

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

KATEDRA TECHNOLOGIÍ A MĚŘENÍ

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Modul spínaného napájecího zdroje 0-30V 0-5A

**vedoucí práce: Ing. Michal Kubík, Ph.D.
autor: Bc. Michal Kozák**

2012

Anotace

Tato diplomová práce se zabývá návrhem a realizací modulu spínaného napájecího zdroje. V úvodu je zaměřena na teoretický rozbor spínaných zdrojů. Je zde stručně popsáno základní blokové schéma spínaných zdrojů, jejich dělení a základní napěťové měniče. Jsou zde také popsány výhody a nevýhody spínaných zdrojů a porovnání spínaných zdrojů s lineárními. Dále se zabývá vlastním návrhem a konstrukcí modulu spínaného napájecího zdroje. Zvláštní důraz byl kladen na výběr vhodných součástek a na řízení zdroje pomocí mikrokontroléru. V závěru jsou shrnuty a zhodnoceny dosažené výsledky.

Klíčová slova

Spínaný zdroj, mikrokontrolér, pulsně šířková modulace, ATXMEGA, DC-DC měniče, snižující měnič, A/D převodník.

Abstract

This master thesis deals with the design of a switch-mode power supply. The introduction is focused on the theoretical analysis of switch-mode power supplies. This analysis includes the description of power supplies types, basic voltage converters and their block diagrams. There are also mentioned advantages and disadvantages of switch-mode power supplies and a comparison with linear power supplies is discussed. The next part deals with the design and construction of switch-mode power supply module with special emphasis on selection of proper components and on controlling of the power supply by a microcontroller. The conclusion covers a summary and evaluation of measured results.

Key words

Switchmode power supply, microcontroller, pulse width modulation, ATXMEGA, DC-DC converter, step-down, A/D converter.

Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě diplomovou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

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

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

V Plzni dne 17.5.2012

Jméno příjmení

.....

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Michalu Kubíkovi Ph.D. za jeho ochotu a trpělivost při tvorbě této práce. Poskytl mi nejen potřebné vybavení, ale i cenné profesionální rady. Dále panu Ing. Petru Štětkovi za odborné konzultace a pomoc při navrhování modulu spínaného zdroje.

Velký dík patří také mým rodičům a všem přátelům, kteří mě podporovali.

Obsah

OBSAH	7
ÚVOD	9
SEZNAM SYMBOLŮ	10
1 SPÍNANÉ ZDROJE	11
1.1 POROVNÁNÍ SPÍNANÝCH ZDROJŮ S LINEÁRNÍMI ZDROJI	11
1.2 ROZDĚLENÍ SPÍNANÝCH ZDROJŮ	13
1.3 PRINCIP ČINNOSTI SPÍNANÉHO ZDROJE A BLOKOVÉ SCHÉMA.....	15
1.4 ZPŮSOBY ŘÍZENÍ SPÍNANÝCH MĚNIČŮ	18
1.4.1 Regulace s proměnným kmitočtem	18
1.5 VÝHODY A NEVÝHODY SPÍNANÝCH ZDROJŮ	21
1.5.1 Výhody	21
1.5.2 Nevýhody.....	22
2 ZÁKLADNÍ ZAPOJENÍ NAPĚŤOVÝCH MĚNIČŮ	24
2.1 PROPUSTNÉ MĚNIČE.....	25
2.1.1 Step-down měnič	25
2.2 BLOKUJÍCÍ MĚNIČE	28
2.2.1 Step-up měnič.....	28
2.2.2 Buck-Boost invertující měnič	32
2.2.3 SEPIC měnič	35
3 NÁVRH MODULU SPÍNANÉHO ZDROJE	37
3.1 BLOKOVÉ SCHÉMA MODULU SPÍNANÉHO ZDROJE	37
4 ŘÍDÍCÍ MODUL SPÍNANÉHO ZDROJE	38
4.1 MIKROKONTROLÉR ATXMEGA128A1	38
4.1.1 Základní vlastnosti	39
4.1.2 Generování PWM.....	40
4.1.3 A/D převodník.....	42
4.2 VÝVOJOVÝ KIT XMEGA-A1 XPLAINED.....	45
4.3 UŽIVATELSKÉ ROZHRAŇÍ.....	47
4.3.1 Displej.....	47
4.3.2 Mechanická tlačítka	48
5 VOLBA SOUČÁSTEK PRO MODUL SPÍNANÉHO ZDROJE	50
5.1 VOLBA SPÍNACÍHO PRVKU	50
5.2 ŘÍDÍCÍ OBVODY.....	51
5.3 CÍVKA.....	53
5.3.1 Příklad výpočtu cívky.....	54
5.4 KONDENZÁTORY	57
5.5 DIODY	58
5.6 TLUMIČ.....	59
6 PRINCIP REGULACE	61
7 KONSTRUKCE	62
8 MĚŘENÍ	63
ZÁVĚR	65

POUŽITÁ LITERATURA.....	67
SEZNAM PŘÍLOH.....	1

Úvod

Tématem této diplomové práce je popis a realizace funkčního vzorku modulu spínaného zdroje.

Nejprve v práci uvádím základní popis spínaných zdrojů, jejich dělení, princip činnosti, výhody a nevýhody. V další kapitole je popis a rozdělení základních napěťových měničů. V této části je stěžejní popis měniče step-down, který je použit v návrhu modulu spínaného zdroje. Dále se zabývám návrhem spínaného zdroje, který bude řízen pomocí mikrokontroléru. V následující kapitole je proveden rozbor součástek, které jsou vhodné pro konstrukci spínaného zdroje. Jedná se o volbu mikrokontroléru, spínacího prvku, vhodných kondenzátorů a cívek. V další kapitole se věnuji principu PID regulace.

Důvodem zvolení tohoto tématu diplomové práce byla možnost realizace funkčního výrobku a ne jen teoretický rozbor daného tématu. Mohl jsem si tak ověřit své teoretické znalosti v praxi při návrhu a konstrukci spínaného zdroje.

Seznam symbolů

SMPS	Spínaný/impulsní zdroj
PWM	Pulsně-šířková modulace
ESR	Ekvivalentní sériový odpor kondenzátoru
ESL	Ekvivalentní parazitní sériová indukčnost
SMD	Součástka pro povrchovou montáž
U_S	Výstupní napětí
U_N	Vstupní napětí

1 Spínané zdroje

Výzkum a vývoj spínaných zdrojů začal v šedesátých letech minulého století a od této doby prošly impulsní zdroje řadou změn a úprav.

Dnes je prakticky všechna spotřební elektronika napájena stejnosměrným napětím. Díky této skutečnosti a velkému rozvoji osobních počítačů, plochých LCD, LED či plazmových televizorů a další elektroniky, která je podmíněna rozvojem mikroelektroniky a následné miniaturizace jsou spínané zdroje v těchto aplikacích široce využívány a umožňují tak vytvářet kompaktní přístroje s malou hmotností, objemem a velkou účinností. Jen těžko si lze představit lineární zdroj pro výkony, které požaduje například osobní počítač (300 až 500 W), tato představa je nemyslitelná z důvodu mnohonásobného zvětšení váhy a rozměrů. Ovšem zásadním faktorem používání spínaných zdrojů je samozřejmě vyšší účinnost oproti lineárním zdrojům. I přes složitější návrh a náročnost výběru součástek, než je u lineárních zdrojů, jsou spínané zdroje ve stále větší míře používány.

1.1 Porovnání spínaných zdrojů s lineárními zdroji

Spínané zdroje jsou vlastně moderní náhradou lineárních zdrojů. Největší výhodou spínaných zdrojů oproti lineárním zdrojům je jejich vysoká účinnost. Základem lineárních sériových regulátorů je výkonový tranzistor, který pracuje v lineárním režimu. Veškerý výstupní proud stabilizátoru prochází tímto výkonovým tranzistorem (regulačním tranzistorem). Úbytek napětí na tomto prvku je tedy roven rozdílu vstupního a výstupního napětí regulátoru. Z toho je patrné, že regulační prvek pracuje s velkým ztrátovým výkonem. Lineární stabilizátory tak dosahují účinnosti 40 % - 55 %.

U lineárních napájecích zdrojů je nutností použít transformátor, pokud je zdroj připojen k síťovému napětí 230V/50Hz. Tento transformátor transformuje síťové napětí na nižší, které požaduje stabilizátor. Transformátor dosahuje mnohem větších rozměrů oproti transformátorům použitých ve spínaných zdrojích, je to dáno nízkou frekvencí sítě.

Ve spínaných zdrojích se používá spínací tranzistor, který je typu MOSFET. Pokud je tranzistor sepnutý, je na něm úbytek napětí (napětí mezi drainem a sourcem) dán vlastnostmi unipolárního tranzistoru v sepnutém stavu. Důležitý parametr je jeho odpor kanálu, který je označován $R_{DS(on)}$ a většinou se pohybuje v řádu desítek mΩ. Díky malému odporu kanálu vzniká na tranzistoru zanedbatelný ztrátový výkon při průchodu proudem sepnutým tranzistorem do zátěže. Pokud je spínací tranzistor v rozepnutém stavu, mezi svorkami drainu

a source proud neprotéká, proto zde ani prakticky nevzniká žádný ztrátový výkon. Z těchto důvodů mají spínané napájecí zdroje vysokou účinnost kolem 70 % - 90 %.

Pracovní kmitočet napěťových měničů je obvykle od desítek kHz do jednotek MHz. Vysoké pracovní frekvence spínaných zdrojů nám umožní použít rozměrově menší akumulační prvky, ovšem cena těchto součástek je vyšší a následně roste i nárok na odrušení celého zdroje. Proto volba spínacího kmitočtu je vždy kompromisem mezi několika parametry (rozměry, účinnost, rušení, cena, atd.)

V tabulce 1. je uvedeno porovnání lineárních napájecích zdrojů a spínaných napájecích zdrojů.

Specifikace	Lineární zdroj	Spínaný zdroj
Rozsah výstupních napětí	10 až 100 V	1 až 1000 V
Rozsah výstupních proudů	0,001 až 1 A	1 až 1000 V
Rozsah výkonů	Jednotky W	1 až 10 000 W
Kmitočet usměrňovače napětí	50 Hz	50 Hz (10 000 až 100 000 Hz při úpravě účinníku)
Přesnost nastavení napětí	0,02 až 0,05 %	0,05 až 0,1 %
Přesnost regulovaných výkonů	0,02 až 0,1 %	0,1 až 1 %
Zvlnění výstupního napětí	0,5 až 2 mV (efektivní hodnota U)	25 až 100 mV (U špička - špička)
Rozsah vstupního napětí	±10 %	±30 % (některé zdroje v rozsahu až 4:1)
Účinnost	40 až 55 %	70 až 90 %
Měrný výkon	0,033 W/cm ³	0,2 až 10 W/cm ³
Doba zotavení	50 (100) ns	300 (2000) ns
Přípustná doba výpadku vstupního napětí	2 ms	32 ms

Tab. 1. Porovnání lineárních zdrojů se spínanými zdroji, převzato a upraveno z [4]

Jak již bylo výše zmíněno, spínané zdroje mají podstatně menší ztrátový výkon než lineární zdroje. Ztrátový výkon můžeme rozdělit do několika složek. Například pokud bude mít spínaný zdroj účinnost 81 %, zbytkových 19 % z příkonu (ztrátového výkonu) můžeme rozdělit na různé složky (ztrátový výkon na určitých součástkách). V tabulce 2. je uvedeno přibližné rozdělení ztrátového výkonu u spínaných zdrojů na určitých součástkách.

Součástka	% z výkonu
Diody	5
Spínače (spínací tranzistory)	2
Jádro transformátoru	2
Vinutí transformátoru	1
Vinutí tlumivky	2
Spínání	5
Řízení	1
Vstupní filtr	0,5
Výstupní filtr	0,5
Celkem	19,0

Tab. 2. Přibližné rozdělení ztrátového výkonu u spínaných zdrojů s pulzně šířkovou modulací, převzato a upraveno z [4]

1.2 Rozdělení spínaných zdrojů

Spínané zdroje lze dělit podle mnoha hledisek a v každé literatuře je dělení jiné. Jako nejčastěji uváděné dělení je podle pracovního kmitočtu [1]:

- *S kmitočtem sítě*
 - *Bez transformátoru*
 - *Jednočinné*
 - *Dvojčinné*
 - *S transformátorem*
 - *Pulsní regulace v primární části*
 - *Pulsní regulace v sekundární části*
- *S kmitočtem vyšším než síťovým (měniče)*
 - *Jednočinný blokující měnič (Flyback converter, Boost converter, Step-up)*
 - *Měnič s jedním spínačem*
 - *Měnič se dvěma spínači*
 - *Jednočinný propustný měnič (Forward converter, Buck converter, Step-down)*
 - *Měnič s jedním spínačem*
 - *Měnič se dvěma spínači*

- *Dvojčinné měniče (Push-pull converter)*
 - *Protitaktní*
 - *Dvojčinný se čtyřmi spínači*
 - *Dvojčinný s kapacitními spínači*
- *Dvojitý propustný měnič (Double forward converter)*

Když opomeneme nepříliš používané spínané zdroje s frekvencí sítě, lze je tedy rozdělit na tři základní skupiny. V mé práci budu používat toto rozdělení:

- *S transformátorem*
 - *Jednočinné měniče*
 - *Propustné (Forward)*
 - *Blokující (Flyback)*
 - *Dvojčinné měniče*
 - *Push-Pull*
 - *Polomůstek s kondenzátory (Half Bridge)*
 - *Plný můstek (Full Bridge)*
- *Bez transformátoru*
 - *Se spínanými kondenzátory (nábojová pumpa)*
 - *Propustné měniče*
 - *Step-down (Buck – snižující)*
 - *Blokující měniče*
 - *Step-up (Boost – zvyšující)*
 - *Buck-Boost (snižující/zvyšující, invertující)*
 - *SEPIC měnič (neinvertující)*
 - *ČUK měnič (invertující)*
- *Rezonanční měniče*

První skupina podle výše uvedeného rozdělení využívá ve svém zapojení transformátory, které mohou dosáhnout vysokých výkonů (řádově kilowattů). Další velkou výhodou je galvanické oddělení sekundární strany od primární. Využívají se zejména v napájecích adaptérech (pro adaptéry do jednotek až desítek wattů se používá zapojení forward nebo flyback), pro výkony od 200 W až do 1 kW (například PC zdroje) se využívá zapojení push-pull. Největší nevýhodou těchto zdrojů je nutnost použití vysokofrekvenčního transformátoru s feritovým jádrem, které se navívá pro daný návrh. Z tohoto důvodu se příliš nerozšířil do

amatérských konstrukcí. Spínané zdroje s transformátory jsou velkou skupinou zdrojů, které však nejsou předmětem této práce, proto jsou zde uvedeny jen okrajově.

Druhou skupinou jsou spínané zdroje, které využívají spínané kondenzátory (nábojové pumpy) a propustné nebo blokuující měniče (tzv. DC/DC měniče) s indukčnostmi. Z dělení je patrné, že se k jejich konstrukci nepoužívá transformátor, ale indukčnosti případně kondenzátory. Tyto měniče jsou předmětem této práce, protože jsou přímo použity v konstrukci modulu spínaného zdroje. Podrobnější popis a vlastnosti jednotlivých měničů jsou v kapitole 2.

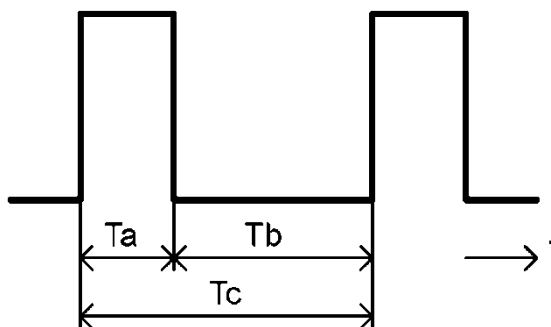
Poslední skupinou jsou rezonanční měniče. Zapojení těchto spínaných zdrojů vychází z jejich anglické zkratky SRPS = series resonant power supply, tj. výkonový zdroj na principu sériové rezonance. Princip rezonančních zdrojů tedy spočívá ve využívání rezonance kapacity a indukčnosti. Výhodou těchto zdrojů je jejich vysoký výkon (řádově v kW), vysoká účinnost (většinou nad 80 %) a další jejich předností jsou malé rozměry transformátoru. Hlavními nevýhodami těchto měničů jsou vysoké nároky na součástky, složitý systém řízení a vysoké požadavky na feritová jádra indukčností. Návrh toho spínaného zdroje je velmi složitý a není cílem této práce.

1.3 Princip činnosti spínaného zdroje a blokové schéma

Základním principem spínaných zdrojů je, že jejich regulace probíhá nespojitě. To je také hlavní rozdíl oproti lineárním zdrojům, kde je regulace spojitá. Nespojitá regulace probíhá pouze v určitých, časově omezených intervalech, to nám umožňuje výrazně snížit výkonovou ztrátu na regulačním prvku. Regulační prvek (tranzistor) v těchto zdrojích pracuje jako řízený spínač. Z toho je patrné, že proud řízeným spínačem protéká pouze po určitý interval z pracovního cyklu. Další velmi důležitou vlastností je to, že výkonová ztráta spínacího prvku je téměř nezávislá na rozdílu vstupního a výstupního napětí.

Podmínkou možnosti realizace impulsní regulace je vzájemná součinnost výstupního filtru a regulačního prvku. Výstupní filtr musí mít oproti filtru ve spojitém regulátoru mnohem vyšší akumulaci schopnost, většinou se používá LC člen. Princip činnosti je, že většina energie dodávaná v aktivním intervalu pracovního cyklu T_a (spínač je sepnutý) je filtrem akumulována. V pasivním intervalu T_b (spínač je rozepnutý) je zátěž napájena energií, která se v přechodném intervalu naakumulovala ve filtru. Pomocí zpětnovazební smyčky řídíme jednotlivé délky časových intervalů T_a a T_b . Řízením jednotlivých časových délek intervalů T_a a T_b pomocí zpětnovazební smyčky se snažíme minimalizovat odchylku výstupního napětí od

jmenovité hodnoty, přičemž platí $T_a + T_b = T_c$. Na obr. 1. je nakreslen pracovní cyklus impulsního regulátoru.



Obr. 1. Pracovní cyklus regulátoru, převzato a upraveno z [1]

Pracovní cyklus regulátoru může být v zásadě ovládán třemi způsoby:

1. *Konstantní interval T_a , proměnná perioda T_c*

V této variantě je výkonový spínač vždy sepnut po dobu T_a , která je konstantní (to znamená, že aktivní interval je konstantní). Změnou pasivního intervalu T_b je výstupní napětí regulováno. To znamená, že při zvětšení proudu do zátěže je interval T_b zkrácen a naopak je tomu při zmenšení proudu do zátěže, kdy je interval T_b prodloužen.

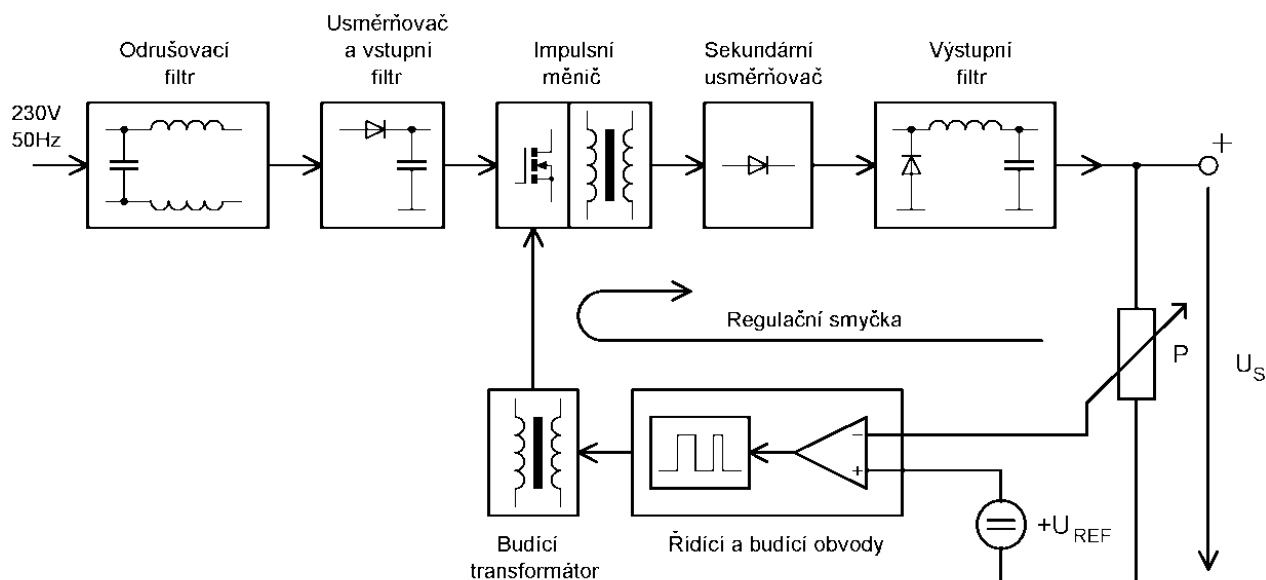
2. *Konstantní interval T_b , proměnná perioda T_c*

Tento regulační princip je opačný, než v prvním případě. Výkonový spínač je vždy rozepnut po dobu T_b , která je konstantní (to znamená, že pasivní interval je konstantní). Změnou aktivního intervalu T_a je výstupní napětí regulováno. Situace je tedy obdobná jako u předchozího případu, avšak s opačným smyslem, při zvětšení proudu do zátěže je interval T_a prodloužen a naopak je tomu při zmenšení proudu do zátěže, kdy je interval T_a zkrácen.

