

STŘEDOŠKOLSKÁ ODBORNÁ ČINNOST

Obor č. 26-41-M/01: Elektrotechnika

Komponenty pro domácí fotovoltaický systém

**Vašíček Jakub
Olomoucký kraj**

Hranice 2019

STŘEDOŠKOLSKÁ ODBORNÁ ČINNOST

Obor č. 26-41-M/01: Elektrotechnika

Komponenty pro domácí fotovoltaický systém

Components for home solar power system

Autor: Vašíček Jakub

Škola: VOŠ a SPŠE, Božetěchova 3., 772 00 Olomouc

Kraj: Olomoucký kraj

Konzultanti: Ing. Petr Hlavica, Ing. Milan Baránek

Hranice 2019

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem svou práci SOČ vypracoval samostatně a použil jsem pouze prameny a literaturu uvedené v seznamu bibliografických záznamů.

Prohlašuji, že tištěná verze a elektronická verze soutěžní práce SOČ jsou shodné.

Nemám závažný důvod proti zpřístupnění této práce v souladu se zákonem č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon) ve znění pozdějších předpisů.

V Hranicích dne 24. 4. 2019

Jakub Vašíček

Poděkování

Chtěl bych poděkovat mému dlouhodobému konzultantovi, Ing. Petru Hlavicovi, který mi hlavně v začátcích věnoval obrovské množství času a pomohl s řešením mnoha problémů. Velké poděkování patří i mým rodičům, hlavně tátovi, za aktivní podporu celého projektu. V neposlední řadě bych rád poděkoval i vedoucímu své práce Mgr. Milanu Baránkovi za bezproblémovou spolupráci v průběhu tvorby celé práce.

Anotace

Tato práce je zaměřena na návrh spínaných zdrojů, vhodných k použití v solárních systémech bez přímého propojení s distribuční sítí. Důraz byl kladen především na efektivitu a spolehlivost všech zařízení.

Základ systému tvoří fotovoltaické panely, které během dne nabíjí baterie. O regulaci nabíjení se stará MPPT regulátor. Pro napájení drobných spotřebičů slouží DC/DC měniče. Výkonnější spotřebiče jsou napájeny pomocí DC/AC střídačů se sinusovým výstupem (230V, 50Hz).

Klíčová slova

fotovoltaika, DC/DC, synchronní usměrnění, DC/AC, SPWM, MPPT

Annotation

This project is focused on switch mode power supply design, suitable for usage in off-grid photovoltaic power systems. The components were designed mainly for efficiency and reliability.

The most important part of the system are solar panels, which are charging batteries during the day. Charging process is regulated by MPPT regulator. Smaller devices are powered by DC/DC converters. Devices with higher consumption are supplied by DC/AC inverters with pure sine wave output (230V, 50Hz).

Keywords

photovoltaics, DC/DC, synchronous rectification, DC/AC, SPWM, MPPT

Obsah

1	Úvod.....	8
2	Realizace fotovoltaického systému.....	9
2.1	Zapojení fotovoltaického systému	9
3	Spínané zdroje topologie buck.....	11
3.1	Teoretický úvod	11
3.1.1	Výběr součástek.....	13
3.2	Synchronní buck 10A s TL494	15
3.2.1	Popis zapojení.....	15
3.2.2	Měření účinnosti	18
3.2.3	Měření teplot.....	19
3.2.4	Zhodnocení	19
3.3	Synchronní buck 6–10A s NCP1034	20
3.3.1	Popis zapojení.....	20
3.3.2	Problémy při vývoji	21
3.3.3	Měření účinnosti	21
3.3.4	Měření teplot.....	22
3.3.5	Zhodnocení	23
4	Spínané zdroje topologie forward.....	24
4.1	Teoretický úvod	24
4.1.1	Výběr součástek.....	25
4.2	Galvanicky oddělený synchronní forward 6A s NCP1294	27
4.2.1	Popis zapojení.....	27
4.2.2	Problémy při vývoji	29
4.2.3	Měření účinnosti	29
4.2.4	Měření teplot.....	30
4.2.5	Zhodnocení	30
5	Sinusové střídače 230V	31
5.1	Teoretický úvod	31
5.1.1	Modifikovaný sinus	31
5.1.2	Generování sinusového průběhu – SPWM.....	32
5.1.4	Transformace napětí	33
5.1.5	Návrh síťového transformátoru.....	34

5.2	Galvanicky oddělený sinusový střídač 600W s EG8010	36
5.2.1	Popis zapojení	36
5.2.2	Měření účinnosti	38
5.2.3	Měření teplot	39
5.2.4	Zhodnocení	39
6	MPPT Solární regulátory	40
6.1	Teoretický úvod	40
6.1.1	Charakteristika FV panelu	40
6.1.2	Metody MPPT	41
6.2	MPPT regulátor 16/40A	42
6.2.1	Popis zapojení	42
6.2.2	Fotodokumentace	44
6.2.3	Popis programu	45
6.2.4	Problémy při vývoji	47
6.2.5	Zhodnocení	47
7	Závěr	48
8	Použitá literatura	49
9	Seznam obrázků a tabulek	50
10	Seznam příloh	52

1 ÚVOD

V poslední době můžeme sledovat stále větší rozšíření tzv. ostrovních fotovoltaických systémů. Tyto systémy nedodávají žádnou energii do rozvodné sítě, veškerá spotřeba se tak nachází přímo v místě výroby. Zatímco cena fotovoltaických panelů je už dnes poměrně nízká, hlavní překážkou bývají baterie, které jsou stále poměrně drahé, avšak pro ostrovní systém téměř nezbytné.

Já měl celou situaci značně ulehčenou, protože se ke mně dostalo několik kusů vyřazených baterií v relativně dobrém stavu. Zbývalo tedy dokoupit FV panely a zajistit efektivní využití vyrobené energie. Protože komerčně prodávané komponenty byly příliš drahé, nebo mi nevyhovovaly jejich parametry, rozhodl jsem se pro vývoj vlastních zapojení. Některá z nich popíšu i v této práci.

Na začátku práce popíšu strukturu systému, pro které jsem popsáné komponenty vyvíjel.

Následně se budu věnovat DC/DC měničům, jejichž vývojem jsem začal. Hlavním cílem bylo efektivní napájení drobných spotřebičů a LED světel.

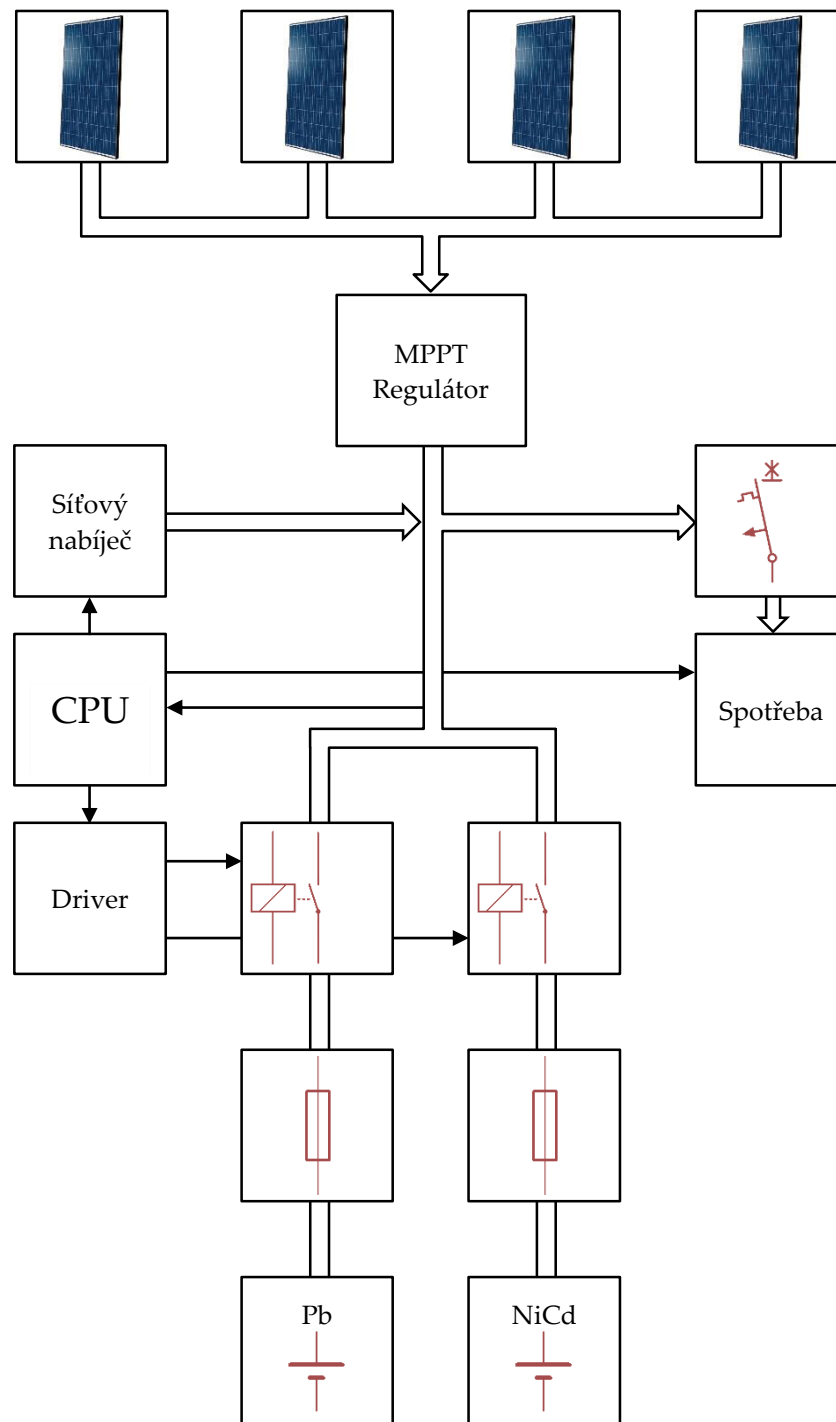
Jak se systém postupně rozšiřoval, přišlo i na napájení výkonnějších spotřebičů, které už se neobešly bez síťového napětí 230V. Pro tento účel jsem sestavil DC/AC střídač o výkonu 600W se sinusovým výstupem, který bude popsán v následující kapitole.

S rostoucí velikostí systému bylo nutné vyřešit i regulaci nabíjení. Poslední kapitola bude tedy zaměřena na zapojení solárního regulátoru pro výkon až 1kW.

2 REALIZACE FOTOVOLTAICKÉHO SYSTÉMU

V této kapitole bude popsán systém, pro který jsem všechny komponenty vyvíjel.

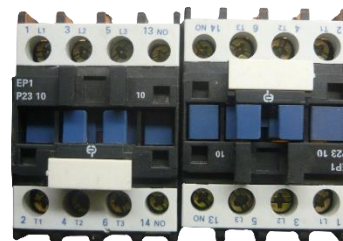
2.1 Zapojení fotovoltaického systému



Obrázek č. 1: Blokové schéma fotovoltaického systému

Blokové zapojení celého systému je znázorněno na obrázku 2. Základem je čtveřice polykrystalických fotovoltaických panelů, každý o maximálním výkonu 265W. Tyto panely nabíjí přes MPPT regulátor (popsaný v předchozí kapitole) vždy jednu ze sad baterií. V případě nedostatku energie, např. v zimě, je v systému zapojen i 6A síťový nabíječ.

První sadu tvoří olověné baterie o kapacitě 200Ah, druhou sadu NiCd baterie o kapacitě 100Ah. Každá sada je jištěna 32A tavnými pojistkami. Přepínání zajišťuje dvojice stykačů. Stykače jsou řízeny tak, aby se přepínalo bez přerušení proudu. Během přepínání tak na krátkou dobu dochází k propojení obou baterií. Ukázalo se, tohle krátkodobé propojení nezpůsobuje žádné problémy. I když je jedna sada baterií plně nabitá a druhá vybitá, při jejich propojení vzniká vyrovnávací proud kolem 20A. Podobné hodnoty proudu v systému protékají i při běžném provozu.



Obrázek č. 2: Stykače



Obrázek č. 4: Pb baterie



Obrázek č. 3: NiCd baterie

Energie z baterií je pak rozvedena do několika okruhů se spotřebiči. Každý okruh je jištěný pomocí DC jističů. Na první pohled tyto jističe vypadají podobně, jako standardní AC jističe. Rozdíl je především ve vnitřní konstrukci, která je lépe uzpůsobena pro zhášení oblouku. U střídavého proudu se oblouk zháší samovolně, při průchodu proudu nulou, k čemuž u DC samozřejmě nedochází.



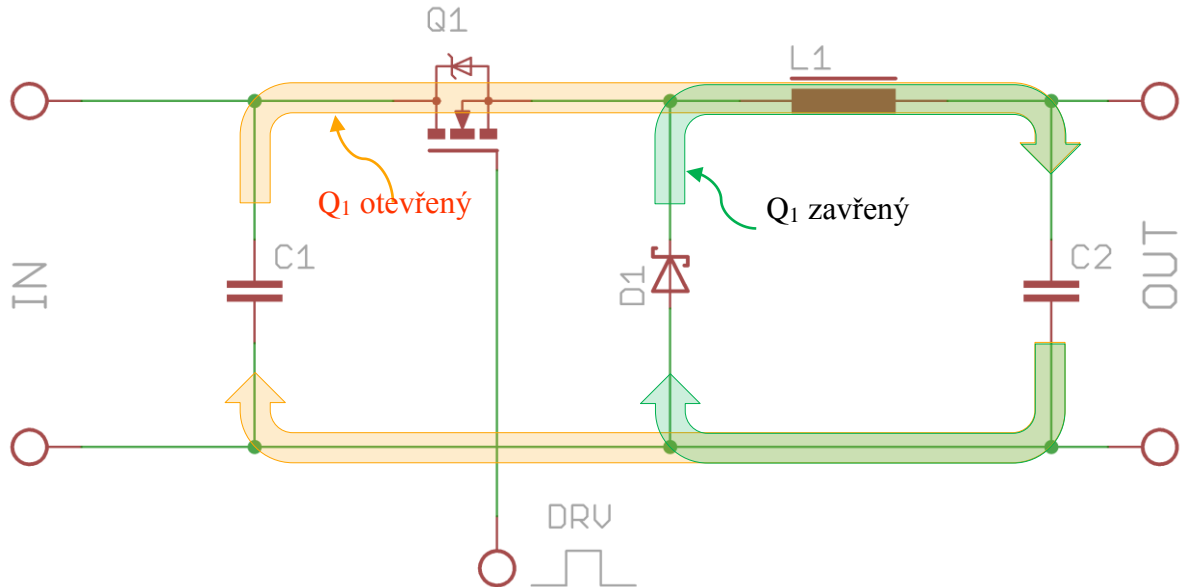
Obrázek č. 5: DC jističe

Automatické řízení celého systému aktuálně zajišťuje jednoduchý řídicí počítač, realizovaný na vývojové desce Arduino. V blokovém schématu na obrázku 1 je tento počítač označen jako „CPU“.

3 SPÍNANÉ ZDROJE TOPOLOGIE BUCK

Zdroje topologie buck jsou v principu poměrně jednoduché a dosahují vysoké účinnosti. Proto jsem si v začátcích vývoje zvolil právě tuto topologii.

3.1 Teoretický úvod



Obrázek č. 6: Principiální schéma buck topologie

Jedná se o snižující měniče bez galvanického oddělení. Výstupní napětí je tedy vždy menší, než vstupní. Za předpokladu, že je proud tlumivkou L_1 spojitý, viz následující odstavce, pro jeho velikost platí vztah (1.1), kde t_{ON} je doba otevření tranzistoru a T perioda spínání.

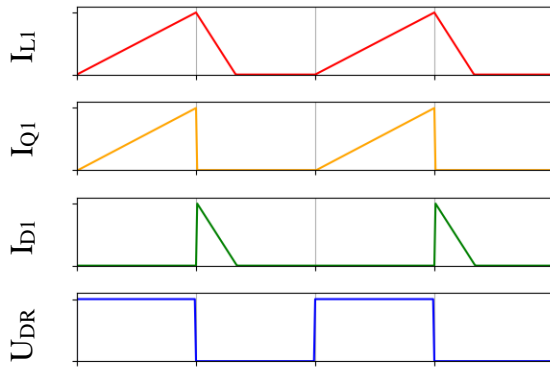
$$U_{OUT} = U_{IN} \cdot \frac{t_{ON}}{T} \quad (1.1)$$

Při otevřeném tranzistoru Q_1 narůstá tlumivkou L_1 proud, který nabíjí kondenzátor C_2 . Po uzavření tranzistoru proud tlumivkou klesá a opět se uzavírá nulovou diodou D_1 . Obě proudové smyčky znázorňuje obrázek 6.

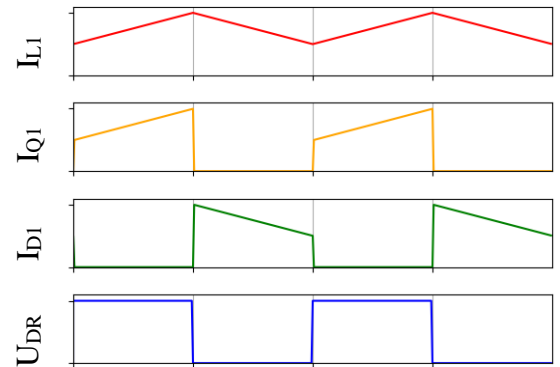
Jestliže dochází k poklesu proudu tlumivkou až na nulu, měnič pracuje v tzv. režimu nespojitých proudů, tedy DCM (discontinuous current mode). V tomto režimu se měnič obvykle nachází jen při nízkých zátěžích.

Druhý režim je označován zkratkou CCM (continuous current mode). Zde dochází k znovuotevření tranzistoru Q_1 ještě před zánikem proudu tlumivkou. Velikost zvlnění proudu má vliv hlavně na zvlnění výstupního napětí a také na ztráty.

Průběhy proudů všemi prvky jsou znázorněny na následujících obrázcích.

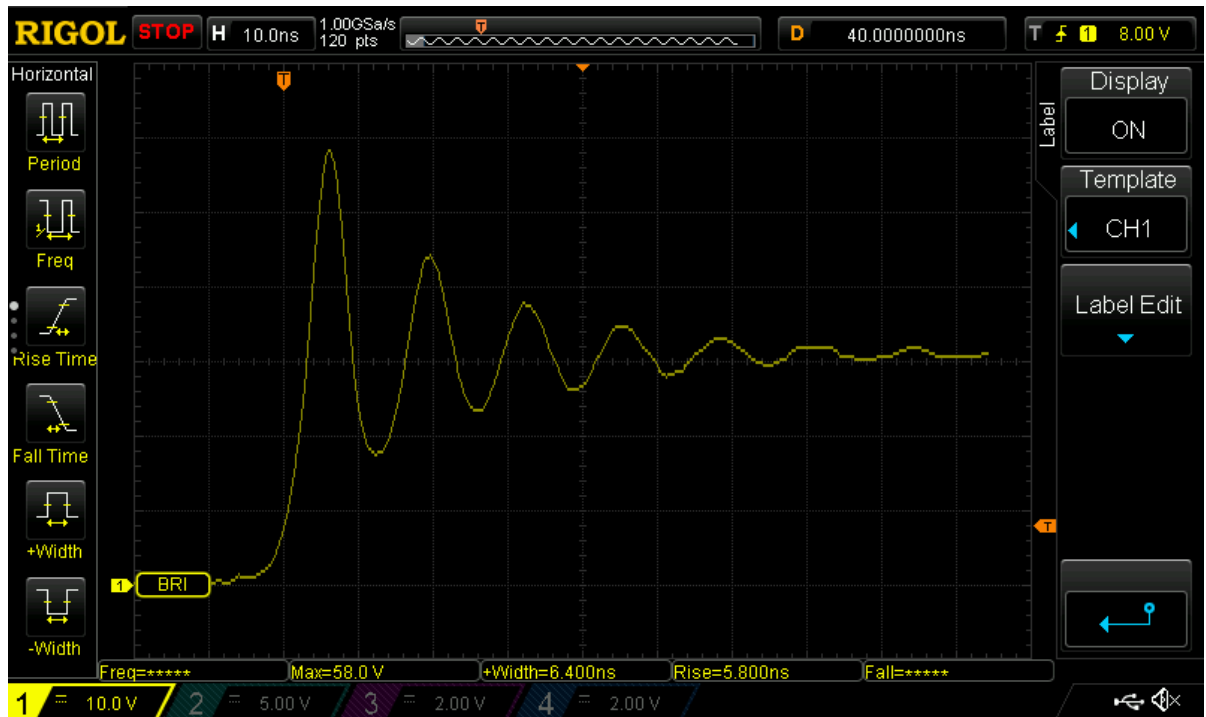


Obrázek č. 7: Buck v DCM



Obrázek č. 8: Buck v CCM

Nevýhodou režimu CCM může být vyšší rušení. Na obrázku 8 lze vidět, že při otevření tranzistoru Q_1 musí D_1 skokově přejít z vodivého stavu do nevodivého. Každá křemíková dioda má však určitý čas zotavení t_{rr} (reverse recovery time), během kterého je vodivá i v závěrném směru. Proto při každém otevření tranzistoru vzniká krátkodobý proudový impuls, který je schopen rozkmitat rezonanční obvody, tvořené parazitními indukčnostmi a kapacitami. Tyto parazitní vlastnosti mají nejen součástky, ale i deska plošných spojů. Krátce po otevření tranzistoru se tak na katodě diody mohou objevit zákmity, obvykle v řádu desítek MHz, podobné jako na následujícím obrázku:



Obrázek č. 9: Zákmity na D_1 po otevření tranzistoru

Tento průběh byl naměřen během ladění jednoho ze zdrojů.

3.1.1 Výběr součástek

3.1.1.1 Tlumivka

Vhodnou indukčnost tlumivky L_1 můžeme vypočítat dle vzorce (1.2). Obvykle se doporučuje vybírat její hodnotu tak, aby zvlnění ΔI_{Lmax} tvořilo přibližně 20–50% maximálního výstupního proudu. Volbou spodní hranice klesá efektivní hodnota proudu a tím i ztráty. Tlumivka však bude rozměrově větší.

Při návrhu vlastní tlumivky je třeba zvolit vhodné jádro a průřez vodiče. V domácích podmínkách jsou asi nejdostupnější žlutá železoprachová toroidní jádra z PC zdrojů. U těchto jader je možné volit sycení B až 0,3T. Vyplatí se však investovat do jader z novějších materiálů, které mají menší ztráty a mnohdy umožňují i vyšší sycení. Velikost sycení vypočítáme ze vztahu (1.3), kde S je průřez jádra, N udává počet závitů a Al je závitová konstanta. Al lze najít v katalogovém listu, nebo vypočítat ze vztahu (1.4) na základě změřené indukčnosti.

Průřez vodiče volíme tak, aby proudová nepřesáhla $6A/mm^2$. Ideální je však volit hodnotu cca poloviční. U větších průřezů je vhodné vinout více tenkými vodiči paralelně, pro minimalizaci skin-efektů.

$$L = \left(\frac{U_{OUT}}{f_{SW} \cdot \Delta I_{Lmax}} \right) \cdot \left(1 - \frac{U_{OUT}}{U_{INmax}} \right) \quad (1.2)$$

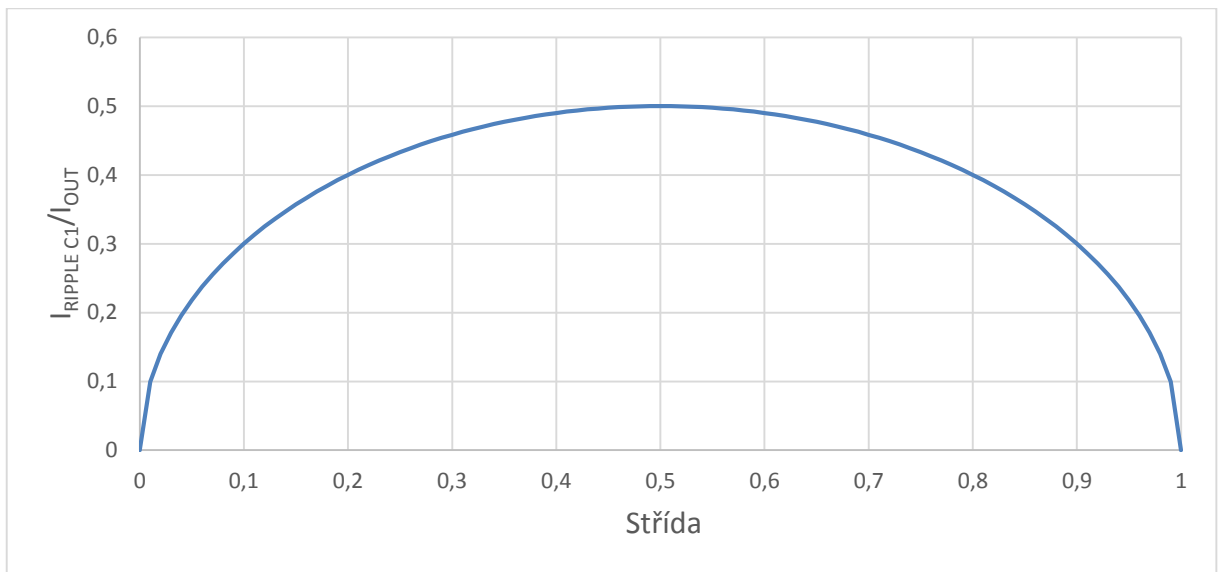
$$B \cdot S = N \cdot (I_{OUT} + \Delta I_{Lmax}) \cdot Al \quad (1.3)$$

$$L = N^2 \cdot Al \quad (1.4)$$

3.1.1.2 Kondenzátory

Kondenzátory jsou často podceňovanou položkou. Důležitý je především výběr vstupních kondenzátorů, které jsou zatěžovány nespojitým proudem. Elektrolytické kondenzátory mají poměrně velkou sériovou indukčnost, proto se obvykle používá více kusů paralelně. Vhodná je i kombinace elektrolytických a keramických kondenzátorů. Dále by měly mít kondenzátory co nejnižší vnitřní odpor, tedy ESR (equivalent series resistance). Tuto hodnotu najdeme v katalogovém listu. Kromě ESR zde najdeme i údaj o maximálním proudu, který může kondenzátorem dlouhodobě protékat. Obvykle bývá označený jako „Ripple Current“, nebo „ I_{RIPPLE} “.

Proud vstupními kondenzátory je závislý na pracovní střídě a výstupním proudem. Z následujícího grafu je patrné, že k největšímu zatížení dochází při střídě 50%, tedy pokud je výstupní napětí polovinou napětí na vstupu.



Graf č. 1: Závislost poměru Iripple C₁ k I_{OUT} na pracovní střídě

Výstupní kondenzátory jsou namáhány výrazně méně. Efektivní hodnotu proudu I_r vypočítáme pomocí vzorce (1.5). I tady se však snažíme vybrat typ s co nejnižším ESR, abychom dosáhli malého zvlnění výstupního napětí.

$$I_{R_{\text{cout}}} = \frac{1}{\sqrt{12}} \cdot \Delta I_{L_{\text{max}}} \quad (1.5)$$

3.1.1.3 Polovodičové prvky

Spínací tranzistor je vhodné dimenzovat ideálně na dvojnásobek U_{IN} , kvůli rezervě pro překmity, které mohou vznikat na parazitních indukčnostech obvodu. Dále by měl mít co nejnižší odpor v sepnutém stavu R_{DSON} pro minimalizaci vodivostních ztrát. Kromě vodivostních ztrát vznikají ztráty i při spínání. Přechod mezi otevřeným a zavřeným stavem není nekonečně krátký (obvykle desítky ns). Po tuto dobu vzniká na tranzistoru velký ztrátový výkon. Rychlost spínání je závislá především na kapacitě řídicího hradla (gate) a budícím proudem. Ten je obvykle udáván v katalogovém listu budiče. Kapacita hradla bývá označována jako C_{iss} . Obecně platí, že čím menší R_{DSON} , tím větší C_{iss} . Zjednodušeně se dá říct, že pro spínací frekvenci 100kHz a 1A budič jsou vhodné tranzistory s $C_{\text{iss}} < 2\text{nF}$ [1].

Dioda by měla být ultrarychlá, nebo schottkyho, aby se omezily zákmity popsané v předchozí kapitole. Napětově dimenzovaná opět ideálně na $2 \times U_{\text{IN}}$. Proudové dimenzování lze vypočítat dle vztahu (1.6).

$$I_D = I_{\text{OUT}} \cdot \left(1 - \frac{U_{\text{OUT}}}{U_{\text{INmax}}}\right) \quad (1.6)$$

3.2 Synchronní buck 10A s TL494

Základní parametry:

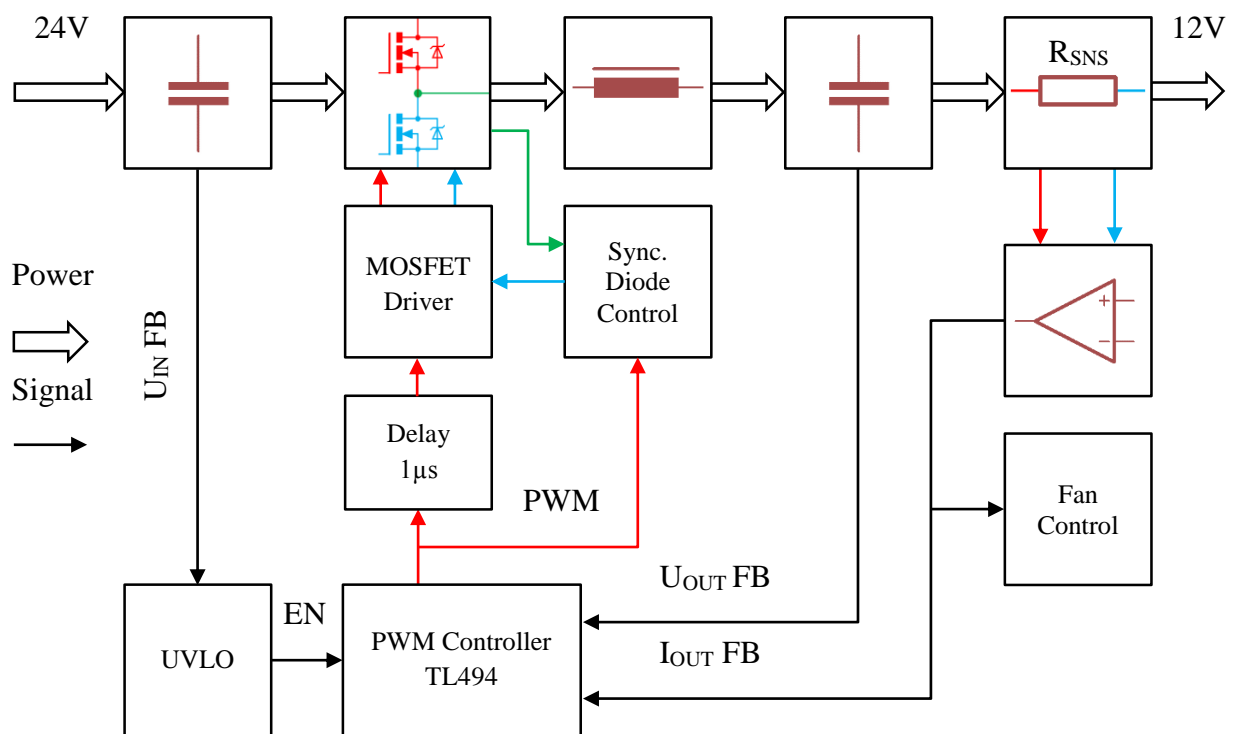
Vstupní napětí:	20V–32V
Výstupní napětí:	12V
Výstupní proud:	10A
Klidová spotřeba:	1W
Spínací frekvence:	100kHz
Max. účinnost:	91%
Rozměry desky:	117×92mm



Obrázek č. 10: Buck s TL494

Tento měnič patří k jednomu z prvních zapojení, které bylo vyvíjeno pro potřeby fotovoltaického systému. Sloužil jako centrální zdroj 12V pro napájení spotřebičů, převážně LED světel v naší elektrotechnické laboratoři. Fungoval bez jediné poruchy v non-stop provozu něco přes 1 rok, ale nedávno byl nahrazen typem s galvanickým oddělením.

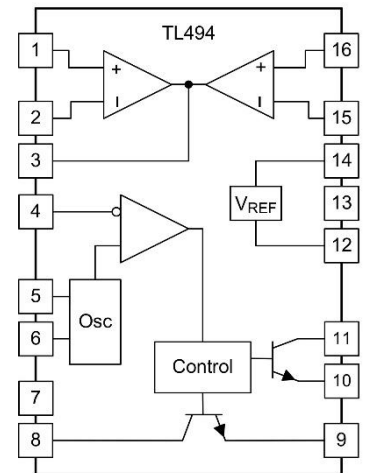
3.2.1 Popis zapojení



Obrázek č. 11: Buck s TL494 – Blokové schéma

Princip tohoto měniče znázorňuje blokové schéma na obrázku . Pro řízení byl použit známý integrovaný obvod TL494^[2]. Ten byl ve své době hojně využíván převážně v PC zdrojích a dodnes je tak velmi dobře dostupný. Jde o univerzální PWM kontrolér, který obsahuje oscilátor, dva zpětnovazební zesilovače, zdroj referenčního napětí a PWM modulátor. Zjednodušené blokové schéma je na obrázku 12.

V tomto zdroji je do zpětné vazby zavedeno výstupní napětí a napětí odpovídající výstupnímu proudu. Zdroj má tedy i proudové omezení. Informace o proudu je mimo to přiváděna i na vstup komparátoru, který při překročení proudu 6A spíná ventilátor. Dále zdroj obsahuje ochranu proti příliš nízkému napětí na vstupu – UVLO (undervoltage lockout). Ta zajišťuje vypnutí zdroje ještě před úplným vybitím baterií.



Obrázek č. 12: Blokové schéma obvodu TL494, Zdroj^[2]

3.2.1.1 Synchronní dioda

Zdroj využívá jako nulovou diodu tranzistor MOS-FET. Výhodou je, že při správném řízení se tento tranzistor chová jako téměř ideální dioda. Kanál FET tranzistoru nemá totiž na rozdíl od PN přechodu žádné prahové napětí. Chová se pouze jako odpor, který je u moderních typů velmi nízký, řádově v jednotkách mΩ.

Pro srovnání uvedu konkrétní příklad. Pokud dosadíme do vztahu (1.6.) parametry tohoto zdroje, vyjde nám efektivní proud diodou při maximální zátěži:

$$I_D = 10A \cdot \left(1 - \frac{12V}{32V}\right) = \mathbf{6,25A}$$

Úbytek napětí na schottkyho diodě se bude při takto velkém proudu pohybovat kolem 0,7V^[4]. U křemíkové diody by tato hodnota byla ještě větší. Ztrátový výkon se rovná součinu napětí a proudu a v tomto případě bude jeho hodnota:

$$P_{Schottky} = 6,25A \cdot 0,7V = \mathbf{4,38W}$$

Nyní provedeme stejný výpočet pro MOS-FET. Ve zdroji je použit, dnes již historický kus, IRFZ46N^[5] s odporem kanálu 16,5mΩ. Úbytek napětí se bude dle ohmova zákona rovnat součinu odporu a proudu, tedy:

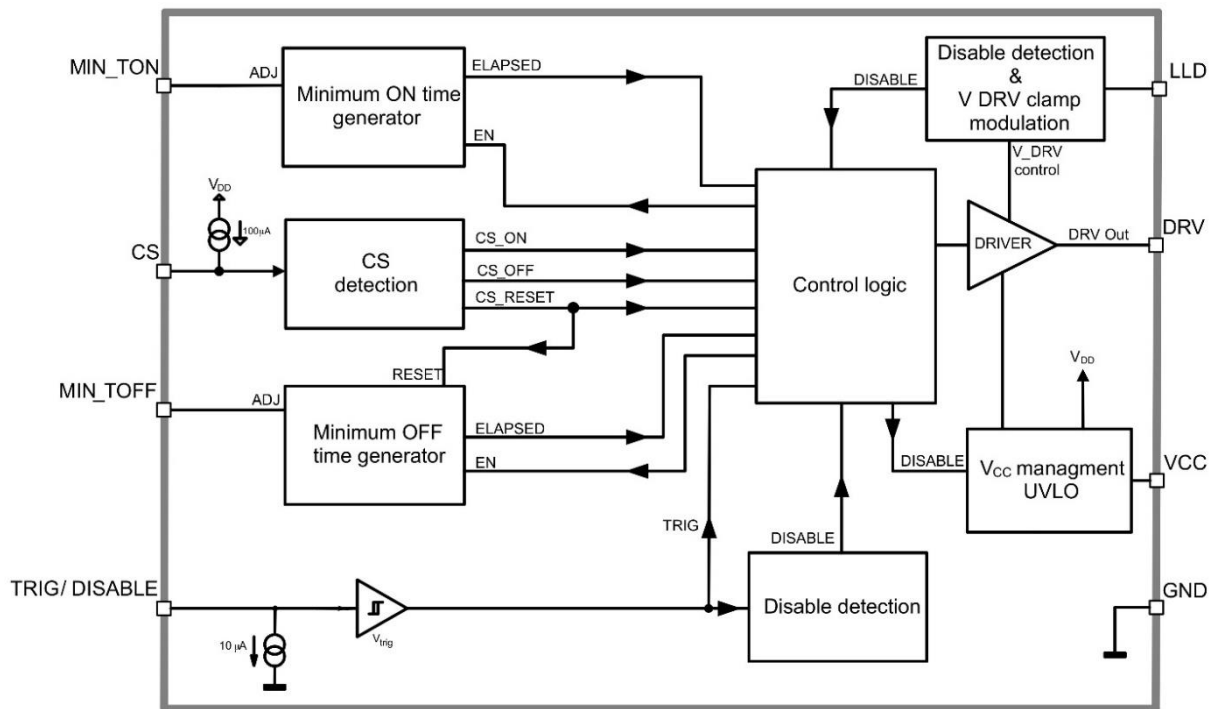
$$U_{MOSFET} = 6,25A \cdot 0,0165\Omega = \mathbf{0,103V}$$

Výsledná ztráta pak vychází:

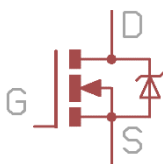
$$P_{MOSFET} = 6,25A \cdot 0,103V = \mathbf{0,64W}$$

Z předchozích výpočtů vychází, že i se starým typem tranzistoru se dá dosáhnout mnohem menší výkonové ztráty, než s jakoukoli diodou. Jedinou nevýhodou tohoto řešení je nutnost tranzistor správně řídit. Existuje mnoho integrovaných obvodů specializovaných právě k tomuto účelu. Většina z nich je však navržena pro použití na počítačových základních deskách, kde se vyskytuje napětí maximálně 12V. Výběr obvodů pro vyšší napětí je i v současné době stále poměrně omezený.

V tomto zapojení je použit obvod NCP4305^[3] od firmy ON Semiconductor, který na svých vstupech jako jeden z mála vydrží až 200V.



Obrázek č. 13: Blokové schéma obvodu NCP4305, Zdroj^[3]



Obrázek č. 14 -
Zapojení body
diody

Obrázek 13 znázorňuje blokové schéma tohoto obvodu. Vstup CS slouží pro snímání úbytku napětí na tranzistoru, ze kterého je pak odvozena velikost proudu. Každý tranzistor typu FET obsahuje i vnitřní diodu (body diodu), viz obrázek 14. Když touto diodou začne protékat proud, dojde k sepnutí tranzistoru. Jakmile proud klesne k nule, tranzistor je zavírán. Signálem na vstup TRIG je možné tranzistor zavřít předčasně, což se hodí hlavně pro režim CCM. V zapojení tohoto zdroje je signál na vstup TRIG přiveden 1µs předem. U pozdějších konstrukcí se však ukázalo, že by bez problémů stačil i 10x kratší čas.

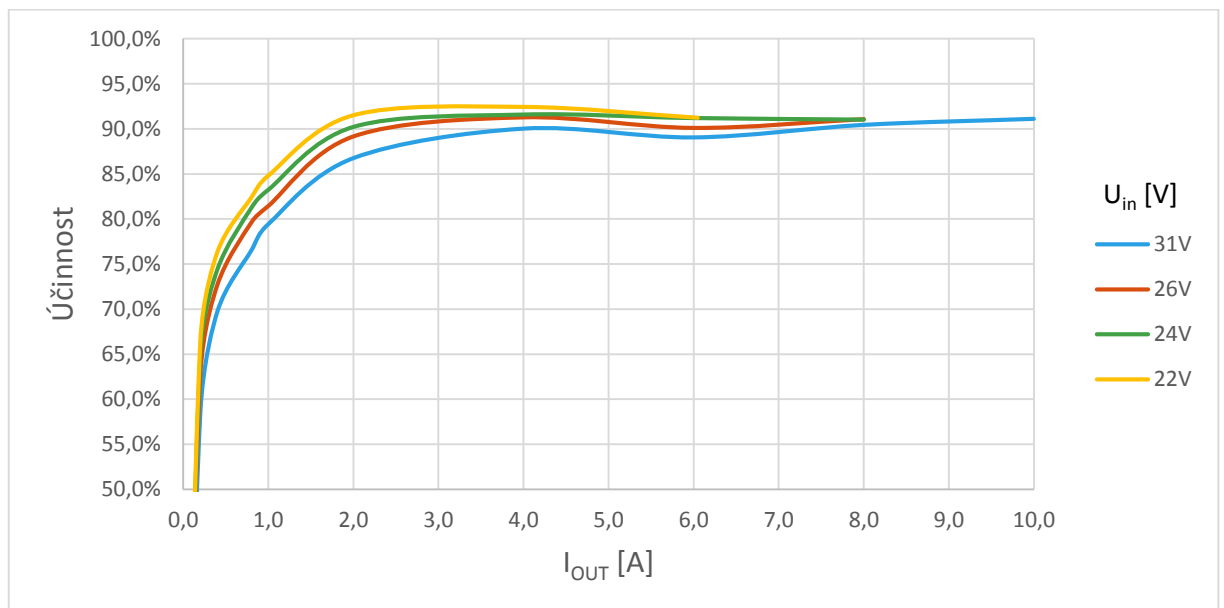
Při spínání tranzistoru vznikají zákmity, které by mohly způsobovat chybné vyhodnocení proudu. Proto má obvod vstupy MIN_ON, MIN_OFF, umožňující nastavení času, během kterého obvod ignoruje všechny signály, kromě signálu TRIG.

Vstup LLD umožňuje vypnutí obvodu při nízké zátěži. Spotřeba obvodu totiž činí kolem 10mA v závislosti na použitém tranzistoru. Tento proud se nejvíce projeví zvýšenou spotřebou zdroje naprázdno. Ve svém zapojení však tento vstup nevyužívám.

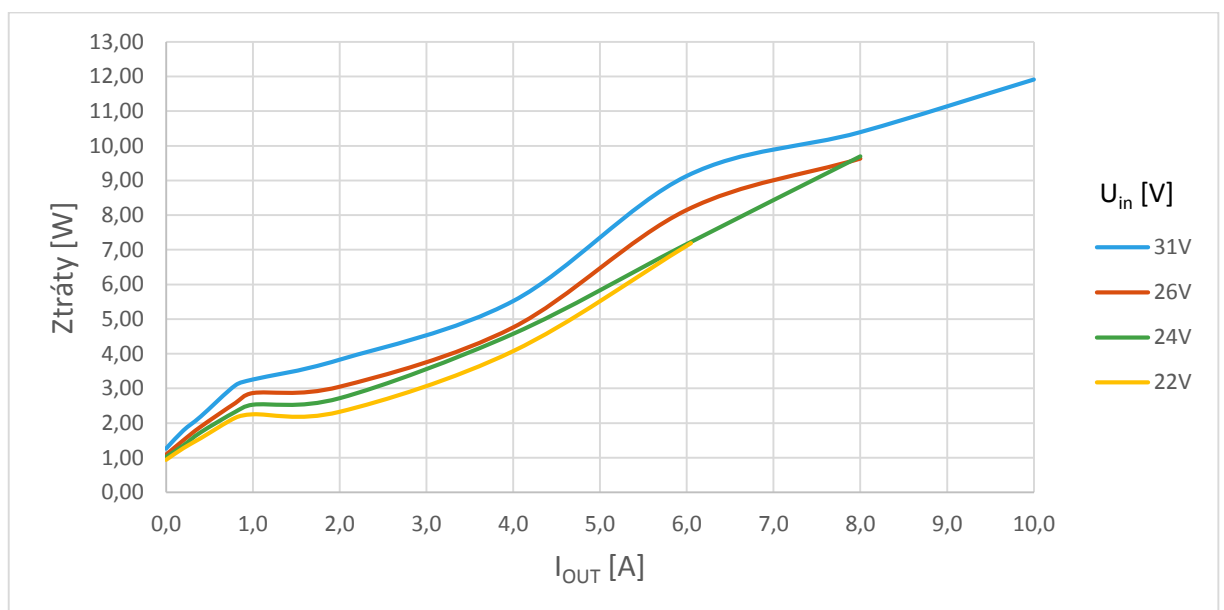
Výstup DRV pak slouží k řízení samotného tranzistoru. Krátkodobě (desítky ns) umožňuje dodat proud až 8A, takže je vhodný i pro řízení velkých tranzistorů.

3.2.2 Měření účinnosti

Z následujících grafů je patrné, že nejlepší účinnosti zdroj dosahuje až při vyšší zátěži. U nízkých zátěží se projevuje hlavně vysoká spotřeba řídicí elektroniky. Účinnost nebyla měřena pro všechna U_{in} v celém rozsahu, kvůli omezenému proudu laboratorního zdroje.



Graf č. 2: Účinnost bucku s TL494 v závislosti na zátěži



Graf č. 3: Ztráty bucku 10A v závislosti na zátěži

3.2.3 Měření teplot

Teplotní měření bylo prováděno při pokojové teplotě 23°C a vstupním napětí 31V. Odečty probíhaly po 30 minutách provozu. Výsledky jsou vypsány v následující tabulce.

$T_A = 23^\circ\text{C}$, $U_{IN} = 31\text{V}$			
$I_{OUT} = 5\text{A}$, ventilátor vypnutý		$I_{OUT} = 10\text{A}$, ventilátor zapnutý	
Polovodiče	Tlumivka	Polovodiče	Tlumivka
46°C	59°C	48°C	68°C

Tabulka č. 1: Synchronní buck s TL494 – měření teplot

Použitý ventilátor byl součástí krabice od microATX zdroje, do které je celé zařízení umístěno. K ventilátoru byla připojena deska s teplotním čidlem, která je nyní využívána pro snímání teploty tranzistorů. Ventilátor tak na chladiči tranzistorů udržuje konstantní teplotu cca 50°C.

3.2.4 Zhodnocení

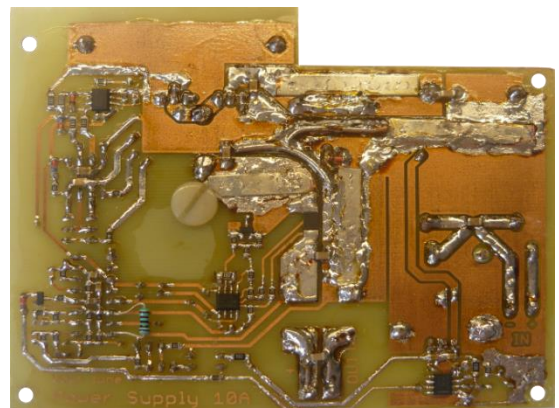
Přestože šlo o jednu z prvních konstrukcí, fungoval tento měnič hned napoprvé.

Deska plošných spojů byla vyráběna metodou fotocesty. Došlo však k prosvícení málo kontrastní předlohy. Většina spojů je tak podleptaných, což lze vidět na obrázku 11. Proto bylo nutné tyto spoje posílit měděnými pásky.

Teploty jsou v celém pracovním rozsahu přijatelné. Přestože má použitý ventilátor poměrně malý průměr (80mm), jeho otáčky se i při maximální zátěži drží na minimálních hodnotách, takže téměř není slyšet. Z teplotních měření vyplývá, že největší ztráty vnikají na tlumivce. Použité jádro z počítačového zdroje by bylo vhodné nahradit za novější typ. I přesto se však povedlo dosáhnout poměrně slušné účinnosti 91%. Další nevýhodou tohoto zdroje by pak mohla být vyšší klidová spotřeba (1W), kterou způsobuje velké množství řídicí elektroniky. Pomocné napětí pro tuto elektroniku tvoří lineární stabilizátor 7812. Jeho náhradou za stabilizátor spínaný by se klidová spotřeba mohla snížit cca na polovinu.



Obrázek č. 15: Buck TL494 – Pohled z vrchu

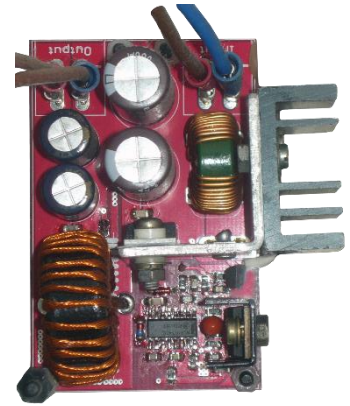


Obrázek č. 16: Buck TL494 – Pohled ze spodu

3.3 Synchronní buck 6–10A s NCP1034

Základní parametry:

Vstupní napětí:	20V–32V
Výstupní napětí:	5–12V
Výstupní proud:	5–10A
Klidová spotřeba:	1W
Spínací frekvence:	100kHz
Max. účinnost:	97%
Rozměry desky:	71×45mm



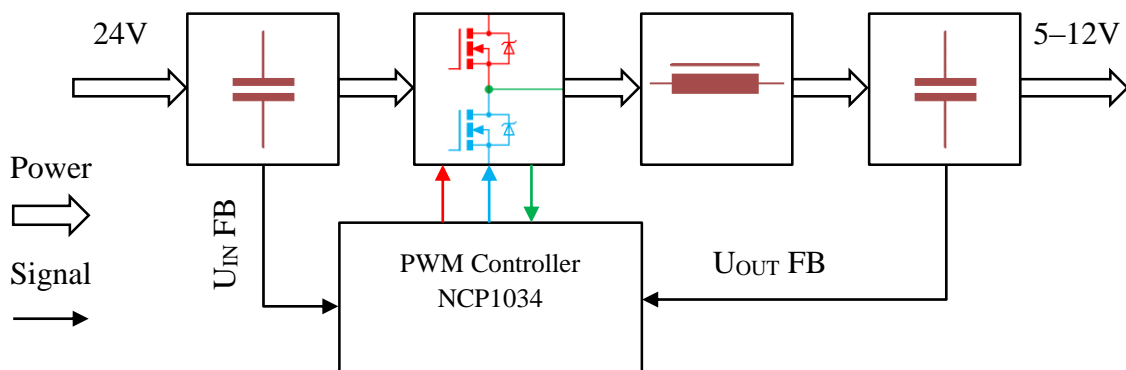
Obrázek č. 17: NCP1034
Buck 10A

Zdroj popsaný v předchozí kapitole sice fungoval dle mých představ, ale vzhledem k velkému počtu součástek, s čímž souvisela i vyšší pořizovací cena, nebyl moc vhodný pro vícenásobnou konstrukci. Velký počet součástek se dále negativně podepsal na celkových rozměrech.

Chtěl jsem vyvinout zdroj, který bude obsahovat co nejméně součástek, bude levný a v případě potřeby bude možné co nejrychleji sestavit verzi na míru dané aplikaci.

V nabídce mé oblíbené firmy ON Semiconductor jsem objevil obvod, označovaný jako NCP1034^[4], který v jednom pouzdře obsahuje vše, na co jsem v předchozí konstrukci potřeboval 5 integrovaných obvodů a mnoho diskrétních součástek. Tedy PWM kontrolér, kontrolér synchronní diody, ochranu proti přetížení, budič tranzistorů a UVLO komparátor.

3.3.1 Popis zapojení



Obrázek č. 18: Buck s NCP1034 – Blokové schéma

Tento zdroj pracuje na stejném principu, jako předchozí zapojení. Hlavní rozdíl je v tom, že zde je veškeré řízení integrováno do jednoho pouzdra. Dále zde není nutný rezistor pro snímání proudu. Jako snímací odpor slouží samotný kanál tranzistoru. Nevýhodou je snížená přesnost měření, protože odpor kanálu je více teplotně závislý, než v případě rezistoru. Pro pouhou ochranu proti přetížení je však tato přesnost dostačující.

Napěťově je obvod NCP1034 dimenzovaný do 100V, takže je vhodný i pro použití v systémech s vyšším napětím.

Celé zapojení je zhotoveno na oboustranné desce plošných spojů, kterou jsem si nechal profesionálně vyrobít v počtu 10ks. V závislosti na použitých součástkách lze na této desce zhotovit zdroj od 5A do 10A v téměř libovolné napěťové variantě. Pro menší výkony by už deska byla zbytečně velká a u vyšších výkonů by zase bylo nutné aktivní chlazení, které tohle zapojení neumožňuje ovládat.

3.3.2 Problémy při vývoji

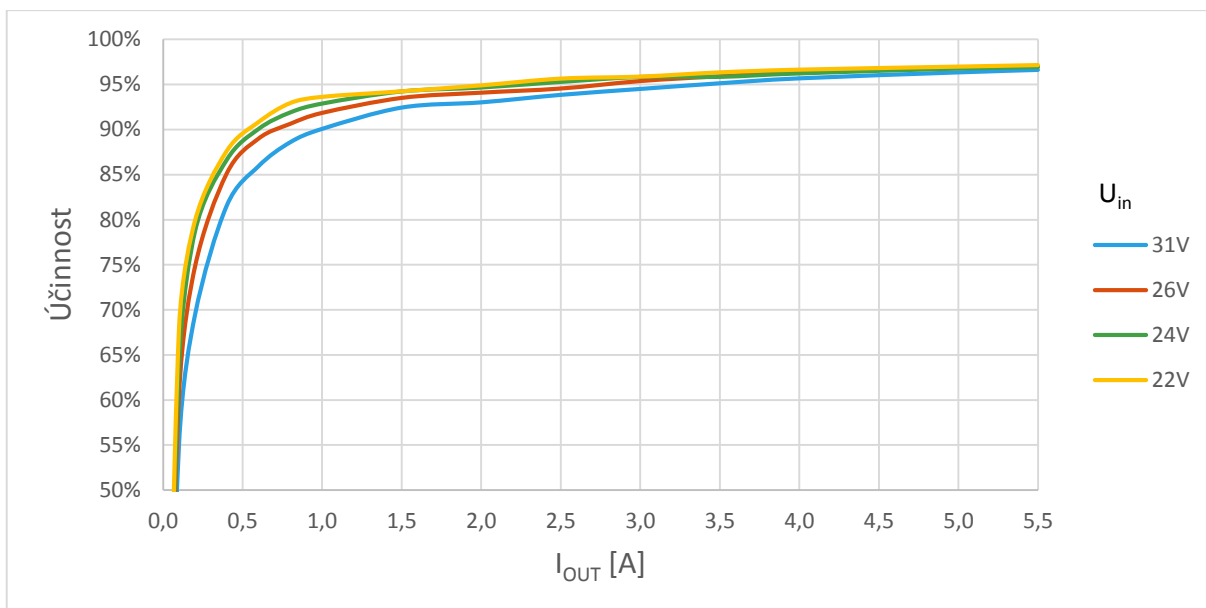
Na první pohled by se mohlo zdát, že použití takhle vysoce integrovaného obvodu výrazně ulehčí vývoj, ale ne vždy to musí platit. Při použití kombinace většího množství jednodušších integrovaných obvodů si konstruktér může úpravou zapojení přizpůsobit téměř jakýkoli parametr. Složitější integrované obvody už mají obvykle mnoho parametrů předem pevně nastavených a ne vždy musí tyto nastavení vyhovovat.

U předchozího zapojení byl tranzistor synchronní diody zavírán s možná zbytečně velkým předstihem 1 μ s. NCP1034 má tento čas (dead-time) pevně nastaven na 50ns. Kvůli tomuto omezení bylo nutné použít jiné tranzistory (rychlejší, ale s větším odporem kanálu), než bylo původně v plánu.

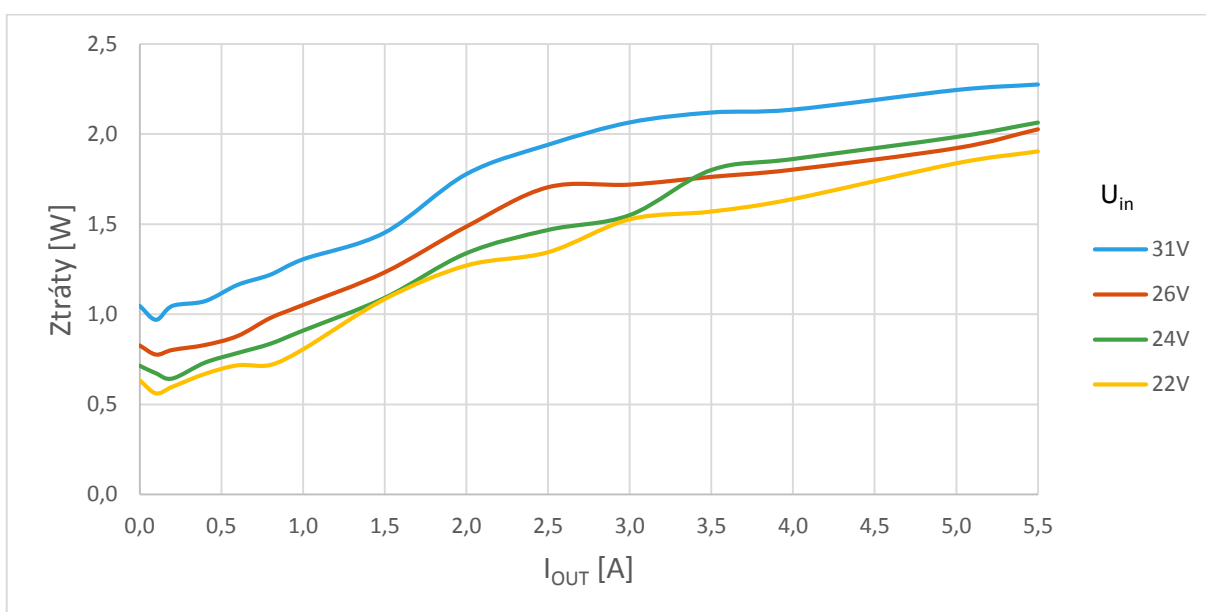
Až na tuto drobnou komplikaci však žádné větší problémy nenastaly.

3.3.3 Měření účinnosti

Účinnost byla měřena na verzi s proudovým limitem 6A a výstupním napětím 12V. Varianty pro vyšší proudy byly během tvorby této práce již nasazené v provozu, proto je nebylo možné jednoduše změřit. Výsledky by však měly být u všech variant podobné.



Graf č. 4: Účinnost bucku s NCP1034 v závislosti na zátěži



Graf č. 5: Ztráty bucku s NCP1034 v závislosti na zátěži

3.3.4 Měření teplot

$T_A = 23^\circ C, U_{IN} = 31V$					
$I_{OUT} = 3A$			$I_{OUT} = 6A$		
Q_1	Q_2 (dioda)	Tlumivka	Q_1	Q_2 (dioda)	Tlumivka
$32^\circ C$	$33^\circ C$	$55^\circ C$	$42^\circ C$	$43^\circ C$	$75^\circ C$

Tabulka č. 2: Synchronní buck s NCP1034 – měření teplot

Měření teplot probíhalo stejně jako u prvního měniče, tedy při pokojové teplotě 23°C a vstupním napětí 31V. Jednou při poloviční, podruhé při maximální zátěži. Chlazení bylo tentokrát pouze pasivní.

Na rozdíl od předchozí konstrukce zde nejsou tranzistory na společném chladiči. Proto byla jejich teplota měřena zvlášť. Spínací tranzistor Q1 je umístěn na horní straně a jeho chlazení zajišťuje zahnutý kus hliníkového plechu, viz obrázek 19. U 10A verze je pak k tomuto plechu přišroubován ještě malý žebrovaný chladič, který lze vidět na úvodním obrázku 17. Tranzistor Q2, který slouží jako dioda, je umístěn na spodní straně (obr. 20) a přídatný chladič nepotřebuje.



Obrázek č. 19: NCP1034 Buck
– Pohled z vrchu

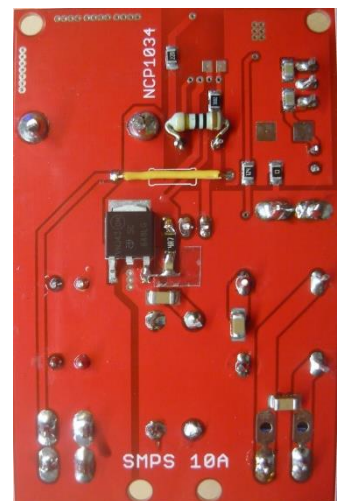
3.3.5 Zhodnocení

Parametry tohoto zdroje jsou podobné, jako u předchozího zapojení. Rozdíl je především v rozměrech desky, které činí oproti 117×92mm pouhých 71×45mm a množství součástek. Veškerá řídicí elektronika je vidět na obrázku 21.

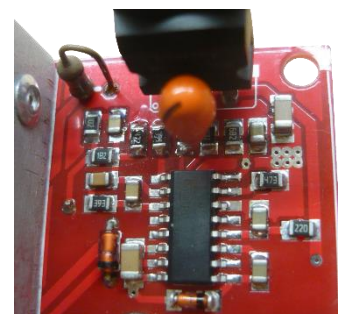
Díky zásobě profesionálně vyrobených desek a jednoduchému zapojení je možné kdykoli rychle osadit potřebnou variantu. V praxi to tedy znamená, že pokud přibude nové zařízení, během jednoho odpoledne může mít svůj vlastní napájecí zdroj. Při vlastní výrobě plošného spoje by zabrala podobně dlouhý čas jen příprava desky.

Přestože je celý zdroj mnohem menší a chlazení je pouze pasivní, teploty se podařilo udržet na přijatelných hodnotách. Toho bylo dosaženo především použitím modernějších tranzistorů, viz obvodové schéma v příloze č. 2. Vyšší teplotu má pouze tlumivka, protože na změřené 6A verzi bylo opět použito jádro z PC zdroje. Varianty na vyšší proudy už používají jádra z novějších materiálů a teploty jsou nižší.

Účinnost je o něco vyšší, než u předchozího zapojení, ale klidová spotřeba zůstává téměř stejná, tedy kolem 1W. Zde je vyšší spotřeba způsobena chováním obvodu NCP1034, který v režimu DCM neumí správně řídit synchronní diodu. Pro více informací viz katalogový list^[4].



Obrázek č. 20: NCP1034
Buck – Pohled ze spodu

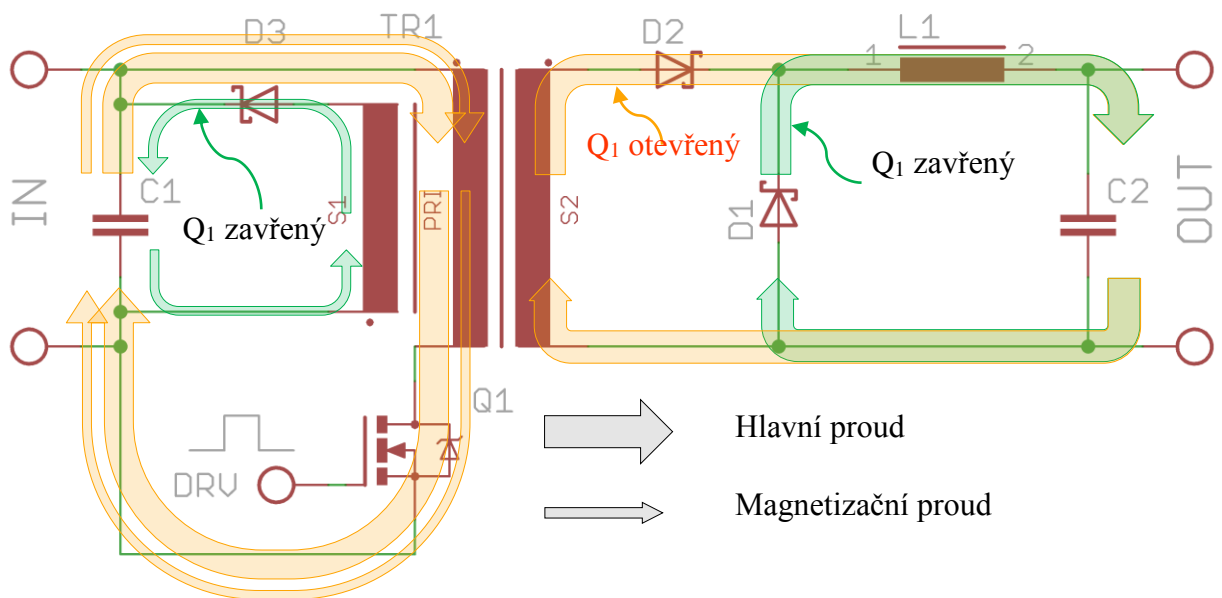


Obrázek č. 21: NCP1034 Buck
– Řídicí elektronika

4 SPÍNANÉ ZDROJE TOPOLOGIE FORWARD

Topologie forward je oproti topologii buck o něco složitější. Hlavní výhodou je, že tyto zdroje poskytují galvanické oddělení, které je pro některé aplikace nezbytné.

4.1 Teoretický úvod



Obrázek č. 22:Principiální schéma forward topologie

Jde o topologii měničů, které mohou napětí snižovat i zvyšovat. Používá se převážně pro měniče o výkonu 100–200W. Až na transformátor se tato topologie prakticky neliší od topologie buck. Vztah pro velikost výstupního napětí (2.2) je podobný jako u topologie buck. Přibyla akorát veličina N , která udává poměr závitů mezi primárním a sekundárním vinutím. Stejně jako v případě topologie buck však tento vztah platí pouze za předpokladu spojitého proudu tlumivkou L_1 .

$$N = \frac{N_{S2}}{N_{PRI}} \quad (2.1)$$

$$U_{OUT} = U_{IN} \cdot \frac{t_{ON}}{T \cdot N} \quad (2.2)$$

Proudové smyčky jsou znázorněny na obrázku 22. Po sepnutí tranzistoru Q_1 začne procházet proud primárním i sekundárním vinutím (PRI, S2). Energie ze vstupu tak proudí přímo na výstup. Současně primárním vinutím prochází i magnetizační proud, který lineárně narůstá se zvyšujícím se magnetickým tokem v jádře transformátoru. Jeho velikost je oproti proudu do zátěže poměrně malá, proto je na obrázku vyznačen tenkými šipkami. Po uzavření Q_1 musí magnetický tok v jádře transformátoru zaniknout ještě před startem dalšího cyklu. K tomu slouží demagnetizační vinutí S1, které energii uloženou v jádře vrací zpět do vstupních kondenzátorů.

4.1.1 Výběr součástek

4.1.1.1 Tlumivka

Pro výběr tlumivky platí opět stejná pravidla jako u topologie buck. Do vztahu pro výpočet indukčnosti je však nutné zahrnout poměr závitů mezi primárním a sekundárním vinutím, tedy veličinou N , viz vztah 2.3.

$$L_1 = \left(\frac{U_{OUT}}{f_{SW} \cdot \Delta I_{Lmax}} \right) \cdot \left(1 - \frac{U_{OUT}}{U_{INmax} \cdot N} \right) \quad (2.3)$$

4.1.1.2 Transformátor

Protože u tohoto typu měniče slouží jako akumulační prvek tlumivka L_1 , nikoli jádro transformátoru, jako je tomu třeba u topologie flyback^[5], může být transformátor poměrně malý. Velikost jádra volíme tak, aby se na jeho kostřičku vešla všechna požadovaná vinutí. Důležité je, aby bylo feritové a nemělo vzduchovou mezeru.

Minimální indukčnost primárního vinutí získáme ze vztahu 2.4. I_{Mmax} udává maximální hodnotu magnetizačního proudu. Magnetizační proud je vhodné volit co nejmenší, aby nedocházelo k zbytečně velkému namáhání tranzistoru Q_1 a diody D_3 . Obvykle se volí tak, aby tvořil přibližně 5–10% z maximálního primárního proudu, který lze vypočítat ze vztahu 2.5.

$$L_{PRI} = \left(\frac{U_{INmax}}{f_{SW} \cdot I_{Mmax}} \right) \cdot \left(\frac{U_{OUT}}{U_{INmax} \cdot N} \right) \quad (2.4)$$

$$I_{PRI\ max} = (I_{OUT} + \Delta I_{Lmax}) \cdot N \quad (2.5)$$

Počet závitů demagnetizačního vinutí se nejčastěji volí stejný, jako počet závitů primárního vinutí. Primární a demagnetizační vinutí je vhodné vinout společně (bifilárně), aby mezi nimi byla co nejmenší rozptylová indukčnost. V případě stejného počtu závitů musí být pracovní střída menší než 50%, aby k demagnetizaci došlo ještě před začátkem dalšího cyklu. Velikost maximální pracovní střídy můžeme přibližně spočítat ze vztahu 2.6. Reálná hodnota bude o něco vyšší, protože tento vztah nezahrnuje ztráty na vinutí, ani na polovodičových prvcích.

$$D_{max} = \left(\frac{U_{OUT}}{U_{INmin} \cdot N} \right) \quad (2.6)$$

$$D_{min} = \left(\frac{U_{OUT}}{U_{INmax} \cdot N} \right) \quad (2.7)$$

4.1.1.3 Tranzistor

V případě, stejného počtu závitů primárního a demagnetizačního vinutí by měl být tranzistor Q_1 namáhán teoreticky přesně dvojnásobkem U_{IN} . Obzvláště při vyšších proudech však mohou vznikat poměrně velké překmity, proto je vhodné tranzistor dimenzovat minimálně na $3x U_{IN}$. Pro ostatní parametry platí stejná pravidla, jako u topologie buck.

4.1.1.4 Diody

Demagnetizační dioda D_3 je stejně jako tranzistor v případě stejného počtu závitů demagnetizačního a primárního vinutí namáhána dvojnásobkem U_{IN} . Na této diodě obvykle nevznikají žádné velké překmity, ale přesto je dobré zachovat určitou napěťovou rezervu. Vzhledem k tomu, že magnetizační proud bývá poměrně nízký, ve většině případů si vystačíme s běžnými 1A diodami.

Dioda D_2 je v závěrném směru namáhána vstupním napětím, které je vynásobeno podílem závitů sekundárního a demagnetizačního vinutí, viz vztah 2.8. Na této diodě mohou vznikat obzvláště při vyšších výkonech překmity, proto je vhodné volit alespoň 30% napěťovou rezervu. K největšímu proudovému namáhání této diody dochází při minimálním vstupním napětí, kdy měnič pracuje při maximální střídě. Efektivní hodnotu proudu získáme ze vztahu 2.9.

$$U_{D2max} = U_{IN} \cdot \frac{N_{S2}}{N_{S1}} \quad (2.8)$$

$$I_{D2max} = I_{OUT} \cdot \sqrt{D_{max}} \quad (2.9)$$

Nulová dioda D_1 je namáhána vstupním napětím, vynásobeným podílem počtu závitů sekundárního a primárního vinutí, vztah 2.10. Stejně jako na D_2 mohou i na této diodě vznikat překmity, proto je opět vhodné volit alespoň 30% napěťovou rezervu. Proudové namáhání je tentokrát největší při maximálním vstupním napětí, tedy minimální pracovní střídě, viz vztah 2.11

$$U_{D1max} = U_{IN} \cdot N \quad (2.10)$$

$$I_{D1max} = I_{OUT} \cdot \sqrt{1 - D_{min}} \quad (2.11)$$

4.1.1.5 Kondenzátory

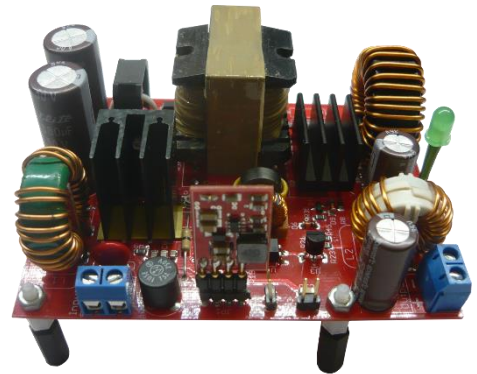
Při výběru kondenzátorů se řídíme stejnými pravidly jako v případě topologie buck. Pro zjištění efektivní hodnoty proudu vstupními kondenzátory lze tedy použít graf 1 z předchozí kapitoly. Výstupní proud je pouze nutné vynásobit konstantou N .

Pro výpočet efektivní hodnoty proudu výstupních kondenzátorů lze pak beze změny použít vztah 1.5 z předchozí kapitoly.

4.2 Galvanicky oddělený synchronní forward 6A s NCP1294

Základní parametry:

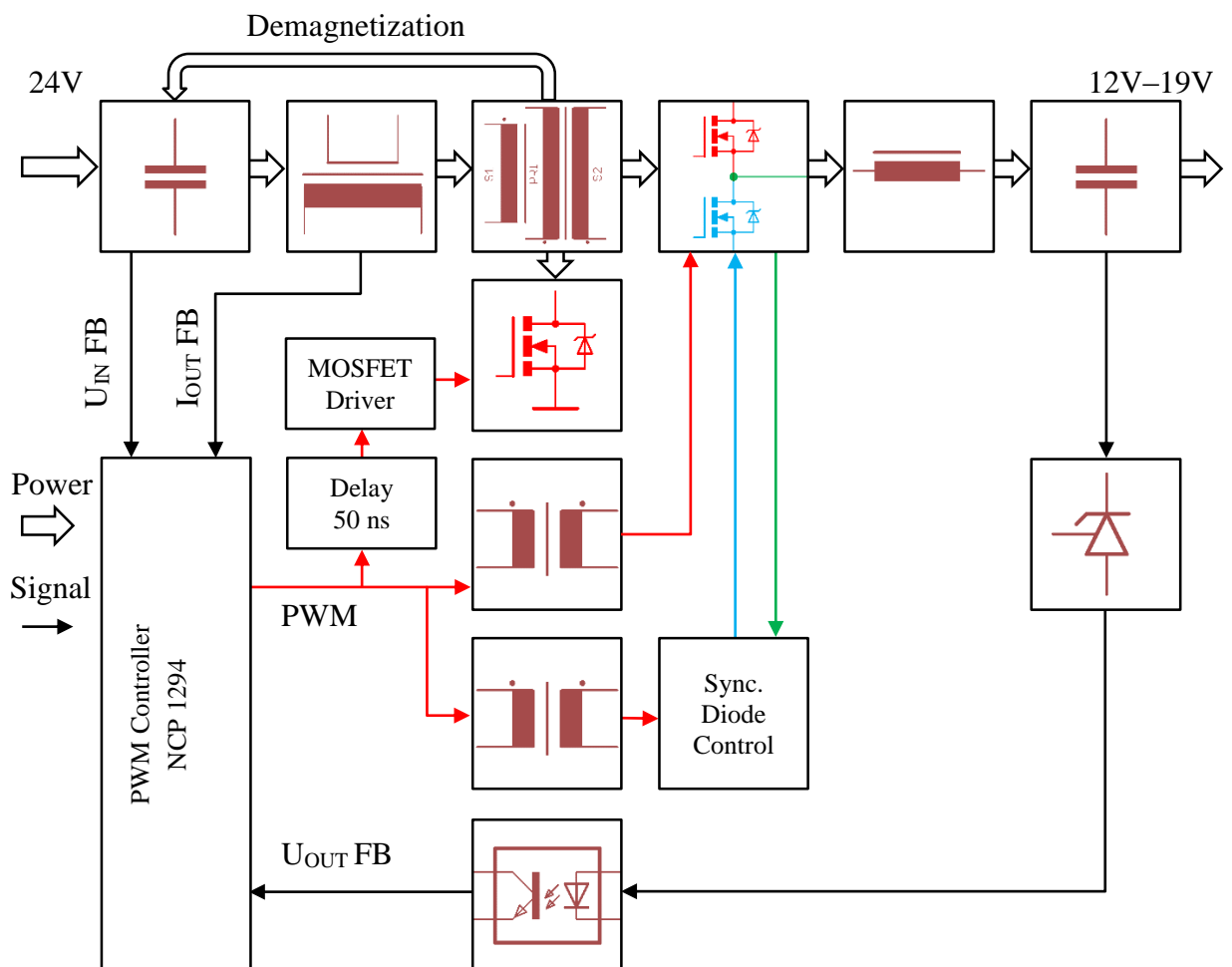
Vstupní napětí:	20V–32V
Výstupní napětí:	12–19V
Výstupní proud:	6A
Klidová spotřeba:	0,5W
Spínací frekvence:	100kHz
Max. účinnost:	94%
Rozměry desky:	72×95mm



Obrázek č. 23: NCP1294 Forward 6A

Motivací k vývoji tohoto měniče byly především problémy se zemními smyčkami, které nastávaly při propojování zařízení napájených z různých zdrojů. Cílem bylo sestavit jednu 19V verzi pro napájení laptopu a verzi pro napájení 12V spotřebičů v laboratoři.

4.2.1 Popis zapojení



Obrázek č. 24: Forward s NCP1294 – Blokové schéma

Princip funkce znázorňuje blokové schéma na obrázku 23. O řízení se stará obvod, označovaný jako NCP1294^[6], který lze také najít v nabídce firmy ON Semiconductor. Tento obvod se do jisté míry podobá obvodu TL494, který byl použit v mé první konstrukci. Oproti TL494 má však několik drobných vylepšení. Např. možnost hlídat okamžitou hodnotu proudu tlumivkou, což zajišťuje prakticky okamžitou reakci na zkrat na výstupu, nebo přetížení. Mezi další užitečné funkce pak patří integrovaný UVLO komparátor, nebo možnost nastavení maximální pracovní střídy.

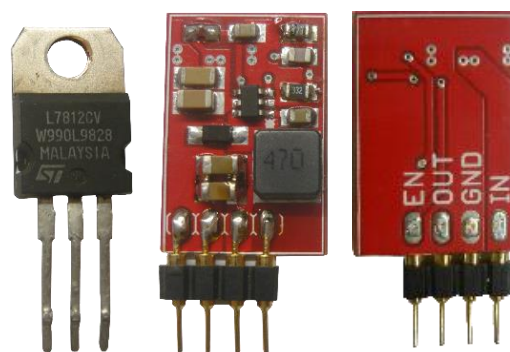
Obvod řídí současně primární tranzistor, označený v teoretickém úvodu jako Q_1 , a tranzistor, který slouží jako dioda D_2 . Protože druhý tranzistor se nachází na sekundární straně, jeho buzení obstarává malý oddělovací transformátor.

Nulová dioda D_1 je také synchronní, tedy emulovaná pomocí tranzistoru. Řízení obstarává, stejně jako u první konstrukce bucku, obvod NCP4305. Protože i tento obvod se nachází až na sekundární straně, signál pro předčasné zavření tranzistoru (TRIG) je třeba přenášet pomocí transformátoru. Oba signálové transformátory jsou navinuty na malých toroidních jádrech o průměru 10mm.

Napěťová zpětná vazba je řešena pomocí známého obvodu TL431 a optočlenu. TL431 se chová jako nastavitelná zenerova dioda. Ta je zapojena v sérii s LED optočlenu. Jakmile se U_{OUT} přiblíží požadované hodnotě, TL431 se začne otevírat a proud LED narůstá. To způsobí otevření foto-tranzistoru na druhé straně optočlenu a omezení výkonu zdroje.

Proud je snímán na primární straně, pomocí proudového transformátoru. Použití proudového transformátoru umožnilo výrazné snížení ztráty na snímacím rezistoru. Komparátor uvnitř NCP1294 je vhodný pro snímání napětí kolem 1V. Pokud by při primárním proudu 3A byl úbytek na snímacím rezistoru 1V, ztráta by činila 3W. Použitý transformátor má transformační poměr 1:80, takže proud snímacím rezistorem i výkonová ztráta je 80x menší, tedy necelých 40mW.

Oproti předchozím konstrukcím je řídicí elektronika napájena pomocí modulu spínaného stabilizátoru s obvodem AOZ1282^[7]. To umožnilo snížit klidovou spotřebu cca na polovinu. Modul je navržen na malé desce plošných spojů se stejným rozložením vývodů, jako u běžných stabilizátorů z řady 78xx. Navíc je zde vyveden pin EN (Enable), kterým je možné stabilizátor zapínat a vypínat. Maximální proud stabilizátoru je až 600mA, takže kromě elektroniky by mohl s rezervou napájet např. ještě přídatný ventilátor.



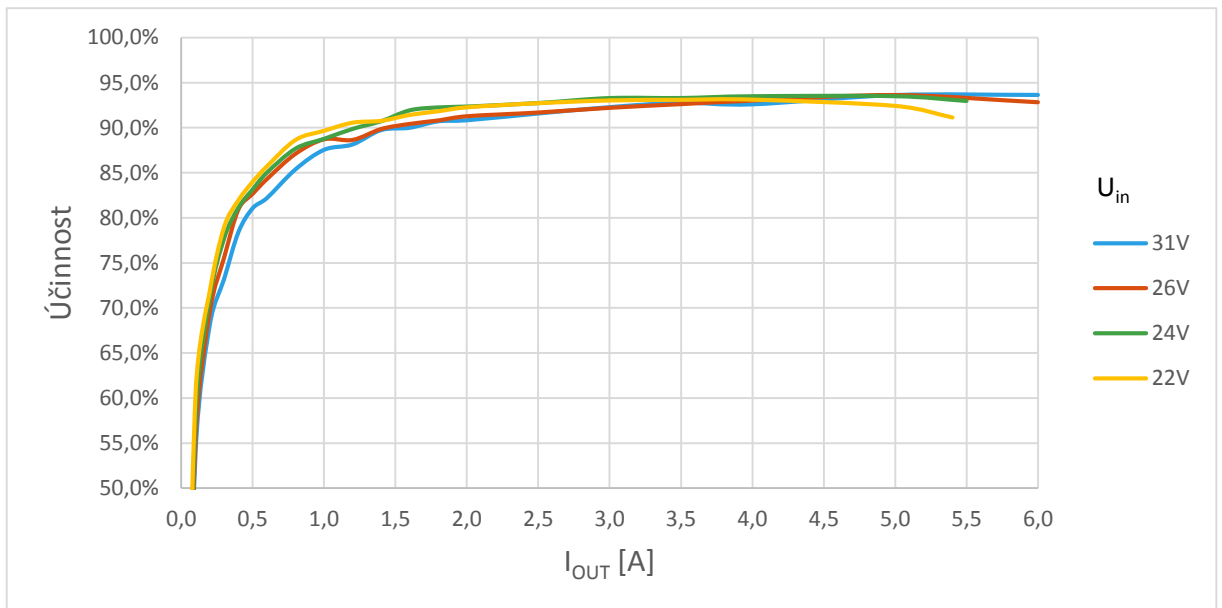
Obrázek č. 25: 7812, spínaný stabilizátor

4.2.2 Problémy při vývoji

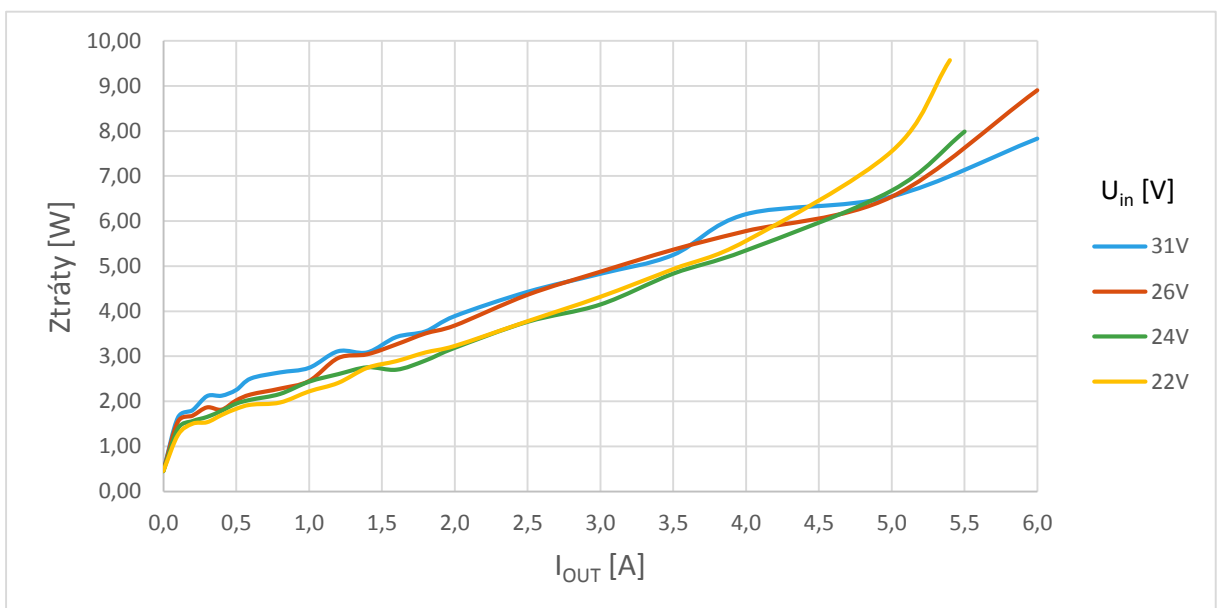
Vývoj tohoto zdroje trval poměrně dlouho. Topologie jednočinného forwardu není příliš rozšířená a zatím jsem nikde neviděl konstrukci se synchronním usměrněním. Bylo nutné vymyslet způsob, jak s přesností na desítky ns synchronizovat spínání na primární i sekundární straně. Dost problémů jsem měl i s rušením a překmitými na tranzistorech.

4.2.3 Měření účinnosti

Přestože oproti topologii buck přibyly další ztrátové prvky, především transformátor, účinnost je poměrně vysoká. Pohybuje se kolem 94% v téměř celém pracovním rozsahu.



Graf č. 6: Účinnost forwardu s NCP1294 v závislosti na zátěži



Graf č. 7: Ztráty forwardu s NCP1294 v závislosti na zátěži

4.2.4 Měření teplot

$T_A = 23^\circ\text{C}$, $U_{IN} = 31\text{V}$							
$I_{out} = 3\text{A}$				$I_{out} = 6\text{A}$			
Q_1	TR_1	L_1	$Q_{2,3}$	Q_1	TR_1	L_1	$Q_{2,3}$
46°C	48°C	40°C	46°C	62°C	60°C	52°C	59°C

Tabulka č. 3: Synchronní forward s NCP1294 – měření teplot

Oproti předchozím teplotním měření si lze všimnout nižší teploty tlumivky (L_1). Tlumivka předchozího zdroje, měla při zátěži 6A teplotu 75°C . Tato tlumivka měla jen 52°C , přestože byla navinuta stejným průřezem drátu na stejné velikosti jádra. Místo jádra z počítačového zdroje bylo použito jádro z materiálu, který bývá označován jako „Sendust“. Ten by měl mít oproti žlutým jádrům z PC zdrojů nižší ztráty, což teplotní měření potvrdilo.

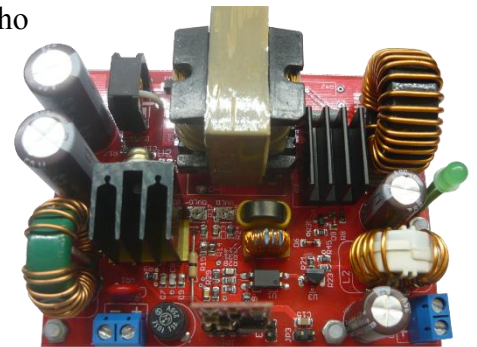
4.2.5 Zhodnocení

Účinnost tohoto zdroje je o něco horší, než u předchozího bucku, ale s tím bylo na začátku projektu počítáno. Energie musí projít více prvky, proto jsou i celkové ztráty o něco vyšší.

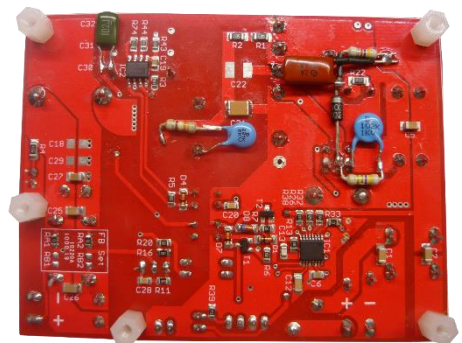
Oproti předchozím konstrukcím má však tento zdroj poloviční klidovou spotřebu. Protože jeden kus používám jako centrální zdroj napětí 12V, který často běží naprázdno, snížení klidové spotřeby by mělo celkovou efektivitu výrazně zvýšit.

Problémy s rušením se podařilo téměř odstranit. Výrazně pomohly filtry na vstupu a výstupu a přidání tlumících RC článků (snubberů^[8]) ke každému tranzistoru. Snubbery byly přidány až dodatečně a lze je vidět na obrázku 22. Vliv měl i návrh transformátoru a plošného spoje, který byl několikrát upravován. Zdroj slouží mimo jiné i pro napájení FM rádia, proto bylo nutné co nejlepší odrušení. Nyní je zhoršení příjmu patrné jen u několika stanic s nejslabším signálem, ale to až při vyšším zatížení zdroje.

Hlavní nevýhodou tohoto zdroje by mohlo být větší množství součástek a zdlouhavá výroba transformátorů. Proto v současnosti pracuji na vývoji jednoduššího zapojení.



Obrázek č. 26: NCP1294 Forward – Pohled z vrchu



Obrázek č. 27: NCP1294 Forward – Pohled ze spodu

5 SINUSOVÉ STŘÍDAČE 230V

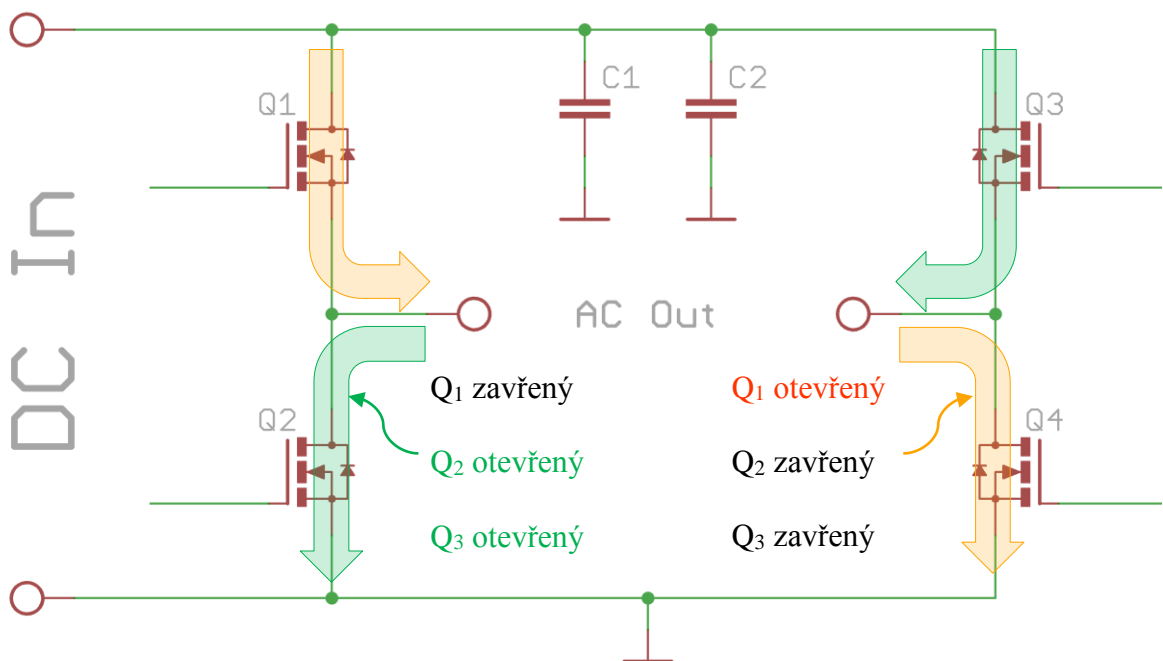
Množství zařízení, které lze napájet nízkým stejnoměrným napětím, sice přibývá, stále však převládají spotřebiče, které potřebují standardní síťové napětí 230VAC, 50Hz.

Historicky první střídače byly tvořeny stejnosměrným elektromotorem a alternátorem na společné hřídeli. Sám jsem ze zvědavosti jeden 500W střídač této konstrukce testoval, ale klidová spotřeba 100W mě moc nepřesvědčila.

Dnes už jsou střídače realizovány téměř výhradně pomocí polovodičů a jejich parametry jsou na tom výrazně lépe.

5.1 Teoretický úvod

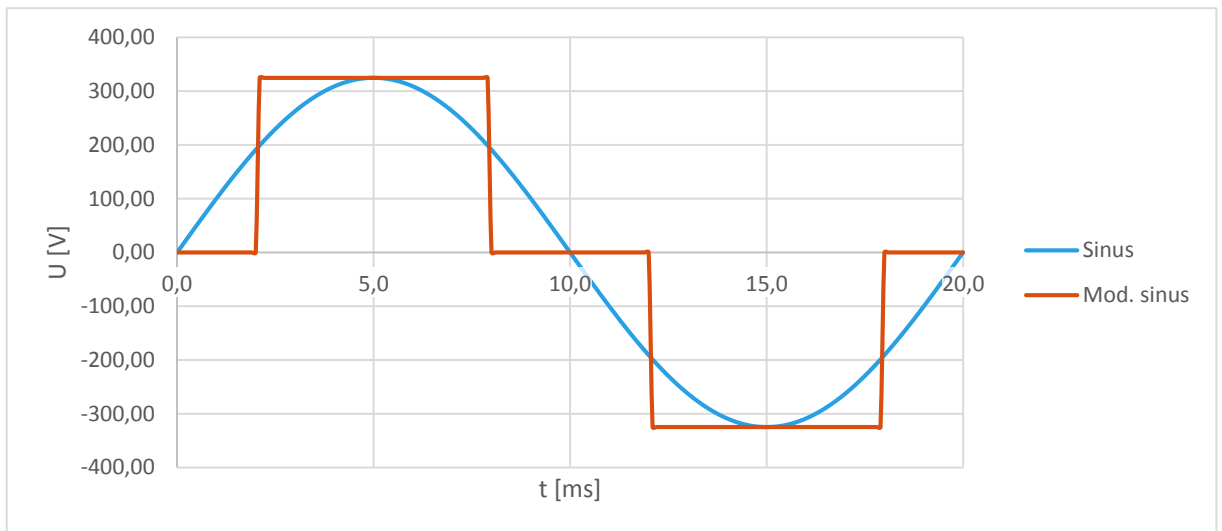
Pro přeměnu stejnosměrného napětí na střídavé pomocí polovodičů se používá zapojení, označované jako H-můstek. Princip jeho funkce je znázorněn na následujícím schématu. Pokud budeme střídavě budit dvojice tranzistorů Q1, Q4 a Q2, Q3, na výstupu dostaneme střídavé napětí obdélníkového průběhu.



Obrázek č. 28: Principiální schéma H-můstku

5.1.1 Modifikovaný sinus

Levné střídače mají na výstupu obvykle průběh, označovaný jako modifikovaný sinus. Jde obdélníkový signál, který má takovou šířku pulzu, aby byla maximální hodnota přibližně 1,4x větší, než efektivní hodnota. Tedy stejný poměr, jako u sinusového průběhu. Rozdíl mezi sinusoidou a modifikovanou sinusoidou znázorňuje obrázek 29.

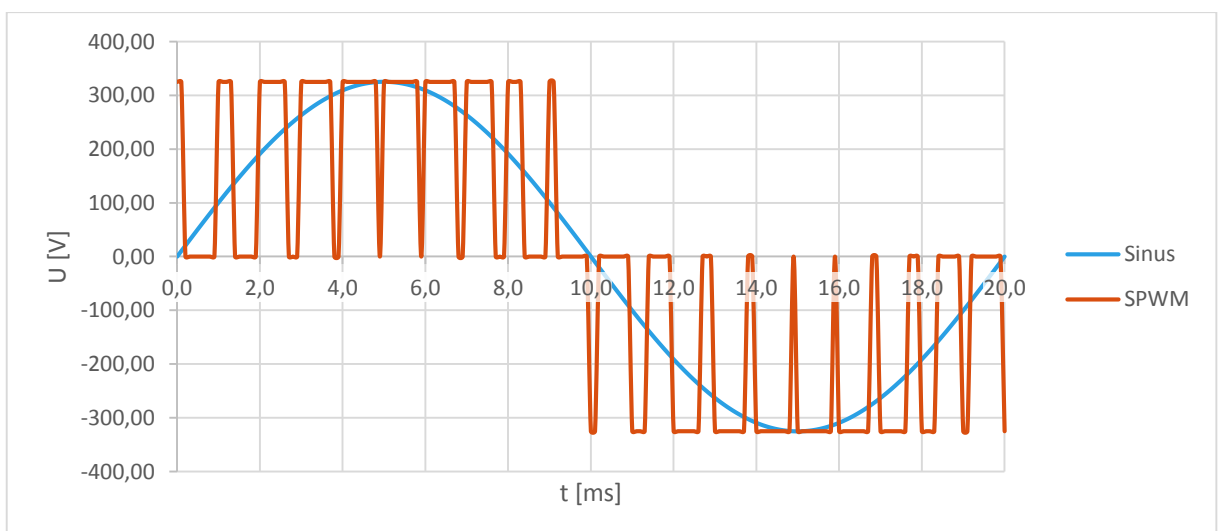


Obrázek č. 29: Sinus, Modifikovaný sinus

Střídače s modifikovanou sinusoidou jsou dobré, jako nouzový zdroj, ale pro dlouhodobé napájení většiny spotřebičů se nehodí. Ostré náběžné hrany způsobují nepříjemné bzučení síťových filtrů, které dnes bývají i v úsporných žárovkách. Motory, napájené tímto průběhem, mají vyšší ztráty a hlučnost. Žádné vedlejší účinky tento průběh nemá prakticky jen na topná tělesa a klasické vláknové žárovky.

5.1.2 Generování sinusového průběhu – SPWM

Existují i střídače se sinusovým průběhem na výstupu. U těchto střídačů je H-můstek buzený pomocí PWM signálu, který mění šířku pulzu tak, aby jeho střední hodnota kopírovala sinusoidu. Tento PWM signál bývá označován jako SPWM, tedy Sine Pulse Width Modulation. Jeho průběh je znázorněn na obrázku 30.



Obrázek č. 30: SPWM signál

Za H-můstek je nutné ještě umístit dolnoproputný LC filtr, který odfiltruje PWM složku. Pokud je mezní kmitočet filtru výrazně nižší, než frekvence PWM a zároveň vyšší, než frekvence sinusového průběhu (v našem případě 50Hz), na výstupu dostaneme velmi přesnou sinusoidu. Střídačem tohoto typu je tak možné bez omezení napájet prakticky jakýkoli spotřebič odpovídajícího příkonu. Na stejném principu fungují i zesilovače třídy D.

5.1.4 Transformace napětí

Systémové napětí domácích fotovoltaických systémů bývá obvykle poměrně nízké, v mém případě 24V. Proto je nutné jeho hodnotu ještě adekvátně zvýšit. Toho lze docílit dvěma způsoby.

5.1.4.1 Pomocí DC/DC měniče

Tento způsob je dnes nejpoužívanější. Nízké DC napětí je zvýšeno DC/DC měničem a následně rozstřídáno pomocí H-můstku.

Výhody:

- malá hmotnost a rozměry
- nízká klidová spotřeba

Nevýhody:

- větší množství součástek
- malá přetížitelnost

Střídače s DC/DC měničem jsou lehké a malé. Obsahují však poměrně velké množství součástek. Hlavní nevýhodou je, že tyto střídače obvykle nelze ani krátkodobě příliš přetěžovat. To může způsobovat problémy při napájení spotřebičů s velkým nárazovým proudem. Např. asynchronní motory odebírají při rozběhu několikanásobek svého nominálního proudu.

5.1.4.2 Pomocí síťového transformátoru

Druhá možnost je napětí první rozstřídat a následně transformovat pomocí klasického síťového transformátoru.

Výhody:

- velká přetížitelnost
- minimální množství součástek

Nevýhody:

- vysoká hmotnost a rozměry
- vyšší klidová spotřeba
- cena transformátoru
- hlučnost některých transformátorů

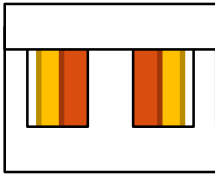
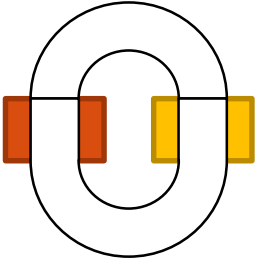
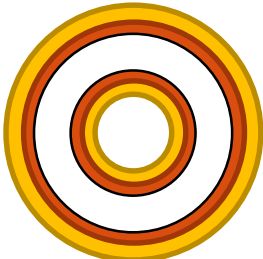
Pro konstrukci tohoto střídače stačí pouze H-můstek a síťový transformátor. Odpadá konstrukce DC/DC měniče. Při dostatečném dimenzování tranzistorů lze tento typ střídače krátkodobě i několikanásobně přetížit. Síťový transformátor má poměrně velkou tepelnou setrvačnost, proto jeho krátkodobé přetěžování nevede.

5.1.5 Návrh síťového transformátoru

Přestože střídače se síťovým transformátorem mají mnoho nevýhod, pro použití ve FV systémech jsou dobrou volbou. Především díky své odolnosti vůči nárazovým proudům. Proto se ve své práci budu zabývat pouze tímto typem konstrukce.

5.1.5.1 Výběr jádra

Pro síťové transformátory existuje několik typů jader. Nejpoužívanější jsou jádra EI, toroidní jádra a jádra ve tvaru dvojitého C. Všechny tři zmíněné typy jader jsem otestoval a v následující tabulce se pokusím o srovnání jejich vlastností.

<div style="border: 1px solid black; padding: 2px; width: fit-content; margin-bottom: 5px;">Jádro</div> <div style="background-color: #c0504d; width: 100%; height: 15px; margin-bottom: 5px;"></div> <div style="background-color: #f1c232; width: 100%; height: 15px;"></div>			
Tvar	EI	C	Toroid
Rozptylová indukčnost	Nízká	Vysoká	Nízká
Klidový proud	Vysoký	Střední	Nízký
Hlučnost	Střední	Vysoká	Nízká
Sycení (B)	1T	1, 7T	1, 7T
Navíjení	Jednoduché	Jednoduché	Obtížné

Tabulka č. 4: Srovnání jader síťových transformátorů

Pro střídače jsou nejvhodnější toroidní jádra. Oproti transformátorům s EI jádry mají toroidní transformátory až 4x menší klidový proud a jsou méně hlučné. Toroidní jádra umožňují také vysoké sycení, takže stačí vinout menší množství závitů. Nízká rozptylová indukčnost je v tomto případě nevýhodou. V sinusových střídačích tato indukčnost pomáhá s filtrováním PWM. Proto je vhodné do série s vinutím transformátoru zapojit ještě tlumivku. Asi největší nevýhodou těchto jader je pak komplikované ruční navíjení.

Druhým nejvhodnějším typem jsou jádra tvaru C. Tato jádra umožňují vysoké sycení a mají přibližně 2x menší klidový proud, než EI jádra. Mezi primárním a sekundárním vinutím je velká rozptylová indukčnost, proto není nutné zařazovat žádnou tlumivku. Navíjení je oproti toroidu jednoduché. Největší problém je, spojit obě poloviny jádra tak, aby transformátor nebyl hlučný.

Jádra typu EI jsou sice nejdostupnější, ale pro střídače jsou nejméně vhodná. Hlavně kvůli vysokému klidovému proudu a nízkému sycení.

5.1.5.2 Počet závitů výstupního vinutí

Minimální počet závitů pro výstupní vinutí lze vypočítat ze vztahu 3.1. Všechny hodnoty se dosazují v základních jednotkách.

$$N_{OUT} = \frac{U_{OUT,RMS}}{4,44 \cdot B \cdot S \cdot f} \quad (3.1)$$

Průřez jádra S volíme na základě požadovaného trvalého výkonu. Pro EI jádra lze pro odhad průřezu použít vztah 3.2, výsledek vychází v cm^2 . Pro ostatní typy jader je nejlepší, zvolit vhodnou velikost dle tabulek výrobce, nebo se inspirovat jinými transformátory podobného výkonu.

$$S_{EI} = \sqrt{P} \quad (3.2)$$

Mnoho konstruktérů si myslí, že jádro určené např. pro 500W transformátory nemůže přenášet větší výkon, než 500W. Reálně je však maximální výkon omezen pouze odporem vinutí a rozptylovou indukčností. Na průřezu jádra nezáleží. Důvod, proč je pro přenos většího výkonu nutné zvolit větší jádro tady však je. Ze vztahu 3.1 vyplývá, že čím bude jádro menší, tím větší počet závitů bude třeba navinout. Protože měď není supravodič, výkonnější transformátor bude nutné navinout silnějším drátem. A velký počet závitů silným drátem se na malé jádro nevrže.

5.1.5.3 Počet závitů vstupního vinutí

Při odvozování počtu závitů pro vstupní vinutí je nutné pamatovat, že vztah 3.1 počítá s efektivními hodnotami. Vstupní DC napětí, které přivádíme na H-můstek, nám udává maximální velikost amplitudy, nikoli efektivní hodnotu. Proto je pro sinusový průběh nutné DC napětí vydělit ještě odmocninou ze dvou. Celý výpočet shrnuje vzorec 3.3.

$$N_{IN} = \frac{U_{IN,DC,MIN}}{\sqrt{2} \cdot U_{OUT,RMS}} \quad (3.3)$$

5.1.5.4 Proudové zatížení

Efektivní hodnotu proudu výstupním vinutím vypočítáme jako podíl požadovaného výkonu a výstupního napětí (vztah 3.4). Po vynásobení převodním poměrem (vztah 3.5), dostaneme přibližný proud vstupního vinutí. Reálně vstupním vinutím poteče ještě magnetizační proud, ale ten je pro zjednodušení výpočtu možné zanedbat.

$$I_{OUT,RMS} = \frac{P}{U_{OUT,RMS}} \quad (3.4)$$

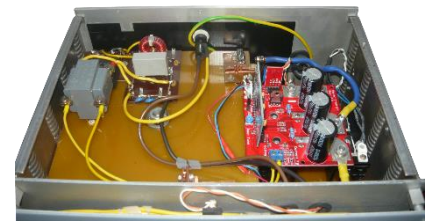
$$I_{IN,RMS} \approx I_{IN} \cdot \frac{N_{OUT}}{N_{IN}} \quad (3.5)$$

Průřez vodičů volíme tak, aby proudová hustota nepřesahovala $3\text{A}/\text{mm}^2$.

5.2 Galvanicky oddělený sinusový střídač 600W s EG8010

Základní parametry:

Vstupní napětí:	20V–32V
Výstupní napětí:	230V, 50Hz, sinus
Výkon:	600W
Klidová spotřeba:	7W
Spínací frekvence:	23,4kHz
Max. účinnost:	90%
Rozměry krabice:	280×130×220mm
Rozměry hlavní desky:	85x85mm
Celková hmotnost:	8kg



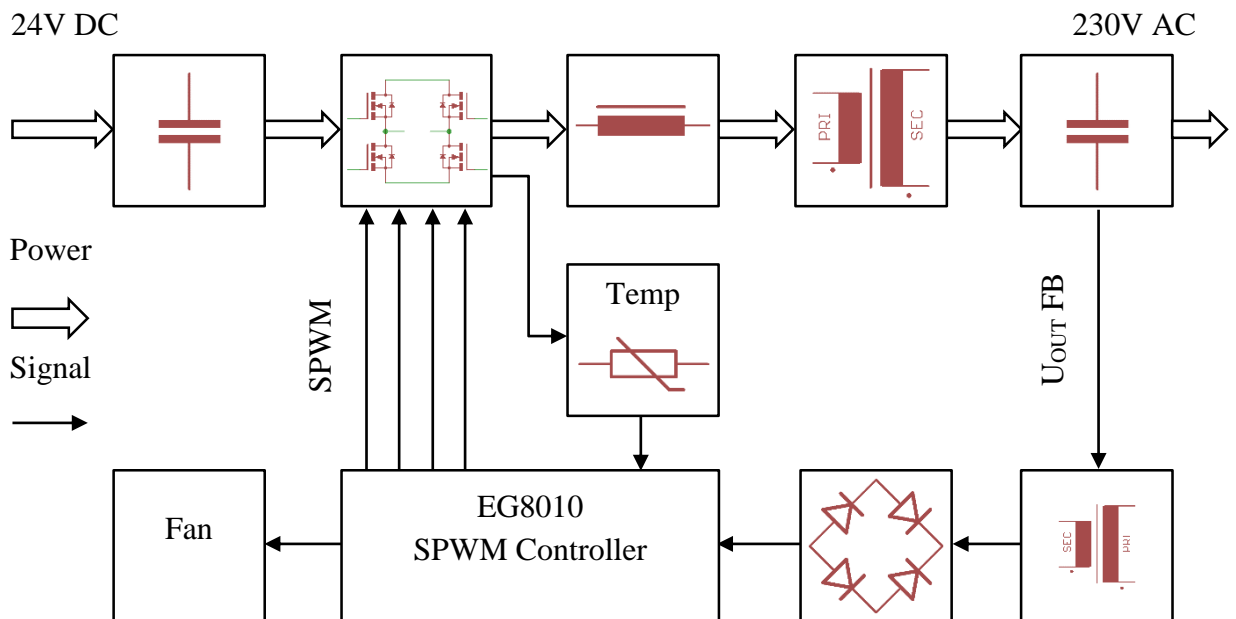
Obrázek č. 31: Střídač 600W – Otevřená krabice z vrchu



Obrázek č. 32: Střídač 600W – čelní panel

Tento střídač byl vyvíjen pro napájení síťových spotřebičů v laboratoři. V letních dnech zde napájí prakticky vše, od citlivých zařízení jako gramofon nebo audio zesilovač až po laboratorní zdroje, páječky, apod.

5.2.1 Popis zapojení



Obrázek č. 33: Střídač 600W – Blokové schéma

Princip tohoto střídače popisuje blokové schéma na obrázku. Vstupní stejnosměrné napětí je pomocí H-můstku rozstředáno a následně přivedeno na vinutí síťového transformátoru.

Byl zvolen toroidní transformátor, především kvůli své nízké hlučnosti. Pro lepší vyhlazení proudu je před primární vinutí zařazena tlumivka. Ta společně s rozptylovou indukčností transformátoru a výstupním kondenzátorem tvoří dolnoproustný filtr pro odstranění PWM složky. U transformátorů s velkou rozptylovou indukčností není nutná. Po několika pokusech byla zvolena indukčnost 47uH. Při nižších hodnotách bylo znatelné zvýšení klidové spotřeby. Příčinou byly ztráty způsobené velkým zvlněním magnetizačního proudu transformátoru.

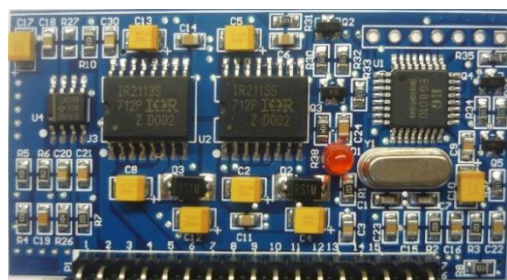


Obrázek č. 34: Transformátor a tlumivka

Výstupní kondenzátor by měl být dimenzovaný alespoň na 250VAC. Kapacita byla také zvolena experimentálně. Ukázalo se, že při frekvenci PWM kolem 23kHz pro většinu transformátorů vyhovuje hodnota cca 2μF.

5.2.1.1 Modul EG8010

Jde o hotový modul určený pro řízení střídačů. Kromě mikrokontroléru, který generuje řídicí SPWM signál, obsahuje i budiče tranzistorů. V současnosti je tento modul běžně dostupný na čínských eshopech za cenu kolem 100,- Kč.



Obrázek č. 35: Modul EG8010

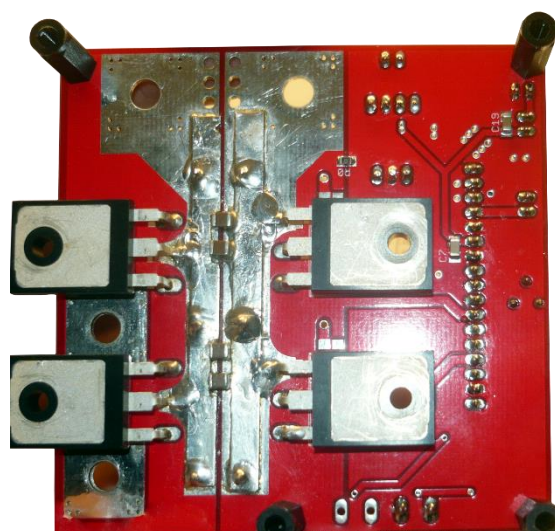
Modul umožňuje zapojení napěťové, proudové a teplotní zpětné vazby. Napěťová zpětná vazba je kvůli galvanickému oddělení zavedena přes malý síťový transformátor. Proudová zpětná vazba je nezapojena. Jako ochrana proti zkratu na výstupu stačí i standardní elektromagnetický jistič. Teplotní zpětnou vazbu pak obstarává 10 kΩ NTC termistor, který je připevněn na chladič tranzistorů. Podle teploty chladiče modul automaticky spíná ventilátor. K zapnutí ventilátoru dochází při teplotě kolem 45°C. V případě překročení teploty cca 65°C dojde k odstavení celého střídače.

5.2.1.2 Hlavní deska

Na této desce se nachází především vstupní kondenzátory a výkonové tranzistory tvořící H-můstek. Protože přes můstek mohou za provozu protékat proudy v řádu několika desítek ampér, výkonové spoje jsou posíleny měděnou fólií tloušťky 0,1mm. Tranzistory jsou montovány zespodu, naležato, viz obrázek 36. Díky tomuto způsobu montáže je možné použít téměř libovolně velký chladič.



Obrázek č. 37: Střídač – Hlavní deska z vrchu

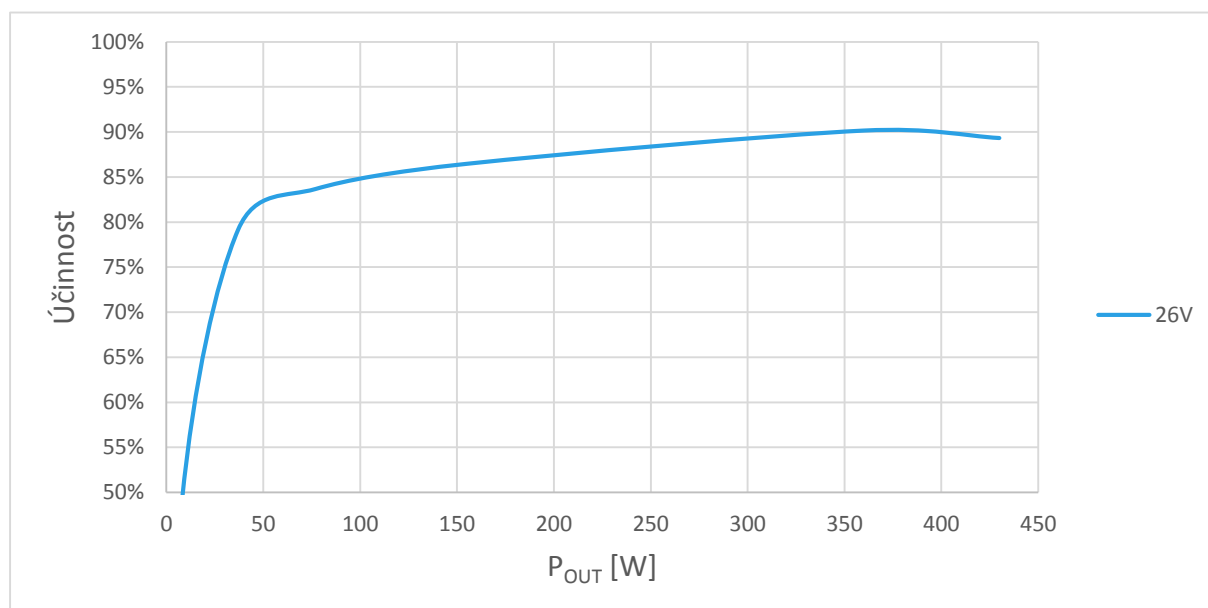


Obrázek č. 36: Střídač – Hlavní deska ze spodu

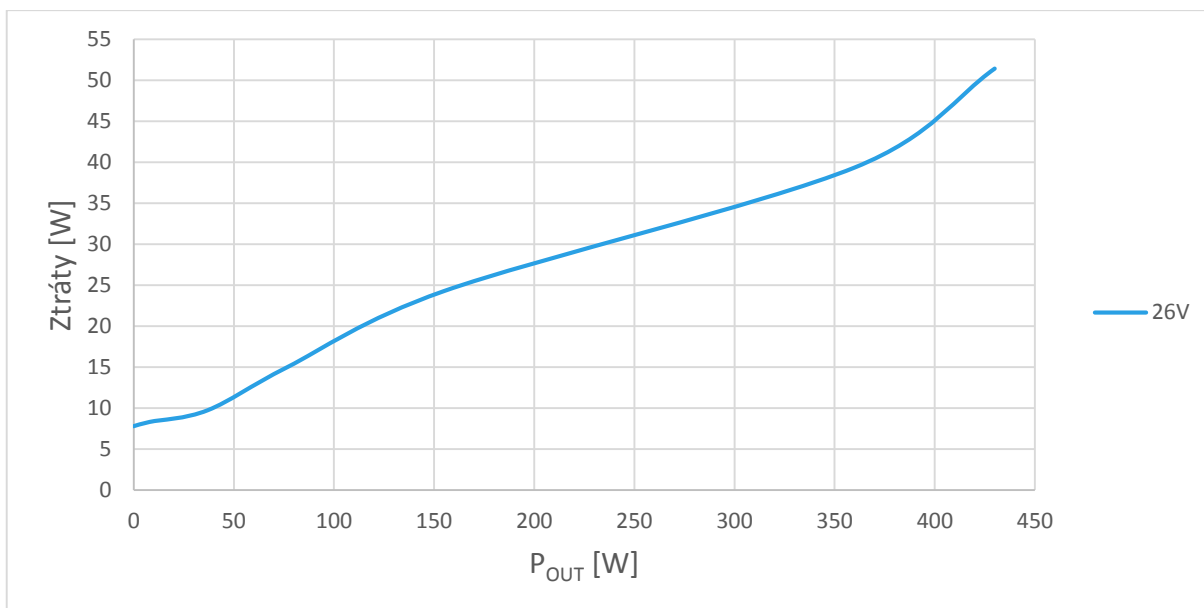
Kromě výkonových součástek je na desce osazeno i rozhraní pro samotný řídicí modul. Pomocný zdroj 12V zde opět tvoří spínaný stabilizátor, který se osvědčil už v předchozí konstrukci. Samotný řídicí modul má spotřebu poměrně malou a pro jeho napájení by stačil i lineární stabilizátor. Z 12V větve se však napájí i ventilátor, který už by svým odběrem způsoboval na lineárním stabilizátoru příliš velkou ztrátu.

5.2.2 Měření účinnosti

Protože nemám k dispozici laboratorní zdroj dostatečného výkonu, účinnost byla měřena pouze pro vstupní napětí 26V, což bylo napětí baterií v době měření. Měřeno bylo pouze s odporovou zátěží, u jiného typu zátěže se mohou výsledky mírně lišit.



Graf č. 8: Účinnost střídače 600W v závislosti na výstupním výkonu



Graf č. 9: Ztráty střídače 600W v závislosti na výstupním výkonu

5.2.3 Měření teplot

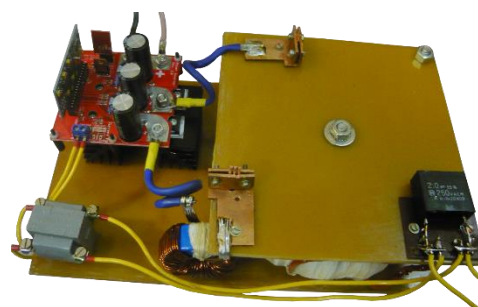
$T_A = 23^\circ\text{C}$, $U_{IN} = 26\text{V}$					
$P_{OUT} = 300\text{W}$, ventilátor vypnutý			$P_{OUT} = 500\text{W}$, ventilátor zapnutý		
Tranzistory	Tlumivka	Transformátor	Tranzistory	Tlumivka	Transformátor
42°C	32°C	43°C	46°C	38°C	52°C

Tabulka č. 5: Střídač 600W – měření teplot

5.2.4 Zhodnocení

Tento střídač funguje v naší laboratoři aktuálně již cca rok bez jediné poruchy. Za tu dobu vydržel i tvrdý zkrat na výstupu, který vedl pouze k vybavení jističe.

Toroidní transformátor lze slyšet pouze v těsné blízkosti, stejně tak i ventilátor. Povedlo se tedy splnit jeden z hlavních cílů, protože laboratoř je kromě vývoje také aktivně využívána k poslechu hudby.



Obrázek č. 38: Kompletní zapojení

Střídač je možné krátkodobě i několikanásobně přetížít.

Při testování neměl problém ani s rozběhem 500W čerpadla. Tato vlastnost se uplatní nejen při rozběhu motorů, ale i při zapínání spotřebičů s velkou vstupní kapacitou.

Oproti pokusům s jinými typy transformátorů se povedlo dosáhnout i poměrně nízkého klidového proudu a vysoké účinnosti. DC/DC měničům se však účinnost bohužel nevyrovná.

6 MPPT SOLÁRNÍ REGULÁTORY

Nabíjet baterie pomocí fotovoltaických panelů je možné i bez jakéhokoli regulátoru. Pokud je napětí panelů vyšší, než napětí baterie, stačí je mezi sebou pouze propojit. Vhodné je zapojit mezi FV panely a baterie ještě diodu, aby v noci nedocházelo k toku proudu z baterií zpět do panelů.

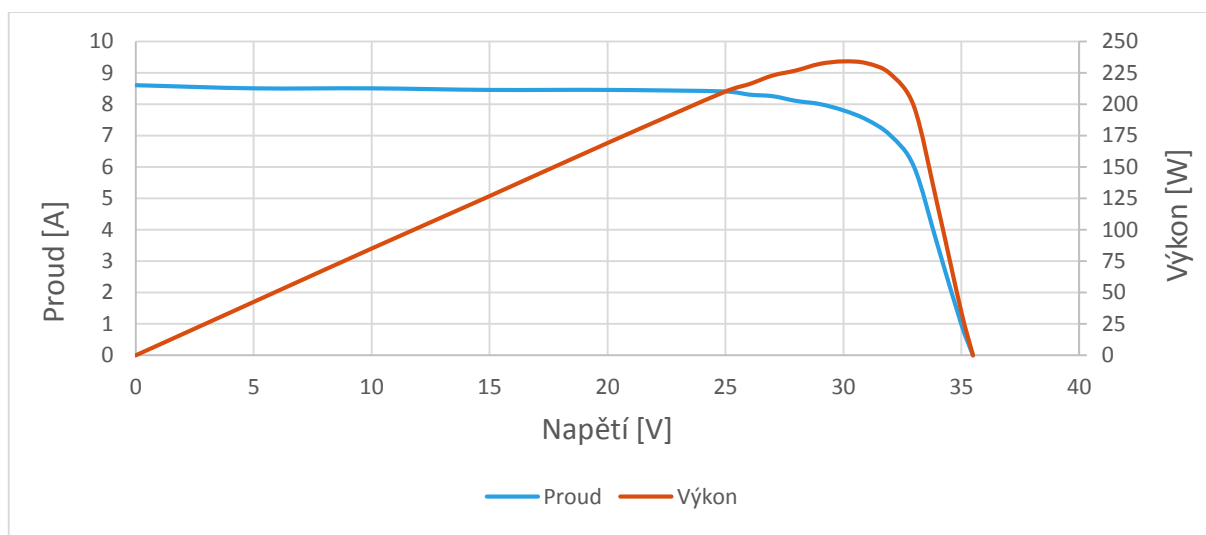
Takto jednoduché zapojení je sice funkční, ale má dva zásadní nedostatky. Není zde zajištěna žádná ochrana proti přebíjení baterií, což lze však u menší elektrárny vyřešit nějakou automaticky spínanou zátěží. Dalším problémem může být velký rozdíl mezi pracovním napětím panelů a napětím baterií. V tomto případě nedostáváme z panelů maximum výkonu, což snižuje celkovou efektivitu systému.

6.1 Teoretický úvod

Problém s přizpůsobením napětí řeší regulátory, které vyhledávají pracovní bod maximálního výkonu, tzv. MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) regulátory. Základem takových regulátorů bývá DC/DC snižující měnič, který snižuje napětí panelů na úroveň baterií. O vyhledávání optimálního pracovního bodu se obvykle stará mikrokontrolér.

6.1.1 Charakteristika FV panelu

Fotovoltaický panel se chová jako proudový zdroj. Velikost dodávaného proudu je dána intenzitou osvětlení. Na následující volt-ampérové charakteristice lze vidět chování běžného 60 článkového polykrystalického panelu při maximálním osvětlení.



Graf č. 10: VA charakteristika FV panelu

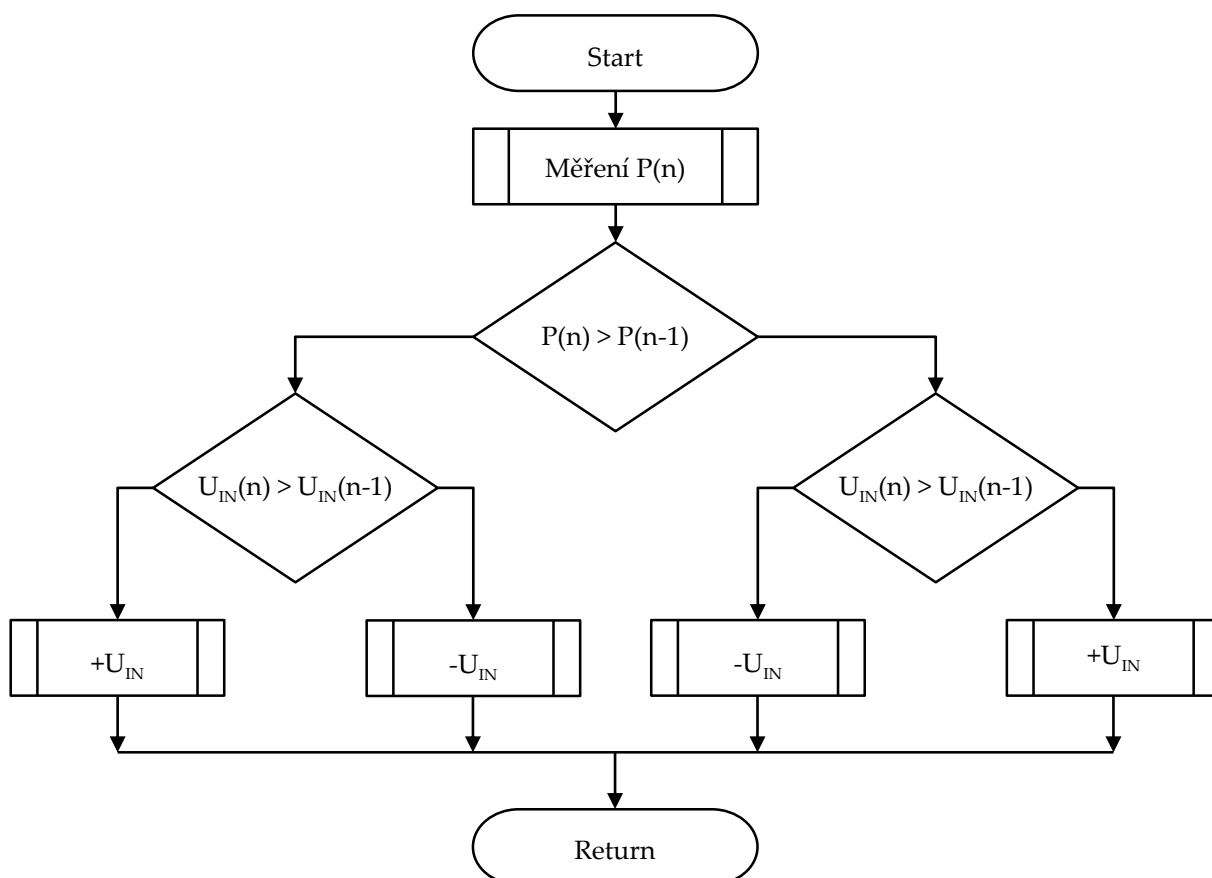
Z charakteristiky vyplývá, že maximálního výkonu je dosaženo při napětí kolem 30V. Pokud budeme mít na bateriích právě tuto hodnotu napětí, dostáváme z panelů maximální výkon i bez jakéhokoli regulátoru. V případě, že budou baterie vybité a jejich napětí bude třeba jen 22V, bez regulátoru bychom značnou část výkonu ztratili.

Napětí, při kterém solární panel dodává maximální výkon, je dáno především počtem článků. Nejběžnější jsou 60 článkové polykrystalické, nebo monokrystalické panely, které mají pracovní napětí kolem 30V při teplotě 25°C. S rostoucí teplotou pracovní napětí klesá, takže klesá i účinnost panelu (maximální proud zůstává stejný).

Na svých 60 článkových panelech jsem v letních dnech naměřil maximální výkon při napětí kolem 28V, v zimních mrazech kolem 33V. Intenzita osvětlení nemá na pracovní napětí téměř žádný vliv.

6.1.2 Metody MPPT

Metod pro hledání optimálního pracovního bodu je hned několik. Nejpoužívanější z nich se nazývá *perturb and observe*. Princip je velmi jednoduchý. Mikrokontrolér nastaví DC/DC měnič tak, aby na vstupu udržoval určitou hodnotu napětí, a následně změří dodávaný výkon. V následujícím kroku napětí sníží/zvýší a sleduje změnu výkonu. Pokud výkon vzroste, předchozí krok zopakuje. Pokud dojde naopak k poklesu výkonu, provede krok opačným směrem. Hlavní nevýhodou této metody jsou neustálé oscilace okolo bodu maximálního výkonu. Princip popisuje diagram na obrázku Obrázek č. 39.



Obrázek č. 39: Perturb and observe – Vývojový diagram

6.2 MPPT regulátor 16/40A

Základní parametry:

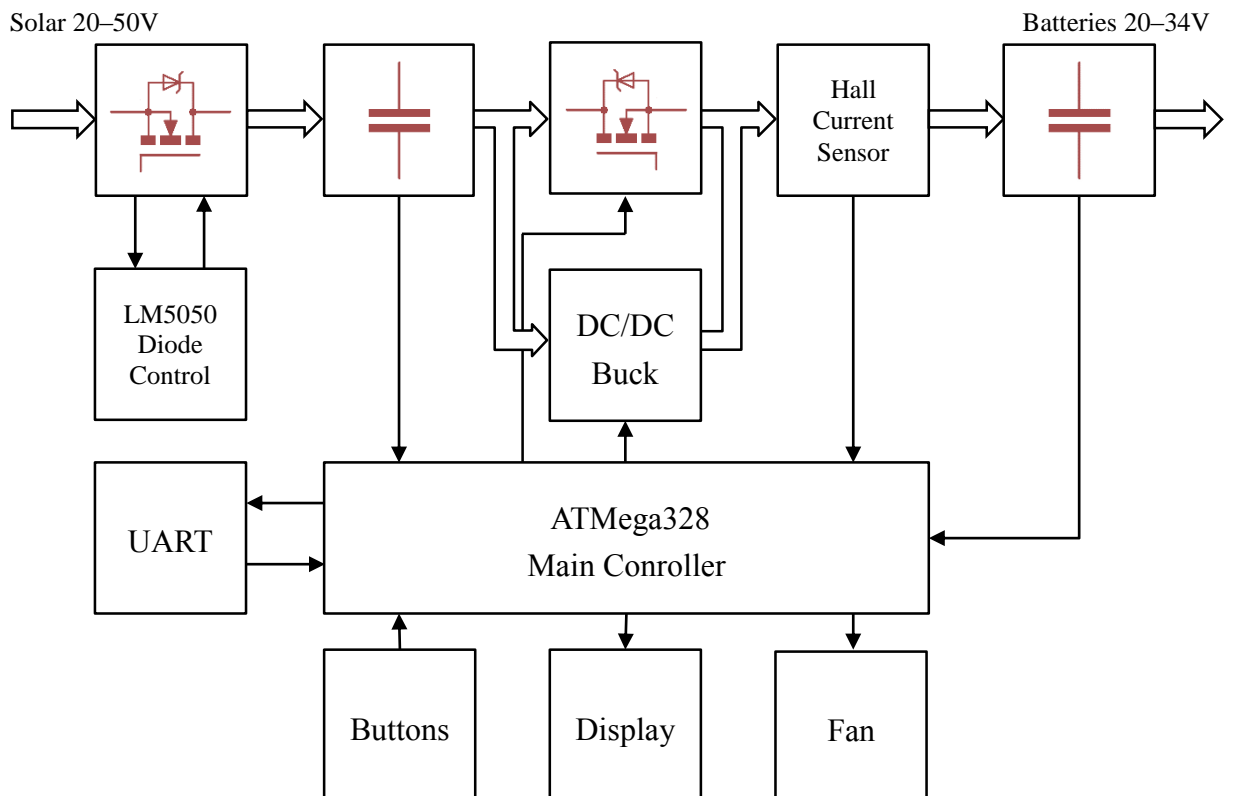
Vstupní napětí:	20V–50V
Výstupní napětí:	20V–34V
Maximální proud v MPPT módu:	16A
Maximální proud v Transfer módu:	40A
Max. účinnost v MPPT módu:	98%
Klidová spotřeba:	0,3W
Spínací frekvence:	100kHz
Rozměry krabice:	140×85x150mm
Rozměry hlavní desky:	100x100mm



Obrázek č. 40: MPPT regulátor 16/40A

Běžně prodávané regulátory potřebují na svém vstupu minimálně o několik voltů vyšší napětí, než na výstupu. To může být problém hlavně v létě, kdy je napětí solárních panelů poměrně nízké. Mým cílem bylo navrhnout regulátor, který umožní v případě potřeby ideálně nulový rozdíl mezi vstupním a výstupním napětím.

6.2.1 Popis zapojení



Obrázek č. 41: MPPT regulátor 16/40A – Blokové schéma

6.2.1.1 Dioda

Na vstupu regulátoru je zapojen tranzistor MOS-FET, řízený jako dioda. Tato dioda zabraňuje v noci zpětnému toku proudu z baterií do panelů. O řízení se stará integrovaný obvod LM5050^[9]. Použitý tranzistor má odpor kanálu 1,2mR, takže i při maximálním proudu 40A na něm vzniká přijatelná ztráta kolem 1,6W. Jen pro srovnání, v případě použití schottkyho diody by ztrátový výkon při stejném proudu činil přes 20W.

6.2.1.2 DC/DC měnič

Jedná se o synchronní buck, který snižuje napětí panelů na úroveň baterií. Zapojení výkonové části je velmi podobné, jako u 10A bucku, popsaném v první kapitole. Pro řízení byly použity obvody NCP1294^[6] a NCP4305^[3], rovněž popsané v předchozích kapitolách. Tento měnič byl původně navrhován pro výstupní proud 25A, ale kvůli problémům se stabilitou bylo nutné omezit velikost proudu na 16A.

DC/DC měnič zvyšuje efektivitu především v zimě, nebo v létě brzy ráno, kdy jsou panely studené a jejich pracovní napětí je vysoké. Touto dobou bývá intenzita slunečního svitu obvykle nízká a panely nedodávají příliš velký proud. Z tohoto důvodu není nutné měnič dimenzovat na maximální proud panelů.

6.2.1.3 Transfer Mode

V případě, že je napětí solárních panelů příliš nízké, nebo je překročen maximální proud DC/DC měničem, měnič je přemostěn tranzistorem. Tímto způsobem je možné jednoduše dosáhnout minimálního rozdílu mezi vstupním a výstupním napětím. Režim, kdy neběží měnič a solární panely jsou pomocí tranzistoru přímo propojeny s bateriemi, jsem pojmenoval Transfer mode.

V době, kdy běží regulátor v Transfer módu, dodávají panely obvykle poměrně vysoký proud. Je to dáno tím, že k zahřátí panelů (a poklesu pracovního napětí) dochází především vlivem vysoké intenzity slunečního svitu. Tranzistor pro tuto funkci je tedy dimenzován na maximální proud panelů (40A). Byl použit stejný typ, jako pro vstupní diodu, ztráta při maximálním proudu tedy činí také 1,6W.

6.2.1.4 Měření proudu

Proud je snímán pomocí sensoru ACS758^[10], který funguje na principu Hallova jevu. Uvnitř pouzdra je umístěn silový vodič, Hallova sonda a všechna potřebná elektronika. Silový vodič by měl mít podle katalogového listu odpor pouhých 100μΩ, takže tento senzor, na rozdíl od odporových bočníků, nezpůsobuje téměř žádnou výkonovou ztrátu.

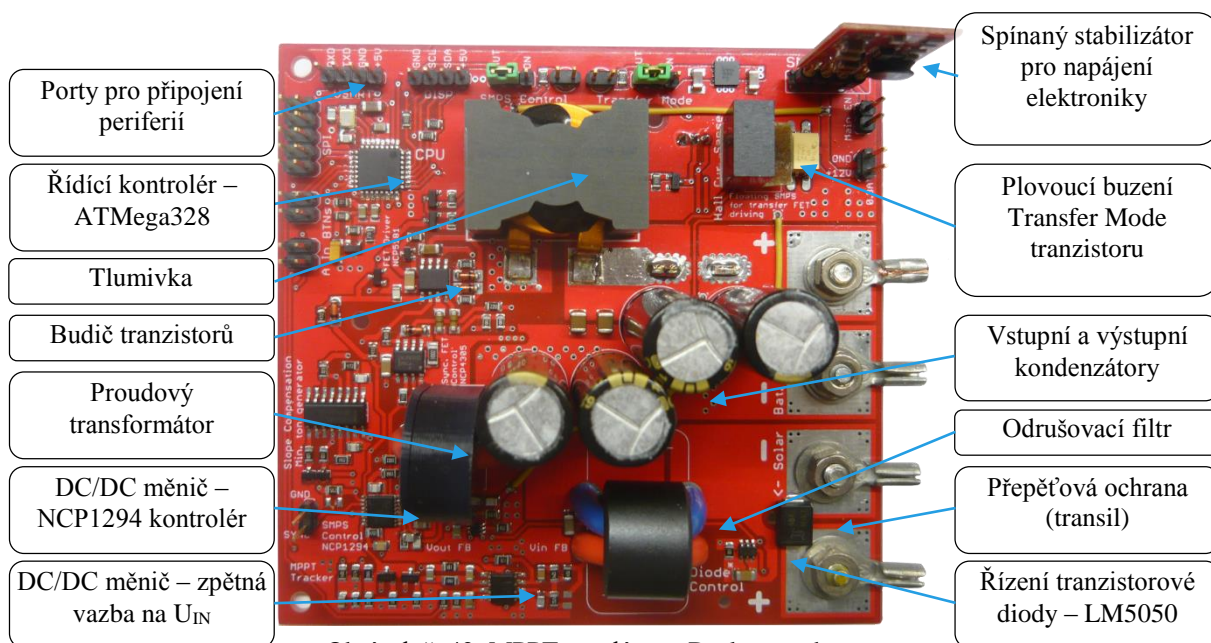
Senzor lze zakoupit v několika verzích s různými měřicími rozsahy od ±50A do ±200A. Ve svém zapojení využívám verzi s rozsahem ±50A. Rozlišení se pohybuje kolem 100mA.

6.2.1.5 Řídící mikrokontrolér

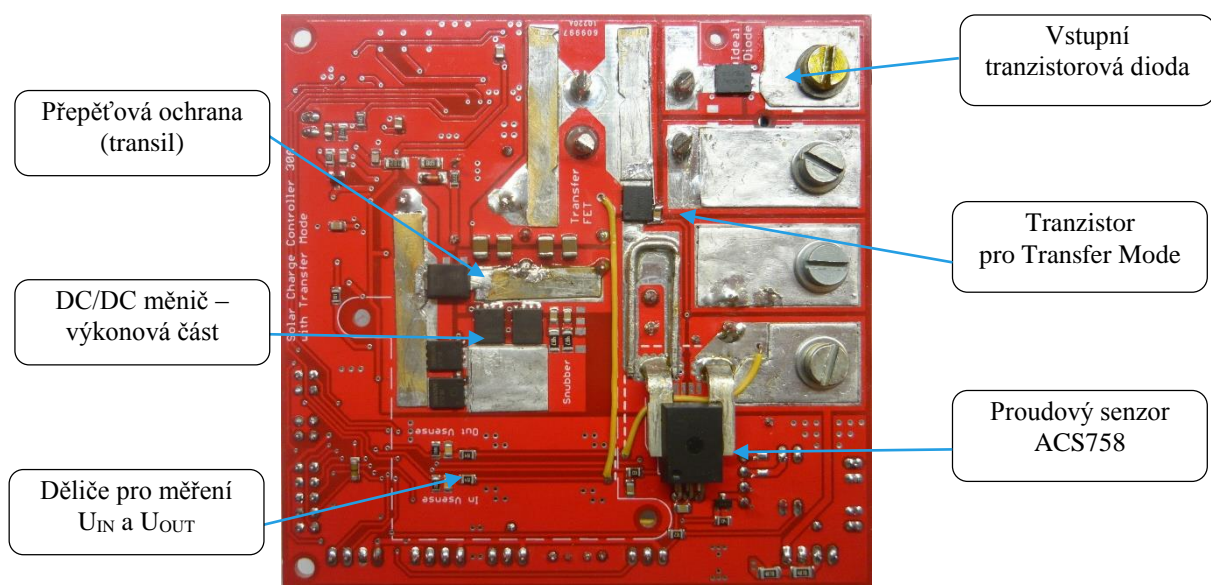
O řízení regulátoru se stará 8-bitový mikrokontrolér ATmega328^[11]. Na jeho analogové vstupy je přivedeno vstupní napětí, výstupní napětí a výstup z proudového senzoru. Na základě těchto tří vstupů je pak rozhodováno o nejhodnějším pracovním režimu.

Měřené hodnoty jsou zobrazovány na alfanumerickém displeji a také odesílány přes rozhraní UART. Stav nabíjení lze tedy sledovat i vzdáleně. Rozhraní UART zároveň umožňuje vzdálené nastavení regulátoru.

6.2.2 Fotodokumentace

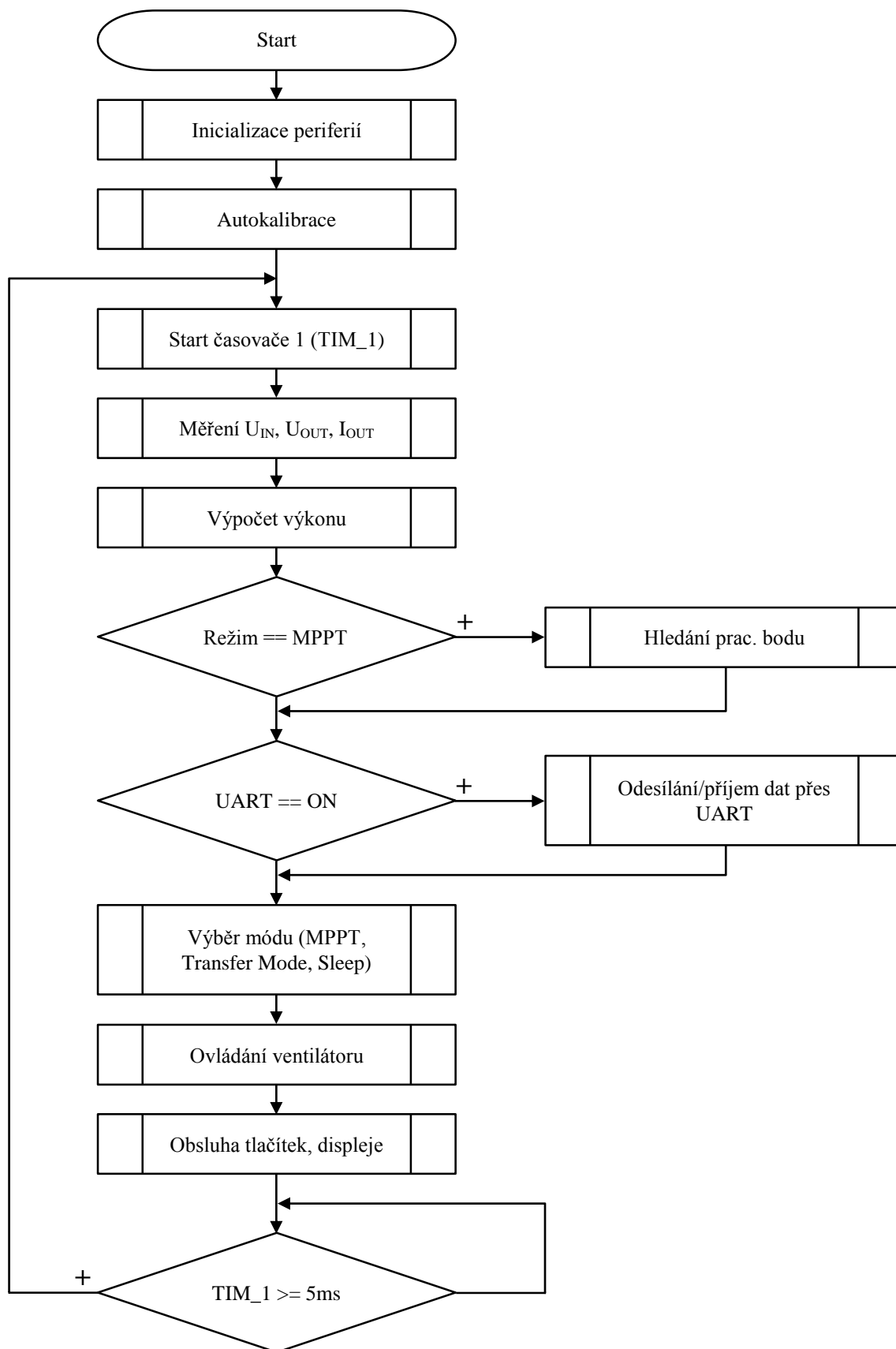


Obrázek č. 42: MPPT regulátor – Deska z vrchu



Obrázek č. 43: MPPT regulátor – Deska ze spodu

6.2.3 Popis programu



Obrázek č. 44: MPPT regulátor – Zjednodušený diagram hlavního programu

Zjednodušený průběh hlavního programu znázorňuje obrázek 44. Na začátku jsou inicializovány všechny periferie (LCD displej, IO porty, časovače, AD převodník). Následuje kalibrace a poté už program běží v nekonečné smyčce.

Na začátku nekonečné smyčky se vždy od nuly spouští časovač 1. Hned poté se měří hodnoty napětí a proudu. Z těchto hodnot se dále počítá výkon, jehož hodnota je důležitá pro podprogram, který vyhledává optimální pracovní bod. Tento podprogram se spouští pouze tehdy, pracuje-li regulátor v MPPT režimu. Pokud je povolena komunikace přes UART, následuje odesílání naměřených hodnot a zpracování přijatých dat.

6.2.3.1 Podprogram pro výběr módu

Tento podprogram se stará o přepínání mezi MPPT režimem, Transfer módem a úsporným režimem.

MPPT režim je zvolen, pokud je pracovní bod solárních panelů výrazně vyšší, než napětí baterie. V tomto režimu je na panelech udržováno optimální pracovní napětí, které je pomocí DC/DC měniče snižováno na úroveň baterií.

Do Transfer módu regulátor přechází, pokud se pracovní bod solárních panelů blíží napětí baterií, nebo pokud dojde k překročení maximálního proudu DC/DC měniče. V tomto režimu jsou solární panely přímo propojené s bateriemi pomocí tranzistoru.

Sleep Mode, neboli režim spánku slouží pro úsporu energie v noci. V tomto režimu je vypnutá veškerá řídicí elektronika, kromě mikroprocesoru. Přepnutí do režimu spánku sníží klidovou spotřebu z 1W na cca 0,3W.

6.2.3.2 Ovládání ventilátoru

Regulátor neobsahuje žádný teplotní senzor, proto je ventilátor ovládán pouze na základě protékajícího proudu. K sepnutí ventilátoru dochází při překročení proudu 10A.

6.2.3.3 Obsluha tlačítek, displeje

Na konci smyčky je spuštěn podprogram pro komunikaci s uživatelem. Tento podprogram reaguje na stav tlačítek a vypisuje požadované hodnoty na displej. Výpis dat na displej je časově nejnáročnější operace. Data však není nutné obnovovat každý cyklus. Proto je odesílání dat pro displej rozděleno do několika cyklů tak, aby ke kompletní obnově docházelo cca 3x za sekundu.

6.2.3.4 Konec cyklu

Každý cyklus programu trvá 5ms. Během provádění programu běží na pozadí časovač 1, který tento čas odpočítává. Provedení hlavního programu zabere obvykle 2–4ms. Po provedení všech operací se čeká na signál z časovače, který spustí nový cyklus.

6.2.4 Problémy při vývoji

Teoretický princip tohoto regulátoru je poměrně jednoduchý. Přesto celý vývoj zabral přes jeden rok a vyskytlo se během něj mnoho problémů. Ty nejzásadnější z nich budou stručně popsány v následujících odstavcích.

Při vývoji DC/DC měniče byly největší problémy s nestabilní zpětnou vazbou. Měnič pracuje s poměrně velkými proudy a velkou pracovní střídou (až 97%), což klade velké nároky na frekvenční kompenzaci zpětné vazby. Proto bylo nutné omezit maximální proud měniče z původních 25A na pouhých 16A. Při této hodnotě proudu je měnič stabilní v celém pracovním rozsahu.

Problémy se objevily i při vývoji funkce Transfer Mode. Na vstupu i výstupu jsou kondenzátory s nízkou impedancí. Stačí, aby byl mezi těmito kondenzátory rozdíl několika voltů, a při jejich propojení mohou vznikat nárazové proudy v řádu stovek ampér, které jsou schopny spolehlivě zničit spínací tranzistor. Tranzistor totiž na rozdíl od relé spíná téměř okamžitě. Bylo nutné vymyslet způsob, jak spínání zpomalit a omezit tak velikost nárazových proudů.

Celý vývoj komplikovala i skutečnost, že nevlastním dostatečně výkonný laboratorní zdroj. Proto bylo nutné většinu testů provádět přímo na bateriích, kterým bohužel chybí funkce nastavitelného proudového omezení. Po jedné chybě v testu se mi tak roztavila polovina výkonové části ještě před vybavením pojistek, viz obrázek 45. Po této události bylo tedy nutné osadit úplně novou desku.

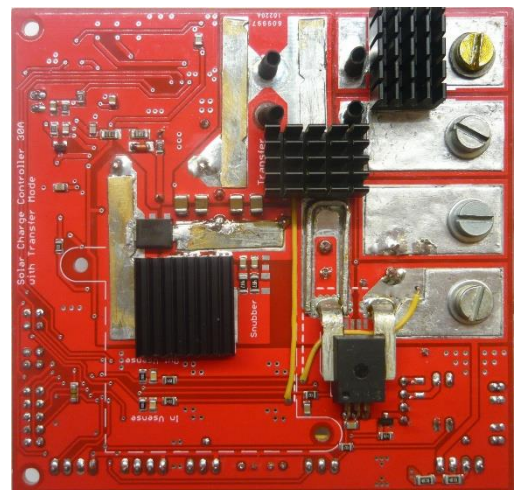


Obrázek č. 45: MPPT regulátor – Spálený můstek

6.2.5 Zhodnocení

Při vývoji se bohužel nepodařilo zcela vyřešit problém s nestabilitou DC/DC měniče. Bylo nutné snížit jeho výkon, ale ukázalo se, že i tento výkon je ve většině případů dostačující.

Účinnost nebyla měřena v celém rozsahu. Klešťový ampérmetr, který používám pro měření větších proudů, má přesnost $\pm 2\%$, což je pro tohle měření nedostatečné. Dle výpočtů by se měla účinnost pohybovat kolem 98%. Vzhledem k tomu, že pro chlazení všech prvků stačí pouze malé chladiče, viditelné na obrázku 46, měl by výpočet odpovídat. Ani při maximálním proudu nepřesahuje teplota chladičů 50°C .



Obrázek č. 46: MPPT regulátor – Deska ze spodu, vč. chladičů

7 ZÁVĚR

Cílem této práce bylo představení komponent, které jsem vyvinul především pro potřeby fotovoltaických systémů. Některé z nich, např. DC/DC měniče, však mohou najít uplatnění i pro jiné účely. Realizací tohoto cíle jsem získal spoustu nových zkušeností v mnoha různých oblastech.

Při návrhu DC/DC měničů jsem se seznámil s množstvím parazitních vlastností součástek a zdokonalil se v návrhu plošných spojů. S účinností těchto měničů jsem spokojen, ale stále by se dala vylepšit jejich klidová spotřeba.

DC/AC střídače přinesly zkušenosti s návrhem, síťových transformátorů. Přestože se tyto transformátory už se poslední dobou příliš nepoužívají, pro konstrukci střídačů může být jejich použití stále výhodné.

Znalosti získané během vývoje jsem uplatnil při návrhu MPPT solárního regulátoru. V režimu MPPT se mi bohužel nepovedlo dosáhnout plánovaného proudu 25A, ale pouhých 16A. Ukázalo se však, že díky Transfer módu tento proud ve většině případů stačí. Protože řízení regulátoru obstarává mikrokontrolér, při jeho návrhu jsem se zdokonalil i v programování.

Přestože se mi podařilo splnit všechny hlavní cíle, ve vývoji hodlám i nadále pokračovat. Aktuálně pracuji např. na DC/DC měničích s cca 10x nižší klidovou spotřebou a v současnosti už mám i funkční prototyp.

Myslím si, že vývoj v této oblasti má smysl, protože fotovoltaické systémy jsou poslední dobou stále rozšířenější. S vývojem elektromobilů se dá očekávat i pokles cen baterií. Pokud budou na trhu dostupné i ostatní komponenty, podobný systém může být v blízké budoucnosti výhodný pro většinu obyvatel.

