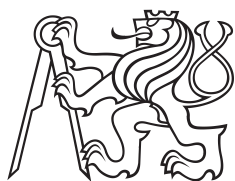


Bakalářská práce



České
vysoké
učení technické
v Praze

Fakulta elektrotechnická
Katedra mikroelektroniky

Zdroj 5 kV / 4 mA řízený procesorem

Ladislav Havlát

2014

Vedoucí práce: Ing. Lubor Jirásek, CSc.

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická

katedra mikroelektroniky

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

Student: **H A V L Á T Ladislav**

Studijní program: Komunikace, multimédia a elektronika
Obor: Aplikovaná elektronika

Název tématu: **Zdroj 5 kV / 4 mA řízený procesorem**

Pokyny pro vypracování:

1. Prostudujte dostupnou literaturu týkající se napájecích zdrojů vysokého napětí.
2. Na základě 1) navrhnete a realizujete zdroj vysokého napětí 0 V - 5 kV.
3. Proveďte ověřovací měření.
4. Zhodnotte dosažené výsledky.
5. Navrhnete případné další změny zapojení.
6. Zařízení zůstane v majetku zadávajícího pracoviště.
7. Publikování výsledků dosažených v této práci je možné pouze se svolením zadavatele.

Seznam odborné literatury:

- [1] Krejčířík, A.: Napájecí zdroje I. - III., BEN, Praha 2003 a další vydání.
- [2] Aplikační poznámky fy Texas Instrument
- [3] Aplikační poznámky fy IR
- [4] Balogh, L.: Design and Application Guide for High Speed MOSFET Gate Drive Circuits. (www.ti.com/lit/ml/slup169/slup169.pdf), leden 2014.

Vedoucí: **Ing. Lubor Jirásek, CSc.**

Platnost zadání: 31. 8. 2015

L.S.

Prof. Ing. Miroslav Husák, CSc.
vedoucí katedry

Prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
děkan

V Praze dne 29. 1. 2014

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem bakalářskou práci *Zdroj 5 kV / 4 mA řízený procesorem* zpracoval samostatně s přispěním vedoucího práce a používal jsem pouze literaturu uvedenou na konci práce. Souhlasím se zapůjčováním práce a jejím zveřejňováním.

V Praze dne 23. 5. 2014.

.....

Abstrakt / Abstract

Tato bakalářská práce se zabývá možnostmi realizace spínaného zdroje vysokého napětí pro laboratorní použití.

V teoretické části jsou vymezeny základní pojmy z oblasti spínaných napájecích zdrojů a analyzovány jejich základní topologie včetně odvození matematických vztahů potřebných pro jejich řízení. Dále jsou identifikovány jejich výhody a nevýhody pro danou konstrukci, na jejichž základě je zvolen jednočinný blokující zdroj typu Flyback.

V konstrukční části je detailně popsán postup konstrukce zdroje s důrazem na praktickou realizaci prototypu.

V závěru je práce doplněna výsledky měření prototypu zdroje a zhodnocením schůdnosti této metody řízení.

This bachelor thesis studies possible ways of construction of a high voltage switching mode power supply for laboratory use.

The theoretical part covers fundamental principles in theory of switching mode power supplies. Important equations needed for controlling of such power supply are derived, identifying particular pros and cons of each topology for given purpose.

The construction part provides detailed proceedings in the construction of a high voltage Flyback power supply, emphasizing practical implementation of a prototype.

Measurement results and an evaluation of feasibility of such power supply is covered in the conclusion.

Obsah /

1 Úvod	1
2 Teoretická část	2
2.1 Spínaný zdroj	2
2.2 Součásti spínaných zdrojů	2
2.2.1 Indukčnosti a magnetické materiály	3
2.2.2 Výkonové spínací prvky a jejich řízení	4
2.3 Topologie spínaných zdrojů	6
2.3.1 Definice pojmů	6
2.3.2 Akumulace energie ve zdrojích s indukčností	7
2.3.3 Jednočinný propustný měnič (Buck)	8
2.3.4 Dvojjčinný propustný měnič (Push-Pull)	11
2.3.5 Buck-Boost invertor	13
2.3.6 Izolovaný blokující jednočinný měnič (Flyback) ..	15
2.4 Řízení spínaného zdroje	16
3 Konstrukční část	17
3.1 Výběr topologie	17
3.1.1 Propustný dvojjčinný zdroj	17
3.1.2 Dvojjčinný zdroj s kapacitním násobičem	18
3.1.3 Jednočinný blokující zdroj (Flyback)	18
3.2 Návrh měniče typu Flyback	18
3.2.1 Časování spínače	19
3.2.2 Výkony, proudy a indukčnosti vinutí	19
3.2.3 Návrh magnetického jádra a vinutí	20
3.2.4 Mechanická konstrukce transformátoru	21
3.3 Návrh vstupních obvodů	22
3.3.1 Primární spínací obvod	22
3.3.2 Budicí obvod spínacího tranzistoru	22
3.3.3 Vstupní filtr	23
3.4 Návrh výstupních obvodů	23
3.4.1 Usměrňovací dioda	23
3.4.2 Výstupní kondenzátor a předzátěž	24
3.5 Zdroj referenčního napětí	25
3.6 Napěťová zpětná vazba	27
3.6.1 Izolační zesilovač	27
3.6.2 Výběr a výpočet součástek	28
3.6.3 Simulace zesilovače v prostředí PSpice	30
3.7 Snímač proudového omezení	30
3.8 Pomocné obvody	33
3.8.1 Ochranné obvody	33
3.8.2 Kontrola vstupního napětí	33
3.8.3 Programovací rozhraní	34
3.8.4 Komunikační rozhraní	34
3.8.5 Komunikační protokol	34
3.9 Řídicí mikrokontrolér	35
3.9.1 A/D převodník a analogové komparátory	36
3.9.2 Modul PSC	36
3.10 Řídicí program	38
3.10.1 Základní principy	38
3.10.2 Zpěťnovazební regulátor	39
3.10.3 Funkce A/D převodníku	40
3.10.4 Implementace komunikačního protokolu	40
3.11 Návrh desky plošných spojů	41
3.11.1 Problematika zemnění na DPS	41
3.11.2 Vysokonapěťová část	42
3.12 Mechanická konstrukce zdroje	42
3.13 Ovládací PC program	42
3.13.1 Koncepte ovládání	42
4 Měření	43
4.1 Měření zatěžovací charakteristiky	43
4.2 Naměřené časové průběhy	43
5 Závěr	46
Literatura	47
A Výstupy simulací	49
A.1 Izolační zesilovač napěťové zpětné vazby	49
A.2 Kapacitní násobič napětí	52
B Komunikační protokol	53
B.1 Kódy příkazů a jejich význam	53
B.2 Kódy odpovědí a jejich význam	53
C Schémata	55

Tabulky / Obrázky

3.1. Zadané parametry zdroje	17
3.2. Parametry IRF840	22
3.3. Zapojení konektoru komunikačního rozhraní	35
3.4. Struktura packetu komunikačního protokolu.	35
3.5. Zesílení ZV dle šířky pulsu.....	39
2.1. Model MOSFET ve spínacím režimu.....	5
2.2. Příklad řešení budiče MOSFET...	5
2.3. Obvod Bootstrap.....	6
2.4. Schéma snižujícího propustného měniče.....	8
2.5. Analýza propustného spojitého měniče.....	8
2.6. Analýza propustného nespojitého měniče.....	10
2.7. Schéma jednočinného propustného měniče s transformátorem ..	12
2.8. Schéma dvojčinného propustného měniče.....	12
2.9. Analýza dvojčinného propustného měniče	13
2.10. Schéma blokujícího invertoru....	13
2.11. Analýza spojitého invertoru	14
2.12. Analýza nespojitého invertoru. ..	15
2.13. Schéma měniče Flyback.....	16
3.1. Blokové schéma TL431	26
3.2. Zapojení TL431.....	26
3.3. Schéma linearizovaného optočlenu.	27
3.4. Analýza izolačního zesilovače. ...	30
3.5. Snímač proudu s rezistorem	31
3.6. Snímač proudu s transformátorem	32
3.7. Snímač primárního proudu.....	33
3.8. PWM - Four Ramp Mode	37
3.9. PWM - One Ramp Mode.....	38
3.10. Blokové schéma ZV regulátoru ..	39
4.1. Změřená zatěžovací charakteristika	43
4.2. Časové průběhy ve zdroji	44
4.3. Časové průběhy ve zdroji	44
4.4. Časové průběhy ve zdroji	45
A.1. Simulace izolačního zesilovače ...	50
A.2. Simulace izolačního zesilovače ...	50
A.3. Simulace izolačního zesilovače ...	51
A.4. Simulace izolačního zesilovače ...	51

Seznam použitých zkratek a symbolů

AVR	<i>Advanced RISC</i> , rodina mikrokontrolérů fy Atmel.
CMOS	<i>Complementary Metal Oxide Silicon</i> , řada logických obvodů.
MCU	Mikrokontrolér.
PWM	Pulsně šířková modulace.
RISC	<i>Reduced instruction set computing</i> . Typ instrukční sady MCU.
SPI	<i>Serial peripheral interface</i> .
TTL	<i>Transistor-transistor logic</i> , řada logických obvodů.
UART	<i>Universal asynchronous receiver/transmitter</i> .

A_g	m^2	Efektivní průřez vzduchové mezery.
A_L	H/n^2	Součitel indukčnosti cívky.
B_s	T	Saturační magnetická indukce.
C	F	Elektrická kapacita.
C_{GD}		Kapacita Gate-Drain tranzistoru MOSFET.
C_{GS}		Kapacita Gate-Source tranzistoru MOSFET.
CTR	–	<i>Current transfer ratio</i> , proudový přenos optočlenu.
ESR	Ω	Ekvivalentní sériový odpor kondenzátoru.
ESL	H	Ekvivalentní sériová indukčnost kondenzátoru.
i	A	Elektrický proud (okamžitá hodnota).
I		Elektrický proud (střední hodnota).
I_D		Maximální proud drainu MOSFET.
I_{FAV}		Maximální střední propustný proud diodou.
I_{pk}		Elektrický proud (špičková hodnota).
I_{out}		Střední hodnota výstupního proudu.
L	H	Indukčnost.
l_g	m	Délka vzduchové mezery.
N	–	Počet závitů cívky.
p	–	Převod transformátoru.
\mathcal{R}	$A \cdot z/H$	Reluktance, magnetický odpor.
R	Ω	Elektrický proud.
$R_{DS,on}$		Odpor kanálu MOSFET v sepnutém stavu.
t	s	Čas ve významu časové souřadnice.
t_{rr}		Čas závěrného zotavení polovodičové diody.
T		Délka pracovní periody zdroje.
u	V	Elektrické napětí (okamžitá hodnota).
U		Elektrické napětí (střední hodnota).
U_F		Napětí na diodě v propustném směru.
U_{rrm}		Maximální závěrné napětí diody.
$U_{DS,max}$		Maximální blokovací napětí MOSFET.
U_{out}		Střední hodnota výstupního napětí.
μ_i	–	Počáteční relativní permeabilita materiálu.
τ	s	Časový interval.
τ_{on}		Délka nabíjecí části pracovní periody.
τ_{off}		Délka vybíjecí části pracovní periody.

Kapitola 1

Úvod

Tato bakalářská práce se zabývá konstrukcí vysokonapětového spínaného stabilizovaného zdroje, určeného pro laboratorní použití.

Teoretická část se zabývá vymezením základních pojmů a principů, se kterými se u spínaných zdrojů setkáváme. Bude vysvětlena funkce spínaného zdroje, vyjmenovány jeho nezbytné součásti a jejich role v obvodovém zapojení. Jednotlivé používané topologie spínaných zdrojů budou analyzovány z hlediska závislostí mezi obvodovými a časovými veličinami a budou identifikovány výhody a nevýhody každého zapojení pro daný účel.

Konstrukční část se věnuje praktické konstrukci zdroje vybrané topologie s důrazem na realizaci funkčního prototypu. Postupně budou probírány jednotlivé funkční bloky přístroje, zvažována jejich možná konstrukční řešení a provedeny veškeré potřebné výpočty.

Závěrem budou prezentovány výsledky ověřovacích měření na sestaveném prototypu a zhodnocena praktická proveditelnost takové konstrukce.

Kapitola 2

Teoretická část

2.1 Spínaný zdroj

Spínané zdroje, nebo též spínané měniče, jsou v současnosti stále populárnější metoda regulace napětí či výkonu. Používají se jak v oblasti spotřební elektroniky (v téměř každém moderním domácím spotřebiči jej nalezneme na místě síťového transformátoru), tak i v průmyslu – jmenujme spínané frekvenční měniče pro regulaci asynchronních motorů nebo svářecí invertory, konstruované jako výkonné dvojčinné zdroje malého napětí.

Princip spínaného zdroje spočívá v generování vysokofrekvenčního proudu, který může být transformován, je opět usměrněn a vyhlazen. Pracovní frekvence bývá v desítkách kHz až jednotkách MHz. Při této frekvenci stačí podstatně menší filtrační kapacita a indukčnost k dosažení malého zvlnění, než je tomu u klasického síťového zdroje pracujícího s průmyslovou frekvencí 50 Hz. Všechny výkonové polovodičové prvky jsou provozovány ve spínacím režimu, což zaručuje vysokou účinnost a snižuje nároky na chlazení. Vysoká pracovní frekvence navíc při volbě vhodného materiálu jádra transformátoru (obvykle ferit) zmenšuje potřebný průřez jádra i počet závitů vinutí. Zdroje jsou tedy i při velkých výkonech velmi kompaktní. Různé topologie zapojení umožňují napětí zvyšovat, snižovat, případně i téměř bezztrátově plynule regulovat, což z nich dělá ideální kandidáty pro použití v zařízeních napájených bateriemi, kde je nutné šetřit energií, jak je to jen možné.

Mezi hlavní nevýhody spínaných zdrojů patří poměrně velká složitost zapojení proti tradičnímu řešení se síťovým transformátorem¹⁾ a při nedůsledném návrhu mohou být zdrojem elektromagnetického rušení. Velké síťové spínané zdroje bez patřičné kompenzace (PFC) zatěžují síť nízkým účínkem a způsobují deformaci sinusového průběhu v rozvodné síti. Vysoká pracovní frekvence a obdélníkový průběh proudu také klade větší nároky na dynamické parametry použitých součástek, zvláště spínacích prvků (tranzistorů), usměrňovacích diod na výstupu a filtračních kondenzátorů.

Obrovský rozvoj spínaných zdrojů umožnily především moderní polovodičové spínací součástky, výkonové unipolární tranzistory. Proti klasickým bipolárním tranzistorům mají výhodu nepatrného propustného odporu v sepnutém stavu (běžně desítky mΩ) a tudíž malých ztrát. Také řídicí obvody dnes najdeme ve formě kompletních integrovaných obvodů, obsahujících PWM modulátor, obvody zpětné vazby i proudového omezení v jedné součástce, například známý UC3845 pro jednočinné měniče nebo TL494 pro výkonné dvojčinné zdroje formátu ATX v osobních počítačích.

2.2 Součásti spínaných zdrojů

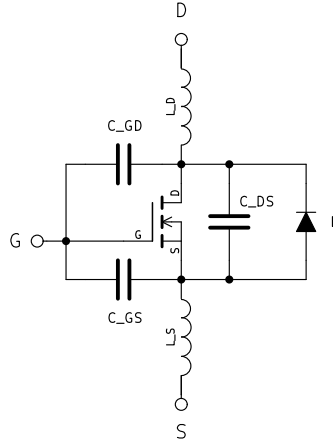
Spínaný zdroj musí vždy obsahovat tyto základní součásti:

■ spínací prvek

Úkol spínacího prvku je převést vstupní stejnosměrné napětí na přerušovaný signál obdélníkového tvaru. V závislosti na topologii zdroje může mít stejnosměrnou složku (v jednočinných zdrojích) nebo může být střídavý (ve dvojčinných zdrojích). Ideální spínací prvek se nachází vždy v jednom ze dvou stavů:

- a) sepnutém, kdy je na něm nulové napětí a protéká plný proud.

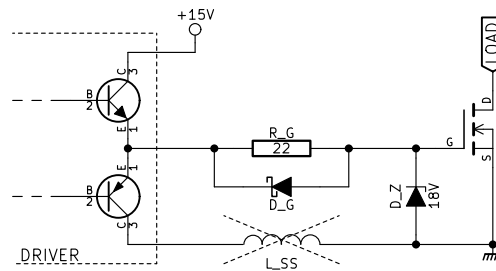
¹⁾ I když například moderní integrované obvody řady *TOPSwitch* fy Power Integrations umožňují sestavit spínaný zdroj s minimálním počtem podpůrných součástek.



Obrázek 2.1. Model MOSFET pro analýzu spínacího režimu (převzato z [2]).

na Drainu a Gate je tedy fázový posun 180° a napětí téměř rovné napájecímu napětí silové části. Kapacita C_{GS} se násobí „zesílením“ tranzistoru a zpomaluje sepnutí i rozepnutí tranzistoru (efekt *Miller plateau*, detaily v [2]).

Budicí obvod pro spínač jednočinného zdroje je typicky realizován pomocí dvojice komplementárních bipolárních nebo unipolárních tranzistorů, které jsou schopny dodat dostatečný proud po krátkou dobu nabíjení nebo vybíjení kapacity hradla. Vzhledem k rychle narůstajícímu napětí na Drainu v okamžiku rozepnutí, které se přes Millerovu kapacitu snaží udržet tranzistor otevřený, bývá potřebný větší proud při rozpínání (vybití hradla), než při spínání. Tato asymetrie je dále podpořena vložením Schottkyho diody paralelně k budicímu rezistoru, která eliminuje jeho vliv při rozepnutí. Samotné hradlo je vhodné chránit Zenerovou nebo lavinovou diodou proti napěťovým špičkám, které mohou vznikat v důsledku parazitních indukčností v obvodu. V každém případě je vhodné řídit se doporučením výrobce, který často vhodné zapojení uvádí v katalogovém listu. Výsledné zapojení budiče je na obr. 2.2.

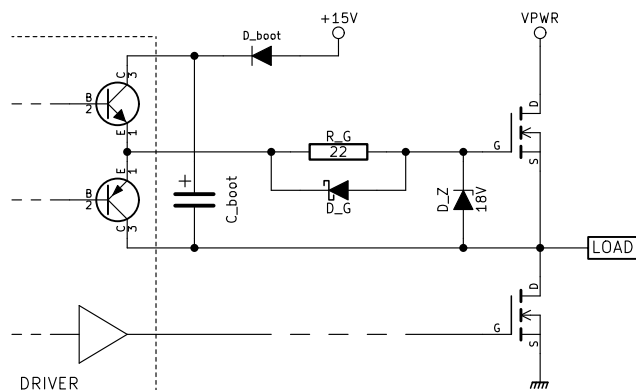


Obrázek 2.2. Příklad řešení budiče tranzistoru MOSFET.

Pro dosažení dostatečné rychlosti nabíjení a vybíjení hradla a kvůli potlačení přechodových jevů je nutné minimalizovat indukčnost zemního i řídicího spoje a celý obvod realizovat na co nejmenší ploše. Referenční zem budiče je třeba připojit přímo na Source tranzistoru i za cenu posunutí potenciálu (např. snímačem proudu) – moderní budicí obvody s touto konfigurací počítají a připouštějí malý rozdíl potenciálů mezi vstupní a výstupní zemí.

Dvojčinný zdroj v konfiguraci plného nebo polovičního můstku vyžaduje navíc plovoucí řízení horního tranzistoru. Pokud zdroj pracuje s relativně vysokým vstupním napětím (usměrněná rozvodná síť), nastává problém se zajištěním vhodného posunutí řídicího napětí horního tranzistoru vzhledem k zemi. Řešení spočívá buď v použití speciálního impulsního budičového transformátoru (případně doplněného vhodným tvarovacím obvodem)

nebo moderního vysokonapětového integrovaného obvodu, jako je například IR2121. Ten používá techniku *bootstrappingu* pro vytvoření potřebného napětí 15 V, posunutého záporným pólem na úroveň středu můstku, lze jej tedy připojit přímo k hornímu spínacímu tranzistoru vodivosti kanálu N.



Obrázek 2.3. Příklad řešení budiče horního tranzistoru MOSFET technikou bootstrappingu.

Horní budič je napájen z kondenzátoru C_{boot} , který musí mít dostatečnou kapacitu a minimální ESR. Je průběžně dobíjen přes diodu D_{boot} , vždy v okamžiku, kdy je sepnut dolní tranzistor. Celý obvod je tedy na potenciálu zátěže (označeno **LOAD**).

Je také nutné zajistit, aby za žádných okolností nemohlo dojít k současnému sepnutí horního a dolního tranzistoru. Toto opatření bývá realizováno kombinací logiky v budičím IO. Vzhledem ke jmenovitým časům spínání/rozpínání by měl řídicí obvod vkládat mezi kladné a záporné pulsy dostatečnou mezeru, nazývanou *Dead-time*, která umožňuje korektní dokončení přechodových dějů v obvodu. Stále také platí veškeré předpoklady o minimální indukčnosti přívodů a příslušná pravidla návrhu desky plošných spojů.

Takovýto budič by byl nutný pro původně uvažovaný dvojčinný zdroj, který se však ukázal jako nerealizovatelný (viz kap. 3.1.1). Detaily konstrukce bootstrappingového obvodu popisuje [2].

2.3 Topologie spínaných zdrojů

2.3.1 Definice pojmů

Před studiem jednotlivých možností uspořádání spínaného zdroje definujeme několik pojmů, které budeme v dalším textu používat.

- **Propustný zdroj** je takový spínaný zdroj, kde se část energie předává přímo ze vstupu na výstup. Může jít o přímý průtok proudu mezi vstupní a výstupní svorkou nebo o přenos prostřednictvím izolačního impulsního transformátoru. Zbývající část energie je ukládána do akumulačního prvku.
- **Blokující zdroj** pracuje tak, že se veškerá energie ze vstupu nejprve uloží do akumulačního prvku, aby byla ve druhé části pracovní periody opět vrácena do obvodu, tentokrát na výstup a při jiném napětí.
- **Spojité režim**, o kterém mluvíme v případě, že proud akumulačním prvkem (pracovní indukčností, značíme jej i_L) nikdy neklesá na nulu. Lze říci, že indukčnost v sobě v každém okamžiku uchovává jistou „rezervu“ energie, která je pouze doplňována a částečně odebírána.

- **Nespojitý režim**, ve kterém zdroj po určité části periody nepřenáší energii a spoléhá pouze na schopnost výstupního filtru udržet dostatečné napětí na výstupu. Tuto část periody budeme nazývat **neaktivní**.

Dále definujeme několik důležitých veličin a proměnných, společných pro všechny popisované topologie.

- **Měrná nabíjecí doba**, též ekvivalentně **měrná doba sepnutí spínače**, poměr délky sepnutí spínače a periody:

$$D = \frac{\tau_{on}}{T} \quad (2)$$

- **Měrná vybíjecí doba**, poměr délky vybíjení akumulčního prvku

$$d = \frac{\tau_{off}}{T} \quad (3)$$

Vztah mezi měrnou nabíjecí a vybíjecí dobou závisí na pracovním režimu zdroje. Pokud je spojitý, pak platí:

$$\begin{aligned} D + d &= 1 \\ d &= 1 - D \end{aligned} \quad (4)$$

Pokud jde o nespojitý režim, rovnice (4) neplatí, neboť v neaktivní části periody se energie nepřenáší.

- **Proud cívkou** i_L , standardní obvodová veličina, která má ve zdrojích zásadní význam. Lze říci, že přenos energie se realizuje změnami tohoto proudu. Jeho orientace je vždy taková, že kladné znaménko znamená tok proudu ze vstupu měniče.

2.3.2 Akumulace energie ve zdrojích s indukčností

Všechny dále popisované topologie spínaných zdrojů využívají stejného principu dočasného uložení energie do magnetického pole pracovní cívkou. Připomeňme vztah obvodových veličin na indukčnosti:

$$\begin{aligned} u &= L \cdot \frac{di}{dt} \\ i &= \frac{1}{L} \int_0^\tau u(t) dt + i(0) \end{aligned} \quad (5)$$

Jak bude ukázáno dále, v těchto zdrojích je indukčnost vždy mezi uzly, které mají po celou periodu alespoň přibližně konstantní napětí. Předchozí diferenciální a integrální rovnici tedy můžeme zjednodušit:

$$\begin{aligned} u &= L \cdot \frac{\Delta i}{\tau} \\ \Delta i &= \frac{U \cdot \tau}{L} \end{aligned} \quad (6)$$

Pokud spínaný zdroj pracuje ve stacionárním stavu (nemění se zátěž, vstupní napětí ani časování spínače), je úhrnná změna proudu cívkou vždy nulová. Celý přírůstek energie magnetického pole je ještě v dané periodě opět odevzdán do zátěže. Matematicky vyjádřeno po dosazení do (6):

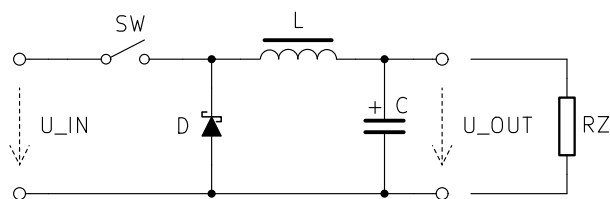
$$\begin{aligned} \Delta i_{on} &= -\Delta i_{off} \\ \frac{U_{on} \cdot \tau_{on}}{L} &= -\frac{U_{off} \cdot \tau_{off}}{L} \\ U_{on} \cdot \tau_{on} &= -U_{off} \cdot \tau_{off} \end{aligned} \quad (7)$$

Z rovnice (7) můžeme učinit dva důležité závěry:

- Pokud byla cívka v nabíjecí části spotřebičem (směr napětí odpovídal směru proudu), ve vybíjecí části se stává zdrojem (proud je spojitá veličina, při zachování kladného směru proudu je na ní záporné napětí).
- Absolutní hodnota součinu $U \cdot \tau$ je pro obě části periody stejná. Tato skutečnost je v literatuře uváděna jako **volt-sekundová rovnováha**, anglicky *volt-second balance*.

2.3.3 Jednočinný propustný měnič (Buck)

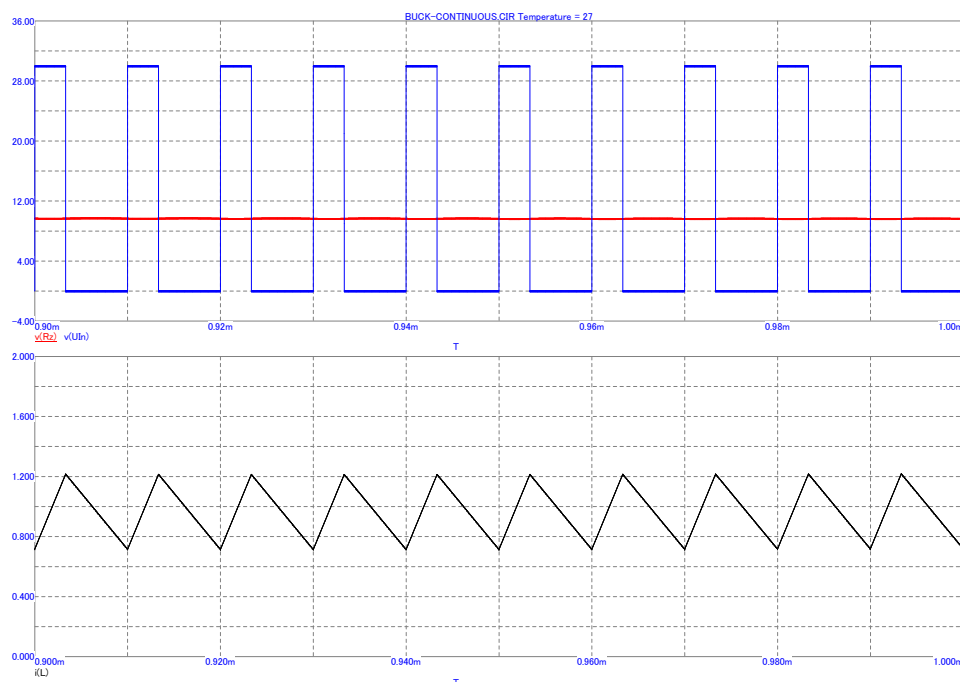
Jednočinný propustný (snižující) měnič je nejjednodušší topologie spínaného zdroje s indukčností. Princiální zapojení tohoto zdroje je na obr. 2.4.



Obrázek 2.4. Snižující propustný měnič.

Celé zapojení je vstupními svorkami připojeno ke zdroji stejnosměrného napětí, například k usměrněné a vyhlazené síti. K výstupním svorkám je připojena zátěž. Úkol zdroje je zajistit konstantní napětí na výstupu, pokud možno nezávisle na připojené zátěži a vstupním napětí.

Obrázek 2.5 ukazuje simulované průběhy napětí za spínačem, napětí na výstupu a proudu i_L v modelu step-down měniče z 30 V na 10 V. Zdroj pracuje ve stacionárním stavu, tj. vstupní napětí je konstantní, a je připojena konstantní odporová zátěž RZ.



Obrázek 2.5. Průběhy v propustném měniči ve spojitém režimu.

Popišme nyní děje probíhající v obvodu v jednotlivých částech pracovní periody:

- V nabíjecí části spínač SW sepnut. Cívka L je zapojena mezi dva napěťové zdroje, vstupní zdroj a kondenzátor C . Je na ní napětí $u_{L,on} = U_{in} - U_{out}$. Protože u i L jsou v tomto případě konstantní a kladné, je konstantní a kladná i časová derivace proudu a ten lineárně roste. Zároveň však vstupní proud protéká i na výstup, odtud plyne zařazení zdroje mezi propustné měniče.
- Ve druhé, vybíjecí části se spínač SW rozezne. Indukčnost se „snaží udržet“ protékající proud. Ten teče nulovou diodou D a energie uložená v jádře indukčnosti se vrací do obvodu. Cívka je opět připojena k napěťovému zdroji, tentokrát o napětí $u_{L,off} = -U_{out}$ (kondenzátor C) a i_L lineárně klesá.
- Volitelně (v nejspojitém režimu) může následovat třetí, neaktivní část periody, kdy je spínač SW rozeznut a proud cívkou i_L již klesl na nulu, takže se zavřela i dioda D . Výstupní napětí nyní udržuje pouze kondenzátor C . V reálném obvodu je tento časový úsek charakteristický různými oscilacemi, vznikajícími v rezonančních LC obvodech tvořených indukčností L a parazitními kapacitami spínače a diody.

Pokračujme v úvaze, která vedla k odvození rovnice (7) a dosadme do ní. Známe napětí na cívce v nabíjecí i vybíjecí části periody, stejně jako délky těchto časových intervalů:

$$\begin{aligned}
 U_{on} \cdot \tau_{on} &= -U_{off} \cdot \tau_{off} \\
 (U_{in} - U_{out}) \cdot DT &= U_{out} \cdot (1 - D)T \\
 (U_{in} - U_{out}) \cdot D &= U_{out} \cdot (1 - D) \\
 D \cdot U_{in} - D \cdot U_{out} &= U_{out} - D \cdot U_{out} \\
 \frac{U_{out}}{U_{in}} &= D
 \end{aligned} \tag{8}$$

Výsledný tvar rovnice (8) vede k těmto závěrům:

- Pokud zaručíme, že zdroj během provozu neopustí spojitý režim, závisí poměr výstupního a vstupního napětí pouze na měrné době sepnutí spínače D , nikoli na periodě T , indukčnosti L nebo výstupnímu proudu I_{out} . Zdroj tedy teoreticky nevyžaduje stabilizaci zápornou zpětnou vazbou a při konstantním vstupním napětí je možné jej řídit parametricky.
- Protože platí $\tau_{on} < T$ a tedy $D < 1$, výstupní napětí zdroje je vždy nižší, než vstupní. Proto se nazývá snižující.

Reálně potřebujeme zaručit takový minimální odběr, který odpovídá střídavé složce proudu cívkou Δi_L pro dané časování spínače (nesmí klesnout na nulu). To můžeme zajistit dostatečnou předzátěží, na které však zbytečně maříme elektrickou energii v teplo a snižujeme účinnost zdroje.

Na výstupním napětí zdroje se nevyhneme určitému zvlnění, které se snažíme minimalizovat. Na jeho velikost má zásadní vliv kapacita výstupního kondenzátoru C . Je připojen přímo na výstupní svorky, napětí u_C se tedy rovná výstupnímu. Připomeňme vztah mezi napětím a proudem na kapacitoru:

$$\begin{aligned}
 i_C &= C \cdot \frac{du_C}{dt} \\
 \frac{du_C}{dt} &= \frac{1}{C} \cdot i_C
 \end{aligned} \tag{9}$$

Integrujme rovnici (9) podle času po dobu jedné pracovní periody.

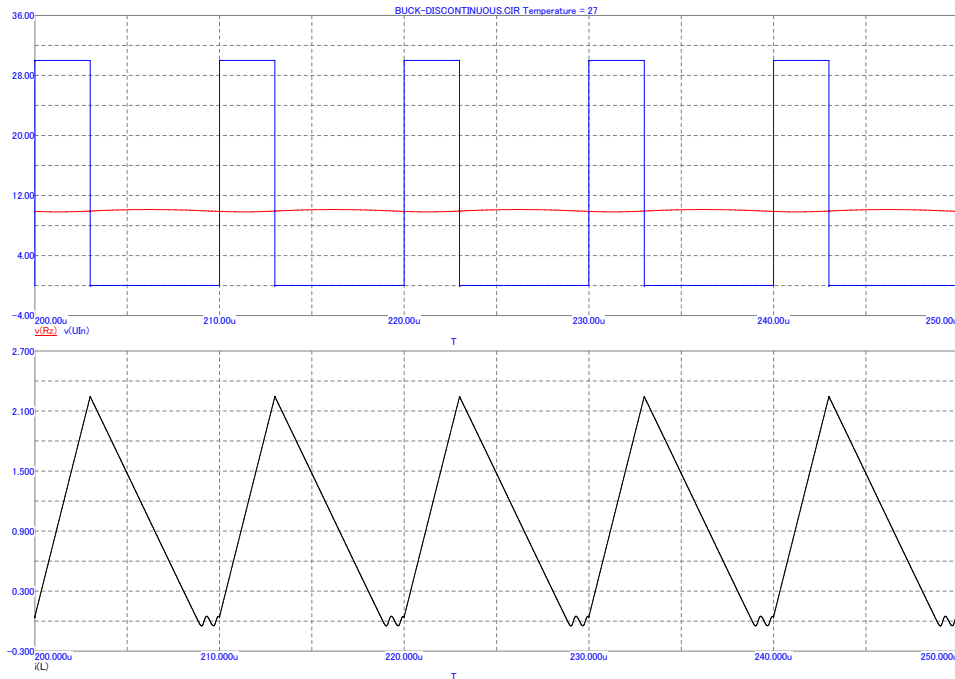
$$\Delta U_C = u_C(T) - u_C(0) = \frac{1}{C} \int_0^T i_C(t) dt \quad (10)$$

Ve stacionárním stavu je napětí na počátku i konci periody stejné, tedy $\Delta U = 0$. Nulový je nutně i časový integrál proudu na pravé straně rovnice (10), který je v tomto případě ekvivalentní střednímu proudu kondenzátorem. Výstupní proud je téměř konstantní (předpokládáme, že zvlnění je malé). Pro střední hodnoty proudu ve výstupním uzlu proto můžeme psát:

$$\begin{aligned} \overline{i_L} &= \overline{i_{out}} + \overline{i_C} \\ \overline{i_L} &= I_{out} \end{aligned} \quad (11)$$

Rovnost (11) platí tím přesněji, čím je kapacita kondenzátoru větší, neboť se snižuje výstupní zvlnění. Dostatečná (ideálně nekonečná) kapacita výstupního kondenzátoru nás opravňuje zanedbat výstupní zvlnění při výpočtu okamžitého napětí na indukčnosti.

Jestliže jsou provozní parametry zvoleny tak, že zdroj pracuje v nespojitém režimu, časové průběhy obvodových veličin jsou podobné těm, které zachycuje obrázek 2.6.



Obrázek 2.6. Průběhy v propustném měničích v nespojitém režimu.

V tomto případě je klíčový parametr špičkový proud cívky I_{pk} . Vzhledem k tomu, že stále platí rovnice (11), při jeho výpočtu budeme potřebovat požadovaný výstupní proud a parametry časování celé pracovní periody. Z tvaru průběhů geometricky snadno nahlédneme:

$$\overline{i_L} = I_{out} = \frac{1}{2} I_{pk} \frac{\tau_{on}}{T} + \frac{1}{2} I_{pk} \frac{\tau_{off}}{T} = \frac{I_{pk}}{2} (D + d) \quad (12)$$

a algebraickou úpravou dostáváme:

$$I_{pk} = \frac{2 \cdot I_{out}}{D + d} \quad (13)$$

Dále využijeme rovnici (7) a určíme pomocí ní vztah mezi proměnnými D a d , tedy mezi relativními délkami nabíjecí a vybíjecí části pracovní periody:

$$\begin{aligned} U_{on} \cdot \tau_{on} &= -U_{off} \cdot \tau_{off} \\ (U_{in} - U_{out}) \cdot DT &= U_{out} \cdot dT \\ d &= \frac{U_{in} - U_{out}}{U_{out}} D \end{aligned} \quad (14)$$

Na závěr dáme do souvislosti všechny odvozené vztahy v jediné rovnici, která popisuje nabíjecí část pracovního periody, tedy indukčnost připojenou ke zdroji napětí:

$$\begin{aligned} (U_{in} - U_{out}) \cdot \tau_{on} &= I_{pk} \cdot L \\ (U_{in} - U_{out})DT &= \frac{2I_{out}L}{D + d} \\ &\vdots \\ U_{in}DT - U_{out}DT &= \frac{2U_{out}I_{out}L}{U_{in}D} \\ &\vdots \\ U_{out} &= U_{in} \frac{1}{1 + \frac{2I_{out}L}{D^2TU_{in}}} \end{aligned} \quad (15)$$

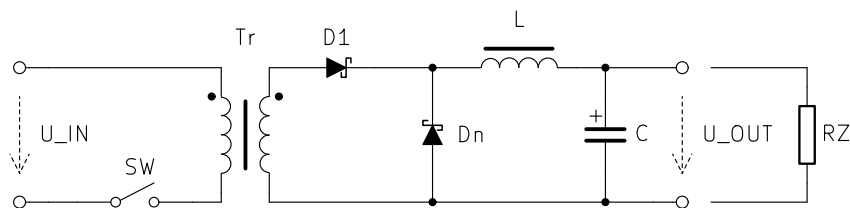
Výsledný vztah pro výstupní napětí (15) je podstatně složitější, než tomu bylo u spojitého režimu (srovnej s (8)); závisí totiž nejen na měrné nabíjecí době D , ale také na vstupním napětí, indukčnosti použité cívky, frekvenci spínání a především výstupním proudem. Příčina tkví v proměnlivém proudu I_{pk} , který je přímo úměrný proudu výstupnímu – jeho ekvivalent ve spojitém režimu, rozkmit proudu Δi_L je konstantní a nezávislý na zátěži.

Z předchozího můžeme učinit tyto závěry:

- Takto provozovaný zdroj není schopen sám stabilizovat výstupní napětí a vyžaduje zavedení záporné zpětné vazby, která při změně zátěže automaticky upraví pracovní frekvenci, nebo častěji měrnou dobu sepnutí D .
- Přechod ze spojitého do nespojitého režimu je obvykle nežádoucí a může být i nebezpečný pro napájené obvody. Výstupní napětí totiž v tomto případě pro $I_{out} \rightarrow 0$ roste, a to až k U_{in} při úplném odlehčení!

2.3.4 Dvojčinný propustný měnič (Push-Pull)

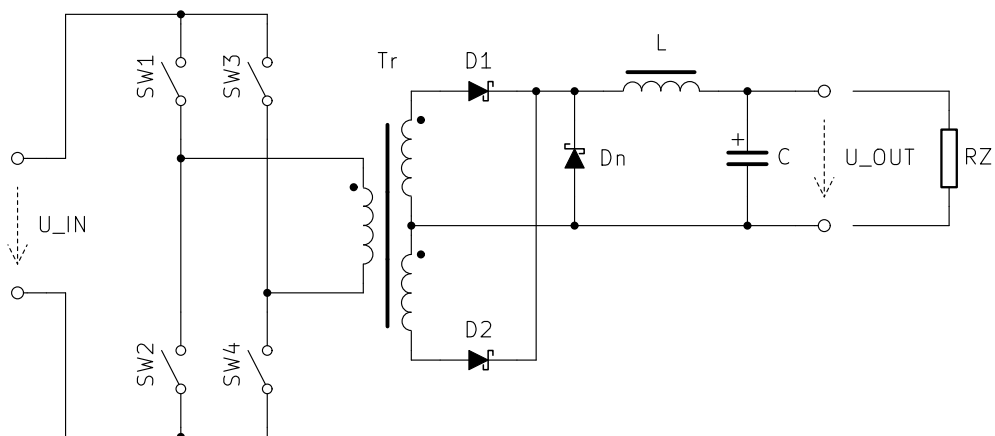
Na základě jednočinného propustného měniče popsaného v kapitole 2.3.3 můžeme odvodit jeho dvojčinnou variantu. Začneme přidáním izolačního transformátoru Tr na vstupní stranu jednočinného zdroje - viz obr. 2.7. Tento transformátor galvanicky oddělí vstup zdroje a svým poměrem může sám snižovat nebo zvyšovat napětí. Toto zapojení by tedy bylo použitelné například pro síťový zdroj malého napětí a výkonu několika málo stovek W.



Obrázek 2.7. Jednočinný propustný měnič s transformátorem.

Transformátor zde plní svoji běžnou funkci, totiž magnetickou vazbu svých dvou vinutí bez ukládání energie do jádra. Z tohoto důvodu je obvykle navrhován tak (viz [6]), aby byla plně využita maximální hustota magnetického toku v jádře dle zvoleného materiálu. Při jejím překročení by začaly rychle narůstat ztráty a jádro by se začalo silně zahřívat.

Přidáním druhé části sekundárního vinutí a druhé propustné diody získáváme dvojčinnou variantu propustného zdroje, nazývanou *Push-Pull*. Prostudujme vzájemnou orientaci primárního a obou sekundárních vinutí na obr. 2.8. Všechna jsou orientována shodně, napětí na nich je tedy ve fázi.

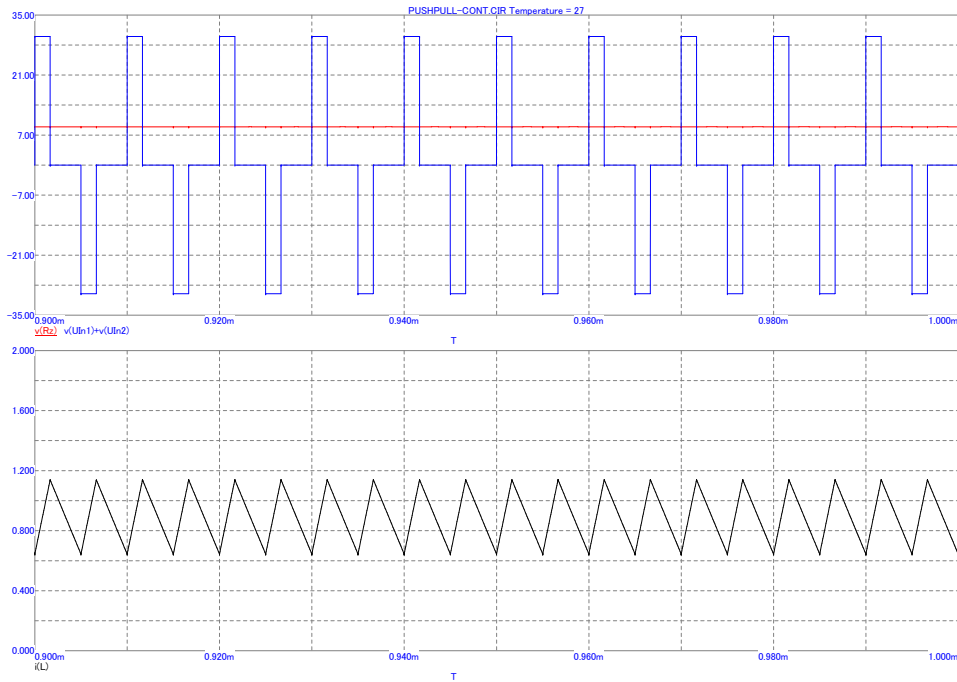


Obrázek 2.8. Dvojčinný propustný měnič.

Primární vinutí bývá buzeno z můstkového spínače. Střídavým spínáním spínačů SW1 a SW4, resp. SW2 a SW3 je generován obdélníkový střídavý signál. Pokud nejsou sepnuty žádné spínače, vinutím neprotéká proud; tato situace je ekvivalentní rozepnutému spínači SW v jednočinném zapojení. Pokud je primární napětí kladné (označený konec vinutí vzhledem k druhému), teče proud přes horní sekundární vinutí a dopřednou diodu D1, cívka L se magnetuje. Pokud je záporné, proud teče přes dolní sekundární vinutí a diodu D2, opět magnetuje cívku stejným směrem. Pokud je můstek rozepnutý, proud teče přes nulovou diodu Dn a cívka se demagnetizuje.

Výhoda tohoto zapojení spočívá především v lepším využití maximální magnetické indukce v jádře. Zatímco jednočinné zapojení magnetuje jádro transformátoru Tr vždy jedním směrem a indukce se tedy pohybuje v intervalu $(0, B_s)$, dvojčinné zapojení magnetuje jádro střídavě do obou směrů, indukce se tedy může pohybovat v intervalu $(-B_s, +B_s)$. Při stejné frekvenci tedy přeneseme stejným jádrem dvojnásobné množství energie. Takové zdroje se používají pro nejvyšší výkony v řádech stovek W i více, například svářecí inventory nebo pro řízené napájení motorů v průmyslu.

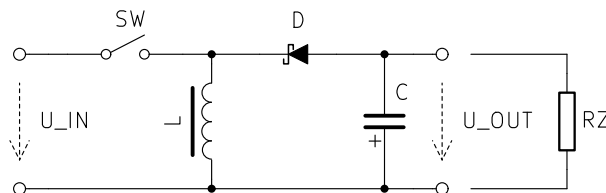
Řízení spínačů v můstku je obtížnější, než jednoduchý spínač v jednočinném zdroji. Je nutné zajistit, aby za žádných okolností nemohlo dojít k současnému sepnutí spínačů SW1 a SW2, resp. SW3 a SW4, neboť by tak zkratovaly vstupní napětí. Podrobněji se problematikou zabývá kapitola 2.2.2.



Obrázek 2.9. Průběhy v dvojčinném propustném měničiv ve spojitém režimu.

2.3.5 Buck-Boost inverter

Další příležitostně používané zapojení spínaného zdroje představuje inverter napětí, který vstupní (kladné) napětí převádí na záporné. Schéma je na obrázku 2.10.



Obrázek 2.10. Buck-Boost inverter.

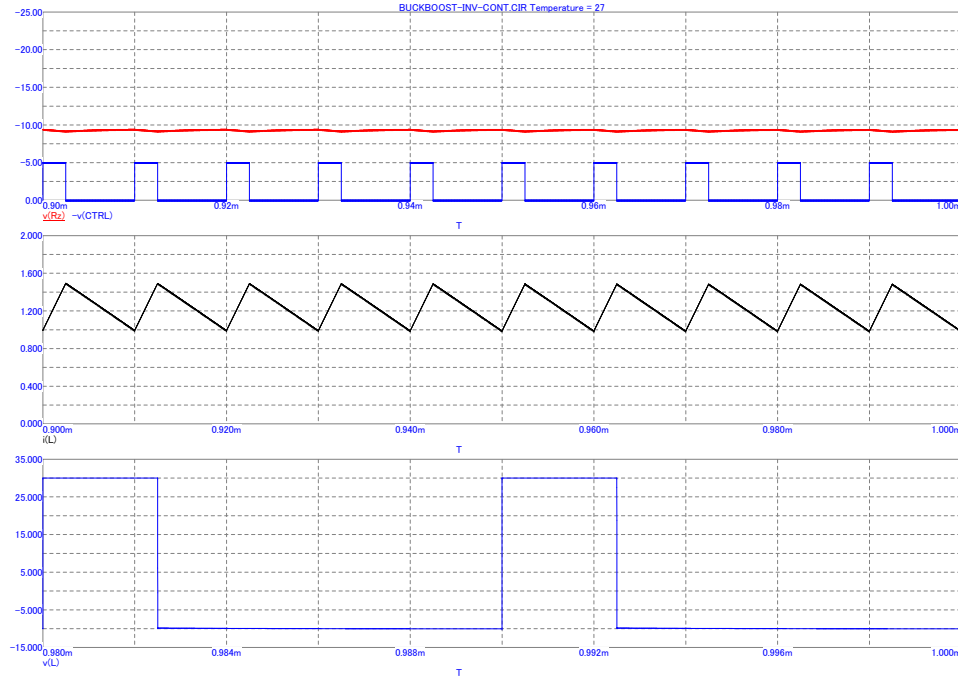
Tato topologie je na rozdíl od předešlých blokující. V první části pracovní periody je spínač SW sepnutý a cívka L připojena přímo na vstupní napětí. Cívkou prochází lineárně narůstající proud a do jádra se ukládá magnetická energie. Ve druhé části pracovní periody se spínač rozezne a proud prochází výstupním obvodem. Protože se indukčnost snaží udržet původní hodnotu a směr proudu, orientace napětí na ní je opačná a výstupní napětí je záporné.

Í tento zdroj může pracovat ve spojitém nebo nespojitém režimu. Průběhy napětí a proudů v modelovém invertoru z 30 V na -10 V **ve spojitěm režimu** ukazuje obrázek 2.11.

Při odvozování vztahu mezi časováním a výstupním napětím můžeme opět vyjít z voltsekundové rovnováhy, kterou vyjadřuje rovnice (7). Protože se jedná o spojitý pracovní režim, neexistuje neaktivní část periody a platí rovnice (4):

$$U_{in} \cdot D + U_{out} \cdot (1 - D) = 0$$

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{-D}{1 - D} \quad (16)$$



Obrázek 2.11. Průběhy v invertor ve spojitém režimu.

Vidíme, že stejně jako u propustného zdroje ve spojitém režimu (kapitola 2.3.3) je poměr výstupního a vstupního napětí závislý pouze na poměru sepnutí spínače, nikoli na indukčnosti nebo zátěži.

Na rozdíl od propustného zdroje však jeho absolutní hodnota může být vyšší i nižší, než U_{in} . Hranice mezi zvyšujícím a snižujícím režimem nastává při $D = 0,5$, kdy se zapojení chová jako jednotkový invertor napětí ($U_{out} = -U_{in}$). S prodlužováním nabíjecí části ($D \rightarrow 1$) výstupní napětí narůstá (teoreticky k nekonečnu). Praktická mez zvyšování napětí je dána dynamickými parametry polovodičových součástek (především diody D).

Průběhy napětí a proudů ve stejném invertoru pracujícím **v nespojitém režimu** zachycuje obrázek 2.12.

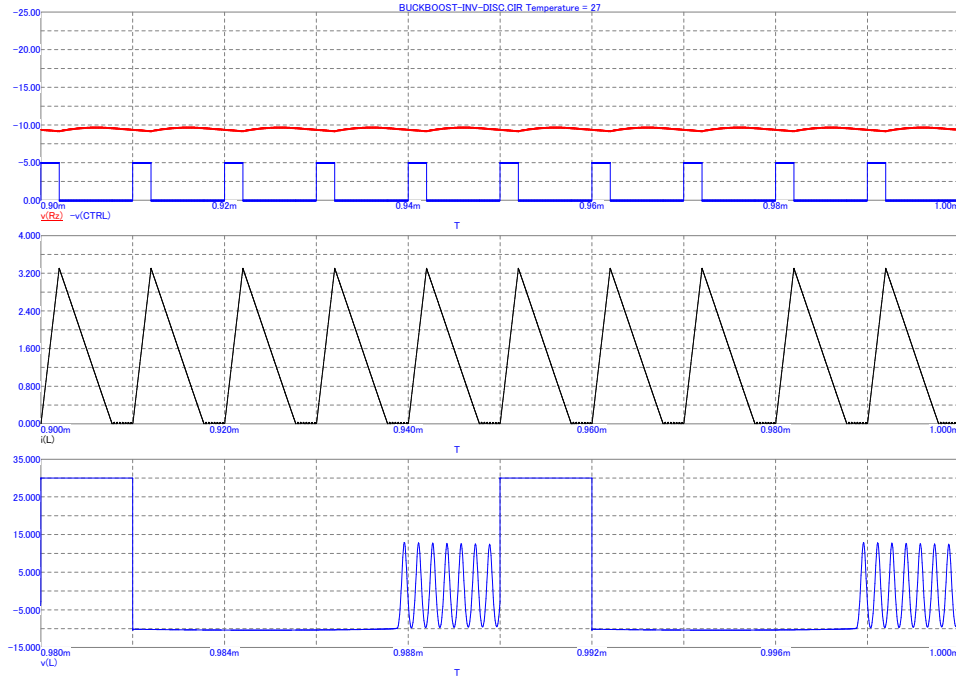
K odvození rovnic pro tuto situaci přistoupíme více prakticky, jako bychom konstruovali skutečný zdroj. Mějme zadáno vstupní napětí U_{in} , výstupní napětí U_{out} , výstupní proud I_{out} a pracovní frekvenci, potažmo délku pracovní periody T . Zbývá navrhnout indukčnost cívky L .

Podívejme se na požadovaný průběh proudu cívkou i_L . Jedná se o blokující měnič, veškerá energie přenesená na výstup tedy musí být v některém okamžiku uložena v magnetickém poli cívky; tomu odpovídá špičkový proud I_{pk} . Náboj odevzdaný z cívky během vybíjecí části periody se pak musí rovnat náboji přenesenému na výstup (kondenzátor C slouží jen k přechodnému uchování během nabíjecí a neaktivní části, viz rovnici (10)). Z tvaru průběhu geometricky určíme

$$I_{out} \cdot T = \frac{1}{2} \cdot I_{pk} \cdot d \cdot T \quad (17)$$

Pro vztah mezi poměrnou délkou nabíjecí a vybíjecí části periody platí již zmiňovaná volt-sekundová rovnováha (rovnice (7)), tedy

$$U_{in} \cdot D = -U_{out} \cdot d$$



Obrázek 2.12. Průběhy v invertoru v nespojitém režimu.

$$d = D \cdot \frac{U_{in}}{U_{out}} \quad (18)$$

K určení potřebného špičkového proudu cívku potřebujeme už pouze poměr sepnutí tranzistoru čili poměrnou délku nabíjecí části periody D . Tu zvolíme tak, aby součet $D + d$ zanechal rozumnou délku neaktivní části, např. 15 %. Dostatečně dlouhá neaktivní část slouží jako regulační rezerva pro zpětnovazební obvody při změnách zátěže. Dosadíme do rovnice (17):

$$I_{pk} = \frac{2 \cdot I_{out}}{d} = \frac{2 \cdot U_{out} I_{out}}{D \cdot U_{in}} \quad (19)$$

Vidíme, že parametry výstupu jsou ve jmenovateli v součinu, který můžeme chápat jako výstupní výkon. Z této skutečnosti plyne nejdůležitější vlastnost každého blokujícího zdroje v nespojitém režimu: jedná se o **zdroj konstantního výkonu**. Jinak řečeno, z hlediska primární strany je lhostejné, zda se jedná o zdroj vysokého napětí při malém proudu nebo naopak. Cívku můžeme navíc rozdělit na dvě na společném jádře, což přinese další zajímavé vlastnosti, jak ukáže kapitola 2.3.6.

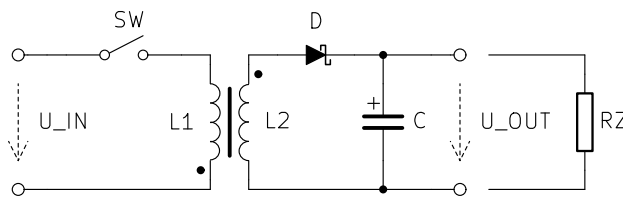
Nyní vypočítáme potřebnou indukčnost cívky. Vyjdeme ze základní rovnice pro cívku připojenou na zdroj konstantního napětí (6), do které dosadíme pro nabíjecí část periody z (19):

$$L = \frac{U_{in} \cdot \tau_{on}}{I_{pk}} = \frac{U_{in} \cdot DT}{I_{pk}} = \frac{U_{in}^2 D^2 T}{2 \cdot U_{out} I_{out}} \quad (20)$$

I pro tento nespojitý režim platí, že výstupní napětí je závislé na odebíraném proudu, je tedy nutná stabilizace zápornou zpětnou vazbou.

2.3.6 Izolovaný blokující jednočinný měnič (Flyback)

Rozdělením pracovní cívky na dvě na společném jádře dostaneme zajímavou topologií spínaného zdroje, nazývanou *Flyback converter*. Je hojně užívaná ve zdrojích malého



Obrázek 2.13. Izolovaný blokující jednočinný měnič (Flyback).

výkonu, jaké najdeme ve spotřební elektronice, malých AC/DC adaptérech a podobně. Principiální zapojení je na obr. 2.13.

Princip činnosti i numerické vztahy jsou stejné jako u vzoru, blokujícího invertoru. Povšimněme si orientace vinutí obou cívek; na rozdíl od propustného izolovaného zdroje (kap. 2.3.4) jsou vinutí orientována opačně. Dvojitá cívka, nazývaná Flyback transformátor, tedy není transformátor v pravém slova smyslu. Jde skutečně o akumulární prvek, který v nabíjecí části periody prostřednictvím $L1$ uloží určitou energii do magnetického pole jádra a ve vybíjecí části ji skrze $L2$ odevzdá do výstupu. Primární a sekundární obvod jsou galvanicky odděleny. Ukládání energie je důvod, proč je nutné použít feritové jádro se vzduchovou mezerou, jak je detailně vysvětleno v kap. 2.2.1.

