VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY
DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

SUPERKAPACITORY PRO AKUMULACI ENERGIE
SUPERCAPACITORS ENERGY STORAGE

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE — Jakub Kovařík
AUTHOR

VEDOUCÍ PRÁCE — prof. Ing. Jaroslav Boušek, CSc.
SUPERVISOR

BRNO 2017

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Mikroelektronika**
Ústav mikroelektroniky

Student: Bc. Jakub Kovařík ***ID:*** 187015
Ročník: 2 ***Akademický rok:*** 2016/17

NÁZEV TÉMATU:

Superkapacitory pro akumulaci energie

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Sestavte přehled použití superkapacitorů v zařízeních pro akumulaci energie. Na základě získaných znalostí navrhněte zařízení pro akumulaci energie s kapacitou nejméně 1 Wh při jmenovitém napětí 24 V. Porovnejte toto zařízení se standardně používanými akumulátory z hlediska předpokládané ceny, životnosti a elektrických parametrů. Měnič použitý v zařízení realizujte a ověřte jeho činnost na modelu superkapacitoru s menší kapacitou.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 6.2.2017 ***Termín odevzdání:*** 25.5.2017

Vedoucí práce: prof. Ing. Jaroslav Boušek, CSc.
Konzultant:

doc. Ing. Lukáš Fujcik, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:
Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Tato práce se zabývá návrhem DC/DC měniče určeného pro nabíjení superkapacitoru a pro následnou transformaci napětí na požadovanou hodnotu. V textu jsou uvedeny snižující a zvyšující spínaný měnič napětí včetně výpočtu jednotlivých součástek a také schéma měniče, který kombinuje oba dva typy. Pomocí simulačních programů byla ověřena funkce jednotlivých zapojení, které mohou posloužit jako záložní zdroj elektrické energie menšího výkonu.

KLÍČOVÁ SLOVA

Superkapacitor, superkondenzátor, zálohovací kondenzátor, ELDC, DC/DC měnič

ABSTRACT

This paper describes the design of DC/DC converters designed for charging supercapacitors and subsequent transformation of voltage to the desired value. In the text are presented decreasing and increasing switched-mode voltage converter including the calculation of the individual components and also the design of converter that combines both types. Using simulation software has been verified the function of each circuits, which can serves as a lower power backup supply.

KEYWORDS

Superkapacitors, ELDC, electric double-layer capacitor, ultracapacitors, DC-to-DC converter

BIBLIOGRAFICKÁ CITACE

KOVAŘÍK, J. Superkapacitory pro akumulaci energie . Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 68 s. Vedoucí diplomové práce prof. Ing. Jaroslav Boušek, CSc..

PROHLÁŠENÍ

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

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

V Brně dne .....

podpis autora

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu této semestrální práce panu prof. Ing. Jaroslavu Bouškovi, CSc. za cenné opravy a připomínky k této práci.

OBSAH

ÚVOD 7
1 Teoretická část 8
1.1 Použití superkapacitorů 10
1.2 Nabíjení superkapacitorů 10
1.2.1 Stabilizátor se Zenerovou diodou 11
1.2.2 Integrovaný lineární stabilizátor s pevným výstupním napětím 12
1.2.3 Integrovaný lineární stabilizátor s regulovatelným výstupním napětím 13
1.3 Snižující spínaný měnič napětí 14
1.3.1 Snižující spínaný měnič napětí s integrovaným obvodem 555 17
1.4 Zvyšující DC/DC měnič 21
1.4.1 Zvyšující DC/DC měnič s integrovaným obvodem 555 24
1.5 Obousměrný zvyšující i snižující DC/DC měnič 25
1.5.1 Regulace proudu při nabíjení kondenzátoru 27
1.6 Kmitočtový filtr 30
2 Praktická část 32
2.1 Návrh snižujícího DC/DC měniče řízeného obvodem 555 32
2.1.1 Schéma 32
2.1.2 Výsledky měření 34
2.2 Návrh zvyšujícího DC/DC měniče řízeného obvodem 555 36
2.2.1 Schéma 36
2.2.2 Výsledky měření 38
2.3 Návrh obousměrného DC/DC měniče 40
2.3.1 Schéma 40
2.3.2 Program – bez využití vnitřního PWM modulu 45
2.3.3 Program – s využitím vnitřního PWM modulu 49
2.3.4 Postup přeložení a nahrání programu do mikropočítače 52
2.3.5 Kmitočtový filtr 52
2.3.6 Výsledky měření 54
2.4 Návrh DPS měniče pro superkapacitor 60

ÚVOD

Tato práce se věnuje použití kondenzátorů s velkou hodnotou kapacity (řádově jednotky až stovky farad) nazývaných také jako superkapacitory (supercapacitors), superkondenzátory, ultrakondenzátory (ultracapacitors) nebo zálohovací kondenzátory. Poslední z názvů vystihuje i jejich hlavní aplikační oblast a to jako záložní zdroje napájecího napětí používané v případě výpadku či poruše hlavního napájecího zdroje. Nejčastěji se předpokládá, že takový záložní zdroj bude napájet zařízení či část obvodu s malým příkonem. Především se bude jednat o napájení elektronických paměťových čipů pro uchování dat, integrovaných obvodů přesného času (RTC) a podobně, kde jsou schopny takové kondenzátory nahradit dnes nejčastěji používané baterie nebo akumulátory. V blízké budoucnosti se předpokládá i jejich možné použití ve spotřební elektronice pro napájení malých přenosných zařízení jako jsou například hudební přehrávače, mobilní telefony a podobně. Jejich další oblast použití je výrazně odlišná, slouží totiž také jako krátkodobý zdroj elektrické energie velkého výkonu. Jedna z možných oblastí použití je například přeměna pohybové nebo tepelné energie na elektrickou při brždění vozidel jako jsou autobusy, vlaky apod. a její uchování v superkapacitorech tak, aby byla k dispozici při rozjezdu, kdy je zpravidla požadován největší výkon. Již nyní jsou superkapacitory využívány v některých dopravních prostředcích a v budoucny se předpokládá jejich rozšíření.

1 TEORETICKÁ ČÁST

Běžné kondenzátory se skládají z 2 vodivých elektrod oddělených izolujícím dielektrickým materiálem. Napětí mezi jeho elektrodami je přímo úměrné náboji a nepřímo úměrné kapacitě takového kondenzátoru

$$U = \frac{Q}{C}. \tag{1}$$

Kapacita kondenzátoru závisí na typu dielektrika, přímo úměrně na ploše desek a nepřímo úměrně jejich vzdálenosti

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{l}. \tag{2}$$

Kde ε_0 představuje permitivitu vakua, ε_r pak permitivitu dielektrika, S plochu desek a l vzdálenost desek.

Energii, která je uchována v kondenzátoru, je přímo úměrná kapacitě podle

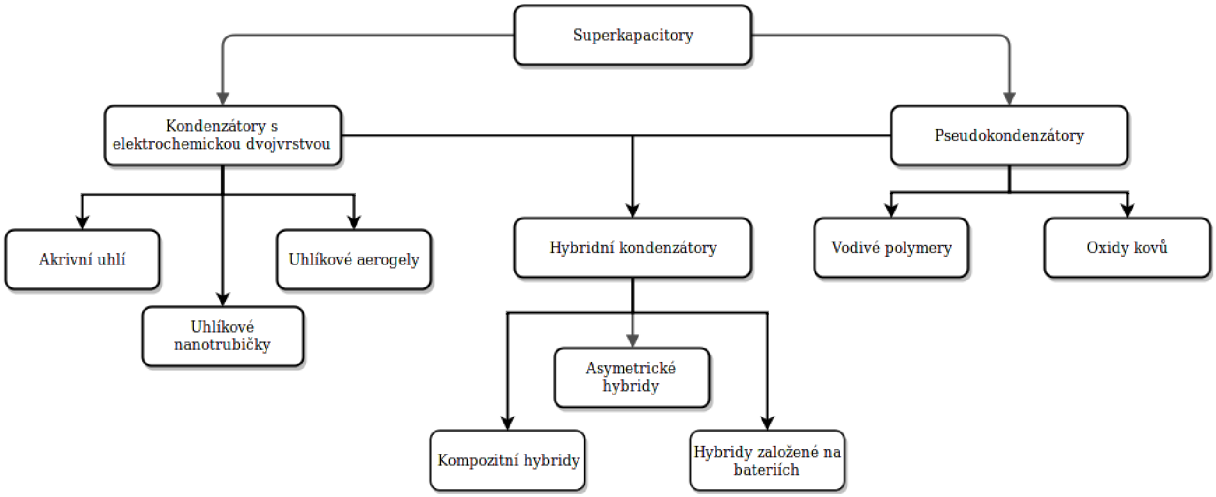
$$E = \frac{1}{2} C U^2. \tag{3}$$

Na základě předchozích vztahů je zřejmé, že zvětšením povrchu S a zmenšením vzdálenosti elektrod dojde ke zvětšení kapacity a zároveň i ke zvětšení množství energie, které je možné uchovat v kondenzátoru uchovat.

Superkapacitory nejčastěji nahrazují baterie nebo akumulátory. Jejich výhoda je především ve velké životnosti. Zatímco elektrickou baterii je nutné po vybití vyměnit za novou, superkondenzátor se opakovaně nabije a je schopen opět plnit svoji funkci. V případě akumulátoru je opakované použití rovněž možné nabíjením, ale rychlost za jakou jsou akumulátory opět nabity je mnohem menší než v případě superkondenzátorů. Navíc s každým nabíjení akumulátoru klesá jeho životnost a celková kapacita a tak výrobce akumulátoru zpravidla uvádí rozsah maximálního počtů nabíjecích cyklů, po kterých dojde k výraznému poklesu elektrické kapacity akumulátoru. Superkapacitorům nijak neškodí úplné vybití oproti akumulátorům, které jsou zpravidla na velké vybití velmi citlivé a dochází k výraznému zkracování životnosti. Dokáží pracovat v širokém rozsahu teplot (například pro kondenzátory firmy Maxwell se uvádí rozsah provozní teploty od -40 °C po 65 °C) oproti bateriím a akumulátorům, které mají teplotní rozsah podstatně menší.

Nevýhoda superkondenzátorů je stále v jejich vyšší ceně a uchování menšího množství energie při stejných rozměrech a hmotnosti oproti bateriím nebo akumulátorům. Dále je to nutnost použití napěťového měniče jednak kvůli tomu, že maximální napětí, na které jsou kondenzátory navrhovány, bývá malé a ve většině aplikací nedostatečné, ale hlavně při provozu klesá v důsledku vybíjení.

Superkapacitory se rozdělují do 3 základních skupin: ELDC (electric double-layer capacitors), pseudokondenzátory (pseudokapacitors, Faradayův kondenzátor) a hybridní kondenzátory (hybrid capacitors).



Obr. 1: Rozdělení superkapacitorů

Každá skupina kondenzátorů je charakterizována specifickým způsobem uložení náboje. Pseudokondenzátory (pseudocapacitors) využívají vratných oxidačních a redukčních reakcí mezi elektrolytem a elektrodami k uchování náboje. V průběhu činnosti tedy dochází k chemickým reakcím a k přenášení náboje mezi elektrolytem a elektrodou. Energie je uložena v chemické vazbě podobně jako u baterií. Jedna z elektrod je zpravidla tvořena z uhlíkových sazí či expandovaného grafitu, druhá elektroda se skládá z vodivých polymerů nebo oxidů kovů (často z RuO_2). Nevýhodou tohoto typu superkondenzátorů je samotný princip. Během nabíjení a vybíjení dochází k rychlejšímu stárnutí díky rozměrovým změnám elektrod. Ve srovnání s ELDC mají pseudokondenzátory nižší účinnost nabíjení a delší časovou odezvu, na druhou stranu mají zpravidla větší kapacitu než ELDC.

Oproti tomu ELDC nevyužívají žádné chemické reakce. Pracují na principu elektrochemické dvojvrstvy. Elektrochemická dvojvrstva je útvar skládající se ze dvou opačně nabitých vrstev, kdy k nabitému povrchu elektrody jsou elektrostatickými, adsorpčními a koncentračními silami přitahovány ionty zejména opačného náboje, ve snaze zneutralizovat povrch elektrody.

Jelikož u ELDC neprobíhá žádná chemická reakce mezi elektrodou a elektrolytem nedochází k chemickým změnám materiálu. Z toho důvodu mají tyto typy kondenzátorů velkou životnost a elektrické charakteristiky nabíjení a vybíjení jsou v průběhu používání velmi stálé.

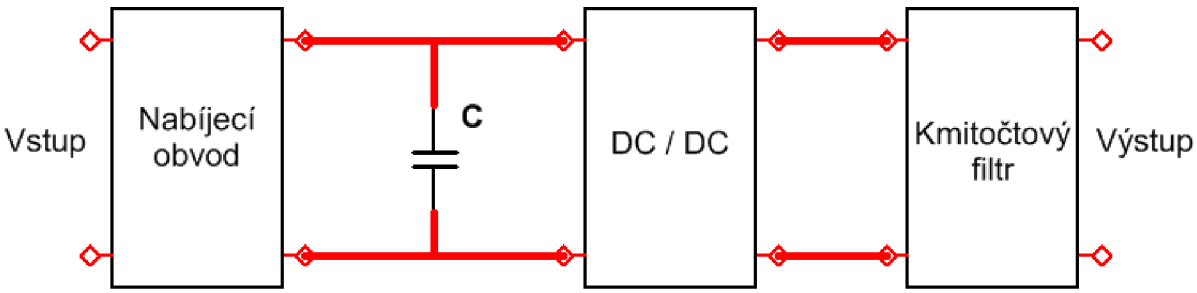
Vlastnosti jednotlivých ELDC kondenzátorů se mění podle typu elektrolytu. Ten může být složen z organických materiálů nebo materiálů na bázi vody. Elektrolyty na bázi vody (jako jsou H_2SO_4 a KOH) mají nízký ESR (sériový odpor v náhradním schématu) oproti organickým materiálům. Na druhou stranu mají menší průrazné napětí. Elektrody bývají vyrobené z materiálu s obsahem uhlíku. Uhlíkové elektrody mají velký povrch, nízkou cenu a

dobře rozvinutou technologii výroby než jiné materiály jako oxidy kovů nebo vodivé polymery. Druhy uhlíkových materiálů používaných v elektrodách ELDC jsou aktivní uhlí (activated carbon), uhlikové aerogely (carbon aerogels) a uhlíkové nanotrubičky (carbon nanotubes).

Poslední skupinou jsou tzv. hybridní kondenzátory (hybrid capacitors), které se snaží kombinovat výhody ELDC a pseudokondenzátorů tak, aby bylo možné dosáhnout velkých kapacit jako u pseudokondenzátoru při zachování životnosti a elektrické stability jako u ELDC. K ukládání náboje se využívá kombinace obou jevů použitých v pseudokondenzáorech a ELDC. [5] [13] [14]

1.1 Použití superkapacitorů

Aby bylo možné superkapacitor používat a zařadit do cílového elektrického obvodu, je nutné vyřešit jeho nabíjení. Superkapacitory se vyrábějí v rozsahu napětí, které nemusí vyhovovat požadovanému, a proto je nutné pro nabíjení použít měnič. Použití měniče je také vyžadováno v případě, že je kondenzátor zdrojem napájecího napětí, protože se při používání vybíjí a měnič tak zajistí transformaci napětí na požadovanou hodnotu, která bude do jisté míry vybití kondenzátoru konstantní. Jelikož takové měniče obsahují spínací prvek a dodávání energie na výstup a do zátěže probíhá impulzně, objevuje se kromě požadované stejnosměrné složky na výstupu také střídavá složka, která způsobuje zvlnění výstupního napětí. Toto zvlnění bývá nežádoucí, ale lze ho potlačit kmitočtovým filtrem. Graficky shrnuje použití superkapacitoru následující blokové schéma.



Obr. 2: Blokové schéma obvodu napájeného superkapacitorem

1.2 Nabíjení superkapacitorů

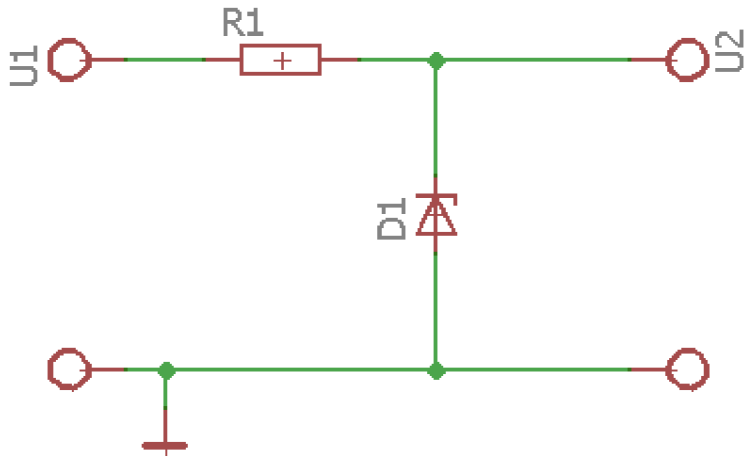
Jako každý kondenzátor má i superkapacitor maximální přípustné napětí, na které může být nabit. Zpravidla nemusí být vždy takový zdroj k dispozici nebo může být stanoven požadavek na nabíjení kondenzátoru napětím v širokém rozsahu a tedy i mnohem větším, než je maximální přípustné napětí udávané výrobcem. Aby bylo možné tomuto požadavku vyhovět a zároveň nedošlo ke zničení kondenzátoru, je nutné vstupní nabíjecí napětí regulovat. [5]

Jelikož není určena konkrétní aplikace, kde má být superkapacitor použit, budou v následující části rozebrány některé typy a způsoby, jak regulovat vstupní napětí, aby bylo možné s ním bezpečně nabíjet kondenzátor a předejít jeho zničení. Takový regulátor napětí by měl umožňovat:

- Napájení vstupním napětím v širokém rozsahu od maximálního požadováno napětí na kondenzátoru až např. po 30 V, což zajistí velkou univerzálnost a možnost použití takového regulátoru pro nabíjení kondenzátoru v nejrůznějších aplikacích.
- Dostatečnou přesnost výstupního regulovaného napětí, aby bylo možné využít co největší množství energie, které lze do kondenzátoru uložit a tím zlepšit a časově prodloužit jeho hlavní funkci jako záložního zdroje napětí. Množství energie závisí na velikosti napětí, na jaké je kondenzátor nabit podle vztahu (3), kde C představuje kapacitu kondenzátoru a U napětí mezi elektrodami. Pro uchování co největší energie bude žádoucí nabít kondenzátor těsně pod jmenovité napětí. Aby však nedošlo ke zničení kondenzátoru vlivem elektrického průrazu dielektrika, musí regulátor pracovat se stanovenou přesností.
- Malá spotřeba.

1.2.1 Stabilizátor se Zenerovou diodou

Asi nejjednodušším regulátor pro tuto situaci představuje stabilizátor se Zenerovou diodou.



Obr. 3: Schéma stabilizátoru se zenerovou diodou

Výhody:

- Jednoduchost a cena.

Nevýhody:

- Malý rozsah vstupního napětí, který je dán rezistorem R_1.
- Nutnost vyměnit stabilizační diodu za jinou v případě změny kondenzátoru s jiným jmenovitým napětím.
- Malá účinnost, která se nejvíce projeví v okamžiku velkého rozdílu vstupního napájecího napětí a jmenovitého napětí Zenerovy diody.

- Silná teplotní závislost u diod s napětím výrazně odlišným od napětí okolo 5,5 V, kdy je teplotní závislost naopak velmi malá.

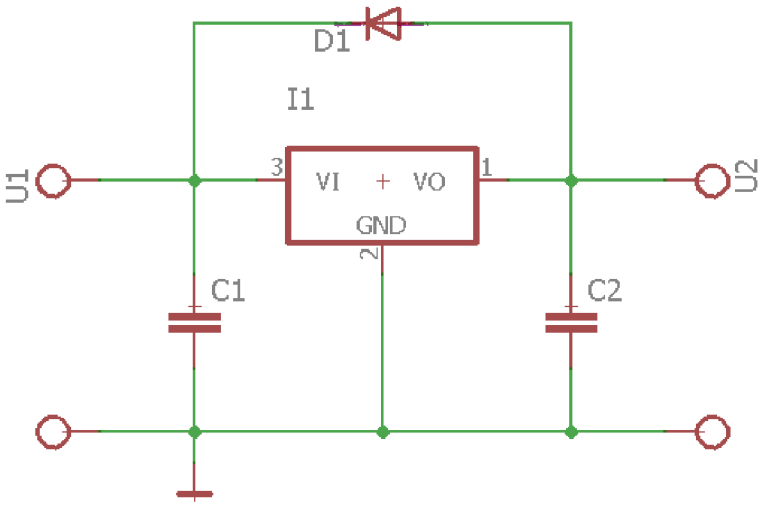
Zenerova dioda se volí podle požadovaného výstupního napětí a odebíraného proudu. Velikost odporu rezistoru R_1 se spočte podle rovnice

$$R_1 = \frac{U_1 - U_2}{I_{Zmin} - I_{Lmax}}, \tag{4}$$

kde I_{Zmin} je minimální proud procházející Zenerovou diodou, při kterém ještě plní stabilizační funkci. I_{Lmax} je největší proud zátěží. [1] [2]

1.2.2 Integrovaný lineární stabilizátor s pevným výstupním napětím

Další možností je použití integrovaného lineárního stabilizátoru napětí buď s pevným výstupním napětím, nebo s nastavitelným výstupním napětím. Jedny z nejznámějších integrovaných obvodů s pevným výstupním napětím jsou obvody řady 78xx, kde poslední dvě číslice udávají výstupní napětí (např. obvod 7805 má výstupní napětí 5 V apod.). Katalogové zapojení takového obvodu je znázorněno na následujícím schématu.



Obr. 4: Schéma zapojení integrovaného lineárního 3-svorkového stabilizátoru s pevným výstupním napětím [2]

Výhody:

- Dobrá přesnost stabilizace výstupního napětí, při změně vstupního napětí.
- Napětí je velmi dobře teplotně stabilizováno (např. pro obvod 7805 se změní výstupní napětí přibližně o 1 mV při změně teploty o 1 °C).
- Široký rozsah vstupního napětí (například pro obvod 7805 to je zpravidla 25 až 35 V, pro obvody s vyšším výstupním napětím to může být až 40 V).

Nevýhody:

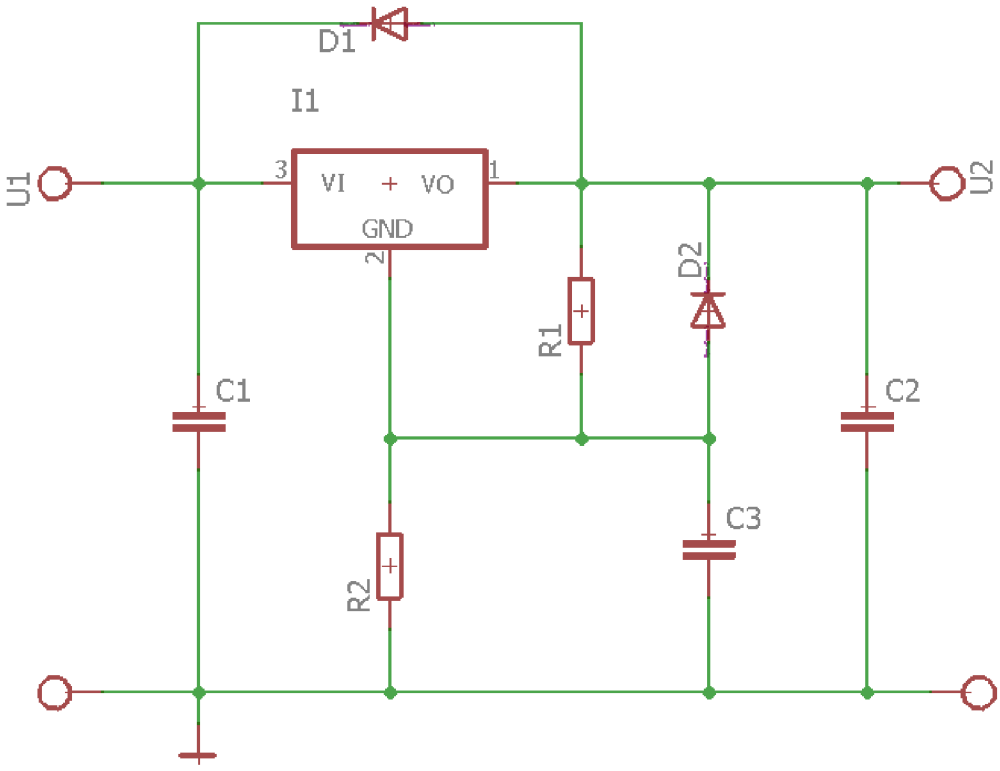
- Malá účinnost, která je tím menší, čím je vstupní napětí větší než výstupní.

Zapojení je velmi jednoduché, doporučuje se použití kondenzátoru C_1 v případě, že je integrovaný stabilizátor prostorově příliš vzdálen od napájecího zdroje a kondenzátoru C_2 na výstupu, který slouží ke stabilitě integrovaného obvodu a zlepšuje reakci na změny výstupu na vstupu. Velikost kapacity kondenzátorů C_1 a C_2 je doporučena výrobcem v katalogovém listu.

Pokud je na výstupu integrovaného obvodu použit kondenzátor o velké hodnotě kapacity (nejčastěji pro krytí proudových odběrových špiček) je nebezpečí, že pokud by došlo ke zkratu na vstupu integrovaného regulátoru (svorka U_1 by se spojila se zemí), objevilo by se mezi vstupem a výstupem integrovaného stabilizátoru výstupní napětí v opačné polaritě, než na jakou je konstruován. Tomuto zabraňuje dioda D_1, která v případě takové situace zajistí, že úbytek napětí bude maximálně do velikosti jejího saturačního napětí (u křemíkové diody asi 0,65 V) a to neohrozí integrovanou strukturu stabilizátoru napětí. [2] [8]

1.2.3 Integrovaný lineární stabilizátor s regulovatelným výstupním napětím

Existují i obvody, které pracují na stejném principu jako předcházející, ale umožňují výstupní napětí nastavit. Jedním z nejznámějších zástupců této skupiny je například obvod LM 317. Typické schéma zapojení je na obrázku (5). Výhody a nevýhody jsou stejné jako u integrovaného lineárního stabilizátoru s pevným napětím až na to, že je možné výstupní napětí nastavit, ovšem jeho přesnost nedosahuje takových hodnot jako u pevného lineárního stabilizátoru.



Obr. 5: Schéma zapojení integrovaného lineárního tří svorkového stabilizátoru s nastavitelným výstupním napětím [9]

Rezistory R_1 a R_2 slouží k nastavení velikosti výstupního napětí. Kondenzátor C_1 se použije v případě, že je integrovaný stabilizátor prostorově příliš vzdálen od napájecího zdroje. Kondenzátor C_2 zde není nezbytný pro udržení stability, ale užívá se pro zlepšení impulsní odezvy zdroje. Kondenzátor C_3 slouží ke zlepšení činitele vyhlazení. Funkce diody D_1 je stejná jako u obvodu na obrázku (4). Dioda D_2 umožňuje vybití kondenzátoru C_3 v případě, že je zátěž zkratována.