3. *Proměnný poměr intervalů T_a/T_b , konstantní perioda T_c*

V této variantě je perioda T_c konstantní, a tak lze výstupní napětí regulovat jen změnou poměru mezi aktivním a pasivním intervalem. Ke změně intervalů se výlučně používá pulsně šířkové modulace (PWM). Výhoda této varianty spočívá v konstantní pracovní frekvenci. Tento způsob regulace je nejpoužívanější ve spínaných napájecích zdrojích.

Obecné blokové schéma spínaného zdroje je na obr. 2. z něho je patrné, že spínaný zdroj je složen z několika bloků, které jsou uzpůsobeny konkrétním požadavkům zdroje. Pro každou aplikaci jsou tyto požadavky jiné a často tak dochází ke kompromisu kvalitního výstupního napětí a proudu na celkové ceně zařízení. Proto může být každý blok jiný v závislosti na zvolené topologii.



Obr. 2. Blokové schéma spínaného zdroje s regulací na primární straně, převzato a upraveno z [1]

Na vstup je přivedeno síťové napětí 230 V/50 Hz. První blok ve schéma je odrušovací filtr (EMC filtr), který zajistí, aby nepronikalo rušení ze zdroje do napájecí sítě a tak zlepšuje odolnost celého zařízení. Následuje blok usměřňovače a filtrace, který nám síťové napětí usměrní a následně vyhladí. Takto upravené napětí je přivedeno na vstup impulsního měniče, který může být řešen různými způsoby zapojení. Vždy ale obsahuje spínací tranzistor, jehož zátěž tvoří buď primární strana výkonového vysokofrekvenčního transformátoru, nebo je zde indukčnost. Transformátorem nebo indukčností se dosáhne snížení vstupního napětí na požadovanou hodnotu. Impulsní měniče zpravidla obsahují jeden nebo více spínacích tranzistorů, kterou jsou většinou typu MOSFET. Výstupní napětí z impulsního měniče je střídavé a musí být následně usměrněno a vyfiltrována jeho střídavá složka. To zařídí blok sekundárního usměřňovače a blok výstupního filtru. Na usměřňovač jsou kladeny vysoké nároky z hlediska rychlosti, kapacity přechodu a proudové zatížitelnosti, proto je tvořen pomocí Schottkyho diod. Výstupní napětí U_S je porovnáváno přes odporový dělič

s referenčním napětím U_{REF} a jejich odchylka vhodným způsobem ovládá poměr aktivního a pasivního intervalu měniče. Další způsoby řízení viz. kapitola 1.4.

Díky vysokému pracovnímu kmitočtu jsou rozměry výkonového vysokofrekvenčního transformátoru (popřípadě indukčnosti) a dalších pasivních prvků minimální, a tak dosáhneme malých rozměrů celého zdroje.

1.4 Způsoby řízení spínaných měničů

Hlavním cílem řízení nespojitého regulačního obvodu je působení na střidu pracovního cyklu regulátoru, který při změně vnějších podmínek udržuje výstupní napětí U_S na jmenovité velikosti.

Regulaci můžeme rozdělit do dvou základních skupin [1]:

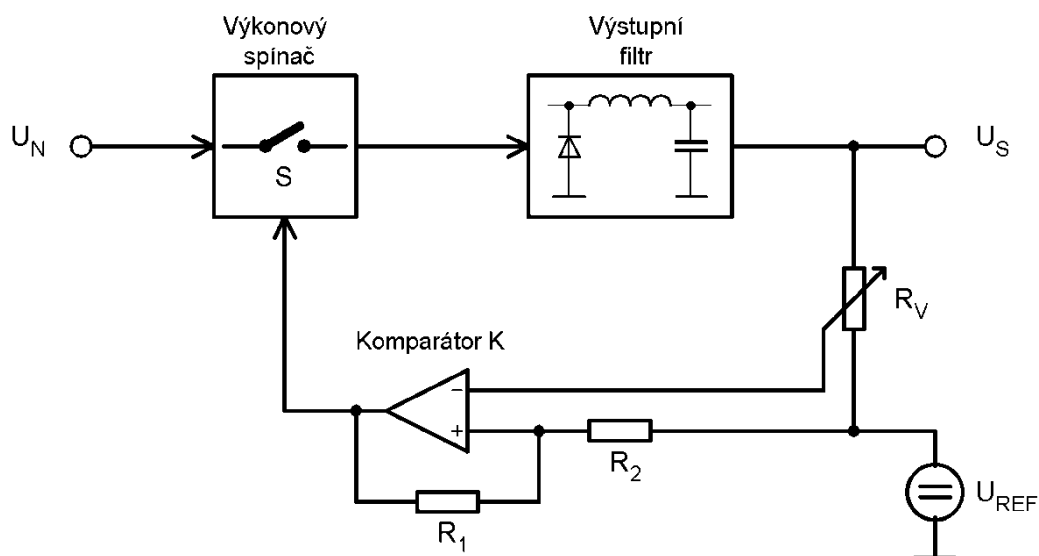
- *Regulace s proměnným kmitočtem*
- *Regulace s konstantním kmitočtem (PWM)*

Rozdíl mezi oběma metodami je v kvalitě výstupního napětí. Další rozdíl je ve stupni minimalizace statické a dynamické odchylky ΔU_S . Důležitou roli také hraje dané obvodové řešení spínaného zdroje.

1.4.1 Regulace s proměnným kmitočtem

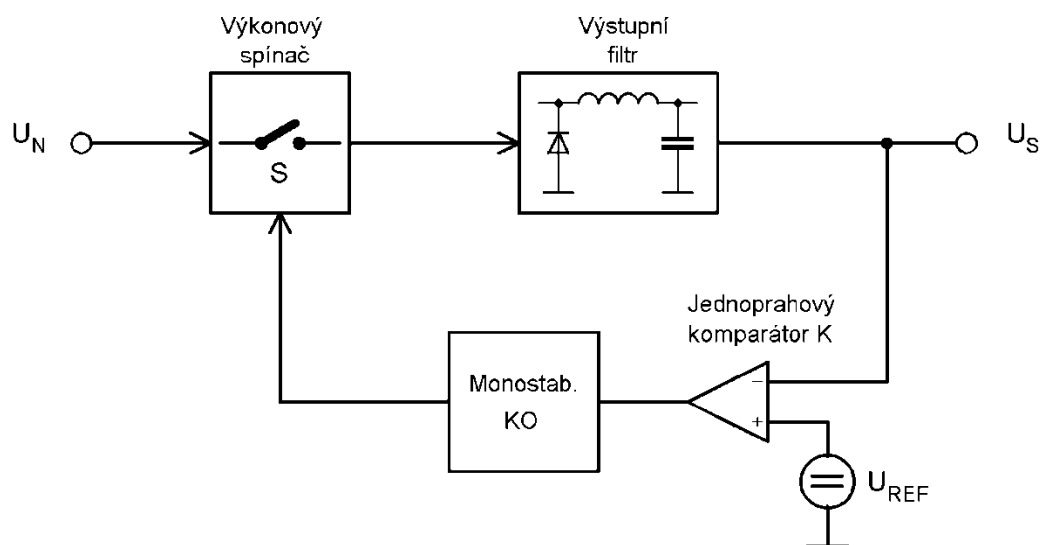
Na obrázcích 3. a 4. jsou zobrazeny nejjednodušší možné příklady zapojení regulace s proměnným kmitočtem, které pak dále řídí propustné měniče.

Na obrázku 3. je nejjednodušší možné blokové schéma regulátoru. Tento regulátor ke konverzi $\Delta U_S / \Delta T_c$ (kde ΔT_c je celková doba, jak sepnutého, tak rozepnutého spínače) využívá dva zásadní bloky: napěťový komparátor K a zdroj referenčního napětí U_{REF} .



Obr. 3. První příklad regulace s proměnným kmitočtem, převzato a upraveno z [1]

Komparátor K má nastavenou hysterezi pomocí odporového děliče R_1 a R_2 , která zabraňuje případnému rozkmitání. Potenciometrem R_V nastavujeme citlivost komparátoru. Princip činnosti tohoto regulátoru je následující: představme si, že výkonový spínač S právě sepnul a tím začne výstupní napětí U_S růst od minimální hodnoty. Tímto jevem dochází i ke zvětšování napětí na invertujícím vstupu komparátoru. Výstup komparátoru se překlápí, pokud napětí na jeho vstupu překročí horní prahovou mez. Tato fáze trvá dobu T_a . Další krok, který následuje po překlopení komparátoru je rozepnutí výkonového spínače, kdy začne klesat výstupní napětí U_S . Napětí na výstupu klesá tak dlouho, dokud na invertujícím vstupu komparátoru nedosáhne spodní prahové meze. Tuto dobu označíme jako T_b a je funkcí zatěžovacího proudu.

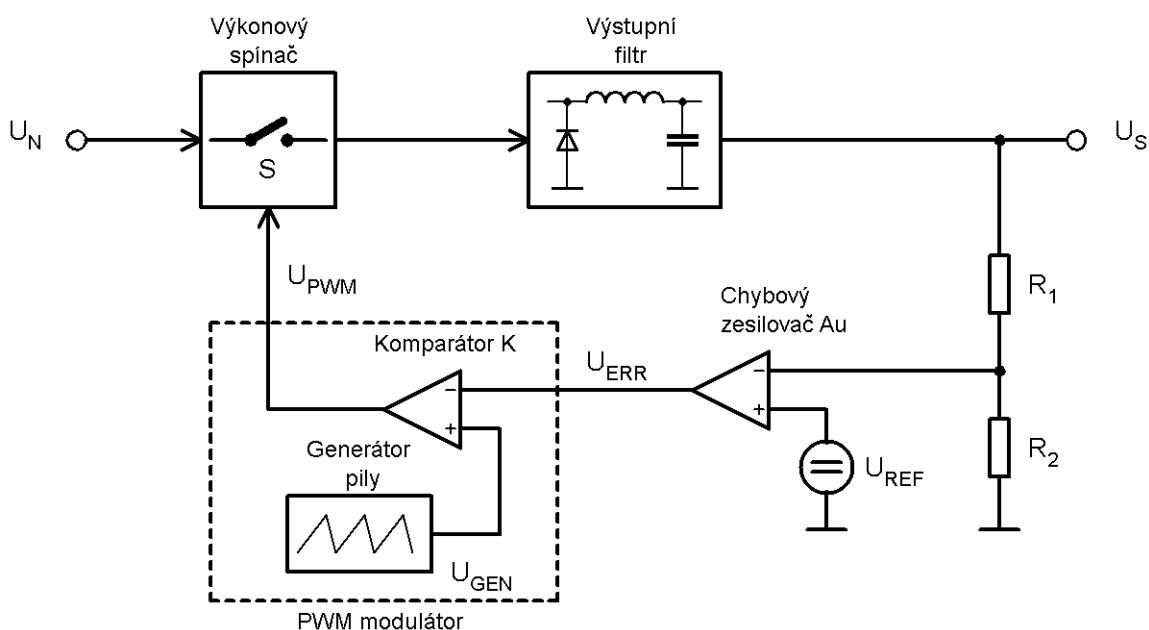


Obr. 4. Druhý příklad regulace s proměnným kmitočtem, převzato a upraveno z [1]

Druhý příklad regulace s proměnným kmitočtem je na obr. 4. Toto zapojení využívá jednoprahového komparátoru. Princip jednoprahového komparátoru je takový, že pokud je rozdíl mezi vstupy komparátoru kladný, tak pak je i výstup kladný a naopak. Monostabilní klopný obvod ve schématu slouží k pevnému nastavení intervalu T_a , který při změně napětí na vstupu komparátoru startuje do výkonového spínače. Budicí impuls o konstantní délce T_a je spuštěn, když klesne výstupní napětí pod hodnotu U_{REF} . Doba intervalu T_b je dána tím, dokud výstupní napětí U_S neklesne pod U_{REF} .

1.4.2 Regulace s konstantním kmitočtem (PWM)

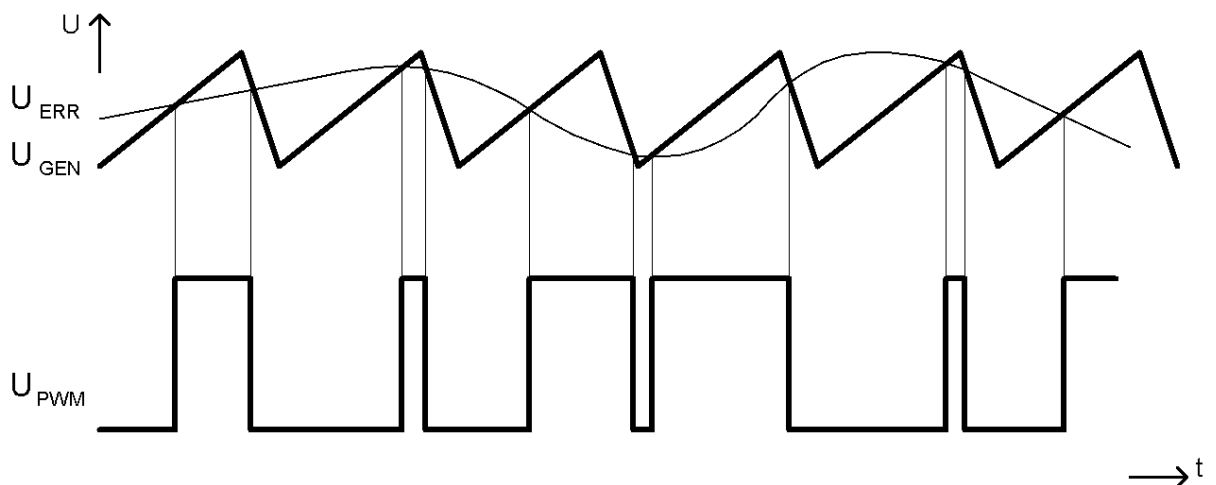
Řízení pomocí pulzně – šířkové modulace (PWM) patří mezi nejzákladnější a zároveň nejpoužívanější způsoby regulace. Tento způsob regulace je velice rozšířen a používá jej řada řídicích obvodů. Hlavní výhodou je konstantní frekvence, která zabraňuje pískání nezalitých cívek a snazší návrh výkonových obvodů (dnes se PWM generátory vyrábějí jako integrované obvody).



Obr. 5. Schéma regulace s konstantním kmitočtem, převzato a upraveno z [1]

Princip regulace s konstantním kmitočtem je na obr. 5. Jak je vidět z obrázku základem regulační smyčky je generátor pilového napětí s konstantním kmitočtem a napěťový komparátor K. Výstupní napětí U_S je přivedeno přes odporový dělič na invertující vstup chybového zesilovače Au, který porovnává podíl výstupního napětí U_S s referenčním zdrojem

napětí U_{REF} . Chybový zesilovač tedy zesílí odchylku takto vydělené části výstupního napětí od referenčního napětí a na výstupu dostáváme analogový signál U_{ERR} . V bloku PWM modulátoru je signál U_{ERR} přiveden na komparátor K, kde je porovnáván s pilovitým napětím U_{GEN} , které vzniká v bloku generátoru pily. Na výstupu komparátoru dostáváme signál PWM U_{PWM} , který má výstupní frekvenci shodnou s frekvencí generátoru pily a střídá se od výstupního napětí. Pokud je výstupní napětí U_S nižší než je referenční napětí U_{REF} , dojde ke zvětšení napětí U_{ERR} na chybovém zesilovači A_u a to má za následek rozšíření řídicích impulzů na výstupu PWM. Tím dojde k delší době sepnutí výkonového spínače v čase T_a a k nárůstu výstupního napětí U_S . Když je výstupní napětí U_S vyšší než referenční napětí U_{REF} dochází k opačnému jevu oproti předchozímu případu. Takto dochází ke stabilizaci výstupního napětí. Průběhy napětí znázorňující princip PWM jsou na obr. 6.



Obr. 6. Průběhy napětí PWM, převzato a upraveno z [2]

1.5 Výhody a nevýhody spínaných zdrojů

V této kapitole jsou shrnuty hlavní výhody a nevýhody spínaných napájecích zdrojů.

1.5.1 Výhody

1. Velká energetická účinnost

To je největší výhoda spínaných zdrojů oproti lineárním zdrojům. Schematicky jednodušší spínané zdroje dosahují účinnosti přes 60 %. Moderní spínací zdroje mohou dosáhnout účinnosti kolem 70 % až 90 %. Takovéto účinnosti nemůžeme klasickými lineárními zdroji dosáhnout.

2. *Velké výstupní výkony*

Další výhodou jsou vysoké výstupní výkony, které dosahují u spínaných zdrojů až desítky kW. Takovýchto výkonů u lineární regulace nedosáhneme. Spínané zdroje mohou získat výstupní proudy řádů jednotek až tisíců A.

3. *Proměnlivé vstupní napětí*

Spínaný zdroj může být navržen tak aby mohl být připojen na různá síťová napětí (typicky 90 – 260 V, 50/60 Hz) bez nutnosti zásahu uživatele. To znamená, že totéž zařízení může být připojeno k síti kdekoliv na světě.

4. *Dobré konstrukční parametry*

Neustálá miniaturizace v elektronice spínaným zdrojům vyhovuje. Mohou dosáhnout malých rozměrů a nízké hmotnosti na jednotku výkonu.

5. *Zlepšení účinníku*

Jestliže doplníme spínaný zdroj o PCF (Power Factor Correction) filtr lze z běžné hodnoty účinníku 0,6 dosáhnout až na hodnotu 0,99. Takto upravená hodnota účinníku vyhovuje současným normám pro elektrotechnická zařízení.

1.5.2 Nevýhody

1. *Zvlnění výstupního napětí*

Tento nežádoucí jev vzniká z důvodu nespojitosti regulace v průběhu periody T_c a setrvačným charakterem výstupního filtru. Proto je výstupní napětí vyšší než u běžných lineárních stabilizátorů.

2. *Dynamické parametry*

Další nevýhodou jsou horší dynamické parametry, především odezva výstupního napětí na skokovou změnu zatěžovacího proudu a opačně, kdy vznikají překmity resp. podkmity. Ty jsou opět způsobeny nespojitostí regulace. Spínaná regulace je tedy vhodná pro napájení zařízení s konstantní nebo pomalu proměnnou zátěží.

3. *Kmitočtové rušení*

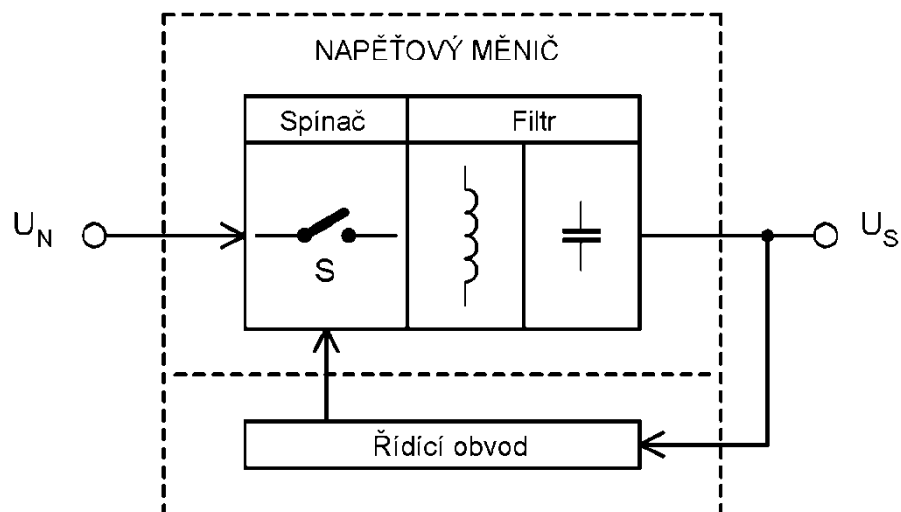
Problém, který způsobuje pracovní režim spínaného zdroje je širokopásmové rušení. Odrušení spínaných zdrojů je velmi složité a tímto problémem souvisí i složitější návrh napájecích zdrojů, které musí splňovat požadavky norem pro elektromagnetickou kompatibilitu (EMC).

4. *Vyšší cena*

Další záporná vlastnost je vysoká cena součástek, která je dána vyšším pracovním kmitočtem spínaného zdroje.

2 Základní zapojení napěťových měničů

Na obr. 7. je blokové schéma napěťového měniče, které je koncipováno tak, že je rozdělen na dva funkční bloky: napěťový měnič a řídicí obvody. Zapojení a funkce řídicích obvodů jsou dány koncepcí měniče (je tedy pro každou aplikaci jiný).



Obr. 7. Blokové schéma napěťového měniče, převzato a upraveno z [1]

Funkce spínaného napěťového měniče je transformace vstupního napětí U_N na výstupní U_S za pomoci dvoustupňové konverze DC-AC-DC. Parametry napěťového měniče jsou dány jeho koncepcí. Správná volba zapojení je kompromisem mezi technickými parametry, technologickými možnostmi a pak hlavně konečnou cenou.

Existují různé varianty napěťových měničů, které jsou principiálně rozděleny v kapitole 1.2. Pro praktickou realizaci modulu spínaného zdroje, který je hlavním cílem této práce, můžeme rozdělit tyto měniče do dvou skupin (jedná se o měniče bez transformátoru, k jejich konstrukci se tedy používá indukčnost) [1]:

- **Propustné měniče**
- **Blokující měniče (akumulující, nepropustné)**

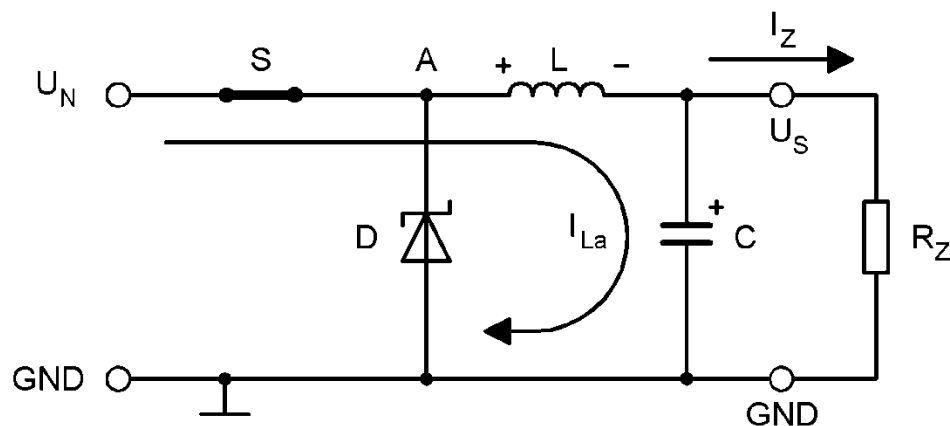
2.1 Propustné měniče

2.1.1 Step-down měnič

Jak je z názvu patrné, jedná se o měnič s konverzí stejnosměrného napájecího napětí na nižší hodnoty. Někdy je proto uváděn pod názvem snižující měnič. Princip tohoto měniče je použit v návrhu toho spínaného zdroje.

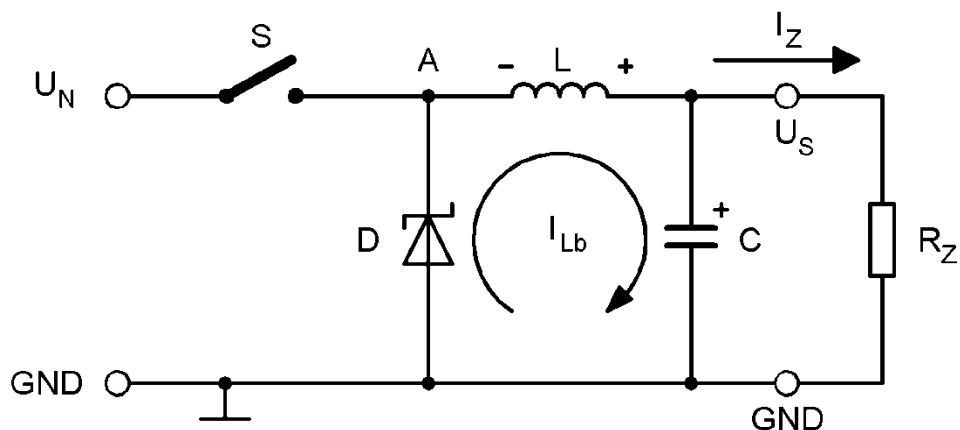
Teoreticky lze u tohoto měniče dosáhnout rozsahu výstupního napětí od nuly až na maximální napájecí napětí. Ovšem prakticky je rozsah výstupního napětí omezen řídicím obvodem. Princip činnosti snižujícího měniče je rozdělena do dvou fází na interval T_a a T_b .

První fáze (interval T_a) je zobrazena na obrázku 8, kde je základní schéma snižujícího měniče se sepnutým spínačem S . V bodě A ve schématu je napájecí napětí U_N . Dioda D je v tomto případě v závěrném směru a dochází tak k lineárnímu nárůstu proudu I_{La} , tím pádem dojde i k nabíjení kondenzátoru C a proud I_Z teče do zátěže R_Z . Pokud předpokládáme bezztrátový měnič je v tomto intervalu akumulována energie na cívce L , která má hodnotu $U_N - U_S$ o vyznačené polaritě podle obrázku.



Obr. 8. Interval T_a step-down měniče (sepnutý spínač), převzato a upraveno z [5]

Interval T_b (druhá fáze) je znázorněn na obr. 9, kde je spínač S rozepnutý. V této fázi je do zátěže dodávána energie, která se v předchozím intervalu naakumulovala na cívce L , přes rekuperační diodu D , která je nyní v propustném směru. Proud I_{Lb} protéká naopak a lineárně se zmenšuje do zátěže. Polarita napětí na cívce L se tedy obrátí.



Obr. 9. Interval T_b step-down měniče (rozepnutý spínač), převzato a upraveno z [5]

Pokud předpokládáme bezztrátový ideální měnič, můžeme zavést pro nepřerušovaný režim rovnost energií $W_a = W_b$, ze kterých můžeme dále vycházet:

$$I_{La} = \frac{1}{L} \int_0^{T_a} (U_N - U_S) dt = \frac{1}{L} (U_N - U_S) \cdot T_a \quad (1)$$

$$I_{Lb} = \frac{1}{L} \int_0^{T_b} (U_S) dt = \frac{1}{L} U_S \cdot T_b \quad (2)$$

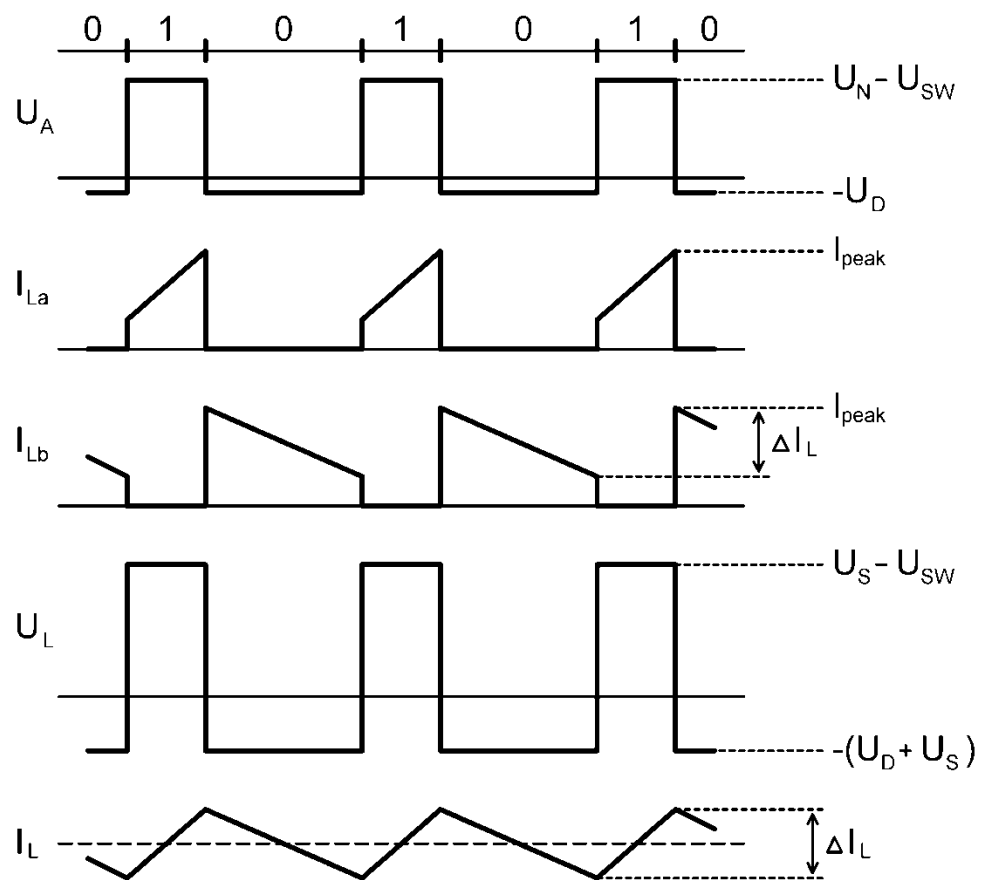
Z těchto rovnic můžeme odvodit převodní poměr pro snižující (step-down) měnič:

$$\begin{aligned} \frac{1}{L} U_N \cdot T_a - \frac{1}{L} U_S \cdot T_a &= \frac{1}{L} U_S \cdot T_b \\ U_N \cdot T_a &= U_S (T_a + T_b) \mid T_a + T_b = T_c \\ U_N \cdot T_a &= U_S \cdot T_c \\ U_S &= U_N \cdot \frac{T_a}{T_c} \mid \frac{T_a}{T_c} = D \\ U_S &= U_N \cdot D \end{aligned} \quad (3)$$

Pracovní cyklus nebo tzv. duty cycle je označen v rovnicích D . Je to vlastně poměr T_a ku celkové periodě T_c , jde tedy vlastně o střídu. Může nabývat hodnot od 0 do 1, např. hodnota 0,5 tedy označuje 50% střídu. Při 50% střídě je výstupní napětí polovina vstupního (pokud předpokládáme ideální případ). Pokud bude střída nulová, zdroj nepracuje (výstupní napětí je nulové). V ideálním případě je převod dán pracovním cyklem.

Pokud je velký rozdíl mezi vstupním a výstupním napětím, pak jsou také velmi malé hodnoty výstupního napětí. Řídící pulzy (T_a) do spínacího prvku musí být velmi krátké, to může být problém pro spínací prvek (MOSFET tranzistor). Naproti tomu, když se výstupní napětí rovná vstupnímu (rozdíl těchto napětí je velmi malý), doba rozepnutí (T_b) je zase příliš krátká.

Na následujícím obrázku 10. jsou zobrazeny průběhy napětí a proudů snižujícího (step-down) měniče, které souvisejí se schématy na obrázcích 8. a 9.



Obr. 10. Průběhy napětí a proudů snižujícího měniče, převzato a upraveno z [3]

V níže uvedené tabulce 3. jsou popsány jednotlivé veličiny z obrázku 10.

Veličina	Popis
U_A	Průběh napětí v bodě A
U_D	Úbytek napětí na diodě D v propustném směru
U_N	Vstupní napájecí napětí
U_{SW}	Úbytek napětí na sepnutém spínači
U_L	Napětí na indukčnosti
I_{La}	Proud indukčností při sepnutém spínači
I_{Lb}	Proud indukčností při rozepnutém spínači
I_L	Pracovní proud indukčností

Tab. 3. Popis veličin

Z průběhů na obr. 10. je vidět, že proud, který protéká cívkou má nějakou střední hodnotu a výchylku. Tato výchylka je vyšší než střední hodnota odbíraného proudu měniče. Proto se při návrhu musí s tímto faktem počítat, protože pokud se bude proud, který prochází cívkou zvyšovat, bude se naopak snižovat indukčnost cívky. Tento fakt může mít za následek vyšší proudové smyčky a vyšší namáhání spínacího tranzistoru.

Výpočet velikosti indukčnosti je proto velmi důležitý a zároveň dosti složitý. Dnes se indukčnost málokdy vypočítává, nejčastěji je její hodnota uvedena v doporučeném zapojení řídicího obvodu, které obsahuje i výkonový spínací prvek. Případně bývá v datasheetu uveden výpočet indukčnosti pro doporučené zapojení. Výrobci velmi často dávají k řídicím obvodům kalkulátory, pomocí kterých lze vypočítat indukčnost.

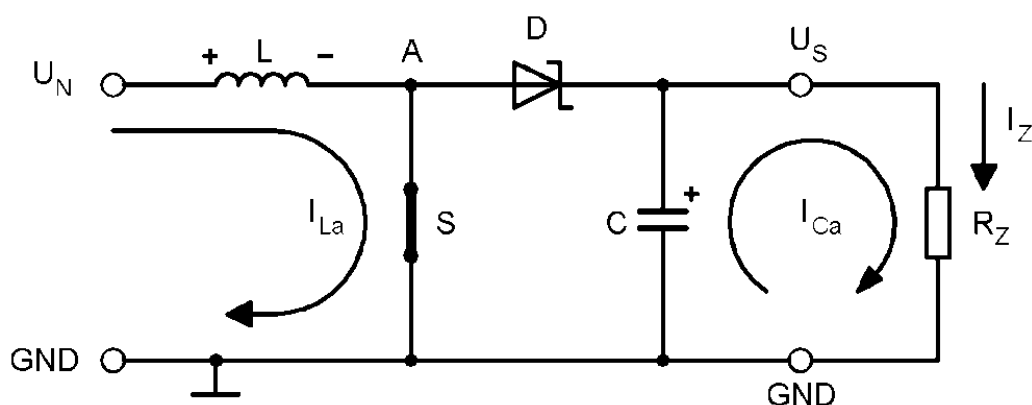
2.2 Blokuující měniče

2.2.1 Step-up měnič

Z názvu je opět patrné, že se jedná o měnič s konverzí vstupního stejnosměrného napětí na vyšší hodnoty. Někdy je uváděn pod názvem zvyšující měnič.

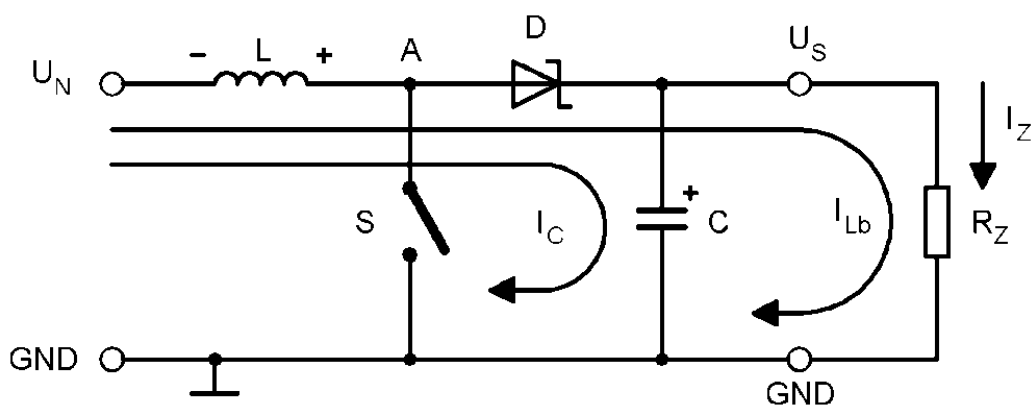
U tohoto měniče je minimální hodnota výstupního napětí dána napájecím (rovnají se), za to u maximálního výstupního napětí můžeme teoreticky dosáhnout nekonečné hodnoty, ovšem prakticky je to nejvýše kolem padesáti-násobku vstupního napětí. Velikost maximálního výstupního napětí je dána omezením řídicího obvodu a konstrukcí měniče. Princip činnosti zvyšujícího měniče je opět rozdělen do dvou fází na interval T_a a T_b .

První fáze (interval T_a) je zobrazena na obrázku 11, kde je základní schéma zvyšujícího měniče se sepnutým spínačem S. V bodě A ve schématu je nulové napětí. Dioda D v tomto časovém intervalu odděluje obvod vstupu od výstupu, je tedy v závěrném směru a dochází tak k lineárnímu nárůstu proudu I_{La} . Během tohoto intervalu zároveň teče z výstupního kondenzátoru C proud I_Z do zátěže R_Z . Dále je také v tomto intervalu akumulována energie na cívce L, která má hodnotu U_N o vyznačené polaritě podle obrázku, to vše za předpokladu ideálního spínače S.



Obr. 11. Interval T_a step-up měniče (sepnutý spínač), převzato a upraveno z [5]

Interval T_b (druhá fáze) je znázorněn na obr. 12, kde je spínač S rozepnutý. V této fázi se polarita napětí na cívce L obrátí a přičte se k napájecímu napětí. Proud I_{Lb} protéká naopak přes diodu D, která je teď v propustném směru a lineárně se zmenšuje do zátěže. Část tohoto proudu nabíjí kondenzátor C.



Obr. 12. Interval T_b step-up měniče (rozepnutý spínač), převzato a upraveno z [5]

Pokud budeme opět předpokládat bezztrátový ideální měnič, můžeme znovu zavést pro nepřerušovaný režim rovnost energií $W_a = W_b$, ze kterých můžeme dále vycházet:

$$I_{La} = \frac{1}{L} \int_0^{T_a} (U_N) dt = \frac{1}{L} U_N \cdot T_a \quad (4)$$

$$I_{Lb} = \frac{1}{L} \int_0^{T_b} (U_L) dt \mid U_L = U_S - U_N \quad (5)$$

$$I_{Lb} = \frac{1}{L} \int_0^{T_b} (U_S - U_N) dt = \frac{1}{L} U_S \cdot T_b - \frac{1}{L} U_N \cdot T_b$$

Z těchto rovnic můžeme opět odvodit převodní poměr pro zvyšující (step-up) měnič:

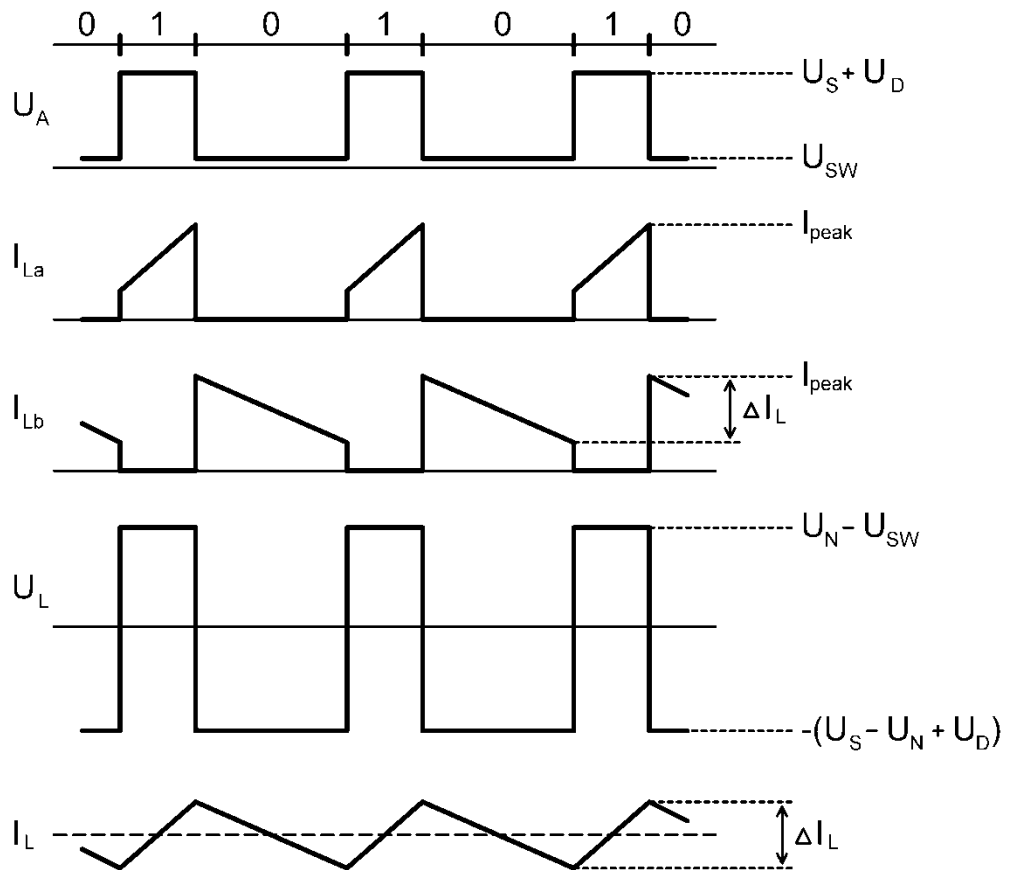
$$\frac{1}{L} U_N \cdot T_a = \frac{1}{L} U_S \cdot T_b - \frac{1}{L} U_N \cdot T_b$$

$$U_S = \frac{U_N(T_a + T_b)}{T_b} \mid T_c = T_a + T_b \quad (6)$$

$$U_S = U_N \cdot \frac{T_c}{T_b} = U_N \cdot M \mid M = \frac{1}{1-D}$$

Písmeno M v rovnicích představuje poměr, který je vlastně určen pomocí D , to je opět tzv. duty cycle, neboli pracovní cyklus (střída). Opět může nabývat hodnot od 0 do 1. Pokud bude střída nulová, zdroj nepracuje a výstupní napětí je téměř rovno napájecímu. V případě střídy, která se bude rovnat 1, bude výstupní napětí mnohem vyšší než vstupní, zároveň je toto napětí omezeno konstrukcí měniče.

Na následujícím obrázku 13. jsou zobrazeny průběhy napětí a proudů zvyšujícího (step-up) měniče, které souvisejí se schématy na obrázcích 11. a 12.



Obr. 13. Průběhy napětí a proudů zvyšujícího měniče, převzato a upraveno z [3]

V níže uvedené tabulce 4. jsou popsány jednotlivé veličiny z obrázku 13.

Veličina	Popis
U_A	Průběh napětí v bodě A
U_D	Úbytek napětí na diodě D v propustném směru
U_N	Vstupní napájecí napětí
U_{SW}	Úbytek napětí na sepnutém spínači
U_L	Napětí na indukčnosti
I_{La}	Proud indukčnosti při sepnutém spínači
I_{Lb}	Proud indukčnosti při rozepnutém spínači
I_L	Pracovní proud indukčnosti

Tab. 4. Popis veličin

Z průběhů na obr. 13. je vidět, že spínací tranzistor musí být zvolen podle hodnoty výstupního napětí. Dnes existuje velké množství těchto měničů v integrované podobě, což umožňuje jejich velmi velké využití.

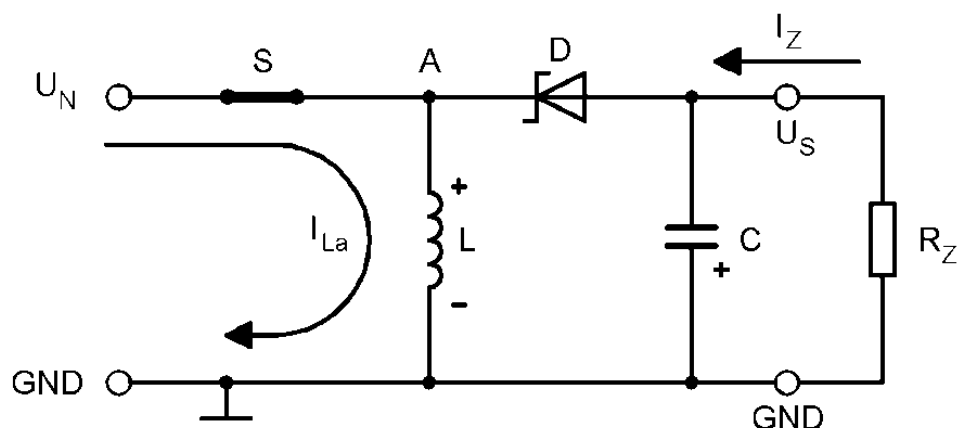
Některé tyto obvody mohou být použity pro obě varianty (jak step-down tak i step-up). Například pokud je integrovaný obvod primárně použit pro měnič step-down zapojení, lze ho velmi jednoduchou úpravou přestavit na step-up. U obou typů těchto měničů je stejná zpětnovazební smyčka i řízení spínacích prvků, upravit tedy stačí jen topologii cívka dioda a smysl spínání. Bezesporu velká výhoda těchto obvodů je možnost variability zapojení.

