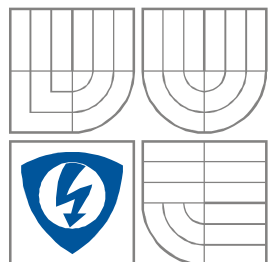


**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ**  
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ**

**ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

# DIGITÁLNĚ ŘÍZENÝ SPÍNANÝ NAPÁJECÍ ZDROJ

DIGITALLY CONTROLLED SWITCHING POWER SUPPLY

**DIPLOMOVÁ PRÁCE**  
MASTER'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**  
AUTHOR

Bc. Vlastimil Krška

**VEDOUCÍ PRÁCE**  
SUPERVISOR

doc. Ing. Jiří Šebesta, Ph.D.

BRNO, 2011



## **ABSTRAKT**

Tato diplomová práce se zabývá úvodem do spínaných napájecích zdrojů, zvláště je zaměřena na problematiku digitálního řízení. Jsou zde shrnuty základní topologie spínaných zdrojů a diskutováno řešení zásadních problémů, které přináší digitální řízení spínaných zdrojů. Dále jsou shrnuty základní informace o mikrokontrolérech řady Piccolo, experimentálním kitu a hlavních částech vzorového zdrojového kódu. Také je zde popsána vlastní implementace výpočtu zpětnovazební smyčky a teorie a implementace systému aktivního vyhledávání bodu maximálního výkonu. Závěr práce se zabývá realizací a testováním navrženého digitálně řízeného spínaného napájecího zdroje.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Měnič, zdroj, spínaný zdroj, digitální řízení, digitální zdroj, MPPT, aktivní vyhledávání bodu maximálního výkonu.

## **ABSTRACT**

This master's thesis is an introduction to switching mode power supplies, especially focused on digital control. It summarizes the basic topologies of switching mode power supplies, and discusses the fundamental issues of digital power supply control. It also summarizes basic informations about Piccolo microcontrollers, about experimental kit and about main parts of sample source code. Also is described here own implementation of the control law and the theory and implementation of maximum power point tracking. The conclusion of this thesis deals with implementation a testing of the designed digitally controlled switching power supply.

## **KEYWORDS**

Converter, supply, switching mode power supply, digital control, digital power, MPPT, maximum power point tracking

KRŠKA, V. *Digitálně řízený spínaný napájecí zdroj*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2011. 55 s. Diplomová práce. Vedoucí práce: doc. Ing. Jiří Šebesta, Ph.D.

## **PROHLÁŠENÍ**

Prohlašuji, že svoji diplomovou práci na téma Digitálně řízený spínaný napájecí zdroj jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne 19. května 2011

.....

(podpis autora)

## **PODĚKOVÁNÍ**

Děkuji pedagogickému vedoucímu doc. Ing. Jiřímu Šebestovi, Ph.D. a odbornému vedoucímu Ing. Petru Dvořákovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 19. května 2011

.....

(podpis autora)

# OBSAH

<b>Obsah</b>	<b>4</b>
<b>Seznam obrázků</b>	<b>6</b>
<b>Seznam tabulek</b>	<b>8</b>
<b>Úvod</b>	<b>9</b>
<b>1 Topologie měničů</b>	<b>11</b>
1.1 Blokující měniče .....	11
1.1.1 Akumulační měnič se vzestupným napětím .....	11
1.1.2 Akumulační měnič se vzestupným i sestupným napětím .....	12
1.2 Propustné měniče .....	14
<b>2 Základy digitálního řízení spínaných zdrojů</b>	<b>16</b>
2.1 Generování časové základny .....	16
2.2 Digitalizace zpětnovazebních veličin .....	19
<b>3 Mikrokontroléry piccolo</b>	<b>21</b>
3.1 PWM modul s vysokým rozlišením.....	21
3.2 Experimentální kit zdroje s procesorem Piccolo .....	22
3.3 Demonstrační projekt pro experimentální kit .....	23
3.4 Demonstrace výpočtu zpětné vazby v jazyce C.....	26
<b>4 Maximum Power Point Tracking</b>	<b>28</b>
4.1 Perturb and Observe.....	28
4.2 Incremental Conductance .....	29
4.3 Další metody vyhledávání MPP .....	30
4.4 Demonstrace MPPT na experimentálním kitu.....	31
<b>5 Hardwarové řešení zdroje</b>	<b>33</b>
5.1 Návrh obvodu pro měření proudu.....	35
5.2 Dokumentace pro výrobu plošného spoje a osazovací plány .....	37
<b>6 Softwarové řešení zdroje</b>	<b>40</b>

<b>7</b>	<b>Parametry zdroje</b>	<b>44</b>
7.1	Účinnost zdroje .....	44
7.2	Závislost výstupního napětí na vstupním.....	45
7.3	Zvlnění výstupního napětí a odezva zdroje se zpětnovazební smyčkou	46
7.4	Testování Algoritmu MPPT.....	48
<b>8</b>	<b>Závěr</b>	<b>52</b>
	<b>Literatura</b>	<b>53</b>
	<b>Seznam symbolů, veličin a zkratk</b>	<b>54</b>

# SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1	Akumulační měnič se vzestupným napětím: a) interval $T_a$ – tranzistor sepnut, b) interval $T_b$ – tranzistor rozepnut. ....	11
Obr. 1.2	Některé průběhy napětí a proudů u akumulčního měniče se vzestupným napětím z Obr. 1.1.....	11
Obr. 1.3	Akumulační měnič se vzestupným i sestupným napětím: a) zapojení s tlumivkou, interval $T_a$ – tranzistor sepnut, b) zapojení s tlumivkou, interval $T_b$ – tranzistor rozepnut, c) zapojení s transformátorem, interval $T_a$ – tranzistor sepnut, d) zapojení s transformátorem, interval $T_b$ – tranzistor rozepnut, e) zapojení s transformátorem neinvertující napětí.....	12
Obr. 1.4	Některé průběhy napětí a proudů akumulčního měniče se vzestupným i sestupným napětím v zapojení s tlumivkou. ....	13
Obr. 1.5	Některé průběhy napětí a proudů akumulčního měniče se vzestupným i sestupným napětím v zapojení s impulsovým transformátorem.....	13
Obr. 1.6	Akumulační měnič se sestupným napětím: a) interval $T_a$ – tranzistor sepnut, b) interval $T_b$ – tranzistor rozepnut. ....	14
Obr. 1.7	Některé průběhy napětí a proudů u měniče se sestupným napětím. ....	14
Obr. 2.1	Princip odvození spínacího kmitočtu $f_{SW}$ z pracovního kmitočtu $f_{CLK}$ .....	16
Obr. 3.1	Umístění hrany PWM signálu pomocí MEP technologie [12]. ....	22
Obr. 3.2	Fotografie experimentálního kitu [14]. ....	23
Obr. 4.1	Vyznačení bodu MPP na ampérovoltové charakteristice, ve kterém je produkován maximální výstupní výkon.....	28
Obr. 4.2	Algoritmus metody Perturb and Observe .....	29
Obr. 4.3	Algoritmus metody Incremental conductance .....	30
Obr. 4.4	Názorná závislost výkonu na stříde PWM u upraveného experimentálního kitu. ....	31
Obr 5.1	Navržené schéma digitálně řízeného spínaného napájecího zdroje.....	33
Obr 5.2	Fotografie realizovaného digitálně řízeného spínaného zdroje.....	35
Obr 5.3	Navržené schéma obvodu pro měření proudu .....	35
Obr 5.4	Zjednodušená schémata pro řešení obvodu převodníku proudu na napětí pomocí principu superpozice. ....	36
Obr 5.5	Deska plošného spoje – pohled ze strany spojů.....	38
Obr 5.6	Osazovací plán – pohled ze strany součástek. ....	38
Obr 5.7	Osazovací plán SMD – pohled ze strany spojů. ....	39



Obr 6.1	Ukázka vývojového prostředí Code Composer Studia. ....	42
Obr 7.1	Graf závislosti účinnosti na výstupním výkonu zdroje.....	45
Obr 7.2	Graf závislosti výstupního napětí na vstupním při výstupním proudu 3A ..	46
Obr 7.3	Oscilogram zobrazující střídavou složku výstupního napětí, při $U_{vst} = 30\text{ V}$ , $I_{výst} = 0,5\text{ A}$ a $U_{výst} = 10\text{ V}$ . ....	47
Obr 7.4	Oscilogram zobrazující odezvu na změnu referenční hodnoty z 10 V na 20 V, při $U_{vst} = 30\text{ V}$ a $I_{výst} = 0,5\text{ A}$ . ....	47
Obr 7.5	Oscilogram zobrazující střídavou složku výstupního napětí po zvýšení integračního koeficientu, při $U_{vst} = 30\text{ V}$ , $I_{výst} = 0,5\text{ A}$ a $U_{výst} = 10\text{ V}$ .....	48
Obr 7.6	Oscilogram zobrazující odezvu na změnu referenční hodnoty z 10 V na 20 V po zvýšení integračního koeficientu, při $U_{vst} = 30\text{ V}$ a $I_{výst} = 0,5\text{ A}$ . ...	48
Obr 7.7	Vlevo blokové schéma zapojení pracoviště při testování algoritmu MPPT na simulovaném vnitřním odporu zdroje. Vpravo blokové schéma zapojení pracoviště při měření parametrů simulovaného vnitřního odporu zdroje....	49
Obr 7.8	Graf závislosti výstupního výkonu na napětí zdroje se simulovaným vnitřním odporem.....	49
Obr 7.9	Vlevo blokové schéma zapojení pracoviště při testování algoritmu MPPT na simulovaném solárním panelu. Vpravo blokové schéma zapojení pracoviště při měření parametrů simulovaného solárního panelu.....	50
Obr 7.10	Graf závislosti výstupního výkonu na napětí simulace solárního panelu ....	51
Obr 7.11	Ampér-voltová charakteristika simulace solárního panelu.....	51

## SEZNAM TABULEK

Tab. 2.1	Efektivní počet bitů, počet pracovních cyklů na spínací periodu a procentuelní rozlišení střídavy pro typické hodnoty pracovních a spínacích kmitočtů [1].....	17
Tab. 2.2	Vliv počtu bitů na chybu převodu [1].....	20
Tab. 3.1	Srovnání rozlišení střídavy PWM a HRPWM [12].....	21
Tab. 5.1	Seznam součástí.....	34
Tab. 7.1	Tabulka naměřených a vypočítaných hodnot závislosti účinnosti na výstupním výkonu zdroje.....	44
Tab. 7.2	Tabulka naměřených hodnot závislosti výstupního napětí zdroje na vstupním.....	45
Tab. 7.3	Tabulka závislosti výkonu na napětí zdroje se simulovaným vnitřním odporem.....	49
Tab. 7.4	Tabulka závislosti výkonu na napětí simulovaného solárního panelu.....	50

# ÚVOD

Spínané napájecí zdroje obsahují analogovou výkonovou část a zpětnovazební řídicí obvod. Výkonovou část tvoří čtyři základní prvky – akumulaci tlumivka, dioda, kondenzátor a spínací prvek – zapojené v různých topologiích. Zpětnovazební řídicí obvod obsahuje jako základ chybový zesilovač srovnávající výstupní napětí s referencí a generátor PWM signálu. Řídicí odvody se v dnešní době vyrábí jako integrované obvody, jichž existuje nepřeberné množství různých typů od různých výrobců. Je možné pozorovat několik úrovní v přechodu od analogových spínaných napájecích zdrojů k plně digitálním.

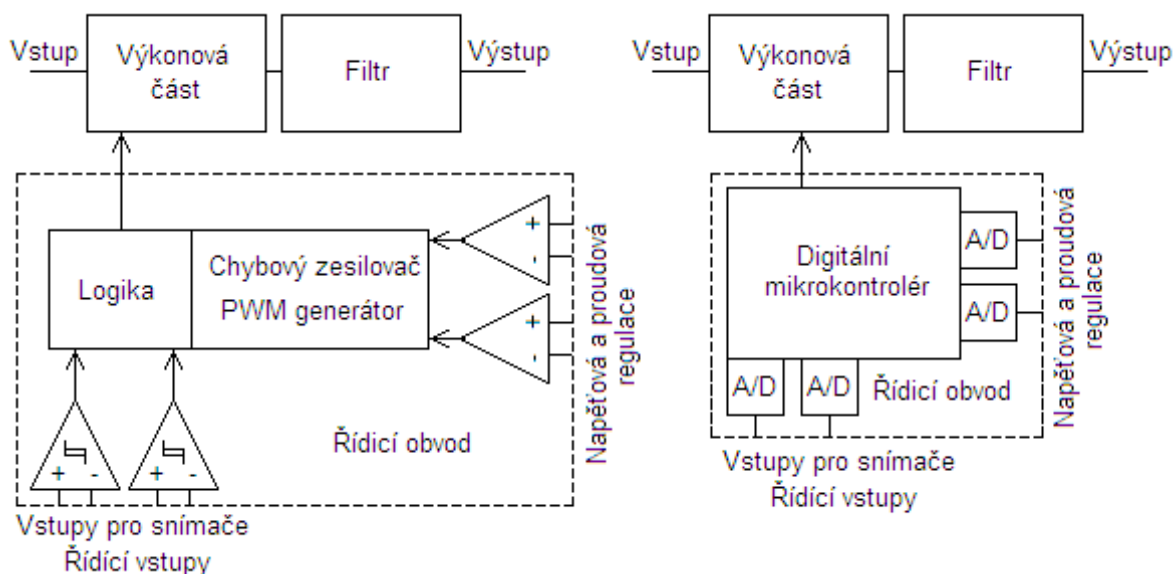
V první úrovni je k základnímu analogovému spínanému obvodu přidána řídicí inteligence, která ale umožňuje pouze omezené ovládání v režimu sepnuto – rozepnuto. Může se jednat například o různé spouštěcí sekvence, automatická vypnutí, watchdog apod. Sofistikovanější řešení mohou poskytnout záznam provozních parametrů pro pozdější analýzy poruch, dálkovou komunikaci a další. Tato řídicí inteligence může být přidána bez větších změn na stávajícím analogovém řešení. Vzhledem k tomu, že v této úrovni jsou typicky požadovány monitorovací a řídicí funkce, se dobře hodí malé 8-bitové mikrokontroléry obsahující A/D převodníky a komparátory jako periférie.

Ve druhé úrovni jsou přidány další možnosti ovládání ke stávajícímu analogovému řešení. Kromě možností první úrovně umožňuje nastavovat výstupní napětí, napěťové meze a proudové a tepelné limity. Lze tak naprogramovat různé profily vyhovující konkrétní aplikaci. V závislosti na požadavcích lze využít různých 8-bitových mikrokontrolérů, ve větších systémech pak 16-bitové mikrokontroléry.

Kromě schopností první a druhé úrovně umožňuje třetí úroveň měnit i konfiguraci zpětnovazební smyčky. Mikrokontrolér tak má možnost měnit a optimalizovat ji tak, aby bylo dosaženo maximální účinnosti při různých velikostech zátěže. Používají se speciální mikrokontroléry obsahující jako periférii analogovou regulační smyčku pro spínané napájecí zdroje.

V poslední úrovni nahrazuje plně digitální řízení původní analogovou regulační smyčku. Výstupní napětí je stále regulováno uzavřenou smyčkou záporné zpětné vazby, ale na rozdíl od analogové implementace je výsledkem složitých výpočtů prováděných v mikrokontroléru nebo signálovém procesoru DSP. Důležitou vlastností digitálního řízení je flexibilita v implementaci různých řídicích algoritmů. Právě flexibilita je tou největší výhodou digitálních kontrolérů. Umožňuje programově nastavovat různé parametry napájecího zdroje, jako jsou napěťové, proudové a teplotní limity, pracovní frekvence apod. Dále umožňuje měnit a rozšiřovat funkcionalitu zdroje. Další velkou výhodou je, že různé kombinace parametrů zdroje s různou funkcionalitou mohou být implementovány na stejném nebo velmi podobném hardwarovém základu a také, že spousta funkcí je realizována softwarově, což má za následek nižší počet komponent. Výsledkem pak může být nižší celková cena použitých komponent [6].

Na Obr. 1 je znázorněno porovnání analogové a digitální realizace. Podstatné je, že použití digitálního ovládání nemá žádný vliv na princip a konstrukci výkonové části. Při návrhu spínaného napájecího zdroje je tudíž stále třeba brát ohled na volbu topologie, výběr výkonových komponent a určení potřebných řídicích funkcí.



Obr. 1 Blokové znázornění analogové realizace (vlevo) a digitální realizace (vpravo) spínaného napájecího zdroje [1].

První kapitola této diplomové práce se zabývá základními topologiemi spínaných napájecích zdrojů. Druhá kapitola nabízí základní pohled na jejich digitální řízení, především se zabývá rozhraním mezi analogovou a číslicovou částí. Jsou zde probrány problémy související s generováním PWM signálu a digitalizací zpětnovazebních veličin. Následující kapitola zmiňuje vlastnosti procesorů řady Piccolo a jejich experimentálního kitu pro praktické seznámení se s digitálním řízením spínaných napájecích zdrojů. Je zde uveden bližší popis jak hlavních částí vzorového programu, tak i vlastní implementace zpětnovazební smyčky v jazyce C. Čtvrtá kapitola se zabývá systémem aktivního vyhledávání bodu maximálního výkonu MPPT, který nachází uplatnění například v solárních systémech. V páté kapitole je proveden návrh hardwarové části včetně dokumentace. Softwarovým řešením realizovaného zdroje se zabývá šestá kapitola. V poslední kapitole se provádí testování a měření parametrů zdroje.

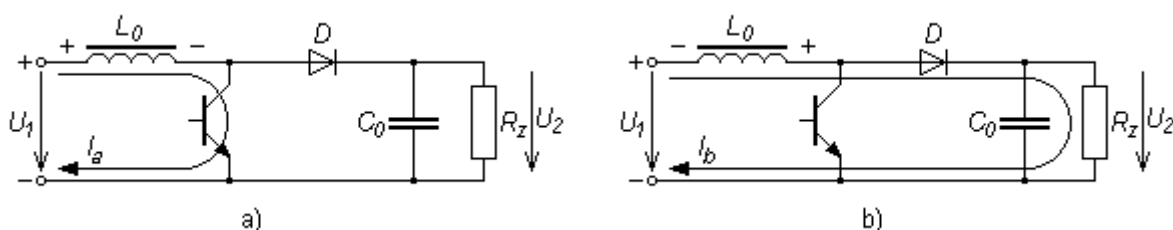
# 1 TOPOLOGIE MĚNIČŮ

## 1.1 Blokující měniče

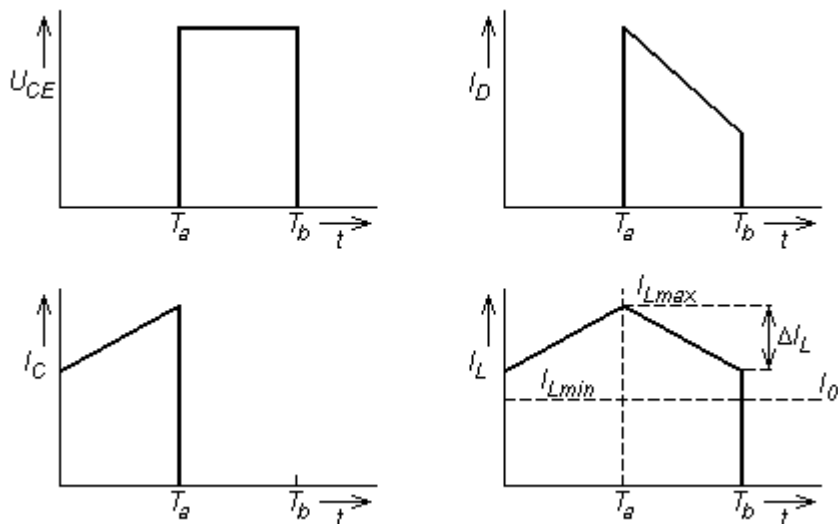
Označují se také jako akumulární měniče. Energie se akumuluje buď v magnetickém poli tlumivky nebo v elektrickém poli kondenzátoru. Odtud časovaným spínačem se převádí na elektrický výkon pro spotřebič. Akumulační měniče jsou pro jednoduchost konstrukce a snadnou regulovatelnost nejpoužívanější [4], [7].

