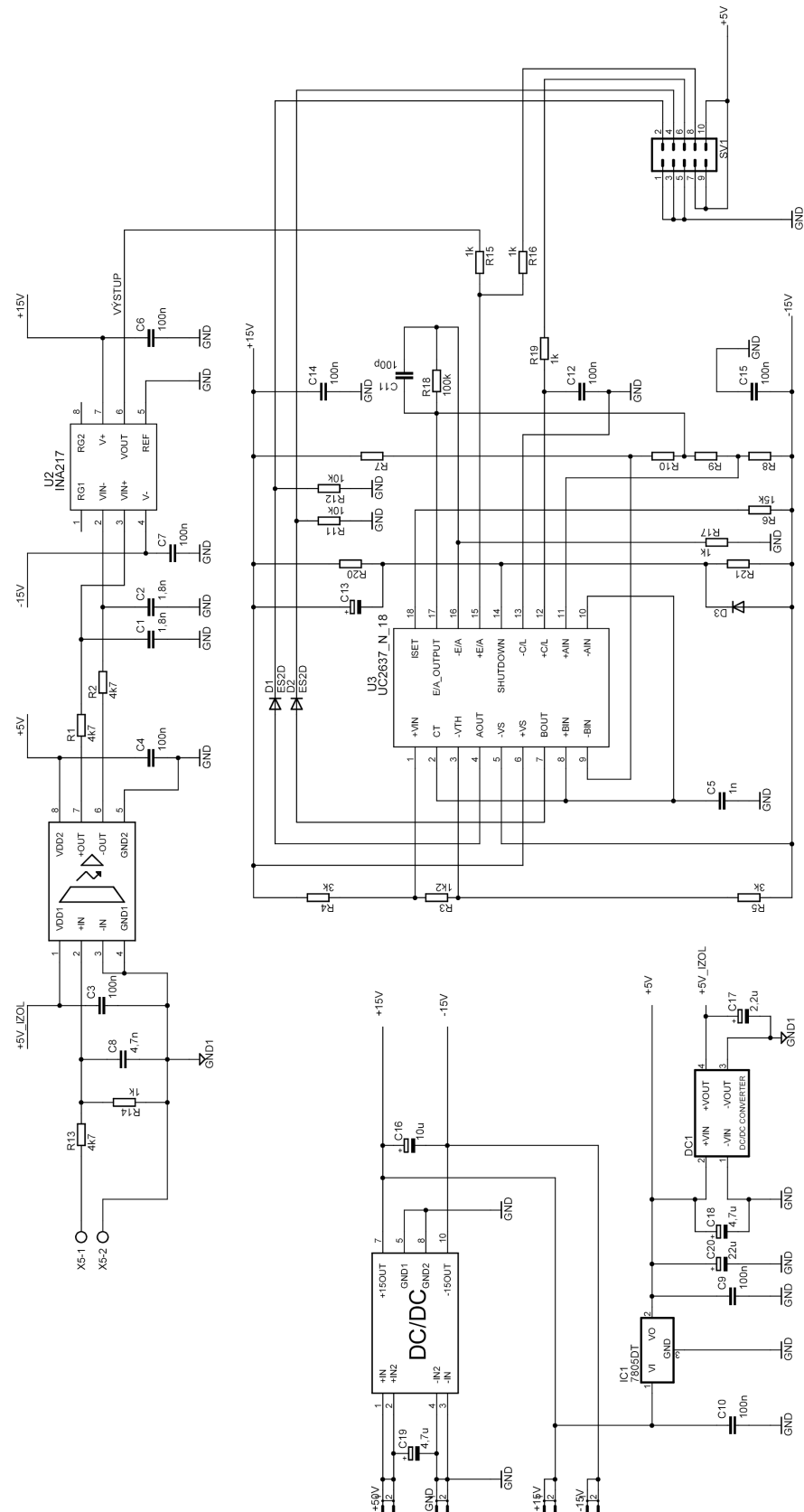
11 Seznam literatury a internetových zdrojů