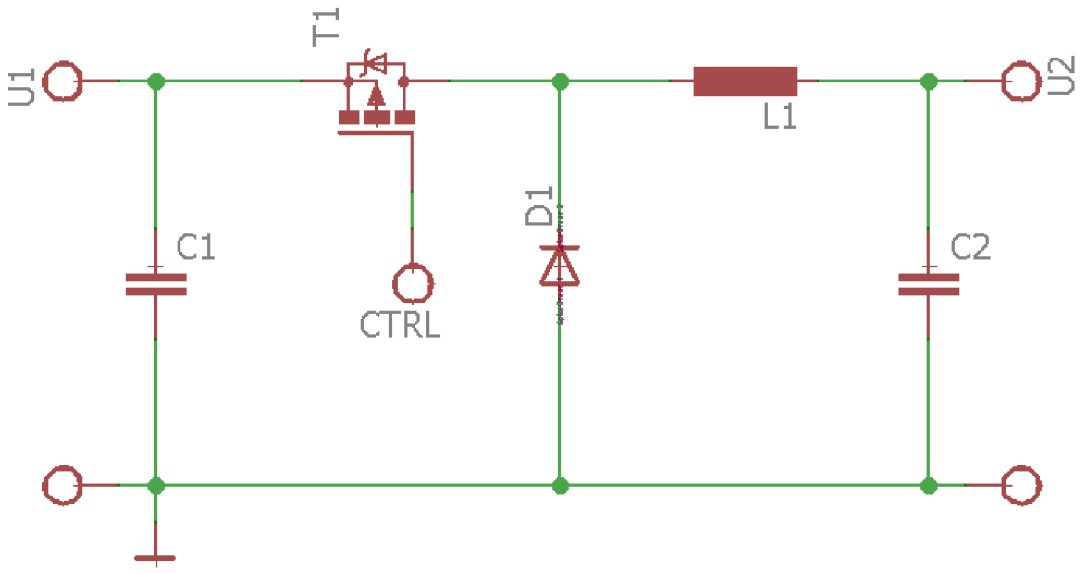
Konkrétně pro integrovaný obvod LM 317 je vztah pro velikost výstupního napětí uveden v katalogu

$$U_2 = U_{ref} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) + I_{adj} \cdot R_2, \tag{5}$$

kde U_{ref} je 1,25 V a je to zároveň napětí na rezistoru R_1, I_{adj} je proud vytékající z nastavovacího vstupu integrovaného stabilizátoru. Jeho velikost je velmi malá a je uvedena rovněž v katalogu (typicky 50 μA). [2] [9]

1.3 Snižující spínaný měnič napětí

Na následujícím obrázku je znázorněno základní schéma spínaného snižujícího měniče napětí. Ten bude možné použít pro napájení superkapacitoru, když vstupní nabíjecí napětí bude větší než maximální přípustné napětí na kondenzátoru. Rovněž lze řízením střídy spínání omezit maximální nabíjecí proud kondenzátoru.



Obr. 6: Snižující měnič napětí

V případě, že je tranzistor T_1 sepnut prochází nabíjecí proud přes cívku L_1, kondenzátor C_2 a zátěž (pokud je zapojena). Cívka L_1 se v této fázi chová jako spotřebič a napětí je na ní ve stejném smyslu s protékajícím proudem. Část energie se ukládá do magnetického pole cívky. Po rozepnutí tranzistoru T_1 dojde ke změně smyslu napětí na cívce. Z cívky se stává napájecí zdroj, který přeměňuje nahromaděnou energii magnetického pole zpět na elektrickou

a podporuje tak proud tekoucí do zátěže z kondenzátoru. Čím větší bude kapacita výstupního kondenzátoru C_2, tím menší bude zvlnění. Kondenzátor C_1 zde slouží ke stabilizaci vstupního napětí, které může vlivem impulzního dodávání proudu do zátěže kolísat. Maximální výstupní napětí U_2 může být nejvýše rovno vstupnímu napětí U_1, protože při sepnutém tranzistoru napětí na kondenzátoru roste, ale cívka se v této fázi chová jako spotřebič. Po odpojení tranzistoru, napětí už jenom klesá. Velikost výstupního napětí se tedy řídí na základě střídy sepnutí a vypnutí tranzistoru T_1, která se může pohybovat od 0 % až do 100 %. [3]

Výhody:

- Jednoduchost.
- Nízká cena.

Nevýhody:

- Omezený rozsah výkonů.
- Galvanické spojení výstupu a vstupu (důležité především u zařízení napájených síťovým napětím).
- Nebezpečí nadměrného proudového namáhání tranzistoru při zkratu na výstupu.

Pro použití tohoto měniče zbývá navrhnout řídící část, jejíž výstup je připojen ke svorce *CTRL* a která bude spínat tranzistor T_1 v závislosti na výstupu. Existují speciální integrované obvody přímo pro takový typ měniče, jako je na obrázku (6). Nejčastěji také obsahují integrovaný spínací prvek a návrh měniče se pak omezí pouze na volbu vhodné cívky, kondenzátoru a polovodičové diody. Často výrobce uvádí v katalogu takových integrovaných obvodů i vhodný rozsah hodnot jednotlivých součástek. Hodnoty jednotlivých prvků lze i vypočítat podle následujících vztahů.

Výpočet výstupního napětí U_2

Velikost výstupního napětí U_2 se u takového měniče řídí podle střídy spínání spínacího prvku (tranzistoru T_1). Pro velikost střídy platí následující vztah

$$D = \frac{U_2}{U_{1max} \cdot \eta}, \tag{6}$$

kde U_{1max} je maximální předpokládané vstupní napětí, U_2 je požadované výstupní napětí a η je účinnost měniče. Ta se nejčastěji odhaduje (například 90 %). Přidáním účinnosti do vztahu pro střídu se získávají přesnější výsledky, které více odpovídají skutečnosti, než kdyby byl tento parametr vynechán. [6]

Volba cívky L_1

Velikost indukčnosti cívky se vypočte podle vztahu

$$L = \frac{U_2 \cdot (U_1 - U_2)}{\Delta I_L \cdot f_S \cdot U_1}, \tag{7}$$

kde U_1 je vstupní napětí, U_2 je požadované výstupní napětí, f_S je spínací kmitočet a ΔI_L představuje velikost zvlnění střídavé složky proudu protékající cívkou. Pro výpočet tohoto proudu se provádí odhad a předpokládá se, že jeho velikost je asi 20 % až 40 % velikost výstupního proudu

$$\Delta I_L = (0{,}2 \text{ až } 0{,}4) \cdot I_{2max}, \tag{8}$$

kde I_{2max} představuje maximální požadovaný výstupní proud. [6]

Volba kondenzátoru C_1

Každý reálný kondenzátor obsahuje v náhradním schématu sériový odpor (ESR – equivalent series resistence). Při volbě kondenzátorů pro spínané měniče může být tento odpor nezanedbatelný, protože snižuje filtrační schopnosti, které se projevují hlavně při velkých spínacích kmitočtech. Zvětšování kapacity sice snižuje kapacitanci kondenzátoru (kapacitní složka 1/ωC), celková impedance Z=ESR +1/ωC však nemůže klesnout pod hodnotu ESR. Proto od určité hodnoty kapacity se nevyplatí její zvyšovaní, pokud se nezajistí malá hodnota ESR. Kondenzátory určené pro spínané zdroje mají ESR menší než běžné kondenzátory. Proto je vhodné, volit i kondenzátor C_1 s nízkým ESR. Doporučený je keramický kondenzátor. Jeho hodnota pak záleží také na míře zvlnění vstupního napětí. Při větším zvlnění se volí kondenzátor s větší kapacitou. [6]

Volba kondenzátoru C_2

Opět bude vhodné volit kondenzátor s nízkým ESR. Velikost kapacity se vypočte podle vztahu

$$C_{2min} = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f_S \cdot U_2}. \tag{9}$$

V případě použití tohoto měniče pro nabíjení superkapacitoru, bude kondenzátor C_2 představovat samotný superkapacitor. [6]

Volba diody D_1

Jako typ diody D_1 je obecně vhodnější použít Schottkyho diodu raději než křemíkovou diodu. Schottkyho diody mají menší úbytek napětí v propustném směru a tedy i menší ztrátový výkon oproti křemíkovým diodám. Také jsou vhodnější při použití vyšších spínacích kmitočtů neboť tzv. doba zotavení (přechod z vodivého do nevodivého stavu) je velmi krátká. Proud procházející diodou je

$$I_F = I_{2max} \cdot (1 - D), \tag{10}$$

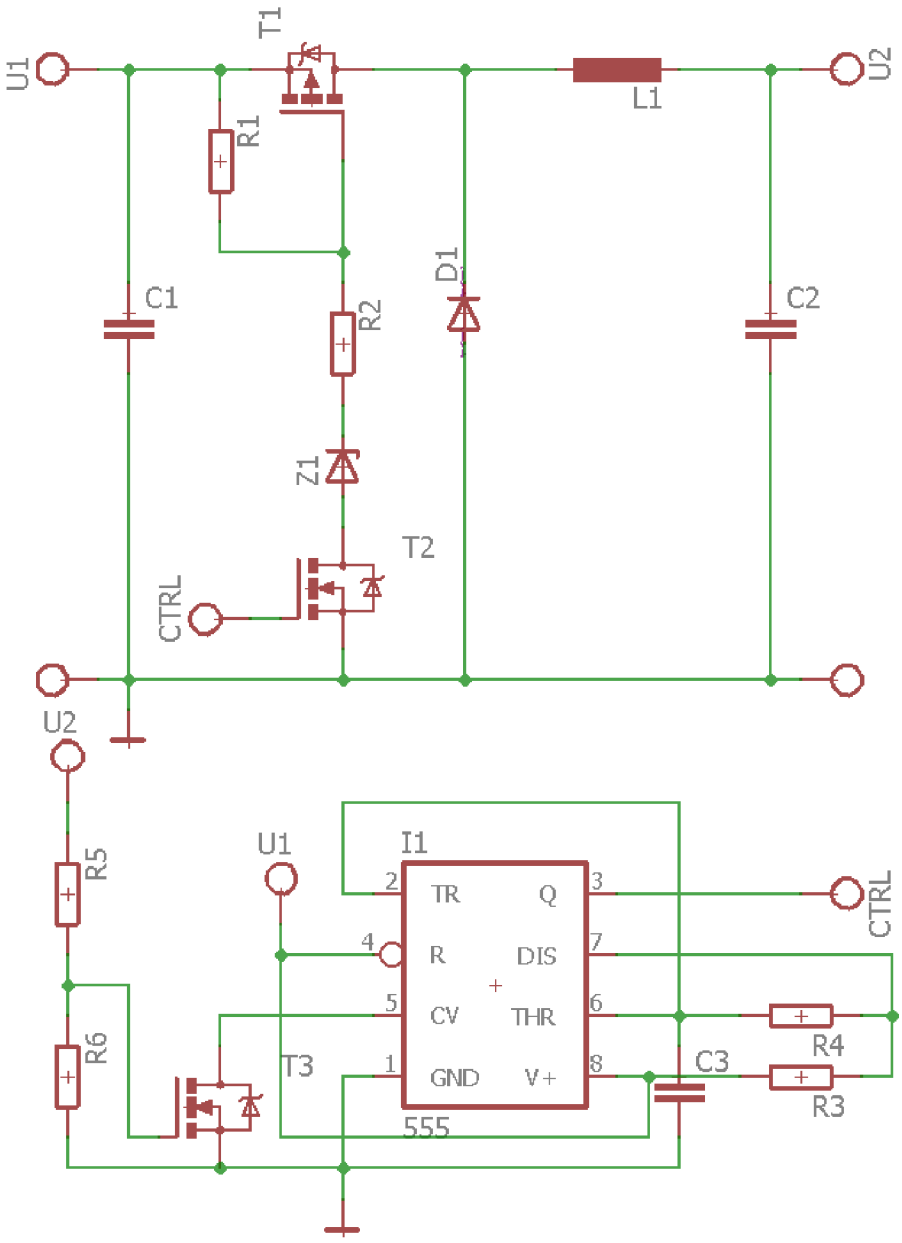
kde I_{2max} představuje maximální požadovaný výstupní proud a D je zvolená velikost střídy sepnutí spínacího prvku (tranzistoru T_1). Další z parametrů, které je nutné kontrolovat je maximální ztrátový výkon, který je dán vztahem

$$P_D = I_F \cdot U_F, \tag{11}$$

kde I_F je procházející proud v propustném směru a U_F je napětí na diodě v propustném směru. [6]

1.3.1 Snižující spínaný měnič napětí s integrovaným obvodem 555

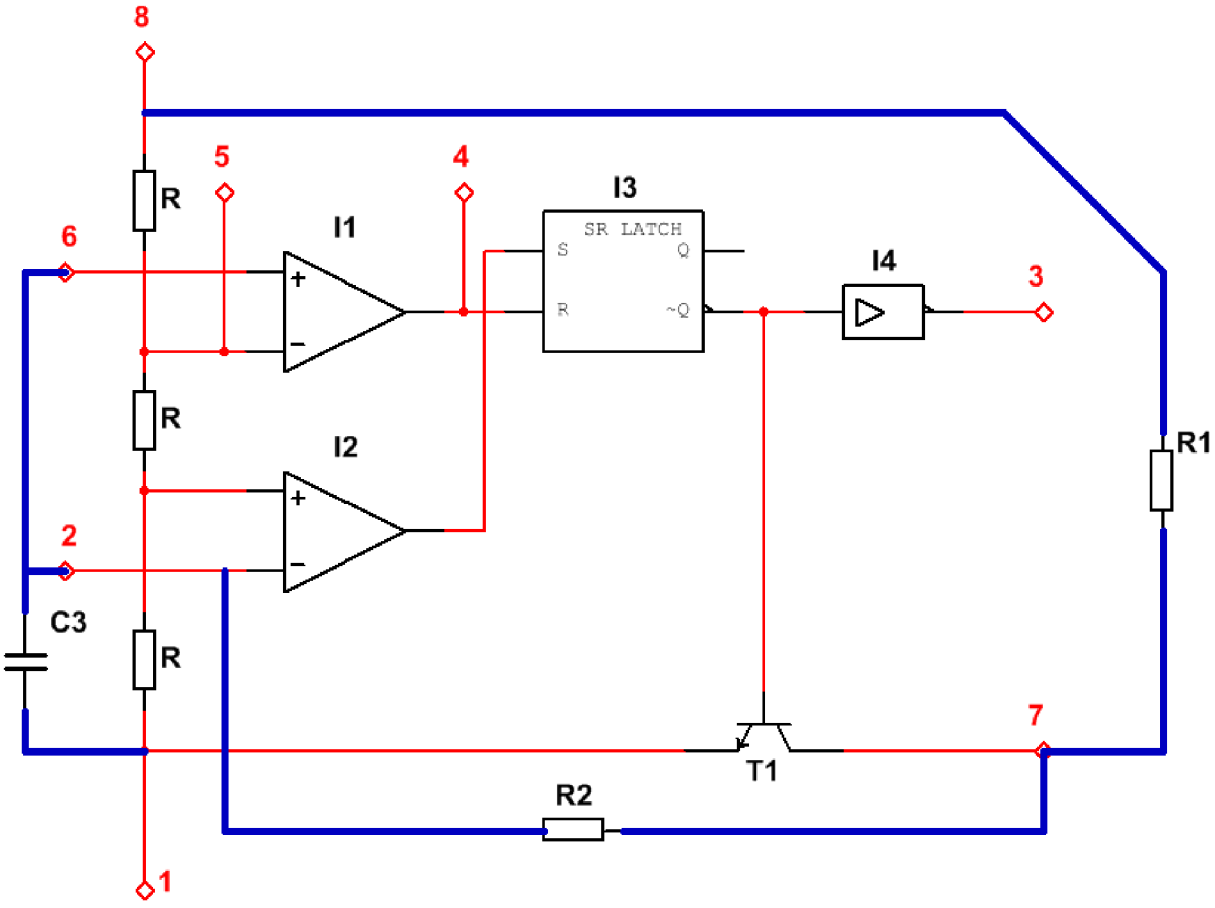
Jedna z možností konstrukce tohoto měniče je znázorněna na následujícím schématu.



Obr. 7: Schéma DC/DC měniče s konverzí vstupního napětí dolu a obvodem 555

Zapojení vychází ze schématu (6). Jako řídící člen, který spíná a vypíná tranzistor T_1 a tím ovlivňuje velikost výstupního napětí je obvod 555 ve funkci astabilního klopného obvodu. K nastavení kmitočtu a střídy výstupního napětí obvodu 555 slouží rezistory R_3, R_4 a kondenzátor C_3. Aby bylo možné udržovat požadované výstupní napětí na přibližně konstantní hodnotě, je nutné řídit tento kmitočet v závislosti na velikosti výstupu. K tomuto účelu slouží odporový dělič složený z rezistorů R_5 a R_6, jejichž hodnoty jsou voleny tak, aby při požadovaném výstupním napětí byl na rezistoru R_6 úbytek napětí, který stačí k otevření tranzistoru T_3. Jakmile se tranzistor T_3 otevře, dojde k zastavení oscilací na výstupu obvodu 555 a k zavření tranzistorů T_2 a T_1. Napětí na kondenzátoru se tedy nezvětšuje.

Pro pochopení vzniku oscilací na výstupu integrovaného obvodu 555 a jejich zastavení pomocí děliče z rezistorů R_5 a R_6 poslouží vnitřní blokové schéma, které je znázorněno na obrázku (8) včetně externě připojených rezistorů R_1 a R_2 a kondenzátoru C_3 tak, aby byl obvod v astabilním klopném režimu (propojení je znázorněno modrou čarou).



Obr. 8: Vnitřní blokové schéma obvodu 555

Vnitřní zapojení se skládá z klopného obvodu *RS*, 2 komparátorů porovnávající napětí na výstupu *6* a *2* s napětím tvořeného děličem se 3 stejnými rezistory. Na invertujícím vstupu horního operačního zesilovače je napětí o velikosti 2/3 napájecího napětí přivedeného na vstup *8* (dále označené jako *U*). Na neinvertujícím vstupu spodního komparátoru je napětí 1/3 *U*. Obvod je zapojen v astabilní režimu, což znamená, že se výstup střídavě mění mezi

napájecím napětím a nulovým napětím. Při tomto způsobu zapojení je výstup *6* a *2* spojen ke kondenzátoru C_3. Napětí na tomto kondenzátoru se tedy porovnává s napětím 2/3 *U* a 1/3 *U*.

- V případě že je napětí na kondenzátoru menší než 1/3 *U*, objeví se na vstupu (*S* - set) klopeného obvodu *RS* vysoká úroveň napětí, logická 1.
- V případě že je napětí na kondenzátoru větší než 2/3 *U*, objeví se na vstupu (*R* - reset) klopného obvodu *RS* vysoká úroveň napětí, logická 0.

K odvození výstupu klopného obvodu ~*Q* slouží následující pravdivostní tabulka.

Tab. 1: Pravdivostní tabulka klopného obvodu RS

R	**S**	**Q**	**~Q**
0	0	Q_n	$\sim Q_n$
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	x	x

- V případě, že je na vstupech *R* a *S* klopného obvodu logická 0 závisí výstup na předcházejícím stavu.
- V případě, že je na vstupu *R* logická 0 a na vstupu *S* logická 1 je výstup *RS* klopného obvodu nastaven na logickou 1 (odtud název vstupu set – nastavit). Na bázi tranzistoru T_1 je ovšem připojeno ~*Q* a tranzistor bude při takové vstupní kombinaci vypnut.
- V případě, že je na vstupu *R* logická 1 a na vstupu *S* logická 0 je výstup *RS* klopného obvodu nastaven na logickou 0. Na bázi tranzistoru je připojeno ~*Q* a tranzistor bude při takové vstupní kombinaci zapnut.

Na základě výše uvedených poznatků je zřejmé, že se bude střídavě zapínat a vypínat vnitřní tranzistor T_1 a to tak, že pokud bude napětí na kondenzátoru větší než 2/3 *U* objeví se na vstupu *R* klopného obvodu na krátkou chvíli logická 1 při současné logické 0 na vstupu *S* a tranzistor je tak zapnut až do doby než napětí na kondenzátoru klesne pod 1/3 *U*. Poté se objeví na vstupu *S* klopného obvodu na krátkou chvíli logická 1 při současné logické 0 na vstupu *R* a tranzistor je tak vypnut.

Nyní zbývá zapojit kolektor tranzistoru *7* tak, aby v případě, že je tento tranzistor vypnut, došlo k nabíjení kondenzátoru C_3, v opačném případě k jeho vybití. Tím se zajití, že se bude kondenzátor střídavě nabíjet vybíjet a spolu s tím se bude měnit hodnota výstupu.

Volba R_1, R_2 a Z_1

Zenerova dioda Z_1 nastavuje napětí U_{GS} tranzistoru T_1 při otevřeném tranzistoru T_2 tak, aby nedošlo k jeho zničení překročením maximálního povoleného napětí. Napětí U_{GS} bude tedy přibližně rovno (pro jednoduchost se zanedbává napětí na rezistoru R_2)

$$U_{GS} \cong U_2 - U_{Z1}. \tag{12}$$

Rezistor R_2 omezuje proud Zenerovou diodou v okamžiku sepnutí tranzistoru T_1 a tedy i T_2. Jeho velikost je vhodné volit v řádu desítek Ω. Při tomto stavu je krátkodobě potenciál hradla roven přibližně napětí U_1 a proud Zenerovou diodou bude

$$I_{Z1-zap} = \frac{U_2 - U_{Z1}}{R_2}. \tag{13}$$

Velikost odporu rezistoru R_1 se volí pokud možno co nejmenší tak, aby byly ztráty při spínání tranzistoru co nejmenší. Ty totiž závisí na rychlosti změny ze sepnutého do vypnutého stavu a naopak. Jeho hodnota se také volí s přihlédnutím k maximálnímu trvalému přípustnému proudu procházející Zenerovou diodou Z_1. Pro velikost ustáleného proudu při sepnutém tranzistoru T_2 platí

$$I_{Z1} = \frac{U_2 - U_{Z1}}{R_1 + R_2}. \tag{14}$$

V případě, kdy je tranzistor T_2 zavřený, dojde přes rezistor R_1 ke spojení elektrody source a drain na stejný potenciál a zajištění toho, že tranzistor T_1 bude rovněž zavřen.

Volba R_3, R_4 a C_3

Pohledem na blokové schéma se při vypnutém vnitřním tranzistoru T_{INT} kondenzátor nabíjí přes odpory R_3 a R_4, které jsou zapojeny do série. Při zapnutém vnitřním tranzistoru T_{INT} se kondenzátor vybíjí přes odpor R_4. Je zřejmé, že velikost rezistorů R_3 a R_4 ovlivňuje rychlost nabití a pouze rezistor R_4 pak rychlost vybití. Dohromady však tyto dva rezistory nastavují rychlost změny a také střídu výstupního napětí. Pro frekvenci a střídu lze odvozené vztahy nalézt v katalogu obvodu

$$\begin{aligned} t_H &= \ln\left(\frac{U - \frac{2}{3}U}{U - \frac{1}{3}U}\right) \cdot (R_1 + R_2) \cdot C_3 \\ &= \ln(2) \cdot (R_1 + R_2) \cdot C_3 \cong 0{,}693(R_1 + R_2) \cdot C_3, \end{aligned} \tag{15}$$

$$t_L \cong 0{,}693 \cdot R_2 \cdot C_3, \tag{16}$$

$$T = t_H + t_L = 0{,}693(R_1 + 2R_2) \cdot C_3, \tag{17}$$

$$f = \frac{1{,}44}{(R_1 + 2R_2) \cdot C_3}, \tag{18}$$

kde t_H je doba z jedné periody, kdy je výstup ve stavu logické 1, obdobně t_L je oba kdy je výstup ve stavu logické 0, T je perioda výstupního signálu a f je jeho frekvence.

Volba R_5 a R_6

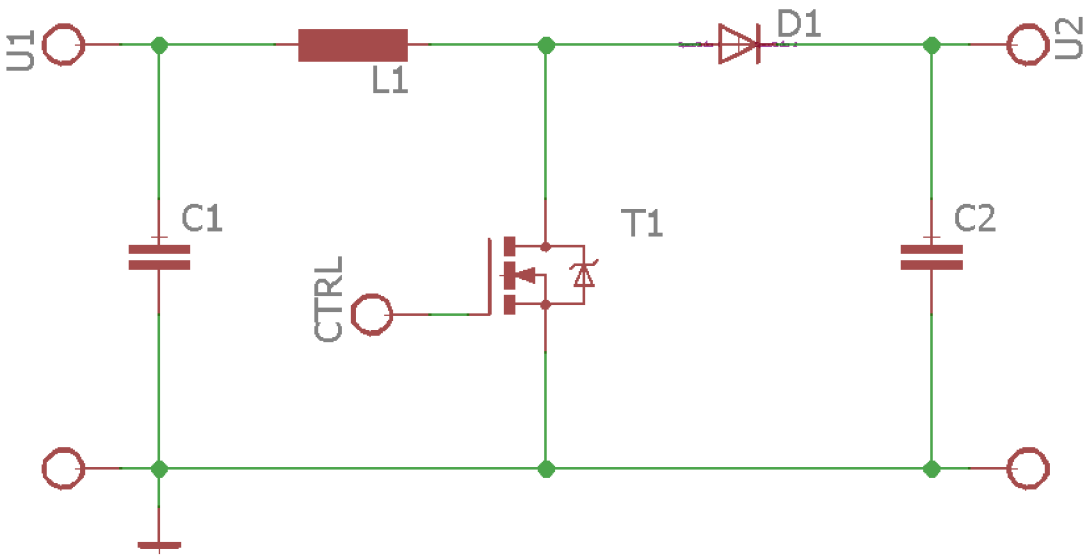
Výstup *5* čítače, časovače 555 je vnitřně připojen k neinvertujícímu vstupu horního operačního zesilovače, jak je vidět na blokovém schématu na obrázku (8). Z vnějšku je tedy možné řídit pevně nastavenou velikost překlápěcích napětí obou komparátoru 2/3 U a 1/3 U na vlastní hodnotu a tím ovlivňovat střídu a frekvenci signálu. Tohoto je využito v zapojení na obrázku (7) tak, že v okamžiku požadovaného napětí na výstupu U_2 se správně nastaveným

děličem docílí toho, že bude na rezistoru R_6 úbytek napětí, který stačí k otevření tranzistoru T_2. Ten spojí výstup integrovaného obvodu *5* s nulovým potenciálem a na vstupu *R* vnitřního klopného obvodu se objeví log 1 a na vstupu *S* logická nula. Výstup *3* je tedy spojen se zemí a oscilace ustanou. Výstupní napětí se nezvětšuje, ale začne klesat vlivem vybíjení výstupního kondenzátoru do zátěže. Současně klesá i úbytek napětí na rezistoru R_6 a tranzistor T_2 se začíná zavírat a oscilace opět pokračují a měnič je zase v činnosti. Celý proces se tak opakuje ve snaze udržet konstantní nastavené napětí do jistého zatížení. Velikost odporu rezistorů R_5 a R_6 se vypočte podle rovnice [1] [4] [10]

$$\frac{R_5}{R_6} = \frac{U_2}{U_{T3-GS(Thr)}} - 1. \tag{19}$$

1.4 Zvyšující DC/DC měnič

U většiny superkapacitorů (pokud se neuvažuje sériové spojení několika kondenzátorů) maximální přípustné napětí zpravidla nepřekračuje 5 V. V zadání této práce je požadováno výstupní napětí 24 V, tedy větší než vstupní napětí. Základní schéma zvyšujícího měniče je na následujícím obrázku.



Obr. 9: Schéma DC/DC měniče s konverzí nahoru

Během sepnutí spínacího prvku (v tomto případě tranzistoru) T_1 protéká cívkou L_1 a tímto tranzistorem proud, který vytváří okolo cívky magnetické pole. Cívka se chová jako spotřebič a napětí na ní je ve stejném smyslu s protékajícím proudem.

Po rozepnutí tranzistoru T_1 nabíjí kondenzátor C_2 napájecí zdroj napětí U_1, ale také cívka L_1, která se v této fázi chová jako zdroj napětí a přeměňuje naakumulovanou energii magnetického pole zpět na energii elektrickou. Tyto dva zdroje jsou v sérii a výstupní napětí je tedy vždy větší (přinejmenším stejné) než vstupní. Dioda D_1 v první fázi činnosti zabraňuje vybíjení kondenzátoru C_2 přes tranzistor T_1 v případě, že je T_1 sepnut. [3]

Výhody:

- Jednoduchost a nízká cena.
- Zvýšení napětí bez nutnosti použít transformátor.

Nevýhody:

- Omezený rozsah výkonu a poměrně vysoké výstupní zvlnění při nízkých hodnotách střídy spínání tranzistoru.
- Galvanické spojení výstupu se vstupem vstupu (důležité především u zařízení napájených síťovým napětím).

Výstupní napětí bude vždy větší nebo rovno vstupnímu napětí

$$U_2 = U_1 + U_{L1(on)} - U_{D1-F} - U_{T1-DS(on)}, \tag{20}$$

kde U_1 je vstupní napětí, $U_{L1(on)}$ je napětí na cívce před vypnutím tranzistoru T_1, U_{D1-F} je propustné napětí diody a $U_{T1-DS(on)}$ představuje napětí na tranzistoru při sepnutém stavu.

Napětí U_{D1-F} a $U_{T1-DS(on)}$ jsou dané diodou a velikostí odporu při sepnutém stavu a protékajícím proudem tranzistoru. V případě použití unipolárního tranzistoru je napětí v sepnutém stavu rovno

$$U_{T1-DS(on)} = R_{DS(on)} \cdot I_{max}. \tag{21}$$

Zato napětí na cívce je dané v závislosti na střídě sepnutí tranzistoru T_1.