8 POUŽITÁ LITERATURA

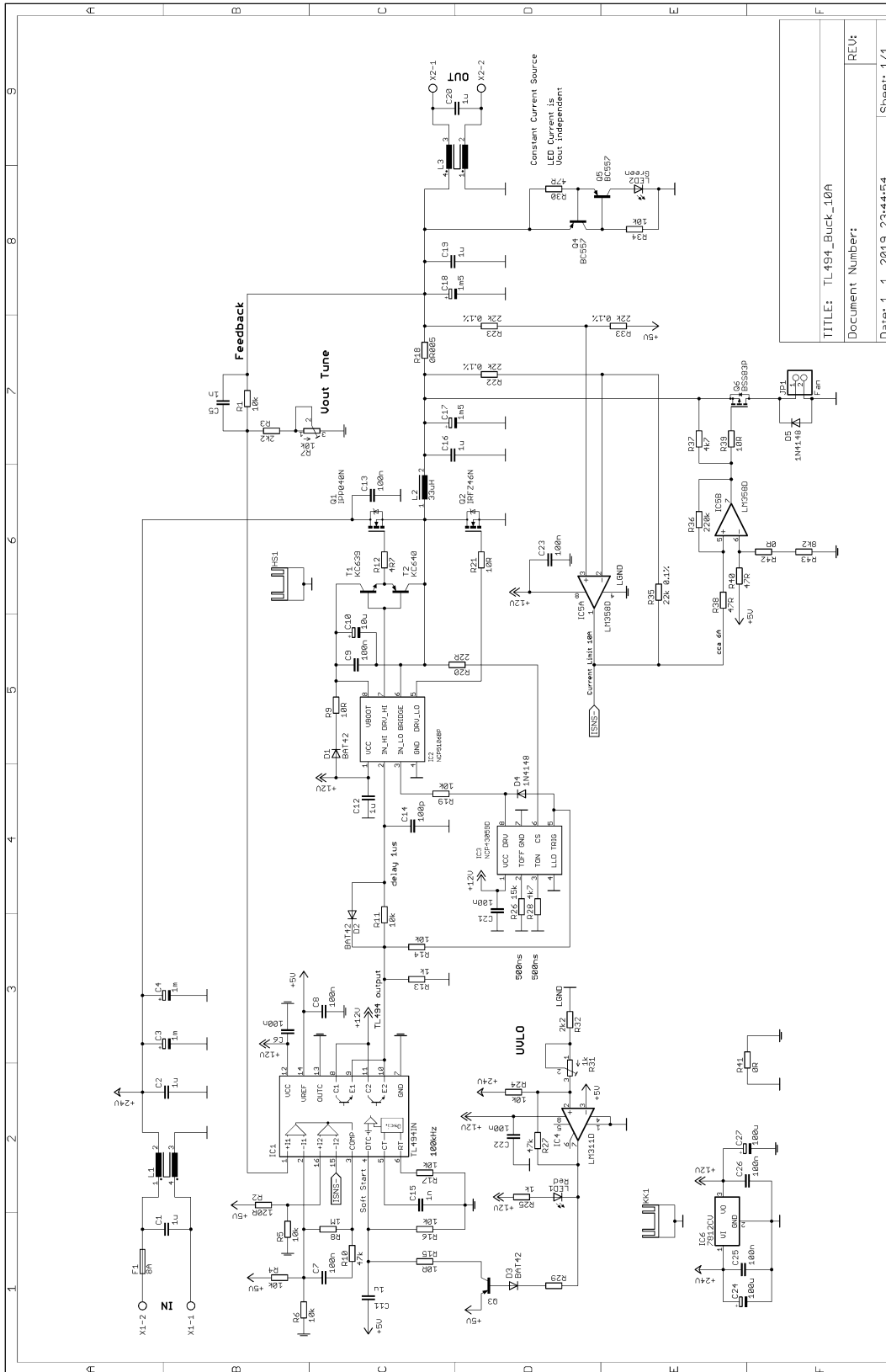
- [1] Texas Instruments Application Notes, MOSFET power losses and how they affect power-supply efficiency [online]
Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slyt664/slyt664.pdf>
- [2] Texas Instruments Datasheets, TL494 PWM Control Circuits [online]
Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/gpn/tl494>
- [3] ON Semiconductor Datasheets, NCP4305 Secondary Side Synchronous Rectification Driver for High Efficiency SMPS Topologies [online]
Dostupné z : <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/NCP4305-D.PDF>
- [4] ON Semiconductor Datasheets, NCP1034 100V Synchronous Buck [online]
Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/NCP1034-D.PDF>
- [5] Wikipedie Otevřená encyklopedie, Flyback converter [online]
Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Flyback_converter
- [6] ON Semiconductor Datasheets, NCP1294 PWM Controller [online]
Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/NCP1294-D.PDF>
- [7] Alpha and Omega Semiconductor Datasheets, AOZ1282DI [online]
Dostupné z: http://www.aosmd.com/res/data_sheets/AOZ1282DI.pdf
- [8] Wikipedie Otevřená encyklopedie, Snubber [online]
Dostupné z: <https://en.wikipedia.org/wiki/Snubber>
- [9] Texas Instruments Datasheets, LM5050 High-Side OR-ingFET Controller [online]
Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5050-1.pdf>
- [10] Allegro Datasheets, ACS758 Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall-Effect-Based Linear Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor [online]
Dostupné z: <https://www.allegromicro.com/~media/Files/Datasheets/ACS758-Datasheet.ashx>
- [11] Microchip Datasheets, ATmega328P 8-bit AVR Microcontroller with 32K Bytes In-System Programmable Flash [online]
Dostupné z: http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-7810-Automotive-Microcontrollers-ATmega328P_Datasheet.pdf

9 SEZNAM OBRÁZKŮ A TABULEK

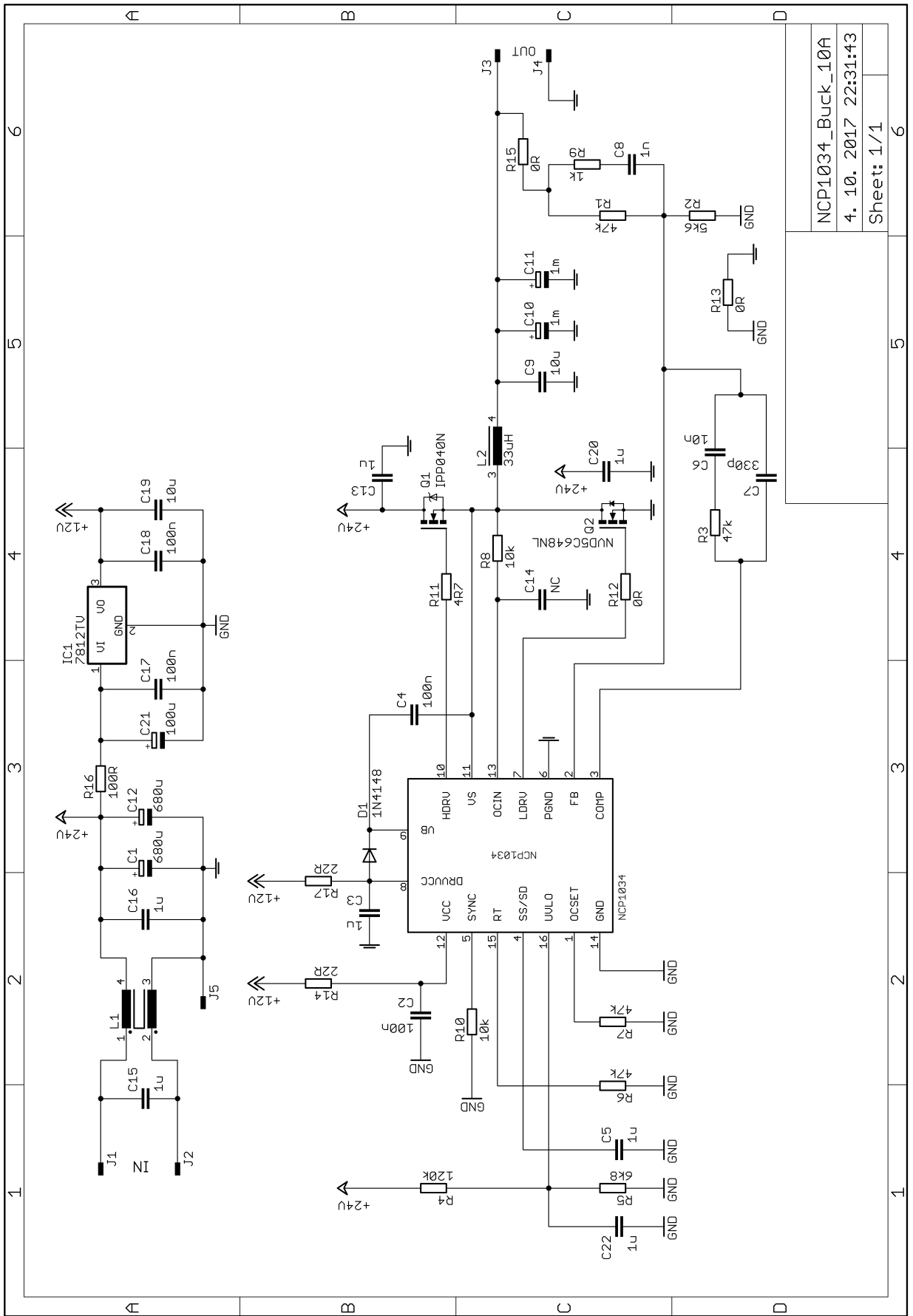
Obrázek č. 1: Blokové schéma fotovoltaického systému	9
Obrázek č. 2: Stykače	10
Obrázek č. 3: NiCd baterie	10
Obrázek č. 4: Pb baterie	10
Obrázek č. 5: DC jističe	10
Obrázek č. 6: Principiální schéma buck topologie	11
Obrázek č. 7: Buck v DCM	12
Obrázek č. 8: Buck v CCM.....	12
Obrázek č. 9: Zákmity na D_1 po otevření tranzistoru	12
Obrázek č. 10: Buck s TL494	15
Obrázek č. 11: Buck s TL494 – Blokové schéma.....	15
Obrázek č. 12: Blokové schéma obvodu TL494, Zdroj ^[2]	16
Obrázek č. 13: Blokové schéma obvodu NCP4305, Zdroj ^[3]	17
Obrázek č. 14 - Zapojení body diody	17
Obrázek č. 15: Buck TL494 – Pohled z vrchu.....	19
Obrázek č. 16: Buck TL494 – Pohled ze spodu	19
Obrázek č. 17: NCP1034 Buck 10A	20
Obrázek č. 18: Buck s NCP1034 – Blokové schéma.....	20
Obrázek č. 19: NCP1034 Buck – Pohled z vrchu	23
Obrázek č. 20: NCP1034 Buck – Pohled ze spodu.....	23
Obrázek č. 21: NCP1034 Buck – Řídící elektronika	23
Obrázek č. 22: Principiální schéma forward topologie.....	24
Obrázek č. 23: NCP1294 Forward 6A.....	27
Obrázek č. 24: Forward s NCP1294 – Blokové schéma.....	27
Obrázek č. 25: 7812, spínaný stabilizátor.....	28
Obrázek č. 26: NCP1294 Forward – Pohled z vrchu.....	30
Obrázek č. 27: NCP1294 Forward – Pohled ze spodu	30
Obrázek č. 28: Principiální schéma H-můstku	31
Obrázek č. 29: Sinus, Modifikovaný sinus	32
Obrázek č. 30: SPWM signál.....	32
Obrázek č. 31: Střídač 600W – Otevřená krabice z vrchu.....	36
Obrázek č. 32: Střídač 600W – čelní panel	36
Obrázek č. 33: Střídač 600W – Blokové schéma	36
Obrázek č. 34: Transformátor a tlumivka	37
Obrázek č. 35: Modul EG8010	37
Obrázek č. 36: Střídač – Hlavní deska ze spodu.....	38
Obrázek č. 37: Střídač – Hlavní deska z vrchu.....	38
Obrázek č. 38: Kompletní zapojení	39
Obrázek č. 39: Perturb and observe – Vývojový diagram	41
Obrázek č. 40: MPPT regulátor 16/40A	42
Obrázek č. 41: MPPT regulátor 16/40A – Blokové schéma.....	42
Obrázek č. 42: MPPT regulátor – Deska z vrchu	44

Obrázek č. 43: MPPT regulátor – Deska ze spodu	44
Obrázek č. 44: MPPT regulátor – Zjednodušený diagram hlavního programu.....	45
Obrázek č. 45: MPPT regulátor – Spálený můstek.....	47
Obrázek č. 46: MPPT regulátor – Deska ze spodu, vč. chladičů.....	47
Graf č. 1: Závislost poměru Iripple C_1 k I_{OUT} na pracovní střídě	14
Graf č. 2: Účinnost bucku s TL494 v závislosti na zátěži	18
Graf č. 3: Ztráty bucku 10A v závislosti na zátěži.....	18
Graf č. 4: Účinnost bucku s NCP1034 v závislosti na zátěži	22
Graf č. 5: Ztráty bucku s NCP1034 v závislosti na zátěži	22
Graf č. 7: Účinnost forwardu s NCP1294 v závislosti na zátěži.....	29
Graf č. 6: Ztráty forwardu s NCP1294 v závislosti na zátěži	29
Graf č. 8: Účinnost střídače 600W v závislosti na výstupním výkonu.....	38
Graf č. 9: Ztráty střídače 600W v závislosti na výstupním výkonu	39
Graf č. 10: VA charakteristika FV panelu	40
Tabulka č. 1: Synchronní buck s TL494 – měření teplot.....	19
Tabulka č. 2: Synchronní buck s NCP1034 – měření teplot.....	22
Tabulka č. 3: Synchronní forward s NCP1294 – měření teplot.....	30
Tabulka č. 4: Srovnání jader síťových transformátorů	34
Tabulka č. 5: Střídač 600W – měření teplot	39

10 SEZNAM PŘÍLOH

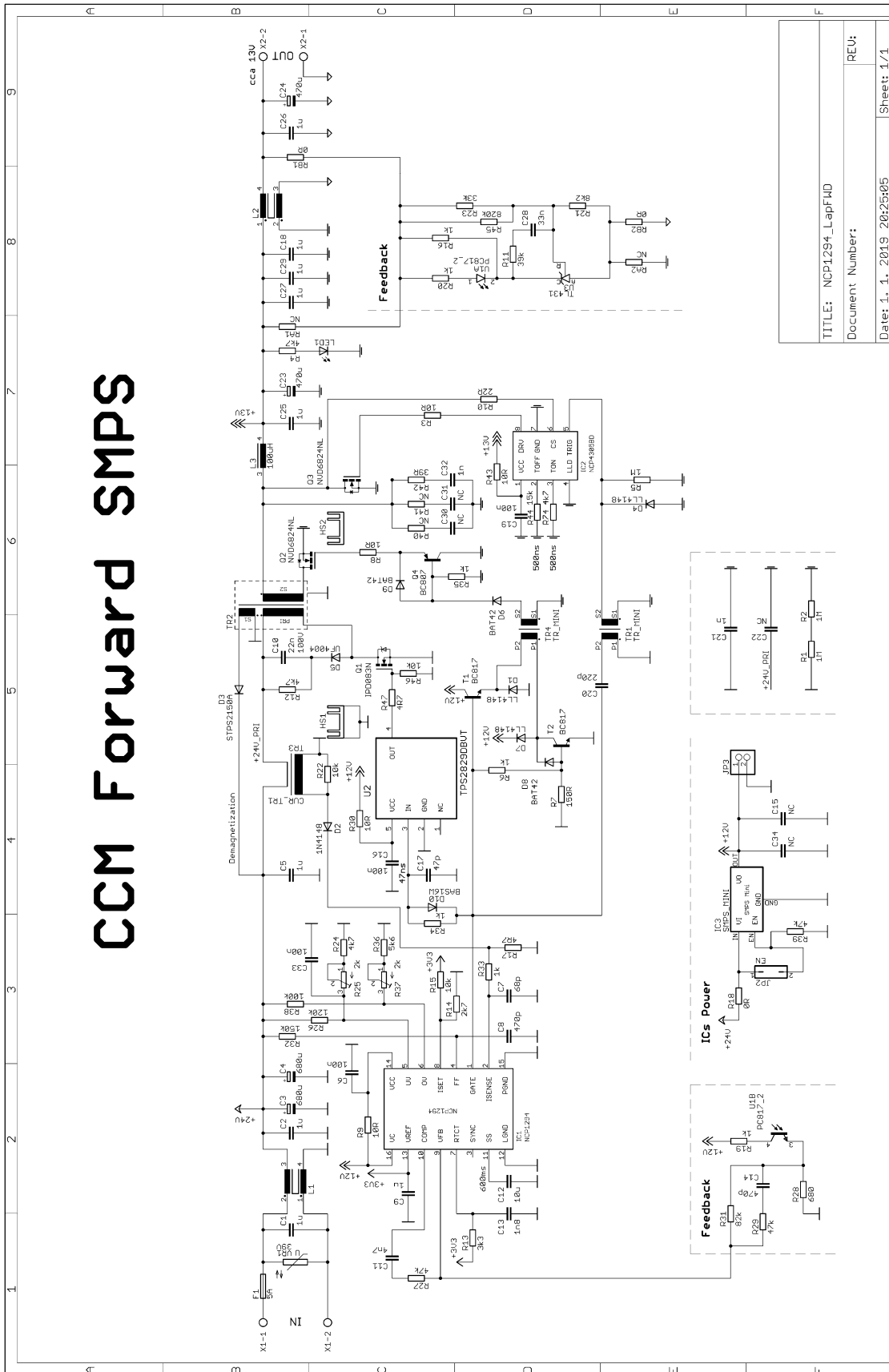


Příloha č. 1: Buck s TL494 – Schéma

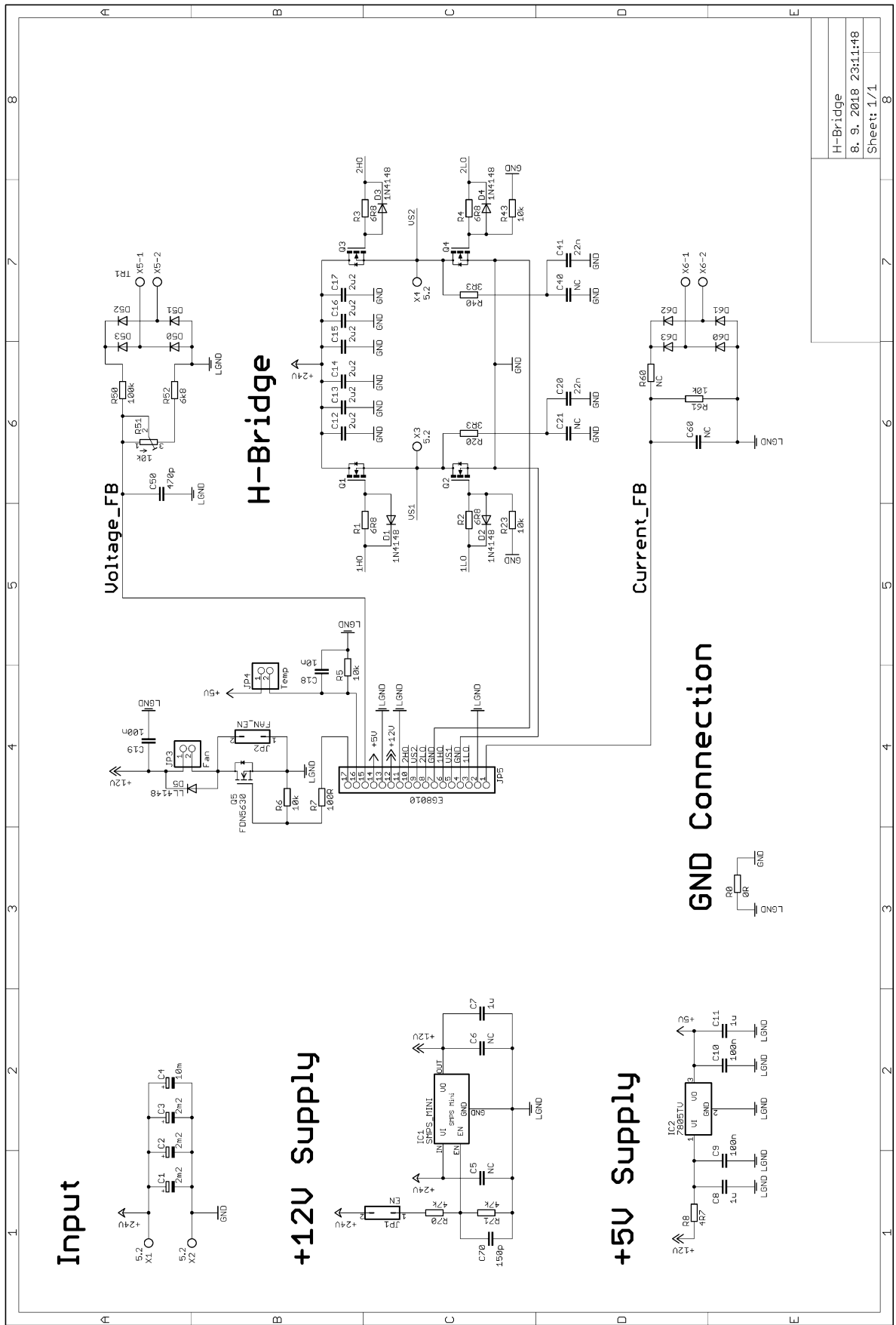


Příloha č. 2: Buck s NCP1034 – Schéma

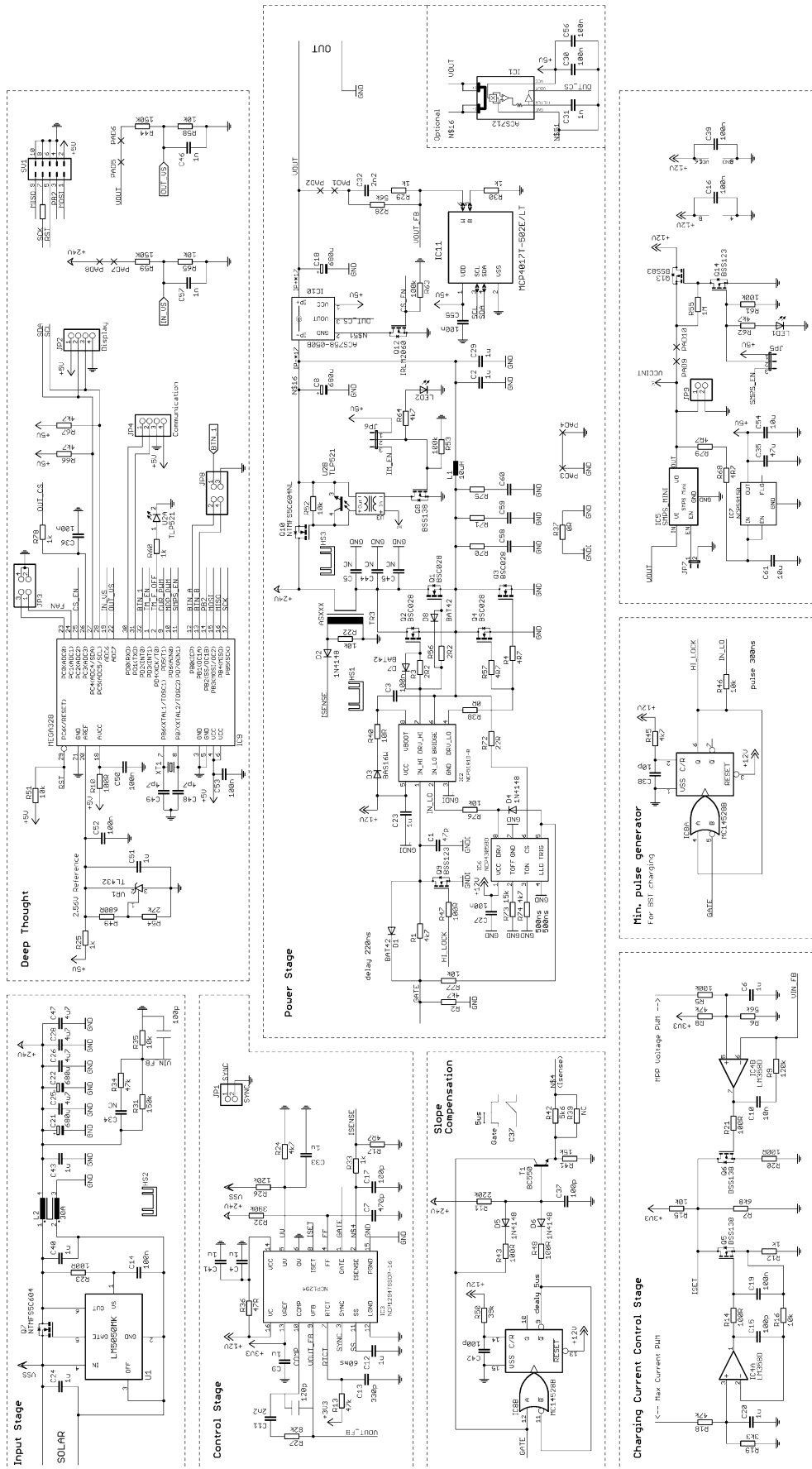
CCM Forward SMPS



Příloha č. 3: Forward s NCP1294 – Schéma



Příloha č. 4: DC/AC střídač – Schéma



Príloha č. 5: MPPT regulátor – Schéma