- [1] HAMMERBAUER, Jiří. *Elektronické napájecí zdroje a akumulátory*. 1. vydání, Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 1996. 181 s. ISBN 55-051-96
- [2] ŠTÁL, Petr. *Výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D*. 1. vydání, Praha: BEN – technická literatura, 2008. 137 s. ISBN 978-80-7300-230-5
- [3] PINKER, Jiří; Koucký, Václav. *Analogové elektronické systémy*. 3. vydání, Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2006. 306 s. ISBN 55-064-06
- [4] Fóliové kondenzátory – základní informace. [online].[Citace 28.4.2014]. Dostupné z: http://www.es-ostrava.cz/index.php?page=prod_15&lang=cz
- [5] Basics of noise countermeasures.[online].[Citace 28.4.2014]. Dostupné z: http://www.murata.com/products/emicon_fun/2012/07/emc_en13.html?page=2
- [6] Delta modulation. [online].[Citace 28.4.2014]. Dostupné z: http://en.wikipedia.org/wiki/Delta_modulation
- [7] An introduction to delta sigma modulation.[online].[Citace 28.4.2014]. Dostupné z: <http://www.beis.de/Elektronik/DeltaSigma/DeltaSigma.html>
- [8] Principles of sigma–delta modulation for converters.[citace]. [Citace 28.4.2014]. Dostupné z: <http://www.numerix-dsp.com/appsnotes/APR8-sigma-delta.pdf>
- [9] Datasheet. HCPL-7800: High CMR Isolation Amplifiers. [online]. Dostupné z: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/hp/HCPL7800.pdf>
- [10] Datasheet. INA217: Instrumentation Amplifier. [online]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina217.pdf>
- [11] Datasheet. UC3637: Switched Mode Controller for DC Motor. [online]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/uc3637.pdf>