Rozdělení cívky nám také poskytuje další „stupeň volnosti“ při návrhu časování zdroje. Pokud bychom potřebovali velký poměr vstupního a výstupního napětí (například zdroj 5 V napájený ze sítě), původní zapojení by vyžadovalo velmi úzké spínací pulsy, které by bylo těžké přesně řídit. Můžeme si pomoci tím, že indukčnost primární cívky $L1$ navrhujeme podstatně větší. Špičkový proud na obou stranách obvodu se pak transformuje v obráceném poměru indukčností obou cívek. Naopak velkou indukčností sekundární cívky $L2$ můžeme dosáhnout vysokého napětí při malém proudu, což je přesně případ konstruovaného zdroje.

2.4 Řízení spínaného zdroje

Spínaný zdroj lze obecně řídit změnou časování pracovní periody. Můžeme měnit buď frekvenci spínání (a tedy délku pracovní periody) nebo poměrnou délku sepnutí spínače. Jak vyplývá z analýzy jednotlivých používaných topologií, zdroje ve spojitém režimu mají z principu činnosti výstupní napětí relativně stabilní vzhledem k připojené zátěži, ne však vzhledem ke změnám vstupního napětí (násobí jej určitým koeficientem závislým na době sepnutí). Nespojitě zdroje pak nemají výstupní napětí regulované ani vzhledem k zátěži, ani vzhledem ke vstupu.

Je tedy zřejmé, že pokud požadujeme stabilizované napětí na výstupu, je nutné zavedení záporné zpětné vazby. Ta vyhodnocuje napětí na výstupu a porovnává je se známým referenčním napětím. Výsledek porovnání je vhodně promítnut do nastavení modulátoru, například pokud je výstupní napětí vyhodnoceno jako příliš malé, modulátor zvětší poměrnou dobu sepnutí spínače. Změnou referenčního napětí nebo častěji změnou přenosu zpětnovazební smyčky pak můžeme výstupní napětí regulovat.

Při návrhu zpětné vazby je nutné zajistit, aby byla dodržena podmínka stability, tj. přenos v otevřené smyčce při fázovém posunu 180° musí být menší než jednotkový. Dosahuje se toho vložением tzv. dominantního pólu; v principu jde o dolní propust nastavenou na poměrně nízkou frekvenci, která na vysokých frekvencích převáží nad ostatními vlivy.

Pokud má zdroj klasickou analogovou zpětnou vazbu, používá se frekvenční kompenzace kondenzátorem zapojeným mezi vstupem a výstupem chybového zesilovače. Příslušné řídicí IO jsou buď kompenzovány interně, nebo mají k tomuto účelu speciální vývod, který zapojíme podle doporučení výrobce.

Kapitola 3

Konstrukční část

V této kapitole se budeme věnovat konstrukčnímu řešení konkrétního zdroje dle vstupních parametrů požadovaných zadáním. Výpočty budou pro zjednodušení často provedeny se zanedbáním obtížně kvantifikovatelných ztrát na součástkách. Tyto budou kompenzovány mírným nadsazením návrhových parametrů, jak ukazuje tabulka 3.1.

Parametr	Zadaná hodnota	Návrhová hodnota
Maximální výstupní napětí U_{out}	5000 V	5500 V
Maximální výstupní proud I_{out}	4 mA	4,5 mA
Výstupní zvlnění	–	1 %
Vstupní napětí	20 V – 30 V	20 V – 30 V

Tabulka 3.1. Zadané a návrhové parametry zdroje.

3.1 Výběr topologie

V průběhu návrhu zdroje bylo zvažováno několik variant zapojení. Diskusi nad možnostmi realizace jednotlivých koncepcí zdroje na základě teoretických poznatků z kapitoly 2 se věnuje tento oddíl.

3.1.1 Propustný dvojčinný zdroj

První zvažovaná topologie zdroje byl klasický propustný dvojčinný měnič se zvyšujícím transformátorem, buzeným z tranzistorového H-můstku. Výhoda takové koncepce by spočívala v možnosti dosažení velmi vysoké účinnosti a nízkého vyzařování elektromagnetického rušení při kvazirezonančním způsobu buzení, známým jako *Zero Voltage Switching*.

V takových zdrojích je s výhodou využíváno parazitních reaktivních prvků v primárním obvodu (především rozptylové indukčnosti primárního vinutí a výstupní kapacity tranzistorů) k dosažení nulového napětí na tranzistoru při jeho sepnutí.

Sekundární strana je řešena jako dvoucestný usměřňovač (sekundární vinutí má vyvedený střed), následovaný pracovní cívkou. Problém nastal při návrhu indukčnosti této cívky. Vyjdeme z teoretického popisu funkce tohoto zdroje v kapitolách 2.3.3 a 2.3.4. Pro napětí a proud na induktoru platí rovnice (6), kterou upravíme do vztahu pro jeho indukčnost:

$$L = \frac{U \cdot \tau}{\Delta i} \quad (1)$$

Dvoucestný usměřňovač zde v podstatě násobí pracovní frekvenci dvěma (využíváme kladné i záporné půlperiody primárního proudu). Po dosazení:

$$L = \frac{U \cdot t}{I} = \frac{U \cdot \frac{1}{2 \cdot f}}{I} = \frac{5000 \cdot \frac{1}{2 \cdot 30000}}{2 \cdot 0,004} \text{ H} \approx 10 \text{ H}$$

Vidíme, že vlivem velkého výstupního napětí jsme nuceni použít velmi velkou indukčnost v řádu jednotek až desítek H. Ta je obtížně realizovatelná, znamená cívku s mnoha závití (velká parazitní kapacita a sériový odpor) a vzhledem ke stejnosměrnému sycení výstupním proudem bude pravděpodobně nutné ji navrhnout s mezerou v magnetickém obvodu. Dojde ke snížení efektivní permeability materiálu a dalšímu nárůstu počtu závitů.

3.2.1 Časování spínače

Na začátek úvahy o vhodném časování a dimenzování cívek připomeňme vztah pro napětí na indukčnosti, do které jsme dosadili hodnoty, které jsou platné ve vybíjecí části pracovní periody:

$$U_{out} = L_{sec} \cdot \frac{I_{sec,pk}}{\tau_{off}}$$

Je-li naším cílem dosáhnout co nejvyššího napětí na výstupu, máme k tomu v zásadě dvě cesty: zvyšování indukčnosti sekundární cívky a zkracování vybíjecí části. Protože výroba cívek s velkou indukčností je obtížná a mohou se nepříznivě projevit jejich parazitní vlastnosti, jako je mezizávitová a mezivrstevová kapacita. Je nasnadě, že nejvhodnější bude využít výhod obou přístupů, tedy vyrobit relativně velkou sekundární indukčnost, která se bude rychle vybíjet.

Vybíjecí čas samozřejmě nemůžeme snižovat libovolně; je nutné počítat především s dynamickými vlastnostmi usměrňovací diody na sekundární straně zdroje. Příliš rychlé vysokonapěťové pulsy by dioda pravděpodobně nepropustila. Vzhledem k pracovní frekvenci zdroje 30 kHz bylo zvoleno časování pro maximální výkon 60:20:20, tj. $D = 60\%$ pro nabíjecí část, $d = 20\%$ pro vybíjecí část a zbývajících 20% na neaktivní část.

Po převedení do časových údajů:

$$\begin{aligned} T &= 33,33 \mu\text{s} \\ \tau_{pri} &= 20 \mu\text{s} \\ \tau_{sec} &= 6,6 \mu\text{s} \end{aligned} \quad (2)$$

3.2.2 Výkony, proudy a indukčnosti vinutí

Víme, že zdroj přenáší konstantní výkon ze vstupu na výstup. Máme zadány výstupní parametry, U_{out} a I_{out} , známe tedy i požadovaný výstupní výkon, který je $P_{out} = 24,75 \text{ W}$. Do potřebného přeneseného výkonu však musíme započítat i spotřebu předzátěže. Tu volíme jako kompromis mezi stabilitou zdroje bez zatížení a výkonovou ztrátou na předzátěži – např. 5% .

Příkon odebíraný primárním obvodem je tedy

$$P_{pri} = P_{sec} = P_{out} \cdot 1,05 = 26 \text{ W} \quad (3)$$

Ze známého příkonu P_{pri} , vstupního napětí U_{in} a časování (2) určíme střední a špičkový primární proud:

$$\begin{aligned} I_{pri} &= \frac{P_{pri}}{U_{in}} = 1,04 \text{ A} \\ I_{pri,pk} &= \frac{2 \cdot I_{pri}}{D} = 3,46 \text{ A} \end{aligned} \quad (4)$$

Obdobně vypočítáme celkový průměrný a špičkový sekundární proud:

$$\begin{aligned} I_{sec} &= \frac{P_{sec}}{U_{out}} = 4,7 \text{ mA} \\ I_{sec,pk} &= \frac{2 \cdot I_{sec}}{D} = 47,25 \text{ mA} \end{aligned} \quad (5)$$

Nyní již máme k dispozici všechny hodnoty obvodových veličin při maximálním napětí a výkonu zdroje. Můžeme tedy přikročit k výpočtu indukčnosti primárního a sekundárního vinutí:

$$L_{pri} = \frac{U_{in} \cdot \tau_{pri}}{I_{pri,pk}} = 144,3 \mu\text{H}$$

$$L_{sec} = \frac{U_{out} \cdot \tau_{sec}}{I_{sec,pk}} = 776 \text{ mH} \quad (6)$$

Je vidět, že proti návrhu dvojčinného propustného zdroje se požadovaná indukčnost snížila nejméně o řád.

3.2.3 Návrh magnetického jádra a vinutí

Následuje patrně nejkomplicovanější část návrhu, magnetické jádro. To musíme navrhnout tak, aby nedocházelo k jeho přesyčení ani při maximálním výkonu, tedy sestavit je s dostatečnou vzduchovou mezerou. Ta však na druhou stranu snižuje efektivní permeabilitu celého jádra a zvyšuje tak počet závitů potřebný pro požadovanou indukčnost. Výpočty byly provedeny podle postupu uvedeného v [7].

Nejprve musíme zvolit vhodný materiál jádra. Jádro bude přenášet výkon, použijeme tedy některý z výkonových materiálů, které mají relativně velkou saturační magnetickou indukci B_s . Vhodný je například materiál CF138 od výrobce *Cosmo Ferrites* s $B_s = 390 \text{ mT}$ při 100°C a počáteční permeabilitou $\mu_i = 2100$. Maximální indukci B_{max} volíme s rezervou, 300 mT .

Transformátor budeme realizovat na bázi jader ETD, které jsou výhodné svojí kompaktností a jednoduchým použitím (kostra s kruhovým průřezem usnadňuje navíjení). Konkrétně volíme jádro ETD49 s efektivním průřezem středního sloupku $A_e = 211 \text{ mm}^2$. Svými rozměry je pro požadovaný výkon poněkud předimenzované, potřebujeme však dostatečný prostor v okénku pro dlouhé sekundární vinutí.

Při výrobě transformátoru se snažíme co nejvíce omezit rozptyl magnetického pole mimo feritové jádro. Nejkritičtější část je v tomto ohledu vzduchová mezeře. Zatímco vysoce magnetický ferit s nízkou reluktancí (rovnice (1) z kapitoly 2.2.1) poskytuje magnetickému poli dobře „vodivé“ prostředí, ve vzduchové mezeře se siločáry rozbíhají do okolí. Vzduchová mezeře se proto umísťuje doprostřed středního sloupku, aby byla zcela obalená vinutím.

Rozptylové pole jednak způsobuje rušení okolních obvodů, jednak zvyšuje parazitní rozptylovou indukčnost vinutí. Její vysoké hodnota může vést při spínání a rozepínání spínače k přechodovým dějům s napětovými špičkami nebezpečnými pro polovodičové součástky.

Nejprve vypočítáme počet závitů primárního vinutí. To dodává energii do transformátoru, musíme je tedy navrhnout tak, aby ani při maximálním výkonu zdroje nedošlo k přesyčení jádra:

$$N_{pri} = \frac{L \cdot I_{pri,pk}}{B_{max} \cdot A_e} \approx 8 \quad (7)$$

Nyní známe jak počet závitů primární cívk, tak její požadovanou indukčnost. Můžeme tedy určit potřebnou šířku vzduchové mezery l_g . Vycházíme z předpokladu, že reluktance jádra je proti mezeře zanedbatelná a pole se tedy nahromadí především v mezeře. Výpočet vzduchové mezery je iterativní, neboť pole v mezeře se rozptyluje a je nutná korekce efektivní plochy středního sloupku. Nejprve vypočítáme nástřel hodnoty pomocí (8), kterou zlepšíme několikanásobnou iterací (9):

$$l_g = \mu_0 N^2 \frac{A_e}{L} \quad (8)$$

$$l'_g = \mu_0 N^2 \frac{A_e}{L} \left(1 + \frac{l_g}{D_{cp}} \right) \quad (9)$$

3.3 Návrh vstupních obvodů

Vstupní obvod zdroje se skládá ze součástí primární části měniče, obvodu řízení spínacího tranzistoru, vstupního filtru elektromagnetické interference a obvodu hlídání vstupního napětí (detailně popsán v kapitole 3.8.2).

3.3.1 Primární spínací obvod

Primární část měniče Flyback je tvořena primární cívkou, spínacím tranzistorem, blokovacími kondenzátory a ochranným RC článkem.

Spínání primárního proudu zajišťuje N-MOSFET typu IRF840 od firmy *International Rectifier*. Z katalogových parametrů (viz [9]) uvedme:

Parametr	Hodnota
$U_{DS,max}$	500 V
$I_{D,max}$	8 A
$R_{DS,on}$	0,85 Ω

Tabulka 3.2. Katalogové parametry tranzistoru IRF840.

Původním určením jde o tranzistor pro jednočinné spínané zdroje pracující se síťovým vstupním napětím (vysoké $U_{DS,max}$). Přestože vstupní napětí popisovaného zdroje je podstatně nižší, spínač je zde nemáhan napětím cca 100 V, které se na primární straně objevuje ve druhé části pracovní periody (transformované napětí z výstupu), a které se přičítá ke vstupnímu. I proto byl zvolen MOSFET s dostatečnou rezervou pracovního napětí, který je navíc běžně dostupný. Drobná nevýhoda může spočívat ve vyšším odporu v sepnutém stavu $R_{DS,on}$, která znamená vyšší ztráty; i při maximálním výkonu konstruovaného měniče jsou však stále relativně malé. K nezbytnému chlazení je použit malý hliníkový U-chladič.

Blokovacích kondenzátorů je celkem šest, tři hliníkové elektrolytické a ke každému z nich paralelně keramický. Tyto kondenzátory slouží jako rezervoár energie pro primární obvod a vyrovnávají impulsní proudový odběr zdroje. Vzhledem k tomu, že předpokládaný špičkový proud tekoucí primární cívkou při maximálním výkonu je až 3,5 A, je na místě použít speciální typy pro spínané zdroje s nízkým ESR a ESL, navíc dimenzované pro teplotu 105 °C. Keramické kondenzátory blokují VF složku proudu, kde je již impedance hliníkových kondenzátorů příliš vysoká.

Ochranný RC článek odstraňuje překmitý napětí, vznikající na rozptylové indukčnosti primárního obvodu (zejména transformátoru) při rozepnutí primárního i sekundárního spínače. Pomáhá také rychle vyčerpat zbytkovou energii jádra v neaktivní části periody, kde se jinak objevují tlumené sinusové kmity o vysoké frekvenci a amplitudě. Tyto špičky způsobují rušení v RF pásmu a nepříznivě ovlivňují chod zpětkovazebních a řídicích obvodů. Kondenzátor zabraňuje zbytečné výkonové ztrátě na rezistoru, vytvářené stejnosměrnou složkou přiloženého napětí. Vzhledem k obtížné předvídatelnosti rozptylové indukčnosti a kapacity primárního obvodu byly hodnoty prvků určeny experimentálně.

3.3.2 Budicí obvod spínacího tranzistoru

Výkonné spínací tranzistory typu MOSFET vyžadují ke spolehlivému a rychlému sepnutí speciální budicí obvody, které jsou schopny rychle nabít vstupní kapacitu hradla (detailně v kapitole 2.2.2). Pro řízení tranzistoru v tomto zdroji byl vybrán integrovaný obvod IR2121. Jde o *MOSFET Gate Driver* pro jednočinný zdroj (jeden tranzistor), volitelně umožňující zabezpečení tranzistoru řady *SenseFET* proti proudovému přetížení. Řídicí vstup je kompatibilní s obvody TTL a doporučené napájecí napětí je 15 V.

$$R_A = \frac{U_{ref} - U_r}{\frac{U_r}{R_B} + I_r} = \frac{2,56 - 2,5}{\frac{2,5}{10 \cdot 10^{-3}} + 2 \cdot 10^{-6}} \Omega = 238 \Omega \quad (14)$$

Nejbližší řadová hodnota je 240 Ω. Relativní odchylka je pak menší než dvě setiny procenta, což je hluboko pod toleranci vnitřní reference TL431 i programovacích rezistorů. Příčný proud I_{KA} potřebný pro dobrou stabilizaci je dle [16] minimálně 1 mA. Vstupní proud referenčního vstupu mikrokontroléru je v řádu 100 μA, vzhledem k příčnému proudu je tedy zanedbatelný. Zvolíme příčný proud 10 mA, napájecí napětí je 5 V, pro srážecí odpor platí:

$$R_s = \frac{U_{cc} - U_{ref}}{I_{KA}} = \frac{5 - 2,56}{10^{-2}} \Omega = 244 \Omega \quad (15)$$

Použijeme např. řadovou hodnotu 240 Ω.

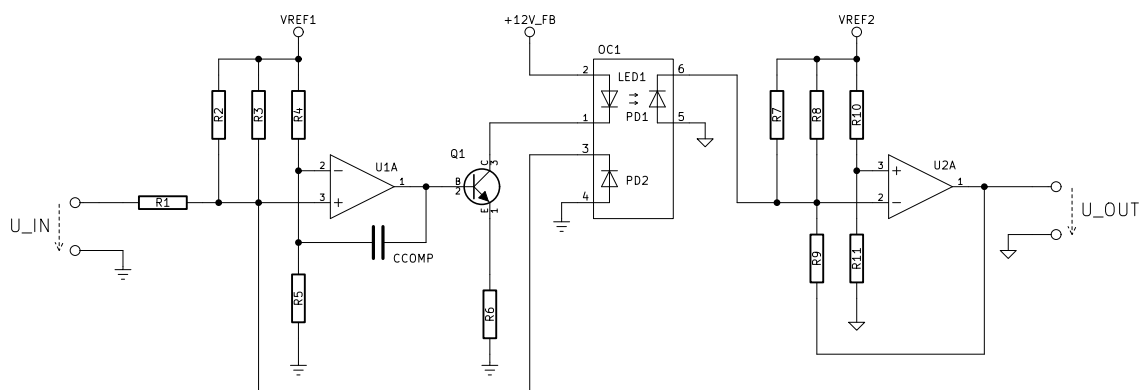
Vnitřní zapojení obvodu TL431 umožňuje i jeho použití jako komparátoru s výstupem typu otevřený kolektor. Vstup REF se pak stává řídicím a způsobuje sepnutí výstupního tranzistoru při napětí U_{ref} vyšším než 2,5 V. Tato vlastnost je využita v kontrole vstupního napětí zdroje (kapitola 3.8.2).

3.6 Napěťová zpětná vazba

Aby bylo možné dodržet požadavek galvanického oddělení výkonové části od řídicí, je nutné vložit do zpětnovazební smyčky vhodný izolační prvek. Protože je přenášen stejnosměrný signál, jako nejvhodnější varianta se jeví vhodný optočlen. Ty se vyrábějí jednak jako hotové izolační zesilovače, které jsou často přímo vyvinuty pro konkrétní aplikace¹⁾. Druhou možností představuje elementární optický vazební člen, obsahující pouze vysílací LED a některý z optoelektronických přijímačů (nejčastěji fotodioda nebo fototranzistor).

3.6.1 Izolační zesilovač

Základní požadavek na tento oddělovací prvek je přesný a stabilní napěťový přenos a jeho dobrá linearita; oba faktory mají přímý vliv na výstupní napětí zdroje. Tyto podmínky splňuje linearizované zapojení optočlenu s fotodiódou. Jeho zapojení ukazuje obrázek 3.3.



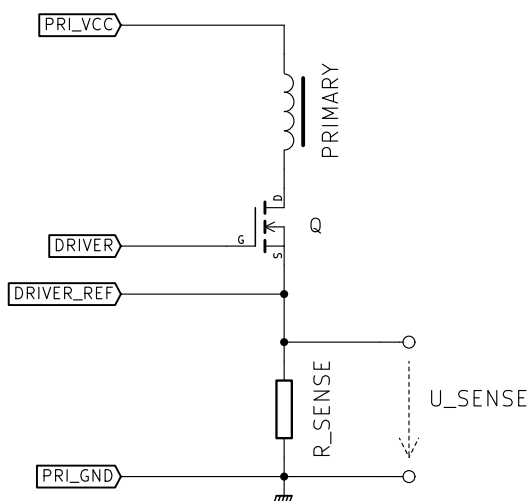
Obrázek 3.3. Linearizovaný optočlen s fotodiódou.

Myšlenka tohoto zapojení spočívá v použití optočlenu s jednou vysílací LED a dvěma přijímacími fotodiodami ve fotovodivostním režimu. Tyto fotodiody jsou mechanicky

¹⁾ Např. HCPL-7800 firmy Agilent Technologies, určený pro PWM řízení krokového motoru. Používá se pro měření výstupního proudu.

proudu sekundárnímu, přesto je proudové omezení na primární straně u komerčních výrobků běžně používáno. Možnostmi snímání protékajícího proudu se zabývá například [12].

U jednočinného zdroje typu Flyback je obvyklé umístění snímacího členu mezi Source spínacího MOSFETu a primární zem. V nejjednodušším případě jde o malý odpor (řádově desetiny Ω), na jeho horké straně pak můžeme přímo odebrat napětí úměrné protékajícímu proudu a vztažené proti zemi, viz obr. 3.5



Obrázek 3.5. Snímání primárního proudu rezistorem.

Toto zapojení má nevýhodu poměrně malého výstupního napětí (odpor musí být malý, aby na něm nevznikala zbytečná výkonová ztráta a neovlivňoval měřený obvod). To obvykle vyžaduje přiměřené zesílení v řídicích obvodech. Pro konstruovaný zdroj je navíc nevýhodná nutnost galvanického spojení řídicí části s primární stranou zdroje.

Snímaný signál má trojúhelníkový tvar, což vychází z principu činnosti zdroje. Protože nepotřebujeme přenášet stejnosměrnou složku signálu (proud mezi nabíjecími cykly je nulový), můžeme pro přenos použít impulsní proudový transformátor, jak ukazuje obrázek 3.6.

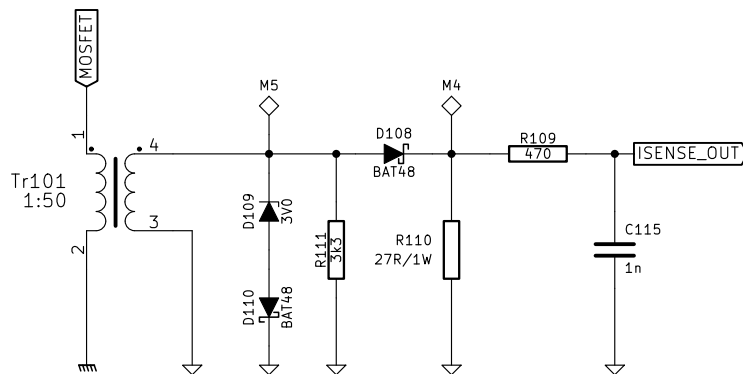
Takové řešení má několik výhod. Především umožňuje galvanické oddělení silové a ovládací části; sekundární vinutí si pak můžeme snadno stejnosměrně posunout tak, abychom byli schopni signál zpracovat A/D převodníkem. Na poměru závitů primárního a sekundárního vinutí (převod $p = \frac{N_2}{N_1}$) závisí výstupní napětí transformátoru:

$$U_2 = p \cdot U_1$$

a transformuje se také zatěžovací odpor:

$$R_1 = \frac{U_1}{I_1} = \frac{\frac{1}{p} \cdot U_2}{p \cdot I_2} = \frac{R_2}{p^2} \quad (18)$$

Vidíme, že použitím transformátoru s převodem $p > 1$ můžeme snadno zesílit snímané napětí bez nepříznivého ovlivnění silové části velkým odporem. Pro nízké frekvence (síťový kmitočet) se používají transformátory s jádrem ze železných plechů, pro vysokofrekvenční aplikace (spínané zdroje) jádra feritová nebo železoprachová. V obou případech bývá sekundární vinutí provedeno jako toroidní cívka s okrouhlým počtem závitů (50, 100,



Obrázek 3.7. Snímač primárního proudu.

3.8 Pomocné obvody

3.8.1 Ochranné obvody

Napájecí vstupy primární i řídicí části zdroje jsou jištěny pomocí ochranných diod typu transil. Konstrukčně jde o lavinové diody s velkou plochou přechodu pro zvýšení odolnosti proti krátkodobému proudovému přetížení (řádově kW ztrátového výkonu po dobu stovek μs , viz [13]). Při určitém závěrném napětí se otevírají nedestruktivním průrazem a chrání tak následující obvody před napěťovými špičkami. Reakce na přepětí je extrémně rychlá, v řádu desítek ps. V případě destruktivního průrazu (např. při velmi silném výboji do vedení) je zaručen trvalý vnitřní zkrat. Vyrábí se rovněž bipolární varianta transilu, která se skládá ze dvou antisériově spojených identických přechodů a jeho V-A charakteristika je proto symetrická; používají se pro jištění střídavého (síťového) napájení.

Ve zdroji jsou s výhodou použity unipolární transily řady P6KE a SMBJ, neboť jsou v propustném směru zároveň chrání proti prepólování napájecího napětí.

3.8.2 Kontrola vstupního napětí

Zdroj z bezpečnostních důvodů sleduje napětí na svém silovém vstupu VPWR, zda se nachází v projektovaném rozsahu. Tuto funkci zajišťují dvě napěťové reference typu TL431, ve schématu značené U101 a U102.

Programovatelné napěťové reference jsou zde použity v zapojení jednoduchého komparátoru s pevnou rozhodovací úrovní a výstupem typu otevřený kolektor. Řídicím vstupem se stává vývod REF (normálně použit jako zpětnovazební vstup), který je připojen na neinvertující vstup vnitřního operačního zesilovače (detaily v kapitole 3.5). Pokud vstupní napětí překročí napětí vnitřní reference (typicky asi 2,5 V), zesilovač přechází do kladné saturace a výstupní tranzistor mezi anodou a katodou se otevírá. Vzhledem k tomu, že napětí U_{AK} slouží zároveň k napájení zesilovače, nikdy neklesne pod 2 V. Je také nutné zajistit určitý minimální napájecí proud I_{AK} i v případě, že má být výstupní tranzistor rozeprnutý (rezistor R105).

Obvod U102 hlídá dolní mez vstupního napětí. Pokud dělič R102/R108 dodává napětí nižší než 2,5 V, je výstupní tranzistor rozeprnutý a LED v 0C101 neprotéká proud. Jakmile vstupní napětí vzroste nad nastavenou mez, obvod U102 se sepne a řídicí mikrokontrolér dostává informaci, že vstupní napětí je v pořádku. Zenerova dioda D107 omezuje maximální napětí na vstupu REF, aby nedošlo k poškození IO při větším vstupním napětí.

Pokud je vstupní napětí příliš vysoké, na výstupu děliče R101/R107 se objeví napětí vyšší než 2,5 V, což aktivuje referenci U101. Sepnutím jejího výstupního tranzistoru se

Číslo vývodu	Název	Funkce
1	+5V	Napájení převodníku
2	RxD	Sériový kanál - vstup dat do MCU
3	TxD	Sériový kanál - výstup dat z MCU
4	GPIO0	GPIO vývod 0
5	GPIO1	GPIO vývod 1
6	GPIO2	GPIO vývod 2
7–10	GND	Signálová a napájecí zem

Tabulka 3.3. Zapojení konektoru komunikačního rozhraní.

Offset	Délka	Název	Popis
0x00	1	IDENT	Identifikační pole (vždy 0x5C).
0x01	1	COMMD	Číslo příkazu/odpovědi.
0x02	2	DTASZ	Velikost datového pole v bytech.
0x04	1	CSUM1	Kontrolní součet 1 (viz text).
0x05	0–65535	DATA	Datové pole (nepovinné).
len-1	1	CSUM2	Kontrolní součet 2 (viz text).

Tabulka 3.4. Struktura packetu komunikačního protokolu.

se střídajícími logickými jedničkami a nulami, což snižuje pravděpodobnost náhodného příjmu stejného bytu např. vlivem rušení. Zároveň slouží k zachycení začátku hlavičky, pokud dojde ke ztrátě synchronizace.

Další mechanismus zabezpečení přenosu představují pole CSUM1 a CSUM2, které obsahují jednoduchý kontrolní součet. K jeho výpočtu je použita funkce exkluzivního osmibitového součtu („XOR“), který je postupně proveden nad všemi dosud přijatými byty s výjimkou kontrolních součtů samotných. Počáteční hodnota výpočetního registru je pole IDENT. První kontrolní součet tedy pokrývá hlavičku packetu, druhý jeho případnou datovou část. Pokud packet datovou část neobsahuje, druhý kontrolní součet se nevysílá.

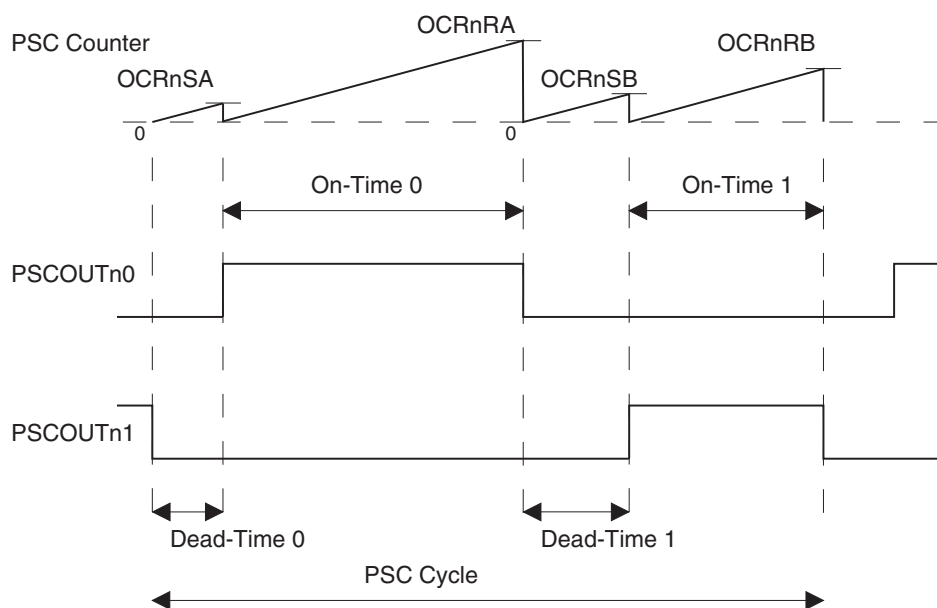
Pole COMMD slouží k rozlišení jednotlivých příkazů a odpovědí, ze kterých se skládá komunikace mezi zdrojem a řídicím systémem; jeho hodnota zároveň jednoznačně určuje vnitřní strukturu datové části, pokud je tato potřebná. Příkazy směrem do zdroje mají nejvyšší bit tohoto pole nulový (kódy 0x00–0x7F), odpovědi směrem ze zdroje jedničkový (kódy 0x80–0xFF). Tabulka těchto kódů s výkladem významu je v příloze B.

Pokud se během přenosu vyskytne jakákoli chyba (poškozený rámec, neplatný kontrolní součet apod.), příjem celého packetu je stornován. Příjemový algoritmus je v mikrokontroléru i v ovládacím počítačovém programu implementován pomocí jednoduchého stavového automatu. Detaily v kapitole 3.10.4.

3.9 Řídicí mikrokontrolér

Pro řízení zdroje byl vybrán mikrokontrolér ATMEL AT90PWM3B. Jedná se o osmibitový mikrokontrolér z rodiny Atmel AVR, doplněný o mnoho speciálních funkčních bloků, určených právě pro řízení spínaných zdrojů, elektrických pohonů a dalších aplikací založených na pulzně šířkové modulaci.

Jádro mikrokontroléru je standardní AVR RISC, tedy mikroprocesor s redukovanou instrukční sadou. Instrukce jsou většinou šestnáctibitové, výjimečně dvaatřicetibitové. Výhoda architektury RISC spočívá v rychlejšímu zpracování instrukcí, čehož se dosahuje technikou *Prefetch & Pipelining* – zatímco je jedna instrukce prováděna, další se již souběžně



Obrázek 3.8. *Four Ramp Mode* (převzato z [1]).

Například pro řízení dvojčinného zdroje s polovičním můstkem je vhodný režim *Four Ramp Mode*. Časové průběhy čítače a výstupů při tomto pracovním režimu jsou na obr. 3.8.

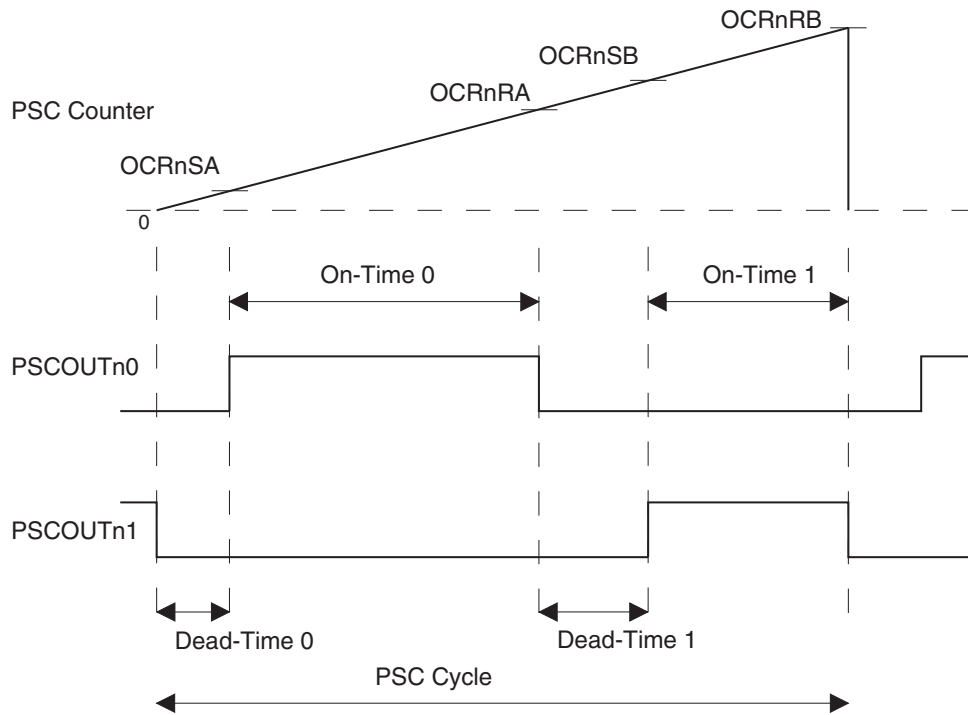
Z hlediska obvodového zapojení můžeme použít výstup PSCOUT00 např. pro horní tranzistor polomůstku a PSCOUT01 pro dolní. Registry OCR0SA a OCR0SB pak řídí délku dead-time (v obou polovinách nezávisle) a registry OCR0RA a OCR0RB délku sepnutí jednotlivých tranzistorů. Délka pracovní periody odpovídá součtu hodnot všech čtyř registrů.

V případě tohoto zdroje použijeme *One Ramp Mode*, kdy je hlavní čítač nulován při rovnosti s OCR0RB – tímto registrem řídíme délku pracovní periody zdroje. Jelikož je zdroj jednočinný, stačí nám řídit pouze střidu signálu na jediném PWM výstupu PSCOUT00. Ten je nastaven do log. 1 při rovnosti čítače s OCR0SA, tento registr tedy nastavíme na nulu a tranzistor bude otevřen se začátkem pracovní periody. Do log. 0 je nastaven při rovnosti čítače s OCR0RA – tento registr řídí šířku pulsu a v důsledku dobu sepnutí tranzistoru. Registr OCR0SB řídí spouštění A/D převodníku. Časové průběhy zachycuje obr. 3.9.

Modul PSC navíc umožňuje asynchronní řízení prostřednictvím vstupu *PSC input*. V závislosti na nastavení způsobí hrana nebo úroveň na tomto vstupu okamžitou změnu v úrovních na výstupech PSCOUT a/nebo restart hlavního čítače PSC. Je podporováno celkem devět různých režimů vstupu, z nichž některé jsou použitelné jen pro určité režimy časování.

Asynchronní vstup PSC může být připojen buď přímo na jeden z vývodů mikrokontroléru, pokud požadujeme řízení externími obvody nebo na vnitřní komparátor (stejný v pořadí jako daný PSC modul).

Využijeme režim č. 1, který způsobí okamžitou deaktivaci PWM výstupu (rozepnutí tranzistoru) až do okamžiku nejbližšího resetu čítače, neboli začátku nejbližší pracovní periody. Ve spojení s analogovým komparátorem ACO s rozhodovací úrovní nastavenou vnitřním D/A převodníkem, jde o režim určený k realizaci proudového omezení v primárním obvodu.



Obrázek 3.9. One Ramp Mode (převzato z [1]).

3.10 Řídicí program

3.10.1 Základní principy

Přestože podstatnou část nízkourovňového řízení zdroje obstarají přímo periferní obvody mikrokontroléru ve vhodné konfiguraci, určitá část aplikační logiky musí být implementována softwarově. Vzhledem k tomu, že jádro může v daném okamžiku provádět pouze jednu úlohu, je třeba pro každou operaci stanovit její prioritu.

Provozní události, jejichž vyhodnocení nesnese odkladu, jsou zpracovávány v obslužných rutinách přerušení. Řada mikrokontrolérů AVR se vyznačuje mnoha oddělenými přerušovacími vektory, pro každou externí událost jeden. To umožňuje velmi rychlou reakci programu, odpadá totiž zdoluhavé vyhodnocování příznakových bitů, které je nutné například u mikrokontrolérů řady PIC s pouhými dvěma společnými přerušovacími vektory. Vzhledem k tomu, že přerušovací systém je u AVR jednoúrovňový a obslužná rutina tedy blokuje další přerušení, je vhodné zůstat v ní co nejkratší dobu.

Časově méně kritické operace můžeme zpracovávat v hlavní programové smyčce, která je obdobou konstruktu *idle-task* známému z prostředí osobních počítačů. Pokud nejsou žádné požadavky k vyřízení, hlavní smyčka běží naprázdno. Tohoto principu se drží koncepce programu, kdy v obslužných rutinách přerušení je provozní událost často pouze zaznamenána (například uložením do speciálních proměnných a nastavením příznakového bitu) a její zpracování je odloženo až do hlavní smyčky.

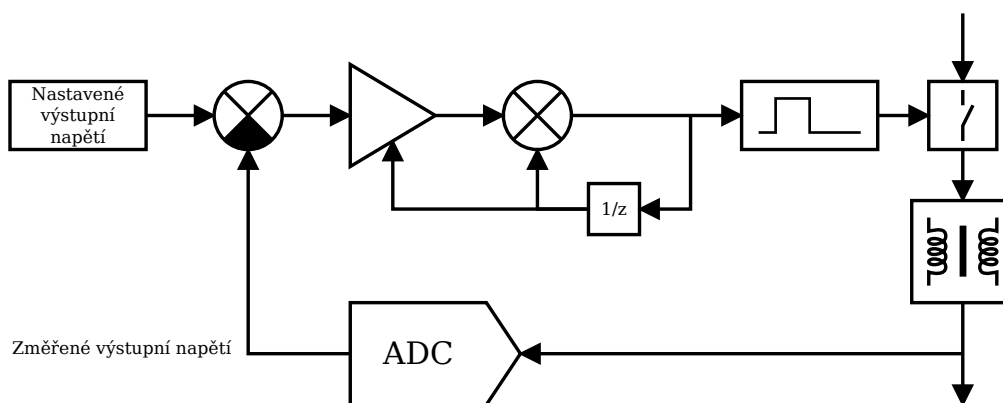
Jeden ze zdrojů přerušení je například sériové rozhraní, které mimo jiné vyvolá přerušení při příchozím bytu. V obsluze tohoto přerušení (`U_RX_COMPLETE_INT`) program pouze uloží nově příchozí byte do proměnné `RXBYTE` a nastaví příznak `RXBYTE_F`. Parser běží v kontextu hlavní smyčky (`U_MAIN`) a neblokuje tak další přerušení.

Při vývoji programu byl také kladen velký důraz na jeho modularitu a jasné definování hranic jednotlivých funkčních bloků – už na úrovni datových proměnných a programo-

vých rutin. Každý z programových modulů má vlastní soubor, oddělenou jednotku (UNIT) a s okolím komunikuje pouze pomocí velmi omezeného rozhraní. Typicky jde o inicializační rutinu X_INIT, volanou během startu programu, X_MAIN volanou při každém průchodu hlavní smyčkou. Vnitřní záležitosti modulu jsou okolí skryty.

3.10.2 Zpětnovazební regulátor

Stabilizace výstupního napětí je zajištěna softwarovým zpětnovazebním regulátorem, jehož schéma je na obr. 3.10.



Obrázek 3.10. Blokové schéma zpětnovazebního regulátoru

Regulátor porovnává nastavenou a poslední naměřenou hodnotu napětí, které jsou vyjádřeny v krocích A/D převodníku jako 10bitové neznaménkové číslo. Jejich rozdíl, regulační odchylka, je následně dělena koeficientem, vyjadřujícím zesílení zpětnovazební smyčky.

Tento koeficient je závislý na nastavené šířce spínacího pulsu. V důsledku digitálního principu generování PWM signálu v modulu PSC (kap. 3.9.2) totiž přesnost regulace klesá se šířkou pulsu, kterou lze řídit pouze v diskretních krocích. Pro krátké časy sepnutí tedy vliv každé změny hyperbolicky roste, což je nutné kompenzovat právě změnou zesílení zpětné vazby. Závislost zachycuje tabulka 3.5.

Poměrný čas sepnutí	Dělicí koeficient
> 40 %	4
40 % – 20 %	8
20 % – 10 %	16
< 10 %	32

Tabulka 3.5. Závislost dělicího koeficientu na šířce pulsu.

Toto opatření významně přispívá ke stabilitě zdroje při pracovních podmínkách, které vedou k úzkým pulsům a omezuje rovněž vliv rušení indukovaného do zpětné vazby z vysokonapěťové části.

Výsledná upravená regulační odchylka je pak přičtena k předchozímu nastavení šířky spínacího pulsu (registr OCR0RA). Změna se projeví v nejbližší další pracovní periodě, což zajišťuje funkce *PSC Autolock*.

Zpětnovazební regulátor je implementován v programových modulech `mod_PSC.asm` a `mod_ADC.asm`. Vzhledem k tomu, že zpětnovazební regulace je velmi důležitá a časově kritická činnost mikrokontroléru, celá je prováděna přímo v obslužných rutinách přerušení.

Konkrétně jde o podprogram `P_ENDCYCLE_INT`, ve kterém je implementován samotný regulátor, a podprogram `P_ADC_INT`, ve kterém se ukládá změřené výstupní napětí pro další zpracování. Výpočet regulační smyčky je spuštěn vždy s koncem pracovní periody.

3.10.3 Funkce A/D převodníku.

Důležitá součást zpětnovazební smyčky je A/D převodník, měřící výstupní napětí prostřednictvím izolačního zesilovače. Vyvstává otázka, ve kterém okamžiku pracovní periody toto napětí měřit. Aproximační A/D převodník je systém poměrně citlivý na rušení (pracuje se se signály s úrovní v řádu milivoltů), je tedy vhodné zvolit takový časový úsek, kdy ve zdroji neprobíhají žádné vysokoenergetické přechodové děje. Potřebuje také určitý čas ke zpracování vstupního napětí, přičemž náchylnost k rušení roste se zvyšováním přesnosti aproximace.

Experimentálně bylo zjištěno, že nejvhodnější okamžik ke vzorkování výstupního napětí je těsně po sepnutí tranzistoru v primárním obvodu. Sekundární napětí je v nabíjecí části periody klidné (mírně klesá s vybíjením filtračního kondenzátoru do zátěže). Převod je tak dokončen dříve, než se objeví vysokofrekvenční zákmitý neaktivní části periody.

Druhá funkce převodníku je měření napájecího napětí řídicí části, zda je dostatečně velké pro správnou činnost budiče spínacího tranzistoru a izolačního zesilovače napěťové zpětné vazby. Toto napětí je obecně považováno za stálé, není tedy nutné je měřit příliš často. Protože použitý mikrokontrolér obsahuje pouze jediný A/D převodník s multiplexovaným vstupem, je toto měření prováděno vždy po pevném počtu hlavních měření zpětnovazební smyčky; ta během tohoto měření považuje poslední naměřenou hodnotu výstupního napětí za stále platnou.

Hodinový kmitočet převodníku je odvozen od hlavního oscilátoru a je nastaven na 2 MHz, což je maximální kmitočet povolený výrobcem pro zajištění správné funkce. Převod v tomto nastavení trvá asi 10 μ s. Obsluhu a nastavení převodníku obstarává programový modul `mod_ADC.asm`. Naměřené hodnoty jsou pak obratem postoupeny modulu `mod_PWM.asm`.

3.10.4 Implementace komunikačního protokolu

Komunikační protokol je implementován ve dvou programových modulech, které tvoří dvě na sebe navazující vrstvy zpracování. Modul `mod_USART.asm` zabezpečuje přístup k portu USART a příjem paketů prostřednictvím stavového automatu. Krok automatu je proveden s každým bytem přijatým ze sériového rozhraní. Jeho stav je uložen v proměnné `RXSTAT`, která může nabývat tří hodnot:

- `RXSTAT_IDENT` - výchozí stav. Momentálně není přijímán žádný packet a čeká se na byte `IDENT`, uvozující nový packet. Všechny ostatní hodnoty jsou ignorovány. Jakmile je tento byte úspěšně přijat, přechází automat do stavu
- `RXSTAT_HEADER`. Je přijímána hlavička packetu a její jednotlivé byty se ukládají do struktury `RXHBUF`. Po přijetí kompletní hlavičky včetně platného kontrolního součtu `CKSUM1` je odeslána zpráva vrstvě `mod_Commands.asm`. Ta může přímo zareagovat vykonáním příslušné akce (pokud packet neobsahuje žádná další data) nebo inicializovat své vnitřní datové struktury a připravit je na příjem datových bytů. Pokud je pole `DTASZ` indikována datová část packetu, přechází automat do stavu
- `RXSTAT_DATA`. Přicházející datové byty jsou předávány vyšší vrstvě za současného průběžného výpočtu kontrolního součtu. Každý tento byte je okamžitě předán vrstvě `mod_Commands.asm`, která jej může přímo zpracovat nebo uložit do svých interních datových struktur. Po přijetí všech datových bytů s platným kontrolním součtem je rovněž vyslán signál vyšší vrstvě a automat přechází zpět do stavu `RXSTAT_IDENT`.

Modul `mod_Commands.asm` obsahuje samotné zpracování přijatých požadavků. Každý z nich má vyhrazeny až tři obslužné rutiny, `X_HEADER`, `X_BYTE` a `X_COMPLETE`, přičemž poslední dvě jsou použity pouze u příkazů, které nesou datovou část (typicky nastavení

požadovaných provozních parametrů). Tyto rutiny jsou registrovány v tabulce CMD_TABLE a jsou volány dynamicky podle přicházejících notifikací od nižší vrstvy.

Odesílací část implementace protokolu je obsažena rovněž v modulu mod_USART.asm a principiálně je velmi podobná příjmové. Vstupní brána k odesílacímu algoritmu je rutina U_SEND, která v registrech obdrží veškeré údaje potřebné k odeslání packetu - kód odpovědi, délku datové části a ukazatel na proměnnou v RWM, která obsahuje samotná data. Tato rutina inicializuje odesílací stavový automat a přímo odesílá první byte packetu (IDENT).

Odesílání jednotlivých bytů je prováděno v kontextu hlavní smyčky, a to neblokujícím způsobem; během odesílání packetu tak hlavní program může provádět další činnosti. Odeslaný byte je sériovým rozhraním indikován nastavením bitu TXC v registru UCSRA, což je zároveň pokyn pro vysílací automat vyzvednout další byte z paměti a předat jej vysílači. Vzhledem k absenci vyhodnocování chybových stavů (vyslání je vždy úspěšné) je algoritmus poněkud jednodušší.

3.11 Návrh desky plošných spojů

Popisovaný zdroj byl realizován na dvouvrstvé desce plošných spojů s prokovenými otvory a nepájivou maskou mimo pájecí plošky. Jako nosný materiál byl zvolen standardní sklolaminátový kompozit FR4 tloušťky 1,5 mm. Motiv plošného spoje je navržen v třídě přesnosti 5, minimální tloušťka spoje je 0,3 mm. Pro návrh byl použit volně dostupný program PlotPC.

3.11.1 Problematika zemnění na DPS

Z důvodu odolnosti proti elektromagnetickému rušení, které nevyhnutelně doprovází každou spínací aplikaci bylo celé zařízení rozděleno do tří galvanicky oddělených částí: primární strana, sekundární strana a řídicí systém, který se silovou částí zdroje komunikuje prostřednictvím tří optočlenů a proudového transformátoru.

Odolnost proti kapacitní (elektrostatické) složce rušení významně zlepšuje rozlití mědi v motivu desky, které by mělo tvořit co nejsouvislejší plochu spojenou se zemí. Zároveň je třeba důsledně dbát na to, aby zpětné zemní proudy od silových součástí tekly pouze v jim vyhrazených koridorech a nenarušovaly například citlivé zpětnovazební obvody. Problémy mohou způsobovat také zemní smyčky (situace, kdy je jeden bod uzemněn více než jednou cestou), do kterých se může indukovat magnetická složka rušení.

V duchu popsaných pravidel jsou až na výjimky všechny signálové cesty řídicí části vedeny po horní straně desky, zatímco na spodní najdeme pouze krátké propoje a velkou plochu stínící rozlité mědi, připojené na řídicí zem. Analogová část řízení má navíc samostatně vedené napájení i zemní plochu, které jsou ke zbytku zapojení připojena v jediném bodě (napájení přes tlumivku L301).

Primární část zdroje je konstruována obdobně, dolní strana desky je tvořena většinou rozlitou mědí tvořící primární zem, kladný pól zdroje a veškeré spoje spínaného obvodu jsou vedeny po horní straně. Spínaný primární obvod je navržen tak, aby měl minimální plochu smyčky, stejně jako obvod budiče spínacího tranzistoru. Toto opatření omezuje rušivý magnetický tok generovaný protékajícím proudem a tedy i rozptylovou indukčnost obvodu.

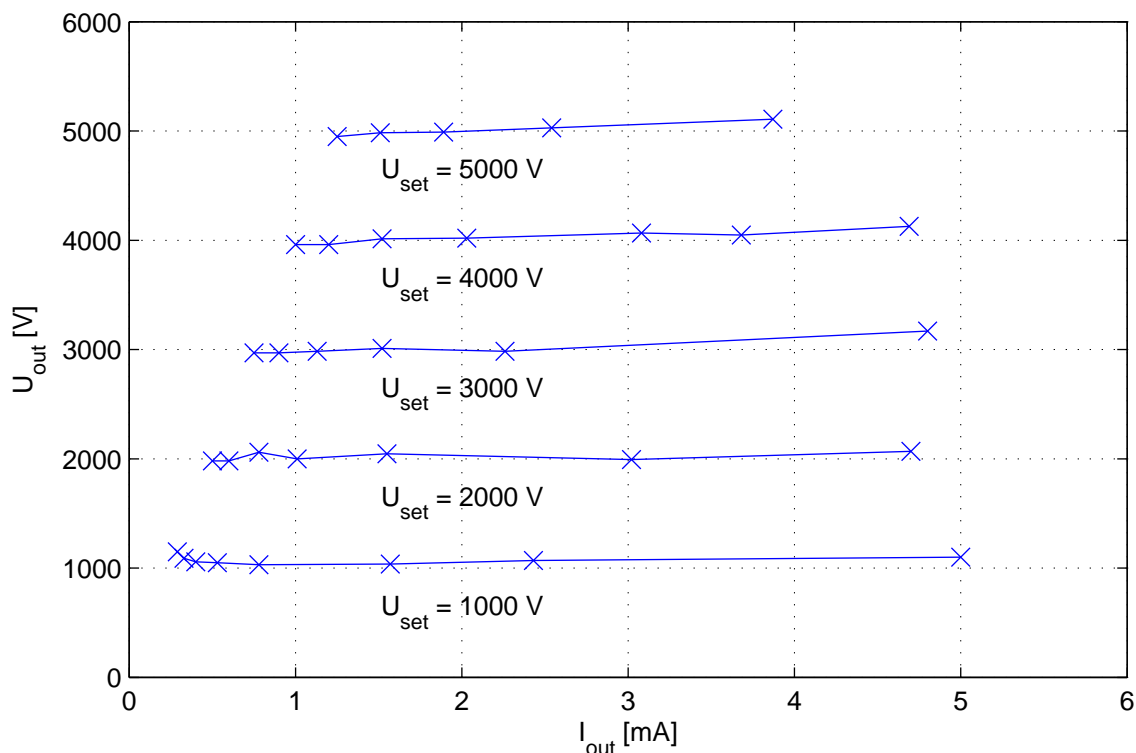
Z hlediska správného zemnění by bylo ideální použít čtyřvrstvou desku, kde by byly vnitřní vrstvy použity k rozvedení země a napájecích spojů prostřednictvím téměř spojitých měděných ploch. Povrchové vrstvy pak obsahují signálové spoje s rozlitou mědí mezi nimi. Výroba takové desky v kusovém množství je však velmi drahá.

Kapitola 4

Měření

4.1 Měření zatěžovací charakteristiky

Zatěžovací charakteristiky byly měřeny na umělé zátěži, tvořené 18 rezistory 220 k Ω s přepojovanou odbočkou.



Obrázek 4.1. Zatěžovací charakteristiky zdroje.

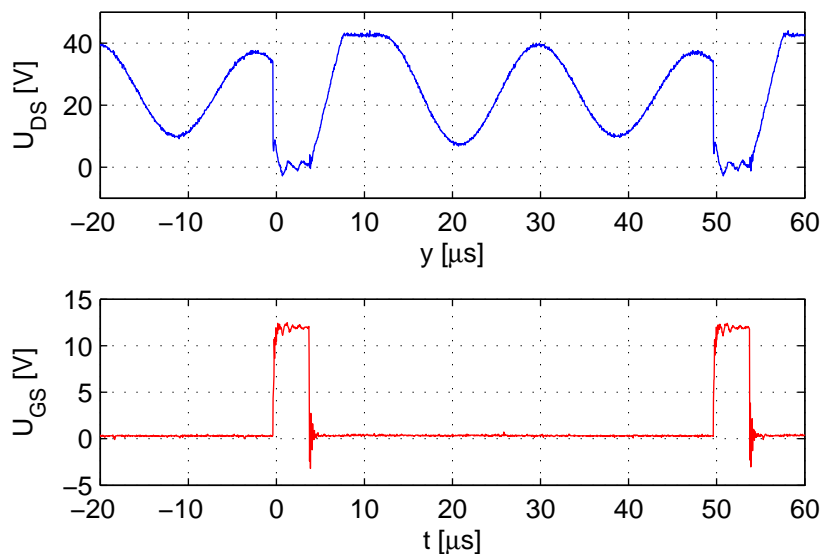
Z grafů je patrné, že napětí zdroje mírně roste se zatížením, zdroj má tedy záporný výstupní odpor. Zpětnovazební regulace vzorkuje výstupní napětí během nabíjecí části pracovní periody, tedy těsně před odevzdáním energie do sekundárního obvodu. Zpětná vazba udržuje konstantní napětí právě v tomto bodě; střední hodnota vynesena v grafu tedy vlivem zvlnění vzroste. Záporný výstupní odpor však s výhodou vykompenzujeme ochranným výstupním rezistorem, který chrání zdroj při zkratu na výstupu.

4.2 Naměřené časové průběhy

Tento oddíl prezentuje časové průběhy obvodových veličin, naměřených v primárním obvodu při různých provozních stavech zdroje. Modrou barvou je značeno napětí na Drainu spínacího tranzistoru, červenou napětí na Gate a černou proud Sourcem, změřený prostřednictvím snímače primárního proudu (kap. 3.7).

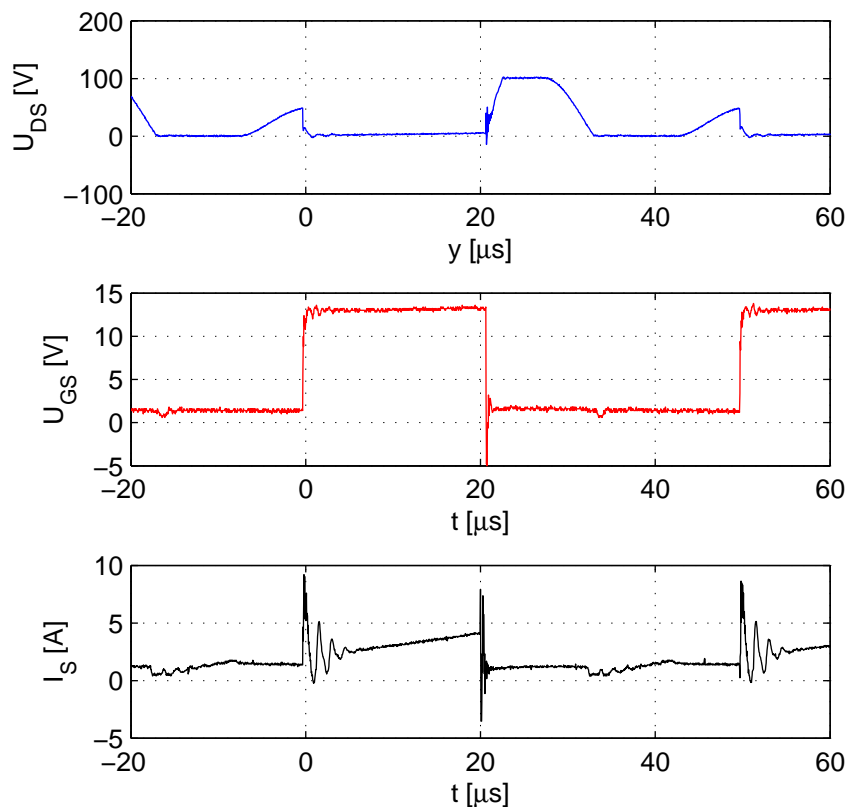
Na obrázku 4.2 jsou průběhy obvodových veličin při nastaveném výstupním napětí 1 kV a zatížení vysokonapětovým rezistorem 4 M Ω . Odebíraný výkon je přibližně 0,25 W, zdroj tedy pracuje téměř naprázdno. Je vidět, že tranzistor je v rámci pracovní periody sepnutý velmi krátce. V neaktivní části jsou patrné zákmity; jejich frekvence přibližně odpovídá

rezonanční frekvenci sekundárního vinutí, neboť jeho kapacita má v obvodu dominantní vliv.