Zvyšující měniče mají velké uplatnění ve spotřební elektronice, ale také například v automobilovém průmyslu a to především jako zdroje pro výkonové LED diody.

2.2.2 Buck-Boost invertující měnič

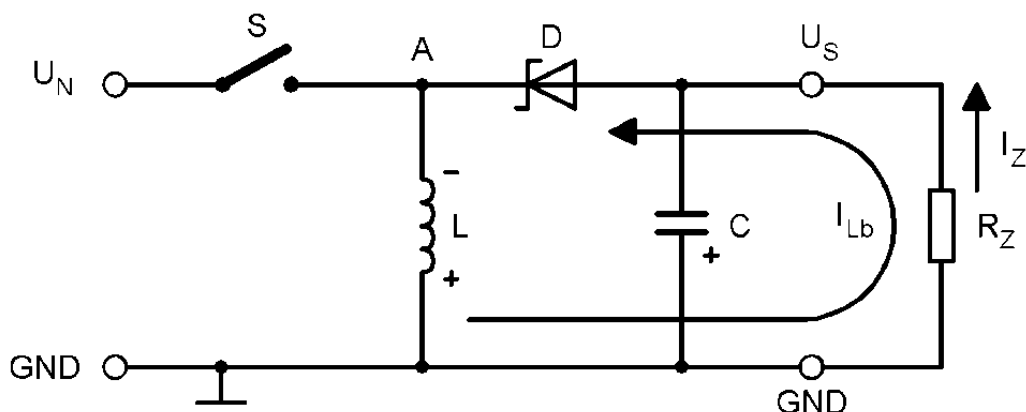
Název napovídá, že jde o měnič, který vstupní napětí invertuje. Teoreticky lze u tohoto měniče dosáhnout rozsahu výstupního napětí od nuly až do mínus nekonečna. Ovšem prakticky těchto hodnot nelze dosáhnout a jsou omezeny podobně jako u step-down a step-up měniče.

Opět je princip činnosti rozdělen do dvou fází a to na interval T_a a T_b . První fáze (interval T_a) je zobrazena na obrázku 14, kde je spínač S sepnutý. Dioda D je v tomto intervalu v závěrném směru a přes spínač S a indukčnost L protéká proud I_{La} , který se lineárně zvětšuje. Do zátěže je dodáván proud z kondenzátoru C.



Obr. 14. Interval T_a Buck-Boost invertujícího měniče (sepnutý spínač), převzato a upraveno z [5]

Interval T_b (druhá fáze) je znázorněn na obr. 15, kde je spínač S rozeprnutý. V této fázi se po rozeprnutí spínače S polarita napětí na cívce L obrátí. Proud I_{Lb} protéká přes diodu D , která je nyní v propustném směru a lineárně se zmenšuje do zátěže. Část tohoto proudu zároveň nabíjí kondenzátor C . Kondenzátor je polarizován opačně, protože výstupní napětí je záporné.



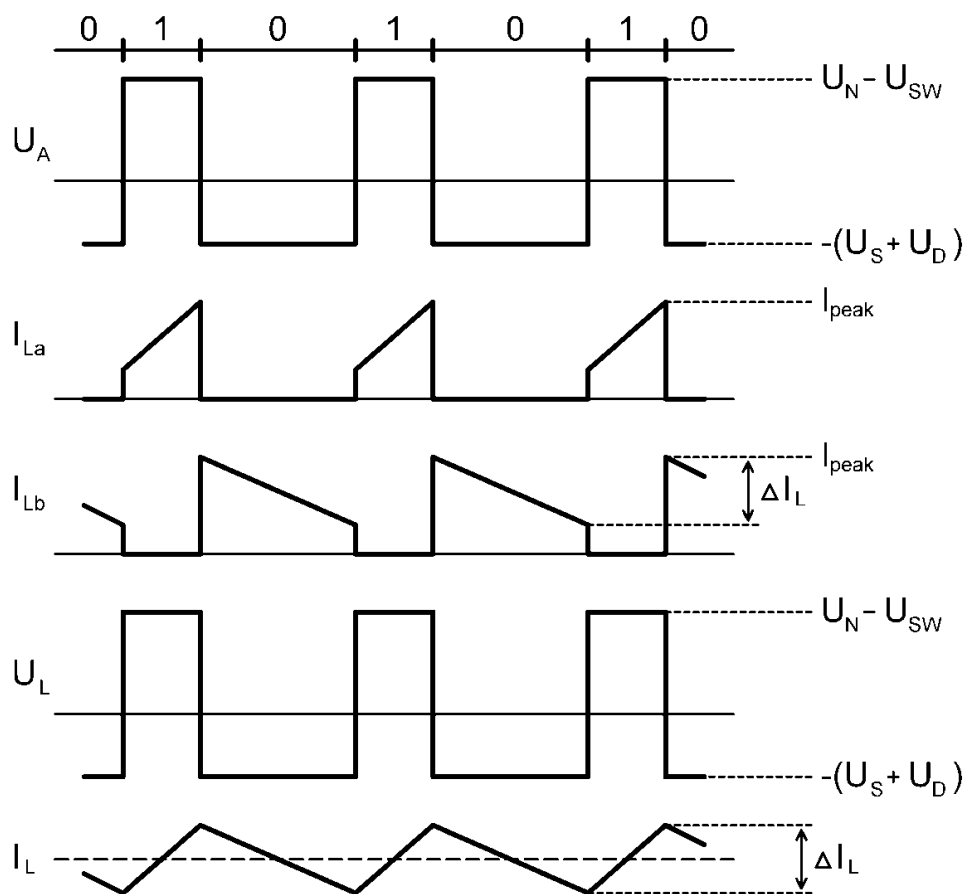
Obr. 15. Interval T_b Buck-Boost invertujícího měniče (rozeprnutý spínač), převzato a upraveno z [5]

Opět můžeme z rovnosti energií odvodit převod:

$$\begin{aligned}
 I_{La} &= \frac{1}{L} \int_0^{T_a} (U_N) dt = \frac{1}{L} U_N \cdot T_a \\
 I_{Lb} &= -\frac{1}{L} \int_0^{T_b} (U_S) dt = -\frac{1}{L} U_S \cdot T_b \\
 \frac{1}{L} U_N \cdot T_a &= -\frac{1}{L} U_S \cdot T_b \\
 U_S &= \frac{U_N (T_a + T_b)}{T_b} \mid T_c = T_a + T_b \\
 U_S &= -U_N \cdot \frac{T_a}{T_b} = -U_N \cdot M \mid M = \frac{D}{1-D}
 \end{aligned} \tag{7}$$

Z rovnic převodu je patrné, že můžeme regulovat absolutní hodnoty záporného výstupního napětí na hodnoty větší nebo menší než je napájecí napětí. Pokud bude střída $D = 50\%$ bude výstupní napětí $U_S = -U_N$. Právě záporná polarita výstupního napětí je nevýhodou tohoto měniče, pokud ho nepoužíváme za účelem invertování napětí. Tuto nevýhodu lze odstranit v měniči SEPIC při zachování převodního poměru.

Na následujícím obrázku 16. jsou zobrazeny průběhy napětí a proudů Buck-Boost invertujícího měniče, které souvisejí se schémata na obrázcích 14. a 15.



Obr. 16. Průběhy napětí a proudů Buck-Boost invertujícího měniče, převzato a upraveno z [3]

V níže uvedené tabulce 5. jsou popsány jednotlivé veličiny z obrázku 16.

Veličina	Popis
U_A	Průběh napětí v bodě A
U_D	Úbytek napětí na diodě D v propustném směru
U_N	Vstupní napájecí napětí
U_{SW}	Úbytek napětí na sepnutém spínači
U_L	Napětí na indukčnosti
I_{La}	Proud indukčnosti při sepnutém spínači
I_{Lb}	Proud indukčnosti při rozepnutém spínači
I_L	Pracovní proud indukčnosti

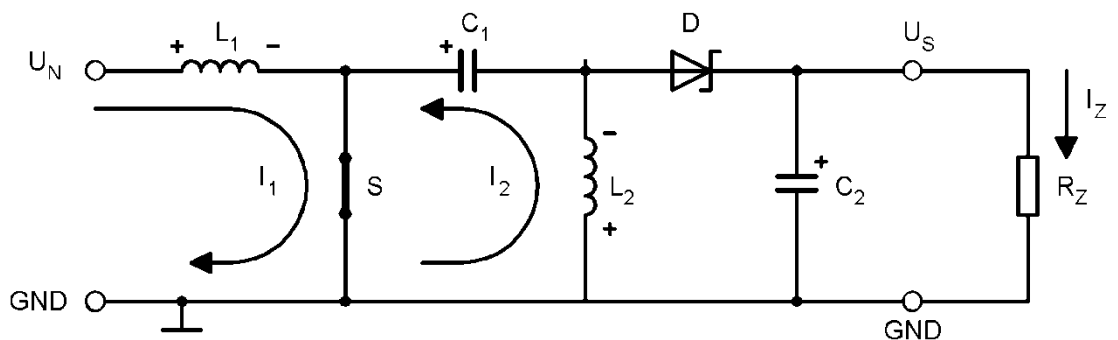
Tab. 5. Popis veličin

Na obrázku 16. je vidět z průběhu napětí U_A , že rozkmit není roven jen výstupnímu nebo vstupnímu napětí (tak jak tomu bylo u měničů step-down a step-up), ale rovná se jejich součtu. Tento fakt je velmi důležitý pro návrh měniče, protože musíme pro tento součet napětí správně zvolit spínací tranzistor.

2.2.3 SEPIC měnič

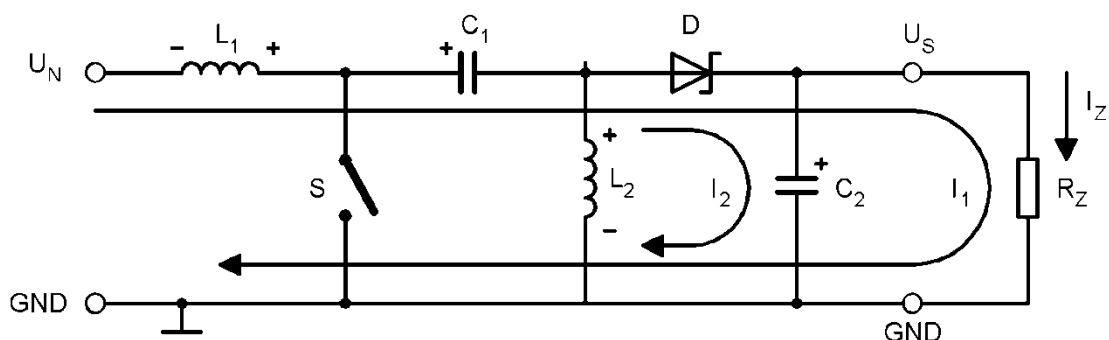
Zkratka SEPIC znamená Single Ended Primary Inductance Converter. Tento typ měniče se používá v zařízeních napájených z akumulátorů. Rozsah velikosti výstupního napětí je stejná jako u měniče Buck-Boost. Hlavní výhodou tohoto měniče je kladné výstupní napětí, které může být větší i nižší než je napájecí. Za nevýhodu může pokládat nutnost dvou indukčností.

Opět je princip činnosti rozdělen do dvou fází a to na interval T_a a T_b . První fáze (interval T_a) je zobrazena na obrázku 17, kde je spínač S sepnutý a přes indukčnost L_1 protéká proud I_1 , který se lineárně zvětšuje. Zároveň je v tomto intervalu dioda D v závěrném směru a do zátěže R_Z je tedy dodáván proud z kondenzátoru C_2 . Dále se přes kondenzátor C_1 , který slouží jako zdroj, v cívce L_2 akumuluje energie zvyšujícím proudem I_2 . Velmi důležitou roli hraje kondenzátor C_1 , který při sepnutém spínači tvoří spolu s L_2 tlumený rezonanční obvod, pokud je interval T_a (sepnutý spínač) dlouhý může se na něm změnit polarita. Když bude doba sepnutí dostatečně krátká, můžeme použít polarizovaný (např. tantalový) kondenzátor, jinak musíme použít keramický.



Obr. 17. Interval T_a SEPIC měniče (sepnutý spínač), převzato a upraveno z [5]

Interval T_b (druhá fáze) je znázorněn na obr. 18, kde je spínač S rozepnutý. Kondenzátor C_1 je nabíjen proudem I_1 přes cívku L_1 , část tohoto proudu teče do zátěže. Ve chvíli rozepnutí je proud I_2 stejný jako proud kondenzátorem C_2 , je to dáno tím, že cívka neumožňuje nespojitě změny proudu. Pro proud diodou D , cívku L_2 a kondenzátorem C_1 platí podle 1. Kirchhoffova zákona $I_D = I_{C1} + I_{L2}$, ale protože je z předchozího intervalu proud indukčnosti L_2 záporný, je tedy proud diodou $I_D = I_{C1} - I_{L2}$. Proud I_2 je vlastně proud cívku L_2 , tento proud se přičte k I_1 , který následně nabíjí výstupní kondenzátor C_2 a teče do zátěže.



Obr. 18. Interval T_b SEPIC měniče (rozepnutý spínač), převzato a upraveno z [5]

Opět můžeme z rovnosti energií odvodit převod:

$$I_1 = \frac{1}{L} \int_0^{T_a} (U_N) dt = \frac{1}{L} U_N \cdot T_a$$

$$I_2 = \frac{1}{L} \int_0^{T_b} (U_S) dt = \frac{1}{L} U_S \cdot T_b$$

$$\frac{1}{L} U_N \cdot T_a = -\frac{1}{L} U_S \cdot T_b \quad (8)$$

$$U_S = \frac{U_N(T_a + T_b)}{T_b} \mid T_c = T_a + T_b$$

$$U_S = U_N \cdot \frac{T_a}{T_b} = U_N \cdot M \mid M = \frac{D}{1-D}$$

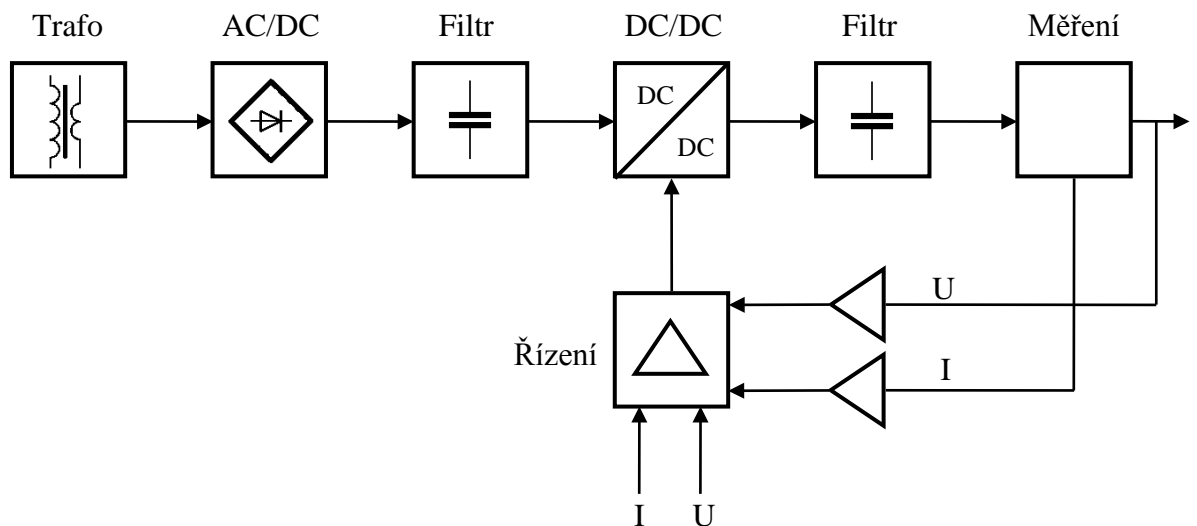
Z rovnic převodu vidíme, že výstupní napětí je kladné a jeho velikost může být v závislosti na střídě vyšší nebo nižší než napájecí napětí. Pokud tedy bude střída 50%, na výstupu bude napětí $U_S = U_N$.

3 Návrh modulu spínaného zdroje

Cílem této kapitoly je návrh říditelného modulu spínaného zdroje. Zapojení zdroje vychází ze snižujícího měniče (step-down). Řízení snižujícího měniče obstarává mikrokontrolér, který generuje PWM signál a tím je řízen výkonový spínač.

3.1 Blokové schéma modulu spínaného zdroje

Na obr. 19. je znázorněno blokové schéma navrženého modulu spínaného napájecího zdroje. Jak je vidět z obrázku modul spínaného zdroje se skládá z několika částí. První blok je síťový transformátor, který z elektrické sítě transformuje napětí na námi zvolenou hodnotu. Následuje blok usměrnění. Dále je zapojen blok s filtrem, který nám usměrněné napětí vyhladí. Blok DC/DC je vlastně výkonový MOSFET tranzistor, který je řízen pulzy z bloku řízení (tyto pulzy jsou výstup z PWM). Následuje další filtrace. Jako poslední je blok měření, který snímá napětí a proud na výstupu. Blok měření je spojen zpětnovazební smyčkou s blokem řízení, který obsahuje mikroprocesor. Řízení spínání výkonového MOSFET tranzistoru je zajištěno mikroprocesorem, který generuje PWM signál. Podle šířky pulzů PWM signálu se tranzistor otevírá nebo uzavírá.



Obr. 19. Blokové schéma modulu spínaného zdroje

4 Řídící modul spínaného zdroje

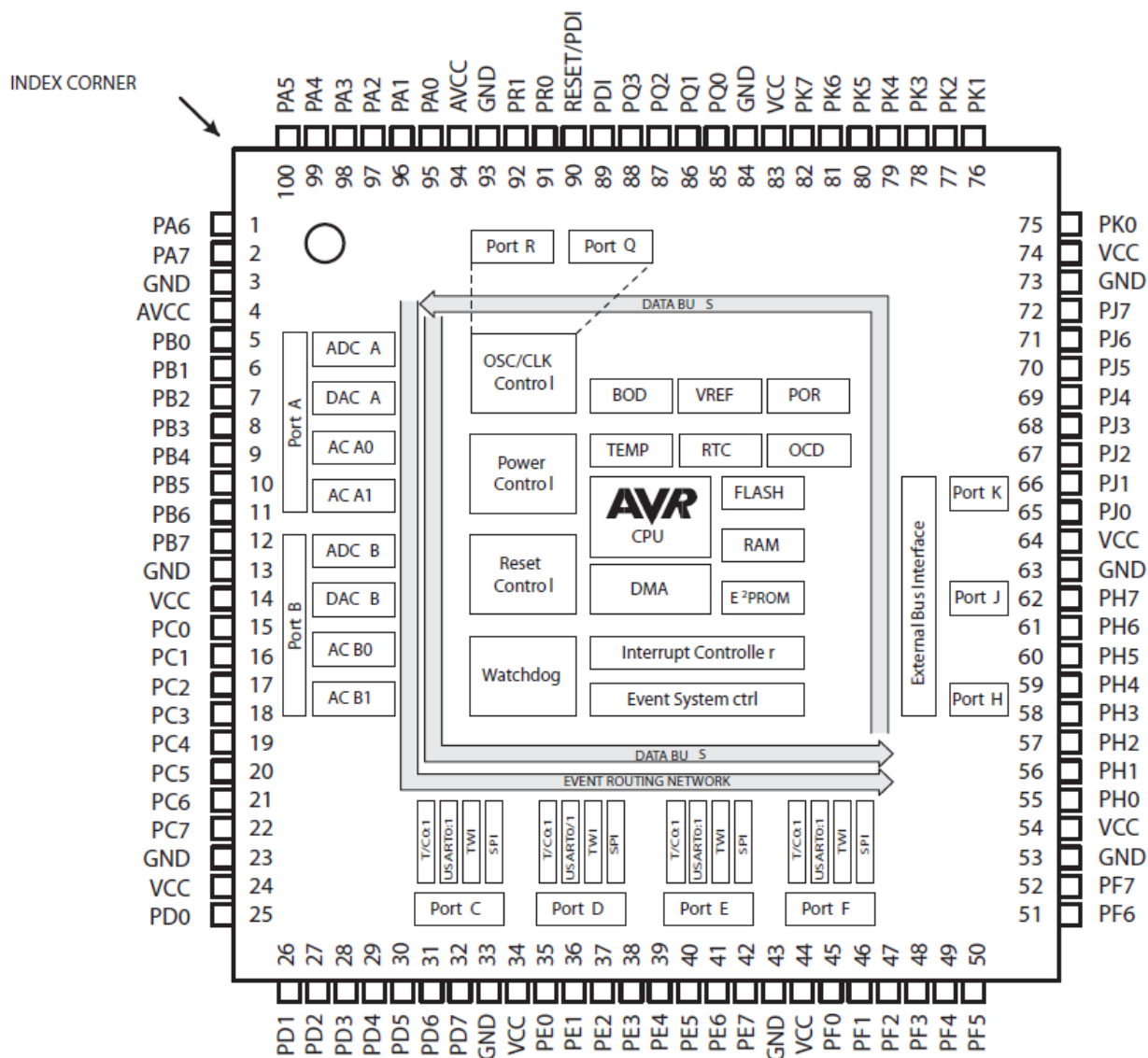
Řídící část je velmi důležitou součástí každého spínaného zdroje. V dnešní době jsou hojně využívány pro řízení jednočipové mikrokontroléry, které najdeme téměř ve všech elektronických zařízeních. Díky tomu, že dokáží generovat několik signálů PWM, jsou přímo ideální pro řízení spínaných zdrojů.

4.1 Mikrokontrolér ATxmega128A1

Nejlépe pro návrh spínaného zdroje vyhovoval jednočipový mikrokontrolér firmy Atmel ATxmega128A1. Tento mikrokontrolér lze snadno naprogramovat v jazyce C nebo assembler, pomocí softwaru Atmel studio 6, který je zdarma ke stažení ze stránek firmy Atmel.

Řada ATxmega A1 jsou vysoce výkonné, nízkopříkonové mikrokontroléry s velmi dobře vybavenými periferiemi. Mikrokontroléry jsou založeny na rozšířené RISC architektuře AVR. Jsou vyráběny technologií CMOS. V jednom hodinovém cyklu dosáhne XMEGA A1 výkonu až 1 milion instrukcí za sekundu (1 MIPS) při hodinovém kmitočtu 1MHz.

Na obrázku 20. je zobrazeno rozložení vývodů na pouzdru a blokové schéma mikrokontroléru, kde je také zřejmé rozmístění periférií k jednotlivým portům. Jedná se o pouzdro TQFP, které je sto vývodové.



Obr. 20. Rozložení vývodů na pouzdru a rozmístění periférií, převzato z [15]

4.1.1 Základní vlastnosti

Zde jsou uvedeny základní vlastnosti mikrokontrolérů řady ATxmega A1 [15]:

- *Vysoce výkonný, nízkopříkonový 8/16 bitový mikrokontrolér*
- *Paměti dat a programu*
 - *64 KB až 384 KB programová Flash paměť*
 - *4 KB až 8KB bootovací sekce s nezávislými zámky*
 - *2 KB až 4 KB EEPROM paměť pro data*
 - *4 KB až 32 KB interní SRAM paměť pro program*

- **Periferie**
 - *4 kanálový DMA řadič*
 - *8 kanálový událostní systém*
 - *8 čítače/časovače šířky 16 bitů*
 - *Rozšíření Hi-Res pro všechny čítače/časovače*
 - *Rozšíření AWeX pro dva čítače/časovače*
- *8 jednotek USART s rozšířením IrDA*
- *4 jednotky TWI, které jsou kompatibilní s I²C a SMBus*
- *4 jednotky SPI*
- *Podpora pro šifrování/dešifrování instrukcí DES a jednotkou AES*
- *16 bitový čítač reálného času se zvláštním oscilátorem*
- *Dva 8 kanálové, 12 bitové A/D převodníky s rychlostí 2 MSPS*
- *Dva 2 kanálové, 12 bitové D/A převodníky s rychlostí 1 MSPS*
- *Čtyři analogové komparátory s okénkovou funkcí*
- *Externí i interní zdroje přerušení*
- *Speciální schopnosti mikrokontroléru*
 - *Vnitřní i vnější hodiny s násobením pomocí PLL*
 - *Režimy nízké spotřeby: Idle, Power-down, Standby, Power-save, Extended Standby*
- *Provozní napětí: 1,6 až 3,6 V*

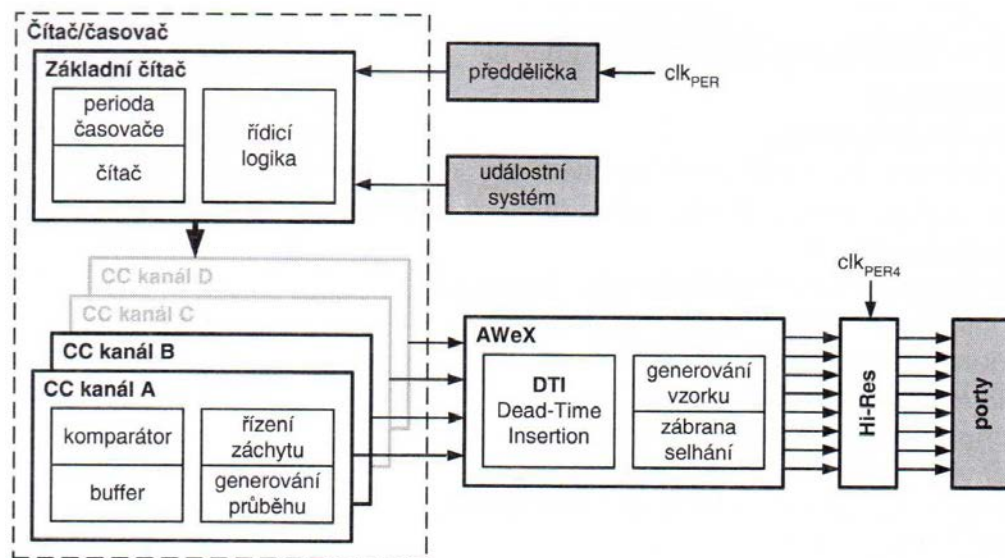
4.1.2 Generování PWM

Mikrokontrolér může současně generovat až několik signálů pulsně šířkové modulace. To je bezesporu velká výhoda pro spínané zdroje. Takto vygenerovaný signál přivedeme do vstupu řídicího obvodu a můžeme řídit výstupní napětí zdroje.

Mikrokontroléry řady ATxmega A1 disponují několika vysoce flexibilními 16 bitovými čítači/časovači (TC). Základní vlastnosti čítače/časovače jsou přesné provádění časování, generování kmitočtu a časových průběhů. Pro naši aplikaci je důležité generování průběhů PWM, které je použito v modulu spínaného zdroje.

Na obrázku 21. je blokové schéma 16 bitového čítače/časovače s úzce souvisejícími periferiemi. Velmi důležitým rozšířením je jednotka Hi-Res, pomocí které generují signál

PWM o frekvenci 32 kHz. Jednotka Hi-Res je schopna pracovat na kmitočtu čtyřikrát vyšším než je hodinový kmitočet pro řízení periférií, takto dosáhneme zvýšení rozlišení.

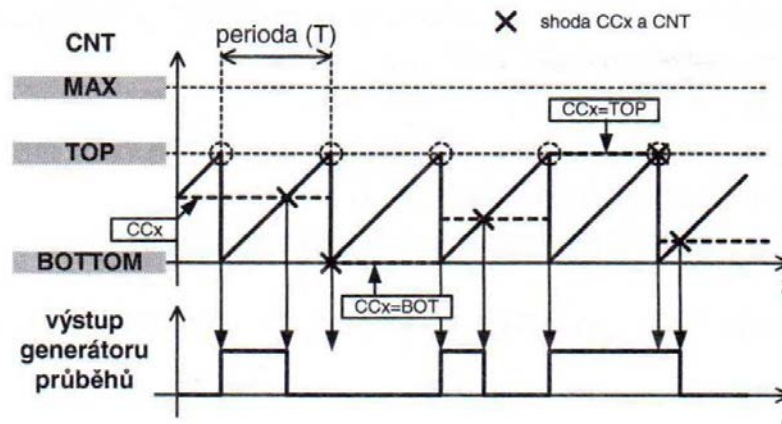


Obr. 21. Blokové schéma 16 bitového čítače/časovače a úzce související periferie, převzato z [6]

Mikrokontrolér ATxmega128A1 umožňuje generovat dva typy signálů PWM, a to jednofázovou nebo dvoufázovou PWM. V této práci jsem použil jednofázovou PWM.

4.1.2.1 Jednofázová PWM pomocí jednotky Hi-Res

Perioda T je pro jednofázovou realizaci pulsně šířkové modulace řízena registrem periody čítače (PER). Obsah registru CCA (případně CCB) určuje střidu generovaného signálu na výstupu PC0 (případně PC1). Princip jednofázové PWM je takový, že čítač čítá od hodnoty BOTTOM do TOP a poté je vynulován a čítá opět z hodnoty BOTTOM. Výstup generátoru průběhů je nastaven do log. 1 na začátku čítání a vynuluje se při shodě registru obsahu čítače (CNT) a CCx (CCA, CCB). Rozlišení je dáno registrem PER, který musí mít minimálně 2 bity ($PER_{MIN} = 3$) a maximální rozlišení může být 16 bitů ($PER_{MAX} = 65536$). Já jsem použil 12 bitů ($PER = 4095$). Na obr. 22. je zobrazena jednofázová pulsně šířková modulace.



Obr. 22. Jednofázová PWM, převzato z [6]

Výsledný kmitočet PWM signálu je odvozen ze vztahu:

$$f_{PWM} = \frac{f_{PER}}{N \cdot (PER + 1)} \quad (9)$$

kde:

- f_{PER} je hodnota kmitočtu pro řízení periférií (clk_{PER}), používám kmitočet 32 MHz
- N je nastavení předděličky (1, 2, 4, 8, 64, 256, 1024), kterou nepoužívám
- PER je obsah registru periody

Protože používám rozšiřující jednotku Hi-Res, dosáhnu až čtyřikrát vyšší kmitočet než je hodinový. Mohu tedy pro výsledný kmitočet zapsat:

$$f_{PWM} = \frac{4 \cdot f_{PER}}{N \cdot (PER + 1)} = \frac{4 \cdot 32 \cdot 10^6}{1 \cdot (4095 + 1)} = 31250 \text{ Hz} \quad (10)$$

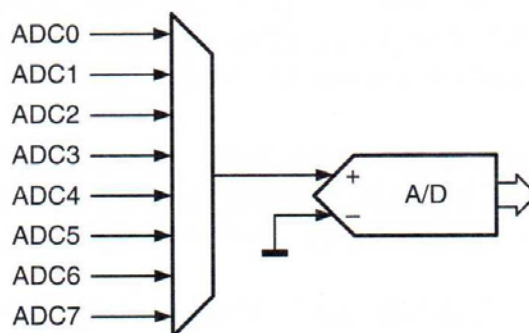
4.1.3 A/D převodník

A/D převodník převádí analogové napětí na číselnou hodnotu. Mikrokontrolér ATxmega128A1 má A/D převodník s 12 bitovým rozlišením a se schopností převést 2 milióny vzorku za vteřinu (2 MSPS). Velikou výhodou A/D převodníku je bezesporu proudové zpracování (pipeline). To znamená, že můžeme paralelně převádět dva signály.

Jako zdroj referenčního napětí můžeme použít vnitřní nebo vnější. Nejpresnější je vnitřní reference 1,00 V.

4.1.3.1 Nastavení A/D převodníku

Vstupy A/D převodníku jsem nastavil jako SE vstup (Signed single ended), to znamená, že měření bude prováděno v režimu se znaménkem. Můžeme měřit jak záporné, tak i kladné hodnoty. Pro 12 bitové rozlišení je maximální hodnota (TOP) 2047 a výsledek je tedy v rozsahu -2048 až 2047. Pokud je nastaven režim se znaménkem, je invertující vstup A/D převodníku přiveden na zem viz. obr. 23.



Obr. 23. Režim SE se znaménkem, převzato z [6]

Výsledek převodu je ukládán do registru RES. Pro režim se znaménkem platí:

$$RES = \frac{U_{IN+} - U_{IN-}}{U_{REF}} \cdot GAIN \cdot TOP \quad (11)$$

kde:

U_{IN+} a U_{IN-} jsou napětí na neinvertujícího a invertujícího vstupu A/D převodníku

GAIN je zisk, který lze nastavovat je v diferenčním režimu

Převodník je taktován z hodin clk_{PER} , to jsou hodiny mikrokontroléru. Tyto hodiny jsem pomocí předděličky podělil 16 a dostal tak maximální hodinový signál A/D převodníku, tedy 2 MHz (maximální rychlost převodu). Jako zdroj referenčního napětí jsem zvolil vnitřní 1,00 V.

4.1.3.2 Měření napětí

Napětí budeme měřit na výstupu modulu spínaného zdroje. Při zvolené vnitřní referenci 1,00 V bude na maximální přivedené napětí na vstup převodníku 1 V, který odpovídá hodnotě 2047. Měřené napětí je v rozsahu 0 až 32 V budeme ho muset zmenšit na 0 až 1 V a následně v mikrokontroléru přepočítat na volty.

Ke zmenšení napětí na požadovanou hodnotu jsem použil odporový dělič. Výpočet odporů pro požadované výstupní napětí:

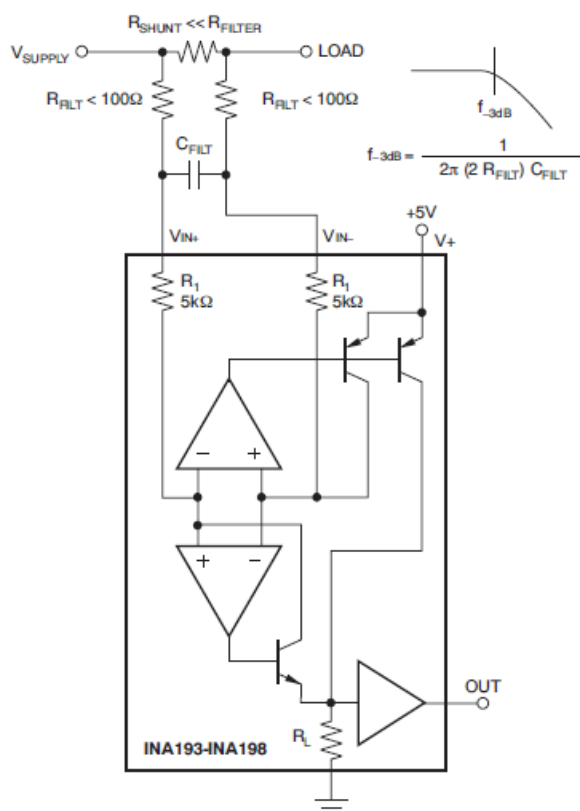
$$U_2 = U_1 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (12)$$

$$R_2 = \frac{U_2 \cdot R_1}{U_1 - U_2} \Rightarrow R_1 = 68 \text{ k}\Omega, R_2 = 2,2 \text{ k}\Omega$$

Na čítač TC0 (PWM) je nastaveno přerušení od přetečení, vždy když čítač přeteče je v obsluze přerušení spuštěn A/D převodník. Když je převod dokončen vyvolá se přerušení od A/D převodníku, kde je následně uložen výsledek převodu. Před samotným zobrazením hodnoty na displeji se hodnota z A/D převodníku převede na volty.

4.1.3.3 Měření proudu

Měření proudu probíhá v integrovaném obvodu INA194 od firmy Texas Instruments. Katalogové zapojení je na obr. 24.



Obr. 24. INA194 katalogové zapojení, převzato z [17]

Měření proudu se provádí na snímacím rezistoru (R_{SHUNT}), který se skládá ze čtyř paralelně zapojených odporů o hodnotě $0,1 \Omega$ a třikrát $0,033 \Omega$. Celkový odpor je tedy $10 \text{ m}\Omega$. Obvod INA194, který je napájen $3,3 \text{ V}$ má napěťové zesílení 50 a s uvedeným $10 \text{ m}\Omega$ snímacím odporem je maximální napětí na výstupu obvodu při 5 A :

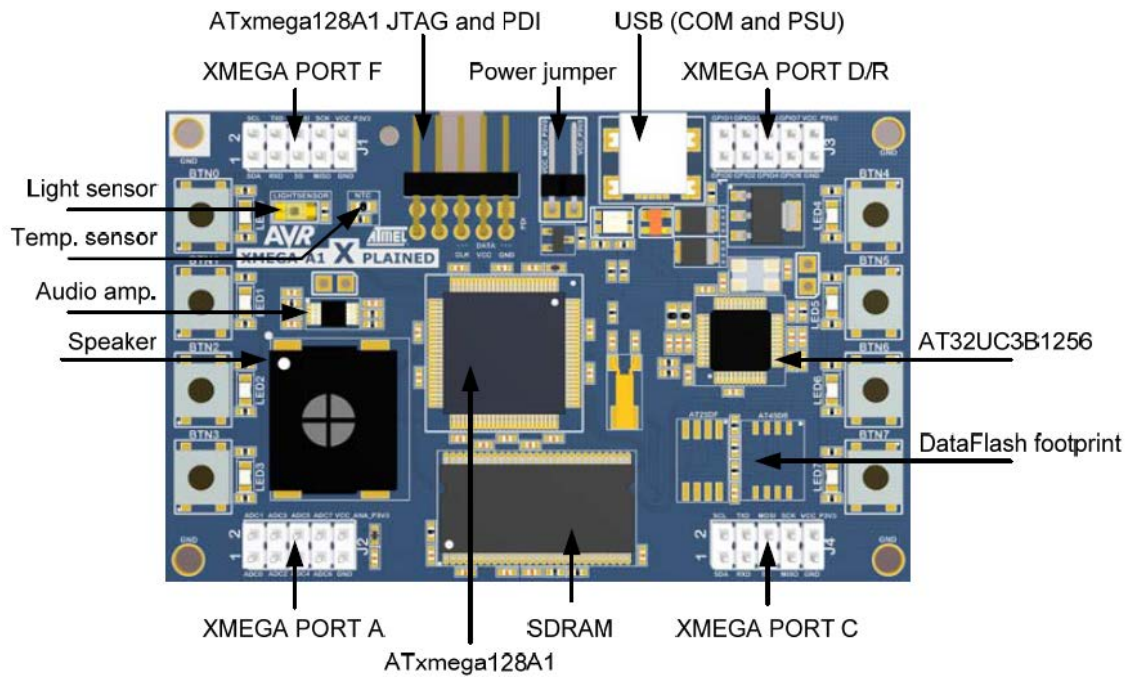
$$U_{INA194MAX} = G_{INA194} \cdot U_R = G_{INA194} \cdot (R_{SHUNT} \cdot I_{MAX}) = 2,5 \text{ V} \quad (13)$$

Z důvodu možného rušení se doporučuje vstupní filtrace u snímacího odporu. Filtr by měl proto odrušit frekvence od 1 kHz výše. Po dosazení hodnot $R_{FILTR} = 100 \Omega$ a $C_{FILTR} = 680 \text{ nF}$ do vzorce vyšla nejvyšší možná propouštěná frekvence:

$$\begin{aligned} f_{INA194(-3db)} &= \frac{1}{2\pi(2 \cdot R_{FILTR}) \cdot C_{FILTR}} = \frac{1}{2\pi(2 \cdot 100) \cdot 680 \cdot 10^{-9}} \\ &= 1170,85 \text{ Hz} \end{aligned} \quad (14)$$

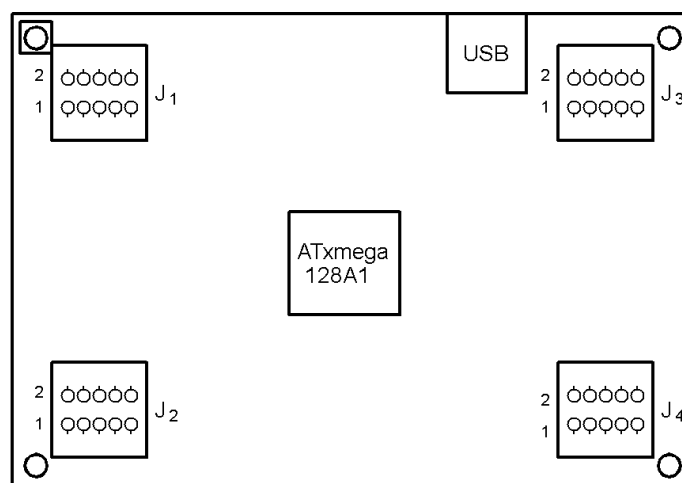
4.2 Vývojový kit XMEGA-A1 Xplained

Pro první seznámení s mikrokontrolérem ATxmega128A1 jsem použil originální vývojový kit XMEGA-A1 Xplained, který je osazen právě tímto jednočipem. Tento kit jsem vybral, protože je vybaven mnoha periferiemi, jako jsou mechanická tlačítka přímo na desce kitu, 8 led diod, piezo reproduktor, světelný a teplotní senzor, externí SDRAM a některé porty jsou vyvedeny přímo na konektory na desce. Tento kit mi tak umožnil si vyzkoušet většinu periférií mikrokontroléru. Za další výhodu považuji snadné programování přes JTAG nebo rovnou přes USB kabel bez potřeby externího programátoru. Na obr. 25 je zobrazen vývojový kit spolu s popisem některých periférií.



Obr. 25. Vývojový kit XMEGA-A1 Xplained, převzato z [18]

Po nějakém čase se dostavila myšlenka použít tento kit jako řídicí modul a realizovat spínaný zdroj stavebnicovou koncepcí. A to tak, že by se na tento kit přes konektory připojila deska s modulem spínaného zdroje a na ní pak další deska s displejem, který bude zobrazovat data pro spínaný zdroj. Na obr. 26. jsou znázorněny konektory na vývojovém kitu.



Obr. 26. Konektory na vývojovém kitu

V tab. 6. jsou uvedeny konektory J₁ až J₄ a jejich piny na kterých jsou vyznačeny funkce pro spínaný zdroj.