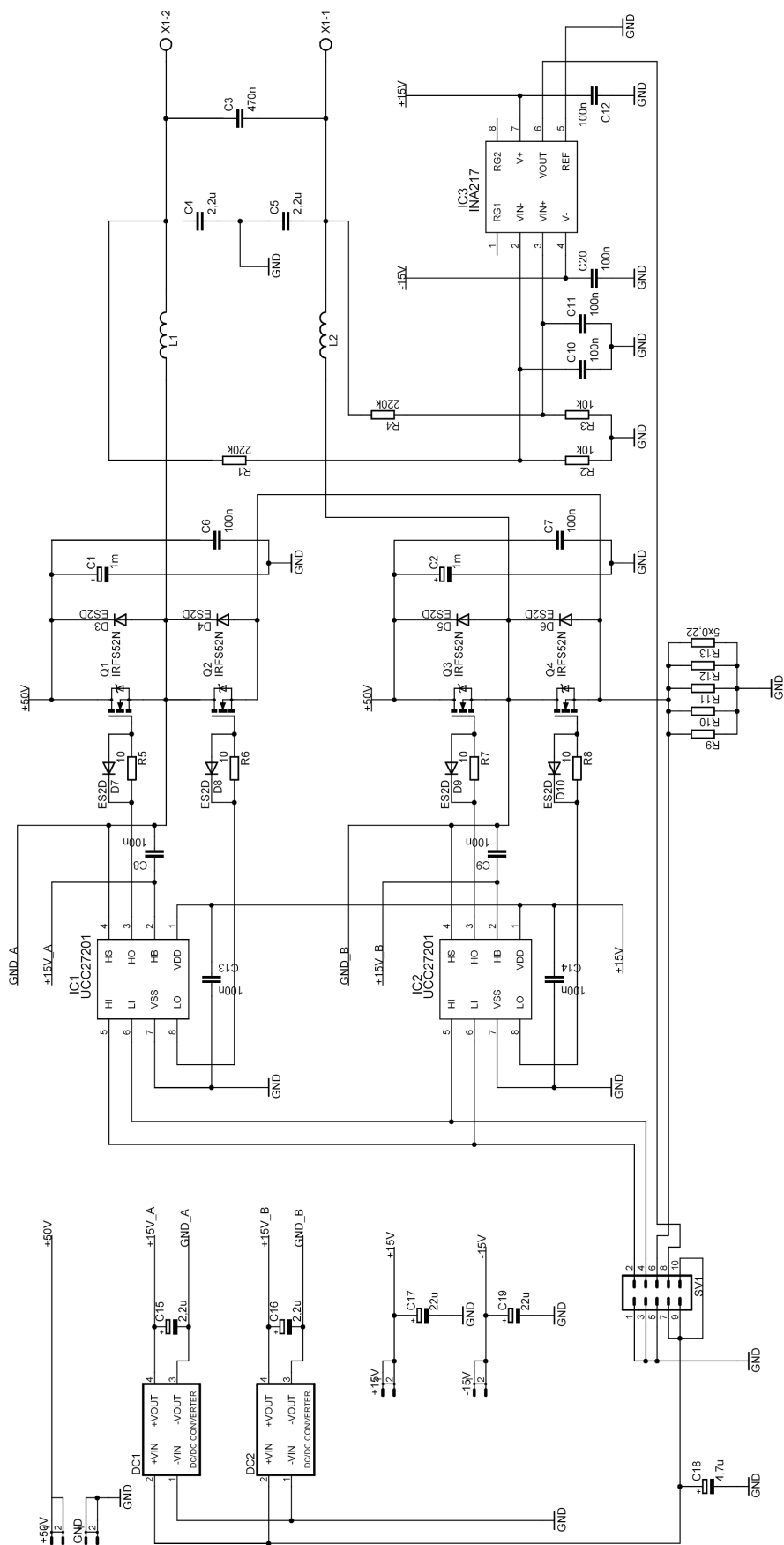
- [12] Datasheet. UCC27201: High-Side/Low-Side Driver. [online]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc27201.pdf>
- [13] CEREZO, Jorge. Application note AN-1070: Class D Audio Amplifier Performance Relationship to MOSFET Parameter. [online]. Dostupné z: <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1070.pdf>
- [14] HONDA, Jun, ADAMS, Johnatan. Application note AN-1071: Class D Audio Aplifier Basics. [online]. Dostupné z: <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1071.pdf>
- [15] Texas Instruments. Application note: Voltage Full Bridge DC-DC and DC-AC Converter for High Frequency Inverter Using C2000. [online]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/sprabw0/sprabw0.pdf>
- [16] MAREŠ Milan. Diplomová práce: Stabilizované zdroje napětí a proudu. [online]. Dostupné z: <https://portal.zcu.cz/stag?urlid=prohlizeni-prace-detail&praceIdno=40707>
- [17] Diode. [online]. [Citace 28.4.2014]. Dostupné z: <http://www.mathworks.com/help/physmod/elec/ref/diode.html>
- [18] Datasheet AM1S-N: 1 watt DC-DC converters. [online]. Dostupné z: <http://www.ges.cz/sheets/d/dcc1sxxx.pdf>
- [19] Datasheet FDD03: DC-DC CONVERTER 2 ~ 3W SINGLE & DUAL OUTPUT. [online]. Dostupné z: <http://www.tme.eu/cz/Document/3eea56a6e13b5d109ad678ea2b3caf57/fdd03en.pdf>
- [20] Datasheet IRFP240: Power MOSFET. [online]. Dostupné z: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irfp250npbf.pdf>
- [21] Datasheet IR2113:HIGH AND LOW SIDE DRIVER. [online]. Dostupné z: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/ir2110.pdf>

12 Přílohy

Příloha A – Schéma zapojení řídicí části zdroje:

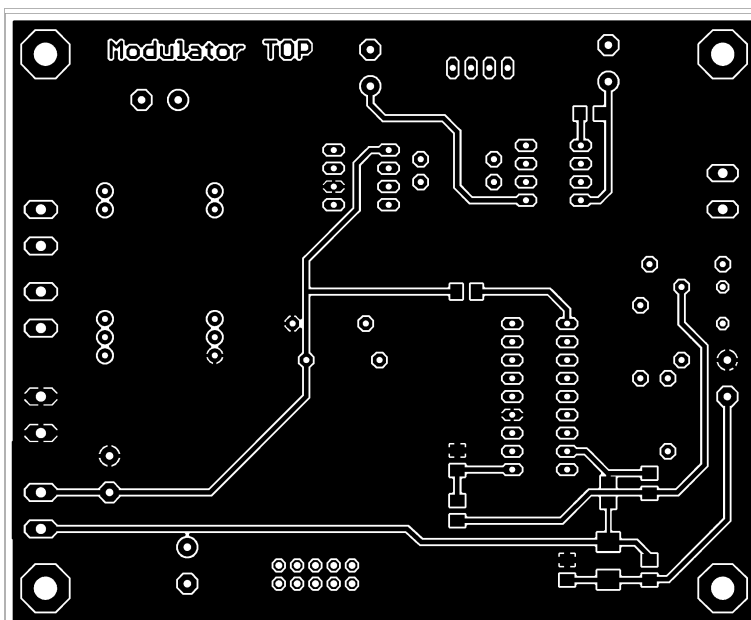
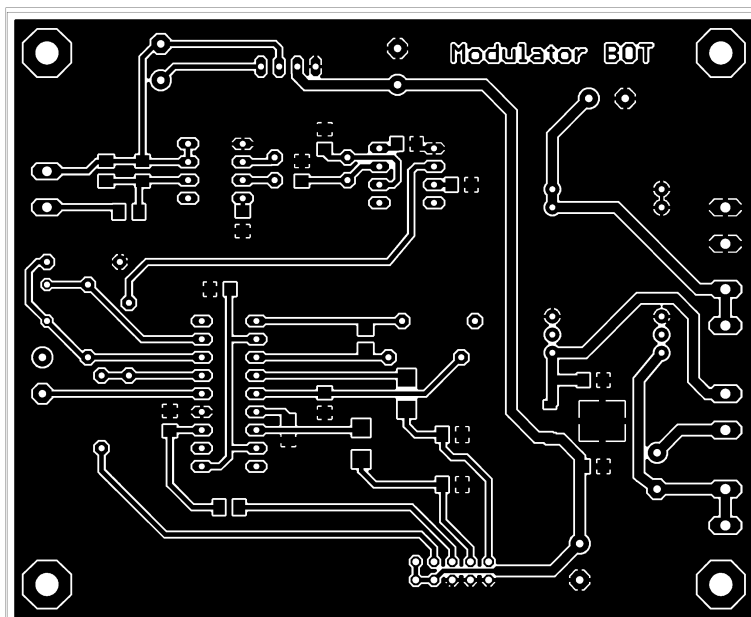


Příloha B – Schéma zapojení výkonové části:



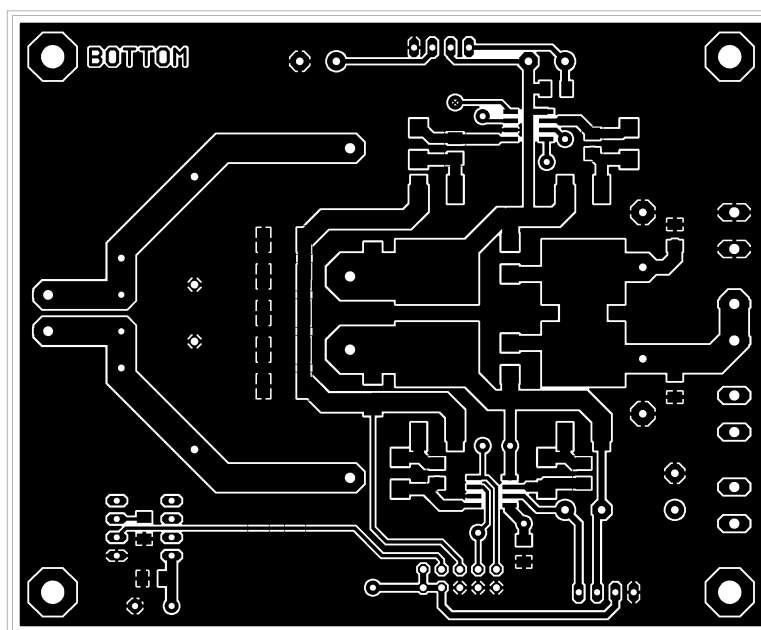
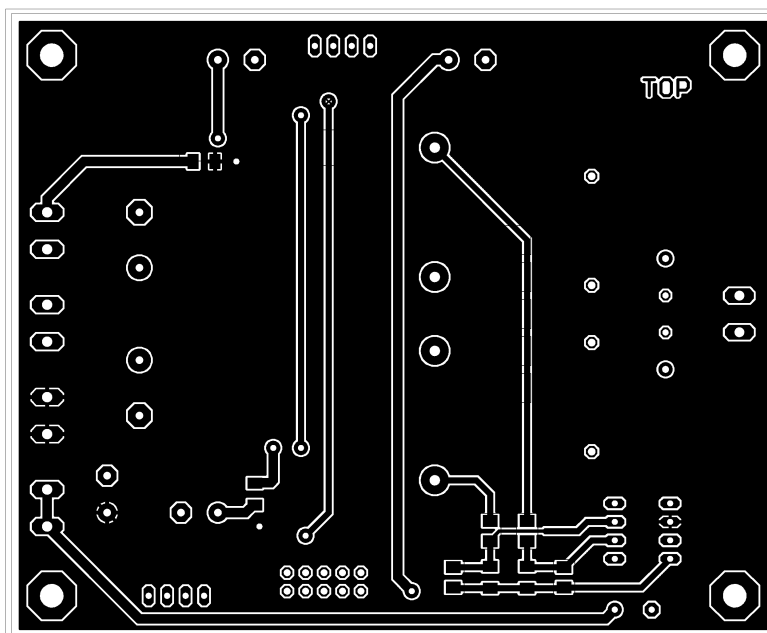
Příloha C – Motiv řídicí DPS

Rozměry desky jsou 105,4 x 85,7. Rozteče montážních děr jsou 94 x 74,3.



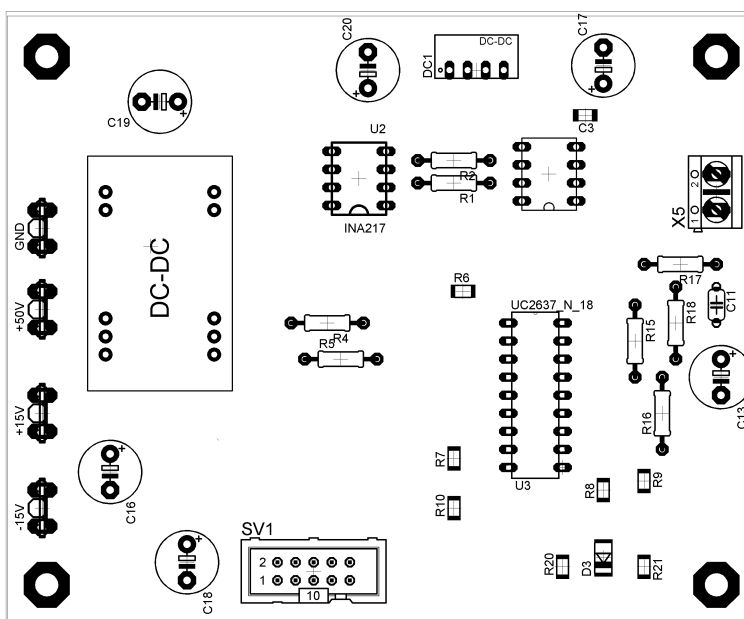
Příloha D – Motiv výkonové DPS

Rozměry desky jsou 105,4 x 85,7. Rozteče montážních děr jsou 94 x 74,3.