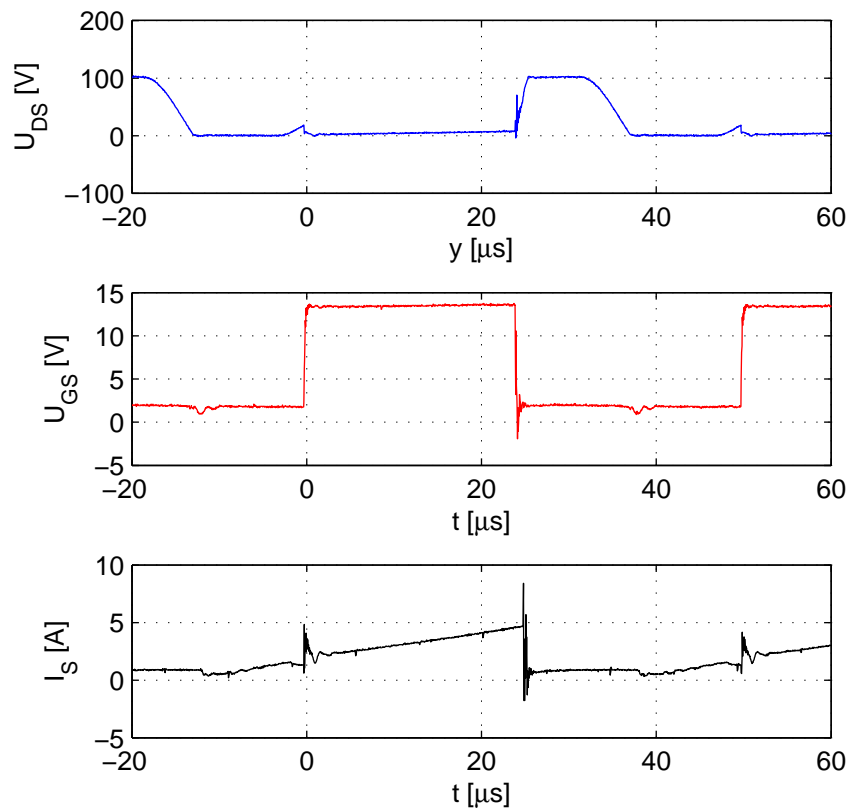


Obrázek 4.2. Průběhy při $U_{out} = 1$ kV, $R_{load} = 4$ M Ω .

Na obrázcích 4.3 a 4.4 jsou průběhy obvodových veličin při nastaveném výstupním napětí 5 kV a zatížení stejným vysokonapětovým rezistorem 4 M Ω , resp. jeho polovinou. Odebíraný výkon je přibližně 6,25 W, resp. 12,5 W. Tranzistor je sepnutý po podstatně větší část pracovní periody (zdroj dodává vyšší výkon). První půlperiody rezonančních zákmitů je oříznuta zpětnou diodou tranzistoru, snímač proudu tedy správně detekuje záporný proud.



Obrázek 4.3. Průběhy při $U_{out} = 5$ kV, $R_{load} = 4$ M Ω .



Obrázek 4.4. Průběhy při $U_{out} = 5$ kV, $R_{load} = 2$ M Ω .

Kapitola 5

Závěr

Cíl bakalářské práce byl analyzovat možnosti konstrukce vysokonapěťového zdroje pro laboratorní použití a prostřednictvím sestaveného prototypu ověřit proveditelnost navrženého řešení.

V průběhu řešení bylo zvažováno několik variant zapojení. Některá byla sice teoreticky funkční (propustný dvojčinný zdroj), avšak jejich realizace nebyla schůdná z hlediska vyrobiteľnosti některých komponent.

Nakonec byla zvolena jednočinná blokující topologie Flyback, která svými vlastnostmi nejlépe odpovídá požadavkům, totiž zdroji malého výkonu s vysokým výstupním napětím. Ani toto řešení se nevyhnulo problémům při realizaci, zvláště při výrobě vysokonapěťového transformátoru; ty se však podařilo zvládnout a sestavený prototyp je funkční.

Nad rámec zadání byly doplněny obvody proudového omezení, tato funkce však nebyla do softwaru řídicího mikrokontroléru zahrnuta.

Zdroj nemá žádné hardwarové ovládací prvky, tyto jsou nahrazeny počítačovým ovládacím programem. Komunikační rozhraní je navrženo tak, aby bylo možné jej použít i k připojení hardwarového ovládacího panelu, jehož použitím se prototyp stane samostatně funkčním přístrojem.

Byl ověřen předpoklad, že princip řízení spínaného zdroje pomocí mikrokontroléru je technicky schůdný a poskytuje mnohé výhody, zvláště při odstraňování nepředvídatelných vlivů a tolerancí součástek bez změny obvodového zapojení. Z principu umožňuje snadné digitální řízení prostřednictvím osobního počítače nebo automatizovaného laboratorního měřicího systému – záleží pouze na připojeném rozhraní.

Nejnáročnější část vývoje softwaru se týkala zpětnovazebního regulátoru, konkrétně volby vhodných regulačních konstant vzhledem ke stabilitě zpětnovazební smyčky a kvalitě regulace výstupního napětí.

Literatura

- [1] Atmel Corporation: *AT90PWM3B Datasheet*. [online], staženo 2014-04-19.
http://www.atmel.com/Images/Atmel-4317-8-bit-AVR-Flash-Microcontroller-AT90PWM2-3-2B-3B_datasheet.pdf
- [2] BALOGH, L.: *Design and Application Guide for High Speed MOSFET Gate Drive Circuits*. Texas Instruments, [online], staženo 2013-12-27.
<http://www.ti.com/lit/ml/slup169/slup169.pdf>
- [3] DALESSANDRO, L.; da SILVERIA CAVALCANTE, F.; KOLLAR, J. W.: Self-Capacitance of High-Voltage Transformers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, ročník 22, č. 5, září 2007: s. 2081–2092, ISSN 0885-8993.
<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4300868>
- [4] Diotec Semiconductor AG: *DD1800 Datasheet*. [online], staženo 2014-05-16.
http://diotec.com/tl_files/diotec/files/pdf/datasheets/dd300
- [5] DIXON, L. H.: *Magnetics Design for Switching Power Supplies. Section 1: Introduction and Basic Magnetics*. Texas Instruments, 2001, [online], staženo 2014-03-03.
<http://www.ti.com/lit/ml/slup123/slup123.pdf>
- [6] DIXON, L. H.: *Magnetics Design for Switching Power Supplies. Section 4: Power Transformer Design*. Texas Instruments, 2001, [online], staženo 2014-03-03.
<http://www.ti.com/lit/ml/slup126/slup126.pdf>
- [7] DIXON, L. H.: *Magnetics Design for Switching Power Supplies. Section 5: Inductor and Flyback Transformer Design*. Texas Instruments, 2001, [online], staženo 2014-03-03.
<http://www.ti.com/lit/ml/slup127/slup127.pdf>
- [8] International Rectifier: *IR2121 Datasheet*. [online], staženo 2014-05-11.
<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/ir2121.pdf>
- [9] International Rectifier: *IRF840 Datasheet*. [online], staženo 2014-05-11.
<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf840.pdf>
- [10] KREJČIŘÍK, A.: *Napájecí zdroje I*. BEN - technická literatura, 1996, ISBN 80-86056-02-3.
- [11] KREJČIŘÍK, A.: *Napájecí zdroje II*. BEN - technická literatura, 1996, ISBN 80-86056-03-1.
- [12] MAMMANO, B.: *Current Sensing Solutions for Power Supply Designers*. Texas Instruments, 2001, [online], staženo 2014-04-05.
<http://www.ti.com/lit/ml/slup114/slup114.pdf>
- [13] ON Semiconductor: *TVS/Zener Theory and Design Considerations*. 2005, [online], staženo 2014-04-18.
http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/HBD854-D.PDF
- [14] Texas Instruments: *LM358 Datasheet*. [online], staženo 2014-02-27.
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm158-n.pdf>
- [15] Texas Instruments: *TL431 Datasheet*. [online], staženo 2014-02-27.
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl431.pdf>
- [16] Texas Instruments: *TL1431 Datasheet*. [online], staženo 2014-04-15.
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl1431.pdf>

[17] Vishay Semiconductors: *IL300 Datasheet*. [online], staženo 2014-02-27.
<http://www.vishay.com/docs/83622/il300.pdf>

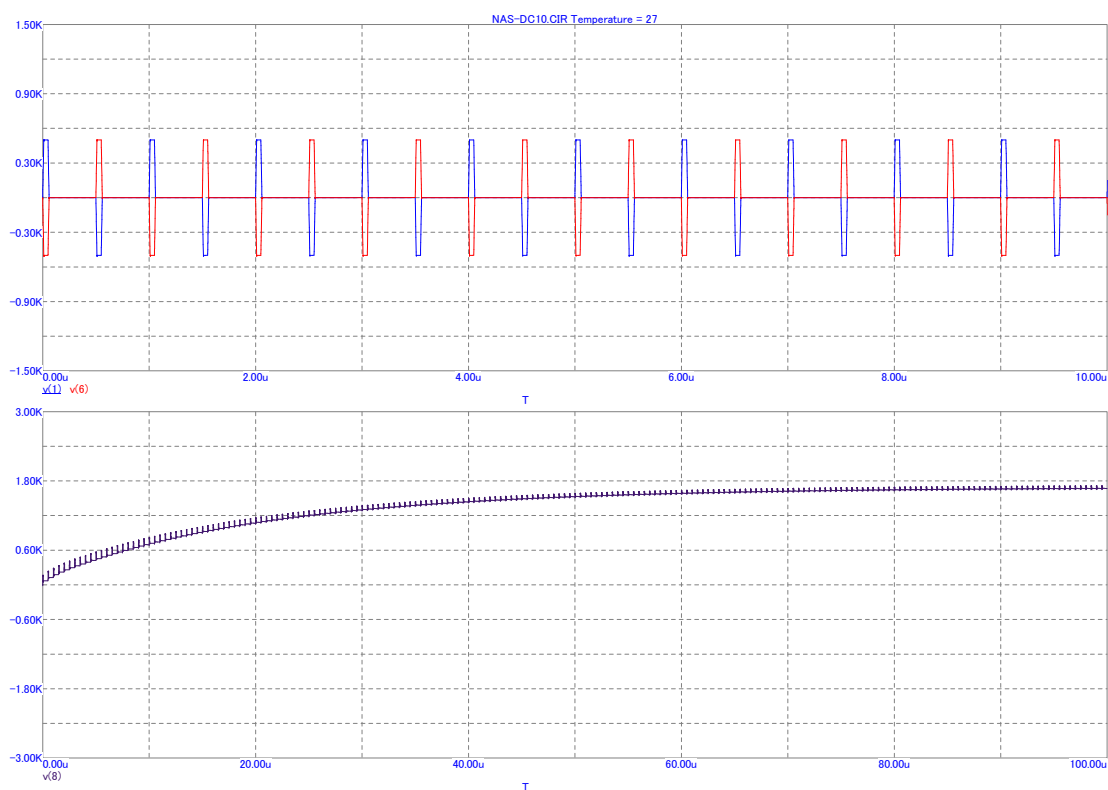
Příloha A

Výstupy simulací

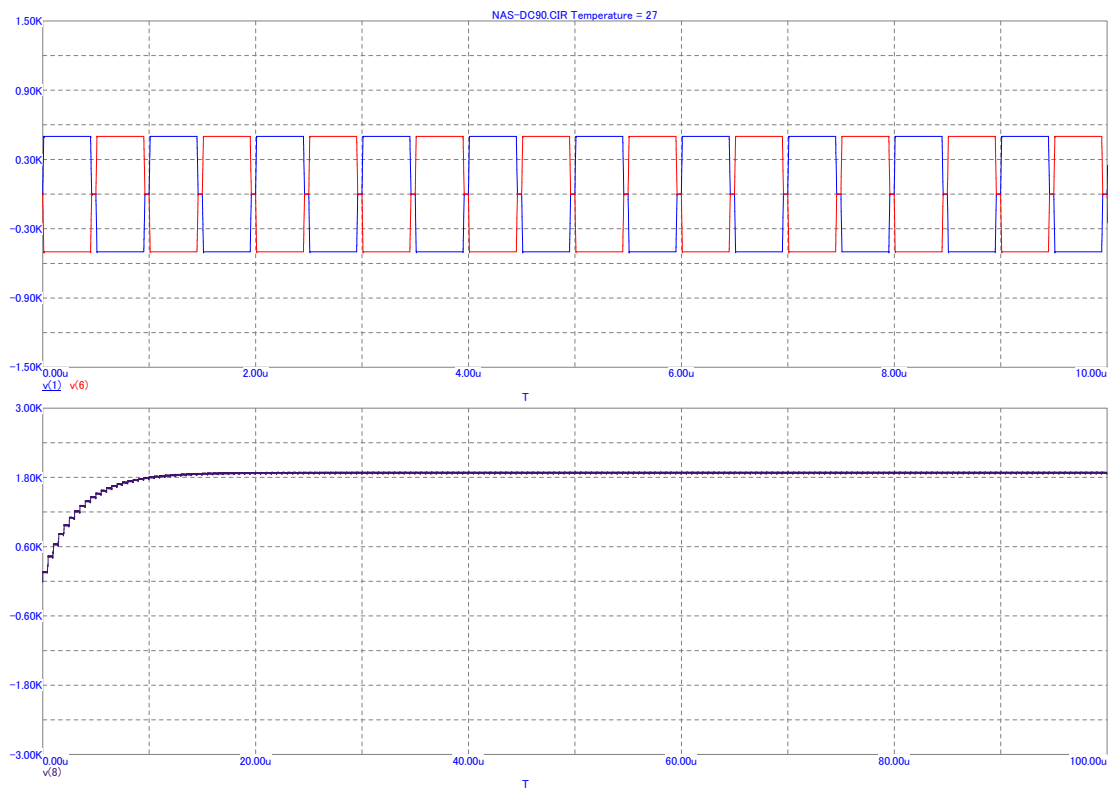
A.1 Izolační zesilovač napěťové zpětné vazby

V tomto oddílu jsou prezentovány výsledky počítačové analýzy opticky odděleného napěťového zesilovače, jehož návrh popisuje kapitola 3.6. Uvedeny jsou frekvenční charakteristiky zapojení bez kompenzačního kondenzátoru a s experimentálně stanovenou kompenzací $C_{comp} = 68$ pF. Ke každé AC analýze navíc přísluší časová analýza, která ukazuje vliv kompenzace na přenos obdélníkového signálu.

A.2 Kapacitní násobič napětí



Obrázek A.5. Dvojjinný napěťový násobič, $DC = 10\%$.



Obrázek A.6. Dvojjinný napěťový násobič, $DC = 90\%$.

Příloha B

Komunikační protokol

B.1 Kódy příkazů a jejich význam

- **0x00: Reserved**
Bez významu, ignorován.
- **0x01: Echo request**
Požadavek na odeslání ozvěny. Může obsahovat až osm libovolných datových bytů, které jsou obratem odeslány zpátky. Odpověď má kód **0x81**.
- **0x02: Status request**
Požadavek na odeslání informace o stavu zdroje (odpověď **0x82**). Příkaz nenesení žádné data.
- **0x03: Set output voltage (ADC units)**
Nastavení výstupního napětí. Datová část obsahuje požadované výstupní napětí zdroje v jednotkách A/D převodníku (bez cejchování), jako 16bitové neznaménkové číslo. Rozsah platných hodnot je 0–1023, maximální hodnota odpovídá maximálnímu dosažitelnému napětí zdroje, nula znamená vypnutý výstup.
- **0x04: Get output voltage (ADC units)**
Načtení aktuálně nastaveného napětí zdroje (odpověď **0x84**). Příkaz nenesení žádné data.
- **0x05: Set output voltage**
Nastavení výstupního napětí. Datová část obsahuje požadované výstupní napětí zdroje ve voltech jako 16bitové neznaménkové číslo. Nulové napětí znamená vypnutý výstup.
- **0x06: Get output voltage**
Načtení aktuálně nastaveného napětí zdroje (odpověď **0x86**). Příkaz nenesení žádné data.

B.2 Kódy odpovědí a jejich význam

- **0x80: Reserved**
Bez významu, vyhrazeno.
- **0x81: Echo response**
Odpověď na příkaz **Echo request**. Až osm bytů dat přijatých v požadavku je odesláno zpět nadřazenému systému.
- **0x82: Status response**
Informace o stavu zdroje. Datová část má tuto strukturu:

Offset	Délka	Název	Význam
0x00	1	STATUS	Příznakový byte
0x01	2	UO_MSR	Naměřené výstupní napětí

Významy příznakového bytu mají následující význam (log. 1 znamená, že je podmínka splněna):

n	Název	Význam
0	V12GOOD	Napájecí napětí 12 V pro řídicí část je v pořádku.
1	VINGOOD	Napájecí napětí pro silovou část je v pořádku.
2	CRLIMIT	Zdroj je v proudovém omezení.
3		
4		
5		
6		
7		

- **0x84: Get output voltage (ADC units) response**

Odpověď na požadavek 0x04. Datová část obsahuje aktuálně nastavené výstupní napětí zdroje v jednotkách A/D převodníku jako 16bitové neznaménkové číslo.