### 1.1.1 Akumulační měnič se vzestupným napětím

Toto zapojení slouží pro zvyšování napětí ( $U_2 > U_1$ ). Obvod napětí neinvertuje. V literatuře se označuje též jako „BOOST“. Základní zapojení je na Obr. 1.1.



Obr. 1.1 Akumulační měnič se vzestupným napětím: a) interval  $T_a$  – tranzistor sepnut, b) interval  $T_b$  – tranzistor rozepnut.



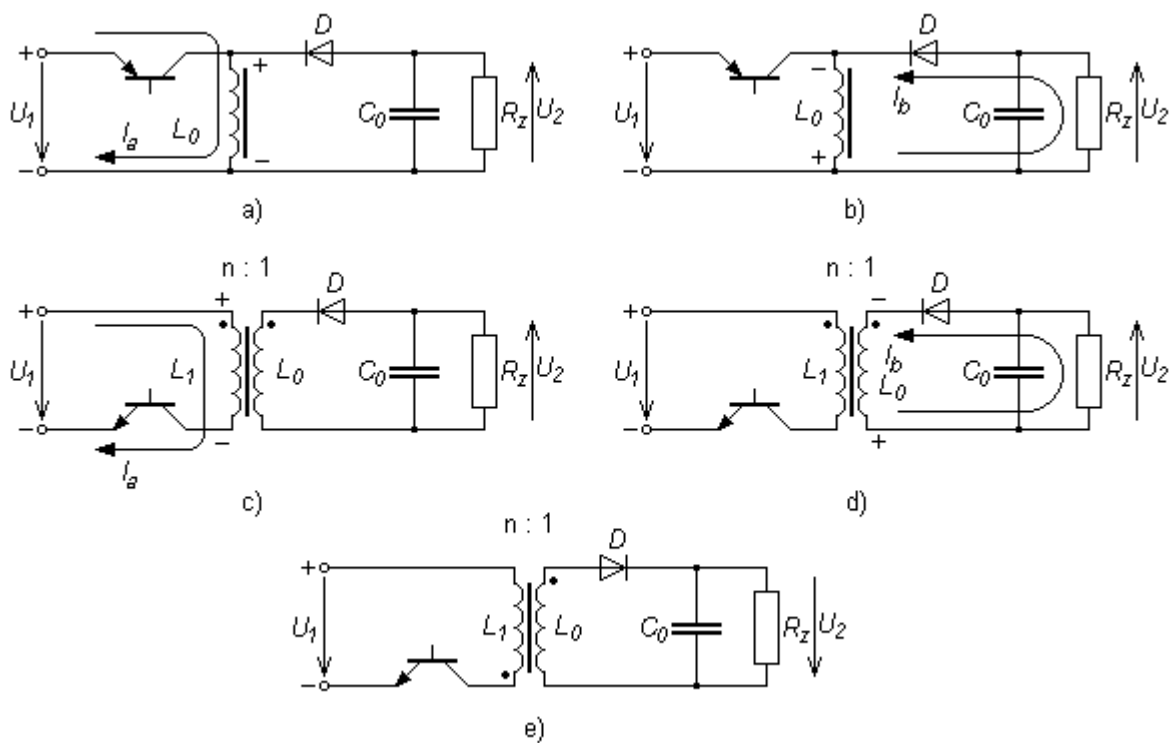
Obr. 1.2 Některé průběhy napětí a proudů u akumulárního měniče se vzestupným napětím z Obr. 1.1.

V době  $T_a$  (Obr. 1.2) je akumulární indukčnost  $L_0$  součástí vstupního obvodu měniče, tranzistor je sepnut a v indukčnosti  $L_0$  se akumuluje energie magnetického pole.

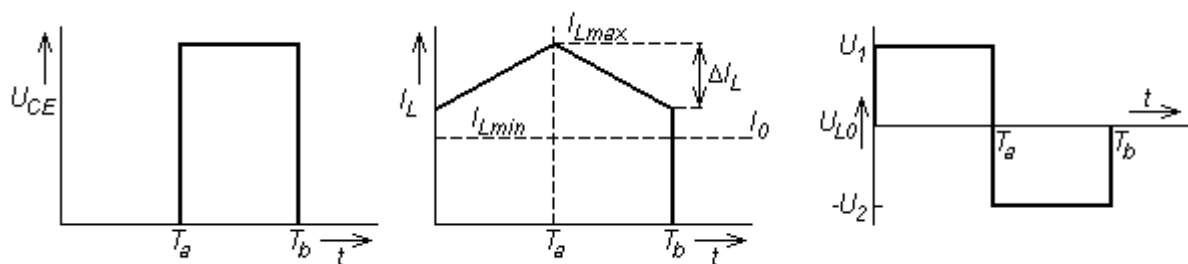
Po rozpojení tranzistoru, v době  $T_b$  (Obr. 1.2), nemůže nahromaděná energie v indukčnosti okamžitě zaniknout. Z vlastností indukčnosti vyplývá, že změnou magnetického toku se na jejích svorkách indukuje napětí opačné polarity působící proti změně (snaží se udržet proud  $I_L$ ). Cívka se chová jako zdroj energie a proud se uzavírá přes diodu D a kapacitu  $C_0$  paralelně se zátěží. Kondenzátor  $C_0$  se nabíjí na velikost napětí, které odpovídá přibližně součtu indukovaného napětí v cívce a napájecího napětí  $U_1$ .

### 1.1.2 Akumulační měnič se vzestupným i sestupným napětím

Zapojení slouží pro snižování i zvyšování napětí ( $U_2 < > U_1$ ). Obvod napětí invertuje, na Obr. 1.3 e) je neinvertující zapojení s transformátorem. V literatuře se označuje „BUCK – BOOST“ nebo „FLYBACK“.



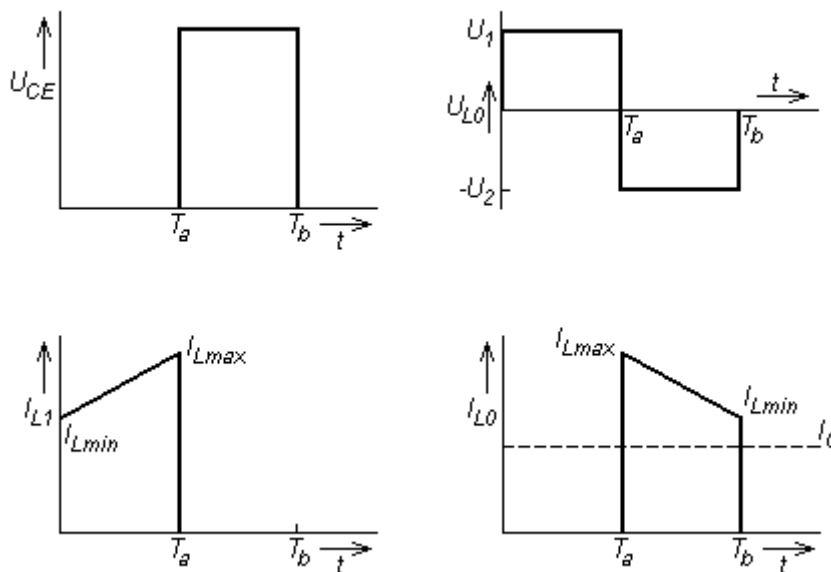
Obr. 1.3 Akumulační měnič se vzestupným i sestupným napětím: a) zapojení s tlumivkou, interval  $T_a$  – tranzistor sepnut, b) zapojení s tlumivkou, interval  $T_b$  – tranzistor rozepnut, c) zapojení s transformátorem, interval  $T_a$  – tranzistor sepnut, d) zapojení s transformátorem, interval  $T_b$  – tranzistor rozepnut, e) zapojení s transformátorem neinvertující napětí.



Obr. 1.4 Některé průběhy napětí a proudů akumulárního měniče se vzestupným i sestupným napětím v zapojení s tlumivkou.

Funkce zapojení s tlumivkou je obdobná jako ve předchozím případě. V době  $T_a$  (Obr. 1.4) je akumulární indukčnost  $L_0$  součástí vstupního obvodu měniče, tranzistor je sepnut a v indukčnosti  $L_0$  se akumuluje energie magnetického pole.

Po rozpojení tranzistoru, v době  $T_b$  (Obr. 1.4), nemůže nahromaděná energie v indukčnosti okamžitě zaniknout. Na jejích svorkách se indukuje napětí opačné polarity. Cívka se chová jako zdroj energie a proud se uzavírá přes diodu D (tzv. rekuperační) a kapacitu  $C_0$  paralelně se zátěží.



Obr. 1.5 Některé průběhy napětí a proudů akumulárního měniče se vzestupným i sestupným napětím v zapojení s impulsovým transformátorem.

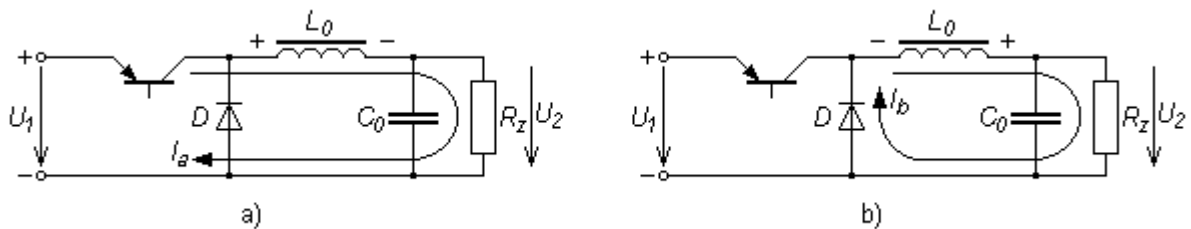
Společná indukčnost může být nahrazena transformátorem jak uvádí Obr. 1.3 c) až e). Tím se mohou na výstupu získat obě polarity napětí a také rozšířit jeho rozsah. Hlavní výhodou však je galvanické oddělení vstupního napětí od výstupního.

Činnost zapojení pro poměr závitů sekundárního a primárního vinutí rovný jedné je shodná se zapojením s tlumivkou. V době  $T_a$  (Obr. 1.5) teče proud pouze primárním

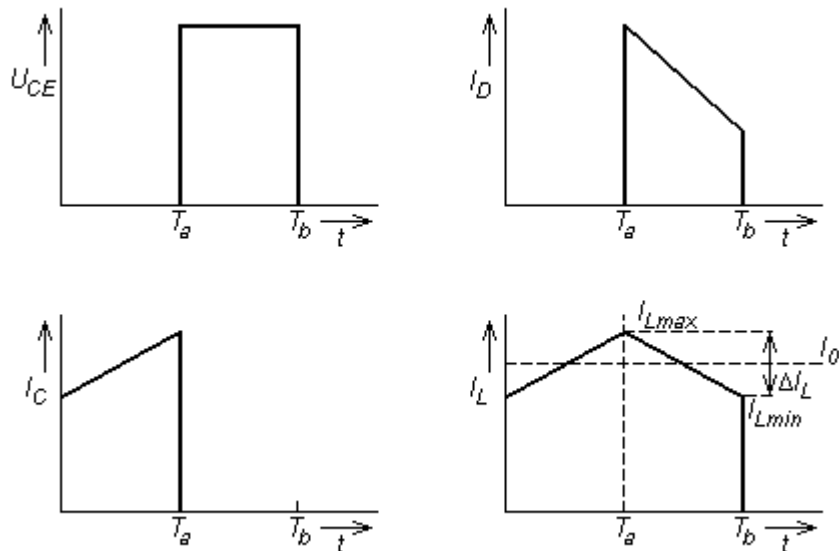
vinutím, tj. indukčností  $L_1$ . V transformátoru se tak akumuluje energie magnetického pole. V době  $T_b$ , po rozpojení tranzistoru, nemůže energie akumulovaná v transformátoru okamžitě zaniknout, v sekundárním vinutí  $L_0$  se mění zpět na elektrický proud, který se uzavírá přes kondenzátor  $C_0$  a zátěž  $R_z$ .

## 1.2 Propustné měniče

Propustné měniče se od blokujících měničů liší tím, že výkon se ze vstupu na výstup předává v obou částech periody. V době  $T_a$  se výkon předává – propouští – na výstup a současně se energie akumuluje v magnetickém poli tlumivky. Po dobu zbývající části periody  $T_b$  je tlumivka od vstupu oddělena a na výstup se dodává je energie nahromaděná v magnetickém poli tlumivky. Pro galvanické oddělení zdroje od výstupu se používá transformátor [4], [7].



Obr. 1.6 Akumulační měnič se sestupným napětím: a) interval  $T_a$  – tranzistor sepnut, b) interval  $T_b$  – tranzistor rozepnut.



Obr. 1.7 Některé průběhy napětí a proudů u měniče se sestupným napětím.

Zapojení slouží pro snižování napětí ( $U_2 < U_1$ ), od předchozích se liší jen jinou vzájemnou konfigurací tří základních prvků – spínače, akumulární indukčnosti a



rekuperační diody. V literatuře se označuje jako „BUCK“. Základní zapojení akumulčního měniče se sestupným napětím je na Obr. 1.6.

V intervalu  $T_a$  (Obr. 1.7) je akumulční indukčnost připojena na napájecí napětí  $U_1-U_2$ . Přes indukčnost jednak protéká proud do zátěže zapojené paralelně s kapacitou a jednak se v indukčnosti akumuluje energie.

Po rozpojení tranzistoru nemůže akumulovaná energie v indukčnosti okamžitě zaniknout, indukčnost se svým charakterem snaží zachovat průtok proudu. Proto dojde při rozepnutí k indukovaní napětí opačné polarity, indukčnost se chová jako zdroj a proud se uzavře přes rekuperační diodu  $D$  a zátěž  $R_z$ . Kondenzátor  $C_0$  pomáhá indukčnosti dodávat energii do zátěže.

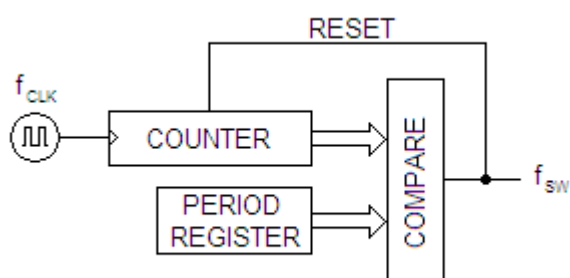
## 2 ZÁKLADY DIGITÁLNÍHO ŘÍZENÍ SPÍNANÝCH ZDROJŮ

U digitálně řízených spínaných napájecích zdrojů zůstává samozřejmě zachována analogová výkonová část. Řídící část je ale implementována čistě digitálně. Rozhraní mezi analogovou a číslicovou částí je však kritickou záležitostí při konstrukci digitálně řízených spínaných napájecích zdrojů. Jedná se o generování časové základny a způsob, jakým analogové signály převést do číslicové podoby [1].

### 2.1 Generování časové základny

Jedním z prvních kroků při návrhu je stanovení pracovního kmitočtu kontroléru  $f_{CLK}$ . Ten se často generuje pomocí jednoduchého analogového oscilátoru s RC článkem. Tento kmitočet je mnohem vyšší, než spínací kmitočet měniče  $f_{SW}$  a digitální kontroléry ho využívají výhradně pro taktování vnitřní procesorové jednotky a svých periférií. Všechny ostatní časovací funkce, včetně spínacího kmitočtu  $f_{SW}$  musí být realizovány některou periférií kontroléru.

Na Obr. 2.1 je zobrazen princip odvození spínacího kmitočtu z kmitočtu pracovního. Pokud je známá pracovní  $f_{CLK}$  i spínací  $f_{SW}$  frekvence, lze určit kolik pracovních cyklů obsahuje spínací perioda. Musí se vždy jednat o celé číslo. Tato hodnota je uložena v registru PERIOD. S každým pracovním cyklem je pak inkrementována hodnota registru COUNTER a v případě jeho shody s registrem PERIOD je na výstupu jednotky COMPARE generován impuls, který vynuluje registr COUNTER.



Obr. 2.1 Princip odvození spínacího kmitočtu  $f_{SW}$  z pracovního kmitočtu  $f_{CLK}$ .

Je zřejmé, že pokud se pracovní kmitočet bude zvyšovat, bude spínací perioda obsahovat více pracovních cyklů, během nichž je možné provádět složitější výpočty, převody signálů z analogové do digitální podoby a další přídatné funkce. Dalším nezanedbatelným důvodem ke zvýšení pracovního kmitočtu je vztah mezi počtem pracovních cyklů ve spínací periodě a rozlišením výstupní pulsně šířkové modulace (PWM). Analogové řídicí obvody jsou schopny vytvářet PWM signál s nekonečným rozlišením jeho střídny. Naproti tomu střída PWM signálu generovaná digitálně je ovlivněna celočíselným vyjádřením šířky pulsu, jinými slovy může nabývat pouze

konečného počtu diskretních hodnot. Šířka pulsu je tedy vždy celočíselným násobkem pracovní periody.

Tab. 2.1 Efektivní počet bitů, počet pracovních cyklů na spínací periodu a procentuelní rozlišení střídý pro typické hodnoty pracovních a spínacích kmitočtů [1].

$f_{sw}$ [kHz]	Pracovní kmitočet $f_{CLK}$ [MHz]								
	1	2	4	8	20	40	100	150	
25	5,3	6,3	7,3	8,3	9,6	10,6	12,0	12,6	Efektivní počet bitů $n_{eff}$
	40	80	160	320	800	1600	4000	6000	Pracovních cyklů na periodu
	2,5	1,25	0,625	0,313	0,125	0,063	0,025	0,017	Rozlišení střídý $D_{RES}$ [%]
50	4,3	5,3	6,3	7,3	8,6	9,6	11,0	11,6	Efektivní počet bitů $n_{eff}$
	20	40	80	160	400	800	2000	3000	Pracovních cyklů na periodu
	5	2,5	1,25	0,625	0,25	0,125	0,05	0,033	Rozlišení střídý $D_{RES}$ [%]
100	3,3	4,3	5,3	6,3	7,6	8,6	10,0	10,6	Efektivní počet bitů $n_{eff}$
	10	20	40	80	200	400	1000	1500	Pracovních cyklů na periodu
	10	5	2,5	1,25	0,5	0,25	0,1	0,067	Rozlišení střídý $D_{RES}$ [%]
250	2,0	3,0	4,0	5,0	6,3	7,3	8,6	9,2	Efektivní počet bitů $n_{eff}$
	4	8	16	32	80	160	400	600	Pracovních cyklů na periodu
	25	12,5	6,25	3,125	1,25	0,625	0,25	0,167	Rozlišení střídý $D_{RES}$ [%]
500	1,0	2,0	3,0	4,0	5,3	6,3	7,6	8,2	Efektivní počet bitů $n_{eff}$
	2	4	8	16	40	80	200	300	Pracovních cyklů na periodu
	50	25	12,5	6,25	2,5	1,25	0,5	0,333	Rozlišení střídý $D_{RES}$ [%]
1000	0,0	1,0	2,0	3,0	4,3	5,3	6,6	7,2	Efektivní počet bitů $n_{eff}$
	1	2	4	8	20	40	100	150	Pracovních cyklů na periodu
	100	50	25	12,5	5	2,5	1	0,667	Rozlišení střídý $D_{RES}$ [%]

V literatuře [1] je uvedena zajímavá tabulka (Tab. 2.1) zobrazující důležité charakteristiky digitálního zdroje signálu. Pro každou kombinaci jsou uvedeny tři hodnoty, z nichž první představuje efektivní počet bitů  $n_{eff}$ , neboli šířku registru čítače, jaká je třeba pro vytvoření požadovaného spínacího kmitočtu s daným pracovním kmitočtem:

$$n_{eff} = \log_2 \frac{f_{CLK}}{f_{sw}}. \quad (2.1)$$

Druhá hodnota udává, kolik pracovních cyklů obsahuje jedna spínací perioda. Třetí hodnota je definována vztahem

$$D_{RES} (\%) = \frac{f_{sw}}{f_{CLK}} \cdot 100 \quad (2.2)$$

a vyjadřuje rozlišení střídý v procentech. Toto je důležitý parametr vyjadřující technické parametry digitálního kontroléru.