Konektor J ₁	Signál	Popis	Konektor J ₃	Signál	Popis
Pin 1	BackLight	Data pro displej	Pin 1		
Pin 2	D_AO	Data pro displej	Pin 2		
Pin 3	EN1	Enable pro obvod IC1	Pin 3		
Pin 4	EN2	Enable pro obvod IC2	Pin 4		
Pin 5	D_CS1B	Data pro displej	Pin 5		
Pin 6	D_MOSI	Data pro displej	Pin 6		
Pin 7	D_MISO	Data pro displej	Pin 7		
Pin 8	D_SCK	Data pro displej	Pin 8		
Pin 9	GND	Zem	Pin 9	GND	Zem
Pin 10	3,3 V	3,3 V	Pin 10	5 V	5 V
Konektor J ₂	Signál	Popis	Konektor J ₄	Signál	Popis
Pin 1			Pin 1	PWM1	PWM pro IC1
Pin 2			Pin 2	PWM2	PWM pro IC2
Pin 3			Pin 3		
Pin 4			Pin 4		
Pin 5	ADC4	Měření napětí	Pin 5	J4_SS	Data pro SD kartu
Pin 6	ADC5	Měření proudu	Pin 6	J4_MOSI	Data pro SD kartu
Pin 7			Pin 7	J4_MISO	Data pro SD kartu
Pin 8			Pin 8	J4_SCK	Data pro SD kartu
Pin 9	GND	Zem	Pin 9	GND	Zem
Pin 10	A_3,3 V	Analog 3,3 V	Pin 10	3,3 V	3,3 V

Tab. 6. Funkce jednotlivých pinů na konektorech J₁ až J₄

4.3 Uživatelské rozhraní

Uživatelským prostředím jsou myšleny následující části:

- *Displej*
- *Mechanická tlačítka pro ovládání spínaného zdroje*

4.3.1 Displej

Slouží k zobrazení důležitých údajů jako jsou hodnota výstupního napětí z A/D převodníku, střída PWM signálu, zapnutí signálu enable pro řídicí obvod a další. V realizované aplikaci je použit grafický displej EA DOGL128S-6 od firmy Electronic Assembly. Displej má rozlišení 128 x 64 pixelů a komunikuje přes SPI, takže postačí čtyři vývody pro komunikaci s mikrokontrolérem. Na obr. 27. je zobrazen displej v chodu.



Obr. 27. Displej EA DOGL128S-6, převzato z [19]

Displej má samostatné podsvícení, které má oranžovou barvu. Nastavení jasu podsvícení je řízeno pomocí PWM z mikrokontroléru. Stiskem tlačítka sw3 se zobrazí nová obrazovka na které se pomocí tlačítek sw1 a sw2 ovládá jas podsvícení.

Pro bezproblémovou komunikaci displeje s mikrokontrolérem je nutné nejprve provést inicializaci displeje a poté už je možné zapisovat data. Data jsou do displeje zapisována každých 16 mS přes přerušení.

4.3.2 Mechanická tlačítka

Mechanická tlačítka jsou součástí vývojového kitu XMEGA-A1 Xplained a slouží k ovládání spínaného zdroje. Na obr. 28. je zobrazen vývojový kit s popisem jednotlivých tlačítek.



Obr. 28. Vývojový kit s popisem tlačítek, převzato a upraveno z [18]

Tlačítko sw0 obsluhuje enable pro řídicí obvod IC2. Stiskem tohoto tlačítka se zapíše log 1 nebo log 0 na tento pin. Střída signálu PWM je řízena sw1 a sw2, které inkrementují nebo dekrementují registr CCB. Tlačítko sw3 je pro ovládání jasu, po stisku se vyvolá obrazovka s nastavením jasu podsvícení a tlačítka sw1 a sw2 se pak nastavuje síla podsvícení. Tlačítka sw4 a sw5 pak slouží pro nastavení požadované hodnoty výstupního napětí.

5 Volba součástek pro modul spínaného zdroje

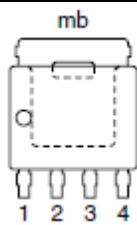
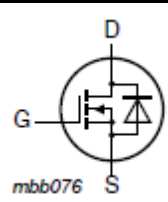
Při realizování modulu spínaného zdroje bylo velmi obtížné vybrat vhodné součástky, které by splňovaly všechny důležité požadavky pro danou aplikaci. Výběr vhodné součástky je vždy určitým kompromisem mezi několika faktory.

5.1 Volba spínacího prvku

Jako spínací prvek se obvykle používá tranzistor. Ve spínaných zdrojích se velmi často využívají dva typy tranzistorů a to MOSFET nebo IGBT.

Bipolární tranzistory s izolovaným hradlem (IGBT) jsou vlastně kombinací bipolárního a unipolárního tranzistoru. Tento typ tranzistoru spojuje jejich výhody, protože na vstupu mají vysoký vstupní odpor a na výstupu je možné je výkonově zatížit. Podstatně menší jsou také parazitní kapacity, které mají významnou roli při spínacích procesech. Moderními tranzistory typu MOSFET lze dosáhnout menších úbytků napětí v sepnutém stavu.

Rozhodl jsem se použít N-MOSFET tranzistor, který je díky malému úbytku v sepnutém stavu a rychlosti ideálním prvkem. Dnes je na trhu nepřehledné množství těchto tranzistorů, ale musí být zvolen tak, aby splňoval následující parametry. Odpor v sepnutém stavu ($R_{DS(on)}$) musí být menší než $50\text{ m}\Omega$, aby nedocházelo k vysokým tepelným ztrátám. Náboj hradla by pak neměl překročit hodnotu 30 nC . Tranzistor s takovými parametry pak není potřeba chladit pasivním chladičem. Těmto parametrů vyhovoval tranzistor PSMN028-100YS od firmy NXP Semiconductors. Tranzistor je v pouzdře LFAK, které je v tab. 7 spolu s rozmístěním jednotlivých vývodů.

Vývod	Symbol	Pouzdro LFAK (SOT669)	Schématická značka
1	Source (S)		
2	Source (S)		
3	Source (S)		
4	Gate (G)		
mb	Drain (D)		

Tab. 7. Pouzdro LFAK a rozmístění vývodů, převzato a upraveno z [20]

V tabulce 8. jsou zobrazeny základní parametry zvoleného tranzistoru.

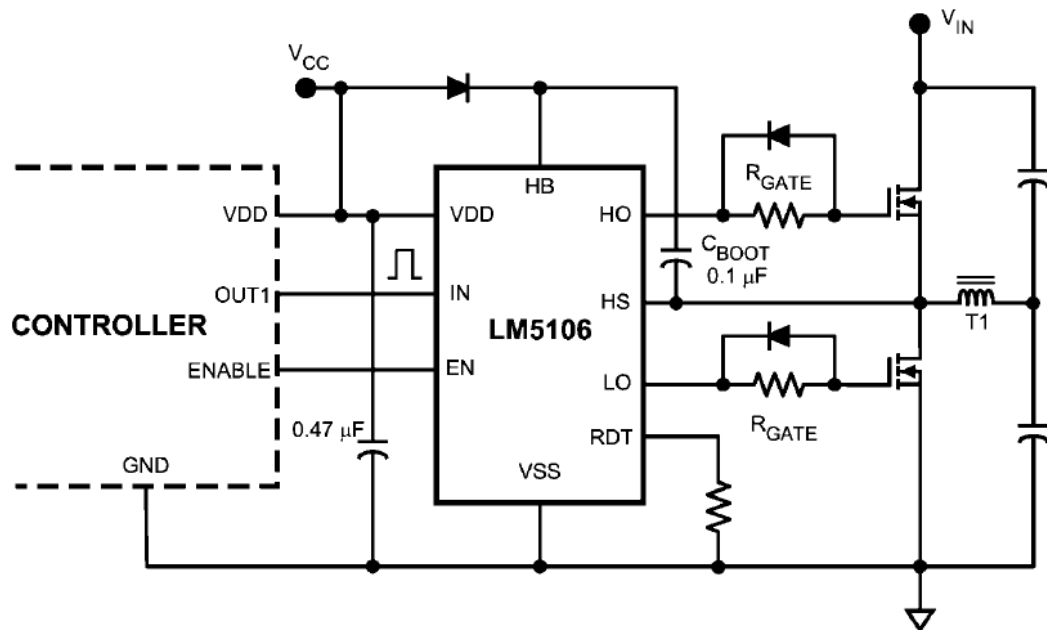
Popis veličiny	Hodnota
Napětí drain source	$V_{DS} = 100 \text{ V}$
Odpor v sepnutém stavu	$R_{DSon} = 27,5 \text{ V}$
Náboj hradla	$Q_{GD} = 10,3 \text{ nC}$
Proud drain	$I_D = 42 \text{ A}$

Tab. 8. Parametry PSMN028-100YS, převzato a upraveno z [20]

5.2 Řídící obvody

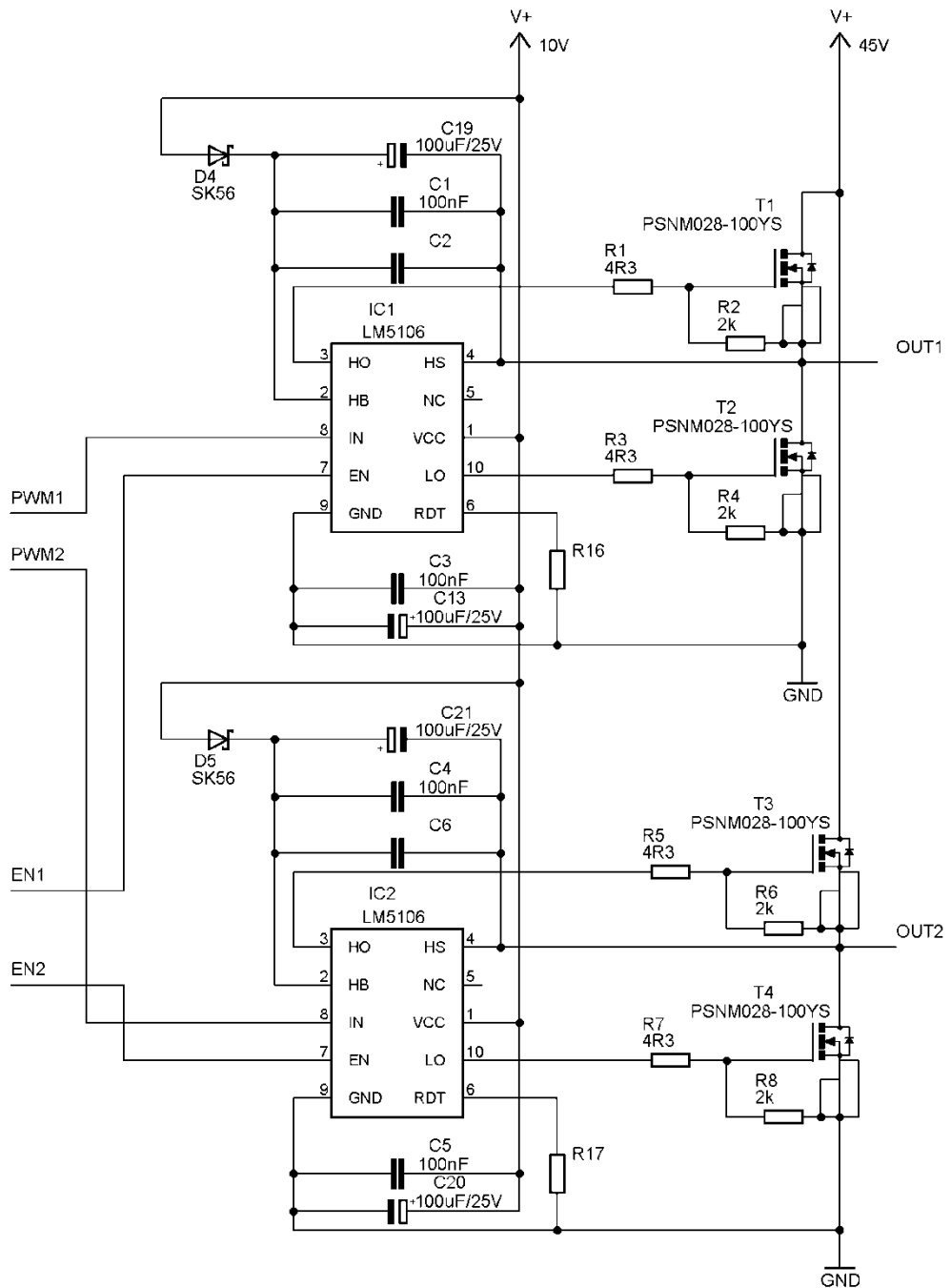
Jako řídicí obvod (tzv. driver) byl použit LM5106 od firmy Texas Instruments. Jedná se o vysokonapěťový obvod, pracující s napětím do 100V. Tento obvod má také programovatelný Dead-Time, který se nastavuje pomocí odporu připojeného na pin 6 (RDT). Hodnota tohoto odporu určuje velikost Dead-Time. Já jsem použil odpor o hodnotě 10 k Ω a Dead-Time je 115 nS. Do řídicího obvodu je přiveden signál PWM z mikrokontroléru o frekvenci $f = 31,25 \text{ kHz}$, obvod je aktivován (tzn. začne střídavě spínat tranzistory) přivedením log 1 na pin enable. Jak už bylo zmíněno, na enable je přivedena log 1 stiskem tlačítkem sw0, které je na desce vývojového kitu.

Na obr. 29. je katalogové zapojení obvodu. Zde je vidět, že se vlastně jedná o můstkové zapojení - polomost, kde jsou zapojeny dva MOSFET tranzistory, které jsou střídavě spínány, to právě zajišťuje tento obvod. Tyto tranzistory jsou označovány jako horní a dolní tranzistor (high side, low side MOSFET). Na výstupu z obou tranzistorů by měla být úroveň napětí korespondující k délce impulzu PWM.



Obr. 29. Katalogové zapojení obvodu, převzato [21]

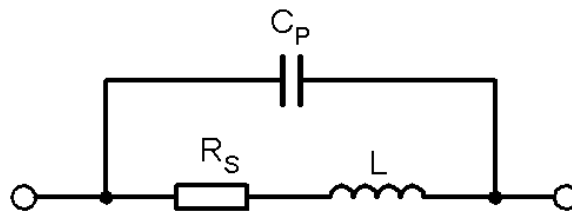
V modulu spínaného zdroje jsou použity dva řídicí obvody a tedy celkem čtyři MOSFET tranzistory. Je to z důvodu vysoké proudové zatížitelnosti, takto dosáhneme rozdělení výstupního proudu do dvou větví. Ve výkonové části, tedy za MOSFET tranzistory vše pracuje na principu snižujícího měniče. Na obr. 30. je zobrazeno zapojení řídicích obvodů a spínacích tranzistorů pro navrhovaný modul spínaného zdroje. Celkové schéma a plošný spoj navrhovaného zdroje jsou v příloze.



Obr. 30. Zapojení řídicích obvodů pro modul spínaného zdroje

5.3 Cívka

Reálná cívka nemá jen indukčnost, ale i parazitní sériový odpor a paralelní kapacitu. Schéma takovéto cívky je na obrázku 31. kde R_S je stejnosměrný sériový odpor, C_P je parazitní paralelní kapacita a L je požadovaná indukčnost.



Obr. 31. Reálná cívka s parazitními prvky

Cívka je navinuta měděným drátem o určitém průměru, takto vznikne stejnosměrný sériový odpor. Hodnota sériového odporu je v řádu setin až desetin ohmů, tento parazitní odpor způsobuje zahřívání a snižuje účinnost cívky. Díky vysoké frekvenci většiny spínaných zdrojů není parazitní kapacita příliš výrazná.

Každá cívka má maximální možný proud. Za velmi špatný jev považujeme saturaci, do které se cívka může dostat. To má za následek výrazné zmenšování indukčnosti. Je proto tedy nezbytné sledovat katalogové údaje výrobce dané cívky.

Podle provedení cívky je můžeme rozdělit na tři skupiny:

- **Radiální cívka s hrníčkovým jádrem v klasickém provedení**
- **Axiální cívka s jádrem ve tvaru válce (pouzdro podobné rezistoru o velikosti 0207)**
- **Toroidní cívka**

První dvě skupiny jsou většinou velmi levné, ale hlavní nevýhoda je jejich vyzařování do okolí, protože magnetický tok není uzavřen přes jádro cívky, jako tomu je u toroidu. Nežádoucí vyzařování může způsobovat problémy v některých aplikacích. Díky tomuto rušení se může indukovat nežádoucí napětí v blízkých vodivých cestách, kdy může být například rušen A/D převodník s vyšším rozlišením. Naproti tomu cívka s toroidním jádrem má toto vyzařování minimální, je tedy vhodná pro použití ve spínaných zdrojích.

5.3.1 Příklad výpočtu cívky

Na vypočítání cívky existuje několik způsobů. Většinou bývá pro danou aplikaci možnost výpočtu indukčnosti přes výrobcem dodávaný software. Takovýto program pro výpočet indukčnosti jsem použil. Na stránkách výrobce Texas Instruments je software pro výpočet indukčnosti měniče step-down. Na obr. 32. je screenshot z programu.

Power Stage Designer™ Tool - Buck

File Topology Help

Design Values

Minimum Input Voltage: V

Maximum Input Voltage: V

Output Voltage: V

Output Current: A

Switching Frequency: kHz

Diode Voltage Drop: V

Inductor Current Ripple: %

Recommended Value

Calculated Inductance: **86.72** μH

Choose Value

Choose Inductance: μH

Calculated Values

Period:	32.26 μs	Input Power:	150.10 W	Input Current:	4.55 A
Duty Cycle:	90.97 %	Output Power:	150.00 W	Current Ripple:	0.88 A
On-Time:	29.34 μs	Diode Losses:	0.10 W		
Off-Time:	2.91 μs				
Zero-Time:	0.00 μs				

[Link to TI Power Management Products](#)

Info

TEXAS INSTRUMENTS

Obr. 32. Software pro výpočet indukčnosti, převzato a upraveno z [22]

Po dosažení hodnot navrhovaného měniče je indukčnost vypočítána. Tento výpočet jsem opakoval pro několik hodnot výstupního napětí a proudu, abych pokryl celý rozsah výstupních napětí a proudů navrhovaného zdroje. V tab. 9. jsou zobrazeny hodnoty cívky pro změnu výstupního napětí z 30 V až po 1 V, při konstantním výstupním proudu proud 5A. Výsledná cívka je průměr z vypočtených hodnot indukčností v daném rozsahu výstupních hodnot.

Parametr	Veličina	Hodnoty						
Minimum Input Voltage	V	33	33	33	33	33	33	33
Maximum Input Voltage	V	41	41	41	41	41	41	41
Output voltage	V	30	25	20	15	10	5	1
Output Current	A	5	5	5	5	5	5	5
Switching Freq.	kHz	31	31	31	31	31	31	31
Diode voltage drop	V	0,22	0,22	0,22	0,22	0,22	0,22	0,22
Inductor current ripple	%	60	60	60	60	60	60	60
Calculated inductance	uH	86,72	105,26	110,77	103,23	82,65	49,02	12,73
Choose Inductance	uH	100	100	100	100	100	100	100
Period	uS	32,26	32,26	32,26	32,26	32,26	32,26	32,26
Duty Cycle	%	90,97	75,92	60,87	45,82	30,76	15,71	3,67
On-Time	uS	29,34	24,49	19,63	14,78	9,92	5,07	1,18
Off-Time	uS	2,91	7,77	12,62	17,48	22,33	27,19	31,07
Zero-Time	uS	0	0	0	0	0	0	0
Input Power	W	150,1	125,26	100,43	75,6	50,76	25,93	6,06
Output Power	W	150	125	100	75	50	25	5
Diode Losses	W	0,1	0,26	0,43	0,6	0,76	0,93	1,06
Input Current	A	4,55	3,8	3,04	2,29	1,54	0,79	0,18
Current Ripple	A	0,88	1,96	2,55	2,66	2,28	1,42	0,38
Výsledná indukčnost	uH	78,62571						

Tab. 9. Výpočet indukčnosti pro rozsah výstupního napětí od 30 – 1 V, při konstantním proudu 5 A

Další vypočítané indukčnosti pro různé rozsahy výstupního napětí a proudu jsou v tabulkách v příloze A.

Do modulu spínaného zdroje jsem použil dvě cívky o hodnotách 560 uH a 220 uH, kde cívka o hodnotě 560 uH je pro rozsah proudu od 0 do 2 A. Cívka s indukčností 220 uH pokryje rozsah od 2 do 5 A.

Pro úplnost zde ještě uvádím příklad výpočtu indukčnosti pro hodnoty:

$$U_{IN} = 45 \text{ V}$$

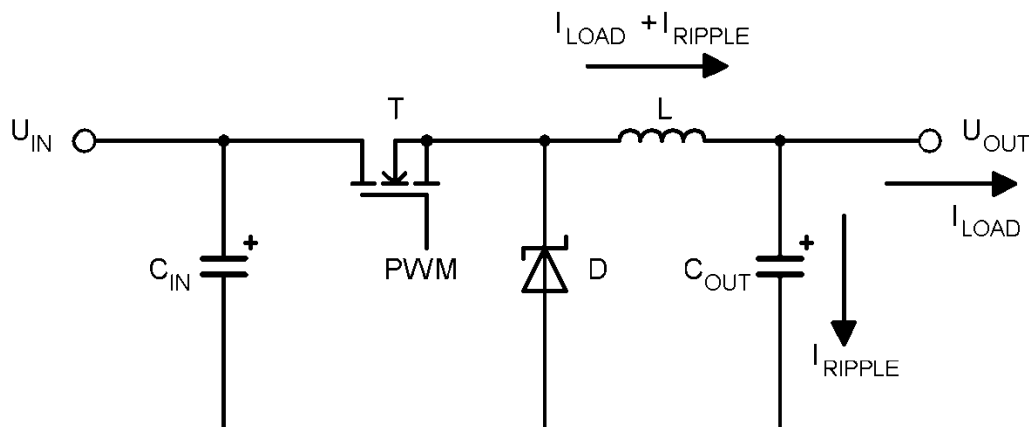
$$U_{OUT} = 30 \text{ V}$$

$$I_{LOAD} = 5 \text{ A}$$

$$f_{SW} = 31 \text{ kHz}$$

$$I_{RIPPLE} = 0,3 * I_{LOAD}, \text{ typicky je } 30 \%$$

Na obr. 33. je schéma měniče step-down s vyznačenými veličinami a proudy pro výpočet indukčnosti.