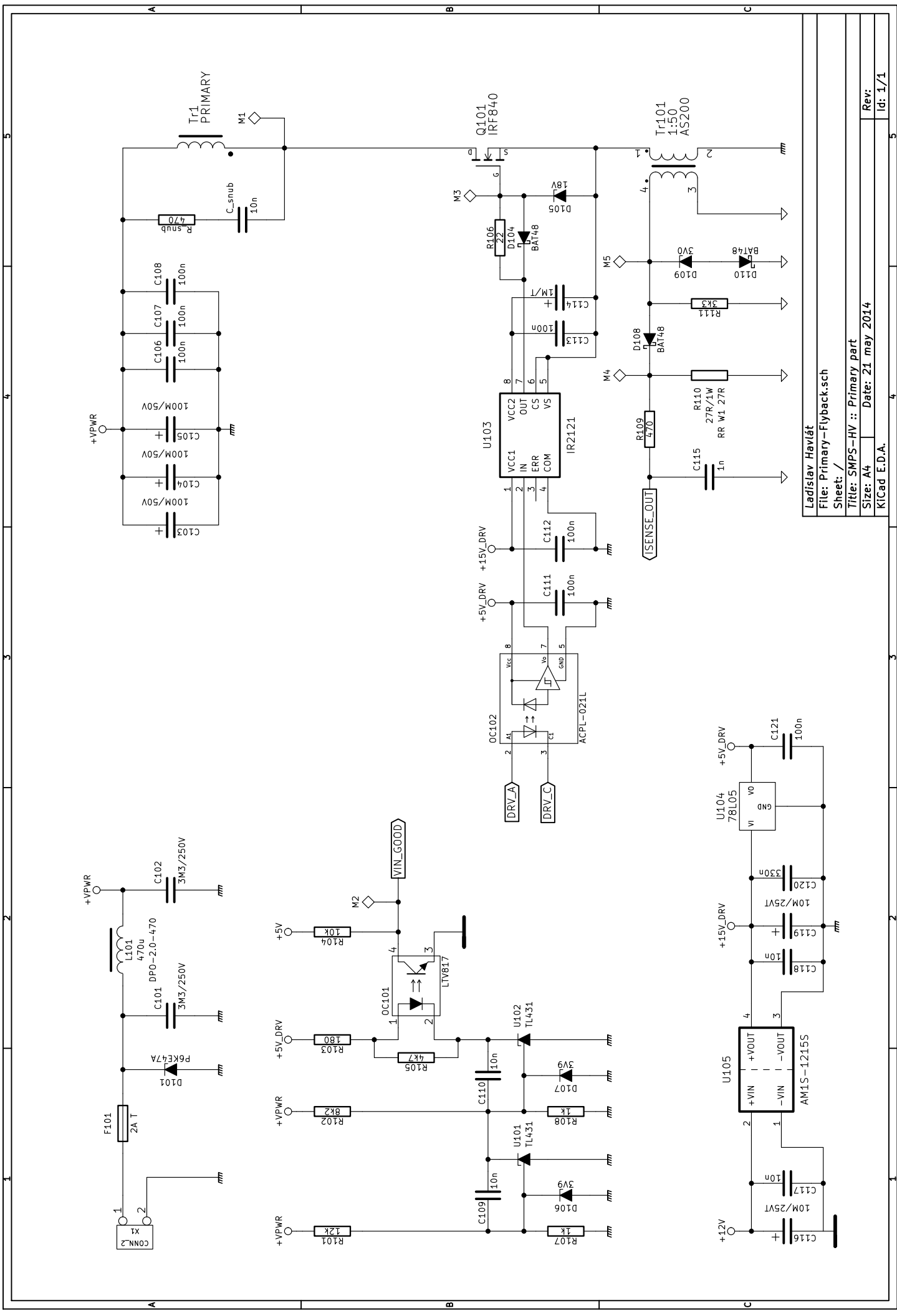
- **0x86: Get output voltage response**

Odpověď na požadavek 0x06. Datová část obsahuje aktuálně nastavené výstupní napětí zdroje ve voltech jako 16bitové neznaménkové číslo.

Příloha C

Schémata

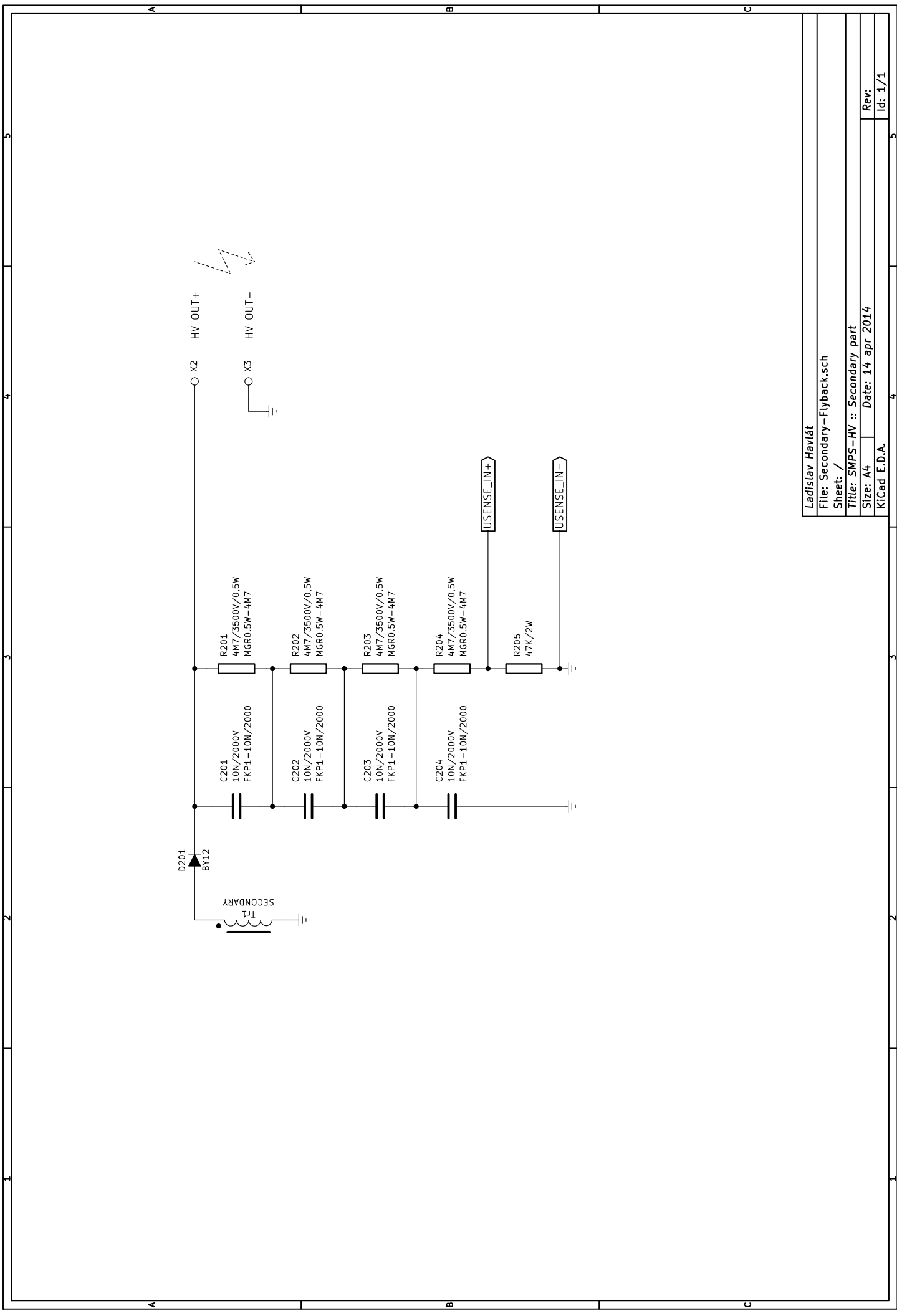
Tato příloha obsahuje schémata zapojení jednotlivých bloků zdroje. Všechny podklady a zdrojové soubory jsou rovněž k dispozici na příloženém CD.



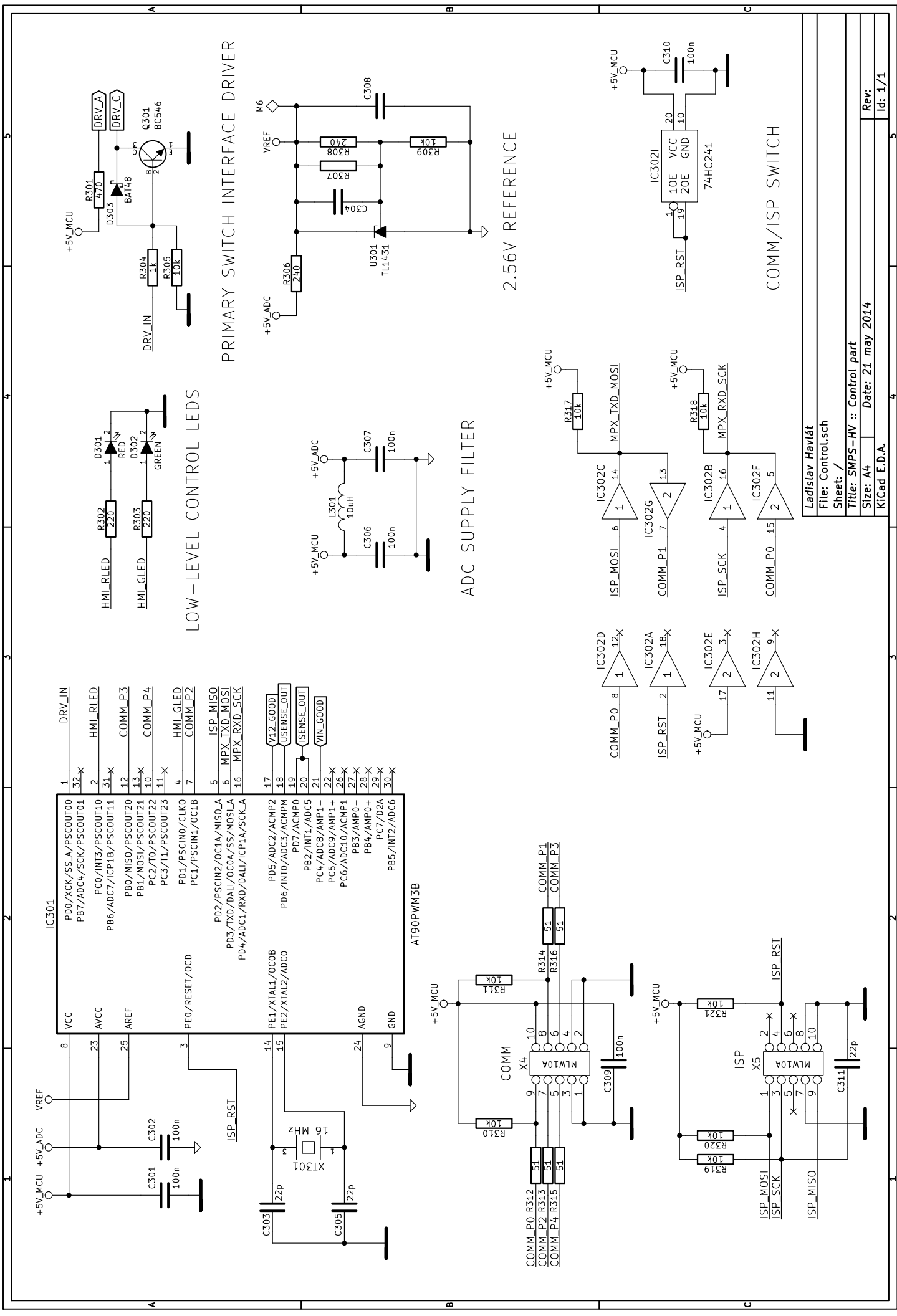
Ladislav Haviřat	
File: Primary-Flyback.sch	
Sheet: /	
Title: SMPS-HV :: Primary part	
Size: A4	Date: 21 may 2014
KiCad E.D.A.	Id: 1/1

1 2 3 4 5

A B C



Ladislav Havlát
 File: Secondary - Flyback.sch
 Sheet: /
 Title: SMPS-HV :: Secondary part
 Size: A4
 Date: 14 apr 2014
 KICad E.D.A.
 Rev:
 Id: 1/1



PRIMARY SWITCH INTERFACE DRIVER

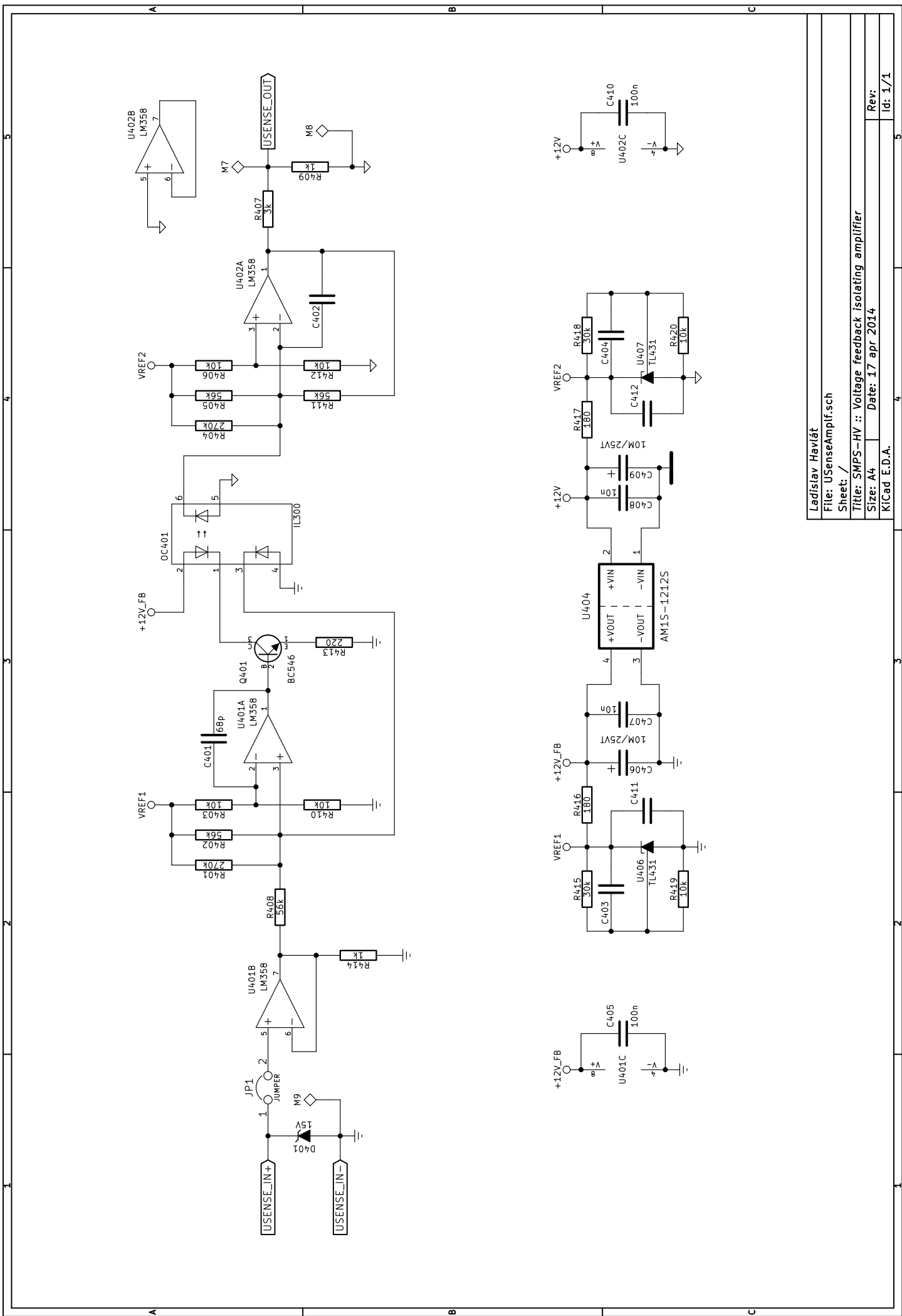
LOW-LEVEL CONTROL LEDS

ADC SUPPLY FILTER

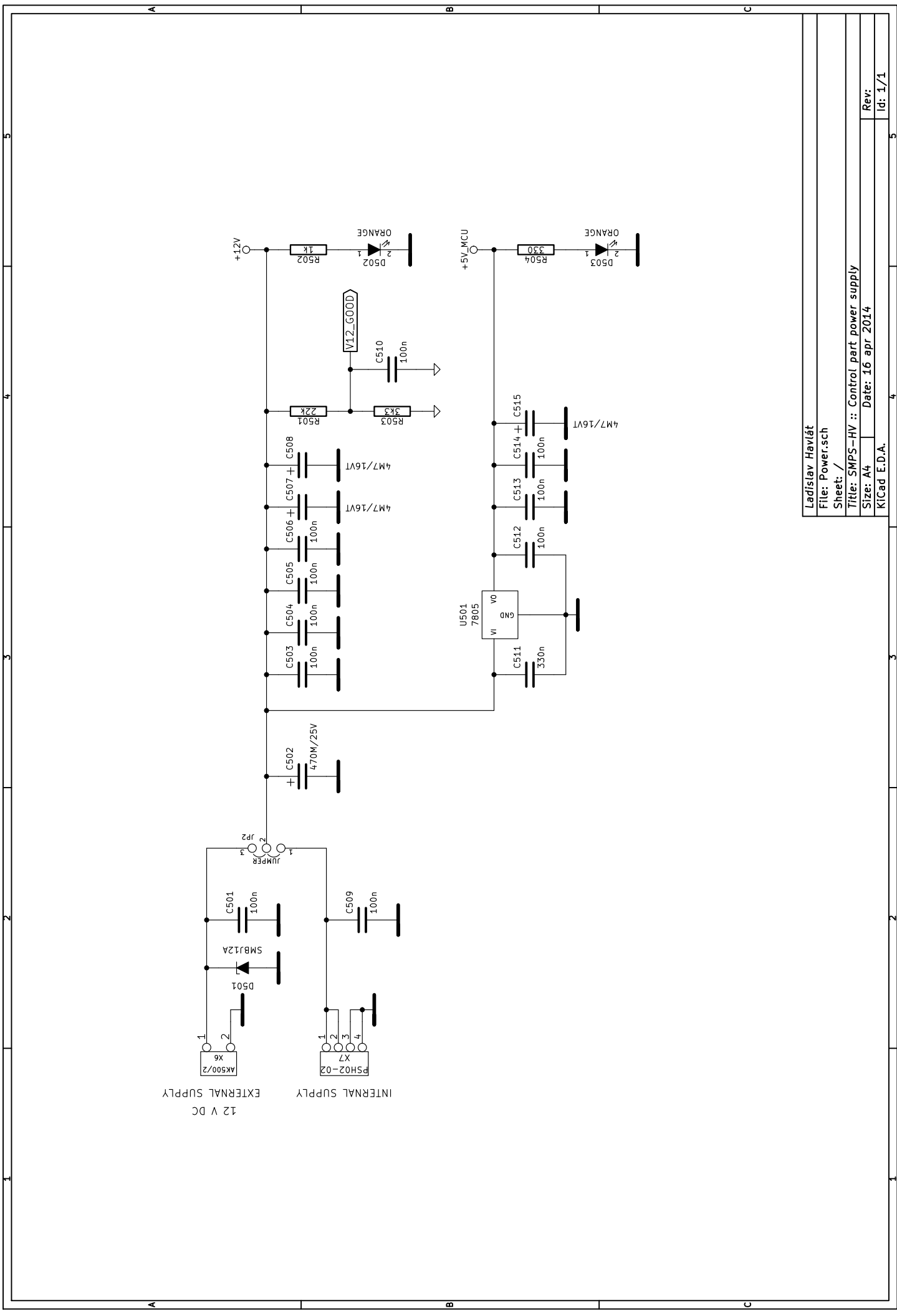
2.56V REFERENCE

COMM/ISP SWITCH

Ladislav Havlát
 File: Control.sch
 Sheet: /
 Title: SMPS-HV :: Control part
 Size: A4
 Date: 21 may 2014
 KICad E.D.A.



Ladislav Havlát
 File: USenseAmplif.sch
 Sheet: /
 Title: SMPS-HV :: Voltage feedback isolating amplifier
 Size: A4
 Date: 17 apr 2014
 KICad E.D.A.



Ladislav Haviřát
 File: Power.sch
 Sheet: /
 Title: SMPS-HV :: Control part power supply
 Size: A4
 Date: 16 apr 2014
 KICad E.D.A.

Rev:
 Id: 1/1