Vzhledem k tomu, že šířka pulsu PWM signálu má konečné rozlišení, tak i výstupní napětí nelze měnit spojitě, ale vždy se pohybuje mezi dvěma hodnotami výstupního napětí, které odpovídají dvěma sousedním hodnotám šířky pulsu PWM signálu. To má za následek vznik nepříjemného zvlnění na výstupu měniče. Pro představu lze na jednoduchém příkladě ukázat, v jakých hodnotách se toto zvlnění pohybuje.

Mějme propustný měnič pracující na kmitočtu 100 kHz, řízený digitálním kontrolérem s pracovním kmitočtem 20 MHz. Vstupní napětí je 12 V a výstupní 5 V. Potřebná pracovní střída PWM signálu je tedy

$$D_p = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{5}{12} = 0,417. \quad (2.3)$$

Tomu odpovídá šířka PWM pulsu

$$t_{on} = D_p \cdot T_{sw} = D_p \cdot \frac{1}{f_{sw}} = \frac{0,417}{10^5} = 4,17 \mu s \quad (2.4)$$

a

$$n_{on} = \frac{t_{on}}{T_{CLK}} = t_{on} \cdot f_{CLK} = 4,17 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^7 = 83,3 \quad (2.5)$$

pracovních cyklů. Jenže, jak bylo uvedeno dříve, šířka pulsu PWM signálu musí být celočíselným násobkem pracovního cyklu. Nejbližší celá hodnota je tedy 83. 83 pracovním cyklům pak odpovídá výstupní napětí

$$U_{out(n=83)} = U_{in} \cdot n \cdot \frac{f_{sw}}{f_{CLK}} = 12 \cdot 83 \cdot \frac{10^5}{2 \cdot 10^7} = 4,98 V \quad (2.6)$$

A pro nejbližší dvě šířky pulsu pak odpovídá výstupní napětí

$$U_{out(n=82)} = U_{in} \cdot n \cdot \frac{f_{sw}}{f_{CLK}} = 12 \cdot 82 \cdot \frac{10^5}{2 \cdot 10^7} = 4,92 V, \quad (2.7)$$

$$U_{out(n=84)} = U_{in} \cdot n \cdot \frac{f_{sw}}{f_{CLK}} = 12 \cdot 84 \cdot \frac{10^5}{2 \cdot 10^7} = 5,04 V. \quad (2.8)$$

Z uvedeného příkladu je vidět, že šířka pulsu PWM signálu s konečným rozlišením způsobí na výstupu napěťový krok 0,06V neboli 1,2%. Tyto hodnoty odpovídají také výstupnímu zvlnění, protože pokud bude chtít kontrolér nastavit na výstupu přesně 5V, bude muset určitým způsobem přepínat mezi nejbližšími dvěma hodnotami. Zvlnění lze dále zlepšit použitím vyššího pracovního kmitočtu a nižšího spínacího kmitočtu.

## 2.2 Digitalizace zpětnovazebních veličin

Analogově digitální (A/D) převodníky jsou v kontrolérech obvykle realizovány s multiplexerem na svém vstupu, který umožní převod několika analogových signálů pomocí jednoho zařízení. Napětí přiváděné na vstup A/D převodníku je třeba zmenšit tak, aby jeho maximální hodnota byla menší než referenční napětí převodníku. Jako referenční napětí  $U_{ref}$  se často používají hodnoty 1,25 V nebo 2,5 V. Výsledkem převodu je číselná hodnota reprezentující vstupní napětí.

Důležitým parametrem A/D převodníku je rychlost převodu, tedy doba za kterou je schopen uskutečnit jeden převod. Přesnost převodníku, respektive jeho rozlišení je pak charakterizováno počtem výstupních bitů, neboli o kolika bitový převodník se jedná. Vzhledem ke skutečnosti, že všechny výstupní bity jsou v log. 1 pokud na vstup převodníku přivedeme napětí rovné nebo vyšší než  $U_{ref}$ , je možno stanovit vztah pro rozlišení převodníku:

$$U_{rozl} = \frac{U_{ref}}{2^n}, \quad (2.9)$$

kde  $n$  je počet bitů převodníku. Ze vztahu je zřejmé, že vstupní napěťový rozsah je rozdělen na  $2^n$  hladin a A/D převodník během převodu zaokrouhluje měřené vstupní napětí právě k těmto hladinám.

Protože je obvykle třeba měřit napětí, která jsou vyšší než napětí referenční je nutné vložit na vstup A/D převodníku odporový dělič. Ten měřené napětí sníží do vstupního napěťového rozsahu převodníku. Na volbě dělicího poměru pak záleží konečné rozlišení převodníku. Pokud vyjdeme z výše uvedeného příkladu měniče, jehož výstupní napětí bylo 5V a zvolíme referenční napětí převodníku  $U_{ref} = 1,25$  V, je třeba vstupní napětí dělit přibližně pěti, abychom se vešli do vstupního napěťového rozsahu převodníku i s určitou rezervou pro případné přepětí. Pro případ 8-bitového A/D převodníku s uvedeným děličem bude jeho rozlišení:

$$U_{rozl} = \frac{U_{ref}}{2^n} \cdot \frac{1}{d} = \frac{1,25 \cdot 1}{2^8 \cdot 0,2} = 24,4 \text{ mV}, \quad (2.10)$$

kde  $d$  je dělicí poměr děliče (1:5, tedy 0,2). Je zřejmé, že pokud budeme dělicí poměr  $d$  děliče zmenšovat, bude se zhoršovat rozlišení. Na druhou stranu, pokud se budeme snažit rozlišení zlepšovat volbou vyššího dělicího poměru, musíme brát ohled na dostatečnou rezervu mezi vstupním napětím a vstupním rozsahem převodníku s děličem pro případné přepětí.

Dále je třeba dodat, že výstupní napětí se může změnit až o 24,4 mV, aniž by to kontrolér zaznamenal. Tato chyba zavedená A/D převodem má také určitý dopad na přesnost regulace výstupního napětí. Nejhorší možnou chybu lze vypočítat z následujícího vztahu:

$$E_{rozl} [\%] = \frac{U_{ref} \cdot \frac{1}{d}}{2^n \cdot U_{out}} \cdot 100. \quad (2.11)$$

Dosazení hodnot z uvedeného příkladu:

$$E_{rozl} [\%] = \frac{1,25 \cdot \frac{1}{0,2}}{2^8 \cdot 5} \cdot 100 = \pm 0,49 \%. \quad (2.12)$$

Teoreticky je však možné použitím vícebitového převodníku zvýšit rozlišení a tím i přesnost převodu vstupního napětí. V Tab. 2.2 je uveden vliv počtu bitů převodníku na nejhorší možnou chybu převodu. Přesnost převodu může dále zhoršovat i tolerance referenčního napětí a rezistorů v odporovém děliči.

Tab. 2.2 Vliv počtu bitů na chybu převodu [1].

Počet bitů převodníku	8	10	12	14	16
$E_{rozl} [\%]$	0,488	0,122	0,031	0,008	0,002

Další vlastností A/D převodníku, kterou je třeba zmínit je perioda převodu, tedy doba od zadání příkazu k převodu do okamžiku, kdy se výsledná data objeví ve výstupním registru. Tato doba je složena ze dvou částí, z doby vlastního A/D převodu a počtem instrukcí potřebných ke spuštění procesu a zápisu výsledku do výstupního registru. Většina současných mikrokontrolérů však umožňuje přístup k výsledkům v jednom strojovém cyklu, tudíž podstatná je jen vlastní doba převodu. Výrobci tuto dobu často udávají v počtu převodů za sekundu (kps – kilo samples per second). Například 100 kps je 100 000 převodů za sekund a převodní čas je 10  $\mu$ s.

U spínaných zdrojů je převodní čas problematický ze dvou hledisek. Prvním problémem je, že převodní čas způsobuje zpoždění, které sice příliš nevádí ve většině běžných funkcí, ale rozhodně není přijatelné tam, kde je nutná okamžitá odezva a rychlou změnu kritického parametru, jako například v případě ochrany proti nadproudu. Obecně řečeno digitální kontroléry nejsou schopny zastoupit okamžitou reakci analogových kontrolérů právě vzhledem k časovému zpoždění vznikajícímu při A/D převodu.

Druhým problémem je, že doba převodu souvisí s šířkou pásma zpětnovazební smyčky. V analogových kontrolérech je výstupní napětí vzorkováno v každém spínacím cyklu. Pokud to samé požaduje i u digitálních kontrolérů, musí být maximální spínací kmitočet nižší nebo roven maximální vzorkovací frekvenci A/D převodníku. Toto však předpokládá, že výstupní napětí je jediným parametrem, který se měří.

### 3 MIKROKONTROLÉRY PICCOLO

Mikrokontroléry Piccolo patří do rodiny 32-bitových mikokontrolérů C2000 od společnosti Texas Instruments, které nabízí cenově dostupné a vysoce integrované řešení pro řízení v reálném čase [3]. Jsou vyráběny s maximálním pracovním kmitočtem 40 až 100 MHz, až se 128 kB paměti flash a celou řadou periférií jako třeba 12-bitový A/D převodník, PWM modul s vysokým rozlišením, vestavěné oscilátory, analogové komparátory a další. Pro výpočty s desetinou čárkou je k dispozici Control Law Accelerator (CLA) umožňující funkci řídicí smyčky nezávisle na jádře. Tyto mikrokontroléry jsou určeny pro aplikace digitálního řízení:

- motorů,
- spínaných zdrojů,
- solárních invertorů a větrných turbín,
- světelných zdrojů s LED,
- komunikace přes elektrickou síť,
- domácích spotřebičů.

#### 3.1 PWM modul s vysokým rozlišením

Běžné PWM moduly používané v mikrokontrolérech nejsou příliš vhodné pro aplikace v digitálním řízení zdrojů. Jak bylo uvedeno v kapitole 2.1 na konci, vzniká při jejich použití dost velké zvlnění napětí na výstupu, které nelze akceptovat. Mikrokontroléry řady Piccolo nabízí ve své periférii pro generaci PWM signálu modul HRPWM (high-resolution pulse width modulator) umožňující zvýšit rozlišení střídy PWM signálu [12].

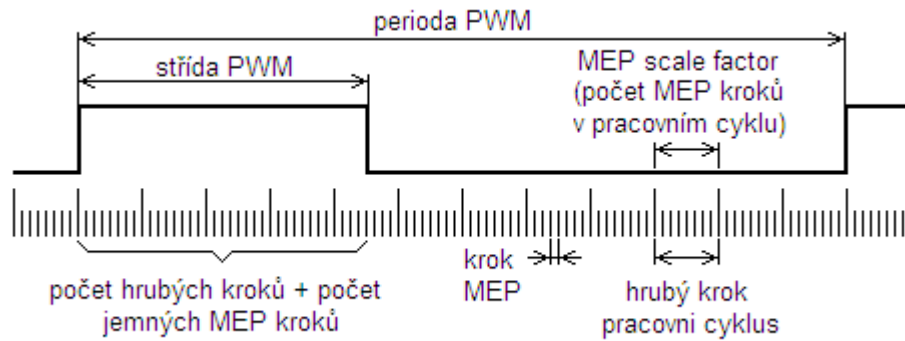
Tab. 3.1 Srovnání rozlišení střídy PWM a HRPWM [12].

Kmitočet PWM	Běžné rozlišení (PWM) při $f_{CLK} = 60$ MHz		Vysoké rozlišení (HRPWM)	
	[kHz]	[b]	[b]	[%]
20	11,6	0,0	18,1	0,000
50	10,2	0,1	16,8	0,001
100	9,2	0,2	15,8	0,002
150	8,6	0,3	15,2	0,003
200	8,2	0,3	14,8	0,004
250	7,9	0,4	14,4	0,005
500	6,9	0,8	13,4	0,009
1000	5,9	1,7	12,4	0,018
1500	5,3	2,5	11,9	0,027
2000	4,9	3,3	11,9	0,036

Periferie pro generaci PWM signálu vykonává funkci, která je matematicky ekvivalentní D/A převodu. Efektivní rozlišení konvenčně generovaného PWM signálu je funkcí jeho kmitočtu a pracovního kmitočtu systému. Pokud PWM signál nemá

dostatečné rozlišení střídá, je třeba použít HRPWM. Pro příklad zvýšení rozlišovací schopnosti střídá PWM signálu slouží Tab. 3.1 [12].

HRPWM je založen na technologii MEP (micro edge positioner). Technologie MEP je schopná dělením jednoho hrubého pracovního cyklu umístit hranu signálu velmi přesně a to s krokem přibližně 150 ps. Na Obr. 3.1 je znázorněno umístění hrany PWM signálu pomocí MEP v jednom systémovém cyklu.



Obr. 3.1 Umístění hrany PWM signálu pomocí MEP technologie [12].

MEP technologie je schopná umístit hranu PWM signálu v jednom z 255 diskretních kroků. Jak již bylo dříve zmíněno, velikost těchto kroků se pohybuje kolem 150 ps. Velikost jednoho kroku MEP je závislá na pracovní teplotě a napájecím napětí. Krok se zvětšuje s vyšší teplotou a nižším napětím. V aplikacích využívajících modul HRPWM, by se měly používat funkce softwaru SFO (scale factor optimizer) dodávaným výrobcem. SFO umožňuje dynamicky určovat počet kroků MEP na jeden pracovní cyklus.

## 3.2 Experimentální kit zdroje s procesorem Piccolo

Pro účely demonstrace a praktického seznámení se s digitálním řízením spínaných napájecích zdrojů bylo využito experimentálního kitu (Obr. 3.2), který nabízí Texas Instruments. Tento kit obsahuje základní desku s výkonovou částí a zásuvnou kartu s řídicím obvodem. Výkonová část obsahuje dva kanály tvořené moduly PowerTrain™. Moduly jsou realizovány jako měniče typu buck a jsou přímo řízeny digitálním signálovým procesorem TMS320F2808 řady Piccolo. K dispozici je na desce také statická a dynamická zátěž a konektor pro připojení externí zátěže. Na displeji lze zobrazit výstupní napětí prvního nebo druhého kanálu měřeného vestavěným voltmetrem. Celý kit je napájen 9V adaptérem. K vývoji software pro DSP Piccolo je od Texas Instruments k dispozici vývojové prostředí Code Composer Studio™. Dále je ke kitu vyžadován samostatný JTAG emulátor. Byl použit doporučený JTAG emulátor Spectrum Digital XDS100. [14]





Obr. 3.2 Fotografie experimentálního kitu [14].

Souhrn vlastností experimentálního kitu:

- Dva kanály DC/DC měniče typu buck.
- Aktivní zátěž pro sledování přechodové odezvy.
- Měření vstupního a výstupního napětí každého kanálu pomocí A/D převodníku procesoru.
- Měření výstupního proudu každého kanálu pomocí A/D převodníku procesoru.
- Měření teploty každého kanálu pomocí A/D převodníku procesoru.
- Ochrana proti nadproudu a jeho hlášení skrze GPIO.
- Digitální řízení s uzavřenou smyčkou napěťové zpětné vazby využívající ePWM periférii a A/D převodník procesoru TMS320F2808.
- Přímou ve vývojovém prostředí je možné sledovat obsahy proměnných a také je měnit za běhu programu.
- 8 indikčních LED pro diagnostiku a zobrazení chybových hlášení.
- Voltmetr s displejem pro zobrazení výstupních napětí jednotlivých kanálů – výběr pomocí přepínače.
- Výkonová část je odpojitelná vypínačem a jištěná vratnou pojistkou.
- Napájení celého kitu 9V adaptérem.

### 3.3 Demonstrační projekt pro experimentální kit

Vzorový projekt s názvem TwoChannelBuck je určen pro seznámení se s procesory řady F28xxx Texas Instruments a s jejich použitím pro digitální řízení spínaných napájecích zdrojů. Dokumentace k tomuto projektu obsahuje celkem tři ukázky. První z nich demonstruje řízení výstupního napětí měniče pomocí střídavého PWM signálu bez použití zpětné vazby. Druhá ukázka demonstruje softwarovou uzavřenou smyčku

zpětné vazby. Třetí se zabývá laděním uzavřené smyčky zpětné vazby pro zlepšení reakce na rychlé změny zátěže metodou pokus – omyl [15]. Reakce je interaktivně nastavována jednotlivými složkami PID regulátoru v okně watch vývojového prostředí Code Composer Studio™.

Projekt je napsán tak, že jednoduchou změnou jedné definice lze přepínat mezi zdrojovým kódem pro verzi s otevřenou nebo uzavřenou smyčkou zpětné vazby. Velká část kódu je však společná. Projekt obsahuje dva základní soubory, TwoChannelBuck-Main.c psaný v programovacím jazyce C a soubor TwoChannelBuck-ISR.asm psaný v assembleru. V souboru TwoChannelBuck-ISR.asm je realizována obsluha přerušení `_ISR_Run` vyvolaná periferií ePWM. V rámci tohoto přerušení probíhá výpočet řízení zpětné vazby, které se skládá ze tří částí. Nejdříve se provádí digitalizace zpětnovazebního napětí, následuje výpočet nové střídy PWM signálu, která se následně nastaví v periférii ePWM. Uvedené naznačuje následující výňatek kódu:

```
_ISR_Run:
    ...

    ADC_NchDRV 2          ; makro pro digitalizaci zpětnovazebního
                          ; napětí měničů (A/D převod)

    ControlLaw_2P2Z 1     ; makra pro výpočet nových hodnot stříd
    ControlLaw_2P2Z 2     ; kanály 1/2

    BuckSingleHR_DRV 1    ; makra pro nastavení nových stříd
    BuckSingleHR_DRV 2    ; v perifériích ePWM, kanály 1/2

    ...
    IRET                  ; návrat z obsluhy přerušení
```

Vzhledem k tomu, že výpočet zpětné vazby je nejčastěji prováděnou operací, je vhodné aby tento kód byl co nejkratší. Z toho důvodu je výhodnější tuto část programu realizovat v assembleru.