Obr. 33. Schéma měniče Step-down s vyznačenými proudy pro výpočet indukčnosti [23]

Příklad výpočtu indukčnosti je uveden v rovnicích níže. Kde I_{RIPPLE} je proud cívkou (Inductor Current Ripple), který vytváří proudové špičky. Typicky je tento proud 30 % z výstupního proudu, pro naši aplikaci je dostačujících 60%.

$$I_{RIPPLE} = 0,6 \cdot I_{LOAD} = 0,6 \cdot 5 = 3$$

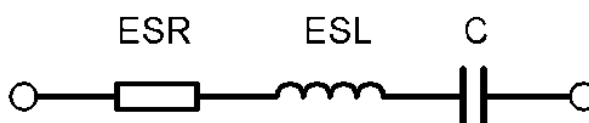
$$U_L = L \cdot \frac{\Delta I}{\Delta T}$$

$$D = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = \frac{30}{45} = 0,666 \quad (15)$$

$$L = \frac{(U_{IN} - U_{OUT}) \cdot \left(\frac{D}{f_{SW}}\right)}{I_{RIPPLE}} = \frac{(45 - 30) \cdot \left(\frac{0,666}{31 \cdot 10^3}\right)}{3} = 107,516 \mu H$$

5.4 Kondenzátory

Kondenzátor podobně jako cívka nemá pouze kapacitu, ale i parazitní sériový odpor a indukčnost, schéma reálného kondenzátoru je na obr. 34., kde ESR je ekvivalentní parazitní sériový odpor, ESL je ekvivalentní parazitní sériová indukčnost a C je požadovaná kapacitní složka.



Obr. 34. Reálný kondenzátor s parazitními prvky

Největší parazitní složkou je sériový odpor (ESR). Tato složka se ve výstupním filtru projevuje vyšším zvlněním výstupního napětí, to se projevuje na kratší životnosti kondenzátoru a tedy i celého regulátoru. Je to dáno tím, že kondenzátorem protéká nabíjecí a vybíjecí pracovní proud, který má pracovní kmitočet zdroje a kondenzátor se vlivem sériového odporu zahřívá. Klasické elektrolytické kondenzátory o kapacitách 100 až 1000 μF mají hodnoty ESR kolem 0,5 do 0,1 Ω . Ve spínaných zdrojích se používají speciální elektrolytické kondenzátory s co nejnižším ESR (označují se jako low-ESR). Takovéto kondenzátory jsou určeny pro vysoké frekvence a mají v rozsahu 100 až 1000 μF mnohem nižší ESR a to pod 0,1 Ω .

Ekvivalentní parazitní sériová indukčnost (ESL) je hlavně dána konstrukcí kondenzátoru. Zde opět platí, že čím je tato hodnota menší tím lepší. Tato složka, ale není příliš významná pro frekvence, které jsou typické pro spínané kondenzátory. Přesto může způsobovat napěťové špičky na výstupu regulátoru. Tyto špičky lze potlačit fóliovým kondenzátorem o kapacitě 100 až 300 nF, který se připojí paralelně s výstupem zdroje.

Z důvodu vysokého pracovního kmitočtu jsem zvolil jak vstupní tak výstupní kondenzátory s nízkým sériovým odporem. Na výstupu je šestice kondenzátorů o kapacitě 470 $\mu\text{F}/50\text{ V}$, které jsou zapojeny paralelně, to je z důvodu velkého proudového zatížení. Na vstupu 45 V jsou paralelně zapojeny kondenzátory o kapacitě 1 mF/50 V. Všechny tyto kondenzátory jsou od firmy Samwha a jsou s nízkým sériovým odporem (low-ESR).

5.5 Diody

Ve spínaných zdrojích se většinou používají Schottky diody, u kterých nás zajímá několik parametrů:

- **Čas zotavení – recovery time, t_R**

Tento parametr je velmi důležitý údaj vzhledem k frekvenci spínaných zdrojů. V tomto časovém intervalu vede dioda v obou směrech a určitou dobu jí trvá, než se obnoví diodový jev. Rychlé Schottky diody mají tento t_R v řádu několika nanosekund.

- **Maximální závěrné napětí – reverse voltage, U_R**

Je nutné vybrat diodu se správným závěrným napětím, aby nedošlo ke zničení diody.

- **Napětí v propustném směru – forward voltage, U_F**

Řádově je toto napětí nižší než u křemíkových diod.

- **Proud v propustném směru – forward current , I_F**

To je maximální možný proud v propustném směru. Překročením této hodnoty může dojít ke zničení diody.

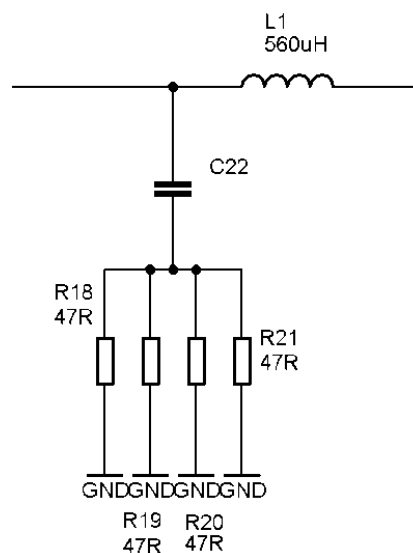
Do modulu spínaného zdroje jsem zvolil Schottky diodu SK56C, která je v pouzdru SCM. Její základní parametry jsou v tab. 10.

Popis veličiny	Hodnota
Maximální závěrné napětí	$U_R = 60 \text{ V}$
Napětí v propustném směru	$U_F = 0,75 \text{ V}$
Proud v propustném směru	$I_F = 5 \text{ A}$

Tab. 10. Základní parametry SK56C, převzato a upraveno z [24]

5.6 Tlumič

Tlumič je zapojen na výstupu tranzistorů hned u Schottky diody v každé větvi. Na Schottky diodě mohou vzniknout zákmity, které by měl odstranit tlumič. Tlumič má v každé větvi jinou hodnotu, která se odvíjí od hodnoty zapojené cívky. Na obr. 35. je schéma tlumiče.



Obr. 35. Schéma tlumiče

Výpočet kondenzátoru C_{22} pro tlumič s cívkou $L_1 = 560 \text{ uH}$, při $f = 31 \text{ kHz}$:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{22}L_1}} \quad (26)$$

$$C_{22} = \frac{1}{(2\pi)^2 \cdot f \cdot L_1} = \frac{1}{(2\pi)^2 \cdot 31000 \cdot 560 \cdot 10^{-6}} = 47 \text{ nF}/50 \text{ V}$$

Výpočet kondenzátoru C_{23} pro tlumič s cívkou $L_2 = 220 \text{ uH}$, při $f = 31 \text{ kHz}$:

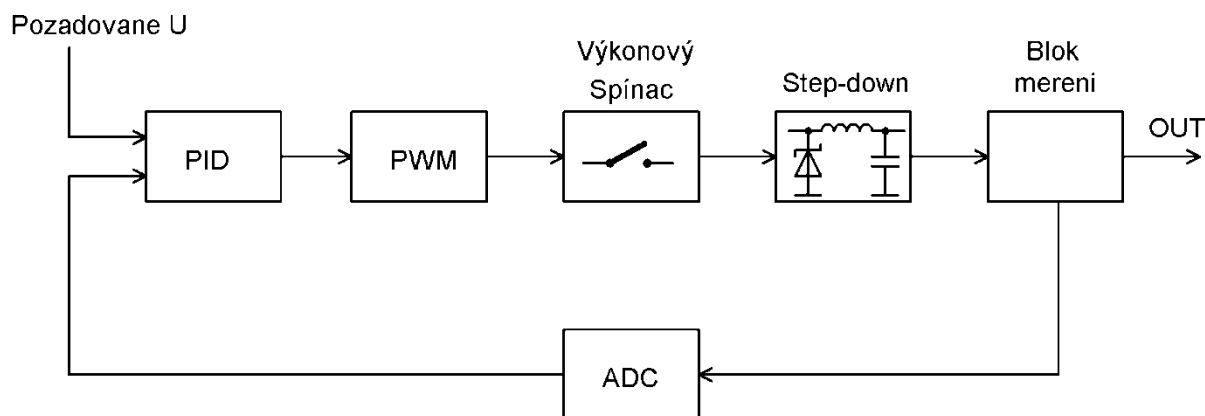
$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{23}L_2}} \quad (37)$$

$$C_{23} = \frac{1}{(2\pi)^2 \cdot f \cdot L_2} = \frac{1}{(2\pi)^2 \cdot 31000 \cdot 220 \cdot 10^{-6}} = 119 \text{ nF}/50 \text{ V}$$

6 Princip regulace

Regulace výstupního napětí je realizována pomocí mikrokontroléru, který generuje PWM signál a ten řídí dobu sepnutí MOSFET tranzistorů.

Řízení výstupního napětí je založeno na PID regulátoru. Blokové schéma navržené regulační smyčky je na obr. 36.



Obr. 36. Blokové schéma regulační smyčky

Do PID regulátoru vstupuje požadovaná hodnota, kterou nastavíme tak, jak chceme mít velké výstupní napětí. Nastavení výstupního napětí je realizováno tlačítky sw4 a sw5 na vývojovém kitu, tato nastavená hodnota napětí je zobrazována na displeji. Zároveň do regulátoru vstupuje měřený výstup, který je A/D převodníkem převeden na hodnotu typu integer. Výstupní napětí je rovněž zobrazeno na displeji. Rozdílem obou vstupujících hodnot vzniká regulační odchylka, která je zpracovávána jednotlivými bloky PID regulátoru. Z výstupu regulátoru dostáváme akční veličinu, která je uložena do registru CCB. Změnou hodnoty tohoto registru se změní střída PWM signálu, který následně řídí spínání MOSFET tranzistorů.

7 Konstrukce

Schémata a desky plošných spojů jsou navrženy v programu EAGLE 6.1. Modul spínaného zdroje je zhotoven na oboustranné desce o rozměrech 156 x 85 mm. Ve vrstvě TOP je osazena měřicí část a po celé desce je rozlita analogová zem. Ve vrstvě BOTTOM je silová část zdroje a řídicí obvody pro MOSFET tranzistory. Deska je převážně osazena SMD součástkami, výjimku tvoří elektrolytické kondenzátory a cívky, které jsou vývodové.

Modul spínaného zdroje je přes konektory typu header připojen do vývojového kitu XMEGA-A1 Xplained, kde je řídicí mikrokontrolér.

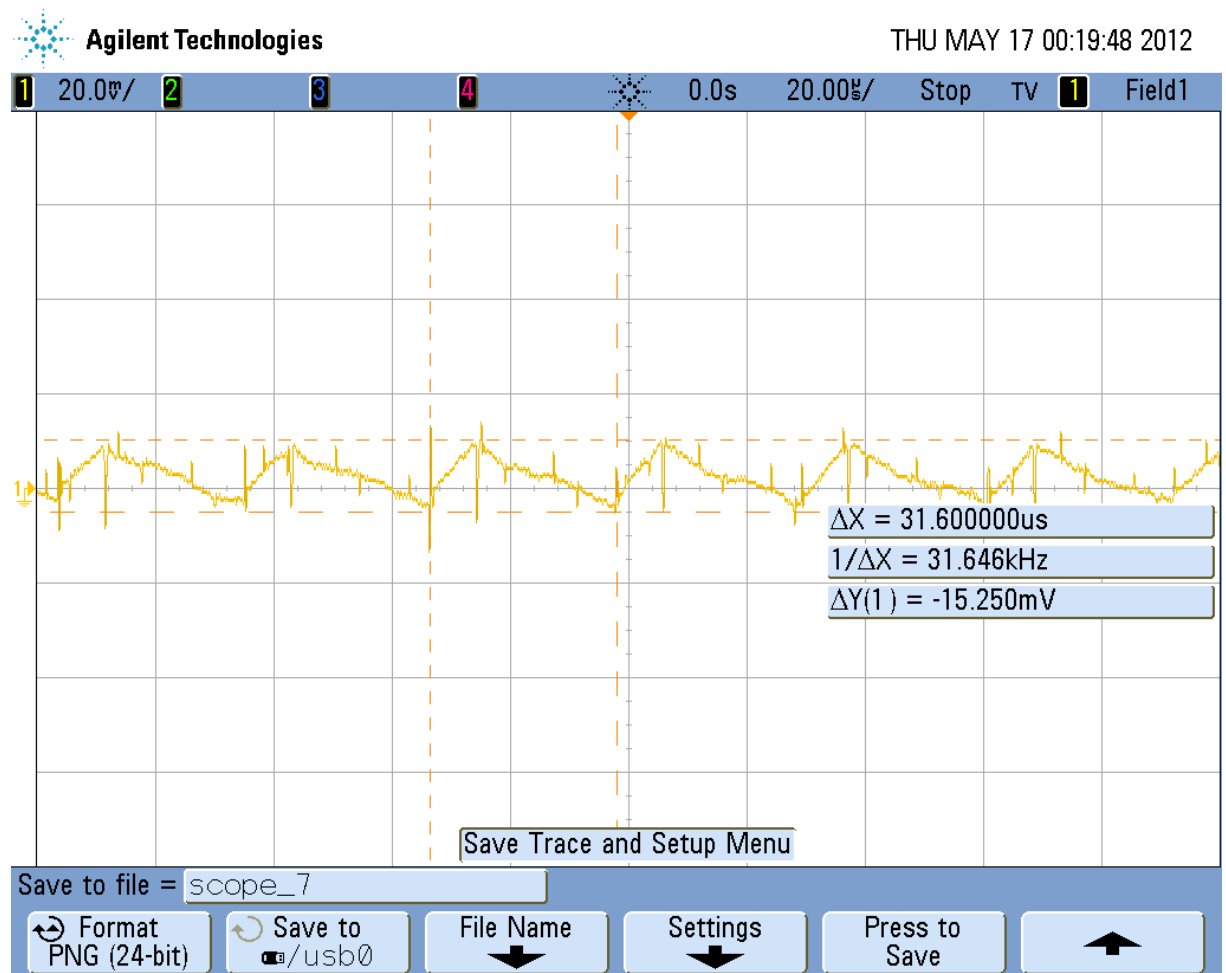
Displej je na jednostranné desce o rozměrech 58 x 85 mm, i zde byly použity SMD součástky pro povrchovou montáž. Deska je opět spojena s modulem spínaného zdroje přes konektory typu header.

Všechny plošné spoje jsou opatřeny konstrukčními otvory o průměru 3 mm (například pro distanční sloupky).

8 Měření

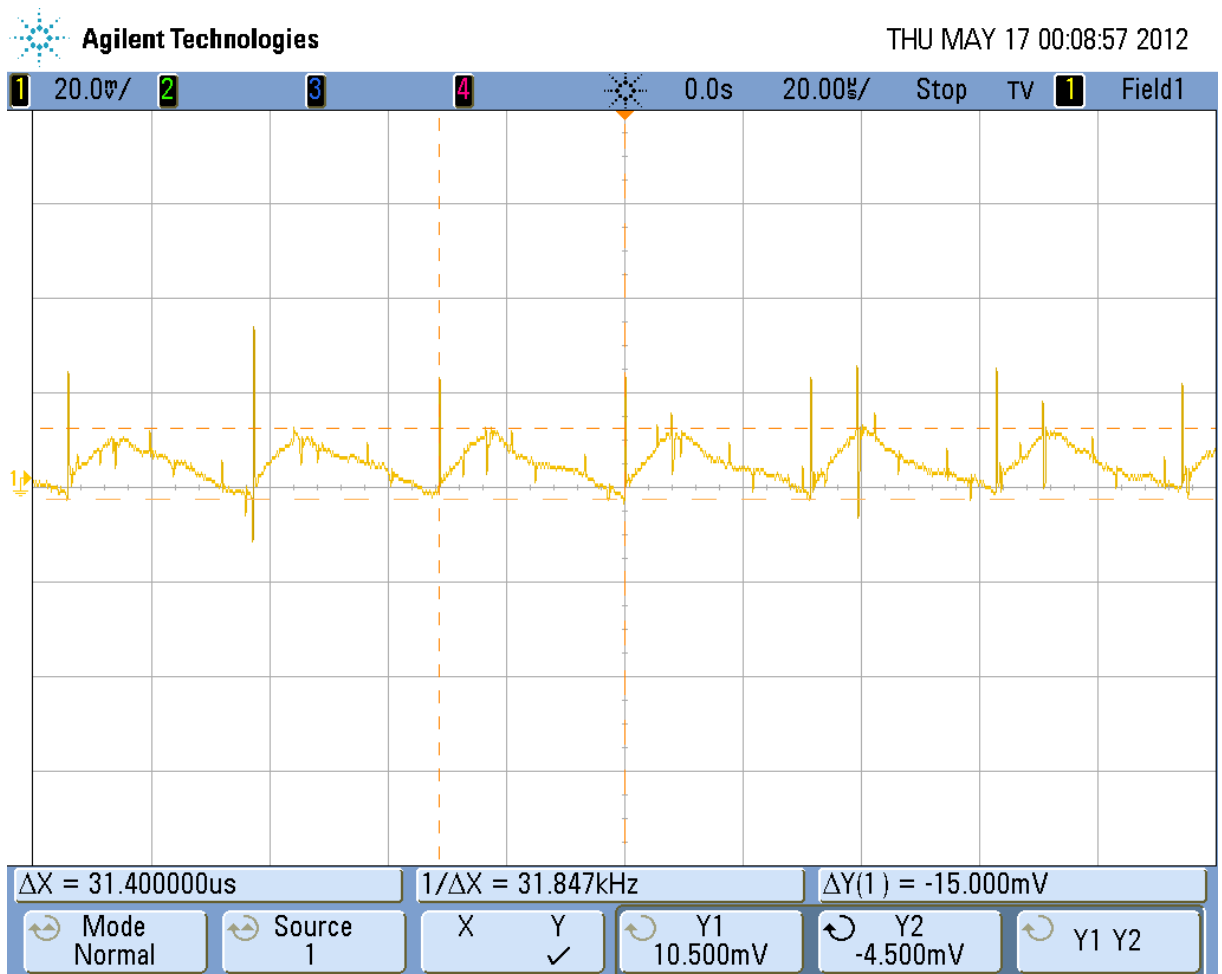
Z důvodu velkého rušení na výstupu způsobeného PID regulátorem jsem mohl změřit výstupní ripple bez regulační smyčky.

Na obr. 37. je změřen výstupní ripple se zátěží 120 Ω , střídou signálu PWM 25 % a bez zapojeného tlumiče. Ripple jsem naměřil 15,25 mV.



Obr. 37. Výstupní ripple bez tlumiče

Na obr. 38. je změřen výstupní ripple se zátěží $120\ \Omega$, střídou signálu PWM 25 % a se zapojeným tlumičem. Ripple jsem naměřil 15 mV.



Obr. 38. Výstupní ripple s tlumičem

Závěr

V této práci jsem se nezabýval pouze teoretickým návrhem spínaného zdroje, ale i praktickou realizací funkčního zařízení.

V úvodu jsem se zabýval teorií spínaných zdrojů, jejich dělením a základními parametry.

V další kapitole jsou detailně popsány napěťové měniče. Zejména jsem zde popsal základní dělení s následným detailnějším popisem každé skupiny. Nedílnou součástí této kapitoly byl důkladný popis napěťového měniče typu step-down, díky tomu jsem získal teoretický základ pro návrh modulu spínaného zdroje, ve kterém je tento typ měniče obsažen.

Velká část práce pojednává o praktické realizaci modulu spínaného zdroje. Po prostudování literatury ke spínaným zdrojům jsem se s vedoucím práce a konzultantem domluvil na realizaci obvodového řešení spínaného zdroje. Byly použity dva řídicí obvody a tedy celkem čtyři spínací tranzistory, tím dosáhneme rozdělení výstupního proudu do dvou větví. Za tranzistory MOSFET následuje měnič step-down.

Dále se v práci zabývám výběrem vhodných součástek pro spínaný zdroj. Pro realizaci modulu spínaného zdroje byl velmi složitý výběr součástek.

Konstrukce spínaného zdroje je řešena stavebnicovou koncepcí. Řídicí modul spínaného zdroje obsahuje mikrokontrolér s ovládacími tlačítky, který je na samostatné desce. Tento řídicí modul je originální vývojový kit XMEGA-A1 Xplained od firmy Atmel. Na samostatné desce je i modul spínaného zdroje, který je spojen s řídicím modulem přes konektory typu header. Tak je tomu i pro desku s displejem, která je opět spojena přes konektory header s modulem spínaného zdroje. Stavebnicová koncepce umožňuje velkou variabilitu výměny mikrokontroléru a displeje například za novější typy, stačí pouze dodržet správné rozmístění konektorů typu header.

V mikroprocesoru byl úspěšně naprogramován signál PWM, který změnou střídy řídí spínání tranzistorů. Tímto jsem si ověřil správnost funkce napěťového měniče, který pracuje bezchybně. Z toho vyplývá, že měnič je navržen správně.

Řízení výstupního napětí je založeno na PID regulátoru, který je naprogramován v mikrokontroléru. Regulační smyčku jsem v mikrokontroléru zprovoznil, ale na výstupu bylo značné rušení. Během vývoje byly provedeny různé úpravy, například použití tlumiče na výstupu, které měly rušení odstranit.

Tato práce byla koncipována jako prototyp pro další úpravy a testování. Upravením a doladěním PID regulátoru a odstraněním rušení bychom na výstupu dosáhli příznivějších výsledků.