Pro použití tohoto měniče zbývá navrhnout řídící část, která bude spínat tranzistor T_1 v závislosti na výstupu. Stejně jako u snižujícího měniče existují speciální integrované obvody i pro zvyšující měniče. Výpočet jednotlivých prvků lze tak většinou nalézt v katalogovém listu příslušného integrovaného obvodu nebo je vypočítat a odvodit podle následujících vztahů.

Výpočet výstupního napětí U_2

Velikost výstupního napětí se řídí opět podle střídy spínání spínacího prvku (tranzistoru T_1). Pro velikost střídy platí následující vztah

$$D = 1 - \frac{U_{1min} \cdot \eta}{U_2}, \tag{22}$$

kde U_{1min} je minimální předpokládané vstupní napětí, U_2 je požadované výstupní napětí a η je účinnost měniče. Ta se nejčastěji odhaduje (například 80 %). Přidáním účinnosti do vztahu pro střídu se získávají přesnější výsledky, které více odpovídají skutečnosti, než kdyby byl tento parametr vynechán. [7]

Volba cívky L_1

Velikost indukčnosti cívky se vypočte podle vztahu

$$L = \frac{U_1 \cdot (U_2 - U_1)}{\Delta I_L \cdot f_S \cdot U_2}, \tag{23}$$

kde U_1 je vstupní napětí, U_2 je požadované výstupní napětí, f_S je spínací kmitočet a ΔI_L představuje velikost zvlnění (střídavé složky) proudu protékající cívkou. Pro výpočet tohoto proudu se provádí odhad a předpokládá se, že jeho velikost je asi 20 % až 40 % velikost výstupního proudu

$$\Delta I_L = (0{,}2 \text{ až } 0{,}4) \cdot I_{2max} \cdot \frac{U_2}{U_1}, \tag{24}$$

kde I_{2max} představuje maximální požadovaný výstupní proud. [7]

Volba kondenzátoru C_1

Doporučený je keramický typ kondenzátoru s nízkým ESR. Jeho velikost se volí s přihlédnutím k velikosti zvlnění vstupního napětí. V obvodě se superkpacitorem nebude tento kondenzátor použit, neboť na vstupu tohoto měniče je už připojen samotný superkapacitor. [7]

Volba kondenzátoru C_2

Opět bude vhodné volit kondenzátor s nízkým ESR. Velikost kapacity se vypočte podle vztahu

$$C_{2min} = \frac{I_{2max} \cdot D}{f_S \cdot \Delta U_2}, \tag{25}$$

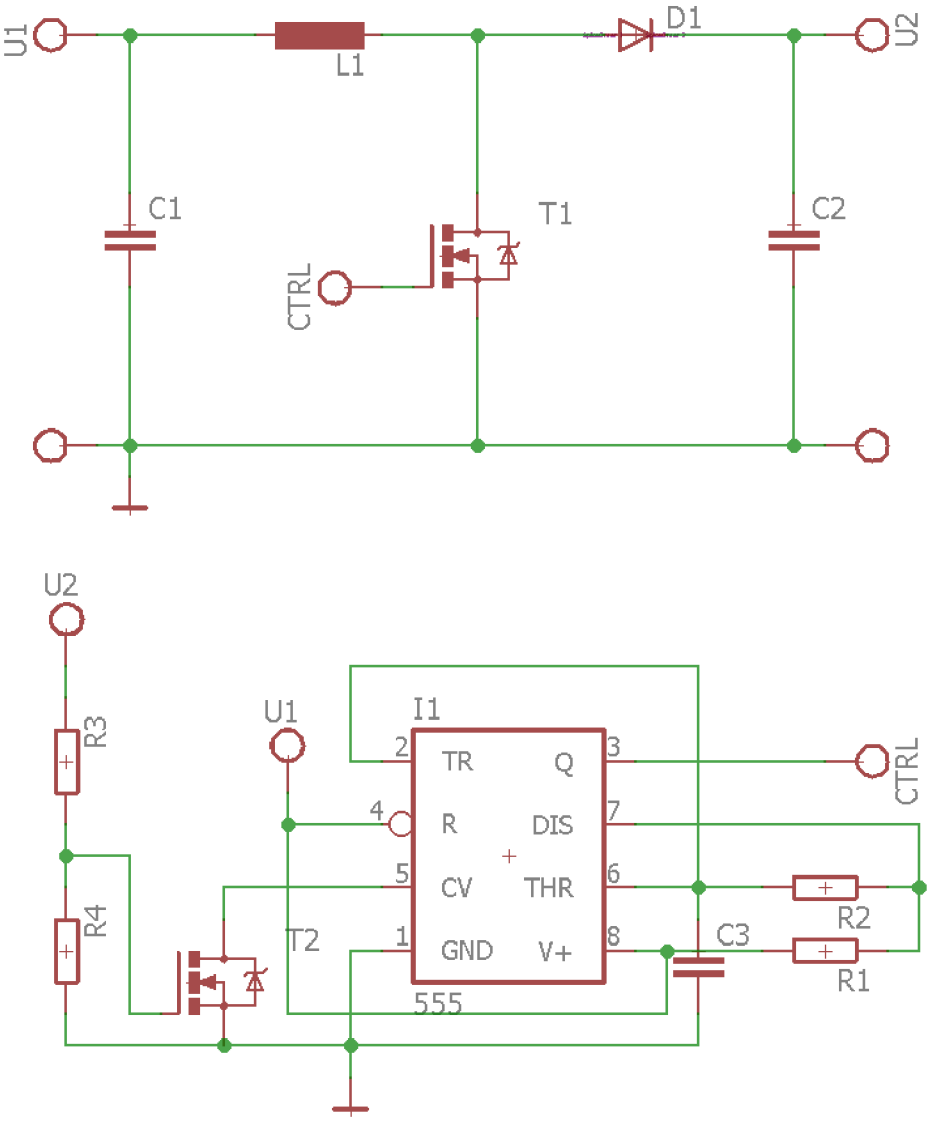
kde ΔU_2 je požadovaná velikost zvlnění výstupního napětí. [7]

Volba diody D_1

Pro volbu diody platí stejná pravidla jako u dříve popsaného snižujícího měniče.

1.4.1 Zvyšující DC/DC měnič s integrovaným obvodem 555

Jedna z možností konstrukce zvyšujícího DC/DC měniče je znázorněna na následujícím schématu.



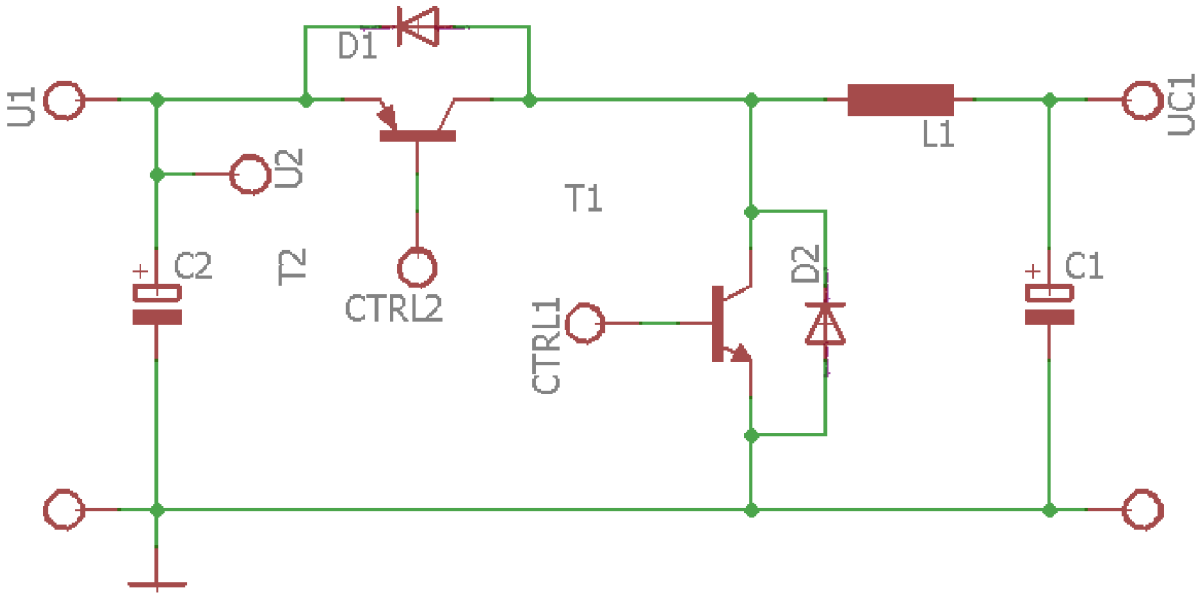
Obr. 10: Schéma DC/DC měniče s konverzí vstupního napětí nahoru a obvodem 555

Zapojení vychází ze schématu (9). Jako řídící člen, který spíná a vypíná tranzistor T_1 a tím ovlivňuje velikost výstupního napětí je obvod 555 ve funkci astabilního klopného obvodu. K nastavení kmitočtu a střídy výstupního napětí obvodu 555 slouží rezistory R_1, R_2 a kondenzátor C_1. Aby bylo možné udržovat požadované výstupní napětí na stálé hodnotě, je nutné řídit tento kmitočet v závislosti na velikosti výstupu. K tomuto účelu slouží odporový dělič složený z rezistorů R_3 a R_4, jejichž hodnoty jsou voleny tak, aby při požadovaném výstupním napětí byl na rezistoru R_4 úbytek napětí, který stačí k otevření tranzistoru T_2. Jakmile se tranzistor T_2 otevře, dojde k zastavení oscilací na výstupu obvodu 555 a k zavření tranzistoru T_1. Napětí na kondenzátoru se tedy nezvětšuje.

Pro výpočet hodnot jednotlivých součástek platí stejné vztahy uvedené v předchozí kapitole a u snižujícího měniče s obvodem 555. [3]

1.5 Obousměrný zvyšující i snižující DC/DC měnič

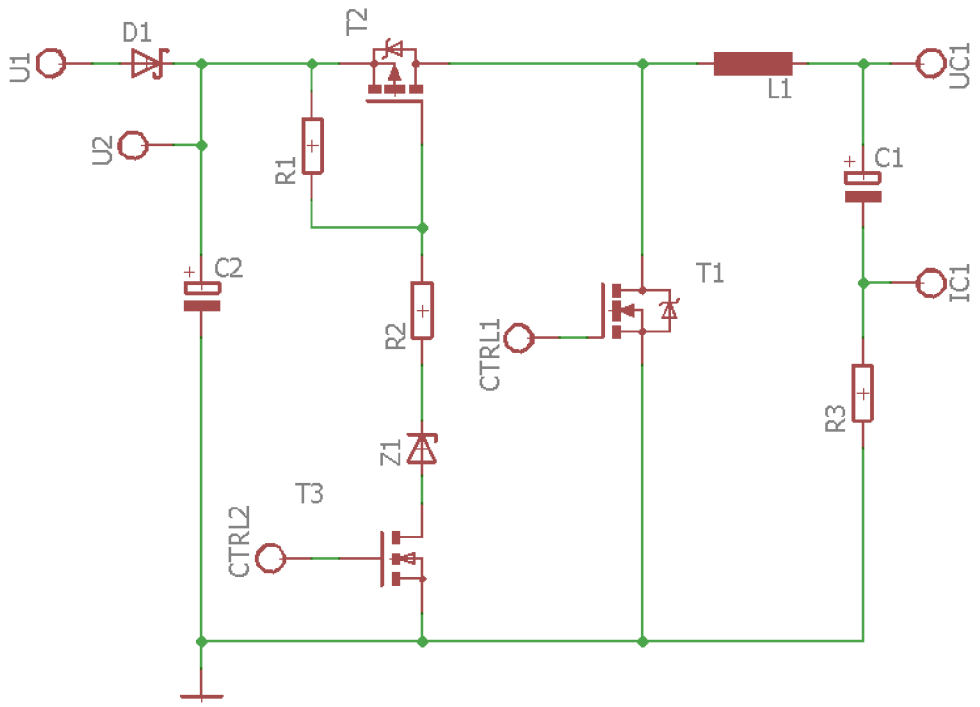
Spojením blokujícího (snižujícího) na obrázku (6) a zvyšujícího měniče na obrázku (9) lze realizovat zapojení, které bude při funkci hlavního napájecího zdroje nabíjet superkapacitor a při výpadku tohoto zdroje bude naopak zvyšovat napětí ze superkapacitoru.



Obr. 11: Obousměrný zvyšující i snižující DC/DC měnič se superkapacitorem

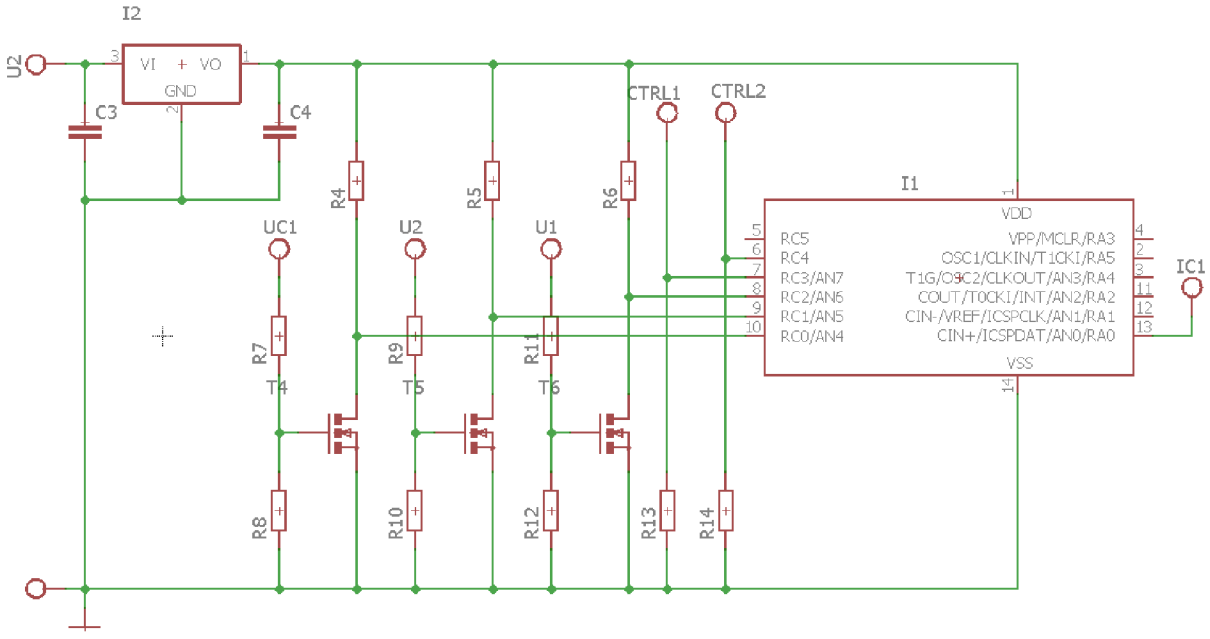
V případě, že je hlavní napájecí zdroj U_1 v činnosti, je zapojen přímo na výstup a napájí tak výstupní obvod a také superkapacitor C_1 přes snižující (blokující) měnič, kde tranzistor T_1 plní funkci spínacího prvku a tranzistor T_2 je trvale rozpojen. Funkci diody zde plní D_1.

V případě, že hlavní napájecí zdroj U_1 není v činnosti, napájí výstupní obvod napětím U_2 superkapacitor C_1 přes zvyšující měnič, kde tranzistor T_2 plní funkci spínacího prvku a tranzistor T_1 je trvale rozpojen. Funkci diody plní D_2 a funkci výstupního kondenzátoru C_2. V případě použití výkonových MOSFET tranzistorů není nutné diody externě připojovat, ale jsou již součástí vnitřní struktury tranzistoru. Stejné schéma jako na obrázku (11) s využitím MOSFET tranzistorů je nakresleno na obrázku níže.



Obr. 12: Obousměrný zvyšující i snižující DC/DC měnič se superkapacitorem a MOSFET tranzistory s ochrannou diodou

Spínání tranzistorů T_1 a T_2 je vhodné řídit pomocí mikroprocesoru. Použití zmíněného obvodu 555 už by vyžadovalo větší množství součástek, které by se zejména projevilo při porovnání ceny při výrobě větších množství těchto obvodů. Dále by bylo nutné omezit proud nabíjející superkapacitor, což se provádí regulací střídy spínacího signálu pro tranzistor T_2. V případě použití mikropočítače to lze dosáhnout programově, ale použití integrovaného obvodu 555 na tuto situaci už by vyžadovalo dodatečné obvody. Schéma obousměrného měniče využívající mikroprocesor je znázorněno na následujícím obrázku.



Obr. 13: Řídící část zvyšujícího i snižujícího DC/DC měniče se superkapacitorem

Zapojení neobsahuje konkrétní mikroprocesor, ten bude vybrán v praktické části, znázorňuje však obecné možnosti použití mikrokontroléru pro řízení tohoto měniče. Mikropočítač by měl obsahovat vstup pro zpětnou vazbu, která slouží ke kontrole napětí při nabíjení superkapacitoru C_1. Ta je tvořena odporovým děličem R_7 a R_8, který je připojen přímo na superkapacitor a tranzistorem T_4 spolu s rezistorem R_4. Velikost děliče je nastavena tak, aby při požadovaném napětí na superkapacitoru C_1 došlo k otevření tranzistoru T_4 a tím i k připojení pinu mikropočítače konfigurovaného jako digitální vstup k nulovému potenciálu. V programu poté představuje logická úroveň L na vstupu informaci o tom, že došlo k dosažení požadovaného napětí na kondenzátoru C_1 a spínání tranzistoru T_2 tak může být zastaveno a snižující měnič není v činnosti. Naprosto stejnou funkci plní odporový dělič R_9 a R_{10}, který je připojen na výstup měniče a spolu s tranzistorem T_5 a rezistorem R_5 ovlivňuje maximální velikost výstupního napětí, když obvod plní funkci zvyšujícího měniče.

K určení stavu, kdy obvod pracuje jako zvyšující nebo snižující měnič slouží odporový dělič R_{11} a R_{12}, který je připojen na hlavní napájecí napětí U_1 a spolu s tranzistorem T_6 a rezistorem R_6 nastavuje na digitálním vstupu mikroprocesoru logickou úroveň H (obvod pracuje jako zvyšující měnič) nebo L (obvod pracuje jako snižující měnič). Podle tohoto vstupu se v programu rozhodne, který z řídících výstupů bude aktivně používán. Dioda D_1 zde slouží k tomu, aby zvyšující měnič nenapájel obvody hlavního napájecího zdroje, ale hlavně poskytuje možnost detekovat vypnutí a odpojení hlavního napájecího zdroje.

Dále mikropočítač obsahuje 2 výstupy pro řízení tranzistorů T_1 a T_2 (pomocí T_3). Napěťový dělič R_1, R_2 a Z_1 slouží k nastavení příslušného napětí U_{GS}. Oba dva tranzistory T_1 a T_2 se pak sepnou přivedením kladného napětí U_{GSThr} na vstupy *CTRL1* a *CTRL2*. Předpokládá se použití tranzistorů, jejichž spínací napětí je možné dosáhnout na výstupu mikropočítače.

Rezistory R_{13} a R_{14} zajistí zavření tranzistorů T_1 a T_2 (pomocí T_3) v případě, že jsou výstupy mikropočítače ve stavu vysoké impedance.

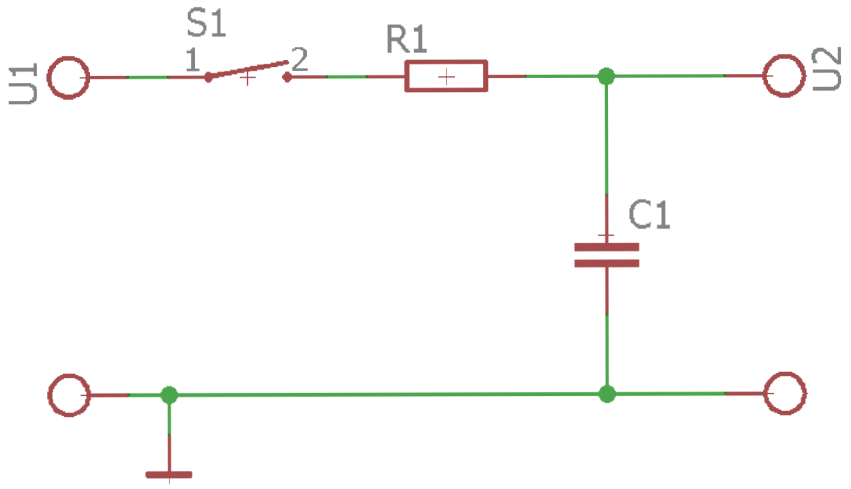
Mikropočítač je napájen napětím U_2, které je regulováno lineárním 3 svorkovým stabilizátorem, protože jeho velikost bude zpravidla větší než maximální přípustné napájecí napětí mikropočítače (v této práci je požadováno napětí U_2 o velikosti 24 V). Nabízí se také možnost napájet mikropočítač přímo z napětí U_{C1} zvláště v případě, kdy jeho velikost bude ležet v přípustném rozsahu napájecího napětí (například 2 – 5 V). Nastává však problém v situaci, kdy je superkapacitor C_1 vybitý nebo napětí na něm nedosahuje minimálního napájecího napětí mikropočítače a hlavní napájecí obvod je zapojen a v činnosti. V tomto případě totiž nedojde ke spuštění snižujícího měniče a obvod bude nefunkční.

1.5.1 Regulace proudu při nabíjení kondenzátoru

Kromě regulace napětí je i požadavek na schopnost regulovat a omezit maximální velikost proudu při nabíjení. V případě běžných kondenzátorů se maximální nabíjecí proud většinou neuvažuje a zanedbává. U superkapacitorů je však nutné s touto skutečností počítat.

Vzhledem k tomu, že velikost kapacity u superkapacitorů bývá mnohem větší než u běžných kondenzátorů, může dosáhnout nabíjecí proud dlouhodobě velmi velkých hodnot, které mohou výrazně zatížit napájecí zdroj.

Pro odvození velikosti nabíjecího proudu v závislosti na čase poslouží následující schéma.



Obr. 14: Schéma nabíjení kondenzátoru

Po sepnutí spínače S_1 je napětí na kondenzátoru úměrné náboji podle rovnice

$$U_{C1}(t) = \frac{q}{C_1} = \frac{1}{C_1}\int I(t)\,dt. \tag{26}$$

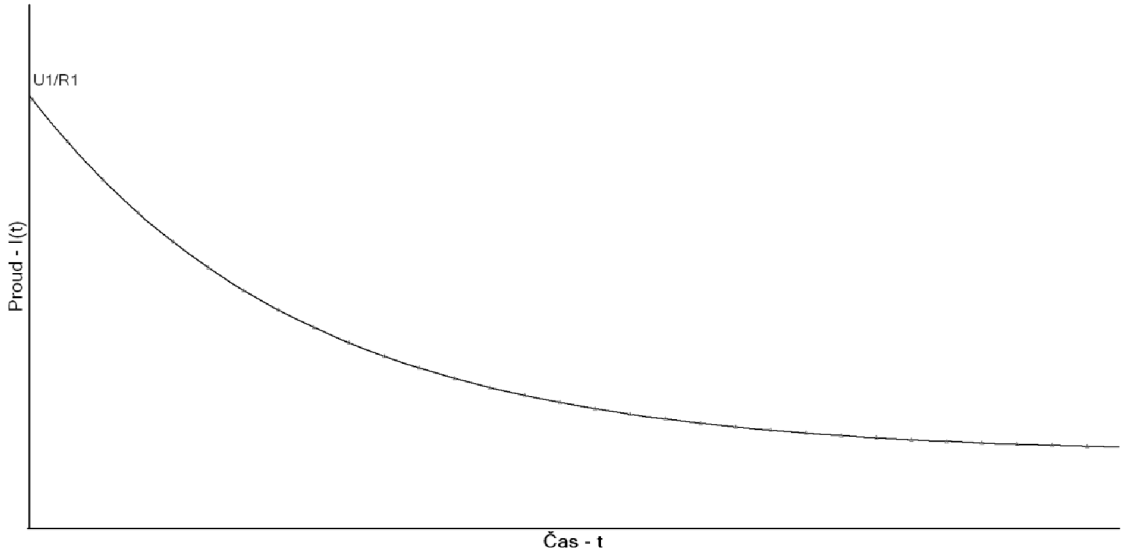
Celkový proud je poté

$$I(t) = \frac{U_1 - U_{C1}(t)}{R_1}, \tag{27}$$

$$\frac{\mathrm{d}I(t)}{\mathrm{d}t} = \frac{U_1 - \frac{1}{C_1}I(t)}{R_1}. \tag{28}$$

Řešením této diferenciální rovnice je závislost proudu protékající kondenzátorem při nabíjení na čase

$$I(t) = \frac{U_1}{R_1}e^{-\frac{t}{R_1 C_1}}. \tag{29}$$



Obr. 15: Závislost proudu na čase při nabíjení kondenzátoru

Z uvedené rovnice je zřejmé, že kromě rezistoru, závisí velikost proudu nepřímo úměrně na velikosti kapacity kondenzátoru. Pokud je kondenzátor vybitý, tak při zahájení nabíjení se chová jako zkrat a procházející proud je určen pouze velikostí rezistoru [4] [15]

$$I_{max} = I(0) = \frac{U_1}{R_1} e^{-\frac{0}{R_1 C_1}} = \frac{U_1}{R_1}. \tag{30}$$

Připojení rezistoru do série se superkapacitorem by bylo nejjednodušší řešení, ale kvůli ztrátám především při velkých nabíjecích proudech by nebylo efektivní. Další možností je řídit dynamicky střídu spínání tranzistoru T_2. Při použití mikropočítače s A/D převodníkem je toto možné dosáhnout programově. Provede se to následujícím způsobem:

- Do série se superkapacitorem se zapojí rezistor o malé hodnotě (například 0,1 nebo 1 Ω), který zde slouží jako bočník pro měření proudu.
- Na vývodech tohoto bočníku se pomocí mikropočítače s A/D převodníkem měří napětí.
- Při známé hodnotě odporu rezistoru a napětí lze z Ohmova zákona odvodit okamžitý proud, který nabíjí superkapacitor

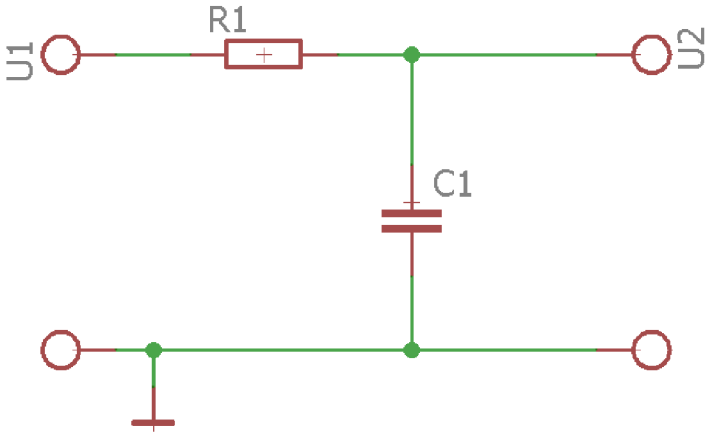
$$I_{CSup}(t) = \frac{U_{A/D}(t)}{R_B}. \tag{31}$$

- V programu se poté podle toho, zda bylo dosaženo maximálního proudu, mění střída.
- V případě, že maximální proud nebyl dosažen, je možné zvětšovat střídu spínání tranzistoru snižujícího měniče.
- V případě, že došlo k překročení maximálního proudu, dojde k zastavení zvyšování střídy nebo i případně k jejímu snížení.
- Bočník je výhodné zapojit mezi superkapacitor a nulový potenciál. Většina A/D převodníků v mikropočítačích měří napětí mezi vstupním pinem a napětím přivedeným na zemnící pin mikropočítače. Kdyby v tomto případě byl rezistor

připojen mezi kladné napájecí napětí a superkapacitor, došlo by k měření napětí jak na bočníku, ale tak také na superkapacitoru, což je nežádoucí. Existují však i mikropočítače, u kterých je možné specifikovat záporné referenční napětí. Nemusí to být ovšem příliš obvyklé, a proto bude vhodnější zapojit bočník mezi superkapacitor a zemnící svorku. Na schématu (Obr. 12: Obousměrný zvyšující i snižující DC/DC měnič se superkapacitorem a MOSFET tranzistory s ochrannou diodou) plní funkci bočníku rezistor R_3.