Soubor TwoChannelBuck-Main.c obsahuje mimo jiné různé inicializace procesoru, funkci `main()` a stavový automat, v němž lze realizovat rozličné přídavné funkce, jako například komunikaci přes sériovou linku s grafickým rozhraním (GUI) spuštěným na PC, signalizaci na LED, měření napětí, proudu, teploty pro grafické rozhraní, softstart apod. Jednotlivé stavy jsou sdruženy do tří skupin A0, B0 a C0. Každá skupina je spouštěna jedním ze tří časovačů, které jsou nastaveny na periodu 1ms, 5ms a 7,5ms. Stav A0 obsahuje podstavy A1, A2, A3, atd. Takže například bude-li skupina A0 spouštěna každou milisekundu a bude-li obsahovat celkem tři stavy, tak každý stav skupiny A0 bude spuštěn jednou za tři milisekundy. Kostra použitého stavového automatu je naznačena následujícím výňatkem kódu:

```

void main(void)
{
    ...
    CpuTimer0Regs.PRD.all = mSec1;           // skupina A0 - 1ms
    CpuTimer1Regs.PRD.all = mSec5;           // skupina B0 - 5ms
    CpuTimer2Regs.PRD.all = mSec7_5;         // skupina C0 - 7,5ms
    ...
    for(;;)
    {
        (*Alpha_State_Ptr)(); //skok na další skupinu
                                //(A0,B0,...)

    }
}
/*****
void A0(void)                       // skupina A0
{
    if(CpuTimer0Regs.TCR.bit.TIF == 1) // jestliže byla odměřena 1ms
    {
        CpuTimer0Regs.TCR.bit.TIF = 1; // clear flag
        (*A_Task_Ptr)();                // skok na stav skupiny A0
                                        //(A1,A2,A3,...)
    }
    Alpha_State_Ptr = &B0;              // změna skupiny na B0
}

void B0(void)                         // skupina B0
{
    ...
    Alpha_State_Ptr = &C0;              // změna skupiny na C0
}

void C0(void)                         // skupina C0
{
    ...
    Alpha_State_Ptr = &A0;              // změna skupiny na A0
}
/*****
void A1(void)                         // stav A1
{
    ...
    A_Task_Ptr = &A2;                  // změna stavu na A2
}
void A2(void)                         // stav A2
{
    ...
    A_Task_Ptr = &A3;                  // změna stavu na A3
}
void A3(void)                         // stav A3
{
    ...
    A_Task_Ptr = &A1;                  // změna stavu na A1
}
...
// funkce pro obsluhu dalších stavů
// (B1,B2,...,C1,C2,...)

```

### 3.4 Demonstrace výpočtu zpětné vazby v jazyce C

Pro lepší přehlednost a pochopení byl výpočet zpětnovazební smyčky napsán v jazyce C a realizován ve skupině A0 stavového automatu tak, aby se výpočet opakoval s periodou 1 ms. Zpětnovazební smyčka je založena na struktuře klasického IIR filtru obsahující 2 póly a 2 nuly. Jeho přenosová funkce v z-doméně je dána vztahem [15]

$$\frac{U(z)}{E(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}, \quad (3.1)$$

kde  $U(z)$  je střída PWM, a  $E(z)$  je odchylka výstupního napětí od referenční hodnoty. Aby bylo možné upravovat vlastnosti zpětnovazební smyčky bez nutnosti používat matematické či jiné nástroje, jsou koeficienty  $b_0$ ,  $b_1$ ,  $b_2$ ,  $a_1$ ,  $a_2$  nahrazeny třemi koeficienty PID regulátoru. Jedná se koeficient proporcionální ( $K_p$ ), integrační ( $K_i$ ) a derivační ( $K_d$ ). Přepočtení na původní koeficienty bude následující [15]:

$$\begin{aligned} b_0 &= K_p + K_i + K_d \\ b_1 &= -K_p + K_i - 2K_d \\ b_2 &= K_d \\ a_1 &= -1 \\ a_2 &= 0 \end{aligned} \quad (3.2)$$

Pro použití v programu je přenosová funkce ze z-domény převedena do tvaru [15]

$$u(n) = a_1 u(n-1) + a_2 u(n-2) + b_0 e(n) + b_1 e(n-1) + b_2 e(n-2), \quad (3.3)$$

kde  $n$  značí současné vzorky,  $n-1$  vzorky vypočtené v minulém cyklu a  $n-2$  vzorky z předminulého cyklu. Následující výňatek kódu prezentuje realizovaný výpočet zpětnovazební smyčky v jazyce C:

```
// Pole koeficientů:  
// Coef2P2Z_1[0]..B2 = Dgain  
// Coef2P2Z_1[1]..B1 = Igain - Pgain - 2*Dgain  
// Coef2P2Z_1[2]..B0 = Pgain + Dgain + Igain  
// Coef2P2Z_1[3]..A2 = 0  
// Coef2P2Z_1[4]..A1 = -1  
  
// Pole s historií vzorků:  
// Cntl_2P2Z_DBuff[1][0]..u(n-1)  
// Cntl_2P2Z_DBuff[1][1]..u(n-2)  
// Cntl_2P2Z_DBuff[1][2]..e(n)  
// Cntl_2P2Z_DBuff[1][3]..e(n-1)  
// Cntl_2P2Z_DBuff[1][4]..e(n-2)  
  
// deklarace pomocné proměnné pro výpočet střídavy PWM - u(n)  
int32 Duty15;
```

```

// stanovení současné chyby e(n)
// e(n) = reference - výst. napětí
Cntl_2P2Z_DBuff[1][2] = (int32)Vref - (int32)VoutR1;

// výpočet nové hodnoty střídý PWM podle (3.3)
// u(n) = A1*u(n-1) + A2*u(n-2) + B0*e(n) + B1*e(n-1) + B2*e(n-2)
Duty15 = (int32)(Coef2P2Z_1[4]>>11)*(int32)Cntl_2P2Z_DBuff[1][0]
+ (int32)(Coef2P2Z_1[3]>>11)*(int32)Cntl_2P2Z_DBuff[1][1]
+ (int32)(Coef2P2Z_1[2]>>11)*(int32)Cntl_2P2Z_DBuff[1][2]
+ (int32)(Coef2P2Z_1[1]>>11)*(int32)Cntl_2P2Z_DBuff[1][3]
+ (int32)(Coef2P2Z_1[0]>>11)*(int32)Cntl_2P2Z_DBuff[1][4];

// převod z 32 bitové hodnoty na 16 bitů
Duty15 = Duty15>>15;

// omezení střídý PWM:
if (Duty15 >= 30000) Duty15 = 30000;
if (Duty15 <= 0) Duty15 = 0;

// aktualizace historie vzorků
for (i=4;i>0;i--)
    Cntl_2P2Z_DBuff[1][i]=Cntl_2P2Z_DBuff[1][i-1];
Cntl_2P2Z_DBuff[1][0]=Duty15;

// odeslání vypočítané střídý PWM signálu do PWM modulu
Duty[1] = Duty15;

```

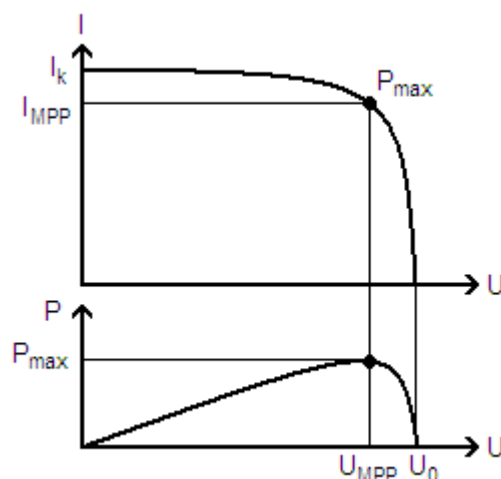
Přepočítání PID koeficientů na koeficienty použité přenosové funkce se provádí ve skupině C0 stavového automatu s periodou opakování 7,5 ms. Protože nejsou kladeny žádné vysoké nároky na rychlost aktualizace podle nově zadaných hodnot, není perioda opakování kritická.

## 4 MAXIMUM POWER POINT TRACKING

Maximum Power Point Tracking (MPPT) je elektronický řídicí systém umožňující získat co nejvyšší možný výkon ze zdroje. Systém tedy hledá takové napětí nebo proud, při kterém je generovaný výkon maximální.

MPPT tak nachází velké uplatnění u solárních napájecích systémů. Fotovoltaické panely se totiž setkávají především se dvěma velkými problémy. Prvním problémem je, že účinnost přeměny sluneční energie na elektrickou je velmi malá (asi 9 – 17%), a to zvláště v případě nízké intenzity slunečního záření. Druhým problémem je, že množství elektrické energie generované solárním panelem je značně závislé na meteorologických podmínkách.

Ampérvoltová charakteristika fotovoltaického panelu je nelineární a závislá na množství dopadající sluneční energie. Na této křivce však lze nalézt bod (Obr. 4.1), v literatuře označovaný jako Maximum Power Point (MPP), ve kterém je účinnost fotovoltaického panelu maximální a produkuje tak maximální výstupní výkon.

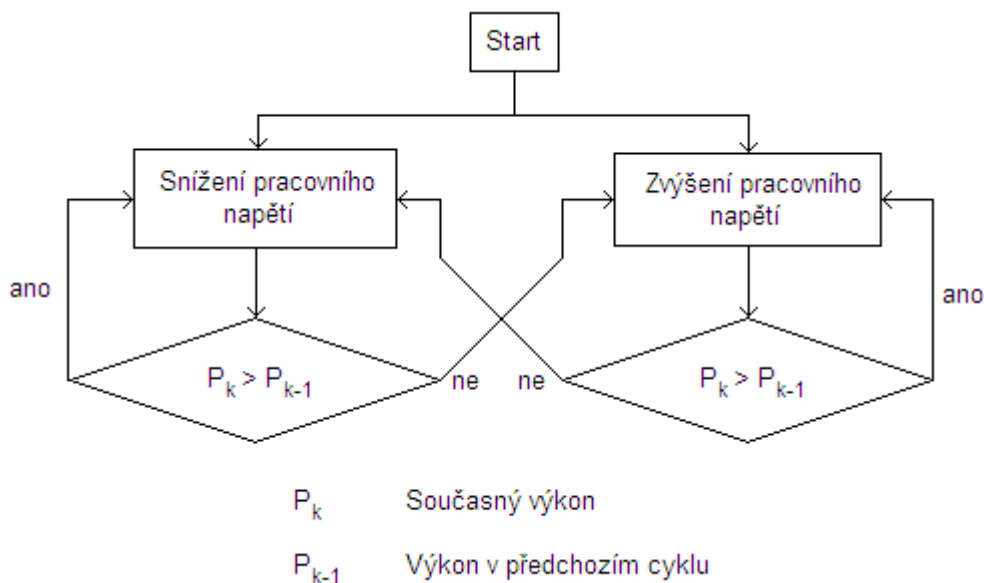


Obr. 4.1 Vyznačení bodu MPP na ampérvoltové charakteristice, ve kterém je produkován maximální výstupní výkon.

Umístění bodu MPP je neznámé, avšak existuje velké množství algoritmů a metod které ho dokáží lépe či hůře lokalizovat. Zde budou zmíněny jen ty nejčastěji používané.

### 4.1 Perturb and Observe

Takto se v literatuře označuje metoda, při které se periodicky mění pracovní napětí nebo proud fotovoltaického panelu a kontroluje se, jestli při této změně došlo k nárůstu nebo poklesu výkonu. Na Obr. 4.2 diagram znázorňuje algoritmus metody P&O. Například pokud zvýšení pracovního napětí způsobí také zvýšení výstupního výkonu fotovoltaického panelu, tak algoritmus napětí periodicky zvyšuje dál, dokud nedojde k poklesu výkonu. Jakmile k tomu dojde algoritmus napětí opět sníží. Tento algoritmus způsobí, že výstupní výkon bude oscilovat kolem maxima [9].



Obr. 4.2 Algoritmus metody Perturb and Observe

P&O metoda je často používaná pro svoji jednoduchost. Její nevýhodou však je právě oscilace výstupního výkonu kolem maxima a také může nastat situace, kdy dojde k nesprávné reakci při náhlé změně sluneční intenzity.

## 4.2 Incremental Conductance

Takto nazývaná metoda využívá faktu, že funkce má nulovou derivaci v bodě svého maxima. V případě křivky závislosti výstupního výkonu na napětí, je derivace vlevo od MPP kladná a vpravo záporná [5][9].

$$\begin{aligned}
 \frac{dP}{dU} &= 0 \text{ v bodě MPP,} \\
 \frac{dP}{dU} &> 0 \text{ vlevo od MPP,} \\
 \frac{dP}{dU} &< 0 \text{ vpravo od MPP.}
 \end{aligned}
 \tag{4.1}$$

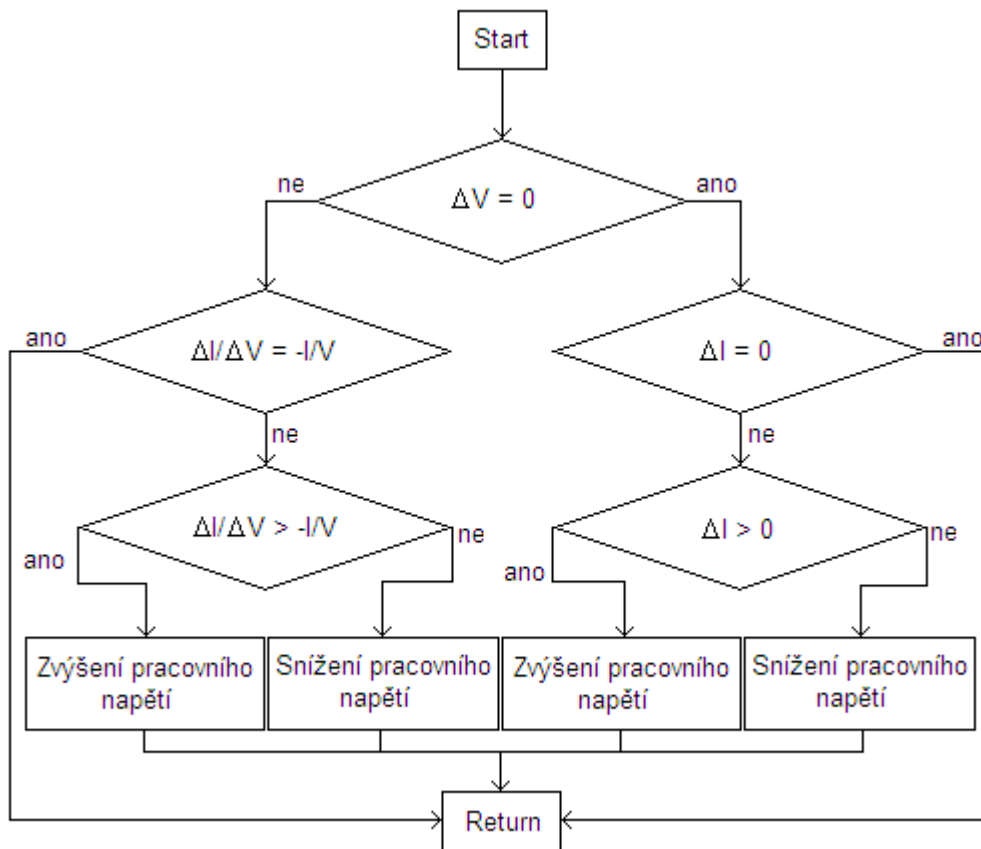
Protože výkon je dán součinem napětí a proudu, upravou (4.1) lze získat

$$\frac{dP}{dU} = \frac{d(I \cdot U)}{dU} = I + U \cdot \frac{dI}{dU} = 0,
 \tag{4.2}$$

po úpravě

$$\frac{dI}{dU} + \frac{I}{U} = 0.
 \tag{4.3}$$

MPP lze nalézt srovnáním statické vodivosti s přírůstkovou vodivostí. Na Obr. 4.3 je znázorněn diagram, popisující tento algoritmus.



Obr. 4.3 Algoritmus metody Incremental conductance

Na rozdíl od metody P&O, je u této metody možné jednoznačně zjistit, že bylo dosaženo bodu MPP, aniž by došlo k oscilacím kolem maxima. Výhodou je také dobrá reakce na rychlé změny ozáření panelu. Naopak nevýhodou jsou složitější výpočty, zabírající více času.

### 4.3 Další metody vyhledávání MPP

Metod pro vyhledávání bodu MPP u měničů pro solární panely je však více. Podrobněji byly popsány pouze ty nejvíce používané. Následující seznam uvádí anglické názvy některých dalších metod, jejich bližší popis je uveden v literatuře [5].

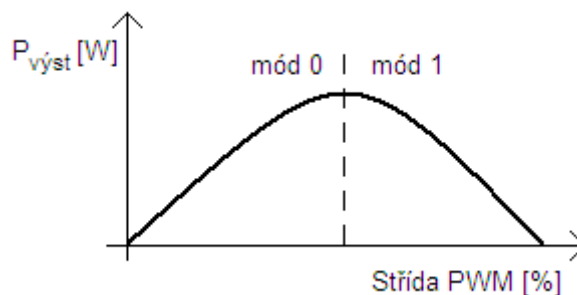
Další metody vyhledávání MPP:

- Constant Voltage Method
- Short-Current Pulse Method
- Open Voltage Method
- Temperature Methods



## 4.4 Demonstrace MPPT na experimentálním kitu

Na experimentálním kitu byl realizován program po aktivní sledování bodu maximálního výkonu, který funguje na principu metody P&O. Toto vyhledávání je realizováno ve skupině A0 stavového automatu tak, že se pozice pracovního bodu aktualizuje každou 1ms. V obecném pohledu jde pouze o to, že systém mění střídu PWM, tedy tzv. duty cycle a sleduje jeho vliv na vstupní výkon a hledá jeho maximum. V rámci experimentálního kitu zde bylo nutné provádět měření výkonu pouze na výstupu, jelikož na vstupu není u toho kitu možné měřit proud a tedy ani vypočítat výkon. Dále byla provedena úprava kitu, kdy byl vložen rezistor vhodné velikosti na vstup výkonové části, který má za cíl simulovat větší vnitřní odpor zdroje z něhož je kit napájen. Tím je umožněno aby při velkém zatížení došlo k poklesu výkonu na vstupu výkonové části kitu. Výsledkem je, že průběh výstupního výkonu v závislosti na střídě PWM je přibližně jako na Obr. 4.4.



Obr. 4.4 Názorná závislost výkonu na střídě PWM u upraveného experimentálního kitu.