Použitá literatura

- [1] HAMMERBAUER, J. *Elektronické napájecí zdroje a akumulátory*. Plzeň: Západočeská univerzita, 1998. ISBN 80-7082-411-5.
- [2] KREJČÍŘÍK, A. *Napájecí zdroje I.: Základní zapojení analogových a spínaných napájecích zdrojů*. Praha: BEN-technická literatura, 1998. ISBN 80-86056-02-3.
- [3] KREJČÍŘÍK, A. *Napájecí zdroje II.: Integrované obvody ve spínaných zdrojích*. Praha: BEN-technická literatura, 2000. ISBN 80-86056-03-1.
- [4] FAKTOR, Z. *Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje*. Praha: BEN-technická literatura, 2002. ISBN 80-86056-91-0.
- [5] KREJČÍŘÍK, A. *DC/DC Měníče*. Praha: BEN-technická literatura, 2001. ISBN 80-7300-045-8.
- [6] BRTNÍK, B. a MATOUŠEK, D. *Mikroprocesorová technika: Práce s mikrokontroléry řady ATMEL AVR ATXmega A4*. Praha: BEN - technická literatura, 2011. ISBN 978-80-7300-406-4.
- [7] KREJČÍŘÍK, A. *Napájecí zdroje III.díl*. Praha: BEN-technická literatura, 1999, 350 s. ISBN 80-860-5656-2.
- [8] FAKTOR, Z. *Transformátory a cívky*. Praha: BEN-technická literatura, 1999, 392 s. ISBN 80-860-5649-X..
- [9] HEROUT, Pavel. *Učebnice jazyka C*. 5. vyd. České Budějovice: Kopp, 2008, 271, viii s. ISBN 978-80-7232-351-7.
- [10] MATOUŠEK, David. *Práce s inteligentními displeji LCD: [znakové a grafické displeje, přípravy a programy]*. 1 vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2006, 222 s. ISBN 80-730-0121-7.
- [11] KREJČÍŘÍK, Alexandr. Spínané zdroje. *Konstrukční elektronika: A Radio*. 2000, 3, 4.
- [12] TOMLAIN, Ján. Procesory radu AVR XMEGA krok za krokem. *Praktická elektronika: A Radio*. 2010 - 2011, 11, 12, 1, 2, 3, 4, 5, 6.
- [13] VLČEK, Jiří. Laboratorní zdroj 30V/5A se snižujícím měničem. *Konstrukční elektronika: A Radio*. 2004, č. 4.
- [14] Texas Instruments. *OPA330* [online]. 2012 [cit. 2012-04-08]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa330.pdf>
- [15] Atmel. *ATxmega128A1U* [online]. 2010 [cit. 2012-04-25]. Dostupné z: <http://www.atmel.com/Images/doc8385.pdf>

- [16] Atmel. *ATxmega128A1U* [online]. 2009 [cit. 2012-04-25]. Dostupné z: <http://www.atmel.com/Images/doc8331.pdf>
- [17] Texas Instruments. *INA194* [online]. 2011 [cit. 2012-01-10]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina194.pdf>
- [18] Atmel. *XMEGA-A1 Xplained* [online]. 2011 [cit. 2012-02-15]. Dostupné z: <http://www.atmel.com/Images/doc8370.pdf>
- [19] Electronic Assembly. *EA DOGL128-6* [online]. 2012 [cit. 2012-03-21]. Dostupné z: <http://www.lcd-module.com/eng/pdf/grafik/dogl128-6e.pdf>
- [20] NXP Semiconductors. *PSMN028-100YS* [online]. 2010 [cit. 2011-12-10]. Dostupné z: http://www.nxp.com/documents/data_sheet/PSMN028-100YS.pdf
- [21] Texas Instruments. *LM5106* [online]. 2011 [cit. 2012-03-01]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5106.pdf>
- [22] Texas Instruments. *POWERSTAGE-DESIGNER: Power Stage Designer of Most Commonly Used Switchmode Power Supplies* [online]. 2010 [cit. 2012-01-018]. Dostupné z: <http://www.ti.com/tool/powerstage-designer#descriptionArea>
- [23] Microchip. *Buck Converter Design Example* [online]. 2006 [cit. 2011-12-03]. Dostupné z: http://satcom.tonnarelli.com/files/smpps/SMPSBuckDesign_031809.pdf
- [24] GME. *SK56C* [online]. 2008 [cit. 2012-04-02]. Dostupné z: <http://www.gme.cz/dokumentace/920/920-107/dsh.920-107.1.pdf>
- [25] Microchip. *Buck Converter Design Example* [online]. 2006 [cit. 2011-12-03]. Dostupné z: http://satcom.tonnarelli.com/files/smpps/SMPSBuckDesign_031809.pdf
- [26] MULTICOMP. *MCAP115018047A-221MU* [online]. 2011 [cit. 2012-04-15]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1323794.pdf>
- [27] MULTICOMP. *MCAP115018077A-561LU* [online]. 2011 [cit. 2012-04-15]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1323796.pdf>

Seznam příloh

Příloha A: Vypočítané indukčnosti pro různé rozsahy výstupního napětí a proudu

Příloha B: Schéma navrhovaného modulu spínaného zdroje

Příloha C: Modul spínaného zdroje ze strany spojů

Příloha D: Modul spínaného zdroje ze strany součástek

Příloha E: Osazovací plán modulu spínaného zdroje

Příloha A: Vypočítané indukčnosti pro různé rozsahy výstupního napětí a proudu

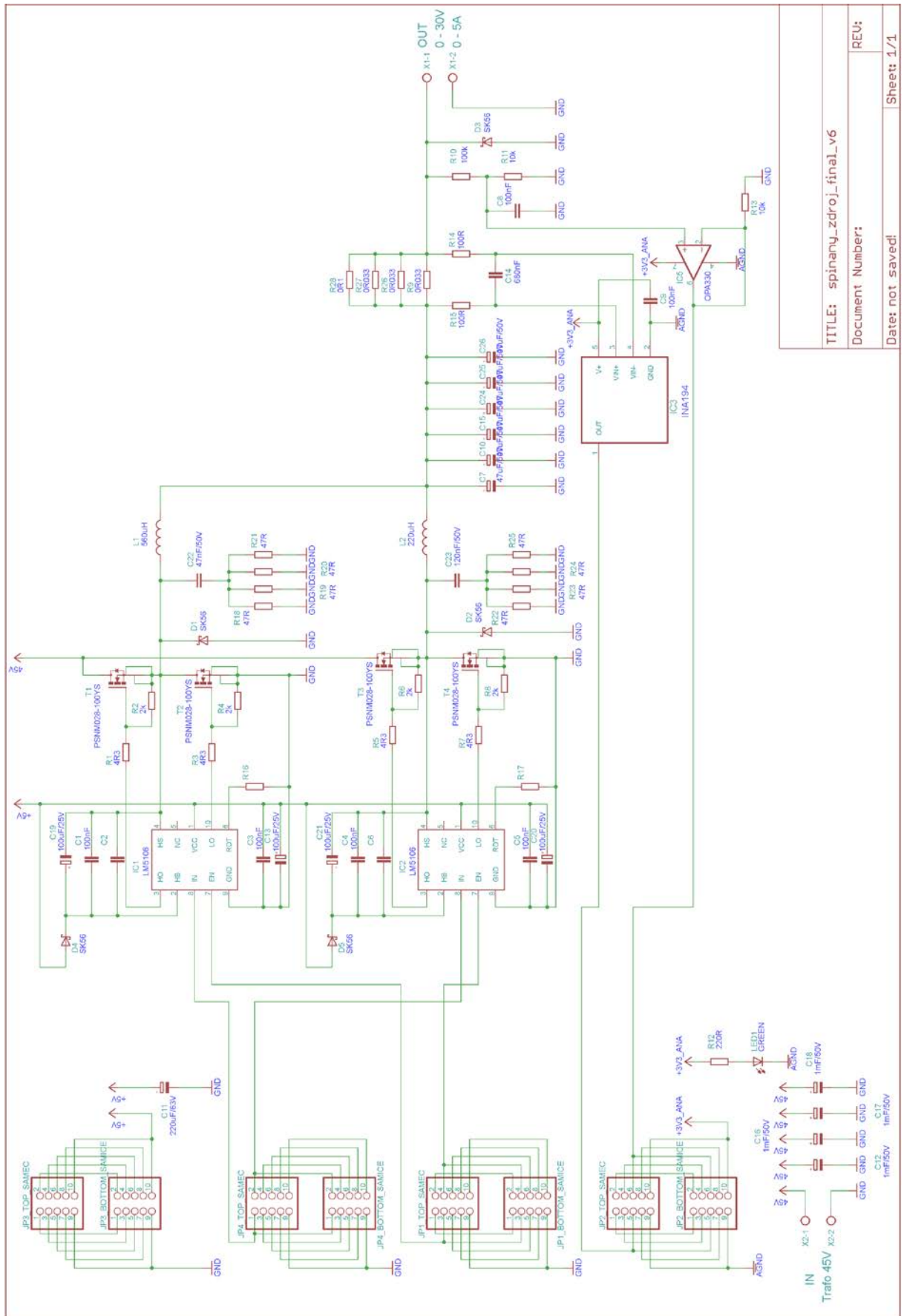
Parametr	Veličina	Hodnoty						
Minimum Input Voltage	V	33	33	33	33	33	33	33
Maximum Input Voltage	V	41	41	41	41	41	41	41
Output voltage	V	30	25	20	15	10	5	1
Output Current	A	1	1	1	1	1	1	1
Switching Freq.	kHz	31	31	31	31	31	31	31
Diode voltage drop	V	0,22	0,22	0,22	0,22	0,22	0,22	0,22
Inductor current ripple	%	60	60	60	60	60	60	60
Calculated inductance	uH	433,58	526,31	553,83	516,14	413,23	245,1	63,65
Choose Inductance	uH	100	100	100	100	100	100	100
Period	uS	32,26	32,26	32,26	32,26	32,26	32,26	32,26
Duty Cycle	%	90,97	75,92	53,88	39,73	28,8	15,71	3,67
On-Time	uS	29,34	24,49	17,38	12,81	9,29	5,07	1,18
Off-Time	uS	2,91	7,77	11,17	15,16	20,91	27,19	31,07
Zero-Time	uS	0	0	3,7	4,29	2,06	0	0
Input Power	W	30,02	25,05	20,09	15,12	10,15	5,19	1,21
Output Power	W	30	25	20	15	10	5	1
Diode Losses	W	0,02	0,05	0,09	0,12	0,15	0,19	0,21
Input Current	A	0,91	0,76	0,61	0,46	0,31	0,16	0,04
Current Ripple	A	0,88	1,96	2,26	2,31	2,14	1,42	0,38
Výsledná indukčnost	uH	393,12						

Parametr	Veličina	Hodnoty						
Minimum Input Voltage	V	33	33	33	33	33	33	33
Maximum Input Voltage	V	41	41	41	41	41	41	41
Output voltage	V	30	25	20	15	10	5	1
Output Current	A	2	2	2	2	2	2	2
Switching Freq.	kHz	31	31	31	31	31	31	31
Diode voltage drop	V	0,22	0,22	0,22	0,22	0,22	0,22	0,22
Inductor current ripple	%	60	60	60	60	60	60	60
Calculated inductance	uH	216,79	263,16	276,92	258,07	206,61	122,55	31,83
Choose Inductance	uH	100	100	100	100	100	100	100
Period	uS	32,26	32,26	32,26	32,26	32,26	32,26	32,26
Duty Cycle	%	90,97	75,92	60,87	45,82	30,76	15,71	3,67
On-Time	uS	29,34	24,49	19,63	14,78	9,92	5,07	1,18
Off-Time	uS	2,91	7,77	12,62	17,48	22,33	27,19	31,07
Zero-Time	uS	0	0	0	0	0	0	0
Input Power	W	60,04	50,11	40,17	30,24	20,3	10,37	2,42
Output Power	W	60	50	40	30	20	10	2
Diode Losses	W	0,04	0,11	0,17	0,24	0,3	0,37	0,42
Input Current	A	1,82	1,52	1,22	0,92	0,62	0,31	0,07
Current Ripple	A	0,88	1,96	2,55	2,66	2,28	1,42	0,38
Výsledná indukčnost	uH	196,56						

Parametr	Veličina	Hodnoty						
Minimum Input Voltage	V	33	33	33	33	33	33	33
Maximum Input Voltage	V	41	41	41	41	41	41	41
Output voltage	V	30	25	20	15	10	5	1
Output Current	A	3	3	3	3	3	3	3
Switching Freq.	kHz	31	31	31	31	31	31	31
Diode voltage drop	V	0,22	0,22	0,22	0,22	0,22	0,22	0,22
Inductor current ripple	%	60	60	60	60	60	60	60
Calculated inductance	uH	144,53	175,44	184,61	172,05	137,74	81,7	21,22
Choose Inductance	uH	100	100	100	100	100	100	100
Period	uS	32,26	32,26	32,26	32,26	32,26	32,26	32,26
Duty Cycle	%	90,97	75,92	60,87	45,82	30,76	15,71	3,67
On-Time	uS	29,34	24,49	19,63	14,78	9,92	5,07	1,18
Off-Time	uS	2,91	7,77	12,62	17,48	22,33	27,19	31,07
Zero-Time	uS	0	0	0	0	0	0	0
Input Power	W	90,06	75,16	60,26	45,36	30,46	15,56	3,64
Output Power	W	90	75	60	45	30	15	3
Diode Losses	W	0,06	0,16	0,26	0,36	0,46	0,56	0,64
Input Current	A	2,73	2,28	1,83	1,37	0,92	0,47	0,11
Current Ripple	A	0,88	1,96	2,55	2,66	2,28	1,42	0,38
Výsledná indukčnost	uH	131,0414286						

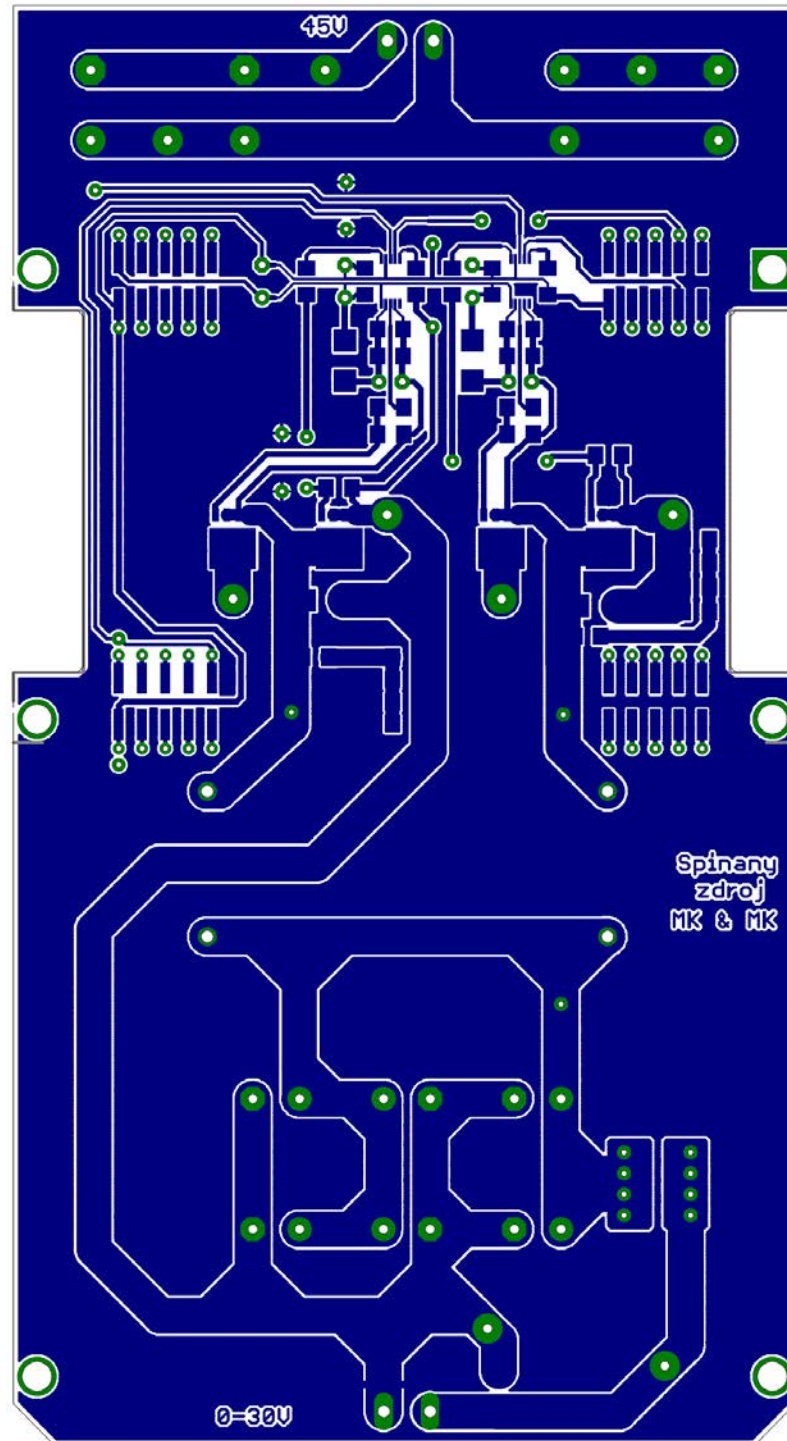
Parametr	Veličina	Hodnoty						
Minimum Input Voltage	V	33	33	33	33	33	33	33
Maximum Input Voltage	V	41	41	41	41	41	41	41
Output voltage	V	30	25	20	15	10	5	1
Output Current	A	4	4	4	4	4	4	4
Switching Freq.	kHz	31	31	31	31	31	31	31
Diode voltage drop	V	0,22	0,22	0,22	0,22	0,22	0,22	0,22
Inductor current ripple	%	60	60	60	60	60	60	60
Calculated inductance	uH	108,39	151,58	138,46	129,03	103,31	61,28	15,91
Choose Inductance	uH	100	100	100	100	100	100	100
Period	uS	32,26	32,26	32,26	32,26	32,26	32,26	32,26
Duty Cycle	%	90,97	75,92	60,87	45,82	30,76	15,71	3,67
On-Time	uS	29,34	24,49	19,63	14,78	9,92	5,07	1,18
Off-Time	uS	2,91	7,77	12,62	17,48	22,33	27,19	31,07
Zero-Time	uS	0	0	0	0	0	0	0
Input Power	W	120,08	100,21	80,34	60,48	40,61	20,74	4,85
Output Power	W	120	100	80	60	40	20	4
Diode Losses	W	0,08	0,21	0,34	0,48	0,61	0,74	0,85
Input Current	A	3,64	3,04	2,43	1,83	1,23	0,63	0,15
Current Ripple	A	0,88	1,96	2,55	2,66	2,28	1,42	0,38
Výsledná indukčnost	uH	101,1371429						

Příloha B: Schéma navrhovaného modulu spínaného zdroje

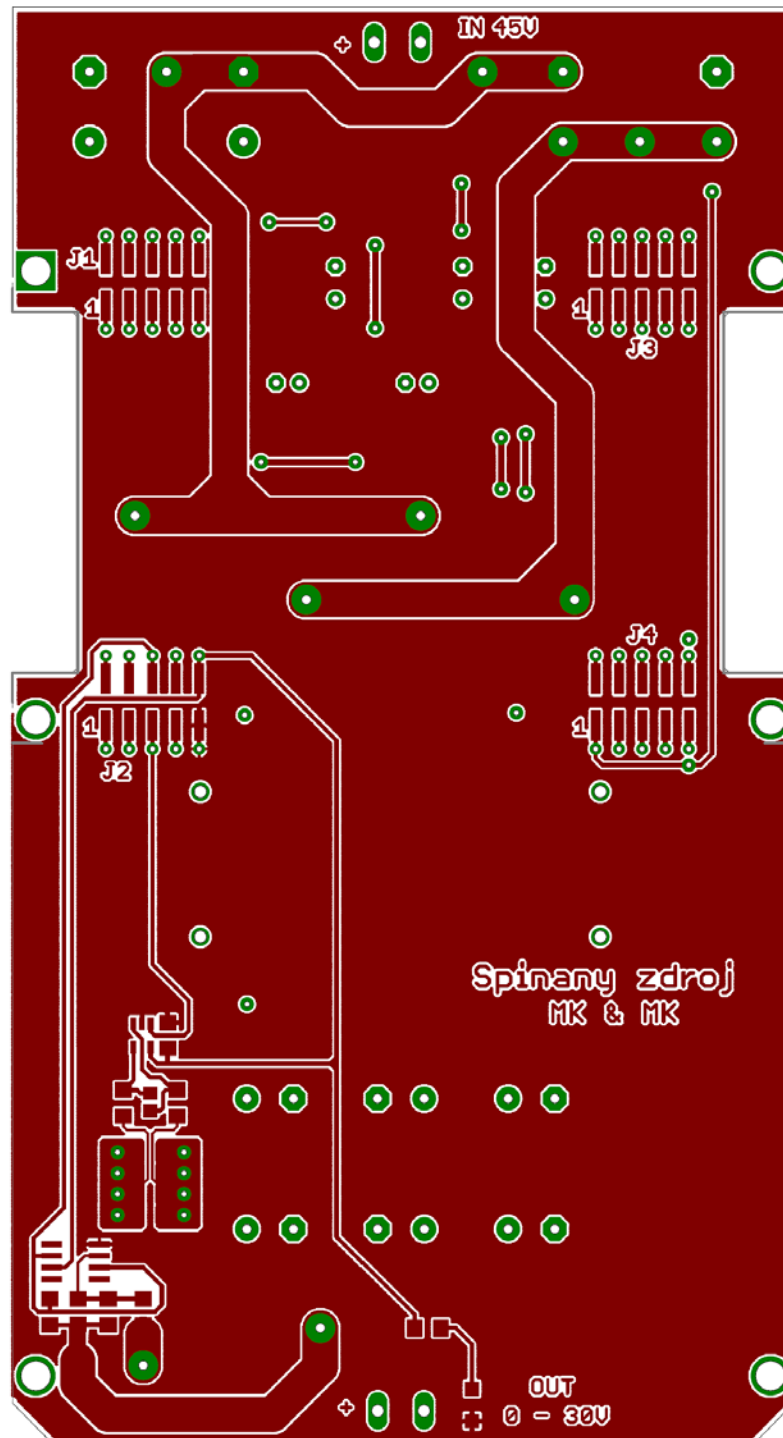


TITLE: spínany_zdroj_final_v6
Document Number:
Date: not saved!
REV:
Sheet: 1/1

Příloha C: Modul spínaného zdroje ze strany spojů



Příloha D: Modul spínaného zdroje ze strany součástek



Příloha E: Osazovací plán modulu spínaného zdroje