1.6 Kmitočtový filtr

Na výstupu DC/DC měniče se kromě stejnosměrné složky také objevuje střídavá složka, jejíž příčinou je zvlnění výstupního napětí. Je způsobena periodickým nabíjením a vybíjením výstupního kondenzátoru měniče. Její frekvence je shodná s frekvencí, s jakou je spínán řídící tranzistor. Tuto střídavou složku je možné výrazně potlačit použitím filtru typu dolní propust. Schéma takového nejjednoduššího filtru je na obrázku (16).



Obr. 16: Schéma RC filtru typu dolní propust

Pro napěťový přenos tohoto RC článku platí

$$A = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\frac{1}{i\omega C_1}}{R_1 + \frac{1}{i\omega C_1}} = \frac{1}{1 + i\omega R_1 C_1} = \frac{1}{1 + (\omega R_1 C_1)^2} - i\frac{\omega R_1 C_1}{1 + (\omega R_1 C_1)^2}. \tag{32}$$

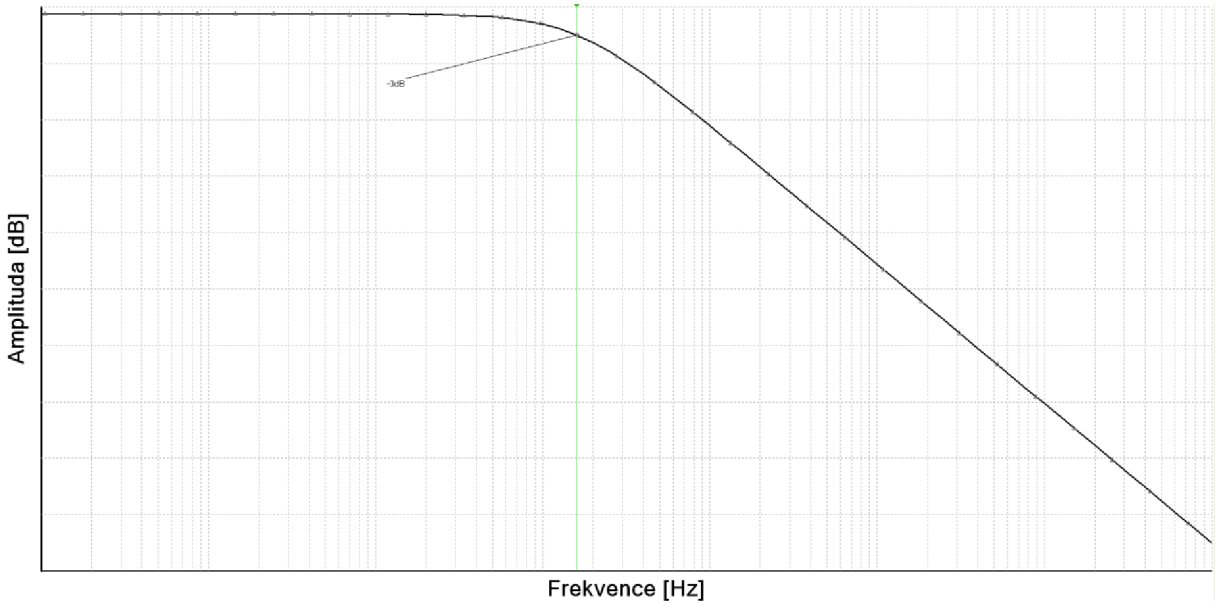
Velikost napěťového přenosu je komplexní číslo. Pro výpočet absolutní velikost napěťového přenosu se použije vztah

$$|A| = \sqrt{Re^2 A + Im^2 A} = \sqrt{\left(\frac{1}{1 + (\omega R_1 C_1)^2}\right)^2 + \left(\frac{\omega R_1 C_1}{1 + (\omega R_1 C_1)^2}\right)^2} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega R_1 C_1)^2}}. \tag{33}$$

Přenos se také obvykle znázorňuje v decibelech

$$\begin{aligned} A_{DB} &= 20\log|A| = 20\log\left(\frac{1}{\sqrt{1+(\omega R_1 C_1)^2}}\right) \\ &= 20\log 1 - 10\log(1+(\omega R_1 C_1)^2) \\ &= -10\log(1+(\omega R_1 C_1)^2). \end{aligned} \tag{34}$$

Graf závislosti napěťového přenosu A na frekvenci je zobrazen níže.



Obr. 17: Závislost napěťového přenosu (v decibelech) na frekvenci (logaritmické měřítko)

Kmitočet, kdy je absolutní hodnota napěťového přenosu rovna

$$|\mathrm{A_C}| = \frac{1}{\sqrt{1+(1)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}, \mathrm{A_{DB}} = -10\log(1+1) \cong -3{,}01\ \mathrm{dB}, \tag{35}$$

se nazývá zlomový kmitočet. Signály s vyšším kmitočtem než tento jsou potlačovány přibližně o 20 decibel na dekádu frekvence. Pro zlomový kmitočet tedy platí

$$f = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}. \tag{36}$$

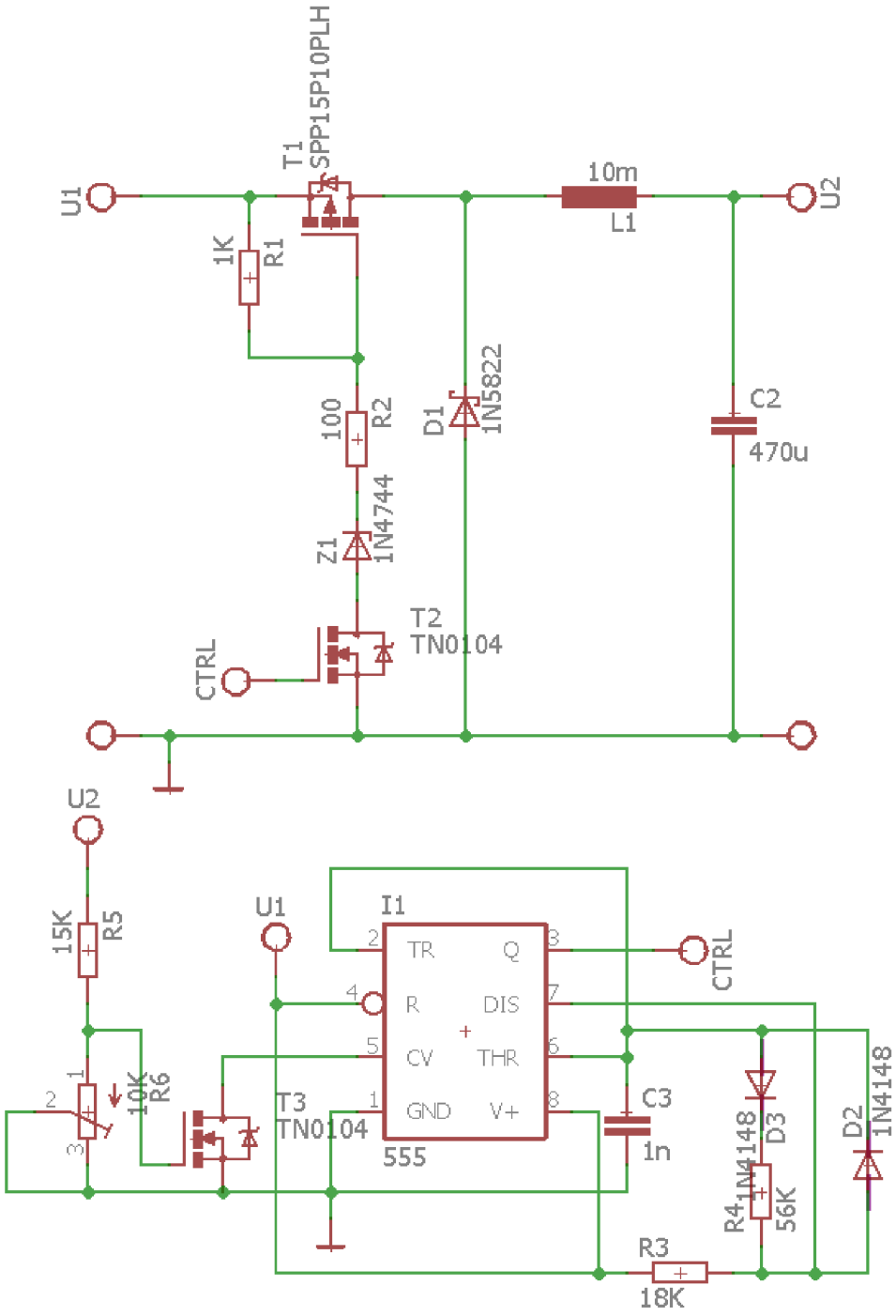
V zapojení s DC/DC měničem se na výstupu požaduje pouze stejnosměrné napětí. Je tedy žádoucí, aby zlomový kmitočet filtru byl co nejmenší. Ve výstupním signálu bude superponována střídavá složka o frekvenci stejné jako je spínací kmitočet DC/DC měniče. Hodnota odporu R_1 a C_1 je volena tak, aby zlomový kmitočet byl menší než frekvence spínacího kmitočtu měniče. Zlomový kmitočet je tím menší, čím je hodnota odporu rezistoru a kondenzátoru větší. Velká hodnota odporu však způsobuje větší úbytek napětí, který se projeví tím více, čím větší proud je z měniče a z filtru odebírán a výstupní napětí za filtrem, tak bude menší než před ním. [1] [4]

2 PRAKTICKÁ ČÁST

2.1 Návrh snižujícího DC/DC měniče řízeného obvodem 555

2.1.1 Schéma

Jako typ snižujícího měniče napětí s obvodem 555 bylo vybráno zapojení na následujícím obrázku.



Obr. 18: Konkrétní zvyšující DC/DC měnič řízený obvodem 555

Výpočet velikosti indukčnosti L_1

Nejprve je nutné určit maximální výstupní proud. Ten byl zvolen 100 mA. Dále spínací kmitočet byl zvolen 20 kHz, výstupní napětí 5V a vstupní napětí se předpokládá 24 V. Ze vztahu (7) se poté určí indukčnost cívky

$$\Delta I_L = (0{,}2\ až\ 0{,}4) \cdot I_{2max} = 0{,}3 \cdot 0{,}1A = 0{,}03A. \tag{37}$$

Pro velikost indukčnosti platí

$$L_1 = \frac{U_2 \cdot (U_1 - U_2)}{\Delta I_L \cdot f_S \cdot U_1} = \frac{5 \cdot (24 - 5)}{0{,}03 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 24} H \cong 6{,}7mH. \tag{38}$$

Byla zvolena cívka o indukčnosti 10 mH.

Výpočet střídy

Účinnost se volí 90 % a podle vztahu (6) platí

$$D = \frac{U_2}{U_{1max} \cdot \eta} = \frac{5}{24 \cdot 0{,}9} \cong 0{,}23. \tag{39}$$

Jelikož není možné nastavit podle katalogového zapojení 555 jako astabilního klopného měniče střídu menší než 50 %, přidají se do zapojení diody D_2 a D_3. Diody zajistí, že se bude kondenzátor nabíjet pouze přes rezistor R_3.

Výpočet rezistorů R_1, R_2 a Z_1

Volbou Zenerovy diody Z_1 na napětí 15 V bude U_{GS} podle vztahu (12) přibližně rovno

$$U_{GS} \cong U_2 - U_{Z1} = 24 - 15\,V = 9\,V.$$

V okamžiku sepnutí tranzistoru T_3 je krátkodobě potenciál hradla roven přibližně napětí U_2 a proud Zenerovou diodou pro rezistor R_2 o velikosti 100 Ω bude podle vztahu (13) roven

$$I_{Z1-zap} = \frac{U_2 - U_{Z1}}{R_2} = \frac{24 - 15}{100} A = 90\ mA.$$

Při volbě rezistoru R_1 o velikosti 1 kΩ bude pro ustálený proudu při sepnutém tranzistoru T_3 podle rovnice (14) platit

$$I_{Z1} = \frac{U_2 - U_{Z1}}{R_1 + R_2} = \frac{24 - 15}{1000 + 100} A \cong 8\ mA.$$

Například pro Zenerovu diodu Z_1 1N4744 s maximálním přípustným trvalým proudem 61 mA spolehlivě nedojde k jeho překročení.

Výpočet rezistorů R_3, R_4 a kondenzátoru C_3

Velikost střídy určí rezistory R_3 a R_4. Hodnoty se také volí s přihlédnutím ke spínacímu kmitočtu 20 kHz.

$$D = \frac{t_H}{t_H + t_L} = \frac{R_3}{R_3 + R_4} = \frac{18}{18 + 56} \cong 0{,}24;\ R_1 = 18\ k\Omega;\ R_2 = 56\ k\Omega. \qquad (40)$$

Pokud se použije velikost kondenzátoru C_3 jako 1 nF, tak pak pro velikost spínacího kmitočtu podle (18) platí

$$f = \frac{1{,}44}{(R_3 + R_4) \cdot C_3} = \frac{1{,}44}{(18 \cdot 10^3 + 56 \cdot 10^3) \cdot 1 \cdot 10^{-9}}\ Hz \cong 19{,}46\ kHz. \qquad (41)$$

Výpočet rezistorů R_5 a R_6

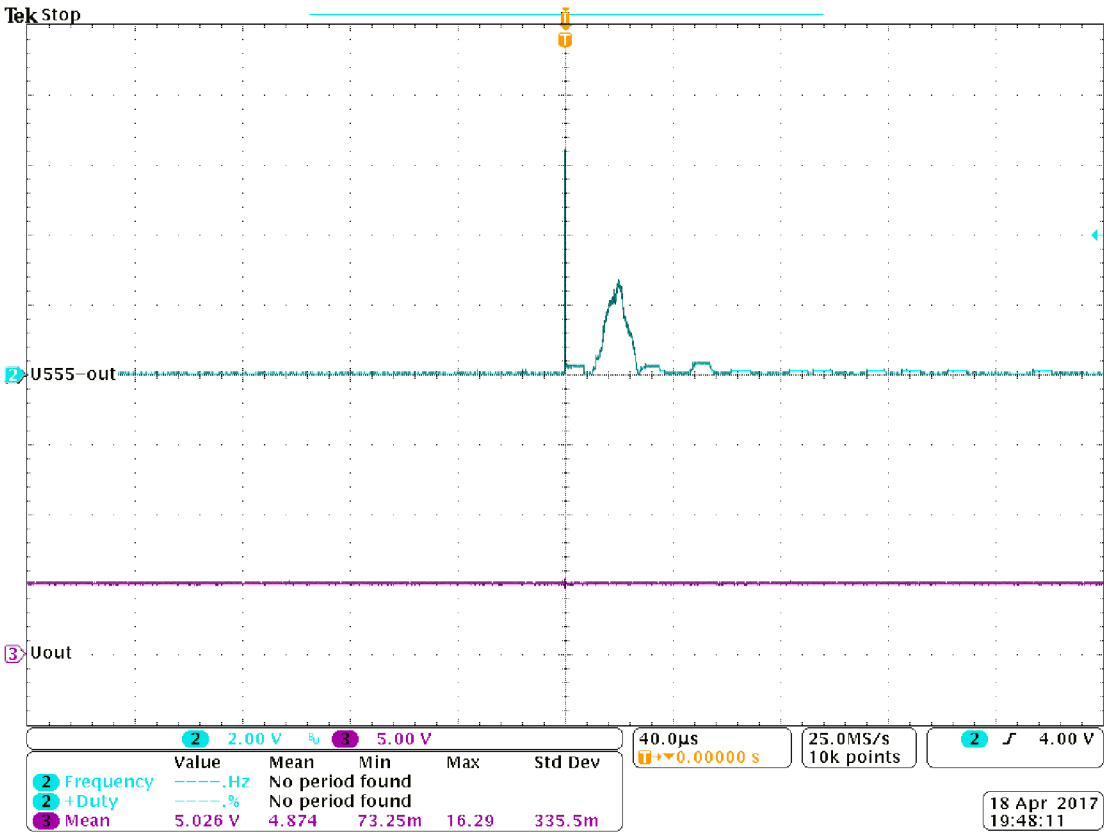
Rezistory se volí podle vztahu (19) a pro zvolený tranzistor T_3 platí

$$\frac{R_6}{R_7} = \frac{U_{C1}}{U_{GS-T3}} - 1 = \frac{5}{1{,}2} - 1 \cong 3{,}2. \qquad (42)$$

Byl zvolen rezistor R_5 o velikosti 15 kΩ a rezistor R_6 byl nahrazen potenciometrem o velikosti 10 kΩ.

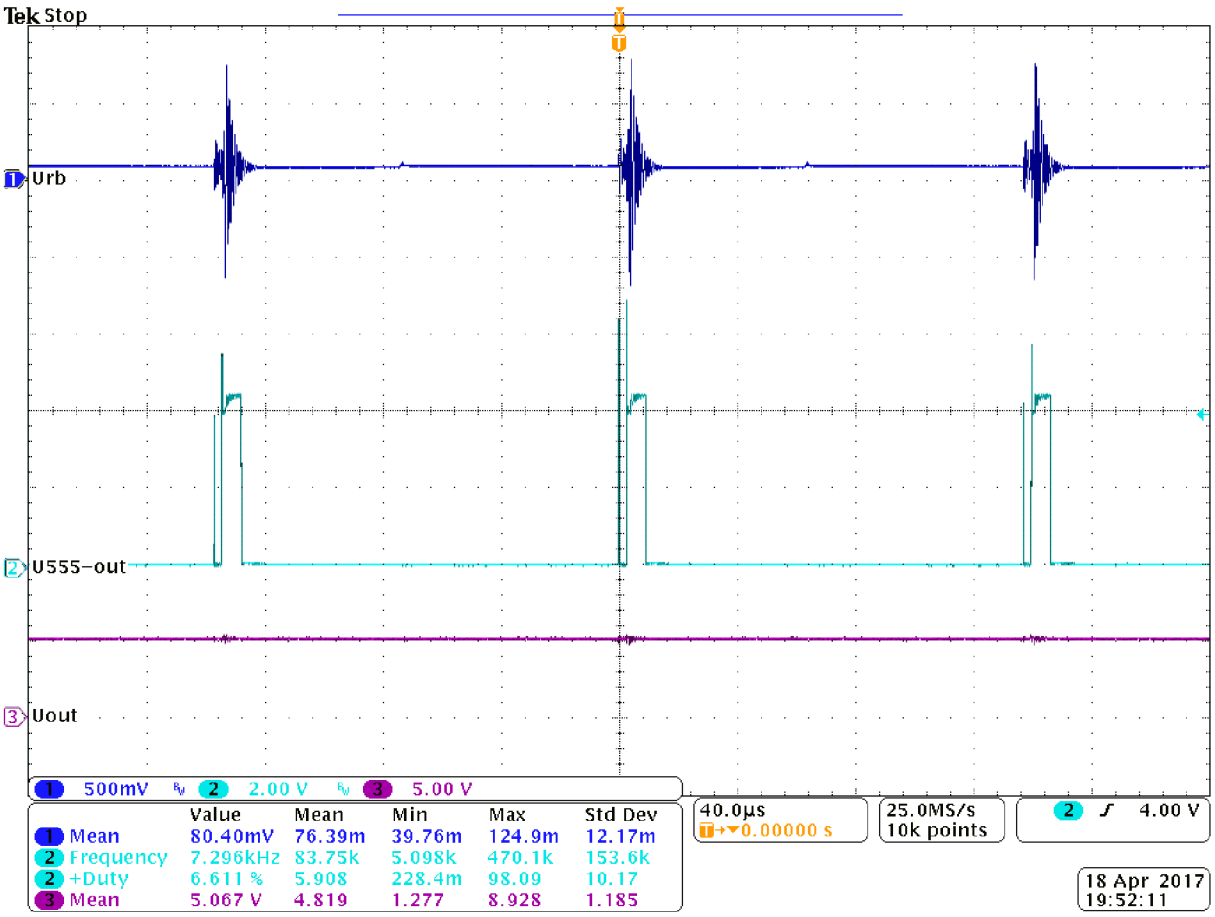
2.1.2 Výsledky měření

Na následujícím grafu je zobrazen průběh výstupního napětí obvodu 555, které řídí spínací tranzistory (zeleně) a průběh výstupního napětí měniče (fialově) v závislosti na čase. Vstupní napětí bylo 24 V a výstupní napětí bylo nastaveno potenciometrem R_6 na 5 V. Měnič nebyl zatížen, proto je výstupní signál bez větších známek spínacích impulzů.



Obr. 19: Časové průběhy spínacího signálu (zeleně) a výstupního napětí (fialově) nezatíženého snižujícího měniče s obvodem 555

Na následujícím grafu je zobrazen průběh výstupního proudu (modře), výstupního napětí obvodu 555, které řídí spínací tranzistor (zeleně) a průběh výstupního napětí měniče (fialově) v závislosti na čase při vstupním napětí 24 V. Měnič byl zatížen rezistorem o velikosti 500 Ω. Proud byl měřen jako napětí na bočníku o velikosti 1 Ω. Hodnoty napětí v mV tedy přímo odpovídají hodnotám proudu v mA. Na rozdíl od předcházejícího grafu jsou už patrné spínací impulsy řídící tranzistor T_1.

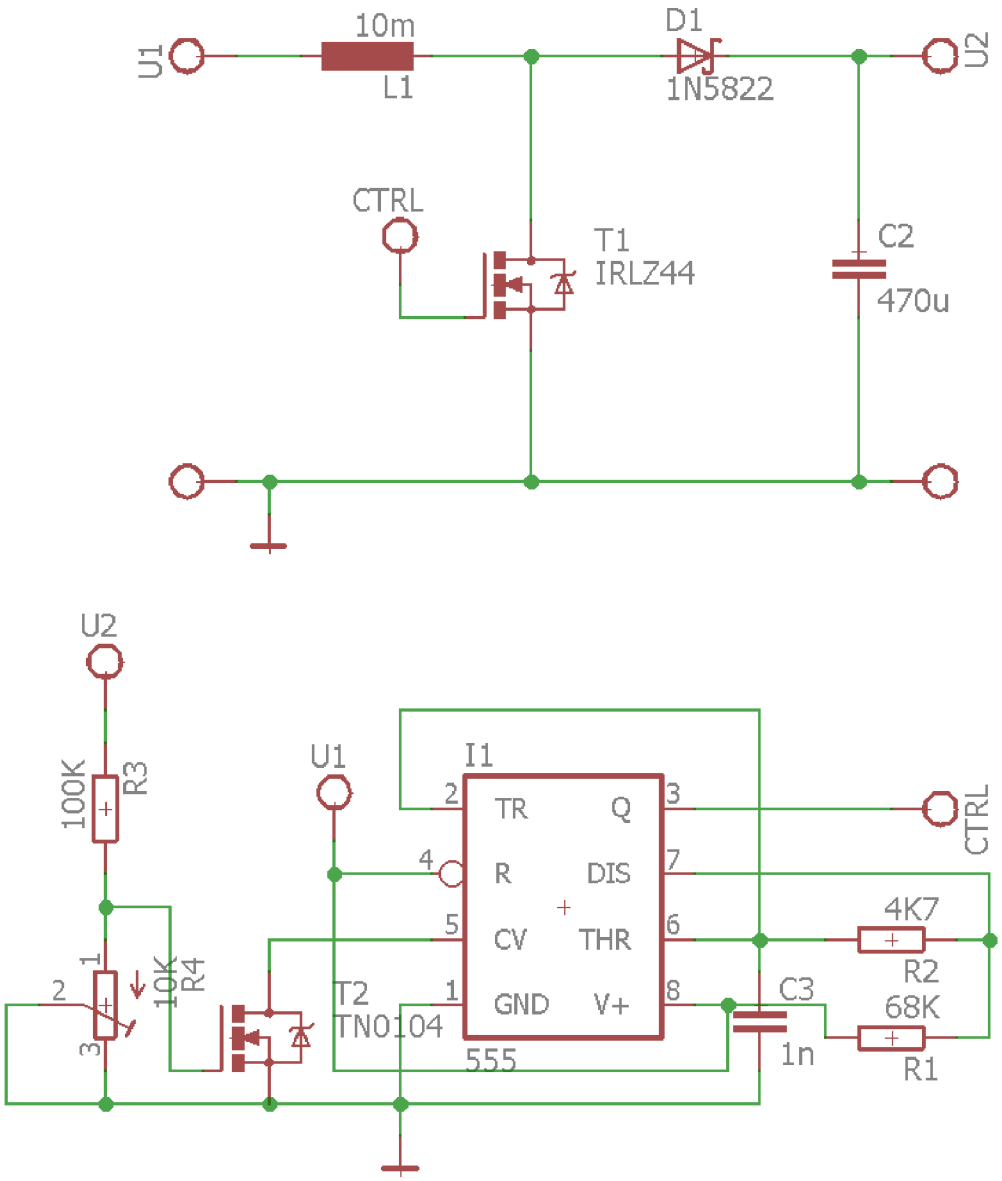


Obr. 20: Časové průběhy proudu (modře), spínacího signálu (zeleně) a výstupního napětí (fialově) snižujícího zatíženého měniče s obvodem 555 – zátěž 500 Ω

2.2 Návrh zvyšujícího DC/DC měniče řízeného obvodem 555

2.2.1 Schéma

Jako typ zvyšujícího měniče napětí s obvodem 555 bylo vybráno zapojení na následujícím obrázku.



Obr. 21: Konkrétní zvyšující DC/DC měnič řízený obvodem 555

Výpočet velikosti indukčnosti L_1

Nejprve je nutné určit maximální výstupní proud. Ten byl zvolen 10 mA. Dále spínací kmitočet byl zvolen 20 kHz, vstupní napětí 5V a výstupní napětí 24 V. Ze vztahu (23) se poté určí indukčnost cívky

$$\Delta I_L = (0{,}2\ až\ 0{,}4) \cdot I_{2max} \cdot \frac{U_2}{U_1} = 0{,}3 \cdot 10 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{24}{5}\ mA = 14{,}4\ mA. \quad (43)$$

Pro velikost indukčnosti platí

$$L_1 = \frac{U_1 \cdot (U_2 - U_1)}{\Delta I_L \cdot f_S \cdot U_2} = \frac{5 \cdot (24 - 5)}{14{,}4 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 24} H \cong 13{,}7mH \quad (44)$$

Obvykle dostupná cívka s podobnou indukčností má 10 mH.

Výpočet střídy

Účinnost se volí 80 % a podle vztahu (22) platí

$$D = 1 - \frac{U_{1min} \cdot \eta}{U_2} = 1 - \frac{2 \cdot 0{,}8}{24} \cong 0{,}93. \quad (45)$$

Výpočet kondenzátoru C_2

Nejprve je nutné určit velikost výstupního zvlnění napětí. Byla zvolena hodnota 10 mV. Pro velikost kondenzátoru platí

$$C_{2min} = \frac{I_{2max} \cdot D}{f_S \cdot \Delta U_2} = \frac{10 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}93}{20 \cdot 10^3 \cdot 0{,}01} F \cong 47\mu F. \quad (46)$$

Jedná se o minimální hodnotu, pro dosažení lepších výsledků byl zvolen kondenzátor o kapacitě 470 µF.

Výpočet rezistorů R_1, R_2 a C_3

Na základě vztahů (15) a (16) se z velikosti střídy určí rezistory R_1 a R_2. Hodnoty se také volí s přihlédnutím ke spínacímu kmitočtu 20 kHz, viz níže.

$$D = \frac{t_H}{t_H + t_L} = 1 - \frac{R_2}{R_1 + 2 \cdot R_2} = 1 - \frac{4{,}7}{68 + 2 \cdot 6{,}8} \cong 0{,}91;\ R_1 = 68\ k\Omega;\ R_2 = 4{,}7\ k\Omega. \quad (47)$$

Pokud se použije velikost kondenzátoru C_1 jako 1 nF, tak pak pro velikost spínacího kmitočtu platí

$$f = \frac{1{,}44}{(R_1 + 2R_2) \cdot C_1} = \frac{1{,}44}{(68 \cdot 10^3 + 2 \cdot 4{,}7 \cdot 10^3) \cdot 1 \cdot 10^{-9}}\ Hz \cong 18{,}6\ kHz. \quad (48)$$

Výpočet rezistorů R_3 a R_4

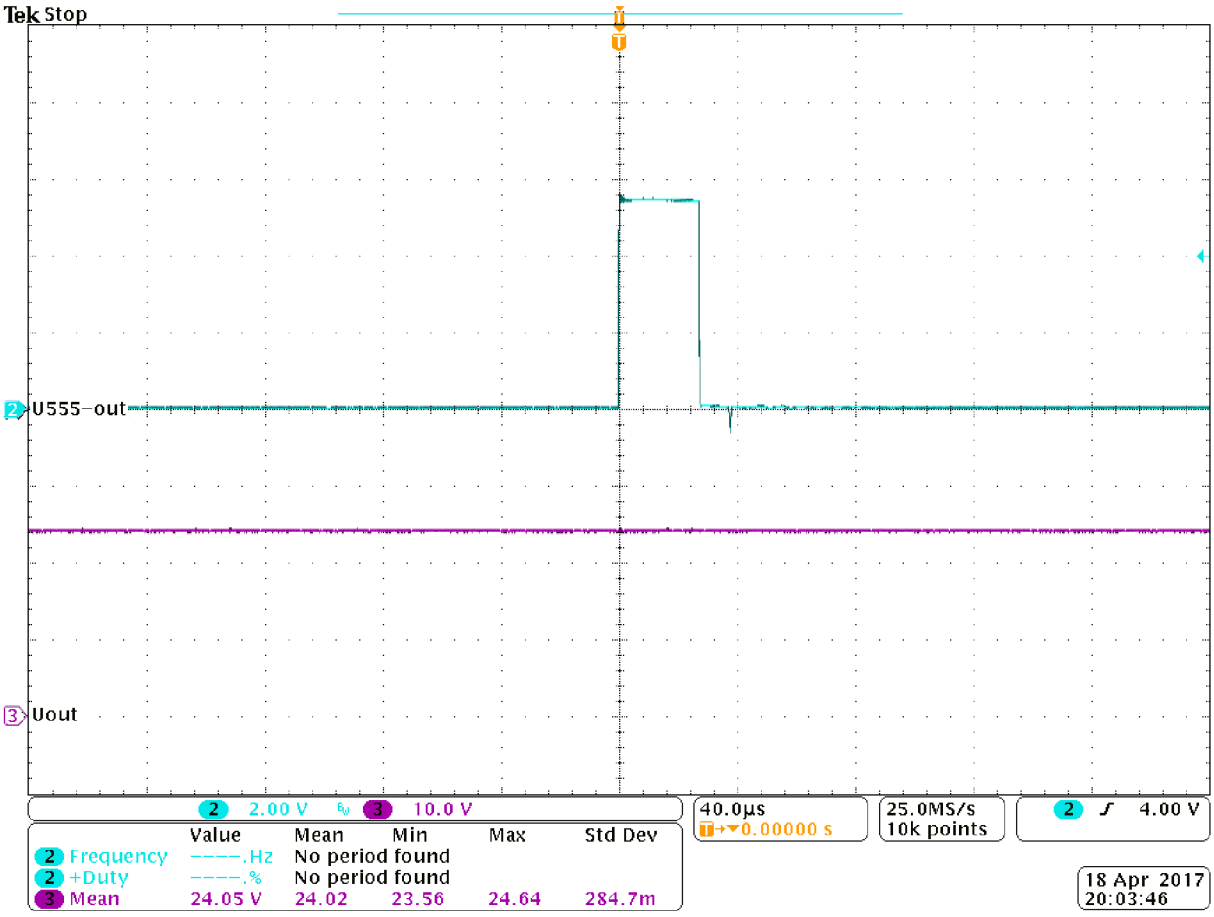
Rezistory se volí podle vztahu (19) a pro zvolený tranzistor T_2 platí

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{U_2}{U_{T2-GS(Thr)}} - 1 = \frac{24}{1{,}2} - 1 = 19. \quad (49)$$

Byl zvolen rezistor R_3 o velikosti 100 kΩ a rezistor R_4 byl nahrazen potenciometrem o velikosti 10 kΩ.

2.2.2 Výsledky měření

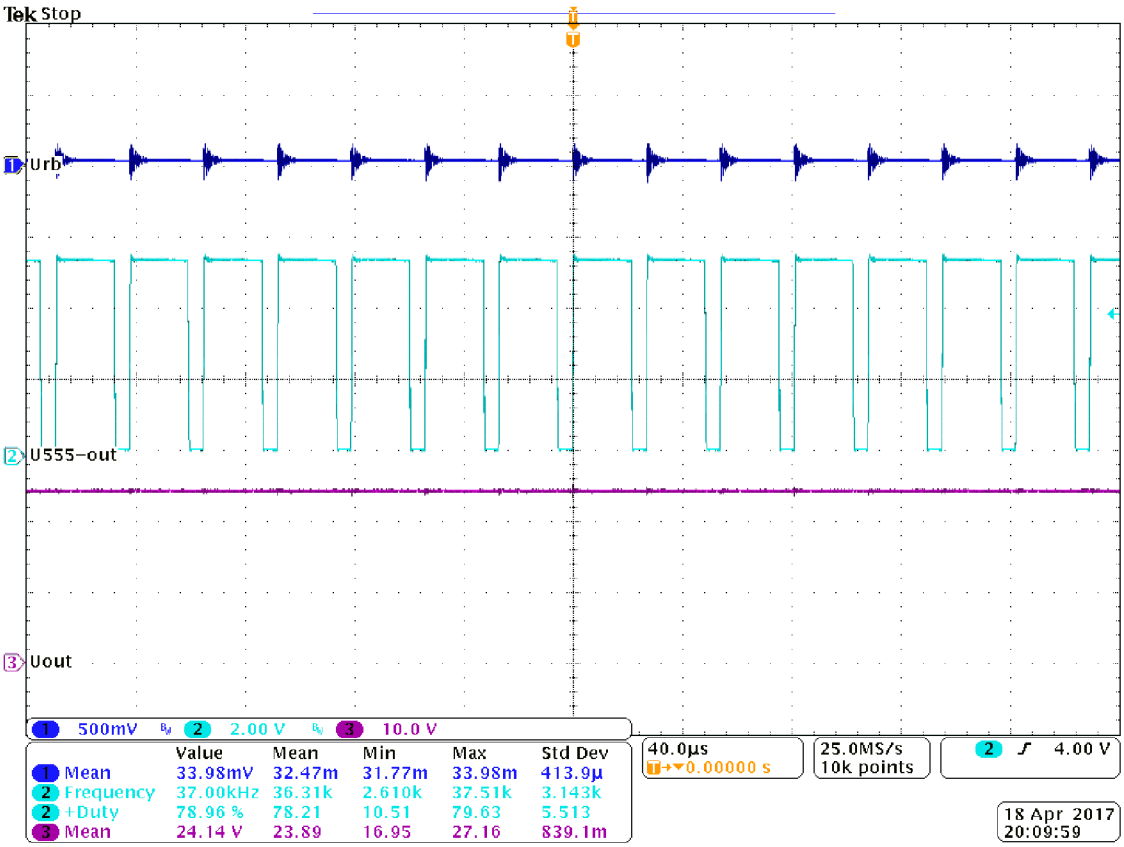
Na následujícím grafu je zobrazen průběh výstupního napětí obvodu 555, které řídí spínací tranzistor (zeleně) a průběh výstupního napětí měniče (fialově) v závislosti na čase. Vstupní napětí bylo 5 V a výstupní napětí bylo nastaveno potenciometrem R_4 na 24 V. Měnič nebyl zatížen, proto je na průběhu výstupního signál patrný pouze jeden řídící impulz.



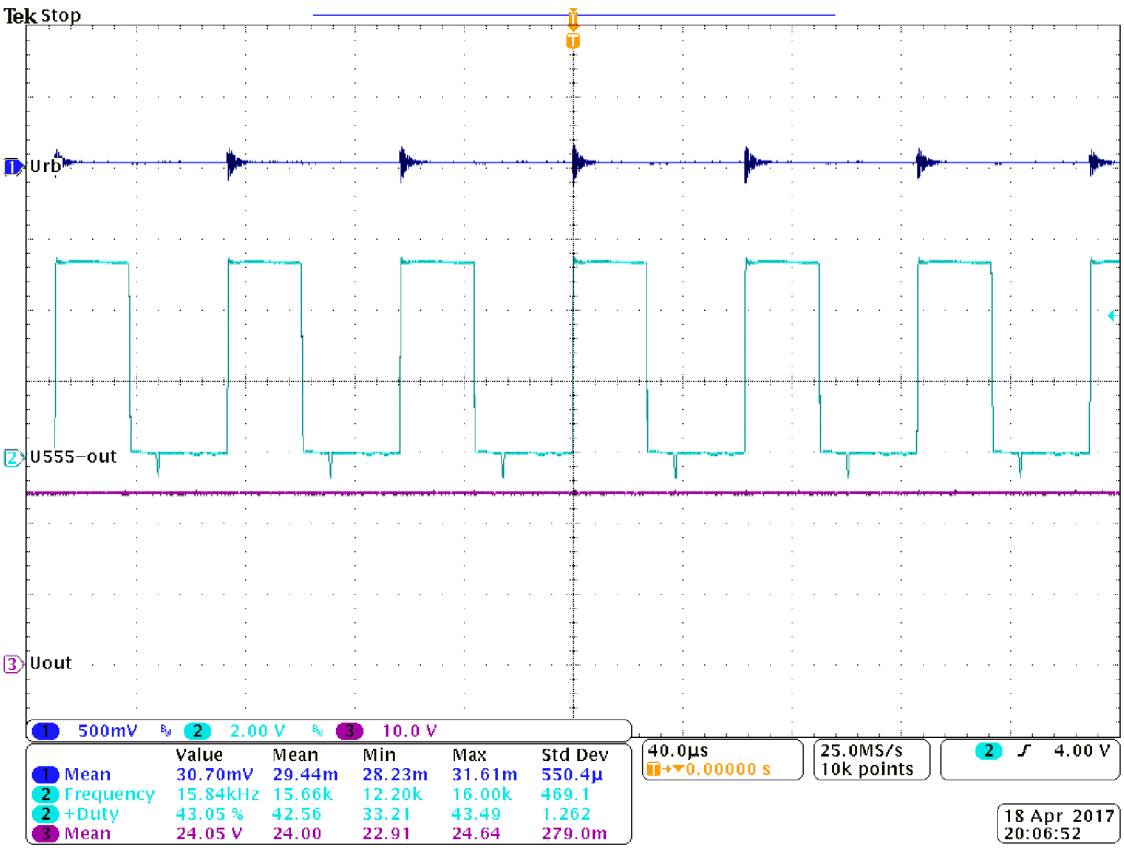
Obr. 22: Časové průběhy spínacího signálu (zeleně) a výstupního napětí (fialově) nezatíženého zvyšujícího měniče s obvodem 555

Na následujícím grafech je zobrazen průběh výstupního proudu (modře), výstupního napětí obvodu 555, které řídí spínací tranzistor (zeleně) a průběh výstupního napětí měniče (fialově) v závislosti na čase při vstupním napětí 5 V. Měnič byl zatížen postupně rezistory o velikosti 4,7 kΩ, 10 kΩ a 15 kΩ. Proud byl měřen jako napětí na bočníku o velikosti 1 Ω. Hodnoty napětí v mV tedy přímo odpovídají hodnotám proudu v mA. Na rozdíl od předcházejícího grafu jsou už patrné spínací impulsy řídící tranzistor T_1.

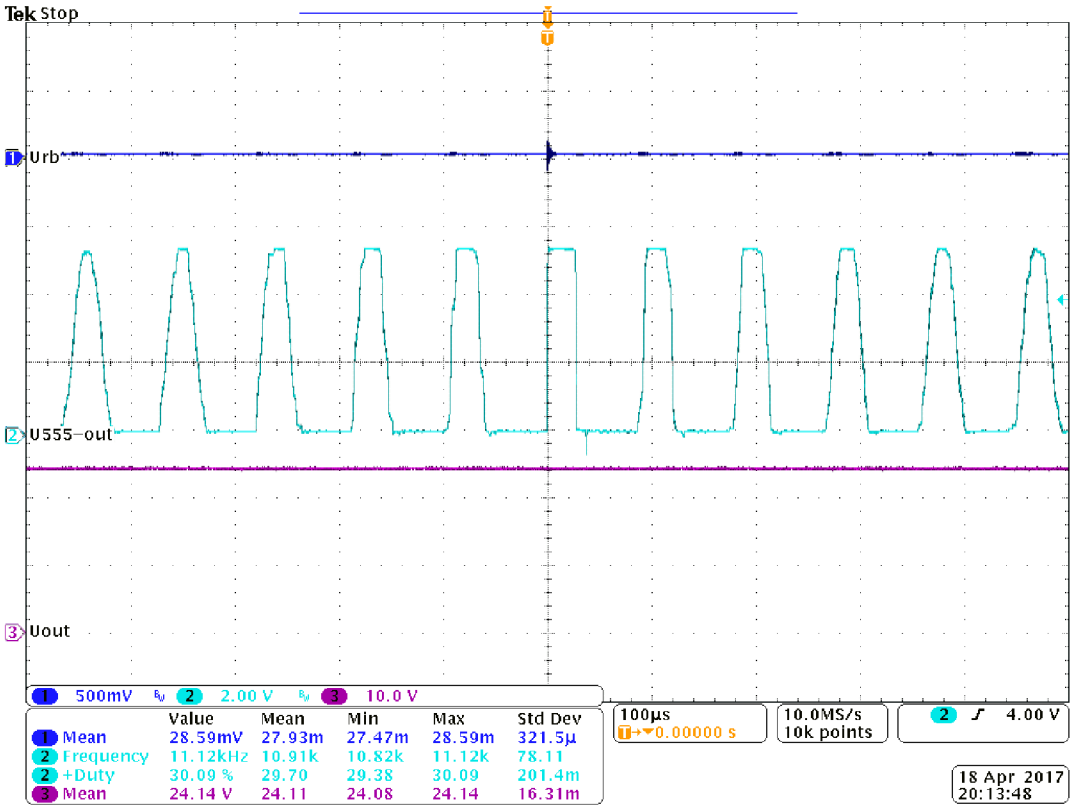
Z grafů je zřejmé, že s menším zatížením dochází ke snižování střídy signálu, která je nutná pro udržení konstantního výstupního napětí měniče.



Obr. 23: Časové průběhy proudu (modře) spínacího signálu (zeleně) a výstupního napětí (fialově) zvyšujícího zatíženého měniče s obvodem 555 – zátěž 4,7 kΩ



Obr. 24: Časové průběhy proudu (modře) spínacího signálu (zeleně) a výstupního napětí (fialově) zvyšujícího zatíženého měniče s obvodem 555 – zátěž 10 kΩ

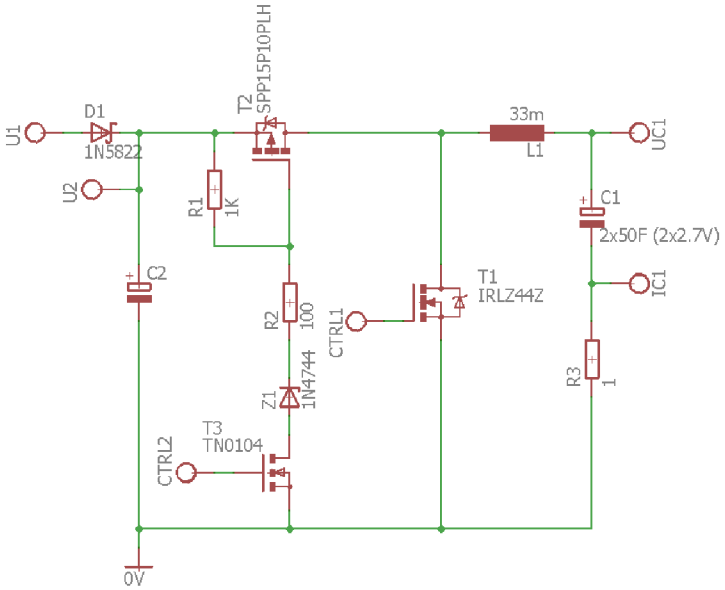


Obr. 25: Časové průběhy proudu (modře) spínacího signálu (zeleně) a výstupního napětí (fialově) zvyšujícího zatíženého měniče s obvodem 555 – zátěž 15 kΩ

2.3 Návrh obousměrného DC/DC měniče

2.3.1 Schéma

Návrh je založen na základě schématu znázorněném na obrázku (12) a (13), kde se místo integrovaného obvodu 555 využívá jako řídící prvek mikropočítač.



Obr. 26: Konkrétní obousměrný zvyšující i snižující DC/DC měnič se superkapacitorem a MOSFET tranzistory

Volba superkapacitoru C_1

Byl zvolen superkapacitor o velikosti kapacity 50 F s maximálním přípustným napětím 2,7 V. Měnič bude napájet dva tyto kondenzátory spojené do série. Maximální přípustné napětí potom bude přibližně 5,4 V a kapacita 25 F.

Výpočet velikosti indukčnosti L_1 – snižující měnič

K určení velikosti indukčnosti je nejprve nutné vypočítat zvlnění výstupního proudu ze vztahu (8), přičemž se předpokládá maximálního nabíjecí proud 1 A.

$$\Delta I_L = (0{,}2\ až\ 0{,}4) \cdot I_{2max} = 0{,}3 \cdot 1A = 0{,}3A. \tag{50}$$

Vstupní napětí U_1 je 24 V a maximální nabíjecí napětí U_{C1} bylo zvoleno 5 V s přihlédnutím k maximálnímu přípustnému napětí na superkapacitorech. Spínací kmitočet je 5 kHz. Pro velikost indukčnosti poté ze vztahu (7) platí

$$L_1 = \frac{U_{C1} \cdot (U_1 - U_{C1})}{\Delta I_L \cdot f_S \cdot U_1} = \frac{5 \cdot (24 - 5)}{0{,}3 \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 24} H \cong 2{,}7mH. \tag{51}$$

Její velikost se bude také řídit výpočtem pro zvyšující měnič

Výpočet velikosti indukčnosti L_1 – zvyšující měnič

K určení velikosti indukčnosti je opět nutné nejprve vypočítat zvlnění výstupního proudu ze vztahu (24), přičemž se předpokládá maximální výstupní proud 20 mA a rozsah vstupního napětí od 2 V do 5 V a výstupní napětí 24 V.

$$\Delta I_L = (0{,}2\ až\ 0{,}4) \cdot I_{2max} \cdot \frac{U_1}{U_{C1}} = 0{,}3 \cdot 20 \cdot \frac{24}{5}\ mA = 28\ mA. \tag{52}$$

Pro velikost indukčnosti platí

$$L_1 = \frac{U_{C1} \cdot (U_1 - U_{C1})}{\Delta I_L \cdot f_S \cdot U_1} = \frac{5 \cdot (24 - 5)}{3{,}6 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 24} H \cong 28\ mH. \tag{53}$$

Obvykle dostupná cívka s podobnou indukčností má 33 mH.

Výpočet střídy – snižující měnič

Účinnost snižujícího měniče se volí 90 % a podle vztahu (6) platí

$$D = \frac{U_{C1}}{U_{1max} \cdot \eta} = \frac{5}{24 \cdot 0{,}9} \cong 0{,}23. \tag{54}$$

Výpočet střídy – zvyšující měnič

Účinnost zvyšujícího měniče se volí 80 % a podle vztahu (22) platí

$$D = 1 - \frac{U_{1min} \cdot \eta}{U_2} = 1 - \frac{2 \cdot 0{,}8}{24} = 0{,}95. \tag{55}$$

Výpočet velikosti výstupního kondenzátoru C_2

Nejprve je nutné určit velikost výstupního zvlnění napětí. Byla zvolena hodnota 10 mV. Velikost kapacity se vypočte podle vztahu

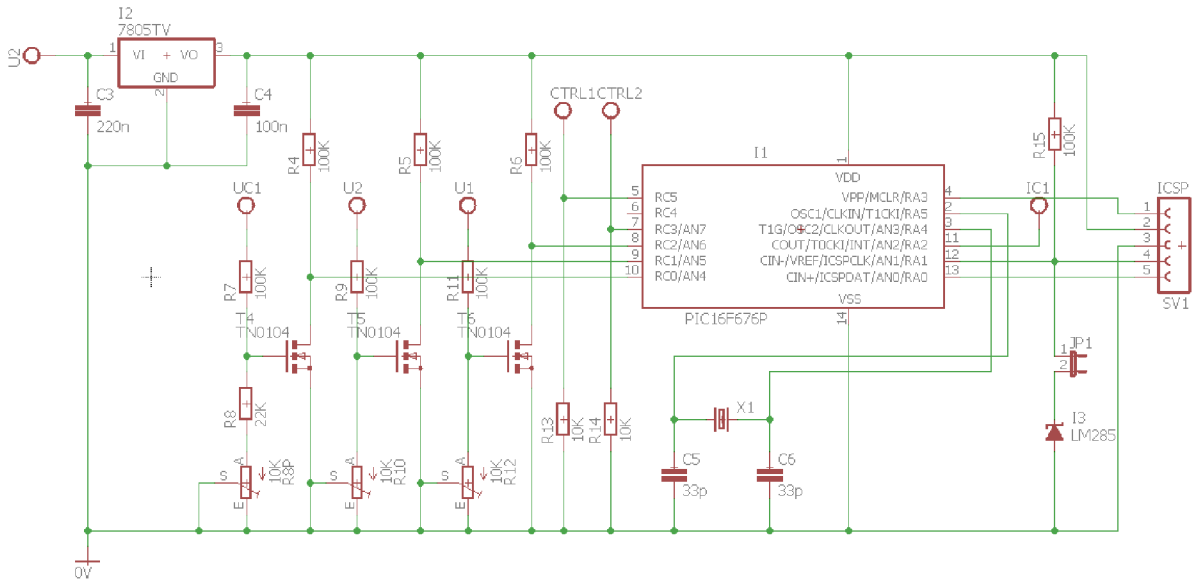
$$C_{2min} = \frac{I_{2max} \cdot D}{f_S \cdot \Delta U_2} = \frac{20 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}95}{5 \cdot 10^3 \cdot 0{,}01} F = 380\mu F. \tag{56}$$

Zvětšením kapacity lze dosáhnout menšího zvlnění výstupního napětí. Vhodný kondenzátor bude například 470 µF. Maximální přípustné napětí kondenzátoru musí být větší než výstupní napětí 24 V.

Výpočet rezistorů R_1 a R_2 a Z_1

Výpočet je stejný jako u snižujícího měniče řízeného integrovaným obvodem 555. Rezistor R_1 byl zvolen o velikost odporu 1 kΩ, rezistor R_2 pak o velikosti odporu 100 Ω a Zenerova diodya Z_1 byla zvolena jako 1N4744.

Schéma řídící části je na následujícím obrázku.



Obr. 27: Konkrétní řídící část zvyšujícího i snižujícího DC/DC měniče se superkapacitorem

Volba mikropočítače I_1

Obecné požadavky na mikropočítač jsou následující:

- 3 digitální vstupy (2 pro zpětnou vazbu kvůli kontrole výstupního napětí snižujícího a zvyšujícího měniče, 1 pro detekci hlavního napájecího napětí).
- 1 analogový vstup s A/D převodníkem (pro měření okamžitého proudu při nabíjení superkapacitoru v čase, kdy obvod pracuje jako snižující měnič).
- 2 digitální výstupy pro řízení spínacích tranzistorů obou měničů.
- Výhodou je nízké minimální napájecí napětí (například 2 V a méně).
- Povolený kmitočet v řádu jednotek MHz (například 4 MHz).

Na základě uvedených podmínek bude ukázáno a diskutováno zapojení s mikropočítačem od firmy Microchip s označením PIC16F676 a PIC16F1503, které splňují všechny uvedené předpoklady a jsou vývodově kompatibilní.

K mikropočítači je ještě navíc připojen konektor ICSP (In-Circuit Serial Programming), který umožňuje naprogramovat mikropočítače zapojené přímo v obvodu, bez nutnosti jejich demontáže z patice. Při programování je nutné rozpojit propojku *JP1*. Zapojení tohoto konektoru je provedeno tak, že bude kompatibilní i s většinou ostatních mikropočítačů se 14 vývody z řady PIC16Fxxx(x).

Výpočet rezistorů R_4, R_5 a R_6

Vývody mikropočítače *RC0*, *RC1* a *RC2* jsou programově konfigurovány jako digitální vstupní obvody. V případě sepnutých tranzistorů T_4, T_5 a T_6 jsou vývody připojeny přímo k zemi. Na vstupu je detekována logická úroveň L, přičemž napětí může dosahovat až hodnoty 0,8 V (označeno jako *Input Low Voltage* v katalogu obvodu v tabulce elektrických charakteristik). V případě plně otevřených tranzistorů bude tento rozsah bez problému splněn.

V případě rozepnutých tranzistorů T_4, T_5 a T_6 jsou vývody připojeny přes rezistory R_4, R_5 a R_6 přímo na napájecí napětí, přičemž do vstupu mikropočítače teče proud o maximální velikosti 1 μA (označen jako *Input Leakkage Current* v katalogu obvodu v tabulce elektrických charakteristik), který je omezen vnitřními obvody. Na základě minimálního vstupního napětí, které je detekováno jako logická úroveň H o velikosti 2 V (označeno jako *Input High Voltage* v katalogu obvodu v tabulce elektrických charakteristik) a maximální velikosti vstupního proudu lze určit největší velikost připojeného rezistoru podle

$$R_{IN-max} = \frac{U_{DD} - 2}{1 \cdot 10^{-6}} = \frac{5 - 2}{1 \cdot 10^{-6}}\,\Omega = 3M\Omega. \tag{57}$$

Je lepší volit spíše větší hodnoty odporů, nebudou totiž tak zatěžovat napájecí zdroj. Proto byly zvoleny rezistory o velikosti 100 kΩ. Pokud je použit mikropočítač, který umožňuje konfigurovat tzv. vnitřní pull up rezistory, je možné externí rezistory R_4, R_5 a R_6 vynechat. Tato technika zajistí spojení digitálního výstupu s napájecím napětím přes vnitřní rezistor (Internal Pull Up Resistor).

Výpočet rezistorů R_7 a R_8

Odporový dělič složený z rezistorů R_7 a R_8 je připojen na napětí U_{C1} superkapacitoru. Je požadováno, aby při dosažení maximálního přípustného napětí 5 V na superkapacitoru došlo k otevření tranzistoru T_4 a tím ke změně logické úrovně z *H* na *L* na vstupu *RC0* mikropočítače. Zvolený tranzistor T_4 se otvírá při napětí 0,6 až 1,6 V. Pokud se bude předpokládat například napětí 1,2 V, tak pro velikost odporu rezistorů platí

$$\frac{R_7}{R_8} = \frac{U_{C1}}{U_{GS-T4}} - 1 = \frac{5}{1{,}2} - 1 \cong 3{,}2. \tag{58}$$

Byl zvolen rezistor R_7 o velikosti 100 kΩ. Rezistor R_8 je nahrazen rezistorem o velikosti odporu 22 kΩ a potenciometrem o velikosti 10 kΩ. Lze tak přesněji nastavit poměr odporů a minimalizovat chyby vzniklé výrobní tolerancí součástek.

Výpočet rezistorů R_9 a R_{10}

Postupuje se stejným způsobem jako u děliče R_9 a R_{10}.

$$\frac{R_9}{R_{10}} = \frac{U_2}{U_{GS-T4}} - 1 = \frac{24}{1{,}2} - 1 = 19. \tag{59}$$

Byl zvolen rezistor R_9 o velikosti 100 kΩ. Rezistor R_{10} je nahrazen potenciometrem o velikosti 10 kΩ, ze stejných důvodů, jako tomu bylo v předcházejícím případě.

Výpočet rezistorů R_{11} a R_{12}

Velikost napětí, na které je dělič složený z rezistorů R_{11} a R_{12} připojen, je téměř stejná jako u rezistorů R_9 a R_{10}, hodnoty proto budou stejné.

Výpočet rezistorů R_{13} a R_{14}

Rezistory zajistí připojení řídící svorky tranzistoru na nulový potenciál v případě, že výstup mikropočítače je ve stavu vysoké impedance (například po resetu a podobně). Doporučená je hodnota v rozsahu jednotek kΩ. Byly zvoleny rezistory o velikosti 10 kΩ.

Volba regulátoru napětí I_2, kondenzátorů C_3 a C_4

Regulátor napětí byl vybrán LM7805, jehož výstupní napětí je 5 V a vstupní napětí je až 35 V. Kondenzátory jsou zvoleny podle katalogového listu. Velikost C_3 je 220 nF a C_4 je 100 nF.

Volba krystalového oscilátoru X_1 a kondenzátorů C_5 a C_6

Byl zvolen krystalový oscilátor o kmitočtu 4 MHz, který je spolu s kondenzátory C_5 a C_6 o velikosti 33pF zapojen podle katalogu. Tuto část obvodu je možné vynechat, protože vybrané mikropočítače obsahují vnitřní oscilátor o frekvenci 4 MHz s přesností do 1%.

Volba rezistoru R_{15} a referenčního napětí A/D převodníku I_3 a rezistoru R_3

Rezistor R_3 slouží jako odporový bočník pro měření proudu. Velikost byla zvolena jako 1 Ω. Například při proudu 1 A bude na bočníku úbytek napětí 1 V. Referenční napětí A/D převodníku je vytvořeno externí napěťovou referencí LM285Z, jejíž výstupní napětí je 1,235 V a je připojeno k analogovému vstupu *RA1*, který je k tomuto účelu určen. Volbu rezistoru R_{15} se určuje výrobcem doporučovaný rozsah vstupního proudu napěťové reference, který je od 20 uA až po 30 mA. Při předpokládaném vstupním napětí U_2 o velikosti 24 V bude vyhovovat rezistor R_{15} o velikosti odporu 100 kΩ.

2.3.2 **Program – bez využití vnitřního PWM modulu**

Mikropočítač PIC16F676 neobsahuje interní PWM modul (viz dále), a proto je nutné generovat řídící impulzy manuálně v programu. Uvedený popis programu lze použít obecně pro jakýkoliv mikropočítač, který splňuje dříve uvedené požadavky, ale nemá interní PWM modul.

Na vývojovém diagramu na obrázku (28) je zachycen průběh obsluhy přerušení, kde dochází ke změně napěťové úrovně na řídících výstupech spínacích tranzistorů. Spínání tranzistorů nelze provádět v hlavní programové smyčce, protože by nebyla zaručena periodicita jednotlivých operací. V úvahu připadá pouze situace, kdy bude přerušení zakázáno a mikroprocesor bude generovat pouze řídící signály a nebude například ověřovat maximální velikost proudu protékajícího superkapacitorem pomocí A/D převodníku ani žádnou další jinou operaci.

Ke spínání tranzistorů dochází tedy v obsluze přerušení a důležitý předpoklad je, že přerušení musí nastat častěji, než je požadovaná frekvence spínání řídících tranzistorů. Na základě volby 4 MHz oscilátoru a zvoleného spínacího kmitočtu 1 kHz byl program nastaven tak, aby se přerušení vyvolalo 20 krát za jednu periodu spínacího kmitočtu. To znamená, že je možné měnit střídu spínacího signálu pro oba dva měniče ve 20 krocích od 0 až do 100 % včetně. Každý krok tedy změní střídu o 5 %. Na základě těchto údajů bude muset být přerušení voláno s periodou minimálně

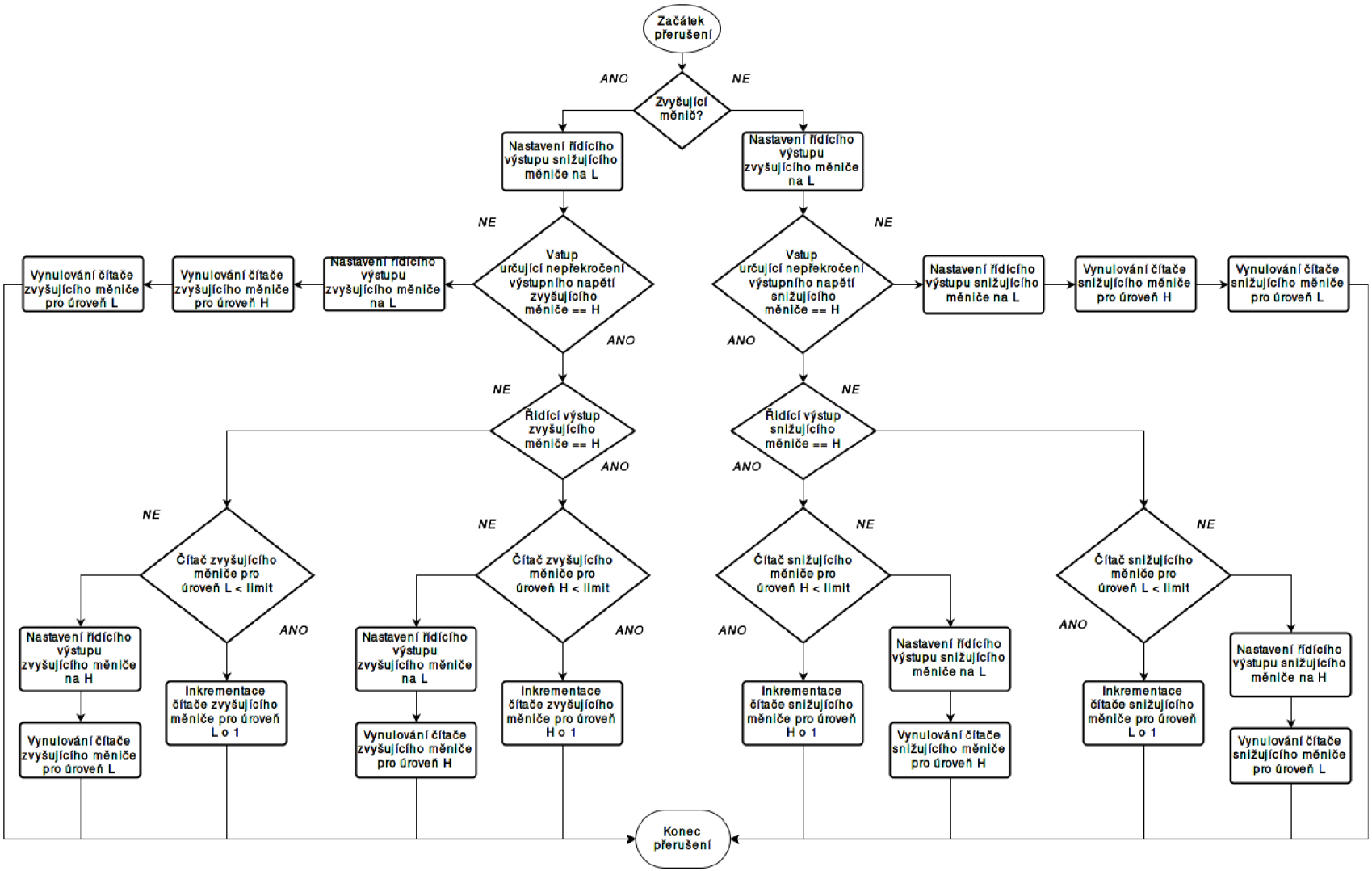
$$T_{INT} = f_{OUT} \cdot 20 = 1 \cdot 20\ kHz = 20\ kHz. \tag{60}$$

Přerušení je vyvoláno přetečením (změnou z 0xFF na 0x00) vnitřního 8 bitového čítače TMR0. Impuls pro inkrementaci čítače se generuje každý instrukční cyklus, ale prochází ještě tzv. předděličkou, kterou je možné nastavit v programu a která dělí frekvenci tohoto signálu násobky 2. Instrukční cyklus trvá u vybraného procesoru 4 takty hodinového signálu. Nejmenší hodnota předděličky pro impuls inkrementaci čítače TMR0 je 1:2. Na základě těchto hodnot se získá frekvence, s jakou bude volána obsluha přerušení

$$T_{INT} = \frac{256}{\frac{4 \cdot 10^6}{4}} \cdot 2s = 512\ \mu s\ ; f_{INT} = \frac{1}{T_{INT}} = \frac{1}{512} \cdot 10^6\ Hz \cong 1953\ kHz \tag{61}$$

To je ovšem výrazně méně než požadovaných 20 kHz. Takové frekvence lze dosáhnout nastavením hodnoty čítače TMR0 při ukončení každého přerušení a k jeho přetečení a následnému vyvolání přerušení dojde dříve.

Na následujícím obrázku je ukázán vývojový diagram obsluhy přerušení.



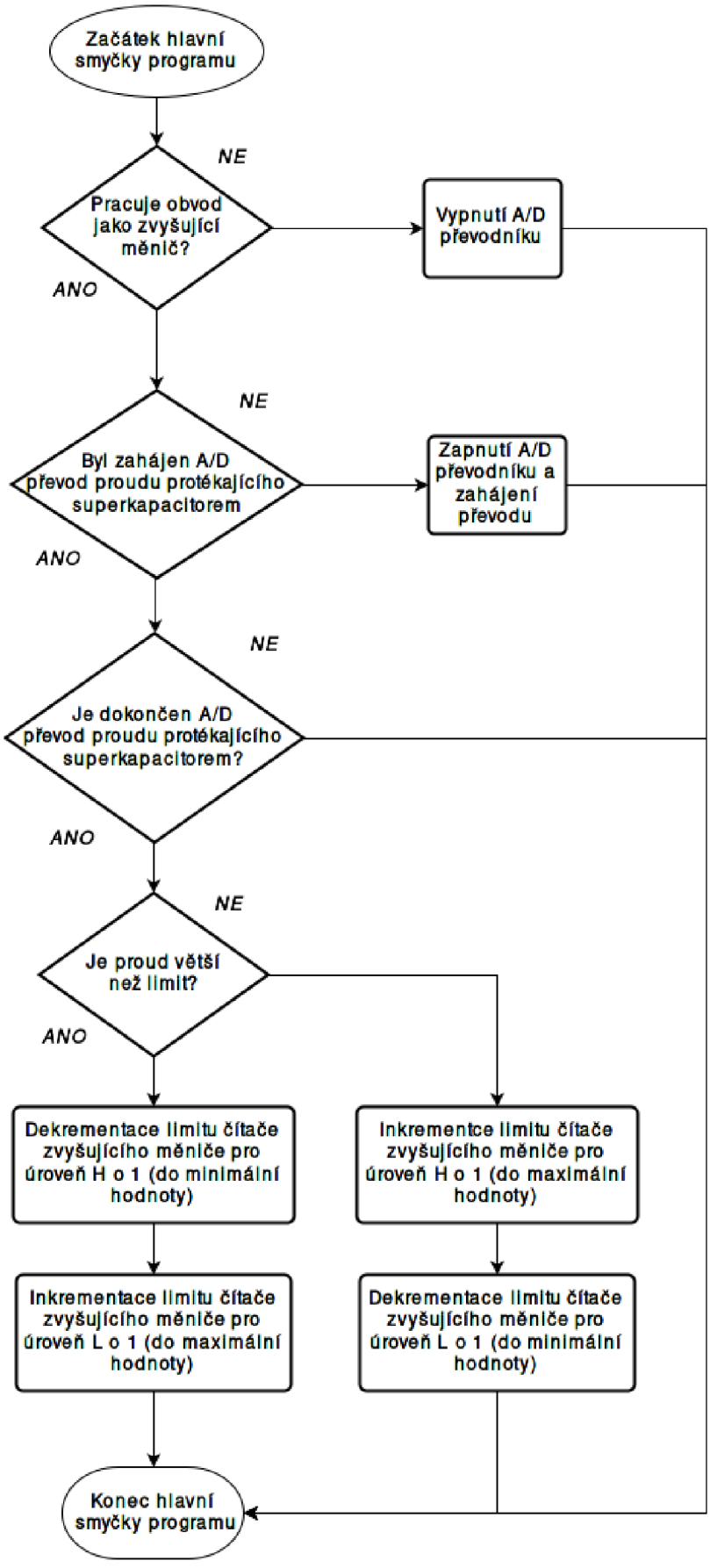
Obr. 28: Vývojový diagram obsluhy přerušení ukázkového programu pro obousměrný DC/DC měnič

V obsluze přerušení dochází nejprve ke kontrole, zda obvod pracuje jako zvyšující nebo jako snižující měnič. Podle toho se bude řídit výstup *CTRL1* nebo *CTRL2*. Přerušení je vyvoláno několikrát za periodu řídícího signálu pro spínání tranzistorů. To dává možnost pamatovat si a počítat kolik cyklů vyvolaných přerušení je na řídícím výstupu logická úroveň H nebo L. Počet cyklů bude odpovídat vždy určitému přesnému času, protože obsluha přerušení se volá periodicky a jeden cyklus trvá vždy stejný čas. Předcházející věta platí v případě, že samotná obsluha přerušení bude trvat stejnou dobu pro všechny možné případy (programové cesty ze začátku na konec obsluhy přerušení). Těch je celkem 8 (4 pro zvyšující a další 4 pro snižující měnič). Trvají podobný čas, takže by bylo zřejmě možné tyto odchylky zanedbat. Pro odstranění nepřesností se doplní do programových cest, které jsou kratší než ostatní, prázdné instrukce a prodlouží se tak jejich čas vykonávání na stejnou hodnotu.

K počítání cyklů slouží čítače. Jsou celkem 4 pro obě logické úrovně 2 řídících signálů. Vždy dochází k inkrementaci pouze jednoho z nich v závislosti na logické úrovni a typu měniče. Jakmile čítač překročí nastavený limit, dojde ke změně logické hodnoty na výstupu a také se bude v následujícím cyklu inkrementovat čítač pro aktuální logickou úroveň. Pouhou změnou limitů, která se provádí z hlavní programové smyčky (viz dále), lze měnit střídu signálu. Pokud součet limitů pro úroveň H a L bude konstantní číslo, tak bude zachována i frekvence řídících signálů. Při zvětšení limitu pro úroveň H o 1 je tedy nutné také snížit limit pro úroveň L o 1.

Na vývojovém diagramu na obrázku (29) je zachycena hlavní smyčka programu, která se vykonává neustále a opakovaně, pokud není právě vyvoláno přerušení. V případě, že obvod pracuje jako snižující měnič, probíhá kontrola okamžitého proudu nabíjejícího superkapacitor. Proud se v tomto případě měří nepřímo pomocí napětí na rezistoru zapojeném v sérii mezi superkapacitorem a zemí. Ze známe hodnoty velikosti odporu bočníku se zjistí proud.

Po nastavení A/D převodníku (výběr vstupu, volba referenčního napětí atd.) dojde k zahájení převodu. Ten trvá určitý čas a jeho konec mikropočítač oznamuje buď přerušením nebo nastavením bitu stavového registru A/D převodníku. Vyvolání přerušení je v tomto případě zakázáno, neboť by narušilo periodicitu spínacích signálů řídicích tranzistorů měniče. Místo toho dochází k opakovanému ověřování bitu stavového registru A/D převodníku. Jakmile dojde k jeho nastavení, převod byl dokončen a v registrech pro výsledek převodu je uloženo číslo označující hodnotu napětí na bočníku vzhledem k referenčnímu napětí.



Obr. 29: Vývojový diagram hlavní smyčky ukázkového programu pro obousměrný DC/DC měnič

Pro pochopení vztahu výsledku A/D převodu a reálné hodnoty proudu slouží následující příklad. Předpokládá se, že A/D převodník má 8 bitů, referenční napětí je zvoleno jako 1,235 V a odbor bočníku má velikost 1 Ω. Když bude proud roven 1,235 A nebo větší (napětí na vstupu bude 1,235 V nebo větší) bude v registru pro výsledek převodu číslo 0xFF, tj. maximální možné. Bude-li proud nulový (napětí na vstupu bude 0 V) bude v registru pro výsledek převodu číslo 0x00. Změna o jeden bit ve výsledku poté představuje změnu proudu o

$$I = \Delta I_{MIN} \cdot A/D_{HODNOTA} = \frac{U_{REF}}{R_B \cdot A/D_{MAX-HODNOTA}} \cdot A/D_{HODNOTA}. \quad (62)$$

Proud tedy lze měřit s rozlišením přibližně 5 mA. Vybrané mikropočítače navíc obsahuje 10-bitový A/D převodník a rozlišení poté bude až 1,2 mA, což je zcela dostatečné pro kontrolu maximálního proudu. Na základě předchozího vztahu bude velikost proudu v závislosti na výsledku převodu určená vztahem

$$I = \Delta I_{MIN} \cdot A/D_{HODNOTA} = \frac{U_{REF}}{R_B \cdot A/D_{MAX-HODNOTA}} \cdot A/D_{HODNOTA} \quad (63)$$

Při znalosti okamžitého proudu lze řídit změnou střídy jeho velikost. Program začne s nejmenší možnou střídou. Jak už bylo řečeno, střída se mění pouze nastavením limitů pro čítače logické úrovně H a L. Pokud proud nedosahuje zvoleného limitu lze zvyšovat střídu zvýšením limitu o 1 pro logickou úroveň H a snížením limitu o 1 pro logickou úroveň L. Jakmile dosáhne nebo přesáhne hodnota proudu maximální zvolenou velikost, limit pro logickou úroveň H se naopak sníží o 1 a limit pro logickou úroveň L se o 1 zvýší. Toto zvyšování a snižování čítačů je vhodné provádět pouze do vybraných mezí.

V případě, že obvod pracuje jako zvyšující měnič, lze obvody A/D převodníku programově vypnout a snížit tak spotřebu mirkopočítače. Dynamická změna střídy je implementována pouze u snižujícího měniče. Zvyšující měnič má střídu nastavenou pevně podle výpočítané hodnoty.

2.3.3 **Program – s využitím vnitřního PWM modulu**

U předchozího řešení není možné dosáhnout spínacích frekvencí v řádu desítek kHz v případě použití 4 MHz krystalového oscilátoru. Mikropočítač PIC16F1503 obsahuje vnitřní PWM modul, pomocí kterého je možné generovat řídící signál pro spínání tranzistorů měniče. Výhodnou je velké rozlišení, tj. možnost nastavení střídy signálu v menších krocích a také podstatně větší frekvence signálu, než při použití dříve zmiňované techniky a to například až 100 kHz. Vybraný mikropočítač PIC16F676 tuto vlastnost však nemá. U 8-bitových mikropočítačů od firmy Microchip, které obsahují vnitřní PWM modul, spočívá postup jeho

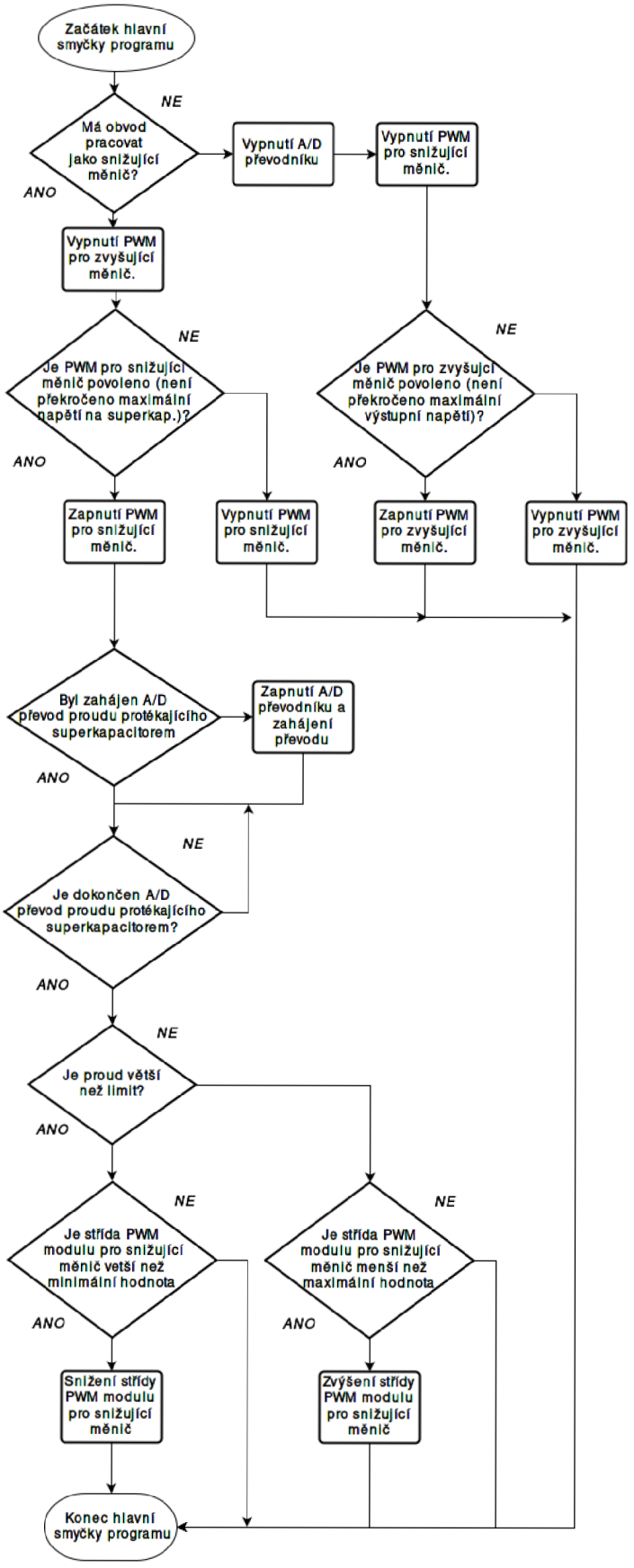
zprovoznění a řízení v nastavení PWM periody a střídy zápisem zvolených hodnot do určených registrů a následným samotným povolením tohoto modulu, tj. opět nastavením bitů v příslušných registrech. Poté na základě vstupních informací lze měnit střídy signálů. K aplikaci nově zvolené střídy dochází po uplynutí jedné celé periody PWM signálu.

Při použití interního PWM modulu je zapojení mikropočítače PIC16F1503 stejné jako při použití předchozího programu s mikropočítačem PIC16F676. Jedná se o vývodově kompatibilní mikropočítače a postačí pouze jejich záměna.

Na vývojovém diagramu na obrázku (30) je znázorněna hlavní smyčka programu využívající interní PWM moduly, jeden pro snižující a druhý pro zvyšující měnič. Přerušení je v tomto programu zakázáno. Při startu programu je nejprve nutné inicializovat čítač *TMR2*, podle kterého se řídí oba dva moduly. Pomocí zápisu do registru *PR2* a nastavením předděličky v registru *T2CON* se určí frekvence výsledného PWM signálu. Následně se zápisem do registrů *PWM1DCL*, *PWM1DCH* a *PWM2DCL*, *PWM2DCH* nastaví střída pro první resp. pro druhý PWM modul. Poté se PWM modul povolí v registru *PWM1CON* a *PWM2CON* nastaví střída výstupního signálu. Nakonec v poslední fázi se povolí čítač *TMR2* nastavením příslušného bitu v registru *T2CON*. Podrobnější informace lze nalézt v komentářích ve zdrojových souborech programu.

Poté se v hlavní smyčce kontroluje, zda obvod má pracovat jako snižující měnič a nabíjet superkapacitor, nebo jako zvyšující měnič, kde je naopak zdrojem napětí samotný kondenzátor. Každý z PWM modulů pracuje jenom tehdy, když ten druhý není aktivní a to navíc ještě musí být splněna podmínka, že nebylo překročeno maximální napětí na superkapacitoru pro PWM modul ovládající snižující měnič nebo maximální napětí na výstupu pro PWM modul ovládající zvyšující měnič.

V případě použití snižujícího měniče se navíc ještě kontroluje nabíjecí proud protékající superkapacitorem. Princip získání aktuální hodnoty proudu je naprosto stejný jako v předchozím programu s mikropočítačem PIC16F676.



Obr. 30: Vývojový diagram hlavní smyčky ukázkového programu pro obousměrný DC/DC měnič při použití interního PWM modulu

2.3.4 Postup přeložení a nahrání programu do mikropočítače

K této práci jsou přiloženy také následující dva soubory:

- *dc_dc_conv_pic16f676.asm* (pro mikropočítač PIC16F676)
- *dc_dc_conv_pic16f1503.asm* (pro mikropočítač PIC16F1503)
- *dc_dc_conv_pic16f873a.asm* (pro mikropočítač PIC16F873A)

Jedná se o zdrojové kódy programu pro mikropočítače napsané v jazyce symbolických adres. Zdrojové kódy obsahují komentáře pro usnadnění pochopení funkčnosti programů. Soubory lze otevřít v běžném textovém editoru, případně je možné využít vývojové prostředí od výrobce těchto mikropočítačů MPLAB X IDE dostupné zdarma z http://www.microchip.com/mplab/mplab-x-ide. Toto vývojové prostředí také obsahuje překladač pro zdrojové kódy v assembleru MPASM a linker MPLINK a po otevření ve zmiňovaném vývojovém prostředí dojde k sestavení programu pouhým kliknutím na ikonu *build*. Konfigurační bity i typ mikropočítače jsou nastaveny přímo ve zdrojovém kódu programu.

Vygenerovaný binární soubor se pak pomocí programátoru nahraje do mikropočítače. S výhodou je možné využít konektor ICSP pro naprogramování již osazeného mikropočítače přímo na DPS měniče bez nutnosti jeho demontáže. Pro postup nahrání programu zde nelze uvést detailnější návod, protože závisí od typu a výrobce programátoru.

K práci je také přiložen zdrojový kód pro mikropočítač PIC16F873A, aby demonstroval použití interního PWM modulu v případě, že je tento modul integrován společně s komparátorem, mezi kterým lze programově přepínat (CCP modul – Capture/Compare/PWM). Ovládání PWM modulu u těchto mikropočítačů probíhá mírně odlišným způsobem a uvedený kód tak ukazuje použití PWM i pro takové typy mikropočítačů.

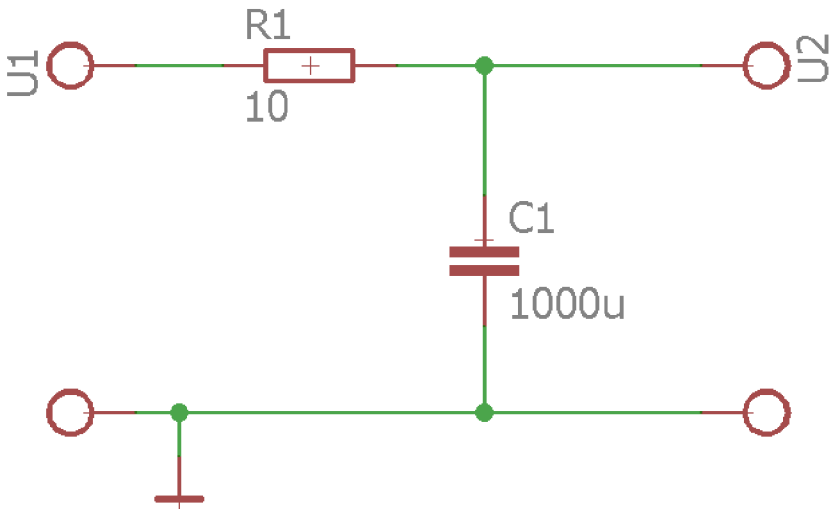
2.3.5 Kmitočtový filtr

Kmitočtový filtr bude zvolen podle obrázku (16) s cílem potlačit střídavou složku na výstupu DC/DC měniče. Hodnota odporu rezistoru R_1 a velikost kapacity C_1 bude zvolena podle rovnice (36), tak aby byl zlomový kmitočet menší než spínací kmitočet DC/DC měniče. Čím menší bude tento kmitočet, tím více bude střídavá složka potlačena. Menšího zlomového kmitočtu se dosáhne zvětšením hodnoty odporu rezistoru a kapacity kondenzátoru. Rezistor by však neměl být příliš velký, aby na něm procházející proud nevyvolal příliš velký úbytek napětí a snižoval by tak účinnost celého obvodu. Pro hodnotu rezistoru 10 Ω a kapacitu 1 mF je zlomový kmitočet RC filtru roven

$$f = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 0{,}001} Hz \cong 15{,}9\ Hz \tag{64}$$

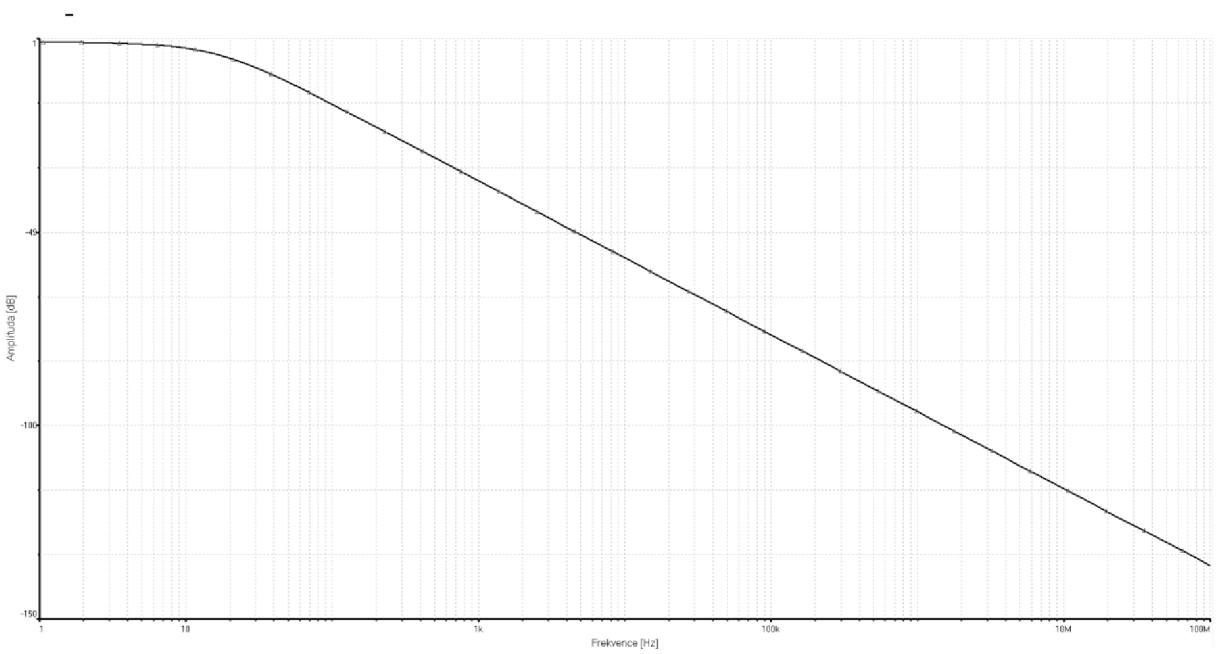
Takový filtr dobře potlačuje střídavé signály s frekvencí větší než 20 Hz. Kondenzátor se volí podle maximálního napětí požadovaného napětí na výstupu (tj. výstupní napětí DC/DC měniče).

Schéma včetně vyznačených hodnot jednotlivých součástek je na následujícím obrázku.

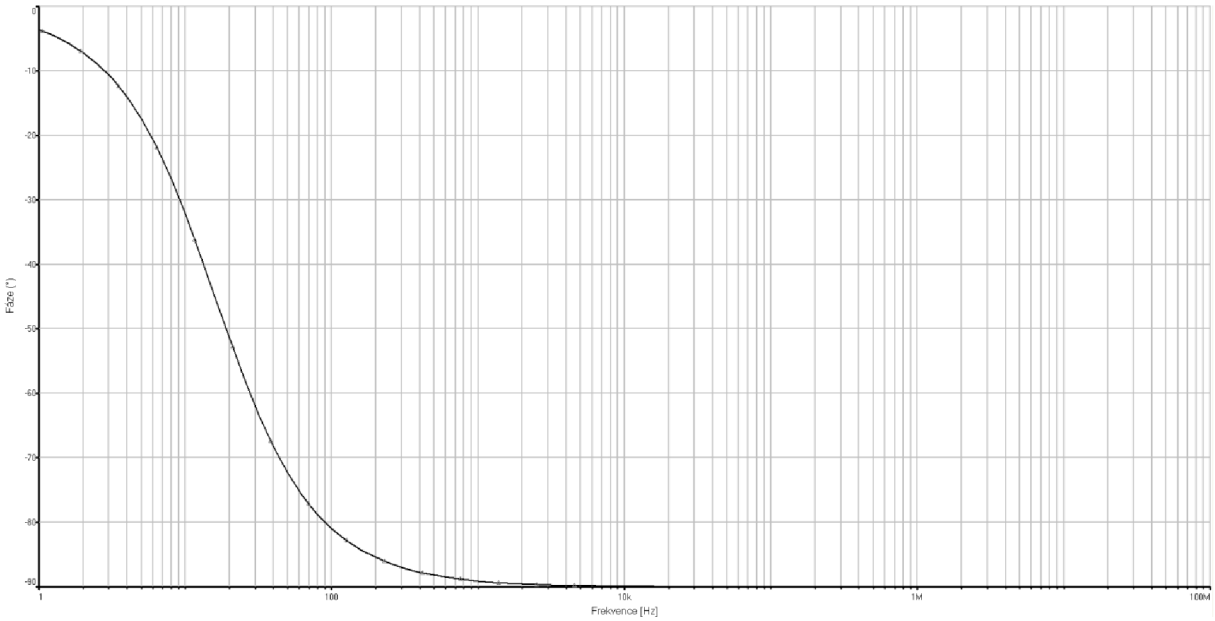


Obr. 31: Schéma RC filtru typu dolní propust s uvedenými hodnotami součástek

Amplitudová a fázová charakteristika výše uvedeného kmitočtového RC filtru je na obrázku níže.



Obr. 32: Amplitudová charakteristika kmitočtového RC filtru



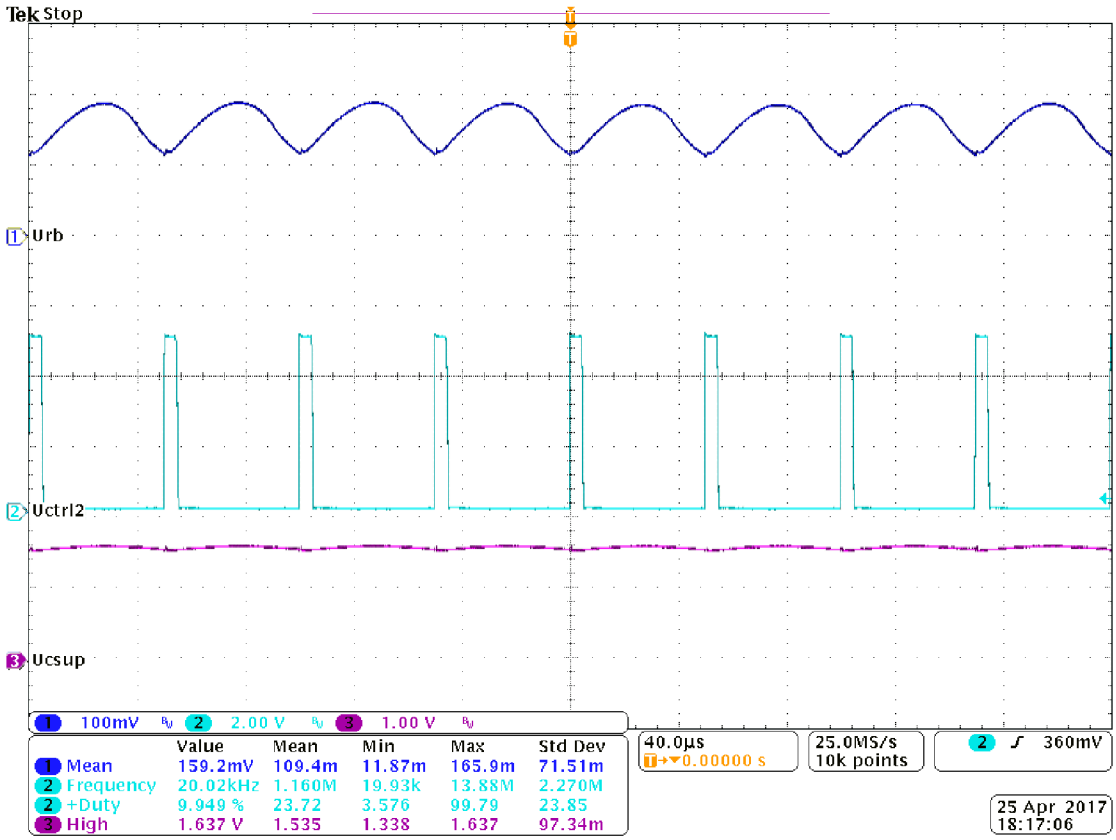
Obr. 33: Fázová charakteristika kmitočtového RC filtru

2.3.6 Výsledky měření

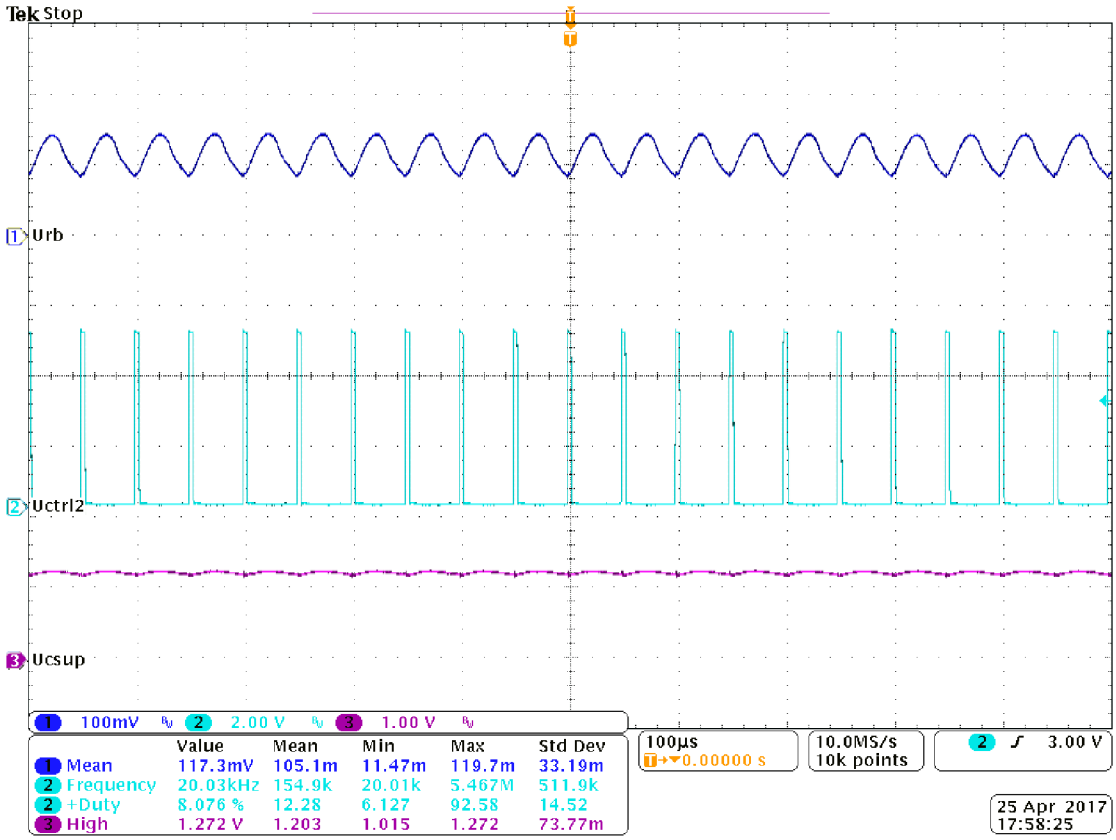
Protože při použití mikropočítače PIC16F676 není možné s 4 MHz oscilátorem dosáhnout spínací frekvence 20 kHz, a přitom zachovat možnost měnit střídu signálu například v kroku alespoň 5 %. Měření bylo tedy provedeno s mikropočítačem PIC16F1503, který obsahuje vnitřní PWM moduly a jeho použití v praxi by bylo mnohem výhodnější. Možnost nastavovat střídu v malých krocích je totiž kritické především u snižujícího měniče, protože je nutné řídit maximální nabíjecí proud. Pokud by nastavení střídy bylo možné pouze ve velkých krocích, mohl by proud výrazně přesáhnout nastavenou hodnotu a případně zničit elektronické součástky, které nebyly na tuto situaci navrženy.

Snižující měnič – omezení nabíjecího proudu

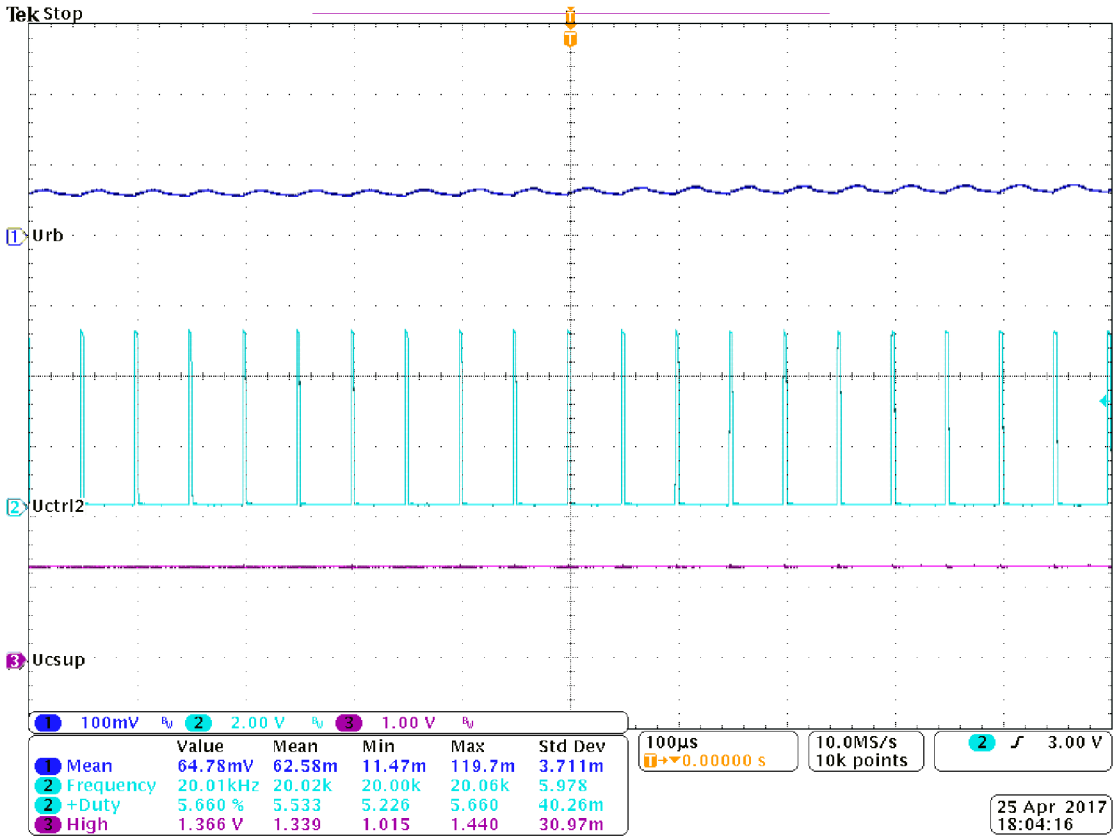
Na následujících grafech je zobrazen průběh nabíjecího proudu (modře), průběh spínacího signálu *CTRL2* (zeleně) a výstupní napětí na superkapacitoru (fialově) v závislosti na čase. Proud byl měřen na bočníku 1 Ω, takže napětí zobrazené na grafu v mV lze přímo převést na proud v mA. Omezení proudu bylo postupně programově nastaveno na 150, 100 a 50 mA. Je nutné poznamenat, že program je navržen tak, že v okamžiku, kdy proud klesne pod nastavenou úroveň, dojde k opětovné zahájení činnosti měniče. Vzhledem k určité setrvačnosti a zpoždění mezi čtením aktuální hodnot proudu a jejím nastavením dosáhl například maximální proud při nastaveném omezení 100 mA až hodnoty přibližně 150 mA, přičemž střední hodnota byla asi 120 mA. V případě nutnosti dodržet požadovanou hodnotu proudu je nutné programově nastavit omezení o něco nižší. Na každém grafu je také zobrazena frekvence spínacího signálu, která byla pro všechny průběhy 20 kHz a střída signálu, která se mění pro každé nastavené omezení proudu.



Obr. 34: Časové průběhy proudu (modře), spínacího signálu (zeleně) a výstupního napětí na superkapacitoru (fialově) snižujícího měniče - omezení proudu 150 mA



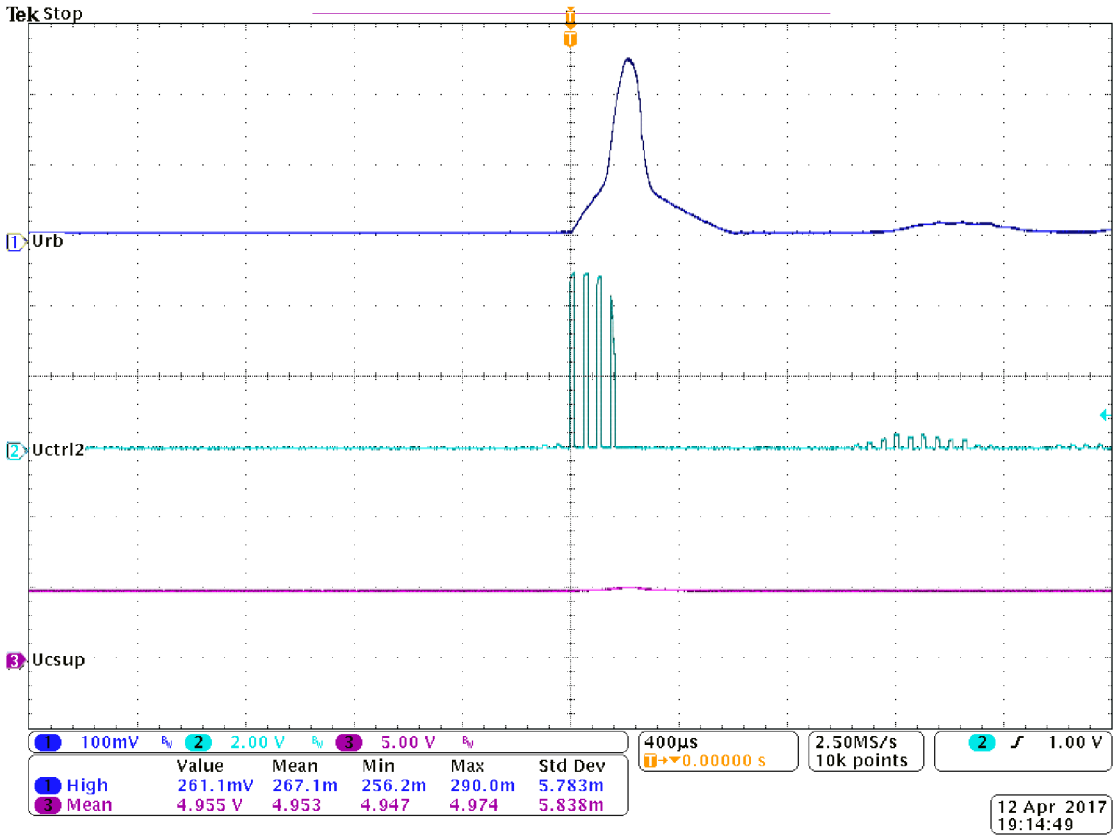
Obr. 35: Časové průběhy proudu (modře), spínacího signálu (zeleně) a výstupního napětí na superkapacitoru (fialově) snižujícího měniče - omezení proudu 100 mA



Obr. 36: Časové průběhy proudu (modře), spínacího signálu (zeleně) a výstupního napětí na superkapacitoru (fialově) snižujícího měniče - omezení proudu 50 mA

Snižující měnič – omezení výstupního napětí

Na následujícím grafu je zobrazen průběh nabíjecího proudu (modře), spínacího signálu (zeleně) a výstupní napětí na superkapacitoru (fialově) v závislosti na čase. Maximální výstupní napětí bylo nastaveno proměnným rezistorem přibližně na 5 V. Je možné si všimnout, že oproti předchozím grafům došlo ke změně pravidelného spínacího signálu a měnič je nyní v činnosti pouze tehdy, pokud napětí poklesne pod nastavenou hodnotu.

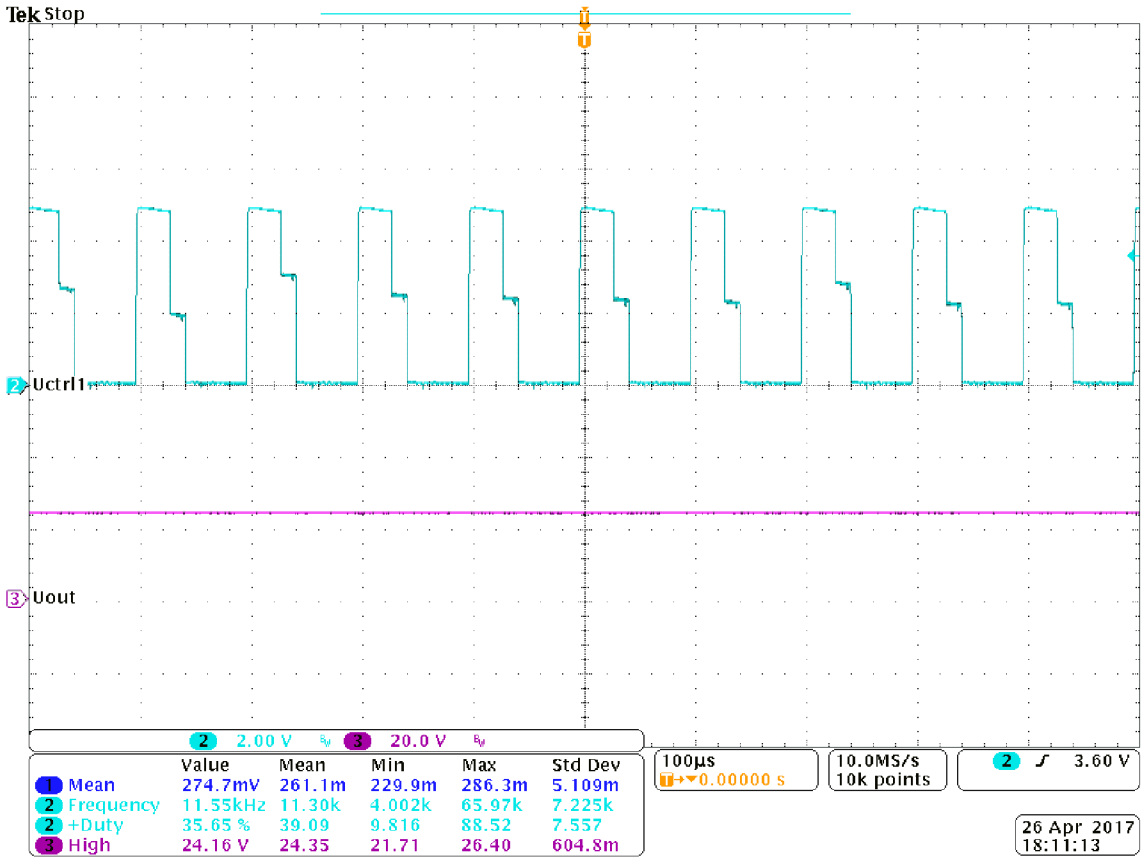


Obr. 37: Časové průběhy proudu (modře), spínacího signálu (zeleně) a napětí na superkapacitoru (fialově) – omezení napětí 5 V

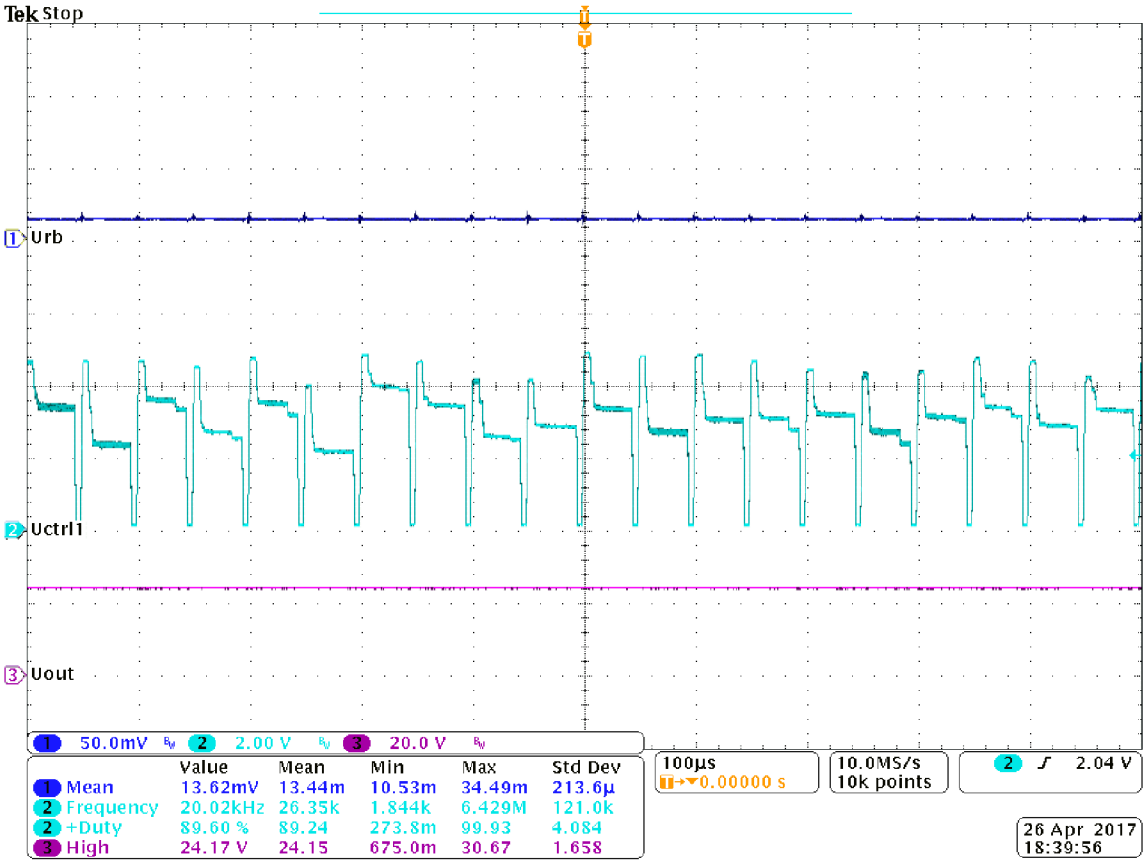
Zvyšující měnič – omezení výstupního napětí

Na následujícím grafu je zobrazen průběh spínacího signálu (zeleně) a výstupní napětí nezatíženého zvyšujícího měniče (fialově) v závislosti na čase. Maximální výstupní napětí bylo nastaveno proměnným rezistorem přibližně na 24 V. Je možné si všimnout, že vzhledem k malému výstupnímu proudu není nutné, aby byla střída signálu okolo 90 % tak, jak bylo vypočítáno.

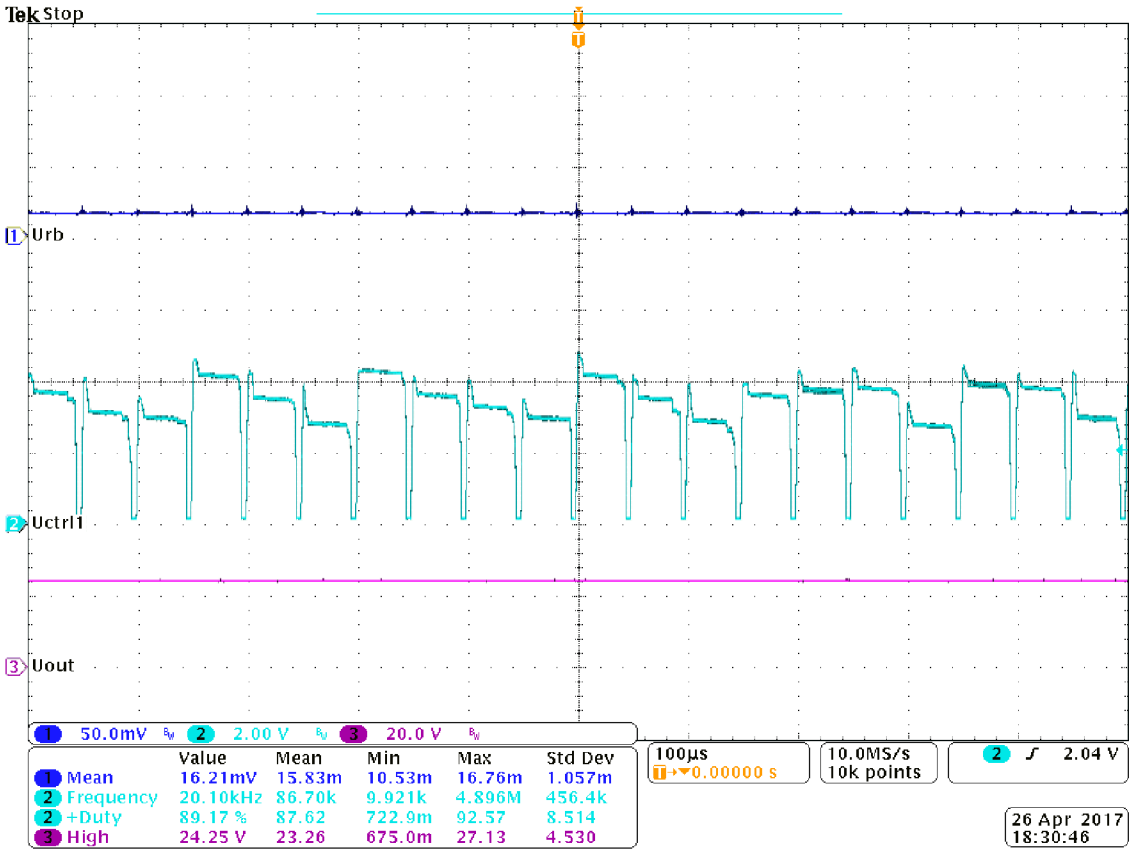
Na dalších třech grafech je poté zobrazen průběh výstupního proudu (modře), spínacího signálu (zeleně) a průběh výstupního napětí zvyšujícího měniče (fialově) v závislosti na čase. Měnič byl zatížen postupně rezistory o velikosti 10 kΩ, 4,7 kΩ a 1 kΩ. Proud byl měřen jako napětí na bočníku o velikosti 1 Ω. Hodnoty napětí v mV tedy přímo odpovídají hodnotám proudu v mA. Na rozdíl od předcházejícího grafu dosahuje střída řídícího signálu přibližně nastavené hodnoty 90 %.



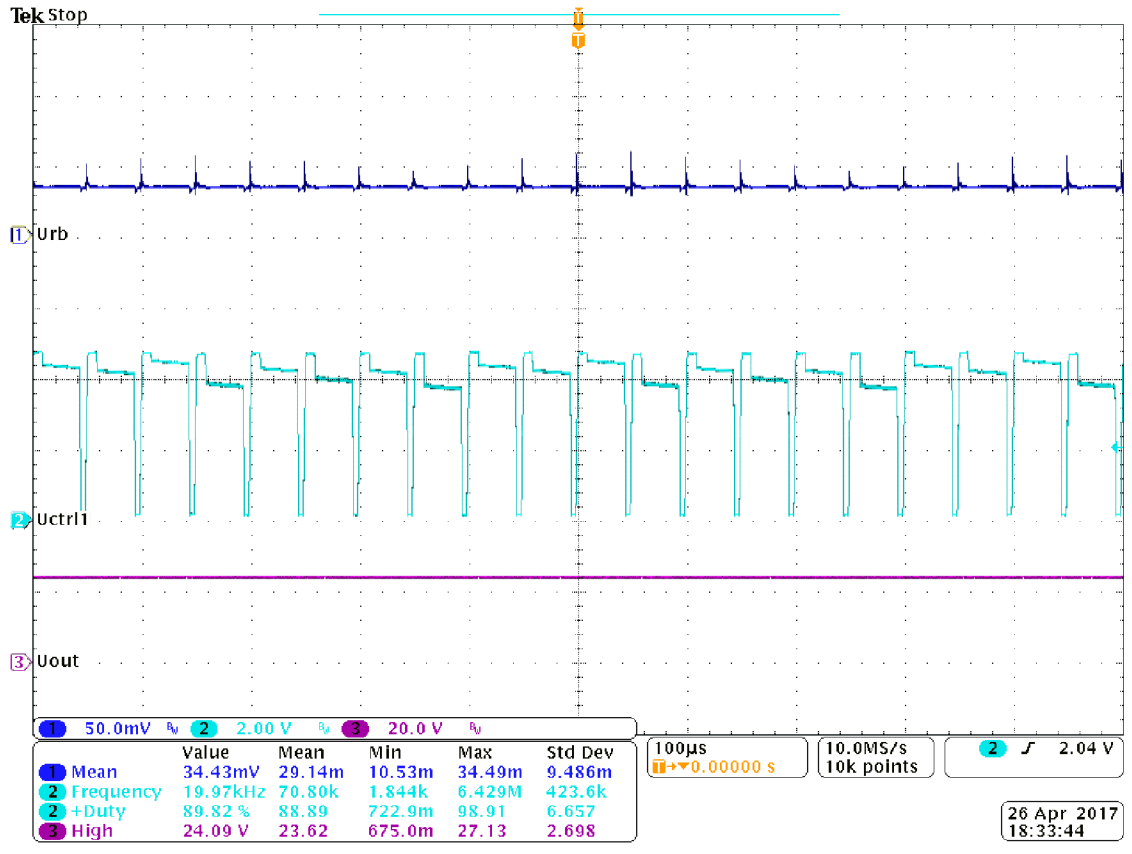
Obr. 38: Časové průběhy spínacího signálu (zeleně) a výstupního napětí nezatíženého zvyšujícího měniče



Obr. 39: Časové průběhy proudu (modře), spínacího signálu (zeleně) a výstupního napětí (fialově) zvyšujícího zatíženého měniče – zátěž 10 kΩ



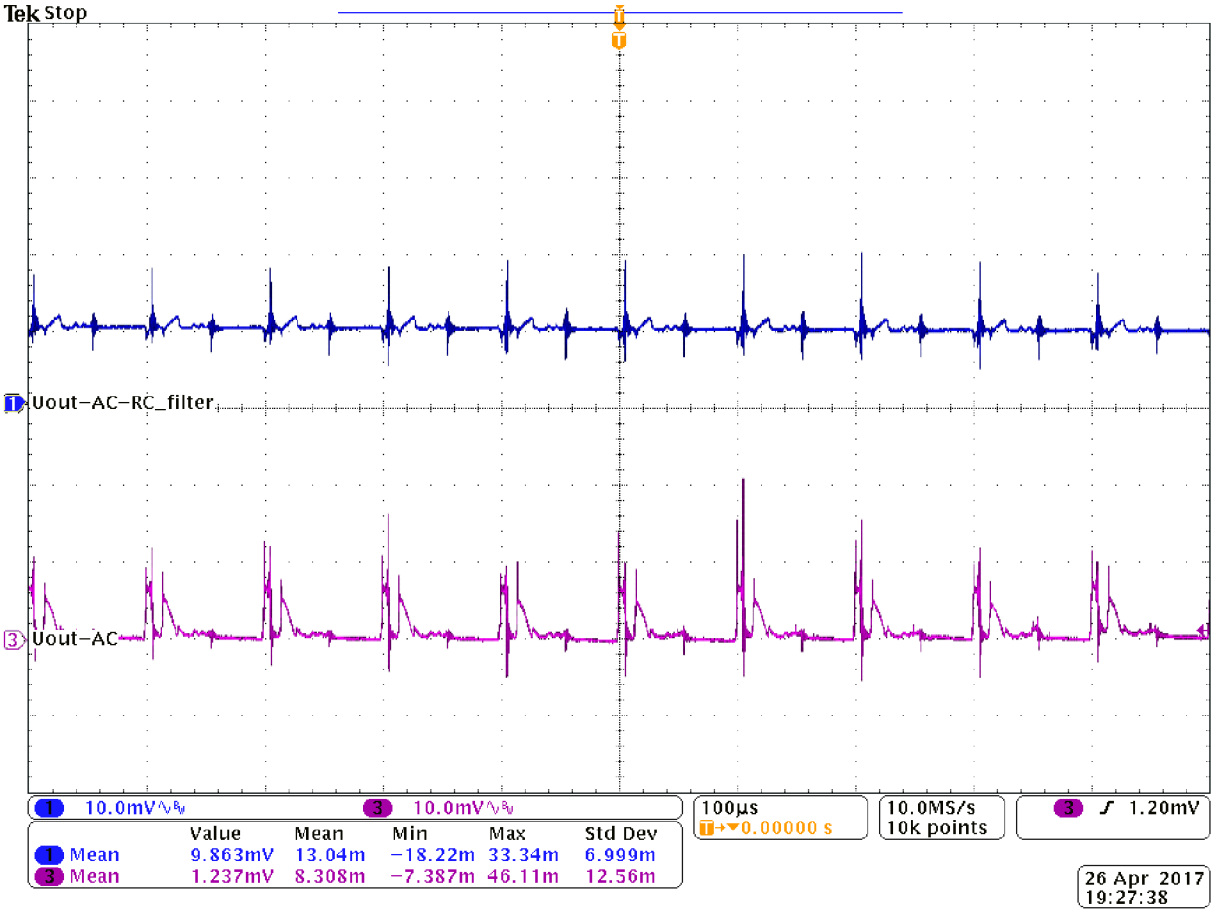
Obr. 40: Časové průběhy proudu (modře), spínacího signálu (zeleně) a výstupního napětí (fialově) zvyšujícího zatíženého měniče – zátěž 4,7 kΩ



Obr. 41: Časové průběhy proudu (modře) spínacího signálu (zeleně) a výstupního napětí (fialově) zvyšujícího zatíženého měniče – zátěž 1 kΩ

Zvyšující měnič – RC filtr

Na následujícím grafu je znázorněn průběh střídavé složky výstupního napětí zvyšujícího měniče před (fialově) a za RC filtrem (modře). RC filtr byl sestaven z rezistoru o velikosti 10Ω a kondenzátoru o kapacitě 1000 µF. Měnič byl zatížen rezistorem o velikosti 1 kΩ. Porovnáním obou průběhů je zřejmé, že zvlnění výstupního napětí je za filtrem menší.

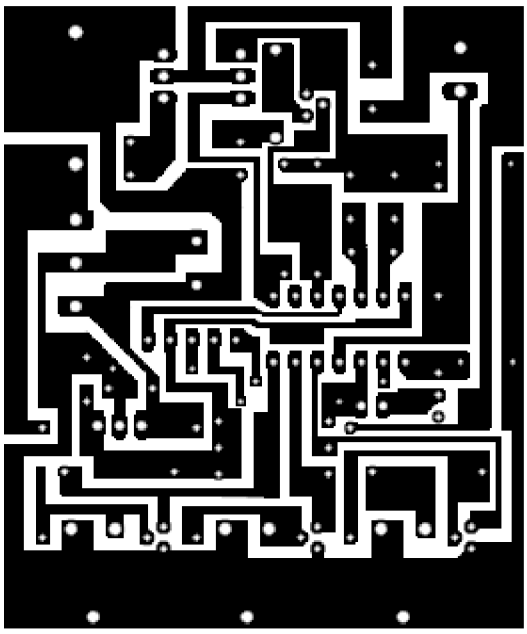


Obr. 42: Porovnání střídavé složky výstupního napětí zatíženého zvyšujícího měniče - zátěž 1kΩ

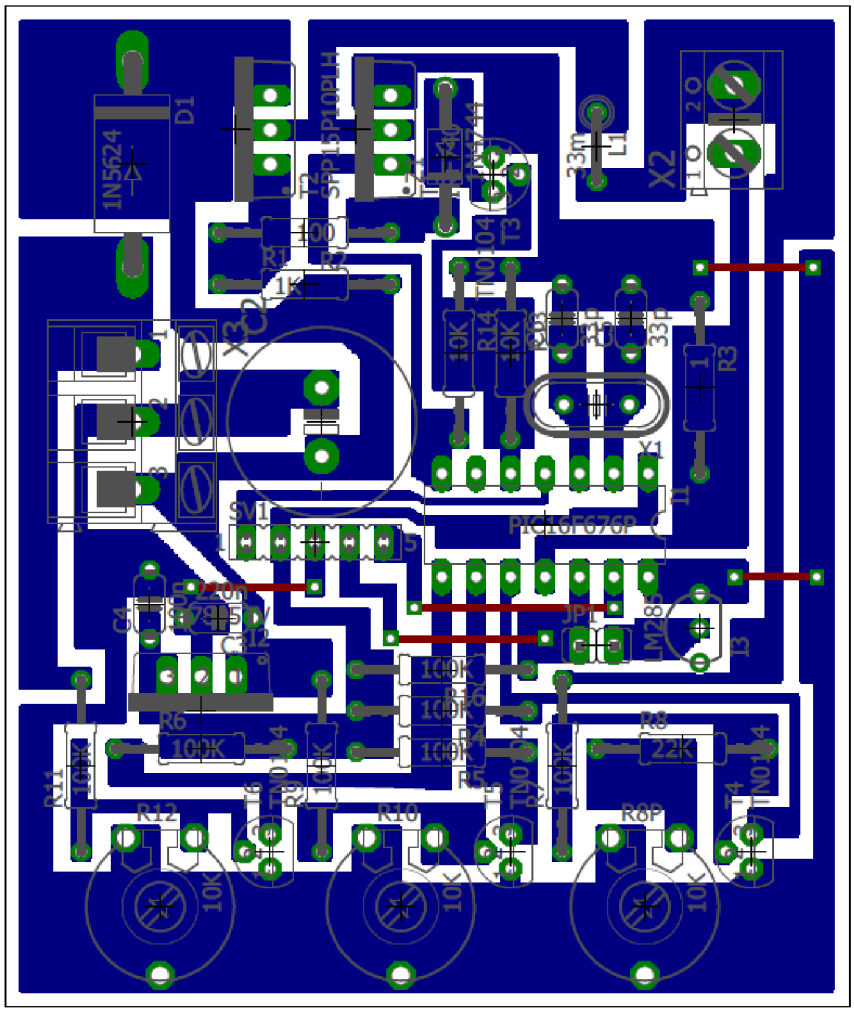
2.4 Návrh DPS měniče pro superkapacitor

Deska plošných spojů měniče byla navržena pro mikropočítače PIC16F676 a PIC16F1503, ale je možné ji použít i spolu s některým jiným 8 bitovým mikropočítačem v řadě PIC16Fxxx(x), který obsahuje 14 vývodů, protože většina z nich má na stejných pinech napájecí napětí VDD a VSS, vstup MCLR, vstupy pro krystalový oscilátor, vstup pro připojení referenčního napětí A/D převodníku, analogový vstup pro odečítání aktuální hodnoty proudu a 2 výstupy PWM modulu, pokud ho mikropočítač obsahuje.

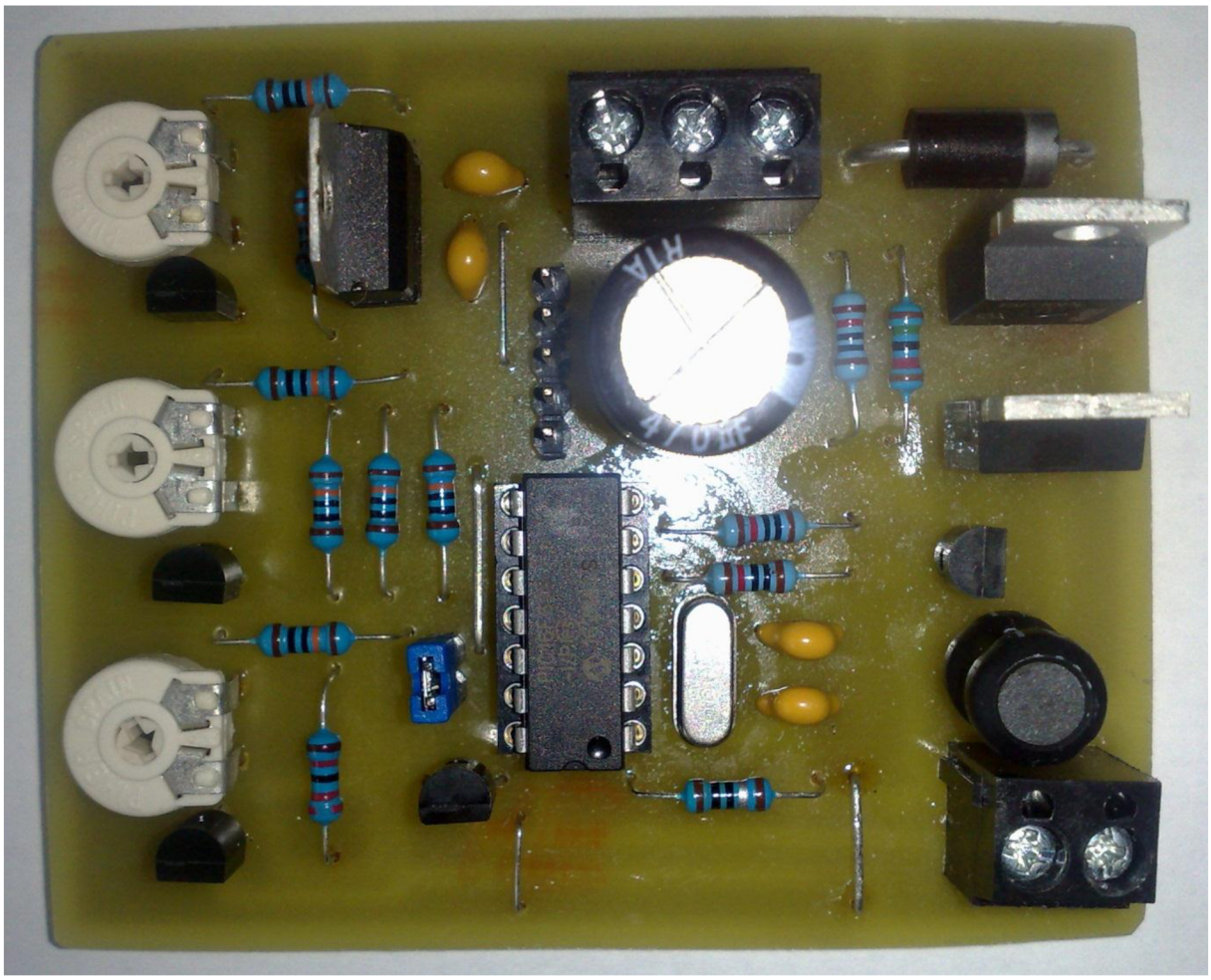
Na následujícím obrázku je ve skutečné velikosti zobrazen layout desky plošného spoje, který je založen na schématu na obrázku (27) a (26). Dále znázornění umístění jednotlivých součástek na plošném spoji a nakonec skutečná, hotová a osazené deska plošného spoje měniče.



Obr. 43: DPS měniče (skutečná velikost)



Obr. 44: DPS měniče s vyznačenými součástkami (zvětšeno)



Obr. 45: Hotová a osazená DPS měniče

K této práci jsou přiloženy také následující dva soubory:

- *dc_dc_conv_eagle.sch*
- *dc_dc_conv_eagle.brd*

Jedná se o schéma a návrh desky plošného spoje pro program Autodesk Eagle dostupný zdarma z http://www.autodesk.com/products/eagle/overview.

ZÁVĚR

V této práci byl ukázán návrh měniče napětí pro superkapacitor, který zajistí jeho nabíjení na požadované napětí s možností volby maximálního nabíjecího proudu a také přeměnu napětí z tohoto kondenzátoru na požadované výstupní napětí v případě, že je zdroj hlavního napájecího napětí odpojen.

Nejprve bylo ukázáno použití obvodu 555 pro řízení zvyšujícího a snižujícího měniče napětí. Tento postup by ale vyžadoval dodatečné obvody pro řízení střídy snižujícího měniče tak, aby bylo možné omezit nabíjecí proud superkapacitoru. Z těchto důvodů byl jako řídící obvod vybrán mikropočítač, který umožňuje omezit potřebné množství součástek a tím i případné snížení ceny výsledného obvodu a zvýšení jeho spolehlivosti.

Byly zvoleny mikropočítače od firmy Microchip PIC16F676 a PIC16F1503. Pro tyto obvody bylo navrženo výsledné zapojení měniče. Zapojení je však kompatibilní s většinou 8 bitových mikropočítačů od firmy Microchip se 14 vývody.

Druhý ze zmiňovaných mikropočítačů obsahuje interní PWM modul, pomocí kterého je možné snadno dosáhnout velkých spínacích frekvencí (až 100 kHz) a měnit střídu v malých krocích. To se ukázalo mnohem vhodnější než použití mikropočítače PIC16F676, který tento modul neobsahuje a například s krystalovým oscilátorem o frekvenci 4 MHz není ani možné dosáhnou požadované výstupní frekvence spínacího signálu 20 kHz při zachování možnosti měnit střídu tohoto signálu v přijatelných krocích. Postup použití tohoto mikropočítače však byl zachován a ukazuje jeden ze způsobů, jak vytvářet řídící signály pro měnič napětí, pokud není k dispozici vnitřní PWM modul.

Pokud se nebudou uvažovat specializované integrované obvody obsahující měnič napětí určený přímo pro použití se superkapacitory, bude nejvýhodnější varianta požití mikropočítače s vnitřním PWM modulem. Často tyto mikropočítače obsahují i vnitřní oscilátor a zapojení se tak omezí pouze na doplnění spínacích tranzistorů, cívky a výstupního kondenzátoru. Vzhledem k malému množství součástek bude možné snížit cenu a zvýšit spolehlivost celého obvodu.

LITERATURA

[1] FROHN, Manfred. Elektronika: polovodičové součástky a základní zapojení. Praha: BEN - technická literatura, 2006. ISBN 80-7300-123-3.

[2] KREJČIŘÍK, Alexandr. Napájecí zdroje I. Praha: BEN - technická literatura, 1996. ISBN 80-86056-02-3.

[3] KREJČIŘÍK, Alexandr. DC/DC měniče. Praha: BEN - technická literatura, 2001. ISBN 80-7300-045-8.

[4] MAŤÁTKO, Jan. Elektronika. 5. vyd., V [nakl.] Idea servis 3., rozš. vyd. Praha: Idea servis, 2002. ISBN 80-85970-42-2.

[5] FEYNMAN, Richard Phillips, Robert B. LEIGHTON a Matthew SANDS. Feynmanovy přednášky z fyziky s řešenými příklady. Praha: Fragment, 2000. ISBN 80-7200-405-0.

[6] Aplikační poznámka Texas Instruments – Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage. In: Texas Instruments [online]. 2011, s. 1-8. Dostupné z: http://www.ti.com/lit/an/slva477b/slva477b.pdf

[7] Aplikační poznámka Texas Instruments - Basic Calculation of a Boost Converter's Power Stage. In: Texas Instruments [online]. 2009, s. 1-9. Dostupné z: http://www.ti.com/lit/an/slva372c/slva372c.pdf

[8] Katalogový list obvodů LM78LXX. In: Texas Instruments [online]. 2000, s. 1-23. Dostupné z: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm78l05.pdf

[9] Katalogový list obvodu LM317. In: Texas Instruments [online]. 1997, s. 1-33. Dostupné z: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm317.pdf

[10] Katalogový list obvodu 555. In: Texas Instruments [online]. 1973. Dostupné z: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ne555.pdf

[11] Katalogový list mikropočítače Microchip PIC16F676. In: Microchip Technology [online]. 2010. Dostupné z: http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/40039F.pdf

[12] Katalogový list mikropočítače Microchip PIC16F1503. In: Microchip Technology [online]. 2011. Dostupné z: http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/41607A.pdf

[13] S. HALPER, Marin a James C. ELLENBOGEN. Supercapacitors: A Brief Overview: MITRE Corporation, McLean, Virginia, USA. [online]. 1-41. Dostupné z: http://www.mitre.org/sites/default/files/pdf/06_0667.pdf

[14] DVOŘÁK, Petr. Superkondenzátory (Elektrochemické kondenzátory) [online]. Dostupné z: http://oze.tzb-info.cz/teorie-obnovitelna-energie/6710-superkondenzatory

[15] Encyklopedie fyziky [online]. Dostupné z: http://fyzika.jreichl.com/

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1: Rozdělení superkapacitorů 9
Obr. 2: Blokové schéma obvodu napájeného superkapacitorem 10
Obr. 3: Schéma stabilizátoru se zenerovou diodou 11
Obr. 4: Schéma zapojení integrovaného lineárního 3-svorkového stabilizátoru s pevným výstupním napětím [2] 12
Obr. 5: Schéma zapojení integrovaného lineárního tří svorkového stabilizátoru s nastavitelným výstupním napětím [9] 13
Obr. 6: Snižující měnič napětí 14
Obr. 7: Schéma DC/DC měniče s konverzí vstupního napětí dolu a obvodem 555 17
Obr. 8: Vnitřní blokové schéma obvodu 555 18
Obr. 9: Schéma DC/DC měniče s konverzí nahoru 21
Obr. 10: Schéma DC/DC měniče s konverzí vstupního napětí nahoru a obvodem 555 24
Obr. 11: Obousměrný zvyšující i snižující DC/DC měnič se superkapacitorem 25
Obr. 12: Obousměrný zvyšující i snižující DC/DC měnič se superkapacitorem a MOSFET tranzistory s ochrannou diodou 26
Obr. 13: Řídící část zvyšujícího i snižujícího DC/DC měniče se superkapacitorem 26
Obr. 14: Schéma nabíjení kondenzátoru 28
Obr. 15: Závislost proudu na čase při nabíjení kondenzátoru 29
Obr. 16: Schéma RC filtru typu dolní propust 30
Obr. 17: Závislost napěťového přenosu (v decibelech) na frekvenci (logaritmické měřítko) . 31
Obr. 18: Konkrétní zvyšující DC/DC měnič řízený obvodem 555 32
Obr. 19: Časové průběhy spínacího signálu (zeleně) a výstupního napětí (fialově) nezatíženého snižujícího měniče s obvodem 555 34
Obr. 20: Časové průběhy proudu (modře), spínacího signálu (zeleně) a výstupního napětí (fialově) snižujícího zatíženého měniče s obvodem 555 – zátěž 500 Ω 35
Obr. 21: Konkrétní zvyšující DC/DC měnič řízený obvodem 555 36
Obr. 22: Časové průběhy spínacího signálu (zeleně) a výstupního napětí (fialově) nezatíženého zvyšujícího měniče s obvodem 555 38
Obr. 23: Časové průběhy proudu (modře) spínacího signálu (zeleně) a výstupního napětí (fialově) zvyšujícího zatíženého měniče s obvodem 555 – zátěž 4,7 kΩ 39
Obr. 24: Časové průběhy proudu (modře) spínacího signálu (zeleně) a výstupního napětí (fialově) zvyšujícího zatíženého měniče s obvodem 555 – zátěž 10 kΩ 39
Obr. 25: Časové průběhy proudu (modře) spínacího signálu (zeleně) a výstupního napětí (fialově) zvyšujícího zatíženého měniče s obvodem 555 – zátěž 15 kΩ 40
Obr. 26: Konkrétní obousměrný zvyšující i snižující DC/DC měnič se superkapacitorem a MOSFET tranzistory 40
Obr. 27: Konkrétní řídící část zvyšujícího i snižujícího DC/DC měniče se superkapacitorem 42
Obr. 28: Vývojový diagram obsluhy přerušení ukázkového programu pro obousměrný DC/DC měnič 46
Obr. 29: Vývojový diagram hlavní smyčky ukázkového programu pro obousměrný DC/DC měnič 48
Obr. 30: Vývojový diagram hlavní smyčky ukázkového programu pro obousměrný DC/DC měnič při použití interního PWM modulu 51
Obr. 31: Schéma RC filtru typu dolní propust s uvedenými hodnotami součástek 53
Obr. 32: Amplitudová charakteristika kmitočtového RC filtru 53
Obr. 33: Fázová charakteristika kmitočtového RC filtru 54

Obr. 34: Časové průběhy proudu (modře), spínacího signálu (zeleně) a výstupního napětí na superkapacitoru (fialově) snižujícího měniče - omezení proudu 150 mA 55
Obr. 35: Časové průběhy proudu (modře), spínacího signálu (zeleně) a výstupního napětí na superkapacitoru (fialově) snižujícího měniče - omezení proudu 100 mA 55
Obr. 36: Časové průběhy proudu (modře), spínacího signálu (zeleně) a výstupního napětí na superkapacitoru (fialově) snižujícího měniče - omezení proudu 50 mA 56
Obr. 37: Časové průběhy proudu (modře), spínacího signálu (zeleně) a napětí na superkapacitoru (fialově) – omezení napětí 5 V 57
Obr. 38: Časové průběhy spínacího signálu (zeleně) a výstupního napětí nezatíženého zvyšujícího měniče 58
Obr. 39: Časové průběhy proudu (modře), spínacího signálu (zeleně) a výstupního napětí (fialově) zvyšujícího zatíženého měniče – zátěž 10 kΩ 58
Obr. 40: Časové průběhy proudu (modře), spínacího signálu (zeleně) a výstupního napětí (fialově) zvyšujícího zatíženého měniče – zátěž 4,7 kΩ 59
Obr. 41: Časové průběhy proudu (modře) spínacího signálu (zeleně) a výstupního napětí (fialově) zvyšujícího zatíženého měniče – zátěž 1 kΩ 59
Obr. 42: Porovnání střídavé složky výstupního napětí zatíženého zvyšujícího měniče - zátěž 1kΩ 60
Obr. 43: DPS měniče (skutečná velikost) 61
Obr. 44: DPS měniče s vyznačenými součástkami (zvětšeno) 61
Obr. 45: Hotová a osazená DPS měniče 62

SEZNAM TABULEK

Tab. 1: Pravdivostní tabulka klopného obvodu RS 19