Celý proces vyhledávání je rozdělen do dvou módů. V prvním módu dochází ke zvyšování výstupního výkonu, pokud se střída PWM zvyšuje. Na Obr. 4.4 je to oblast grafu označená jako mód 0. V druhém módu dochází ke zvyšování výstupního výkonu naopak při snižování střídy PWM. To je na Obr. 4.4 oblast označená jako mód 1. V místě maximálního výkonu dochází k častému přepínání mezi oběma módy a pracovní bod se tak pohybuje v těsné blízkosti maxima výkonu. Následující výňatek kódu prezentuje uvedený proces:

```
//Výpočet výstupního výkonu z naměřeného výstupního napětí a proudu
PoutR1 = ((int32)VoutR1*(int32)IoutR1)>>15;

//mód 0 (proměnná TendenceDuty značí mód)
if ((TendenceDuty == 0) && (PoutR1-HistPoutR1 >= 0))
{
    MPPTDuty+=KROK; // Pokud došlo ke vzrůstu výkonu,
                    // zvýší střída PWM
}

//přepnutí z módu 0 do módu 1
else if ((TendenceDuty == 0) && (PoutR1-HistPoutR1 < 0))
{
    MPPTDuty-=KROK; //Pokud došlo k poklesu výkonu,
    TendenceDuty = 1; //změní se mód
}
```

```

//mód 1
else if ((TendenceDuty == 1) && (PoutR1-HistPoutR1 >= 0))
{
    MPPTDuty-=KROK;           // Pokud došlo ke vzrůstu výkonu,
                              // sníží se střída PWM
}

// přepnutí z módu 1 do módu 0
else if ((TendenceDuty == 1) && (PoutR1-HistPoutR1 < 0))
{
    MPPTDuty+=KROK;          //Pokud došlo k poklesu výkonu,
    TendenceDuty = 0;        //změní se mód
}

HistPoutR1 = PoutR1;        //Uchování současné hodnoty výkonu
                              //pro příští cyklus

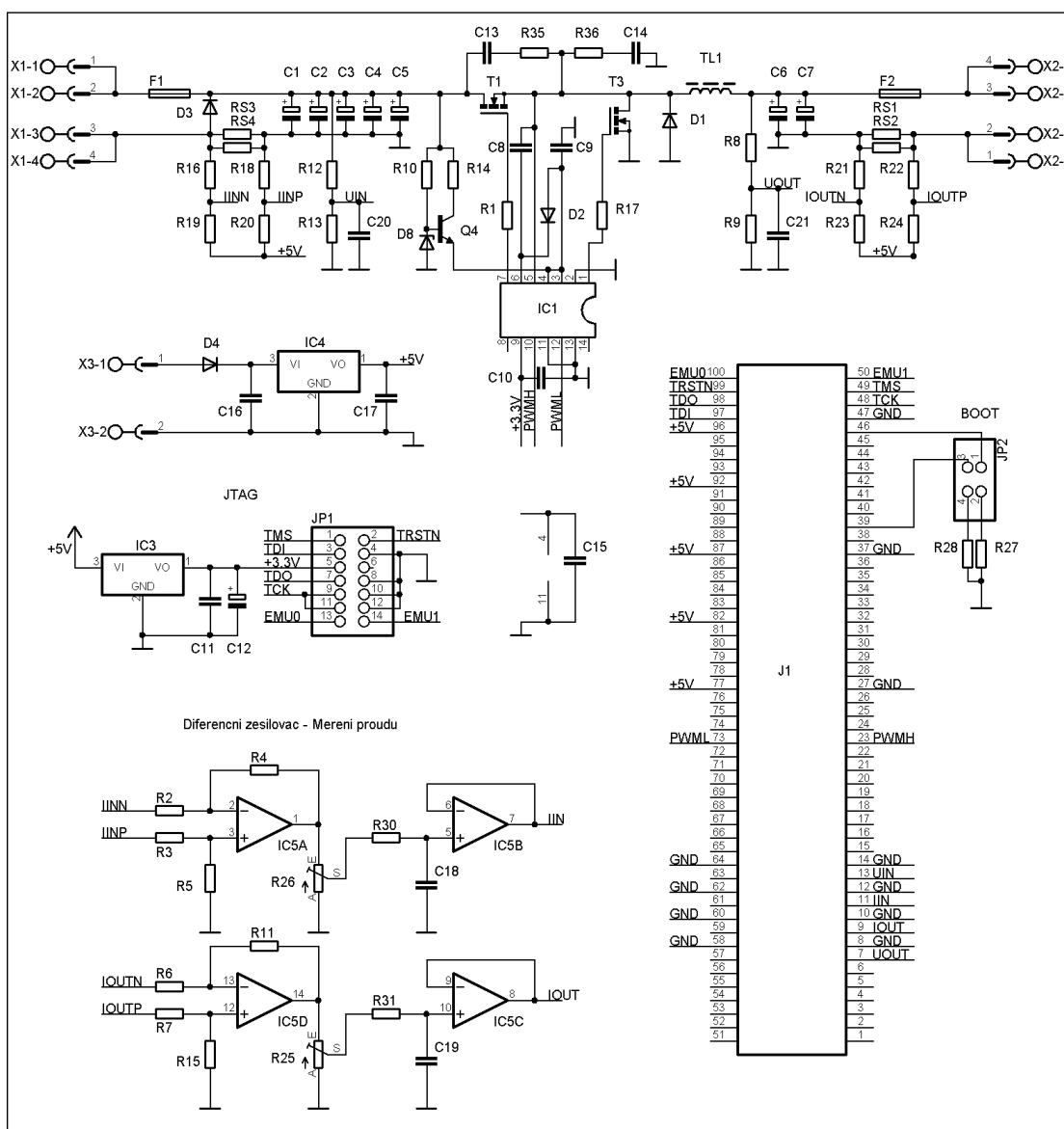
// Oboustranné omezení střída PWM signálu
if(MPPTDuty <= 1000)
{
    MPPTDuty = 1000;
    TendenceDuty = 0;
}
if(MPPTDuty >= 30000)
{
    MPPTDuty = 30000;
    TendenceDuty = 1;
}

// Odeslání hodnoty střída PWM do PWM generátoru
Duty[1] = MPPTDuty;

```

## 5 HARDWAROVÉ ŘEŠENÍ ZDROJE

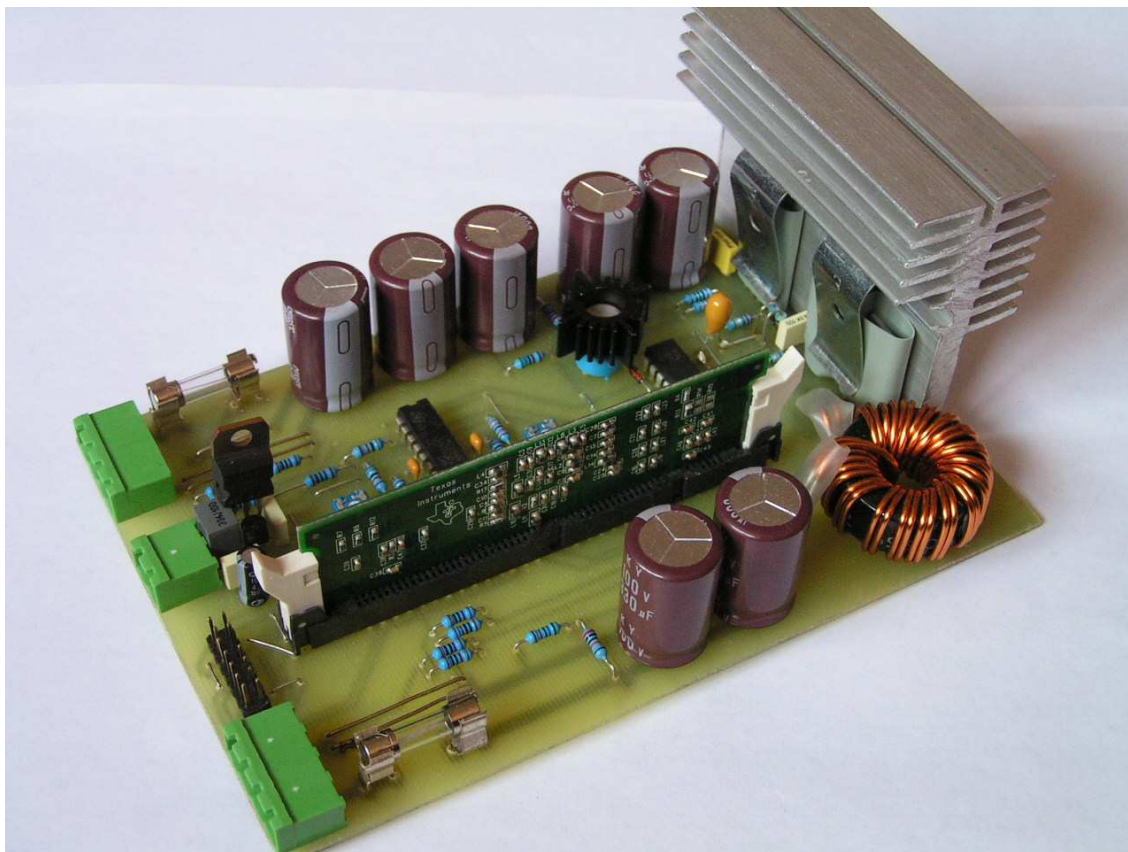
Návrh vychází ze solárního konvertoru SS-205-MPPT [13] od firmy BKE, u níž je tento projekt zadán. Tento konvertor je určen k nabíjení záložní akumulátorové baterie, péči o ni a napájení připojených spotřebičů z fotovoltaických panelů. V návrhu se však počítá s využitím pouze základní analogové výkonové části. Obvody pro nabíjení baterie a péči o ni, stejně tak jako odpojovač zátěže nebudou použity. Celý zdroj bude také řízen jiným obvodem. Pro zjednodušení výroby desky plošného spoje bude místo samotného pouzdra procesoru použita celá zásuvná karta TMS320F2808 controlCARD z experimentálního kitu. Upravené schéma původního zdroje pro použití v tomto projektu je uvedeno na Obr. 5.1 a seznam součástek v Tab. 5.1. Fotografie realizovaného vzorku je na Obr. 5.2.



Obr. 5.1 Navržené schéma digitálně řízeného spínaného napájecího zdroje

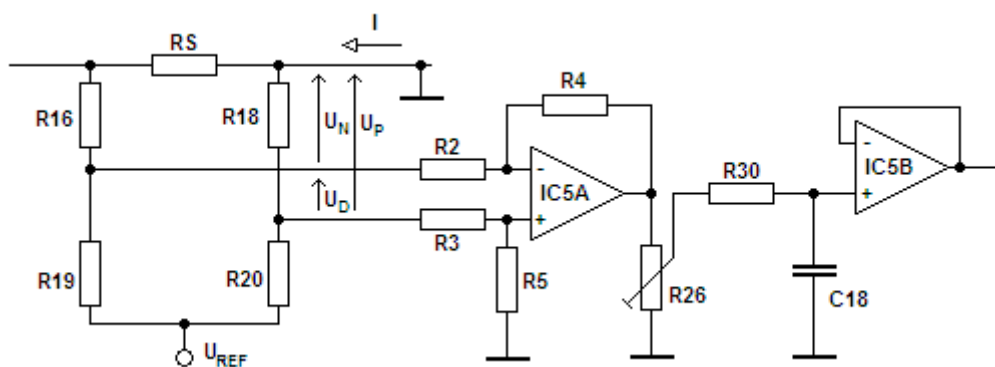
Tab. 5.1 Seznam součástek

Pozice	Tvp	Poznámka
C1,C2,C3,C4,C5,C6,C7	330 $\mu$ F/100V	elektrolytický
C8,C9,C10	1 $\mu$ F	keramický smd
C11,C17	100nF	fóliový
C12	4,7 $\mu$ F/100V	elektrolitický
C13,C14	10nF	fóliový
C15	100nF	keramický smd
C16	330nF	fóliový
C18, C19	4,7nF	keramický
C20, C21	10nF	keramický smd
D1	MBR10100	
D2, D4	1N4148	
D3	SB560	
D8	BZX83V011	stabilizační dioda 11V
F1	F 6,3A	pojistka + držák
F2	T 12,5A	pojistka + držák
IC1	IR2110	
IC3	LE33CZ	stabilizátor 3,3V (TO-92)
IC4	7805	stabilizátor 5V (TO-220)
IC5	LM224	
J1	TMDSDIM100CON5PK	DIMM socket 100 pin
JP1		lišta lámací 2x7
JP2		lišta lámací 2x2
Q4	2N3440	NPN
R1,R17	2R2	
R2, R3, R6, R7	1k	
R4, R5	680k	
R8,R12	200k	
R9, R13	5k6	
R10, R16, R18, R19, R20,	10k	
R11	330k	Smd
R14	100R	
R15	330k	
R25, R26	1k	trimr
R27, R28	2k7	
R30, R31	100k	
R35	4R7	
R36	5R1	
RS1, RS2, RS3, RS4		25mm R drát 0,7mm
T1, T3	IRL2505	
TL1	77894	18z 2x1,25mm
X1, X2	MSTBA4	konektor, 4 piny
X3	MSTBA2	konektor, 2 piny



Obr. 5.2 Fotografie realizovaného digitálně řízeného spínaného zdroje.

## 5.1 Návrh obvodu pro měření proudu

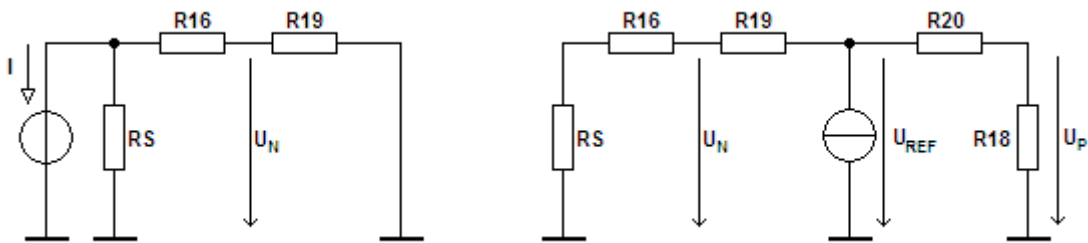


Obr. 5.3 Navržené schéma obvodu pro měření proudu

Jelikož bylo nutné upravit měření proudu, tak aby vyhovovalo použitým procesorům, bylo navrženo zapojení na Obr. 5.3. Rezistor s odporem  $12,5 \text{ m}\Omega$  tvořený z odporového drátu převádí proud na napětí podle Ohmova zákona. Uvažujme obvod pro měření vstupního proudu. Návrh obvodu pro měření výstupního proudu bude vypadat obdobně. Zde se nepředpokládá vyšší proud než  $5 \text{ A}$ . Tento proud vytvoří na odporu  $R_S$  úbytek napětí, které je pod potenciálem země, jak je zřejmé z Obr. 5.3:

$$-U_{RS} = RS \cdot I = 12,5 \cdot 10^{-3} \cdot 5 = 62,5 \text{ mV} . \quad (5.1)$$

Napětí pod potenciálem země však nelze použít, protože řídicí obvod je schopen měřit napětí od 0V do napájecího napětí. V tomto případě tedy 0 až 3,3 V. Napětí  $U_{RS}$  se proto pomocí děličů R16, R19 a R18, R20 a pomocného napětí  $U_{REF}$  zvedne nad potenciál země. Odtud se pak odebírá diferenční napětí mezi oběma středy děličů. Velikost diferenčního napětí lze zjistit řešením tohoto obvodu například pomocí principu superpozice.



Obr. 5.4 Zjednodušená schémata pro řešení obvodu převodníku proudu na napětí pomocí principu superpozice.

Na Obr. 5.4 vlevo je zjednodušené schéma se zkratovaným napěťovým zdrojem. Protože R16, R19 i R20 a R18 mají všechny shodně 10 kΩ. Pak napětí  $U_N'$  na Obr. 5.4 vlevo bude

$$U_N' = U_{RS} \cdot \frac{R_{19}}{R_{19} + R_{16}} = U_{RS} \cdot \frac{10^4}{2 \cdot 10^4} = \frac{U_{RS}}{2} = \frac{-0,0625}{2} = -31,25 \text{ mV} . \quad (5.2)$$

$U_P'$  je v tomto případě nulové. Na Obr. 5.4 vpravo je zjednodušené schéma s odpojeným proudovým zdrojem. Zde je zřejmé, že

$$U_P'' = U_{REF} \cdot \frac{R_{18}}{R_{18} + R_{20}} = U_{REF} \cdot \frac{10^4}{2 \cdot 10^4} = \frac{U_{REF}}{2} \quad (5.3)$$

a

$$U_N'' = U_{REF} \cdot \frac{R_{16}}{R_{19} + R_{16}} = U_{REF} \cdot \frac{10^4}{2 \cdot 10^4} = \frac{U_{REF}}{2} . \quad (5.4)$$

V případě výpočtu  $U_N''$  lze odpor  $R_S$  zanedbat. Nyní lze určit

$$U_N = U_N' + U_N'' = -31,25 \cdot 10^{-3} + \frac{U_{REF}}{2} \quad (5.5)$$

a

$$U_P = U_{P'} + U_{P''} = 0 + \frac{U_{REF}}{2}. \quad (5.6)$$

Diferenční napětí je tedy

$$U_D = U_P - U_N = \frac{U_{REF}}{2} + 31,25 \cdot 10^{-3} - \frac{U_{REF}}{2} = 31,25 \text{ mV} \quad (5.7)$$

Ze vztahu (5.7) je zřejmé, že diferenční napětí je rovno polovině  $U_{RS}$  a je nezávislé na pomocném napětí  $U_{REF}$ .

Diferenční napětí je následně zesíleno diferenčním zesilovačem, jehož zesílení by mělo být

$$A = \frac{U_{ADC}}{U_D} = \frac{3,3}{32,25 \cdot 10^{-3}} = 102,3, \quad (5.8)$$

kde  $U_{ADC}$  je referenční napětí A/D převodníku řídicího obvodu. Bylo zvoleno  $R_4 = R_5 = 680 \text{ k}\Omega$  a  $R_2 = R_3 = 1 \text{ k}\Omega$  dále je k odporům  $R_2$  a  $R_3$  uvažovat paralelní kombinaci odporů děličů  $R_{16}$ ,  $R_{19}$  a  $R_{18}$ ,  $R_{20}$ . Zesílení v tomto případě bude

$$A = \frac{R_4}{R_2 + R_{16} \parallel R_{19}} = \frac{680 \cdot 10^3}{10^3 + 5 \cdot 10^3} = 113,3. \quad (5.9)$$

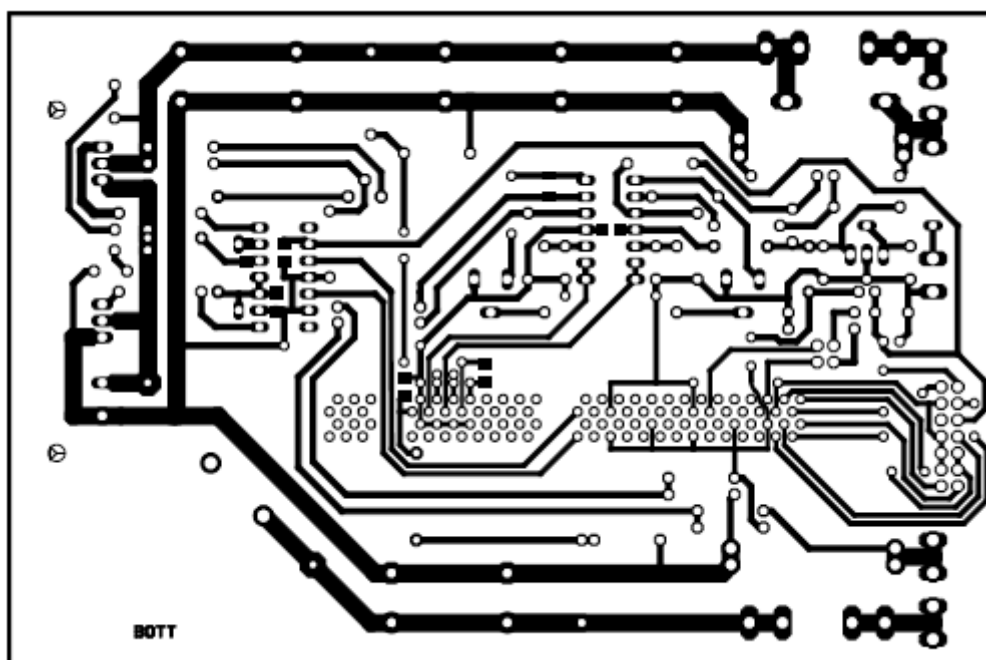
Na výstupu operačního zesilovače IC5A je zapojen RC filtr pro odfiltrování rušení způsobeného spínacími tranzistory. Protože spínací kmitočet zdroje je 100 kHz je mezní kmitočet filtru zvolen v řádu stovek hertzů

$$f_m = \frac{1}{2\pi \cdot R_{30} \cdot C_{18}} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^5 \cdot 4,7 \cdot 10^{-9}} = 339 \text{ Hz}. \quad (5.10)$$

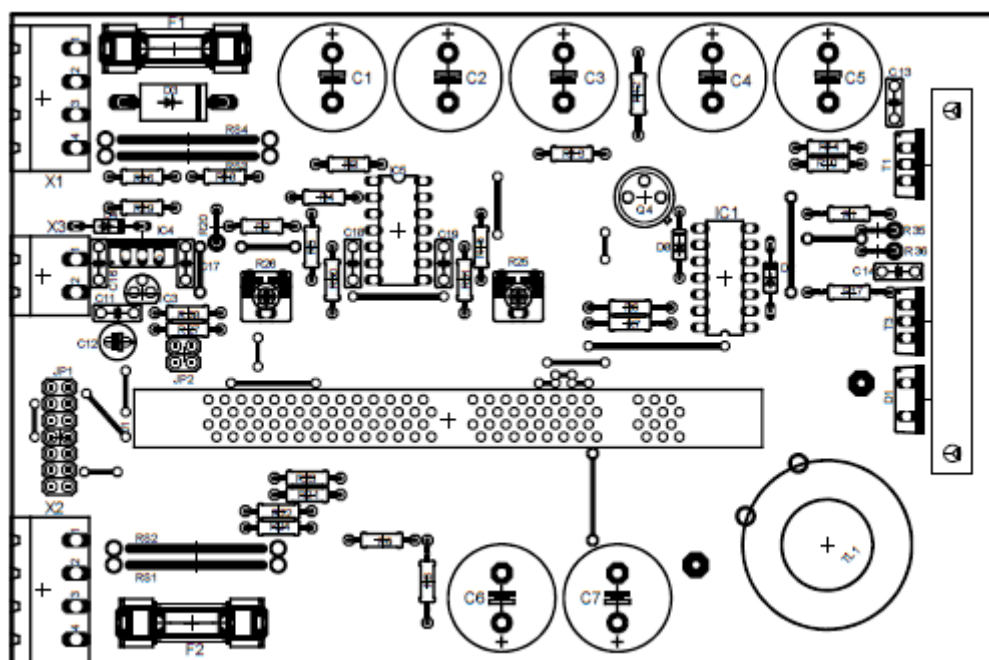
Za filtrem je ještě použit napěťový sledovač pro impedanční oddělení.

## 5.2 Dokumentace pro výrobu plošného spoje a osazovací plány

Na Obr. 5.5 je uveden obrazec plošného spoje v pohledu ze strany spojů. Osazovací plán součástek z drátovými vývody je na Obr. 5.6 v pohledu ze strany součástek a na Obr. 5.7 je osazovací plán SMD součástek v pohledu ze strany plošného spoje. V uvedené dokumentaci jsou zahrnuty opravy chyb zjištěných při realizaci zkušební vzorku.

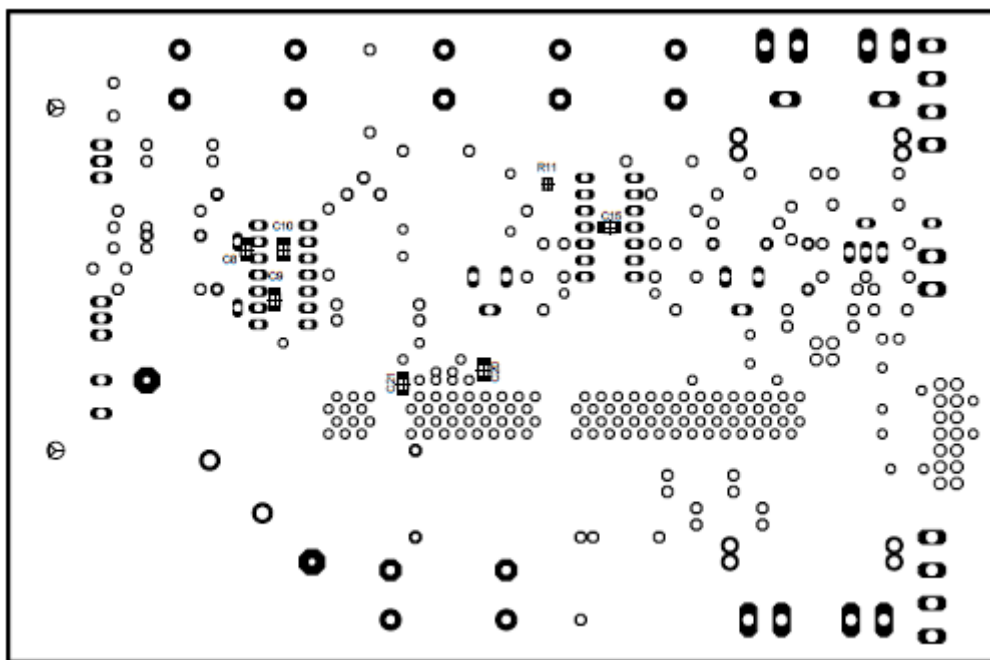


Obr. 5.5 Deska plošného spoje – pohled ze strany spojů.



Obr. 5.6 Osazovací plán – pohled ze strany součástek.





Obr. 5.7 Osazovací plán SMD – pohled ze strany spojů.

## 6 SOFTWAREVÉ ŘEŠENÍ ZDROJE

Software je navržen tak, aby bylo možné jednoduchou úpravou programu přepínat mezi verzí s algoritmem MPPT a verzí se zpětnovazební smyčkou regulující výstupní napětí na přednastavenou hodnotu. Je tak demonstrována možnost použití programů s rozdílnou funkcí na stejném hardwarovém základu.

Projekt ve vývojovém prostředí Code Composer Studio<sup>TM</sup> je uložen v elektronické podobě na kompaktním disku v příloze. Je postaven na demonstračním programu pro experimentální kit a obsahuje následující základní soubory:

- MMSE-Main.c – soubor se základním zdrojovým kódem včetně funkce main.
- MMSE\_PwmCnf.c – soubor se zdrojovým kódem pro inicializaci PWM generátoru.
- ADC\_CascSeqCnf.c – soubor se zdrojovým kódem pro inicializaci ADC sekvencéru.
- MMSE-Settings.h – hlavičkový soubor se základním nastavením.
- A další.

Základní funkce programu je následující. Po spuštění programu proběhne inicializace procesoru a následně program vstoupí do nekonečné smyčky. Další běh programu přebírá stavový automat, který již je popsán výše. V rámci stavového automatu je každou milisekundu spouštěn algoritmus buď pro MPPT nebo pro zpětnovazební smyčku v závislosti na nastavení. Každých 10 ms probíhá zpracování naměřených hodnot napětí a proudů pro okno watch ve vývojovém prostředí. Každých 15 ms se pak spouští aktualizace koeficientů zpětnovazební smyčky a obsluha blikání kontrolní led diody, která se nachází na zásuvné kartě. Žádné přerušení v programu není použito.

Algoritmus MPPT uvedený výše byl rozsekvencován a celý cyklus trvá nyní 10ms. Prvních pět milisekund (0. až 4.) se neprovádí nic, tento čas slouží pro ustálení předchozí změny. Pátou až osmou milisekundu se provádí měření vstupního napětí a proudu včetně přepočtu na výkon, který je následně v deváté milisekundě vyhodnocen a určena nová střída PWM signálu. Princip vyhledání takové střídy, při které je příkon maximální je stejný jako v kapitole 4.4. Také je oproti kapitole 4.4. nyní uvažován proud a napětí na vstupu zdroje. Upravený algoritmus prezentuje následující výňatek zdrojového kódu:

```
// 5. - 8. ms MPPT cyklu
for (i=0;i<4;i++)
{
// ulozeni namereny vzorku vstupniho vykonu do historie
if (MPPT_counter == i+5) Hist_PinR1[i] = ((int32)VinR1*(int32)IinR1);
}

// 9. ms MPPT cyklu
if (MPPT_counter == 9)
{
// aritmeticky prumer ze vseh vzorku historie vstupniho vykonu
temp_Scratch=0;
for(i=0; i<4; i++) temp_Scratch = temp_Scratch + Hist_PinR1[i];
PinR1 = temp_Scratch/4;
}
```

```

// vyhledani takove stridy, kdy je vstupni vykon maximalni
if ((TendenceDuty == 0) && (PinR1-Pred_PinR1 >= 0))
{
    MPPTDuty+=KROK;
}
else if ((TendenceDuty == 0) && (PinR1-Pred_PinR1 < 0))
{
    MPPTDuty-=KROK;
    TendenceDuty = 1;
}
else if ((TendenceDuty == 1) && (PinR1-Pred_PinR1 >= 0))
{
    MPPTDuty-=KROK;
}
else if ((TendenceDuty == 1) && (PinR1-Pred_PinR1 < 0))
{
    MPPTDuty+=KROK;
    TendenceDuty = 0;
}
Pred_PinR1 = PinR1;

// omezeni stridy PWM shora i zdola
if(MPPTDuty <= 50)
{
    MPPTDuty = 50;
    TendenceDuty = 0;
}
if(MPPTDuty >= 950)
{
    MPPTDuty = 950;
    TendenceDuty = 1;
}

// pokud vstupni napeti je mensi nez cca 13V, sniz duty cycle
// z duvodu nefunkcnosti zdroje kdyz vst. napeni je < 13V
// snizeni stridy PWM muze odlehcit zdroj a napeti zvednout
if(VinR1 < 500)
{
    MPPTDuty -= KROK;
    TendenceDuty = 1;
}

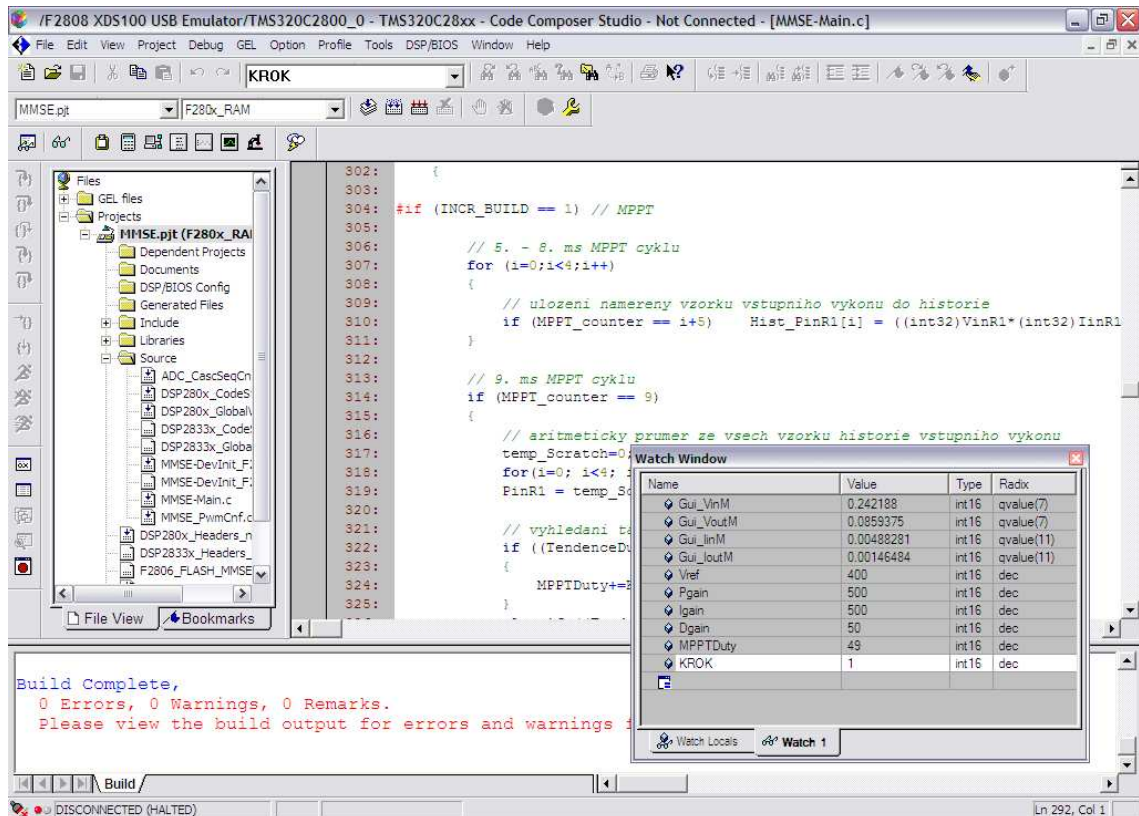
// odeslani vypocitane hodnoty stridy PWM do PWM generatoru
EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = MPPTDuty;
EPwm1Regs.CMPB = prd - MPPTDuty;
}

// aktualice casovani MPPT algoitmu
// cely cyklus trva 9ms 0. - 4. ms slouzi k ustaleni napeti a proudu
// 5. - 8. ms se meri vzorky vykonu
// 9. ms probyha vyhodnoceni
MPPT_counter++;
if (MPPT_counter > 9) MPPT_counter = 0;

```

Algoritmus pro výpočet zpětnovazební smyčky byl použit beze změny podle kapitoly 3.4. Ve stavech B1, B2 skupiny B0 stavového automatu se provádí zpracování

naměřené hodnoty, které slouží pouze pro přehledné zobrazování naměřených hodnot v okně watch vývojového prostředí CCS jak lze vidět na Obr. 6.1. Provádí se zde aritmetický průměr vždy z posledních osmi vzorků a následné násobení koeficientem pro určení odpovídající číselné hodnoty napětí ve voltech nebo proudu v ampérech. Ve stavu C1 skupiny C0 stavového automatu se provádí aktualizace koeficientů pro algoritmus zpětné vazby a tím je umožněno za běhu programu měnit vlastnosti filtru změnou hodnot PID koeficientů v okně watch. Blikající LED ovládaná ve stavu C2 skupiny C0 stavového automatu slouží ke kontrole řádného běhu programu.



Obr. 6.1 Ukázka vývojového prostředí Code Composer Studia™.

Vzhledem k tomu že se hardwarová část oproti hardwaru experimentálního kitu značně změnila, muselo nutně dojít ke změně softwaru při inicializaci a řízení A/D převodníku a také generátoru PWM signálu. U sekvenceru A/D převodníku byla situace jednodušší, jednalo se pouze o redukci použitých kanálů převodníku. Při testování programu však došlo k problému kdy A/D převodník vykazoval značnou nelinearitu. Bylo zjištěno, že to bylo způsobeno nedostatečnou dobou akvizice, tedy doby po kterou je snímán vzorek v obvodu sample and hold. Prodloužením této doby bylo dosaženo odstranění nelinearity převodu.

V hardwarové části jsou použity dva spínací tranzistory. T1 slouží ke spínání primárního proudu, T2 přemostuje rekuperační diodu a zlepšuje tak účinnost celého zdroje. Tyto tranzistory musí být ovládnuty synchronně a inverzně – tedy zatímco je jeden sepnut je druhý rozepnut a naopak. Dále je nutné zavést určité zpoždění mezi sepnutím jednoho a rozepnutím druhého tranzistoru, tedy tzv. Dead-Band. To je důležité vzhledem k rychlosti odezvy tranzistoru na změnu signálu na řídicí elektrodě,

kdy může nastat situace, že pro určitou dobu budou sepnuty oba tranzistory současně což vede ke zkratu v primárním obvodu. Tato situace však nemusí nutně vést ke zničení součástek, protože doba zkratu je velmi krátká, v řádu desítek nanosekund, ale dochází tak ke zhoršení účinnosti.

Z předchozího odstavce tedy vyplývá, že je nutné použít PWM generátor se dvěma navzájem inverzními výstupy a navíc hrany výstupních signálů musí být vzájemně o několik desítek nanosekund posunuté tak aby se nepřekrývali. Modul ePWM procesoru Picollo obsahuje dva komparační registry a tak lze generovat dva synchronní PWM signály na pinech EPWMxA a EPWMxB také obsahuje i Dead-Band submodul a tak je možné generovat signál i podle výše vedených požadavků. Toto nastavení je tedy ve zdrojovém kódu provedeno pomocí funkce BuckSingle\_CNF. Podrobné vysvětlení k nastavení jednotlivých registrů ePWM modulu lze najít v literatuře [11] Reference Guide: TMS320x280x, 2801x, 2804x Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM) Module.

## 7 PARAMETRY ZDROJE

Technické parametry zdroje:

- Vstupní napětí 13 – 100V DC
- Maximální vstupní proud 5A
- Maximální příkon 290W
- Výstupní napětí 0 – 100V DC
- Maximální výstupní proud 10A \*)
- Externí napájení řídicího obvodu 8V, 2W
- Účinnost zdroje více než 90%

\*) u realizovaného vzorku omezeno na 5A vzhledem k nedostatečně dimenzovanému plošnému spojení.

### 7.1 Účinnost zdroje

Tab. 7.1 Tabulka naměřených a vypočítaných hodnot závislosti účinnosti na výstupním výkonu zdroje

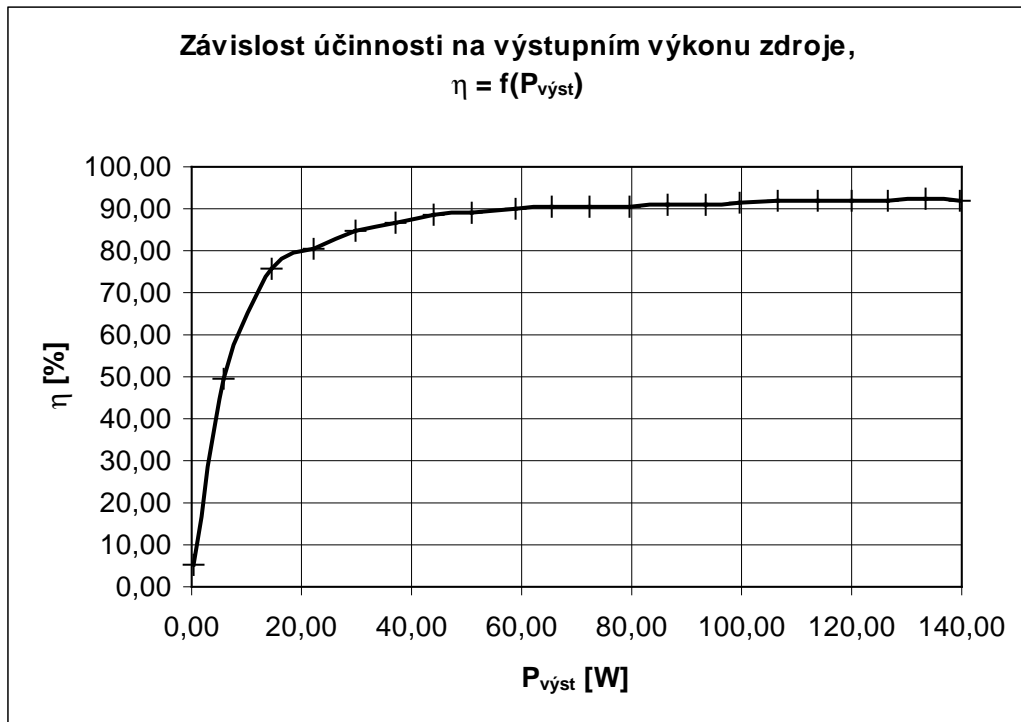
$U_{vst}$ [V]	$I_{vst}$ [A]	$P_{vst}$ [W]	$U_{vyst}$ [V]	$I_{vyst}$ [A]	$P_{vyst}$ [W]	$\eta$ [%]
60	0,06	3,60	30	0,01	0,30	5,42
59,99	0,17	10,20	29,98	0,2	6,00	49,41
59,99	0,29	17,40	29,87	0,49	14,64	75,70
59,99	0,43	25,80	29,77	0,75	22,33	80,51
59,99	0,55	32,99	29,66	1	29,66	84,91
59,98	0,68	40,79	29,55	1,25	36,94	86,46
59,98	0,8	47,98	29,45	1,5	44,18	88,49
59,98	0,92	55,18	29,35	1,73	50,78	88,90
59,97	1,06	63,57	29,23	2,02	59,04	90,14
59,97	1,17	70,16	29,14	2,24	65,27	90,53
59,97	1,3	77,96	29,03	2,49	72,28	90,47
59,96	1,43	85,74	28,92	2,75	79,53	90,71
59,96	1,55	92,94	28,8	3	86,40	91,07
59,96	1,68	100,73	28,7	3,26	93,56	91,13
59,96	1,78	106,73	28,59	3,48	99,49	91,56
59,96	1,9	113,92	28,48	3,74	106,52	91,93
59,95	2,04	122,30	28,35	4,02	113,97	91,74
59,95	2,15	128,89	28,25	4,25	120,06	91,77
59,94	2,27	136,06	28,13	4,5	126,59	91,73
59,94	2,38	142,66	28,02	4,76	133,38	92,24
59,94	2,5	149,85	27,9	5,01	139,78	92,09
$U_{nap}$ [V]	8,07	$I_{nap}$ [A]	0,24	$P_{nap}$ [W]	1,94	

Účinnost je jedním ze základních parametrů spínaných zdrojů. U realizovaného vzorku bylo dosaženo při vyšších výkonech účinnosti vyšší než 90%. Do příkonu zdroje

je započítán i příkon řídicího obvodu, který má externí napájení. Celková účinnost v Tab. 7.1 je tedy vypočítána dle vztahu

$$\eta = \frac{P_{\text{výst}}}{P_{\text{vst}} + P_{\text{nap}}}, \quad (7.1)$$

kde  $P_{\text{výst}}$  je výstupní výkon zdroje,  $P_{\text{vst}}$  je příkon výkonové části zdroje a  $P_{\text{nap}}$  je příkon externího napájení řídicího obvodu. Na Obr. 7.1 je vedena grafická závislost účinnosti na výstupním výkonu zdroje. Měření účinnosti probíhalo při vstupním napětí 60 V a výstupním napětí 30V naprázdno. K proměření této závislosti byl k dispozici napájecí zdroj s nastavitelným napětím maximálně do 60 V. Vzhledem k nedostatečně dimenzovanému plošnému spoji bylo také nutno omezit výstupní proud na maximálně 5 A.



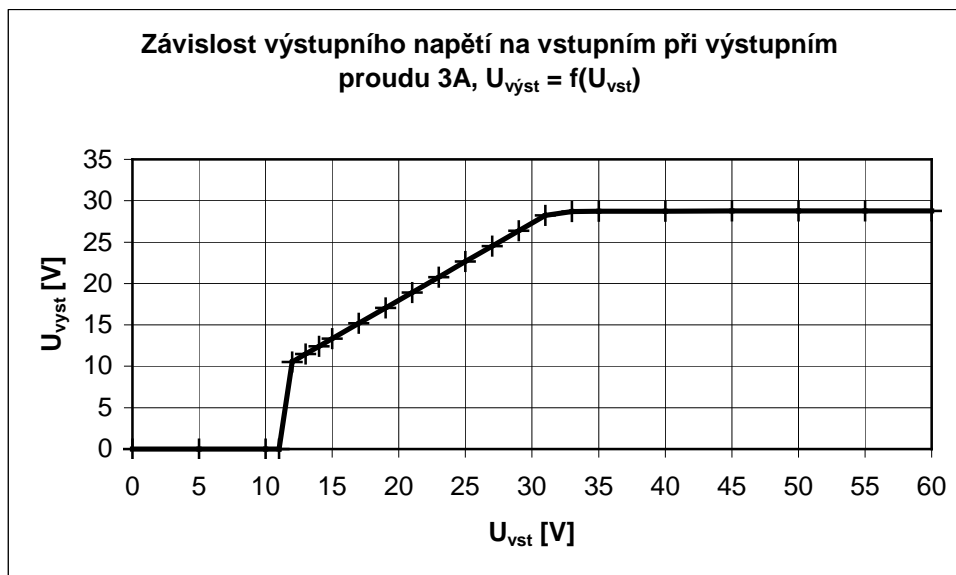
Obr. 7.1 Graf závislosti účinnosti na výstupním výkonu zdroje

## 7.2 Závislost výstupního napětí na vstupním

Tab. 7.2 Tabulka naměřených hodnot závislosti výstupního napětí zdroje na vstupním

$U_{\text{vst}}$ [V]	0	5	10	11	12	13	14	15	17	19	21	23
$U_{\text{výst}}$ [V]	0	0	0	0	10,53	11,47	12,4	13,33	15,2	17,06	18,92	20,78
$U_{\text{vst}}$ [V]	25	27	29	31	33	35	40	45	50	55	60	
$U_{\text{výst}}$ [V]	22,65	24,51	26,38	28,24	28,7	28,72	28,74	28,76	28,77	28,78	28,79	

V Tab. 7.2 jsou uvedeny naměřené hodnoty výstupního napětí  $U_{\text{výst}}$  v závislosti na vstupním napětí  $U_{\text{vst}}$ . Zdroj pracuje na principu snižujícího měniče, tudíž výstupní napětí je vždy nižší než vstupní. Reference byla stejně jako při měření účinnosti nastavena na 30V výstupního napětí, měření probíhalo při výstupním proudu 3A. Naměřené hodnoty jsou v Obr. 7.2 vyneseny do grafu.



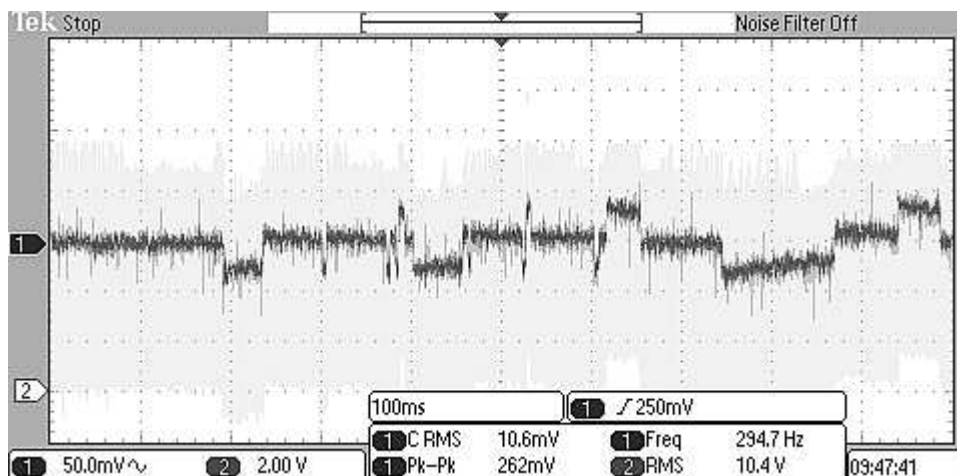
Obr. 7.2 Graf závislosti výstupního napětí na vstupním při výstupním proudu 3A

### 7.3 Zvlnění výstupního napětí a odezva zdroje se zpětnovazební smyčkou

Experimentálně bylo zjištěno, že největší vliv na rychlost odezvy a výstupní zvlnění má integrační složka PID regulátoru. Se zvyšující se hodnotou integračního koeficientu se snižuje doba odezvy, ale zároveň se zvyšuje zvlnění. Na Obr. 7.3 je oscilogram na němž je zobrazena střídavá složka výstupního napětí v případě nastavení koeficientů P a D nulových a  $I = 10$ . Z oscilogramu lze odečíst výstupní zvlnění přibližně 100 mV, což je 1% výstupního napětí. Také si lze všimnout, že zdroj mění střihu PWM signálu tak, aby střední hodnota výstupního napětí odpovídala nastavené referenční hodnotě, což se na oscilogramu projevuje skoky napětí o asi 30 mV. Tyto skoky napětí jsou dány vstupním napětím  $U_{\text{vst}}$  a rozlišitelností střihy PWM signálu. Střihu PWM signálu lze generovat v 1000 krocích ( $N_{\text{PWM}}$ ) a tedy

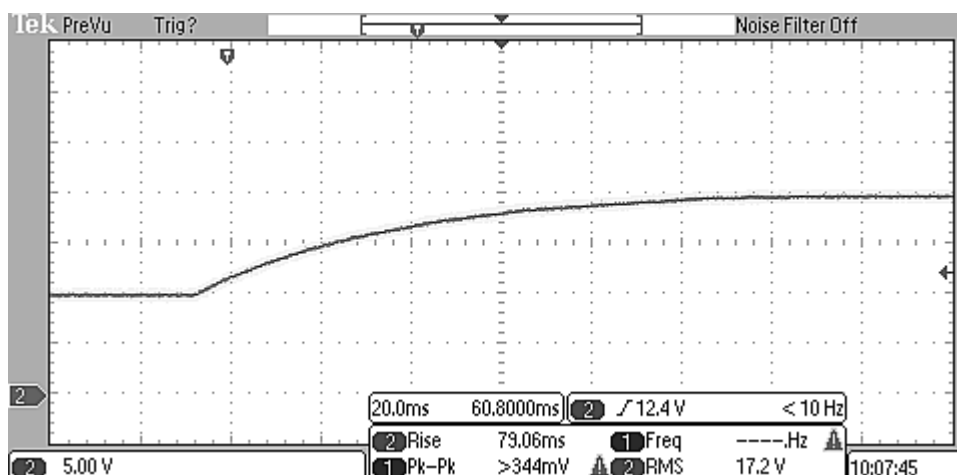
$$\Delta U_{\text{out}} = \frac{U_{\text{in}}}{N_{\text{PWM}}} = \frac{30}{1000} = 30 \text{ mV} \quad (7.2)$$





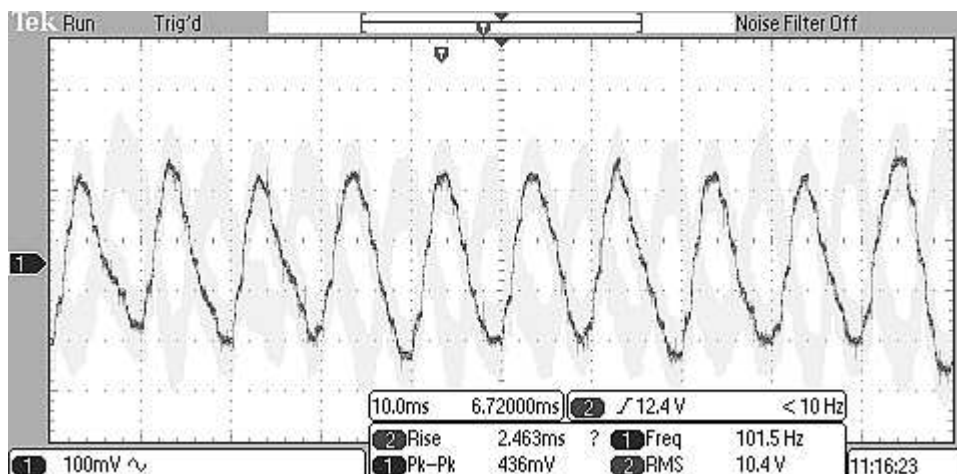
Obr. 7.3 Oscilogram zobrazující střídavou složku výstupního napětí, při  $U_{vst} = 30 \text{ V}$ ,  $I_{vyst} = 0,5 \text{ A}$  a  $U_{vyst} = 10 \text{ V}$ .

Na Obr. 7.4 je oscilogram zobrazující odezvu na změnu referenční hodnoty z 10 V na 20 V. Odezva je v tomto případě velmi pomalá a to 79,06 ms v úrovních 10% až 90%.

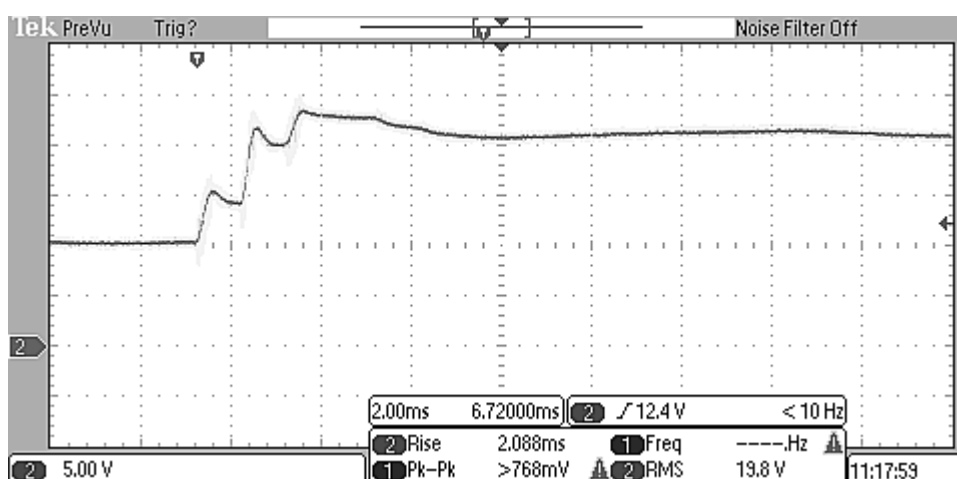


Obr. 7.4 Oscilogram zobrazující odezvu na změnu referenční hodnoty z 10 V na 20 V, při  $U_{vst} = 30 \text{ V}$  a  $I_{vyst} = 0,5 \text{ A}$ .

Následující dva oscilogramy Obr. 7.5 a Obr. 7.6 jsou zachyceny pro stejné hodnoty jako oba předešlé, pouze se změnou integračního koeficientu  $I = 300$ . Na Obr. 7.5 je zřejmé znatelné zvětšení vlnění – přibližně 400 mV, tedy 4% z výstupního napětí. Naopak odezva se nyní velmi zlepšila a je 2,088 ms v úrovních 10% - 90%. V oscilogramu Obr. 7.6, zobrazujícím odezvu při změně referenčního napětí z 10V na 20V, lze zaznamenat schodovitý průběh náběžné hrany. Doba trvání jednoho schodu odpovídá periodě výpočtu zpětnovazební smyčky a to je 1 ms.



Obr. 7.5 Oscilogram zobrazující střídavou složku výstupního napětí po zvýšení integračního koeficientu, při  $U_{vst} = 30 \text{ V}$ ,  $I_{vyst} = 0,5\text{A}$  a  $U_{vyst} = 10 \text{ V}$ .

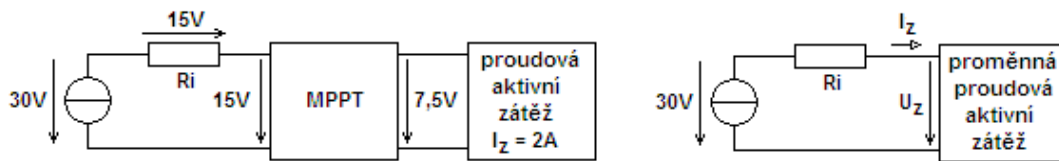


Obr. 7.6 Oscilogram zobrazující odezvu na změnu referenční hodnoty z 10 V na 20 V po zvýšení integračního koeficientu, při  $U_{vst} = 30 \text{ V}$  a  $I_{vyst} = 0,5\text{A}$ .

## 7.4 Testování Algoritmu MPPT

Algoritmus MPPT byl nejdříve testován s připojeným sériovým odporem na vstupu spínaného zdroje, který měl za úkol simulovat vnitřní odpor napájecího napěťového zdroje  $R_i$  (Obr. 7.7 vlevo). Vyhledání bodu maximálního výkonu je založeno na výkonovém přizpůsobení, kdy napětí na odporu  $R_i$  bude rovno vstupnímu napětí zdroje. Právě v tuto chvíli má spínaný zdroj největší příkon a je tedy nalezen bod maximálního výkonu. Na Obr. 7.8 je proměřená závislost výstupního výkonu na napětí tohoto napěťového zdroje se simulovaným vnitřním odporem podle schématu na Obr. 7.7 vpravo. Výstupní výkon v Tab. 7.3 je vypočítán ze změřených hodnot výstupního napětí a proudu dle vztahu

$$P_z = I_z \cdot U_z. \quad (7.3)$$

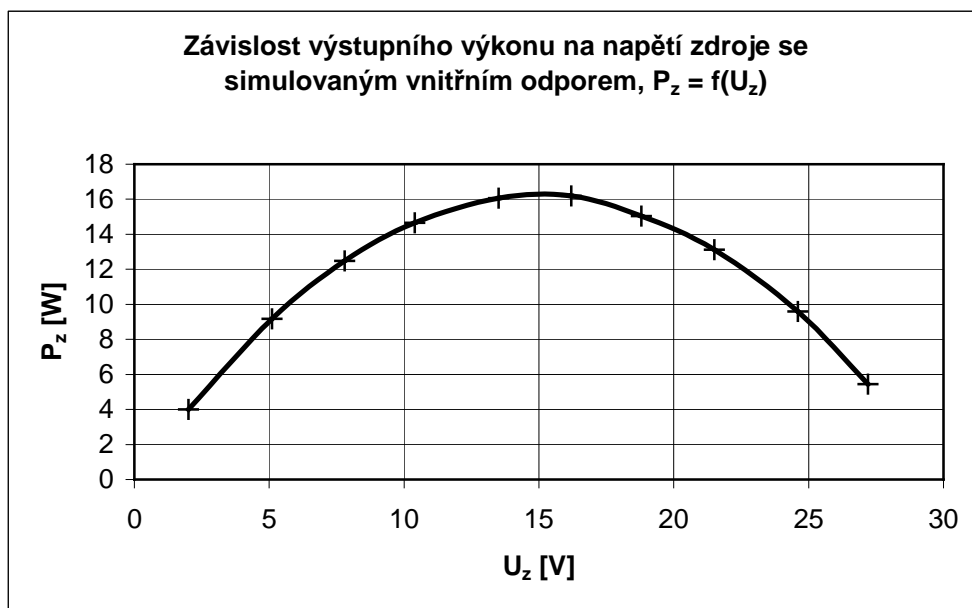


Obr. 7.7 Vlevo blokové schéma zapojení pracoviště při testování algoritmu MPPT na simulovaném vnitřním odporu zdroje. Vpravo blokové schéma zapojení pracoviště při měření parametrů simulovaného vnitřního odporu zdroje.

Při testech algoritmus skutečně našel bod maximálního výkonu, avšak ne stabilně. Vzhledem k tomu že maximum křivky (Obr. 7.8) je poměrně ploché, pracovní bod MPPT zdroje se pohyboval v okolí bodu maximálního výkonu. To se projevilo náhodným kolísáním vstupního napětí  $15V \pm 1V$ .

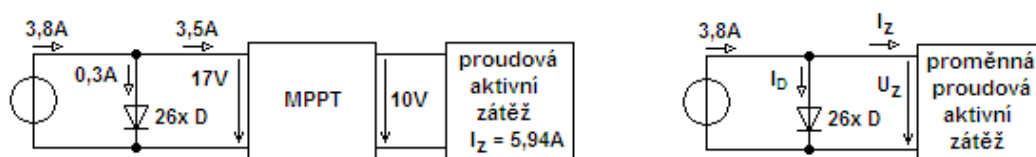
Tab. 7.3 Tabulka závislosti výkonu na napětí zdroje se simulovaným vnitřním odporem

$I_z$ [A]	0,2	0,39	0,61	0,8	1	1,19	1,41	1,6	1,8	2
$U_z$ [V]	27,2	24,6	21,5	18,8	16,2	13,5	10,4	7,8	5,1	2
$P_z$ [W]	5,44	9,594	13,12	15,04	16,2	16,07	14,66	12,48	9,18	4



Obr. 7.8 Graf závislosti výstupního výkonu na napětí zdroje se simulovaným vnitřním odporem

Vhodné by také bylo otestovat algoritmus přímo na solárním panelu, ale vzhledem k tomu, že žádný nebyl k dispozici, byla vyrobena alespoň jeho simulace. Ta je sestavená ze série dvaceti šesti diod připojených paralelně k proudovému zdroji v propustném směru.



Obr. 7.9 Vlevo blokové schéma zapojení pracoviště při testování algoritmu MPPT na simulovaném solárním panelu. Vpravo blokové schéma zapojení pracoviště při měření parametrů simulovaného solárního panelu.

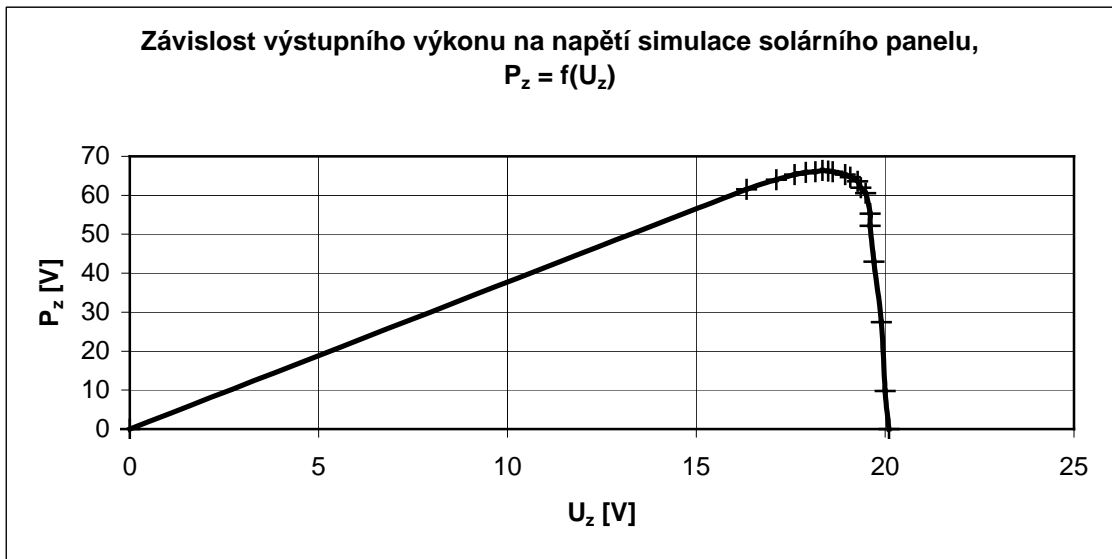
Při tomto testu bylo zjištěno, že algoritmus při malých výkonech velmi špatně konverguje. Opakovaně dochází k přetěžování simulátoru a tím k výrazným poklesům vstupního napětí spínaného zdroje a tedy ke znemožnění jeho funkce. Spínaný zdroj vyžaduje na svém vstupu přibližně 13 V k zajištění správné funkce budiče spínacích tranzistorů. Ovšem při vyšších výkonech se funkce MPPT algoritmu stabilizuje. Kolem 60 W zdroj udržuje na svém vstupu bez větších změn 17 V. Lze tedy předpokládat, že správná funkce algoritmu vyžaduje vysokou čistotu vstupních dat. Nestabilní hodnoty získané z A/D převodníků pravděpodobně způsobují špatnou konvergenci algoritmu při nízkých výkonech zdroje, kdy algoritmus není schopen rozeznat jemné výkonové rozdíly při změnách střídy PWM signálu.

Z Tab. 7.4 lze vyčíst, že při maximálním výstupním výkonu má simulátor solárního panelu na svém výstupu 18,34V na rozdíl od napětí 17V nalezeného algoritmem MPPT. Nutno však podotknout že teplotní závislost napětí dvaceti šesti PN přechodů je velmi silná. U jednoho PN přechodu činí  $-2 \text{ mV/K}$ , u dvaceti šesti PN přechodů to je již  $-52 \text{ mV/K}$ . Už v případě změny teploty PN přechodů pouze o 20 K činná změna napětí více než 1 V. Takže i napětí v bodě maximálního výkonu se může lišit až o několik voltů v závislosti na teplotě PN přechodů.

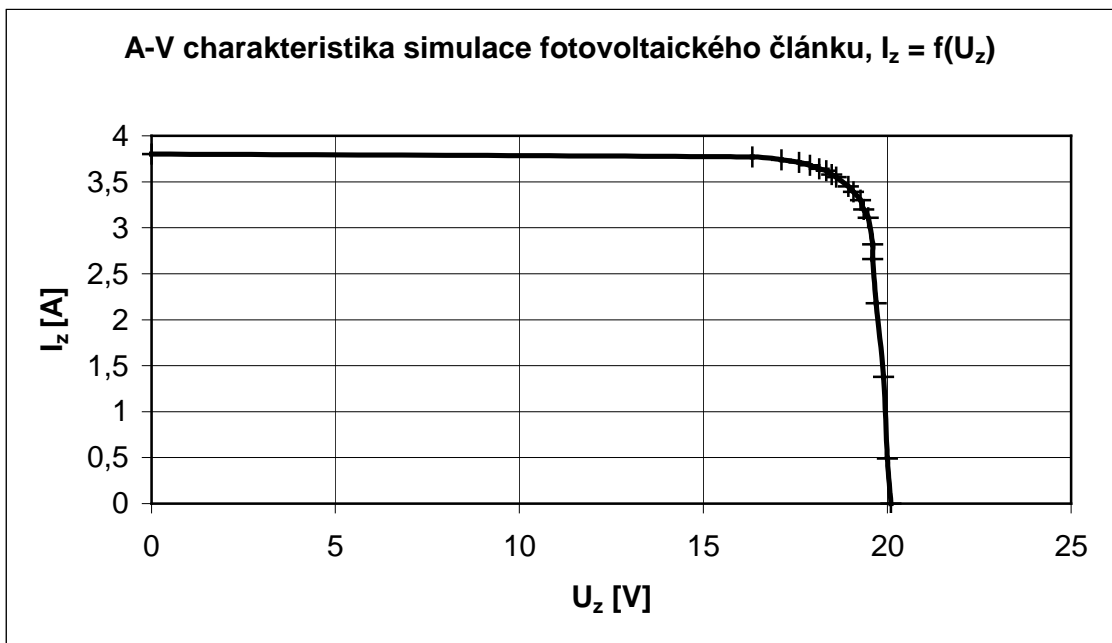
Tab. 7.4 Tabulka závislosti výkonu na napětí simulovaného solárního panelu

$I_L$ [A]	3.8	3.77	3.74	3.71	3.68	3.64	3.62	3.58	3.55	3.45
$U_z$ [V]	0	16,33	17,12	17,6	17,9	18,15	18,34	18,49	18,61	18,94
$P_z$ [W]	0	61,56	64,03	65,3	65,87	66,07	66,39	66,19	66,07	65,34
$I_D$ [A]	0	0,03	0,06	0,09	0,12	0,16	0,18	0,22	0,25	0,35
$I_L$ [A]	3.39	3.3	3.2	3.11	2.97	2.66	2.18	1.38	0.49	0
$U_z$ [V]	19,08	19,27	19,36	19,48	19,61	19,6	19,7	19,9	20	20,1
$P_z$ [W]	64,68	63,59	61,95	60,58	58,24	52,14	42,95	27,46	9,8	0
$I_D$ [A]	0,41	0,5	0,6	0,69	0,83	1,14	1,62	2,42	3,31	3,8

Tab. 7.4 obsahuje proměřenou ampér-voltovou charakteristiku simulátoru solárního panelu podle zapojení na Obr. 7.9 vpravo. Dále obsahuje vypočítaný výstupní výkon dle vztahu (7.3). Závislost výstupního výkonu na napětí simulace solárního panelu je graficky zobrazena na Obr. 7.10. Zde je nutné zmínit, že jakmile se diody uzavrou a veškerý proud tedy prochází přímo do zátěže, klesá výstupní napětí okamžitě k nule. Toto nastává při výstupním napětí pod 16,33 V. Na Obr. 7.11 je graficky zobrazena ampér-voltová charakteristika simulátoru solárního panelu.



Obr. 7.10 Graf závislosti výstupního výkonu na napětí simulace solárního panelu



Obr. 7.11 Ampér-voltová charakteristika simulace solárního panelu

## 8 ZÁVĚR

Stejně jako ostatní odvětví techniky i oblast spínaných napájecích zdrojů prochází vývojem. Jsou zaváděny nové technologie a poznatky. Ani v současné době velmi populární digitalizování neuniklo pozornosti konstruktérům spínaných napájecích zdrojů. Digitální řešení jim nabízí nové příležitosti v rozvoji pokročilých funkcí, které mohou být implementovány efektivně a spolehlivě. Zároveň je ale důležité si uvědomit, že spínaný napájecí zdroj je stále převážně analogová záležitost. Znalost různých topologií a s tím související znalosti z analogové oblasti nelze nahradit žádným softwarem.

Společnost Texas Instruments, jejímž produktem jsou mikrokontroléry řady Piccolo, má ve své nabídce i vývojové a experimentální kity pro vývoj digitálně řízených spínaných zdrojů obsahujících právě tyto mikrokontroléry. Dále k nim poskytuje vývojové prostředí a vzorové zdrojové kódy. Bylo tedy využito této nabídky a jeden tento experimentální kit byl pořízen. Na něm byly demonstrovány vzorové zdrojové kódy a autor se tak blíže seznámil s praktickou stavbou programu a s realizací řídicích algoritmů. Také na něm byla vytvořena vlastní implementace výpočtu zpětnovazební smyčky v jazyce C a implementace systému MPPT.

Následující část této práce se zabývala realizací spínaného měniče pro solární panely vybaveného i systémem MPPT. Jako základ analogové výkonové části byl použit zdroj SS-205-MPPT [13] od firmy BKE, u níž je tento projekt zadán, a jako řídicí obvod byl použit mikrokontrolér řady Piccolo od Texas Instruments. Výsledný realizovaný vzorek má řídicí program uzpůsoben tak, aby jednoduchou úpravou zdrojového kódu bylo možné volit mezi zdrojem se zpětnovazební smyčkou a zdrojem se systémem MPPT. Je tak prezentováno použití stejného hardwarového základu, při odlišných funkcích zdroje. Systém MPPT byl vybrán záměrně, jelikož analogově je jen velmi obtížně realizovatelný a umožňuje využít logiky mikrokontroléru. Naproti tomu klasický zdroj se zpětnovazební smyčkou realizovanou digitálně nemůže nikdy dosáhnout nejlepších parametrů čistě analogových zdrojů.

Výsledné parametry zdroje se zpětnovazební smyčkou nejsou nijak závratné, především tento zdroj vykazuje poměrně velké zvlnění, zvláště při rychlých odezvách. Je to způsobeno tím že návrh se soustředil především na systém MPPT a střída se proto generuje v hrubších krocích. Pro použitý algoritmus MPPT je to výhodnější, protože jemné změny střídavy by způsobily příliš jemné změny výkonu. Generování PWM signálu v jemnějších krocích by tedy mělo vést ke snížení výstupního zvlnění.

Testování algoritmu MPPT ukázalo, že na jeho správnou konvergenci má velký vliv čistota vstupních dat, zvláště při malých výkonech. Při návrhu systémů MPPT využívající metod P&O je tedy třeba klást velký důraz na čistotu a stabilitu dat získaných z A/D převodníku.

# LITERATURA

- [1] Balogh, L. Power Supply Design Seminar: A Practical Introduction to Digital Power Supply Control [online]. Texas Instruments, 2004/05 – [cit. 28. dubna 2010]. Dostupné na [www: <http://focus.ti.com/lit/ml/slup232/slup232.pdf>](http://focus.ti.com/lit/ml/slup232/slup232.pdf).
- [2] Cullen, R. A. What is Maximum Power Point Tracking (MPPT) and How Does it Work? [online]. Blue Sky energy – [cit. 21. listopadu 2010]. Dostupné na [www: <http://www.blueskyenergyinc.com/uploads/pdf/BSE\\_What\\_is\\_MPPT.pdf>](http://www.blueskyenergyinc.com/uploads/pdf/BSE_What_is_MPPT.pdf).
- [3] Datasheet: TMS320F2809, F2808, F2806, F2802, F2801, C2801, F28016, F28015 DSPs (Rev. M) [online]. Texas Instruments, 20011 – [cit. 16. května 2010]. Dostupné na [www: <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f2808.pdf>](http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f2808.pdf).
- [4] FAKTOR, Z. *Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje*, 1. vyd. Praha: BEN, 2002.
- [5] Faranda R., Leva S. Energy comparison of MPPT techniques for PV Systems [online]. Department of Energy, Politecnico di Milano, 2008 – [cit. 21. listopadu 2010]. Dostupné na [www: <http://www.wseas.us/e-library/transactions/power/2008/27-545.pdf>](http://www.wseas.us/e-library/transactions/power/2008/27-545.pdf).
- [6] Intelligent Power Supply Design Center [online]. Microchip Technology Inc., 2009 – [cit. 28. dubna 2010]. Dostupné na [www: <http://www.microchip.com/smcs>](http://www.microchip.com/smcs).
- [7] KREJČÍŘÍK, A. *Napájecí zdroje*, 1. vyd. Praha: BEN, 1997.
- [8] KREJČÍŘÍK, A. *Napájecí zdroje III*, 1. vyd. Praha: BEN, 1999.
- [9] Maximum Power Point Tracking [online]. National Instruments, 2009 – [cit. 21. listopadu 2010]. Dostupné na [www: <http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/8106>](http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/8106).
- [10] NOVOTNÝ, V., VOREL, P., PATOČKA M. *Napájení elektronických zařízení*. Skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2002.
- [11] Reference Guide: TMS320x280x, 2801x, 2804x Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM) Module [online]. Texas Instruments, 2010 – [cit. 16. května 2011]. Dostupné na [www: <http://focus.ti.com/lit/ug/spru791f/spru791f.pdf>](http://focus.ti.com/lit/ug/spru791f/spru791f.pdf).
- [12] Reference Guide: TMS320x280x, 2801x, 2804x High Resolution Pulse Width Modulator [online]. Texas Instruments, 2009 – [cit. 16. května 2011]. Dostupné na [www: <http://focus.ti.com/lit/ug/spru924e/spru924e.pdf>](http://focus.ti.com/lit/ug/spru924e/spru924e.pdf).
- [13] Solární konvertor SS-205-MPPT s vestavěným odpojovačem akumulátoru [online]. BKE – [cit. 18. prosince 2010]. Dostupné na [www: <http://www.bke.cz/cs/produkty/menic-dc-dc-din/dc-dc-din-2/ss-205-mppt-xxx-din/>](http://www.bke.cz/cs/produkty/menic-dc-dc-din/dc-dc-din-2/ss-205-mppt-xxx-din/)
- [14] TMS320C2000 Digital Power Experimenter Kit Quick Start [online]. Texas Instruments, 2008 – [cit. 18. prosince 2010]. Dostupné na [www: <http://focus.ti.com/lit/ml/sprufr6/sprufr6.pdf>](http://focus.ti.com/lit/ml/sprufr6/sprufr6.pdf)
- [15] Two Channel Buck, CCS User Guide, Version 1.1 [online]. Texas Instruments, 2008 – [cit. 18. prosince 2010]. Dostupné na [www: <http://www.ti.com/litv/zip/sprc676>](http://www.ti.com/litv/zip/sprc676)

## SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

$a_1, a_2$	Koeficienty IIR filtru
$b_0, b_1, b_2$	Koeficienty IIR filtru
$C_0$	Označení kondenzátoru
$d$	Dělicí poměr
$D$	Dioda
$D_p$	Požadovaná střída
$D_{RES}$	Rozlišení střídy
$E_{rozl}$	Chyba převodu
$E(z)$	Odchylka výstupního napětí od referenční hodnoty
$f_{CLK}$	Pracovní (taktovací) kmitočet
$f_{sw}$	Spínací kmitočet
$I_0$	Výstupní stejnosměrný proud
$I_C$	Kolektorový proud
$I_D$	Proud diodou
$I_L$	Proud cívkou
$I_{Lmax}, I_{Lmin}$	Maximální, minimální proud cívkou
$I_z$	Proud zátěží
$K_P, K_I, K_D$	Koeficient proporcionální, integrační, derivační PID regulátoru
$L, L_0, L_1, L_2$	Označení indukčností
$n$	Počet bitů
$n_{eff}$	Efektivní počet bitů
$n_{on}$	Počet pracovních cyklů
$N_{PWM}$	Počet kroků generování střídy PWM signálu
$P_z$	Výkon na zátěži
$R_i$	Vnitřní odpor zdroje
$R_z$	Odpor zátěže
$t$	Čas
$t_{on}$	Šířka PWM pulsu
$T_a$	Doba kdy spínací tranzistor přechází ze stavu sepnuto do stavu rozepnuto
$T_b$	Doba kdy spínací tranzistor přechází ze stavu rozepnuto do stavu sepnuto
$T_{CLK}$	Perioda taktovacího kmitočtu
$U_1, U_{in}, U_{vst}$	Vstupní napětí
$U_2, U_{out}, U_{výst}$	Výstupní napětí
$U_{ADC}$	Referenční napětí A/D převodníku
$U_{CE}$	Napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistoru
$U_{ref}, U_{REF}$	Referenční napětí
$U_{rozl}$	Napětíové rozlišení převodníku
$U(z)$	Střída PWM
$U_z$	Napětí na zátěži



A0, B0, C0	Skupiny stavů A, B a C stavového automatu
A1,A2,A3,...	Jednotlivé stavy skupiny A0 stavového automatu
B1,B2,B3,...	Jednotlivé stavy skupiny B0 stavového automatu
C1,C2,C3,...	Jednotlivé stavy skupiny C0 stavového automatu
A/D	Analogově Digitální (převodník)
ACD	Analog to Digital Converter, analogově digitální převodník
CLA	Control Law Accelerator, modul pro výpočty s desetinou čárkou
DC/DC	měníč stejnosměrného proudu na stejnosměrný jiné hodnoty
DSP	Digital Signal Processor, digitální signálový procesor
ePWM	Enhanced Pulse Width Modulator, rozšířené PWM
GPIO	General Purpose Input/Output, vstupně výstupní pin pro obecné použití
GUI	Graphical User Interface, grafické uživatelské rozhraní
HRPWM	High Resolution Pulse Width Modulator, pulsně šířkový modulátor s vysokým rozlišením
IIR	Infinite Impulse Response, nekonečná impulsní charakteristika
JTAG	Joint Test Action Group, rozhraní pro programátor
kps	kilo samples per second, tisíců vzorků za sekundu
LED	Light Emitting Diode, světelná dioda
MEP	Micro Edge Positioner. Modul pro zjemnění kroku střídavy PWM signálu
MPP	Maximum Power Point, pracovní bod poskytující maximální výkon
MPPT	Maximum Power Point Tracking, vyhledávání pracovního bodu poskytujícího maximální výkon
P&O	Perturb and Observe, metoda MPPT
PC	Personal Computer, osobní počítač
PID	Proporcionální, Integrační, Derivační (regulátor)
PWM	Pulse Width Modulation, pulsně šířková modulace
SFO	Scale Factor Optimizer, software pro MEP
SMD	Surface Mount Device, součástka pro povrchovou montáž plošných spojů.