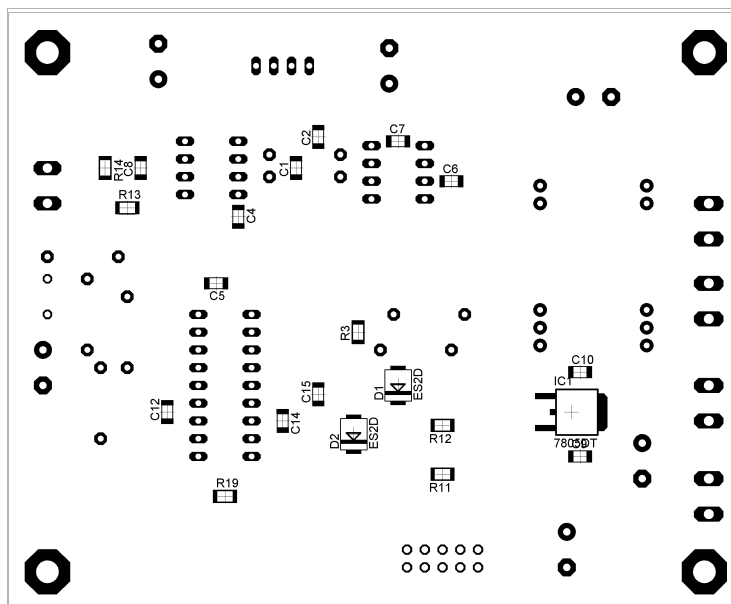


Příloha E – Osazovací plány řídicí DPS

Osazovací plán TOP vrstvy:

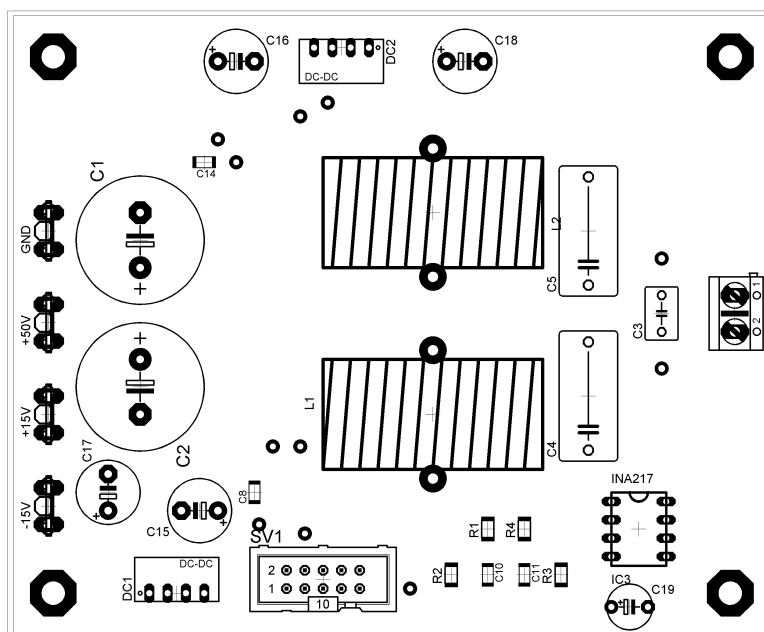


Osazovací plán BOTTOM vrstvy:



Příloha F – Osazovací plány výkonové DPS

Osazovací plán TOP vrstvy:



Osazovací plán BOTTOM vrstvy:

