

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Brno, 2020

Vojtech Zgrebňák



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

## ÚSTAV ELEKTROTECHNOLOGIE

DEPARTMENT OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC TECHNOLOGY

## PŘENOS MAXIMÁLNÍHO VÝKONU Z TERMOČLÁNKU DO ZÁTĚŽE

MAXIMUM POWER TRANSFER FROM THERMOCOUPLE TO LOAD

### BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Vojtech Zgrebňák

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Petr Vyroubal, Ph.D.

BRNO 2020



# Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Mikroelektronika a technologie**

Ústav elektrotechnologie

**Student:** Vojtech Zgrebňák

**ID:** 197732

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2019/20

**NÁZEV TÉMATU:**

## Přenos maximálního výkonu z termočlátku do zátěže

**POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:**

Nastudujte a popište možnosti, výhody a nevýhody různých algoritmů MPPT (maximum power point tracking) pro aplikaci s termočlátky. Vyberte jednu variantu a tu zrealizujte v praktické aplikaci.

**DOPORUČENÁ LITERATURA:**

Podle pokynů vedoucího práce.

**Termín zadání:** 3.2.2020

**Termín odevzdání:** 8.6.2020

**Vedoucí práce:** Ing. Petr Vyroubal, Ph.D.

**doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D.**  
předseda rady studijního programu

**UPOZORNĚNÍ:**

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

## ABSTRAKT

Bakalárska práca sa zaoberá prenosom maximálneho výkonu z termočlánku do záťaže. Sú popísané termoelektrické javy, termočlánok. V práci sú ďalej detailne popísané jednotlivé MPPT algoritmy a tiež téma napäťovej regulácie, hlavne spínaných regulátorov. V praktickej časti je navrhnutý spínaný regulátor v topológii SEPIC, postavený na platforme Arduino Nano. Maximálny výkon do záťaže je riadený pomocou algoritmu P&O. Funkčnosť regulátora je overená meraním konvergenzie k MPP a efektivity prenosu výkonu.

## KLÚČOVÉ SLOVÁ

termočlánok, TEG, MPPT algoritmus, P&O, spínaný regulátor, SEPIC, Arduino

## ABSTRACT

The bachelor thesis deals with the maximum power transfer from a thermoelectric generator to a load. Thermoelectric phenomena and thermocouple are described. The thesis also describes in detail the individual MPPT algorithms and the topic of voltage regulation, especially switched mode power supplies. In the practical part, a switching regulator in SEPIC topology, built on platform Arduino Nano, is proposed. The maximum power to the load is controlled by the switching transistor using the P&O algorithm. The functionality of the regulator is verified by measuring the convergence to the MPP and the efficiency of the power transfer.

## KEYWORDS

thermocouple, TEG, MPPT algorithm, P&O, switched-mode power supply, SEPIC, Arduino

ZGREBŇÁK, Vojtech. *Přenos maximálního výkonu z termočlánku do zátěže*. Brno, 2020, 70 s. Bakalárska práca. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav elektrotechnologie. Vedúci práce: Ing. Petr Vyroubal, Ph.D

---



## VYHLÁSENIE

Vyhlasujem, že svoju bakalársku prácu na tému „Přenos maximálního výkonu z termočlánku do zátěže“ som vypracoval samostatne pod vedením vedúceho bakalárskej práce, s využitím odbornej literatúry a ďalších informačných zdrojov, ktoré sú všetky citované v práci a uvedené v zozname literatúry na konci práce.

Ako autor uvedenej bakalárskej práce ďalej vyhlasujem, že v súvislosti s vytvorením tejto bakalárskej práce som neporušil autorské práva tretích osôb, najmä som nezasiahol nedovoleným spôsobom do cudzích autorských práv osobnostných a/alebo majetkových a som si plne vedomý následkov porušenia ustanovenia § 11 a nasledujúcich autorského zákona Českej republiky č. 121/2000 Sb., o práve autorskom, o právach súvisiacich s právom autorským a o zmene niektorých zákonov (autorský zákon), v znení neskorších predpisov, vrátane možných trestnoprávných dôsledkov vyplývajúcich z ustanovenia časti druhej, hlavy VI. diel 4 Trestného zákonníka Českej republiky č. 40/2009 Sb.

Brno .....

.....

podpis autora

## POĎAKOVANIE

Rád by som sa poďakoval vedúcemu bakalárskej práce pánovi Ing. Petrovi Vyroubalovi, Ph.D. za odborné vedenie, konzultáciu, trpezlivosť a podnetné návrhy k práci. Takisto sa chcem poďakovať Ing. Lukášovi Hrubému za pomoc pri hardvérovej časti. V neposlednom rade patrí vďaka rodičom, ktorí ma všemožne podporovali a tiež Bc. Michalovi Szábovi za pomoc pri riešení hardvérových komplikácií.

# Obsah

Úvod	10
<b>1 Termoelektrina</b>	<b>11</b>
1.1 História	11
1.2 Termoelektrické javy	11
1.3 Termočlánok	12
1.3.1 Elektrický model termočlánku	14
1.3.2 Výkon termočlánkov	15
1.3.3 Účinnosť termočlánkov	16
1.3.4 Montáž, životnosť	17
<b>2 Algoritmy MPPT</b>	<b>18</b>
2.1 Constant Voltage	18
2.2 Perturb and Observation	19
2.3 Incremental Conductance	21
2.4 Fractional Open-Circuit Voltage	22
2.5 Fractional Short-Circuit Current	23
2.6 Fuzzy Logic Control	23
2.7 Neurónové siete	24
2.8 Ripple Correlation Control	25
2.9 Iné algoritmy MPPT	26
2.10 Aspekty výberu MPPT algoritmu	26
<b>3 Napätová regulácia</b>	<b>28</b>
3.1 Zenerová regulácia	28
3.2 Lineárna regulácia integrovanými obvodmi	28
3.3 Napätové referencie	30
3.4 Spínané zdroje	30
3.5 Neizolované spínané regulátory	32
3.5.1 Poznatky ku spínaným meničom	36
<b>4 MPPT Regulátor</b>	<b>41</b>
4.1 Hardvér	41
4.1.1 DC/DC SEPIC menič	42
4.1.2 Mikrontrolér - Arduino Nano	45
4.1.3 Meranie napätia a prúdu	47
4.1.4 MOSFET driver	49
4.1.5 Napätová referencia	50

4.1.6	Test regulátora . . . . .	51
4.2	Firmware . . . . .	53
4.3	Návrh a výroba DPS . . . . .	54
4.4	Meranie funkčnosti a efektivity . . . . .	55
4.5	Návrhy na zlepšenie . . . . .	57
<b>Záver</b>		<b>59</b>
<b>Literatúra</b>		<b>61</b>
<b>Zoznam symbolov, veličín a skratiek</b>		<b>63</b>
<b>A Prílohy - Vývoj regulátora a meranie</b>		<b>65</b>
A.1	Celková schéma zapojenia . . . . .	65
A.2	Schéma v simulačnom obvode . . . . .	66
A.3	Vrstva spojov . . . . .	67
A.4	Osadzovací plán - vrchná vrstva DPS . . . . .	67
A.5	Osadzovací plán - spodná vrstva DPS . . . . .	68
A.6	Vývojový diagram programu . . . . .	69
A.7	Efektivita pri fixnej a variabilnej striede . . . . .	70

# Zoznam obrázkov

1.1	Rôzne typy termočlánkov[3][5][9]. . . . .	13
1.2	Prierez termočlánkom [7]. . . . .	14
1.3	Náhradná schéma termočlánku. . . . .	14
1.4	Vývoj parametru $Z_T$ v čase [8] . . . . .	16
1.5	Veľkosť parametru $Z_T$ pre rôzne materiály [8]. . . . .	17
2.1	VA charakteristika . . . . .	18
2.2	Chyba algoritmu pri rýchlej zmene. . . . .	19
2.3	P&O algoritmus. . . . .	20
2.4	IncCond bežný algoritmus. . . . .	22
2.5	Fuzzy Logic Control [10]. . . . .	24
2.6	Príklad algoritmu s neurónovými sieťami [10]. . . . .	25
3.1	Principiálna schéma LM317 regulátora [11]. . . . .	29
3.2	Porovnanie lineárneho a spínaného zdroja[11]. . . . .	31
3.3	Principiálne fungovanie spínacieho zdroja[4]. . . . .	33
3.4	Základné topológie neizolovaných spínaných meničov[11]. . . . .	34
3.5	Porovnanie rôznych buck-boost topológií[11]. . . . .	35
3.6	Topológia SEPIC meniča[18]. . . . .	36
3.7	Napätové a prúdové priebehy SEPIC topológie [18]. . . . .	37
3.8	Porovnanie šumenia lineárne a spínaného regulátora[11]. . . . .	39
4.1	Blokové schéma celej testovacej jednotky. . . . .	41
4.2	Návrh SEPIC meniča. . . . .	43
4.3	Pinout Arduino Nano. [19] . . . . .	46
4.4	Hardvérové napojenie mikrokontroléra na periféri. . . . .	47
4.5	Zapojenie diferenčného zosilňovača. . . . .	48
4.6	Push-pull driver pre MOSFET. . . . .	49
4.7	Napätová referencia. . . . .	50
4.8	Výsledné simulované zvlnenie. . . . .	51
4.9	Merané zvlnenie pri $U_{OC} = 5 V$ . . . . .	52
4.10	Zákmity spôsobené parazitnou indukčnosťou. . . . .	52
4.11	Hotový regulátor. Pohľad zhora. . . . .	54
4.12	Porovnanie efektivity fixnej a variabilnej striedy. . . . .	57

# Zoznam tabuliek

2.1	Porovnanie niektorých MPPT algoritmov[10]. . . . .	26
4.1	Rýchlosť konvergencie k bodu MPP. . . . .	55
A.1	Tabuľka nameraných hodnôt pre fixnú a variabilnú striedu. . . . .	70

# Úvod

V 19.storočí Thomas Johann Seebeck objavil, že pri rozdielnej teplote na spoji dvoch kovov vznikne napätie. Na základe tohto javu fungujú termočlánky. Neskôr objavenie polovodičov umožnilo termočlánkom zvýšiť výkon ako aj ich účinnosť.

Táto bakalárska práca sa zaoberá efektívnym prenosom energie z termočlánku do záťaže, napr. mobilné zariadenia. Dnešné nízko-výkonové zariadenia vyžadujú presné napájanie. Termočlánky vzhľadom na nízky výkon vyžadujú čo najefektívnejší prenos. Preto sú potrebné regulátory s vysokou efektívnosťou. Maximálny výkon ktorý je úzko spojený s efektívnosťou, je dosiahnutý pri impedančnom prispôbení termočlánku a záťaže. Pre dynamické sledovanie a prispôbovanie výkonu sa používa algoritmus „MPPT“. V preklade sledovanie bodu maximálneho výkonu.

V teoretickej časti sa prvá kapitola venuje termočlánkom. Postupne cez históriu objavov, vysvetlenie jednotlivých javov, vhodných materiálov, ich účinnosti, výkonosti, typov až po aplikácie. V druhej kapitole je prehľad rôznych typov algoritmov pre dosiahnutie MPP. Od nenáročných za pomoci jednoduchej spätnej väzby až po vysoko sofistikované s pomocou neurálnych sietí. Sú rozobraté jednotlivé princípy fungovania, silné, slabé stránky ako aj oblasti využitia. Na konci sú rozpísané aspekty výberu algoritmu pre dané aplikácie. Tretia kapitola sa zaoberá napäťovou reguláciou. Opísané sú jednotlivé typy regulácií. Rozobratá je aj problematika lineárnych ako aj spínaných regulátorov. U spínaných regulátorov sú rozpracované jednotlivé topológie, kritické parametre, ktoré treba v návrhu zohľadniť.

V praktickej časti, je navrhnutý funkčný regulátor. Pri návrhu sú detailne popísané jednotlivé časti návrhu hardvéru a firmvéru. Kapitola v sebe zahŕňa aj návrh a realizáciu DPS. Regulátor je podrobený testu funkčnosti hľadania MPP a efektivity prenosu výkonu. Na konci práce sú predložené návrhy na zlepšenie.

Motiváciou tejto práce je využitie regulátora s termočlánkom na nabíjanie powerbanky v odľahlých oblastiach sveta, ako aj absencia integrovaného zariadenia s algoritmom MPPT, pre aplikáciu s termočlánkami.

# 1 Termoelektrina

## 1.1 História

V roku 1821 Thomas J. Seebeck objavil, že pri zahriatí dvoch spojených, elektricky vodivých materiálov, vznikne elektrické napätie. Seebeck postupne zostavil celú radu vodičov na základe Seebeckovho koeficientu a elektrickej vodivosti. Neskôr v roku 1834 Francúz Charles A. Peltier objavil reverzný jav, kedy sa pri prechode elektrického prúdu jedna časť spoja zahrieva a druhá naopak ochladzuje. Lord Kelvin predpokladal a následne v roku 1851 objavil ďalší jav - Thomsonov jav. U tohto javu pri prechode elektrického prúdu a teplotnému rozdiel teplo pohlcuje, resp. odovzdáva.

Do 50. rokov sa skúmali hlavne kovy, ktoré boli oproti polovodičom dostupnejšie a lepšie prebádané. Pomocou kovov sa však dosahovala nízka účinnosť ako aj vysoké výrobné náklady na jednotku výkonu. Preto do príchodu polovodičov ostala táto technológia v úzadí. Dobrý materiál pre termočlánky, ako poznamenal aj Altenkirch, má mať vysoký Seebeckov koeficient, vysokú elektrickú vodivosť a nízku tepelnú vodivosť. U kovov z principiálneho hľadiska nemožno meniť pomer elektrickej a tepelnej vodivosti. Preto účinnosť závisí najmä od Seebeckovho koeficientu. Napriek tomu majú termočlánky, tvorené kovmi aj dnes široké uplatnenie v meracích senzoch teploty a regulácii zariadení. Inak je tomu u polovodičov. U nich je možné zvýšiť elektrickú vodivosť legovaním izomorfnými prvkami. V roku 1947 Maria Telkes dosiahla pomocou polovodičov 5% účinnosť.

Termočlánky si postupne našli čoraz viacej uplatnení. V dnešnej dobe je ich využitie od generovania elektriny z odpadného tepla, cez redukciu spotreby paliva v automobiloch, až po napájanie umelých družíc. V budúcnosti sa predpokladá  $ZT = 3$  pre bežne dostupné termočlánky. V tom momente sú schopné konkurovať iným obnoviteľným zdrojom energie. Predpokladá sa celková účinnosť 35 % do roku 2030. [1] [2]

## 1.2 Termoelektrické javy

Princíp fungovania všetkých termočlánkov spočíva v troch javoch. Tie sú pomenované podľa ich objaviteľov, resp. bádateľov. Tieto javy poukazujú na vzájomný vzťah medzi tepelnými a elektrickými pomermi vo vodičoch. Jedná sa o Seebeckov, Peltierov a Thomsonov jav.



## Peltierov a Thomsonov jav

Pri Peltierovom jave sa vytvára chladná a teplá strana za prechodu elektrického prúdu dvoch rôznych materiálov. Peltierov jav sa dá interpretovať aj ako prenos tepla od jedného spoja ku druhému pomocou elektrického vodiča. Peltierov jav sa využíva najmä pre dosiahnutie nízkych teplôt (napr. u mini chladničiek)[6]. Oproti chladiacim zariadeniam na bázi kompresie a expanzie plynu je bez pohyblivých častí, dokáže pracovať bez údržby tisíce hodín, je absolútne tichý, ľahko a rýchlo regulovateľný. Na druhej strane má nižšiu účinnosť. Tepelný tok je úmerný elektrickému prúdu a je daný rovnicou:

$$Q_P = \pi I \quad (1.1)$$

kde  $\pi$  je Peltierova konštanta, závislá od teploty a materiálu.

Pri Thomsonovom jave sa uvoľňuje teplo. Tento jav vzniká, keď vodičom preteká prúd a zároveň sa na ňom nachádza teplotný gradient. Teplo, ktoré sa uvoľňuje je nezávislé na Joulovom teple. Príslušný tepelný tok je daný rovnicou [6]:

$$Q_T = \tau(v_1 - v_2)I \quad (1.2)$$

kde  $\tau$  je Thomsonov činiteľ [ $V \cdot K^{-1}$ ], ktorý závisí na teplote a na druhu materiálu, pričom môže byť kladný aj záporný.

## Seebeckov jav

U Seebeckovho javu, na dvoch metalicky spojených kovoch, sa dá namerať elektrické napätie pokiaľ sa na nich nachádza teplotný rozdiel. Napätie závisí od rozdielu teplôt a Seebeckovej konštanty. Na mikroskopickej úrovni elektróny a diery prechádzajú z miesta vyššej teploty do miesta s nižšou teplotou[7]. V prípade spojenia dvoch rôznych materiálov zariadenie nazývame termočlánok [6]. Pre určitý rozsah teplôt platí jednoduchá formula:

$$U_0 = \alpha(\vartheta_1 - \vartheta_2) \quad (1.3)$$

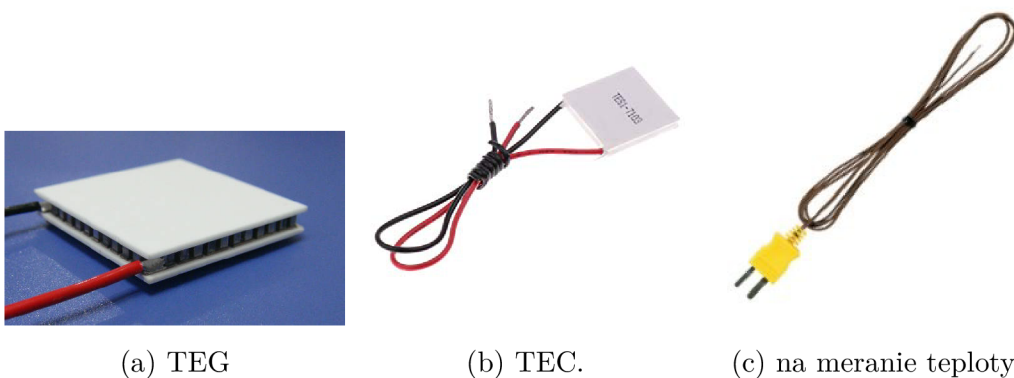
kde  $\alpha$  je Seebeckov koeficient, ktorého hodnoty sú určité pre daný materiál a menia sa s teplotou.

## 1.3 Termočlánok

Termočlánok je elektrická súčiastka, ktorá na základe Seebeckovho javu, vid' 1.2, na výstupe generuje elektromotorické napätie a po pripojení záťaže generuje elek-

trický prúd. Termočlánok sa niekedy nazýva aj Peltierov modul. Termočlánky našli použitie v mnohých oblastiach priemyslu, elektroniky či bežných domácich spotrebičov. Ako príklad možno uviesť meranie teploty, chladenie elektrických zariadení či generovanie elektriny pre mobilné zariadenia. Z hľadiska materiálového zloženia termočlánok obsahuje dvojicu kovov, alebo polovodičov, ktoré sú metalicky spojené. Pri rozdielne teplôt generujú napätie [1]. Rôzne typy termočlánkov vidieť na obr.1.1. Ich základné delenie aj s anglickými názvami je:

- Termočlánok pre meranie teploty (temperature measuring thermocouple)
- Termočlánok pre chladenie (thermoelectric cooler - TEC)
- Termočlánok pre generovanie elektriny (thermoelectric generator - TEG)



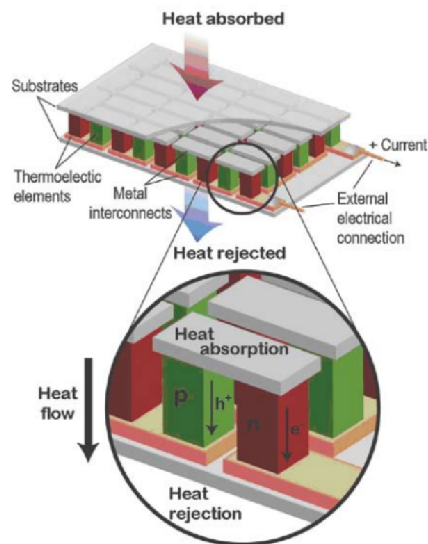
Obr. 1.1: Rôzne typy termočlánkov[3][5][9].

### Termočlánky pre chladenie

Polovodičová súčiastka, ktorá obsahuje polovodiče typu N a P v tvare ingotov, ktoré sú usporiadané striedavo v matici. Sieť polovodičov je uložená medzi tepelne vodivými a elektricky nevodivými substrátmi. Najčastejšie sa používa korundová dosička. Pri prechode elektrického prúdu sa jedna strana ohrieva a druhá ochladzuje. Vzniká teplotný gradient. Oproti TEG článkom sú oveľa lacnejšie.

### Termočlánky pre výrobu energie

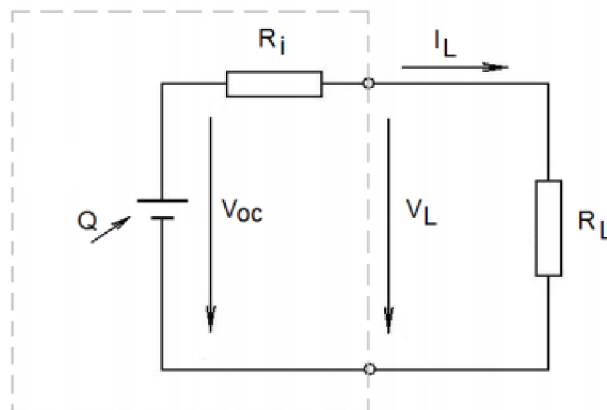
Z hľadiska konštrukcie sú podobné ako TEC. Obsahujú takisto P-N dvojice striedavo umiestnené vedľa seba. Pričom sú elektricky sériovo spojené. Oproti TEC článku je dizajnovaný na vyššie teploty, má vyššie jednotlivé ingoty, je drahší a aj materiály sú rozdielne.



Obr. 1.2: Prierez termočlánkom [7].

### 1.3.1 Elektrický model termočlánku

Z elektrického hľadiska je termočlánok zdroj napätia s vnútorným odporom. Jeho náhradná schéma je uvedená na obr.1.3.



Obr. 1.3: Náhradná schéma termočlánku.

Jeho vnútorný odpor možno vypočítať ako:

$$R_i = U_{sn} / I_{sk} \quad (1.4)$$

kde  $R_i$  je vnútorný odpor termočlánku,  $U_{sn}$  je svorkové napätie a  $I_{sk}$  je skratový prúd. Vzhľadom na veľmi malý vnútorný odpor, pri vyššom odbere prúdu nám bude

klesať svorkové napätie.

Najvyššieho výkonu dosiahneme, keď sa vnútorný odpor rovná odporu záťaže. Keďže vnútorný odpor sa mení s teplotou, mení sa aj bod maximálneho výkonu. Tento bod je označovaný aj ako MPP (Maximum Power Point). Pre jeho detekciu slúžia rôzne metódy, najčastejšie býva táto funkcia implementovaná do integrovaných obvodov. [1]

$$P_{max} = \frac{U_{sn}^2}{4R_i} \quad (1.5)$$

### 1.3.2 Výkon termočlánkov

Výkon je závislý od počtu dvojíc PN polovodičov, ich geometrických rozmerov, vlastností samotných polovodičov, rozdielu teplôt na oboch stranách a prechodových odporoch.

$$P = \frac{\alpha^2}{2\rho} \cdot \frac{N \cdot A(T_H - T_C)^2}{(l + n)(1 + 2r\frac{l_c}{l})^2}, [W] \quad (1.6)$$

Vo vzorci pre výkon termočlánku vystupuje  $N$  ako počet dvojíc polovodičov,  $A$  ako plocha priečného rezu.  $T_H$  ako teplota teplejšej strany a  $T_C$  studenšej.  $l$  ako dĺžka jednotlivých ingotov,  $n$  a  $r$  je elektrický a tepelný kontaktný parameter. Komerčne dostupné termočlánky majú  $n \approx 0,1$  a  $r \approx 0,2$ . Vzhľadom na fakt, že mnoho výrobcov neudáva kompletne informácie, výpočet výkonu môžeme pri predpoklade zanedbateľných kontaktných odporov transformovať na:

$$P = \frac{\alpha}{\rho} \cdot \frac{N \cdot A(T_H - T_C)^2}{2l} \quad (1.7)$$

Ako vidieť zo vzorca, výkon sa zvyšuje so skracovaním dĺžky ingotov. Preto v TEG článkoch sú kratšie ako v TEC článkoch. Druhou možnosťou pre výpočet výkonu je prepočet z nameranej hodnoty v katalógovom liste na iný teplotný gradient. Pričom tento výpočet platí iba v prípade, že ostatné parametre článku ostatnú rovnaké. Pri vyššom teplotnom gradiente dosiahneme vyššie napätie. To je dôvodom prečo sa používajú vysokoteplotné termočlánky. [1]

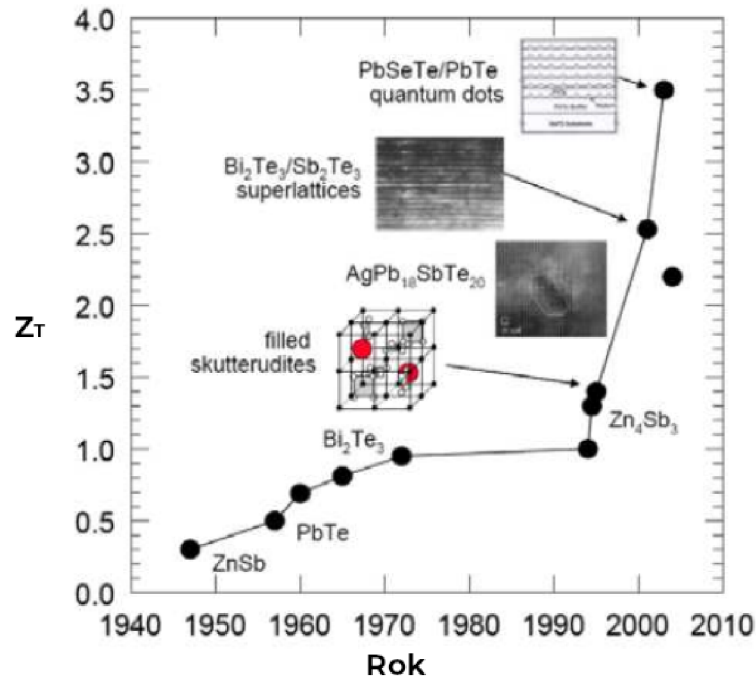
$$P = P_{REF} \cdot \frac{\Delta T^2}{\Delta T_{REF}^2} \quad (1.8)$$

### 1.3.3 Účinnosť termočlánkov

Účinnosť je definovaná ako koeficient termoelektrickej účinnosti  $Z$ . Pretože však  $Z$  je silne závislé od teploty, často sa používa bezrozmerný koeficient  $ZT$ . Ten dostaneme keď  $Z$  prenásobíme absolútnou teplotou.

$$Z_T = \frac{\alpha^2 \sigma}{\lambda} = \frac{\alpha^2}{\rho \lambda} \quad (1.9)$$

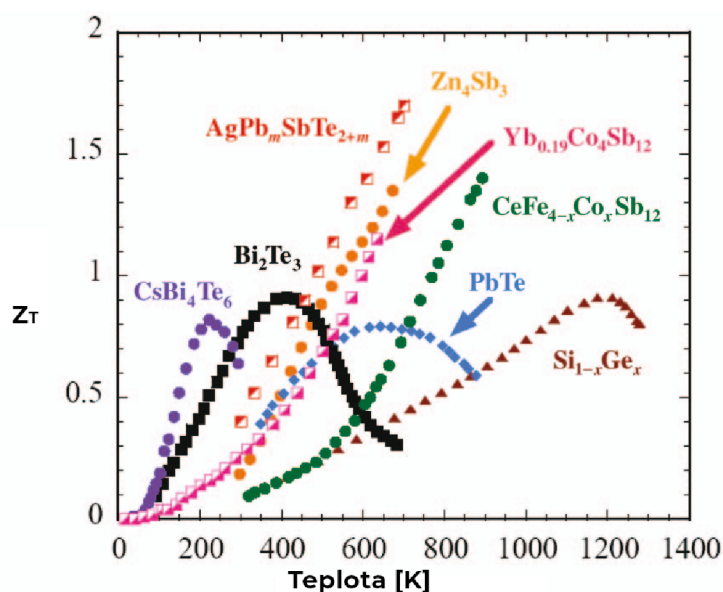
kde  $\alpha$  je Seebeckova konštanta,  $\sigma$  je konduktivita a  $\lambda$  tepelná vodivosť. Keďže sa jedná o tepelný stroj, podliehajú termočlánky Carnotovej limite. Tá nám hovorí, že maximálna dosiahnuteľná účinnosť tepelného stroja bude vtedy, keď rozdiel teplôt bude nekonečný. Čo v praxi nie je možné. Celkovú účinnosť dostaneme podľa vzorca 1.10. [1]



Obr. 1.4: Vývoj parametru  $Z_T$  v čase [8]

Koeficient  $ZT$  je závislý od polovodičových materiálov. V 50. rokoch bol  $ZT_{max}$  okolo 0,5. V roku 2003 už 3,5, aj keď zatiaľ len v laboratórnych podmienkach. Medzi bežne dostupné materiály patrí telurid bizmutitý  $Bi_2Te_3$ , ktorý má vysoký  $ZT$ , avšak jeho použitie je do 450 K. Ďalším zastupiteľom je telurid olovnatý, ktorý možno aplikovať do 1000 K avšak má nižšie  $ZT$ . Do 1300 K možno použiť termočlánky na základe silikón-germánie, avšak z troch spomenutých majú najnižší merit  $ZT$ . Na obr. 1.4 je vidieť vývoj  $ZT$  v čase ako aj hodnoty pre rôzne materiály na obr.1.5. [8]

$$\eta = \frac{\Delta T}{T_h} \frac{\sqrt{1 + ZT} - 1}{\sqrt{1 + ZT} + T_c/T_h}, [-] \quad (1.10)$$



Obr. 1.5: Veľkosť parametru  $Z_T$  pre rôzne materiály [8].

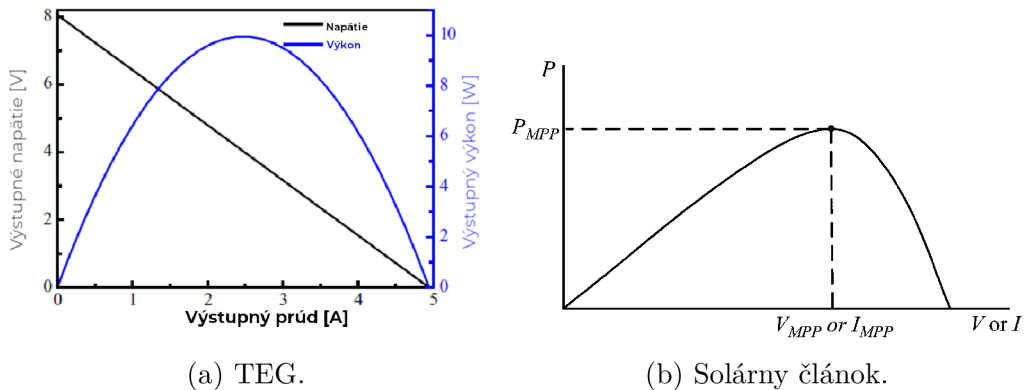
### 1.3.4 Montáž, životnosť

Jeden z významných parametrov ovplyvňujúcich výkon a životnosť termočlánku je montáž. Dobrou montážou zaistíme dobrý prestup tepla a mechanické uchytenie. V praxi sa ponúka lepenie termočlánku alebo mechanické pripevnenie. Lepenie býva problematické pri teplote vyššej ako 200 °C. Lepšou alternatívou je mechanické prichytenie. Termočlánok sa pevne spojí skrutkami medzi chladič a zdroj tepla. Vzhľadom na požadovaný dobrý prestup tepla je nutné zabezpečiť vhodnú kvalitu povrchu obidvoch plôch. Toho sa docieli precíznou výrobou a aplikáciou teplovodivej pasty, poprípade teplovodivými podložkami pri väčších hrúbkach nerovností. [1]

Životnosť termočlánok je vysoká. Je to možné vďaka absencii pohyblivých častí a vysokej odolnosti voči chemikáliám a teplote. Napriek tomu sa pre čo najvyššiu životnosť vyžaduje chrániť termočlánok od nadmerných vibrácií, teplotných šokov (ideálne  $\Delta T = 1$  °C/s) a vlhkosti. Mnoho výrobcov zaručuje 40 rokov bezproblémovej funkčnosti. [1]

## 2 Algoritmy MPPT

MPPT (Maximum Power Point Tracking) v preklade „sledovanie bodu maximálneho výkonu“ je srdcom celého meniča. Pomocou sledovania elektrických veličín (napätie, prúd, ...), sa čo najlepšie prispôsobí výkonovému zdroju. To celkovo zvyšuje efektivitu celého regulátora. Na dosiahnutie MPP (Bodu Maximálneho Výkonu) je možno použiť viacero prístupov - algoritmov. Algoritmy sú rôzne, čo sa týka náročnosti, ceny, vhodnej aplikácie. Jedným zo základných delení je na: analógové a digitálne. Výhodou analógových algoritmov je jednoduchosť a nízka cena. Digitálne na druhej strane možno lepšie odladiť a pri komplexnejších návrhoch môžu byť jednoduchšie. Nižšie popísané algoritmy boli často vyvinuté pre solárne články, kde je oveľa komplexnejšie rozobrať táto problematika. Napriek tomu mnohé z nich sú vhodné aj pre termočlánky. Výhodou termočlánkov je lineárna volt-ampérová charakteristika. Pre porovnanie viď obr.2.1. To celkovo uľahčuje návrhy, rýchlosť konvergenzie ku MPP ako aj udržovanie MPP v maxime. V spodnej časti viď 2.1 je prehľad algoritmov a ich vlastností.



Obr. 2.1: VA charakteristika

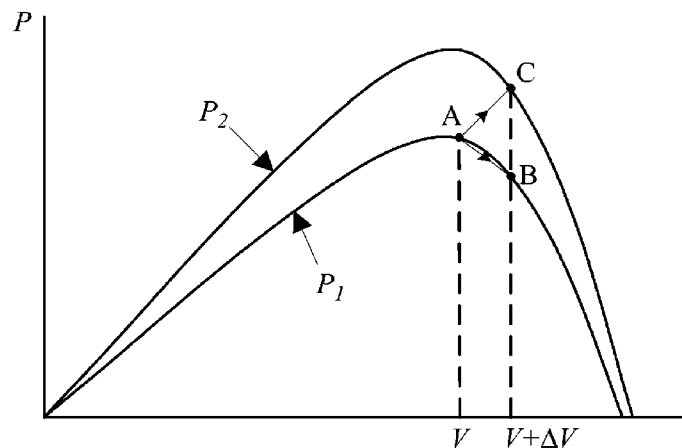
### 2.1 Constant Voltage

V preklade „metóda konštantného napätia“ (CV) je najjednoduchšou metódou. Pri tejto metóde je predpoklad, že termočlánok bude v konštantnom prostredí dvoch teplôt, kedy MPP možno jednoducho docieľiť polovičným napätím vopred známeho napätia termočlánku. To je možno dosiahnuť jednoduchým PI regulátorom. Výhodou je nutnosť merania iba napätia termočlánku. Nevýhodou je potreba konštantného prostredia. Najvhodnejšie prostredie je pri konštantných podmienkach napr. pri teplotnom rozdieli či pravidelnom osvetlení. Ďalšou nevýhodou je iba aproximácia

MPP, keďže reálne MPP bude zväčša vychýlené od presného polovičného napätia termočlánku. Tento algoritmus sa používa jedine ako doplnkový k iným, napr. vo fotovoltalike. [10]

## 2.2 Perturb and Observation

V preklade „metóda vychýlenia a vyhodnotenia“ (P&O) je jedným z najúčinnejších a vcelku jednoduchým algoritmom ako docieľiť maximálneho výkonu. P&O je zároveň jedným z najlepšie popísaných a najviac zmieňovaných algoritmov. P&O na operáciu vyžaduje meranie aktuálneho prúdu a napätia. Z nich sa vypočíta výkon. Aktuálny výkon sa porovnáva s predošlým výkonom. Ak je rovnaký, algoritmus sa vráti na začiatok. Ak nastal pokles výkonu, algoritmus zisťuje či súčasná strieda (duty-cycle) je menšia, alebo väčšia. Ak je menšia, tak striedu zvýši o jeden stupeň. V prípade zvýšenia striedy, striedu zníži o jeden stupeň. Keď naopak nastane rast výkonu, zmerá striedu a nastaví presne opačne ako pri poklese. Tak ako je to zobrazené na obr.2.3.

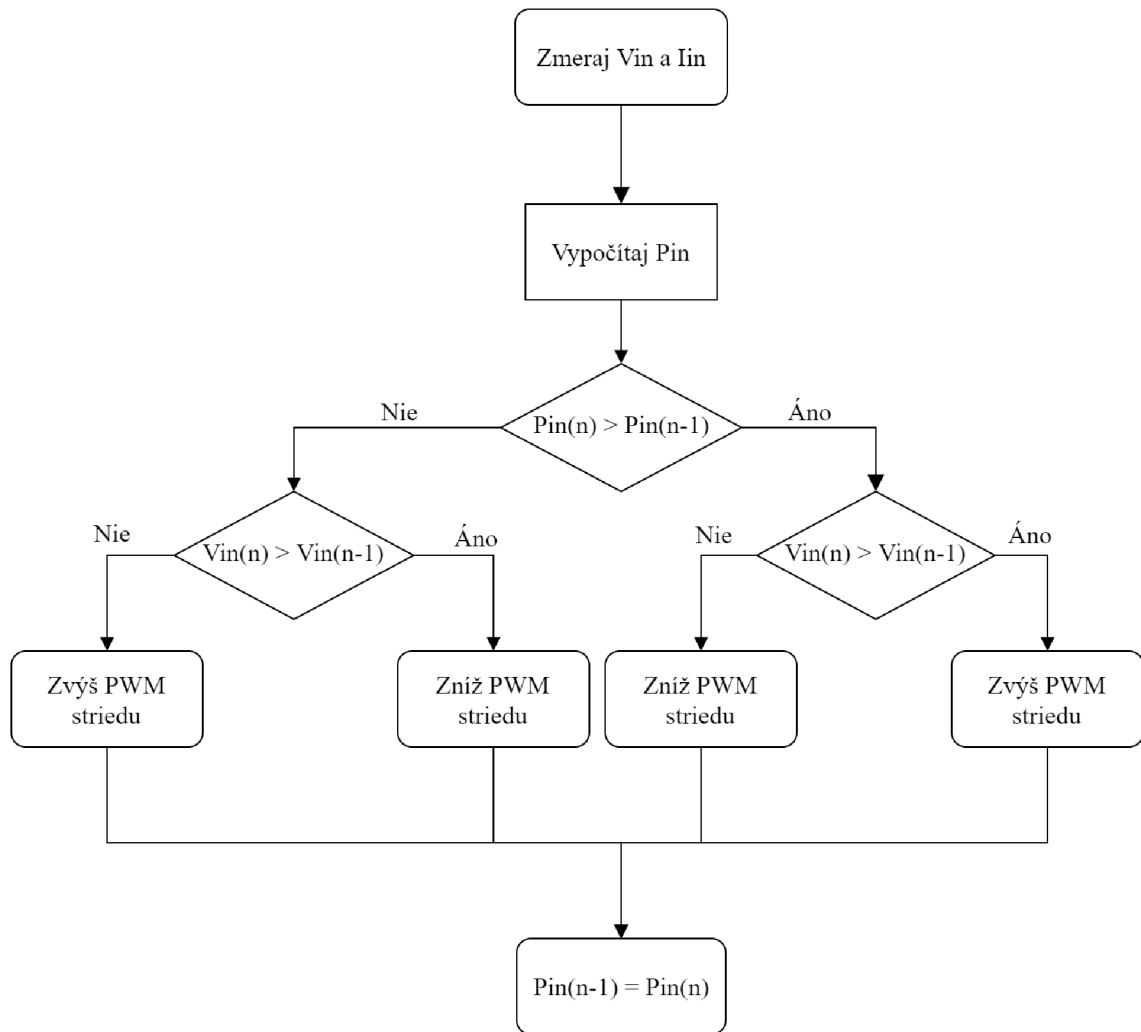


Obr. 2.2: Chyba algoritmu pri rýchlej zmene.

P&O poskytuje rýchle nájdenie MPP, avšak v okolí miesta MPP osciluje, keďže merací krok pre výkon je digitálny a teda konečný. Veľkosť rýchlosti nábehu k MPP je daná práve krokom posunu striedy, to má však zase opačný vplyv na veľkosť oscilácie okolo MPP.

K značnému zlepšeniu dôjde v prípade, že algoritmus je vybavený premenlivým krokom. Tento krok je veľký pri veľkých zmenách výkonu a naopak malý pri malých zmenách výkonu. Týmto sa docieľa, že v počiatku má regulátor rýchly nábeh a v okolí MPP má malý krok. To zabezpečí menšiu osciláciu okolo MPP.





Obr. 2.3: P&O algoritmus.

Ďalšou nevýhodou je neschopnosť pracovať v prostredí, ktoré sa rýchlo mení. Napríklad veľká zmena teplôt či rôzneho osvetlenia, ako je to na obr.2.2. Východiskovým stavom je bod *A*, kedy sú okolité osvetlenie a teplota konštantné. Pri nasledovnom cykle sa preniesie operačný bod na bod *B*. V ďalšom cykle sa vráti späť, kvôli zníženému výkonu. Avšak, ak sa v rámci jedného časového kroku rapídne zvýši osvetlenie či teplota, pracovný bod sa posunie na bod *C* a ďalej sa nebude hýbať kvôli zvýšenému výkonu a to aj napriek tomu, že nedosiahol MPP. Riešením je použitie 3-bodového systému, podľa ktorého sa porovnáva s dvomi predošlými výkonmi. [10]

## 2.3 Incremental Conductance

V skratke sa nazývaný IncCon. Tento algoritmus využíva sklon výkonovej krivky. V bode MPP je sklon nulový, vľavo od MPP je kladným, vpravo záporný. Zhrnuté to je v rovnici 2.1. Úpravou 2.1 dostaneme 2.2, resp. 2.3. MPP je teda možné sledovať porovnávaním súčasnej vodivosti voči prírastkovej vodivosti. Popis bežného algoritmu možno vidieť na 2.4.  $U_{REF}$  predstavuje napätie v ktorom musí výkonový zdroj pracovať. V MPP je  $U_{REF}$  rovné  $V_{MPP}$ . Keď  $U_{REF}=V_{MPP}$  pracovný bod sa udržiava na mieste a mení sa až pri zmene  $\Delta I$ .

$$\begin{cases} dP/dV = 0, & \text{v bode MPP} \\ dP/dV > 0, & \text{naľavo od MPP} \\ dP/dV < 0, & \text{napravo od MPP.} \end{cases} \quad (2.1)$$

Podobne ako pri P&O v závislosti od veľkosti skoku v nasledujúcom kroku určujeme rýchlosť konvergencie, ale na druhú stranu aj veľkosť oscilácie. Pre rýchlejšie nájdenie MPP je možné nastaviť vopred odhadnutú hodnotu  $U_{REF}$  na začiatok. Týmto spôsobom dokážeme eliminovať prítomnosť lokálnych maxím (napr. čiastočne zatienený solárny článok).

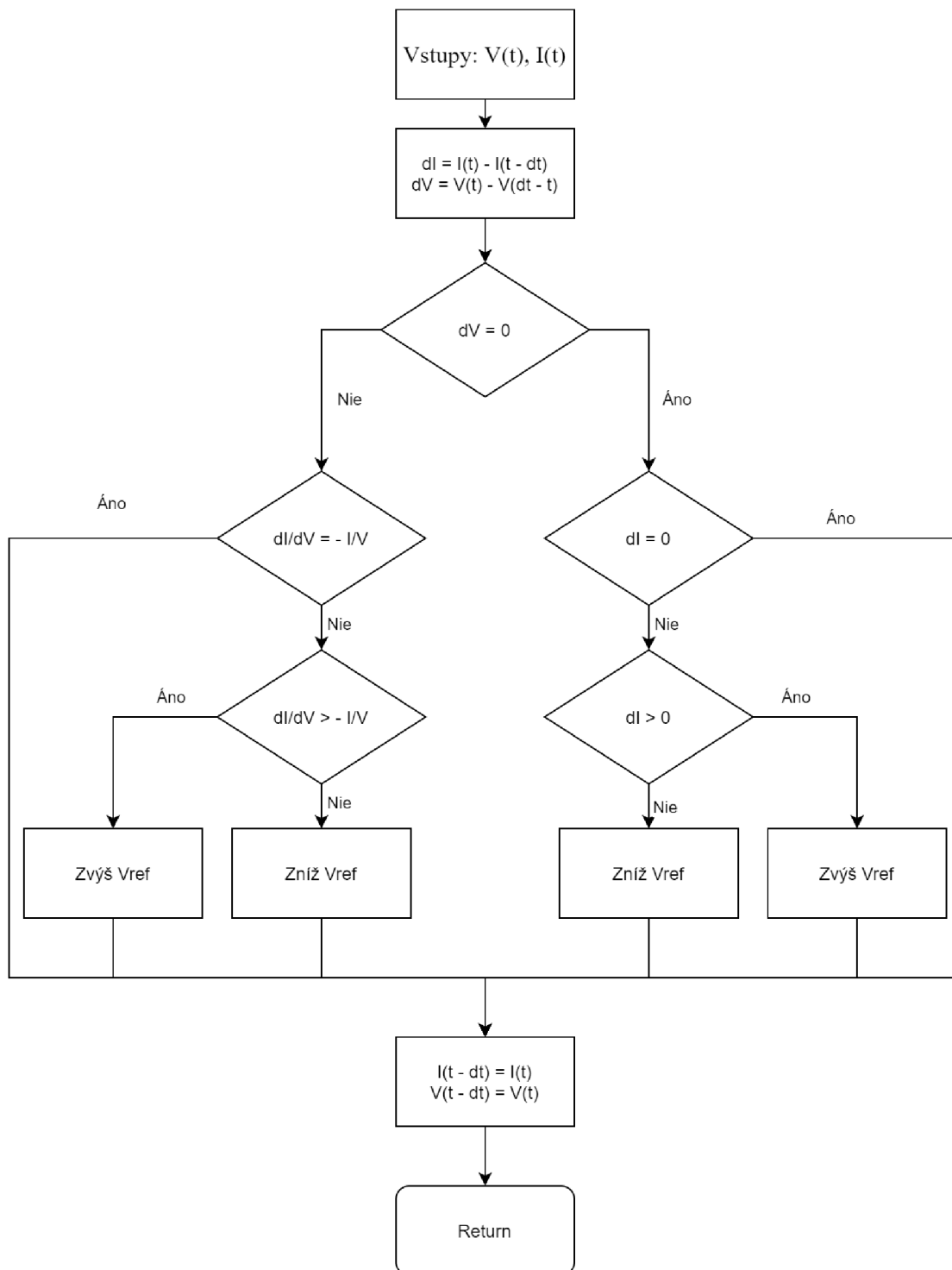
$$\frac{dP}{dU} = \frac{d(I \cdot V)}{dU} = I + U \frac{dI}{dU} \approx I + U \quad (2.2)$$

$$\begin{cases} \Delta P/\Delta U = -I/U, & \text{v bode MPP} \\ \Delta P/\Delta U > -I/U, & \text{naľavo od MPP} \\ \Delta P/\Delta U < -I/U, & \text{napravo od MPP.} \end{cases} \quad (2.3)$$

Ďalšou zaujímavou možnosťou ako realizovať *IncCond* je využiť súčasnej vodivosti a nasledujúcej vodivosti, ako je to v 2.4, kde vznikne chyba. Keď je chyba  $e$  nulová, algoritmus našiel MPP. Tejto nulovej chyby možno docieľiť pomocou PI regulátora.

$$e = \frac{I}{U} + \frac{dI}{dU} \quad (2.4)$$

*IncCond* potrebuje merať napätie a prúd, čo je možné dosiahnuť pomocou mikrokontroléra. Vývojový diagram algoritmu je zobrazený na obr.2.4. [10]



Obr. 2.4: IncCond bežný algoritmus.

## 2.4 Fractional Open-Circuit Voltage

V preklade „metóda napätia naprázdno“ (FOCV), je jednoduchá metóda, ktorá využíva vzťah medzi  $U_{OC}$  a  $U_{MPP}$  ako je vidieť aj na obr.2.5, pričom pre termo-

článok je  $k_1 \approx 0,5$  a pre solárny článok je závislé na konkrétnom článku v rozmedzí  $0,71 < k_1 < 0,78$ . Tu sa ukazuje, že algoritmus je vhodnejší pre termočlánok ako pre solárny článok. Nevýhodou je tzv. „falošné“ dosiahnutie MPP, pretože je založené na predpoklade, že MPP sa nachádza v  $U_{OC/2}$  pričom reálne MPP môže byť sčasti vychýlený. Ďalšou nevýhodou je dočasné odpojenie zdroja od záťaže pre potrebu merania napätia. Napriek tomu veľkou výhodou je jednoduchosť implementovania čisto analógovo bez nutnosti použitia mikrokontroléra. Meraním  $U_{OC}$  počas prechodu nulou pri spínaní, možno predísť strate výkonu, avšak tento návrh zvyšuje komplexnosť a teda aj cenu. [10]

$$U_{MPP} = k_1 \cdot U_{OC} \quad (2.5)$$

## 2.5 Fractional Short-Circuit Current

V preklade „metóda skratu nakrátko“ (FSCC), je podobná FOCV. Využíva fakt, že  $I_{MPP}$  je v súvislosti s  $I_{SC}$  ako to vidieť v rovnici 2.6. Parameter  $k_2 \approx 0,5$  pre termočlánok a 0,78 až 0,92 pre solárny článok. Opäť vhodným aspektom je linearita termočlánku. Obdobne ako FOCV je implementácia algoritmu jednoduchá, no namiesto napäťového merania sa uskutoční prúdové. Nevýhodou je opäť len približné MPP a tiež strata výkonu počas merania prúdu, čo možno minimalizovať, ako je to uvedené pri FOCV. Napriek tomu implementácia je náročnejšia ako FOCV, kvôli prúdovému senzoru, kde navyše je aj vyššia strata výkonu. Navyše návrhy zväčša zahŕňajú mikrokontrolér. [10]

$$I_{MPP} = k_2 \cdot I_{SC} \quad (2.6)$$

## 2.6 Fuzzy Logic Control

Vďaka mikrokontrolérom, do ktorých je možné implementovať softvérovú logiku, sa Fuzzy Logic Control stal celkom bežným MPPT algoritmom, napríklad vo fotovoltaike. Princíp spočíva v troch častiach:

1. Fuzzyfikácia
2. Lookup tabuľka pravidiel
3. Defuzzyfikácia

V prvej časti fuzzyfikácie sa hodnoty zo vstupu prevedú do jazykových premenných, ako je to na obr.2.5. Parametre  $a, b$  potom predstavujú numerické hodnoty

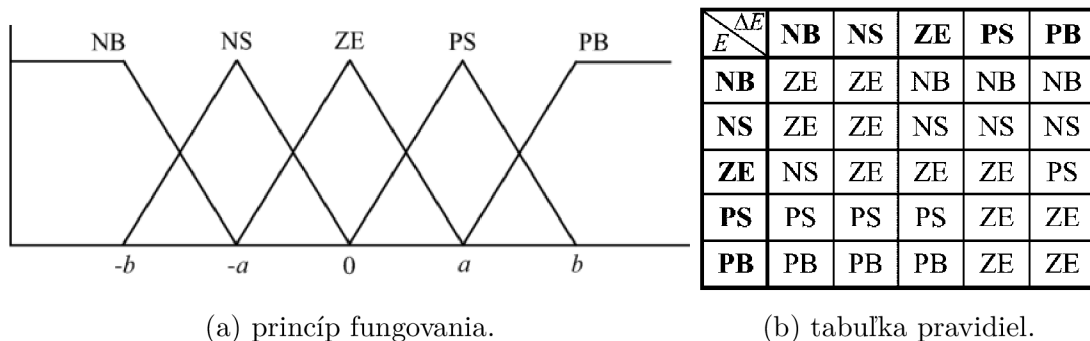
pre konkrétny regulátor. Numerická hodnota medzi jednotlivými slovami nemusí byť symetrická, a volí sa tak, aby algoritmus bol optimalizovaný pre danú VA charakteristiku. Často sa používa päť stupňová logika, ktorá zahŕňa: *negative big*, *negative small*, *zero*, *positive small* a *positive big*. V preklade sú to veľkosti a smery krokov, ktoré regulátor vykonáva. *Negative* pre zníženie (napr. striedy), *positive* pre zvýšenie, *small* pre malú zmenu a *big* pre veľkú zmenu. Keď máme stav *zero*, regulátor je v MPP. Vstupmi pre fuzzy logiku je zväčša chyba  $E$  a výchylka chyby  $\Delta E$ . Numerické hodnoty  $E$  a  $\Delta E$  závisí na konštruktérovi. Môže sa počítať napríklad ako 2.7, 2.8, alebo 2.4.

$$E(n) = \frac{P(n) - P(n-1)}{V(n) - V(n-1)} \quad (2.7)$$

$$\Delta E(n) = E(n) - E(n-1) \quad (2.8)$$

V poslednej časti defuzifikácie mikrokontrolér vezme jazykové premenné prevedie ich na číselné hodnoty. Tie určujú potom parametre analógového signálu pre zmenu výkonu, aby sa dosiahol MPP.

Veľkou výhodou Fuzzy logiky je schopnosť pracovať s nepresnými hodnotami vstupov, prispôsobenie sa konkrétnemu zariadeniu, rýchlej konvergenie a tiež ľahké zvládanie nelinearity priebehov. Nevýhodou môže byť vysoká komplexnosť návrhu.



Obr. 2.5: Fuzzy Logic Control [10].

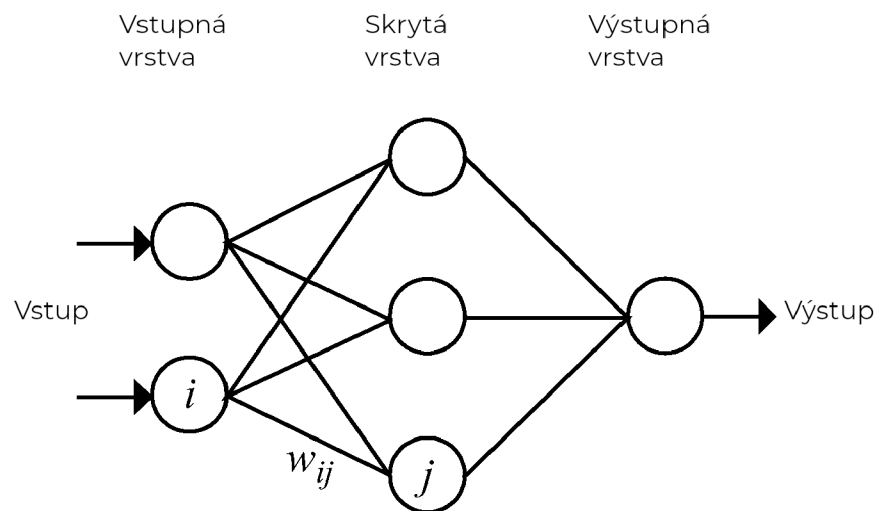
## 2.7 Neurónové siete

Ďalšou, ešte pokročilejšou, metódou je algoritmus za použitia neurónových sietí. Tento algoritmus využíva schopnosti učenia z predošlých dát, následných úprav a konečného výsledku presnosti hľadania MPP. Normálne pozostáva z troch vrstiev:

- Inputs (Vstupy)
- Hidden layer (Skrytá vrstva)

- Outputs (Výstupy)

Počet uzlov (jednotlivé časti) zostáva na skúsenostiach konštruktéra a požiadavkách regulátora. Vstupmi môžu byť napr.  $V_{OC}$ ,  $I_{SC}$ , teplota okolia, alebo celkovo ich kombinácia. Výstupom je strieda spínania na kontrolu výkonu. Skrytá vrstva (hidden layer) je centrom algoritmu, od ktorého závisí efektivita, rýchlosť konvergenie, učenia sa. Na efektivite sa podieľa podstatnou mierou množstvo dát, ktoré sa spracúva. Príklad algoritmu s neurónovými sieťami je na obr.2.6 a princíp je nasledovný: zo vstupu prídu informácie, následne skrytá vrstva priradí  $i$  a  $j$  váhu  $w_{ij}$ . Váha určuje o koľko sa zmení hodnota pre výstup. Pretože každý kus výkonového zdroja (termočlánok, solárny panel,...) má svoj špecifický priebeh je potrebné, aby bol tento algoritmus trénovaný na tom konkrétnom kuse. Preto je nevhodný pre lacné a jednoduché návrhy. Zmena okolitých podmienok navyše núti algoritmus priebežne sa aktualizovať. [10]



Obr. 2.6: Príklad algoritmu s neurónovými sieťami [10].

## 2.8 Ripple Correlation Control

V skratke RCC využíva fakt, že pri pripojení výkonového zdroja do regulátora, spínanie regulátora spôsobí napätové a prúdové vlnenie. Toto vlnenie priamo súvisí s MPP. Výhodou RCC je rýchla konvergencia, možnosť analógového prevedenia ako aj presnosť a spoľahlivosť pri rôznych výkyvoch okolitého prostredia. [10]

Tab. 2.1: Porovnanie niektorých MPPT algoritmov[10].

Typ	Skutočný MPP	Spôsob	Konvergencia	Náročnosť	Senzor
CV	Nie	Oba	Rýchla	Nízka	Žiadne
P&O	Áno	Oba	Premenlivá	Nízka	Napätie, Prúd
IncCond	Áno	Digital	Premenlivá	Stredná	Napätie, Prúd
FOCV	Nie	Oba	Stredná	Nízka	Napätie
FISC	Nie	Oba	Stredná	Stredná	Prúd
Fuzzy logic control	Áno	Digital	Rýchla	Vysoká	Rôzne
Neurónové siete	Áno	Digital	Rýchla	Vysoká	Rôzne
RCC	Áno	Analog	Rýchla	Nízka	Napätie, Prúd

## 2.9 Iné algoritmy MPPT

Podľa článku „Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques“ [10] existuje minimálne 12 ďalších algoritmov pre sledovanie MPP. Známymi z nich sú napr. Current Sweep, DC Link Capacitor Droop Control, či Slide Control. Líšia sa nielen princípom, ale aj špecifikáciami, ktoré sú vhodné častokrát pre niektoré vybrané druhy zariadení.

## 2.10 Aspekty výberu MPPT algoritmu

### Implementácia

Náročnosť vyhotovenia regulátora s MPPT algoritmom je jedným z najdôležitejších aspektov. Pre analógové vyhotovenie sú vhodné: FOCV a FSCC, RCC, či P&O. Pre digitálne implementovanie je vhodný Fuzzy Logic, algoritmy s neuronovými sieťami, ale aj IncCond, či opäť P&O.

### Senzory

Každý algoritmus, ktorý chce dosiahnuť MPP potrebuje senzory. Vo väčšine prípadov jeden, alebo dva. Pri bežných P&O, IncCond, Fuzzy logic, algoritmy s neuronovými sieťami je potrebný senzor napätia a prúdu. Pri Frac  $U_{OC}$  a Frac  $I_{SC}$  stačí napätový resp. prúdový senzor, takisto pri modifikovaných verziách Fuzzy Logic a neuronových sietí. Napätové senzory sú menšie, presnejšie a lacnejšie, preto sa javia ako vhodnejšia voľba.

### Cena

Cena algoritmov sa určuje ťažko, často až po vyhotovení kompletného návrhu pre danú aplikáciu. Vo všeobecnosti ale najlacnejšie bývajú jednoduché, analógové, jed-

nosenzorové algoritmy ako napr. FOCV. U zložitejších návrhov môže byť digitálny regulátor nakoniec lacnejší.

### **Aplikácia**

Vďaka širokej palete použitia, sa rôzne implementovaný algoritmus hodí na rôzne aplikácie. U vesmírnych projektoch je požadovaná najmä stabilita a vysoká rýchlosť a efektivita. Nehľadí sa na náročnosť návrhu a cenu. Tu sa dobre osvedčili vylepšené P&O, IncCond, či RCC. U aplikácii, kde je veľká zmena okolitého prostredia (solárne vozidlá, termočlánok na variči) je potrebná naopak flexibilita a schopnosť vždy nájsť MPP, tu sa hodí napr. Fuzzy, Neural, či RCC.



## 3 Napätová regulácia

Väčšina dnešných elektronických zariadení potrebuje vhodné napájacie napätie. To dosiahneme napätovou reguláciou. Zariadením, ktoré mení premenlivé či nevhodné napätie na požadované sa nazýva regulátor. Požadovaním napätím býva často 1,8 V; 3,3 V; či 5 V pre procesorovú logiku. Ako napájanie 24 V DC pre nabíjanie notebooku, alebo 230 V AC pre sieťové napätie. Vo všeobecnosti regulátory využívajú stabilný zdroj referenčného napätia a zápornú spätnú väzbu.

Regulátor je zariadenie, ktoré mení výstupné napätie oproti vstupnému, poprípade ho iba upravuje (menšie zvlnenie, ...) a zahŕňa v sebe menič, riadiacu jednotku a potrebné elektrické obvody (referencia, driver, ...) . Menič je časť regulátora, ktorá je principiálne zodpovedná za zmenu napätia.

Regulátory môžu byť delené z hľadiska konštantného výstupného napätia, ako aj premenlivého, so zvyšujúcim napätím, alebo aj znižujúcim. V minulosti regulátory pozostávali výhradne z diskretných súčiastok, dnes sa celý regulátor implementuje na čip a stačí k nemu pridať vstupné a výstupné filtračné kondenzátory. Integrované regulátory sú lacné, malé, často s menším zvlnením. Napriek tomu v špecifických, najmä zložitejších požiadavkách je nutná tvorba regulátorov z diskretných súčiastok [11]. Aj keď existujú regulátory, ktoré menia striedavé napätie na jednosmerné, táto práca pojednáva hlavne o regulácii jednosmerných napätí. Jednosmerné regulátory delíme na lineárne a spínané.

V lineárnych regulátoroch záporná spätná väzba riadi vodivosť tranzistora, aby udržala konštantné napätie. U spínaných regulátorov sa jeden, alebo viacero tranzistorov zapína a vypína v krátkom časovom slede. Energia je ukladaná do cievky, alebo kondenzátora.

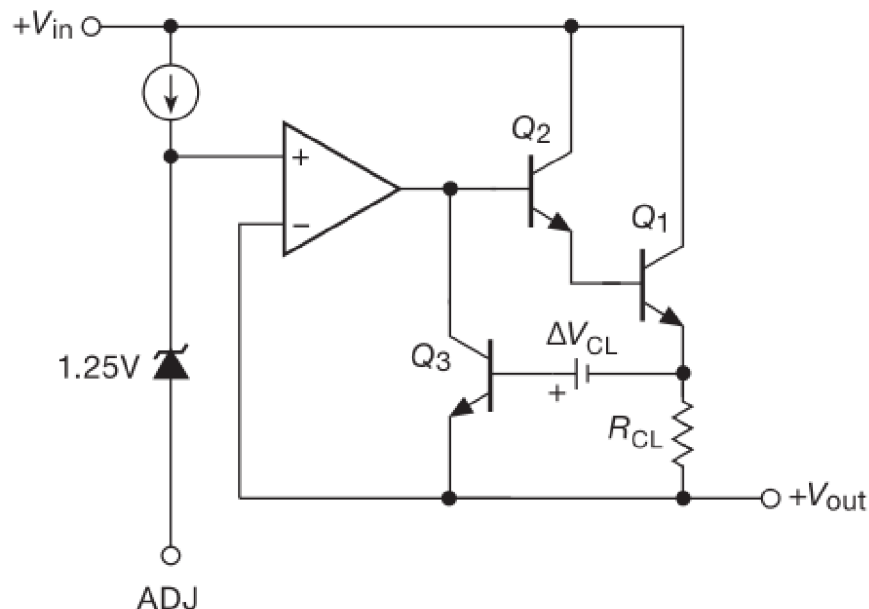
### 3.1 Zenerová regulácia

Zenerova regulácia je najjednoduchšou reguláciou napätia. Tento relatívne stabilný napätový regulátor je možno vytvoriť pomocou rezistora a zenerovej diódy. Nevýhodou je nízka presnosť nastavenia a regulovania napätia. Ďalšou nevýhodou je malý odoberateľný prúd. Tieto nevýhody možno redukovať, keď zenerovu diódu nastavíme ako referenčné napätie, ideálne 5,6 V a doplníme pomocou operačných zosilňovačov, tranzistorov, rezistorov a kondenzátorov. [11] a [13]

### 3.2 Lineárna regulácia integrovanými obvodmi

Lineárne regulátory integrované do čipu, na rozdiel od diskretných návrhov ponúkajú menšie fyzické rozmery, menšie vyžarované teplo a často aj nižšiu cenu. Lineárne in-

tegrované regulátory sa pre plnú funkčnosť doplnia o niekoľko súčiastok pre nastavenie požadovaných napätí, stabilitu obvodu, prípadne iných požadovaných vlastností. Principiálne všetky fungujú nasledovne. Lineárny kontrolný prvok – riadiaci tranzistor je v sérii s jednosmerným vstupom. Spolu so spätnou väzbou udržujú konštantné napätie, pričom výstupné napätie je vždy nižšie ako vstupné. Typickým historickým predstaviteľom je  $\mu A723$ , predstavený Bobom Widlarom v roku 1967.  $\mu A723$  v sebe zahŕňa teplotne kompenzovanú napäťovú referenciu 7,15 V, rozdielový zosilňovač, ochranu pred nadmerným prúdom a posilňujúce tranzistory. Táto vnútorná kompozícia je typická aj pre dnešné lineárne integrované regulátory. Hlavnou výhodou je nízka cena, jednoduchosť a dostupnosť. Ďalšími známymi, dnes už skorej nepoužívanými, ale historicky podstatnými zástupcami integrovaných regulátorov, sú rady 78xx, 79xx, LM317, LM337 číslované rôzne podľa pevného, či voliteľného, pozitívneho, či negatívneho výstupného napätia. Na obr. 3.1 je topológia nastaviteľného regulátora LM317.



Obr. 3.1: Principiálna schéma LM317 regulátora [11].

Lineárne integrované regulátory sú dnes dostupné v širokej škále výstupných napätí, prúdov, vlastnej spotreby, stability ako aj fyzických veľkostí, typov puzdier a cien. Napriek tomu jednou z hlavných nevýhod je principiálne nízka účinnosť. Nízka účinnosť je daná výkonovou stratou na riadiacom tranzistore, kedy je pod plnou prúdovou záťažou a spolu s napäťovým úbytkom nezanedbateľným hlavne pri veľkých rozdieloch vstupného a výstupného napätia vytvára veľké množstvo tepelnej energie. Navyše treba inštalovať veľké chladiče a tým rastie cena ako aj fyzická veľkosť. Ďalšou nevýhodou je možnosť transformácie iba na nižšie výstupné napätie,

než je vstupné. Dnes sa používajú hlavne v oblasti, kde je potrebné nízke zvlnenie a šum. Prípadne sa nevyžaduje efektívita, ale hlavne jednoduchosť zapojenia. [11] [15]

### 3.3 Napätové referencie

Napätová referencia je potrebná pre kvalitné regulátory, ako aj A/D, D/A prevodníky, precízne generátory signálov, či multimetre. V dnešnej elektronike sa používajú štyri druhy technológií a to: *zenerova dióda*, *bandgap* referencie, *JFET pinch-off* referencie a *floating gate* referencie. Najjednoduchšou je zenerova dióda. Je lacná, vyrábaná v širokej škále napätí (2 V až 200 V), výkonu (zlomky až desiatky wattov). Veľkými nedostatkami sú však nepresnosti, vysoká prúdová či tepelná závislosť a tiež šum (hlavne nad 7 V). V okolí 5,6 V však zenerove diódy majú nízky teplotný koeficient. Ten je veľmi nízky vďaka vyváženiu medzi tunelovým a tepelným prierazom diódy. Tieto prierazy majú totiž opačný tepelný koeficient. Bandgap referencie fungujú na princípe napätového úbytku medzi bázou a emitorom pri konštantnom prúde kolektora tranzistora. [11]

### 3.4 Spínané zdroje

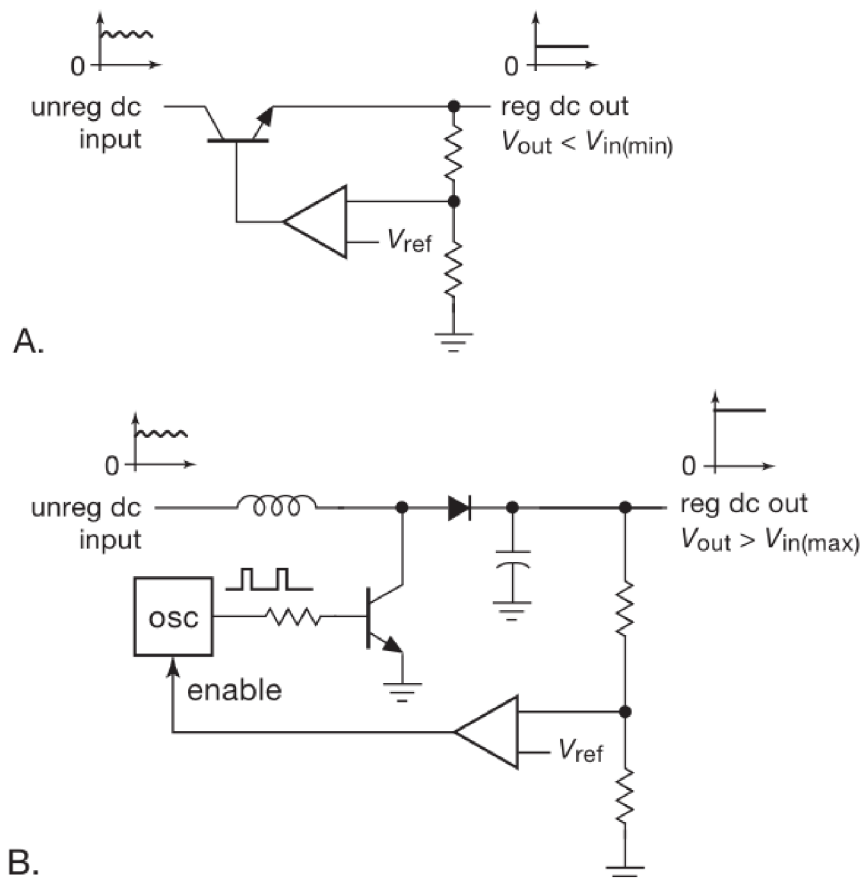
U „Switched-Mode Power Supply“ (SMPS), ako sa nazývajú, princíp spočíva v akumulácii energie a jej uvoľňovaní vo veľmi krátkom čase. Počas času zopnutia spínača  $T_1$  sa akumuluje a následne sa počas času  $T_2$  uvoľní. Nastavovaním jednotlivých časov určíme výstupné napätie. Vzhľadom na fakt, že vstupné napätie neustále kolíše, spínaný zdroj ho pomocou spätnej väzby neustále vzorkuje a upravuje tieto časy. Následne sa pomocou riadiacej logiky spína tranzistor. Podľa potreby má zdroj rôznu pracovnú frekvenciu. Táto frekvencia býva stála alebo premenná a nadobúda hodnôt v rozmedzí 100 kHz až 2 MHz. Široko používaná je PWM (pulzne šírková modulácia), kedy sa mení doba  $T_1$  ale celkový súčet  $T_1$  a  $T_2$  je stále rovnaký. Principiálne fungovanie je na obr.3.3. Napriek rôznej možnosti zapojenia spínaných zdrojov, každý obsahuje základné prvky. Spínač, akumulačnú indukčnosť a rekuperačnú diódu, kapacitor.

Veľkou výhodou spínaných zdrojov je ich vysoká účinnosť. Niekedy aj cez 95 %. Túto vysokú účinnosť možno vysvetliť v samotnom princípe fungovania. V momente, kedy je spínač zopnutý je jeho odpor malý napriek vysokému prúdu. Pri rozpojení je naopak odpor vysoký, ale preteká ním malý prúd. Ďalšou výhodou je možnosť zvýšenia výstupného napätia oproti vstupnému.

Na rozdiel od lineárnych regulátorov je riadiaci tranzistor v saturačnom móde, v ktorom vyžaruje minimum tepla a energia potrebná na reguláciu je uložená v induktore resp. kapacitore v podobe magnetického resp. elektrického poľa. Riadiaci tranzistor je spínaný veľmi rýchlo, rádovo desiatky kHz až jednotky MHz, po veľmi krátku dobu. Krátke a rýchle spínacie intervaly umožňujú znižovať indukčnosť resp. kapacitu súčiastok a teda aj ich fyzickú veľkosť. Schematické porovnanie lineárneho a spínaného regulátora možno vidieť na obr. 3.2. Hlavnými výhodami spínaného regulátora sú:

- malé tepelné vyžarovanie
- malá a voliteľná fyzická veľkosť a hmotnosť
- vysoká efektívnosť - aj cez 95%
- možnosť konverzie nahor alebo nadol

[4] [11]



Obr. 3.2: Porovnanie lineárneho a spínaného zdroja[11].

## 3.5 Neizolované spínané regulátory

### Flying-capacitor

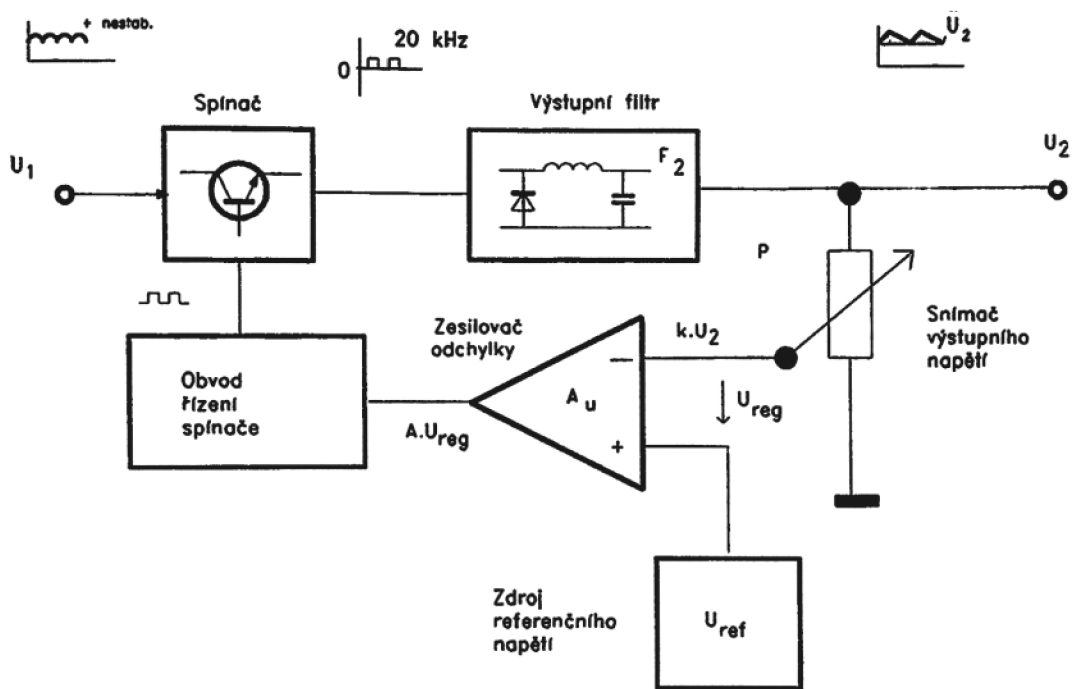
Pre špecifické aplikácie je možné použiť tzv. bezcievkové regulátory, ktoré využívajú ako úložisko energie výhradne kapacitory. Nazývajú sa aj flying-capacitor meniče. Takéto regulátory sa hodia v nízko-prúdových aplikáciách, napr. pri výstupe z USB portu kedy požadujeme do 100 mA, alebo keď potrebujú zápornú polaritu na napájanie operačného zosilňovača. Výhodou je tiež menší šum a jednoduchosť návrhu. Nevýhodou je výstupné napätie, ktoré môže nadobúdať iba diskretných násobkov vstupného napätia. Ďalším mínusom sú nízke odoberateľné prúdy resp. strmý pokles výstupného napätia pod zvyšujúcou sa záťažou. [11]

### Topológie s indukciou

Bežne používané sú však topológie s indukčnosťou. Topológia „buck“, nazývaná aj step-down converter, konvertuje vstupné napätie na nižšie výstupné. „Boost“, nazývaná aj step-up converter, naopak konvertuje výstupné napätie na vyššie. „Buck-boost“ dokáže konvertovať na vyššie ako aj nižšie napätie, ale obracia polaritu. Všetky tri topológie sú na obr. 3.4 a zahŕňajú v sebe induktor, vstupný a výstupný kapacitor, spínač (MOSFET, alebo IGBT) a diódu. Podobne ako pri lineárnych regulátoroch aj tu máme napäťovú referenciu a zosilňovač odchýlky („error amplifier“). Tu sa však zosilňovač odchýlky použije na riadenie signálu. Signál je väčšinou pulzne šírková modulácia (PWM). Čas, kedy je spínač zapnutý v pomere s časom kedy je vypnutý nám reguluje výstupné napätie. Tento pomer sa nazýva strieda. Počas spínania tečie premenlivý prúd cievkou. Ak cievkou prechádza prúd v každom momente, hovoríme o „continuous-conduction mode“ (CCM), keď počas operácie v nejakom okamžiku prúd cievkou prestane tiecť hovoríme o „discontinuous-conduction mode“ (DCM). Tieto operačné módy majú značný vplyv na spätno-väzobnú stabilitu, zvlnenie, efektívnosť a ďalšie parametre. Nasledovné rovnice u jednotlivých topológií predpokladajú nulový napäťový úbytok (voltage drop) na dióde ako aj ideálne ostatné súčiastky. V realite sa obyčajná dióda nahrádza Schottkyho diódou. Tá má nižší napäťový úbytok. Ideálne je nahradiť diódu tranzistorom (napr. MOSFET). Pri použití spínača namiesto diódy hovoríme o synchronnom spínaní. [11] a [16]

### Boost converter

Základom zvyšujúceho meniča je topológia na obr.3.4. Pri zopnutí spínača rýchlo narastá prúd v induktore a rastie aj energia v ňom v podobe magnetického poľa. Pri rozopnutí spínača sa induktor bráni veľkej zmene prúdu a zmení polaritu. Toto napätie sa sčíta so vstupným a tým pádom je vždy vyššie ako vstupné. Veľkosť



Obr. 3.3: Principiálne fungovanie spínacieho zdroja[4].

výstupného napätia závisí od veľkosti indukcie, počiatočného prúdu a rýchlosti rozopnutia a v CCM je vyjadrená ako 3.1. Požadované výstupné napätie určuje strieda, ktorá je daná rovnicou 3.2.

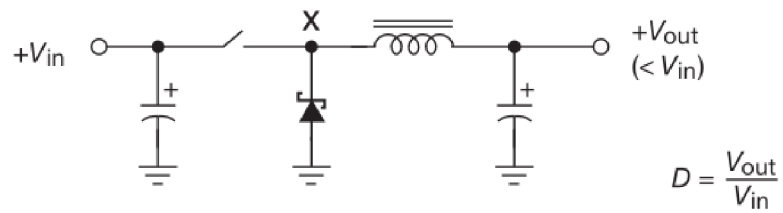
$$U_{OUT} = \frac{U_{IN}}{1 - D} \quad (3.1)$$

$$D = 1 - \frac{U_{IN}}{U_{OUT}} \quad (3.2)$$

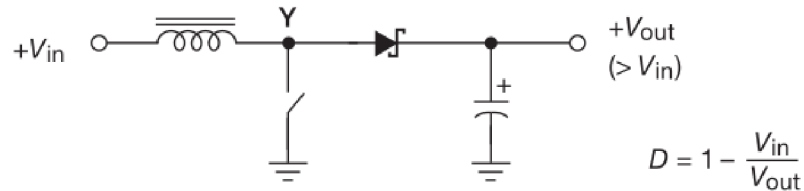
### Buck converter

Základom znižujúceho meniča je topológia na obr. 3.4. Pri zopnutí spínača rastie energia na induktore a to vyvolá nabíjanie kapacitoru a energie v ňom. Nárast prúdu je nelineárny a nepriamo závisí na veľkosti induktora. V momente keď sa spínač rozopne, induktor obráti polaritu a prúd začne tiecť cez záťaž a diódu, pričom kapacitor udržiava konštantné napätie. Výstupné napätie je dané striedou ako 3.3 a z toho sa dá dopočítať aj výstupné napätie.

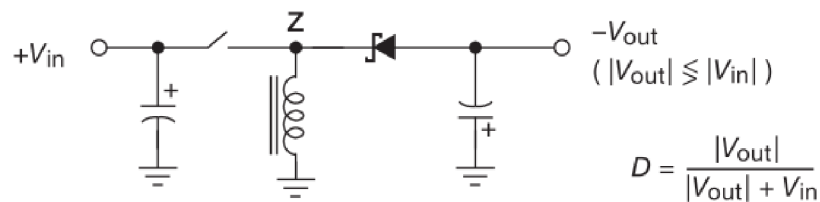
$$D = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} \quad (3.3)$$



Buck (znižujúci menič)



Boost (zvyšujúci menič)



Buck-boost (znižujúci a zvyšujúci menič)

Obr. 3.4: Základné topológie neizolovaných spínaných meničov[11].

### Buck-boost converter

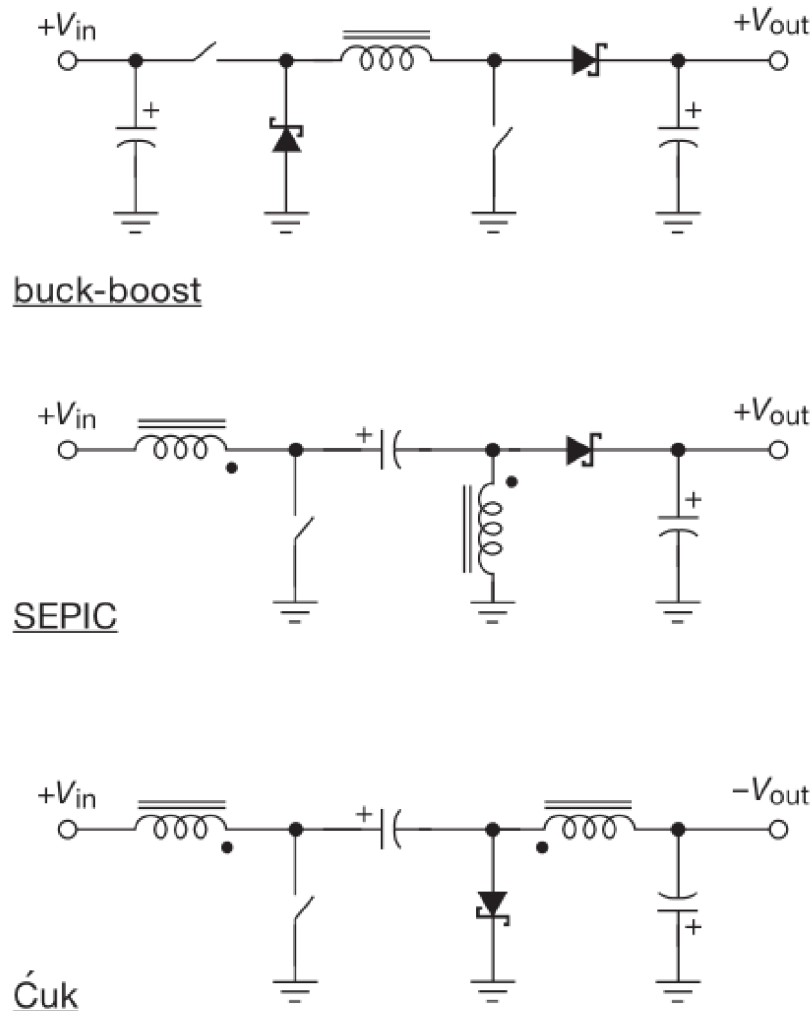
Invertujúci buck-boost menič má základnú topológiu na obr. 3.4. Pri zopnutí spínača, lineárne vzrastá prúd na induktore a tečie do zeme. Pre zachovanie prúdu sa induktor snaží v mieste Z tlačiť negatívne napätie. Výstupné napätie môže byť v závislosti od spätnej väzby menšie, alebo väčšie. Výstupné napätie je dané ako 3.5 a strieda ako 3.4.

$$D = \frac{|V_{out}|}{|U_{OUT}| + U_{IN}} \quad (3.4)$$

$$U_{OUT} = -U_{IN} \frac{D}{1 - D} \quad (3.5)$$

Okrem základnej invertujúcej buck-boost topológie existujú rôzne neinvertujúce varianty ako non-inverting buck-boost, SEPIC, alebo Ćuk. Sú zobrazené na obr. 3.5.

SEPIC a Ćuk navyše dokážu fungovať pomocou jedného spínača a Ćuk má na výstupe nulové prúdové zvlnenie, keď sú indukory navzájom navinuté na jednom jadre. Jedna z najnovších topológií je ZETA topológia, čo je vlastne Ćuk topológia, avšak s neinvertujúcim výstupom. Spája teda výhody ostatných topológií.



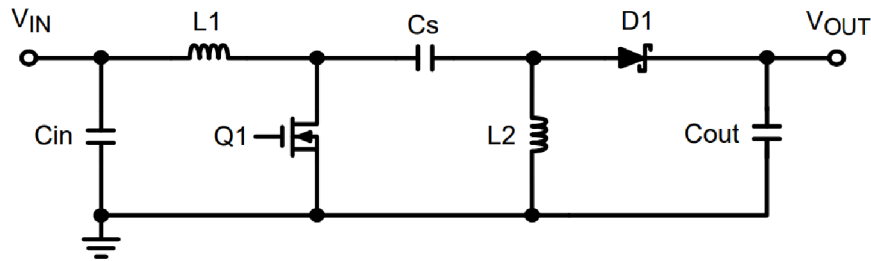
Obr. 3.5: Porovnanie rôznych buck-boost topológií[11].

## SEPIC

Plným názvom „single-ended primary-inductor converter“ je podobný tradičnému buck-boost meniču, avšak s výhodou neinvertujúceho výstupu. Základná topológia je na obr.3.7. V CCM móde, je počas ustáleného stavu napätie na  $C_S$  rovné vstupnému napätiu, blokováním jednosmerného prúdu, je priemerný prúd nulový.  $L_2$  je jediný zdroj jednosmerného prúdu a teda priemerný prúd  $L_2$  je rovný priemernému prúdu záťažou. Prúd  $L_2$  je teda nezávislý na vstupnom napätí. Vstupné napätie je teda rovné 3.7. Zo vzorca vyplýva, že napätie na  $L_1$  je opačné ako na  $L_2$ . Tohto faktu



možno využiť pri návrhu, kedy obe cievky môžu byť navinuté na jednom jadre a zmenší sa fyzická veľkosť.



Obr. 3.6: Topológia SEPIC meniča[18].

Pri zopnutí spínača  $Q_1$ , prúd na  $L_1$  narastá,  $L_2$  klesá. Zopnutý  $Q_1$  predstavuje skrat a teda  $V_{L1}$  sa rovná  $V_{in}$ ,  $U_{L2}$  je približne  $-U_{C_s}$ . Vďaka tomu, dióda  $D_1$  je otvorená a  $C_s$  dodáva energiu do  $L_2$ . Prúd v  $L_2$  je dodávaný z  $C_s$ . Pri rozopnutí  $Q_1$  prúd na  $C_1$  a  $L_1$  je rovnaký.  $I_{L2}$  má stále opačný smer prúdu.  $I_{L2}$  sa sčíta s  $I_{L1}$  a tým zaisťuje zvýšenie prúdu na záťaži. Prúd diódou je daný Kirchhoffovým zákonom podľa 3.6. Pokiaľ je teda  $Q_1$  rozopnutý, výkon je dodávaný do záťaže cez  $L_1$  ako aj  $L_2$ .

$$I_{D1} = I_{C1} - I_{L2} \quad (3.6)$$

Kapacitor  $C_{in}$  v ideálnej schéme nemá žiadny efekt, v realite však poskytuje energiu na vyrovnanie parazitných vlastností indukcie a vnútorného odporu zdroja. Schopnosť znižovať ako aj zvyšovať napätie je vďaka  $C_s$  a  $L_2$ .  $L_2$  a  $Q_1$  tvoria klasický boost menič, určený striedou  $Q_1$ . Keďže priemerné napätie na  $C_1$  je  $U_{in}$ ,  $U_{out}$  je  $U_{Q1} - U_{in}$ . Ak  $U_{Q1}$  je menej ako dvojnásobok  $U_{in}$ , tak  $U_{out}$  je menej ako  $U_{in}$ , ak je  $U_{Q1}$  viac ako dvojnásobok  $U_{in}$ ,  $U_{out}$  je viac ako  $U_{in}$ . Strieda na výpočet požadovaného výstupu je daná podľa 3.8. [17] a [18]

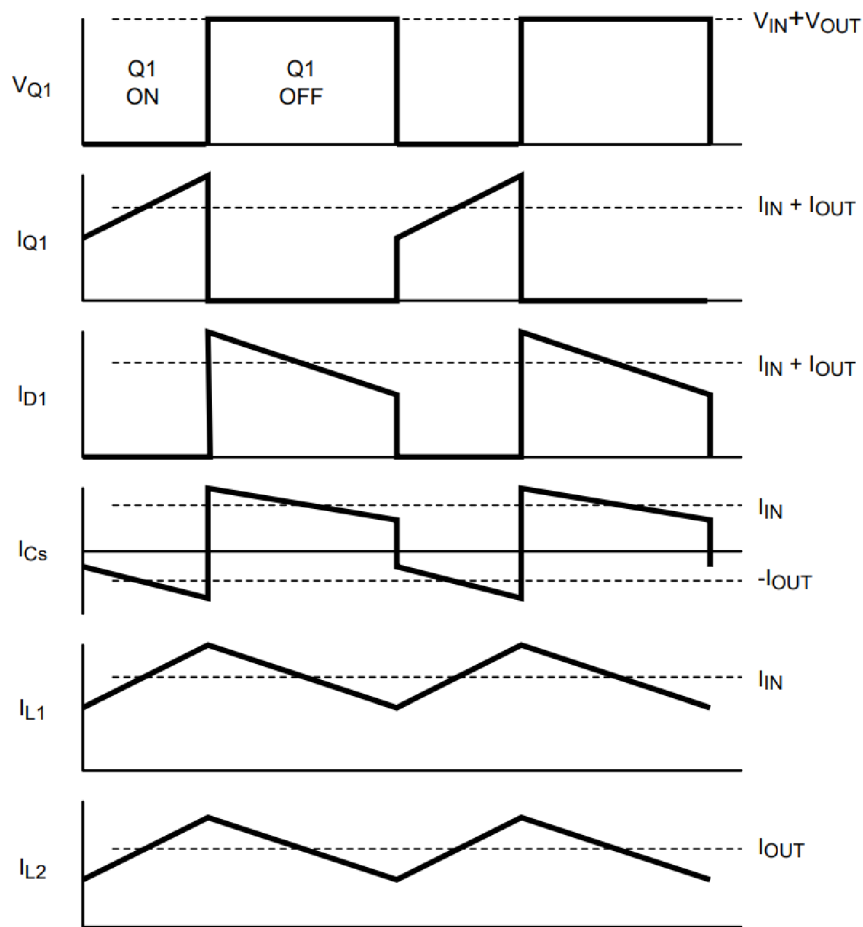
$$U_{in} = V_{L1} + V_{L2} + V_{C1} \quad (3.7)$$

$$D = \frac{U_{OUT} + U_{FWD}}{U_{IN} + U_{OUT} + U_{FWD}} \quad (3.8)$$

### 3.5.1 Poznatky ku spínaným meničom

#### Spínané regulátory s transformátorom

Pridaním transformátora dostaneme galvanicky izolované meniče. Vďaka transformátoru dokážu efektívne konvertovať aj veľké pomery napätí a využívajú výhod



Obr. 3.7: Napätové a prúdové priebehy SEPIC topológie [18].

izolácie. Takéto meniče sa využívajú značne v spotrebnej elektronike kedy sa transformuje sieťové napätie na požadované (často 5 V). Vďaka spínaniu a vysokej frekvencii sú tieto meniče malé, ľahké a lacné. Medzi základné topológie patrí forward, flyback, half bridge a full bridge. [11]

### Diskrétné a integrované návrhy

Integrované moduly ponúkajú lepšie parametre pre väčšinu aplikácií. Vďaka kompaktnosti menej šumia, sú spoľahlivejšie, často lacnejšie a pre fungovanie stačí pridať kondenzátory. Na druhej strane keď je požadovaná vysoká efektívnosť v širokom napäťovom rozsahu, lepší tepelný manažment a celkovo možnosť úprav, diskrétné návrhy sú lepšou voľbou. Navyše vďaka možnosti voľby je možné optimalizovať nedostatky použitím kvalitných kondenzátorov (typu MLCC), cievok s nízkym parazitným odporom a kvalitným návrhom DPS. Taktiež integrované regulátory pre termočlánky s funkciou MPPT nie sú dostupné na trhu. [13]

## Impulzné prúdy

Pri vysokom pomere vstupného a výstupného napätia sú prúdové impulzy veľmi krátke a vytvárajú značné zaťaženie pre spínací tranzistor a znižujú celkovú efektivitu meniča. Vhodným riešením je použitie transformátora a izolovanej topológie ako forward menič a flyback menič. Tri základné topológie majú v CCM móde pulzné prúdy na vstupe (buck), výstupe (boost) alebo na oboch termináloch (buck-boost). Tieto pulzné prúdy vyžadujú vo výkonových aplikáciách kapacity s vysokou kapacitou a zároveň nízkym parazitným odporom (ESR) a parazitnou indukciou (ESL). U topológie Ćuk kontinuálnym vstupným aj výstupným prúdom je tento problém vyriešený. [11]

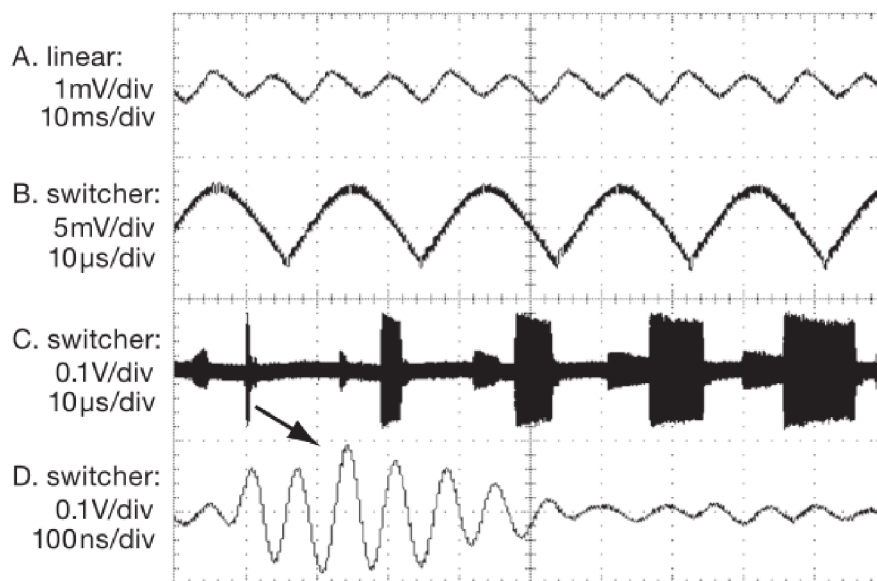
## Napätový a prúdový mód

PWM regulácia sa vykonáva buď v napätovom, alebo prúdovom móde. Tento pracovný mód nám určuje akým spôsobom je meraná odchýlka napätovej referencie, pomocou ktorej sa reguluje výstupné napätie. PWM menič pracujúci v napätovom móde je jednoduchší, vyznačuje sa menším šumom a vykazuje nízku impedanciu výkonovej časti. Nevýhodou je hlavne pomalá odozva a potreba samostatného obvodu, ktorý obmedzí prúd spínaného tranzistora. PWM meniče v prúdovom režime majú rýchlu odozvu a nižší fázový posun. Nevýhodou je vysoká impedancia výkonovej časti, nestability a rezonancie pri vysokej striede. Nevýhody možno vhodnými opatreniami zmenšiť až eliminovať. [11]

## Šumenie

Spínané zdroje značne šumia v porovnaní s lineárnymi, viď obr.3.8. Šum sa prejavuje hlavne ako vstupné a výstupné zvlnenie, súhlasné zvlnenie, vyžarovaný šum na spínacej frekvencii a jej harmonických násobkov. Jednoduchým riešením je použitie výstupného LC filtra. Iným riešením je vyhnúť sa pulzným prúdom napr. pomocou Ćuk topológie.

Ďalšou možnosťou je využiť rezonančných vlastností kapacít a indukcií a spínať v momente keď napätie je nízke až nulové, tzv. zero-voltage switching, poprípade keď je prúd nízky, tzv. zero-current switching. Možnosťou je aj obmedzenie rýchlosti priebehu (slew-rate) tranzistorov vo vnútri regulátorov. Obzvlášť problémom je šum u nízko-signalových zdrojov. Pre správne fungovanie meniča je potrebné zaistiť jeho stabilitu. Na nestabilitu sa podieľa LC dvojica, ktorá vytvára fázový posun, charakteristika záťaže a tiež vstup meniča do DCM módu. Najjednoduchším riešením je použiť vstavanú kompenzáciu v integrovanom obvode. [11] [15]



Obr. 3.8: Porovnanie šumenia lineárne a spínaného regulátora[11].

### PWM vs. PFM

Tranzistor v regulátore môžeme spínať pomocou pulznej šírkovvej modulácie (PWM), alebo pomocou pulznej frekvenčnej modulácie (PFM). V PWM modulácii regulujeme výstup pomocou premenlivej doby zopnutia  $t_{on}$  a rozopnutia  $t_{off}$ . Celková perióda ( $t_{on} + t_{off}$ ) respektíve frekvencia je fixná. V PFM modulácii je celková perióda resp. frekvencia premenlivá a fixná je podľa typu perióda  $t_{on}$  resp.  $t_{off}$ . Pomer  $t_{on}$  a  $t_{off}$  sa nazýva strieda (duty cycle).

PWM modulácia má výhodu v menšom výstupnom zvlnení a tiež menšom elektromagnetickom rušení (EMI). Hodí sa hlavne pre veľké záťaže. PFM modulácia vykazuje značné zvýšenie efektivity pri nízkej záťaži, kedy znižuje frekvenciu spínania a teda strát v tranzistore. Okrem iného ponúka lacnejšie riešenie aplikácie a tiež jednoduchšie architektúry meničov, ktoré nevyžadujú kompenzačné prvky. Veľkou nevýhodou, ktorá bráni jej širokému uplatneniu je veľké zvlnenie ako aj EMI, ktoré sa ťažko potláča pre široké frekvenčné spektrum. Zariadenia v PFM modulácii v neaktívnom režime (sleep-mode) spotrebujú rádovo  $\mu\text{A}$ .

Skĺbenie výhod a potlačenie nevýhod spočíva v kombinácii oboch modulácií na jeden čip. Pri nízkych záťažiach využíva regulátor PFM moduláciu a od hraničného prúdu využíva PWM moduláciu. Tým sa dosiahne vysoká efektivita skrz celé záťažové pásmo, nízke zvlnenie ako aj EMI pri veľkej záťaži. Avšak pri rýchlej zmene záťaže napr. z neaktívneho do aktívneho režimu, má regulátor vďaka nižšej frekvencii PFM pomalšiu odozvu a výstupné napätie na chvíľu poklesne. Vzniká tzv. output-voltage sag. Tento jav možno minimalizovať pomocou dynamic voltage positioning,

kedy v PFM móde je výstupné napätie zvýšené o cca 1 %. Niektoré zariadenia ponúkajú prechodný mód, kedy pomocou signálov z kontrolnej jednotky sa zlepšuje odozva oproti PFM a efektívnosť oproti PWM módu. [11] [12] [14]

### **Energetické straty**

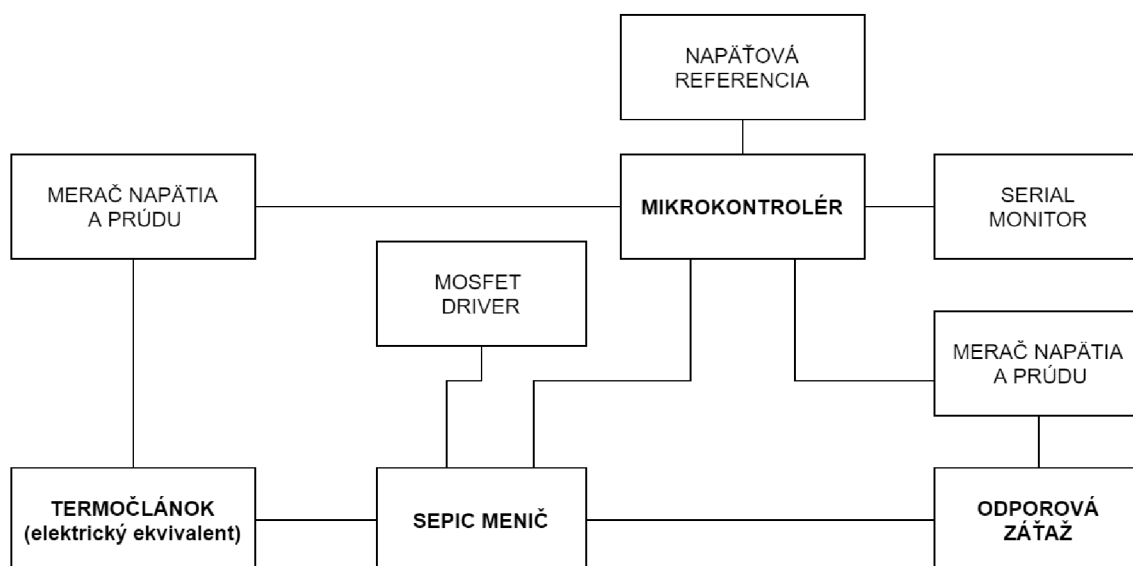
Strata energie v spínaných regulátoroch býva vo viacerých oblastiach. Prvou je nabíjanie a vybíjanie vnútornej kapacity MOSFETu, pričom s rastúcou frekvenciou strata rastie. Ďalší úbytok nastáva pri prechode prúdu cez nenulový odpor kanálu MOSFETu. Taktiež nastáva strata vplyvom parazitných odporov kondenzátora, cievky a tiež pri ohmickej strate na odporoch. Ohmická strata nastáva hlavne pri asynchrónnom spínaní na usmerňovacej dióde. [11]

## 4 MPPT Regulátor

Po preštudovaní teórie termočlánkov, regulátorov a algoritmov pre maximálny prenos výkonu, bola vytvorená testovacia jednotka. Táto jednotka demonštruje funkčnosť algoritmu pre nájdenie MPP. Po vhodnej úprave môže byť napojená na termočlánok a nabíjať akumulátor, napr. power banku. Testovacia jednotka sa skladá z regulátora, napätového zdroja s vnútorným odporom a záťaže. Napätový zdroj s vnútorným odporom simuluje termočlánok.

### 4.1 Hardvér

Regulátor je navrhnutý pre termočlánok TE-MOD-10W4V-40 od firmy TEGpro. Tento termočlánok je určený pre prácu v teplotnom rozsahu do 330°C. Výstupný výkon je 9,8 W pri rozdieli teplôt 270°C. Vnútorný odpor sa pohybuje v rozmedzí od 0,9  $\Omega$  do 1,9  $\Omega$ . Napätie naprázdno až do 8 V a prúd nakrátko 5 A. Podrobnejšie špecifikácie sú v prílohe. Pre overenie funkčnosti bol vytvorený jednoduchý elektrický model termočlánku simulovaný napätovým zdrojom 2 V až 8 V s vnútorným odporom 1,79  $\Omega$ . Elektrická náhrada termočlánku sa skladá z laboratórneho napätového zdroja so vstupným napätím 2 až 8 V s externým vnútorným odporom 1,79  $\Omega$ . Vnútorný odpor je zložený zo štyroch paralelne zapojených výkonových, 5W, 6,8  $\Omega$  odporov. Záťaž má fixných 10,22  $\Omega$ .



Obr. 4.1: Blokové schéma celej testovacej jednotky.

Samotný regulátor v sebe zahrňuje DC/DC menič v SEPIC topológii. Meranie napätia na vstupe a výstupe prebieha odporovým deličom. Meranie prúdu na vstupe a výstupe je realizované pomocou diferenčného zosilňovača. Ďalšou časťou je mikrokontrolér Arduino Nano, ktorý má na starosť spracovanie elektrických veličín, skrz, ktoré P&O algoritmom vypočíta MPP a určí striedu, ktorú posielajú do spínacieho MOSFETu. Pre dostatočné budenie MOSFETu je medzi mikrokontrolér a MOSFET pridaný push-pull driver. Driver pozostáva z push-pull dvojice tranzistorov. Poslednou časťou je napätová referencia pre presnejšie meranie elektrických veličín.

### 4.1.1 DC/DC SEPIC menič

Menič má na starosť dodať na výstupe požadované napätie. Základné parametre meniča sú nasledovné:

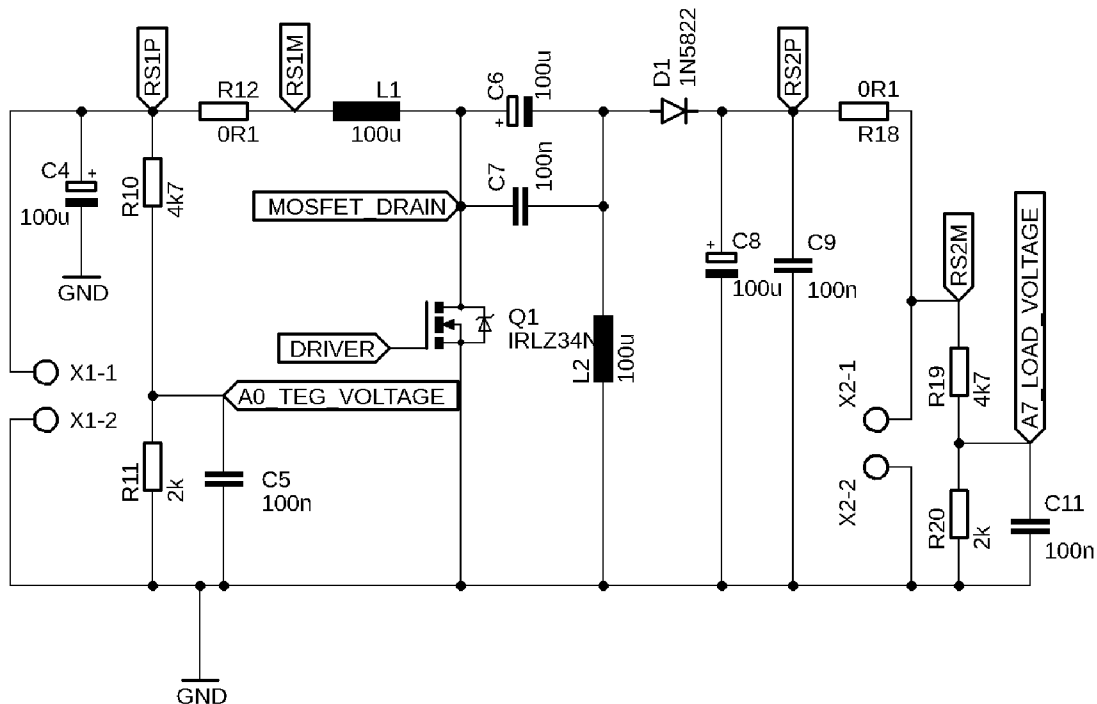
- Vstupné napätie naprázdno 2 V až 8 V s vnútorným odporom 1,79  $\Omega$
- Výstupné napätie 5 V (aj keď v testovacej jednotke bude výstup variabilný)
- Maximálny výstupný prúd: 2 A
- Maximálne výstupné zvlnenie 250 mV
- Spínacia frekvencia najvyššia možná pre minimalizáciu kapacity a indukcie súčiastok
- Predpokladaná efektívnosť 80 %
- Operácia v CCM móde
- Spínanie PWM moduláciou

Pre potenciálne úpravy, vysokú efektívnosť v celom napätovom rozsahu a implementovanie MPPT bol vytvorený menič z diskretných súčiastok. Minimálne napätie termočlánku je 1 V pri impedančnom prispôsobení a 8 V pri napätí naprázdno. Pre 5 V výstup bola preto zvolená SEPIC topológia. Táto topológia bola vybratá kvôli jednoduchej implementácii a riadeniu. Treba ešte podotknúť, že aj keď je menič navrhnutý na výstupných 5 V, v testovacej jednotke je výstupné napätie variabilné, pretože pri fixnej záťaž, nie možné vždy dosiahnuť 5 V. Reálny akumulátor má však premenlivý nabíjací prúd a odpor. Celkový návrh meniča je na obr. 4.2. Potrebné výpočty boli prevzaté z [18].

#### Pracovná frekvencia, strieda

Spínacia frekvencia z Arduino Nano je obmedzená frekvenciou procesora, ktorá je 16 MHz. Zvolené rozlíšenie PWM modulácie bolo 8 bitov (256 hodnôt). Podľa 4.1 je teda maximálna spínacia frekvencia 62,5 kHz.

$$f_{max} = \frac{f_{CPU}}{N} = \frac{16\,000\,000}{256} = 62,5\,kHz \quad (4.1)$$



Obr. 4.2: Návrh SEPIC meniča.

Maximálna a minimálna predpokladaná strieda ( $D$ ) je daná podľa 4.2 resp.4.3, kde  $V_{fwd}$  je napätový úbytok na dióde a  $\eta$  je očakávaná efektivita meniča.  $V_{fwd}$  je úbytok na dióde a typická Schottkyho dióda ma 400 mV pri 2 A pri teplote 25°C.

$$D_{max} = \frac{(U_{OUT} + U_{FWD}) \cdot \eta}{U_{IN} + U_{OUT} + U_{FWD}} = \frac{(5 + 0,4) \cdot 0,8}{1 + 5 + 0,4} = 67,5 \% \quad (4.2)$$

$$D_{min} = \frac{(U_{OUT} + U_{FWD}) \cdot \eta}{U_{IN} + U_{OUT} + U_{FWD}} = \frac{(5 + 0,4) \cdot 0,8}{8 + 5 + 0,4} = 32,2 \% \quad (4.3)$$

### Cievky

Jednou z prvých podmienok pre výber cievky je určiť zvlnenie na indukciu. Vysoké zvlnenie zvyšuje elektro-magnetické rušenie, naopak veľmi malé môže spôsobiť nestabilitu. Osvedčené pravidlo je zvoliť 20% až 40% zo vstupného prúdu. Zvolený bol stred, 30%. Zvlnenie je teda 750 mA podľa 4.4.

$$\Delta I_L = \frac{30\% \cdot I_{INmax}}{\eta} = \frac{0,3 \cdot 2}{0,8} = 750 \text{ mA} \quad (4.4)$$

Minimálna indukcia je 14,4  $\mu\text{H}$  vypočítaná podľa 4.5 a je platná pre obe cievky. Ďalej cievka musí byť dostatočne prúdovo dimenzovaná s čo najnižším parazitným odporom. Maximálny prúd cievkou je daný 4.6 resp. 4.7. S rezervou bola zvolená cievka



o indukčnosti 100  $\mu\text{H}$  s maximálnym priemerným prúdom do 3 A a s parazitným odporom maximálne 80  $\text{m}\Omega$ .

$$L_{min} = \frac{V_{INmin} \cdot D_{max}}{\Delta I_L \cdot f_{sw}} = \frac{1 \cdot 0,675}{0,75 \cdot 62500} = 14,4 \mu\text{H} \quad (4.5)$$

$$I_{L1max} = \frac{I_{IN}}{\eta} + \Delta I_L/2 = \frac{2}{0,8} + 0,75/2 = 2,875 \text{ A} \quad (4.6)$$

$$I_{L2max} = I_{OUT} + \Delta I_L/2 = 2 + 0,75/2 = 2,375 \text{ A} \quad (4.7)$$

## Kondenzátory

Počas doby kedy je spínač vypnutý kondenzátor na výstupe poskytuje dočasnú energiu. Preto je potrebné dostatočné dimenzovanie na požadované zvlhnenie. Potrebná výstupná kapacita sa vypočíta podľa 4.8. Pri nízkom ESR, napr. pri použití keramických kondenzátorov možno straty zanedbať. Vybratý bol 100  $\mu\text{F}$  elektrolytický kondenzátor a paralelne k nemu kvalitný 100 nF keramický kondenzátor, pre zníženie ESR. Vstupná dvojica kondenzátorov, ako aj C2 sú navrhnuté rovnako aj keď sa nevyžaduje až tak veľká kapacita.

$$C_{OUT} \geq \frac{I_{OUT} \cdot D_{max}}{V_{rpl} \cdot f_{sw}} \geq \frac{2 \cdot 0,675}{0,25 \cdot 62500} \geq 86,4 \mu\text{F} \quad (4.8)$$

## MOSFET spínač

Dôležitým prvkom meniča je spínač. Požaduje sa rýchle spínanie, musí zvládnuť napäťové špičky a mať minimálnu výkonovú stratu pre zvýšenie efektivity a vyhnutiu sa dodatočnému chladeniu. Tieto požiadavky splňuje MOSFET IRLZ34N od firmy International Rectifier. Tento MOSFET poskytuje dobré vlastnosti ako:

- $R_{DSon} = 46 \text{ m}\Omega$  ( $V_{gs} = 5 \text{ V}$ )
- $Q_{gate} = 25 \text{ nC}$
- $C_{input} = 880 \text{ pF}$
- $I_{DSmax} = 30 \text{ A}$
- $t_{on} = 108,9 \text{ ns}$ ;  $t_{off} = 50 \text{ ns}$  ( $R_G = 6,5 \Omega$ ,  $V_{GS} = 5 \text{ V}$ )
- $V_{DSbreak} = 55 \text{ V}$
- $R_{\Theta JA} = 62 \text{ }^\circ\text{C/W}$

Ďalšie vlastnosti možno vyčítať z datasheetu v externej prílohe. Maximálny prúd spínačom je 5,25 A, vypočítaný podľa 4.9. Predpokladaný maximálny vyžarovaný

výkon je 660 mW vypočítaný podľa 4.10, pričom  $I_{QRMS}$  je priemerný prúd tranzistorom vypočítaný podľa 4.11,  $r_{DSon}$  je odpor drain to source kanála v zopnutom stave,  $t_{rise}$  a  $t_{fall}$  sú časy pokiaľ sa zopne resp. vypne MOSFET. Pri  $R_{\Theta JA}$  62 °C/W je výstupná teplota maximálne 66 °C vypočítaná podľa 4.12, pričom operačný rozsah je až do 175 °C, takže nie je nutné dodatočné chladenie.

$$I_{Qmax} = I_{L1max} + I_{L2max} = 2,875 + 2,375 = 5,25 \text{ A} \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned} PD_{max} &= (I_{Qrms})^2 \cdot R_{ds} \cdot D_{max} \cdot I_{Qmax} \cdot (U_{INmin} + U_{OUT} + U_{FWD}) \cdot \frac{t_{rise} + t_{fall}}{2} \cdot f_{sw} \\ &= 3,05^2 \cdot 0,05 \cdot 0,675 \cdot 5,25 \cdot (1 + 5 + 0,4) \cdot \frac{1 \cdot 10^{-6} + 1 \cdot 10^{-6}}{2} \cdot 62500 = 660 \text{ mW} \end{aligned} \quad (4.10)$$

$$I_{Qrms} = \frac{I_{IN}}{\sqrt{D_{max}}} = \frac{2,5}{\sqrt{0,675}} = 3,05 \text{ A} \quad (4.11)$$

$$t_{max} = t_{amb} + P_{max} \cdot R_{\Theta JA} = 25 + 0,66 \cdot 62 = 65,92 \text{ °C} \quad (4.12)$$

## Usmerňovacia dióda

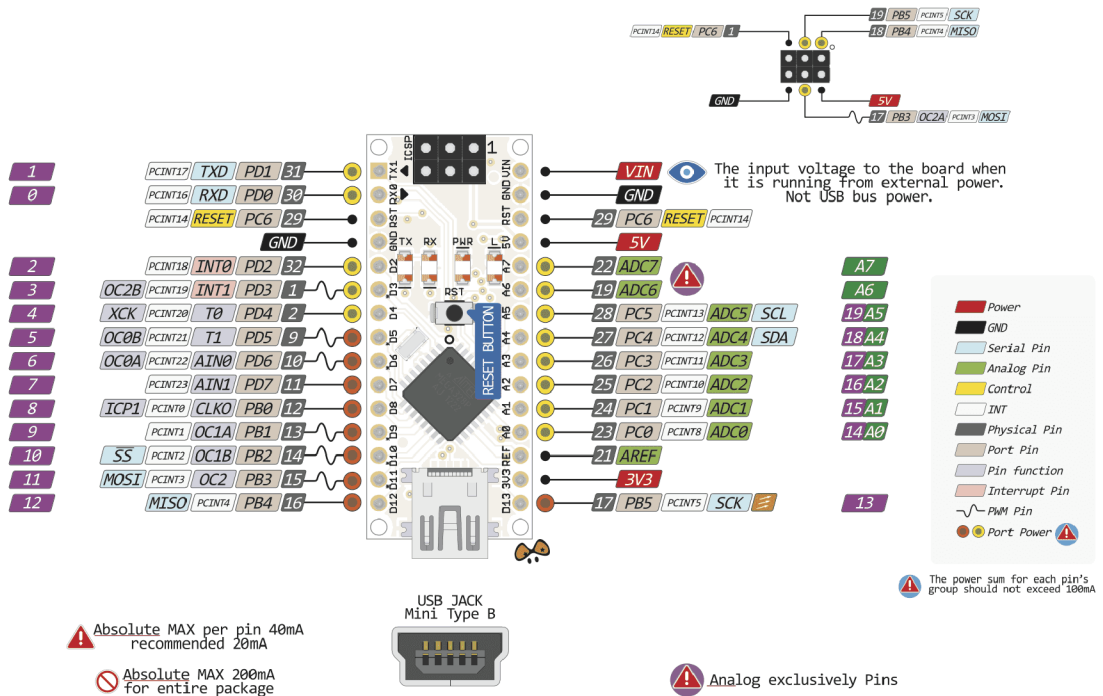
Ako usmernenie v obvode slúži Schottkyho dióda. Požadované vlastnosti sú: prúd aspoň  $I_{OUT}$ , teda 2 A, rýchle spínanie, nízky napäťový úbytok. Rýchle spínanie zaisťujú, aby nevznikali napäťové špičky, ktoré by mohli poškodiť spínací tranzistor. Nízky napäťový úbytok je dôležitý pre efektivitu. Tento účel spĺňa dióda 1N5822 od firmy Vishay General Semiconductor. Priemerný maximálny prúd môže byť 3 A, v špičkách až 80 A. Schottkyho dióda principiálne poskytuje dostatočnú rýchlosť. Napäťový úbytok je 400 mV pri prúde 2 A. Viac informácií je v katalógovom liste v externej prílohe.

## 4.1.2 Mikrontrolér - Arduino Nano

Riadiacou jednotkou regulátora je platforma Arduino Nano. Tento mikrontrolér bol zvolený pre jednoduchú, dostupnú implementáciu a rýchle prototypovanie. Architektúra je postavená na procesore ATmega328. Procesor má 32 KB flash pamäte, 2 KB SRAM a 1 KB EEPROM pamäte. Základná taktovacia frekvencia je 16 MHz. Napájanie je od 7 V do 12 V, alebo 5 V skrz USB rozhranie. Zvolené bolo napájanie pomocou USB rozhrania. Samotné programovanie platformy prebieha vo vývojovom prostredí Arduino IDE.

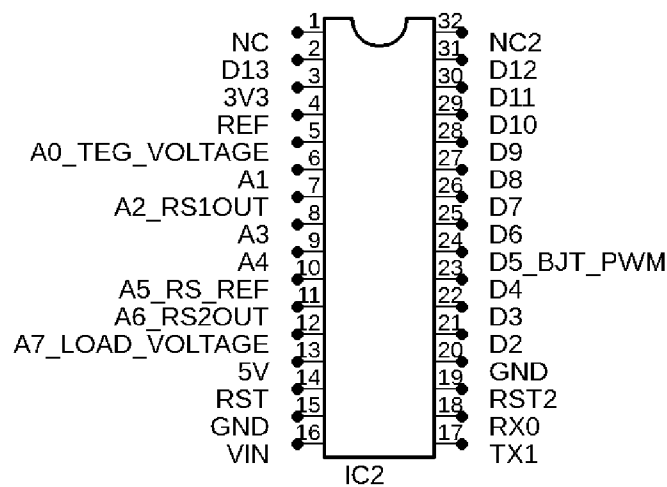
Každý zo 14 digitálnych pinov na Arduino Nano možno použiť ako vstup alebo výstup. Pracovné napätie pinov je 5 V. Maximálny prúd pre pin je 40mA. obsahuje interný pull-up rezistor 20 – 50 kΩ. Okrem toho niektoré piny na doske majú špecializované funkcie:

- **Seriová linka:** pin 0 (RX) a 1 (TX). Používa sa pre príjem (RX) a prenos (TX) dát.
- **Externé prerušenie:** pin 2 a 3. Tieto piny môžu byť konfigurované tak, aby spustili prerušenie.
- **PWM:** piny 3, 5, 6, 9, 10 a 11 poskytujú 8-bitový PWM výstup funkciou *analogWrite()*.
- **SPI:** piny 10 (SS), 11 (MOSI), 12 (MISO), 13 (SCK). Tieto piny podporujú hardwarovú SPI komunikáciu.
- **Analógové vstupy:** 8 analógových vstupov, z ktorých každý poskytuje 10-bitové rozlíšenie (t.j. 1024 rôznych hodnôt). Referenčné napätie pre analógové vstupy je štandardne 5 V.
- **I2C:** používajú sa analógové piny 4 (SDA) a 5 (SCL). Podporuje komunikáciu I2C.
- **AREF:** pin sa používa ako referenčné napätie pre analógové vstupy.
- **Reset:** tento pin pri hodnote log. 0 resetuje čip.



Obr. 4.3: Pinout Arduino Nano. [19]

Popis jednotlivých pinov bol prebratý z [19]. Hardvérové zapojenie jednotlivých pinov na mikronkontrolér, je na obr.4.4. Na REF sa napája externá referencia 2,56 V. Pinom A0\_TEG\_VOLTAGE sa meria vstupné napätie. Pinom A7\_LOAD\_VOLTAGE sa meria výstupné napätie. Pinom A2\_RS1OUT sa meria vstupný prúd. Pinom A6\_RS2OUT výstupný prúd. Pinom A5\_RS\_REF sa nastavuje predpätie 500 mV pre diferenčný zosilňovač. Z pinu D5\_BJT\_PWM putuje PWM signál na vstup push-pull drivera, ktorý spína MOSFET. Z pinu „5V“ je napájaná referencia, diferenčné zosilňovače. Na piny GND je napojené uzemnenie celého obvodu. Ostatné piny sú nevyužívané. Piny A5, D5, „5V“ sú použité ako výstupy. Ostatné použité piny ako vstupy.



Obr. 4.4: Hardvérové napojenie mikrokontroléra na periférii.

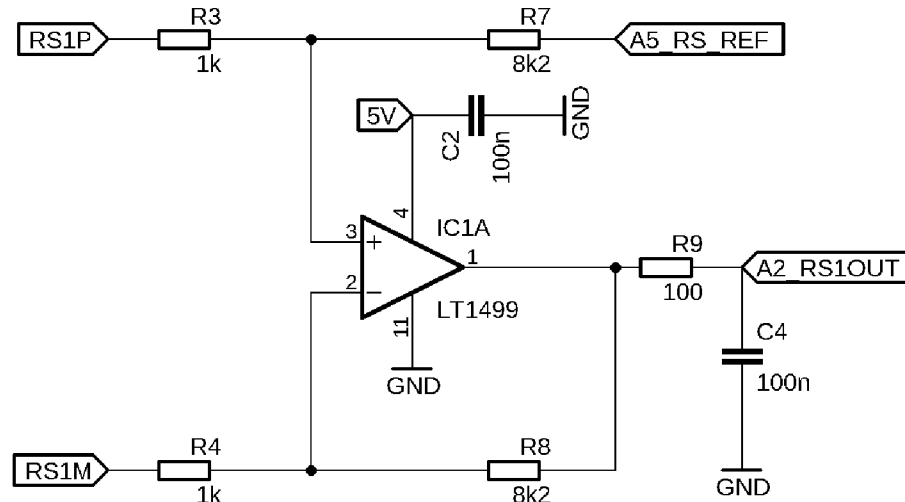
### 4.1.3 Meranie napätia a prúdu

Napätie sa meria napätovým deličom. Maximálne merané napätie je 8 V. Napätová referencia obmedzuje čítanie do 2,56 V, preto bol zvolený pomer rezistorov podľa 4.13 na 3,2 x. 10 bitový A/D prevodník Arduina poskytuje 1024 hodnôt, rozlíšenie je teda 8 mV podľa 4.14. Na odfiltrovanie vysoko frekvenčných zložiek bol pridaný 100 nF blokovací kondenzátor. Tento postup bol použitý na meranie vstupného ako aj výstupného napätia.

$$N_{Vratio} = V_{INmax}/U_{REF} = 8/2,56 = 3,125 \quad (4.13)$$

$$V_{resolution} = U_{REF}/N_{10bit} \cdot N_{ratio} = 2,56/1024 \cdot 3,2 = 8mV \quad (4.14)$$

Prúd sa meria úbytkom napätia na rezistore, ktorý je diferenčným zosilňovačom po zosilnení privedený do Arduina. Pre čo najmenšiu stratu bol zvolený 100 mΩ odpor. Na meranie malých prúdov je potrebné aby operačný zosilňovač mal minimálny napätový offset. Navyše si dizajn vyžaduje rail-to-rail typ operačného zosilňovača ako aj single supply napájanie 5 V.



Obr. 4.5: Zapojenie diferenčného zosilňovača.

Všetky požadované parametre splňuje dostupný operačný zosilňovač LT1499 od firmy Linear Technology. Výrobca garantuje maximálne 475 μV offset, dostatočnú šírku pásma, napájanie single supply a operáciu rail-to-rail. Prúd môže dosahovať 2 A z termočlánku, resp. cez 1 A na záťaži. Cieľom je teda minimalizovať straty, na druhú stranu poskytnúť dostatočné rozlíšenie prúdu. Pri 100 mΩ odpore teda dochádza k napätovému úbytku maximálne 200 mV. Arduino s externou referenciou je schopné merať do 2,56 V a preto maximálny zosilňujúci pomer je 10,3 podľa 4.15. Pre rezervu bol zvolený pomer 8,2 x, dvojicou odporov 8,2 kΩ a 1 kΩ. Pričom odpory majú 1% presnosť, pre čo najmenšiu odchýlku. Rozlíšenie merania prúdu je 3,05 mA podľa 4.16. Zapojenie diferenčného zosilňovača je na obr.4.5. Meranie prúdu bolo testované nasledovne. Bola meraná odchylka oproti skutočnému prúdu. Odchylka predstavovala v priemere 2 mA. Skutočný prúd bol meraný ako napätie na multimetri vydelené fixným odporom. Pri  $U_{OC} > 6,3$  V zosilňovač meral chybné hodnoty. Pravdepodobne to bolo spôsobené malým rozsahom zosilňovača. Všetky merania sa preto teda obmedzili do  $U_{OC} < 6,3$  V.

$$N_{Iratio} = (U_{REF} - U_{set})/V_{RSmax} = (2,56 - 0,5)/0,2 = 10,3 \quad (4.15)$$

$$I_{resolution} = U_{REF}/N_{10bit} \cdot N_{Iratio} = 2,56/1024 \cdot 8,2 = 3,05 \text{ mA} \quad (4.16)$$

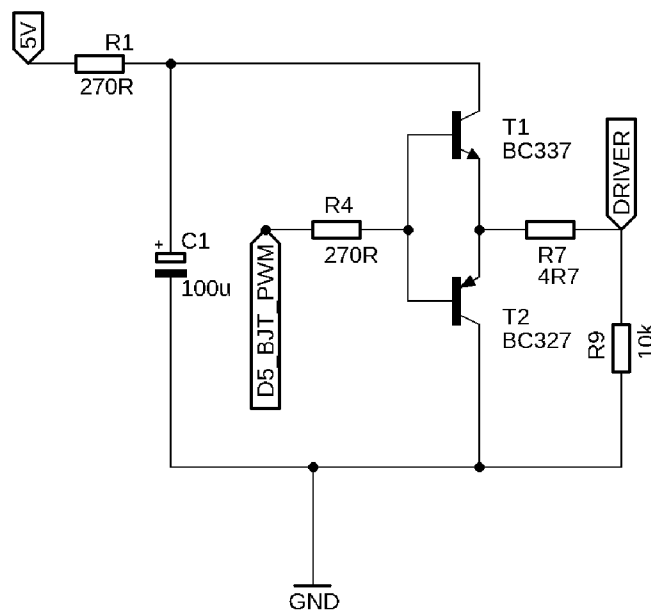
Na neinvertujúci vstup je cez R7, resp. R16, privedených 500 mV z Arduina Nano. Toto napätie zaisťuje aby sa operačný zosilňovač aj pri malých prúdoch nepohyboval blízko nuly, kde nastávajú problémy so správnym zosilnením a celkovo meraním. Napájanie LT1499 je priamo z 5 V z USB a na vstupe je 100 nF filtračný kondenzátor.

$$f_m = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot 3,14159 \cdot 100 \cdot 100 \cdot 10^{-9}} = 159,15 \text{ Hz} \quad (4.17)$$

Na výstupe je dolná priepusť, ktorá filtruje vyššie zložky, ktoré môžu spôsobiť nesprávnu merania. Medzná frekvencia je 159,15 Hz podľa 4.17 a na 15,9 kHz, keďže sa jedná o filter prvého rádu, poskytuje približne 40 dB útlm, ktorý je dostačujúci.

#### 4.1.4 MOSFET driver

Spínací MOSFET IRLZ34N má vnútornú kapacitu 880 pF, ktorá sa musí nabiť predtým než MOSFET prejde do plne otvorenej stavu. Pre rýchlu odozvu MOSFETu je preto nutné dodať značný prúd, desiatky až stovky mA. Arduino Nano má maximálny doporučený výstupný prúd 20 mA. Na posilnenie výstupu bola preto zaradená push-pull dvojica NPN BC337 a PNP BC327 bipolárnych tranzistorov. Kým NPN tranzistor dodáva prúd a otvára MOSFET, PNP tranzistor slúži na rýchle odvedenie prúdu a rýchle vybitie vnútornej kapacity.

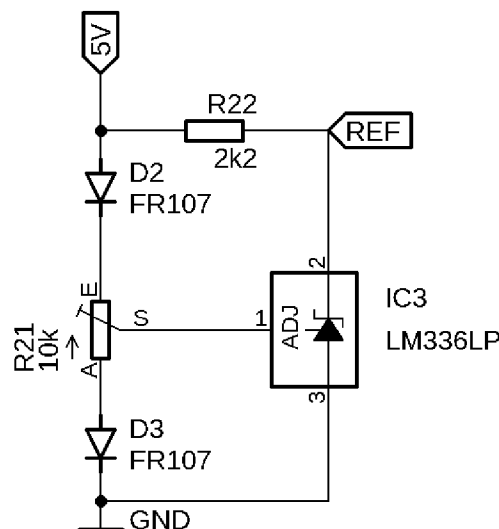


Obr. 4.6: Push-pull driver pre MOSFET.

Každý z tranzistorov z nich dokáže dodať resp. odčerpať 800 mA. Na vstupe je obmedzujúci rezistor R6, ktorý obmedzuje vstupný prúd na maximálne 18 mA. K tomu je pripojený kondenzátor 100  $\mu\text{F}$ , ktorý počas prúdovej špičky poskytuje dostatok energie. Vzhľadom na veľmi krátky spínací čas, rádovo stovky ns, je napäťový pokles minimálny. Výstup tranzistorov je obmedzený výstupným rezistorom R11 na približne 450 mA. R12 slúži na odvedenie prúdu na vstupnej kapacite MOSFETu aj mimo činnosti, napr. staticky nabitým dotykcom. Celkové zapojenie je na obr.4.6.

#### 4.1.5 Napäťová referencia

Presnosť merania Arduina Nano závisí okrem presnosti A/D prevodníka aj od vnútornej referencie. Napätie vnútornej referencie je rovné napájaciemu napätiu a je teda nespoľahlivé. Arduino Nano má možnosť privedenia externej referencie na pin AREF. Ako referencia bol zvolený integrovaný obvod LM336-2.5, ktorého základom je zenerova dióda. Poskytuje 1% presnosť v rozsahu 0  $^{\circ}\text{C}$  – 70  $^{\circ}\text{C}$ , pracovný prúd od 400  $\mu\text{A}$  a nízky teplotný drift. Pre presné nastavenie a minimálny teplotný drift je zapojená dvojica diód FR107 a 10 k $\Omega$  trimmer ako je to na obr.4.7. Trimrom bolo presne nastavených 2,56 V pre dobrú deliteľnosť 10 bitového A/D prevodníka. Maximálne rozlíšenie prevodníka je 25 mV vypočítané podľa 4.18. Schéma zapojenia celej referencie je na obr.4.7.

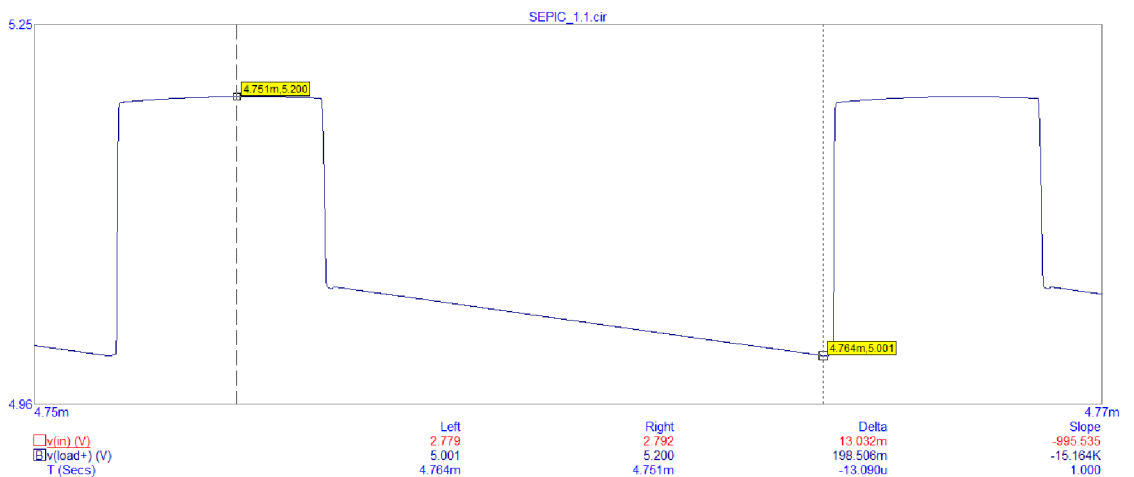


Obr. 4.7: Napäťová referencia.

$$U_{res} = U_{REF}/2^n = 2,56/1024 = 25 \text{ mV} \quad (4.18)$$

### 4.1.6 Test regulátora

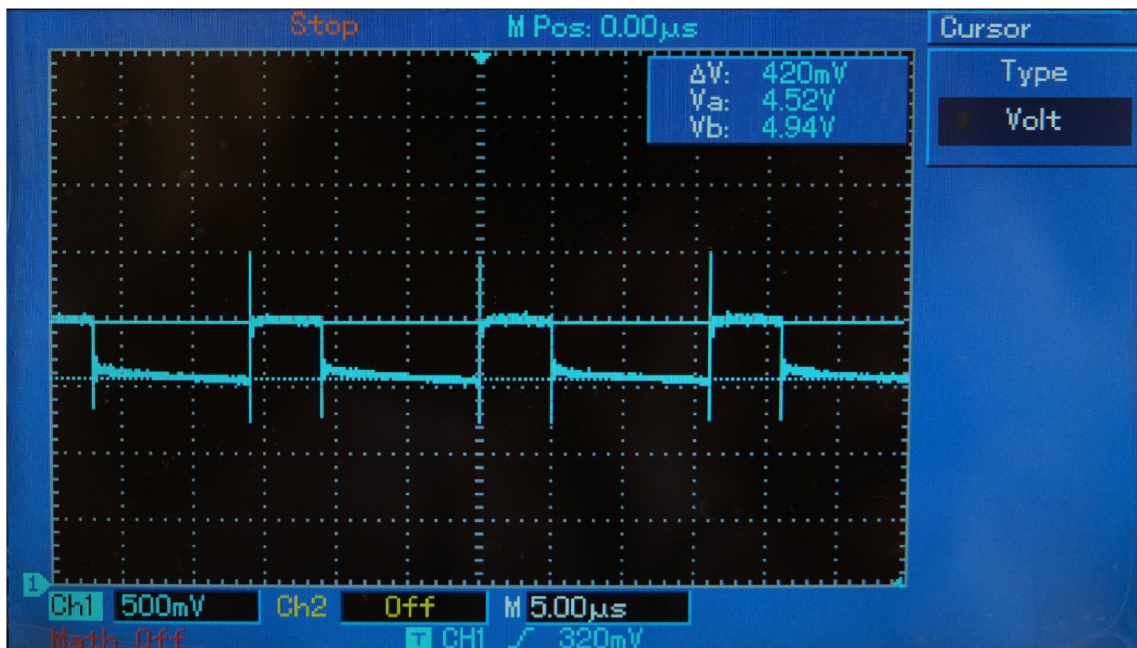
Menič spolu s driverom a diferenčným zosilňovačom bol prekreslený do simulačného programu Micro Cap 12. Schému možno vidieť v prílohe A.2, pričom boli pridané parazitné odpory cievok 80 mΩ a 100 mΩ pre elektrolytické kondenzátory. Veľkosť parazitných odporov bola prebratá z informácii od výrobcu. Termočlánok je simulovaný ako teplotne závislý zdroj napätia a vnútorným odporom 1,79 Ω. Priebeh napätia termočlánku odpovedá hodnotám pre termočlánok vyššie spomínaný TE-MOD-10W4V-40. Prevod z teploty na napätie naprázdno je daný rovnicou 4.21. Závaž je nastavená na 10,22 Ω. PWM signál z Arduina je simulovaný ako napäťový zdroj s obdĺžnikovým signálom, pričom  $V_{off}$  je 0 V,  $V_{on}$  4,68 V (namerané napätie na osciloskope), s nábežnou a zostupnou hranou 20 ns (merané osciloskopom). Ako simulácia bola nastavená analýza transient so zobrazovacím časom 10 ms pre  $U_{OC} = 5,0 \text{ V}$  ( $t_h = 200 \text{ °C}$ ).



Obr. 4.8: Výsledné simulované zvlnenie.

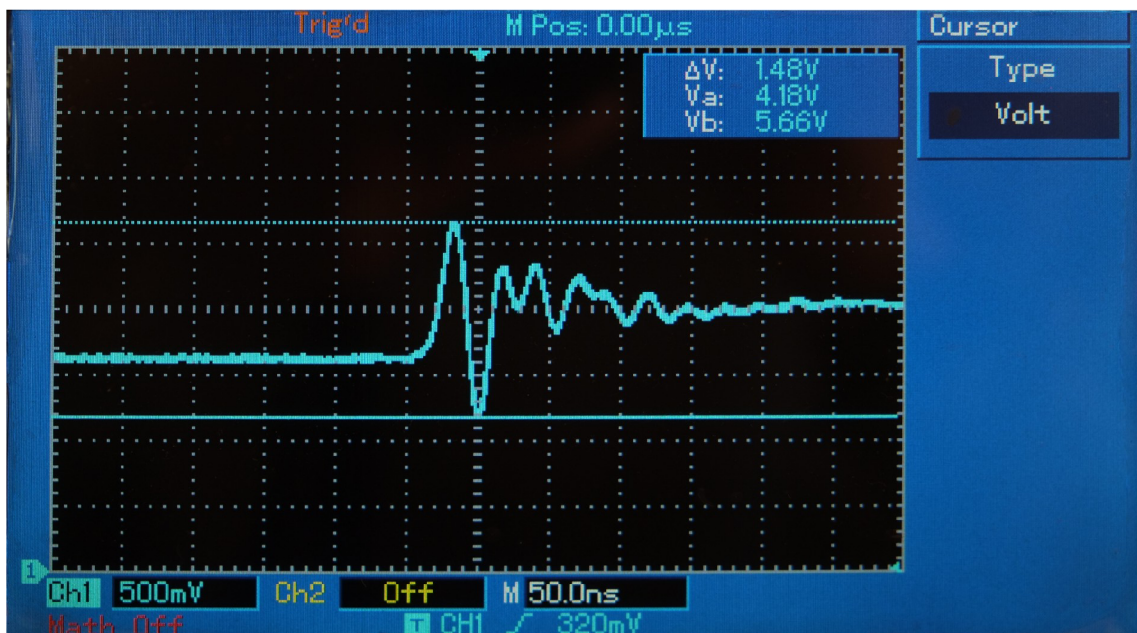
Následne pomocou osciloskopu UTD2052CEL bolo zmerané za rovnakých podmienok výstupné zvlnenie. Porovnanie výstupu v simulácii a z osciloskopu vidieť na obr.4.8 resp. obr.4.9. Kým v simulácii je zvlnenie 199 mV, v reálnom obvode je 420 mV. Navyše sú prítomné zákmity o amplitúde až 1,48 V, viď na obr.4.10. Vyššie priemerné zvlnenie je pravdepodobne spôsobené nedostatočnou vyrovnávacou kapacitou na výstupe a parazitnými odporom. Tento parazitný odpor by mal byť potlačený paralelným keramickým kondenzátorom. Vo výpočte 4.8 sa preto s týmto parazitným odporom nepočítalo. Napriek tomu výsledné zvlnenie vykazuje akoby





Obr. 4.9: Merané zvlnenie pri  $U_{OC} = 5\text{ V}$ .

parazitný odpor  $R_{ESR} = 175\text{ m}\Omega$ . Zákmity sú pravdepodobne spôsobené parazitnými indukčnosťami kondenzátorov a hlavne dlhých ciest v návrhu DPS, čo v simulácii nebolo zahrnuté. Pre zlepšenie výstupu bol pridaný elektrolytický kondenzátor  $470\text{ }\mu\text{F}$  a keramický  $100\text{ nF}$ . Výsledné zvlnenie sa potom znížilo na prijateľných  $120\text{ mV}$  a zákmity na  $720\text{ mV}$ .



Obr. 4.10: Zákmity spôsobené parazitnou indukčnosťou.

## 4.2 Firmware

Firmware sa skladá z troch častí. Prvá časť je zodpovedná za meranie napätia a prúdu na vstupe ako aj na výstupe. Druhá časť je zodpovedná za výpočet a optimalizovanie striedy. Tretia časť je zodpovedná za vypisovanie hodnôt cez sériovú linku do počítača.

Základný popis algoritmu je v sekcii 2.2. Vývojový diagram programu je v prílohe A.6. Po úvodnom štarte sa definujú premenné určujúce počiatočnú striedu, krok striedy, korekčné faktory pre meranie prúdu a napätia získané experimentovaním a ďalšie potrebné premenné. V nastavení `void setup()` program započne seriovú komunikáciu, nastaví externú referenciu, počiatočnú striedu a divider pre nastavenie 62,5 kHz PWM signálu. V časti `void loop()` mikrokontrolér nastaví striedu. Následne meria elektrické veličiny. Každú zmerá 10 x a potom ich spriemeruje. Následne sa vypočíta výkon na vstupe (`tegPower`) a záťaži (`loadPower`). Potom podľa výkonu na záťaži a vstupnom napätí v porovnaní s predošlým upraví striedu o krok `s`. Krok striedy by teoreticky mohol byť 0,39 % podľa 4.19, avšak bol nastavený na 0,8 %. Od tejto hodnoty fungoval spoľahlivo a algoritmus konvergoval. V oblasti veľmi nízkych a vysokých stried je MOSFET spínač zbytočne zaťažovaný a preto je softvérovo obmedzená strieda na minimálne 5 % a maximálne na 95 %. Pri dosiahnutí tejto hodnoty sa vráti strieda na počiatočnú hodnotu.

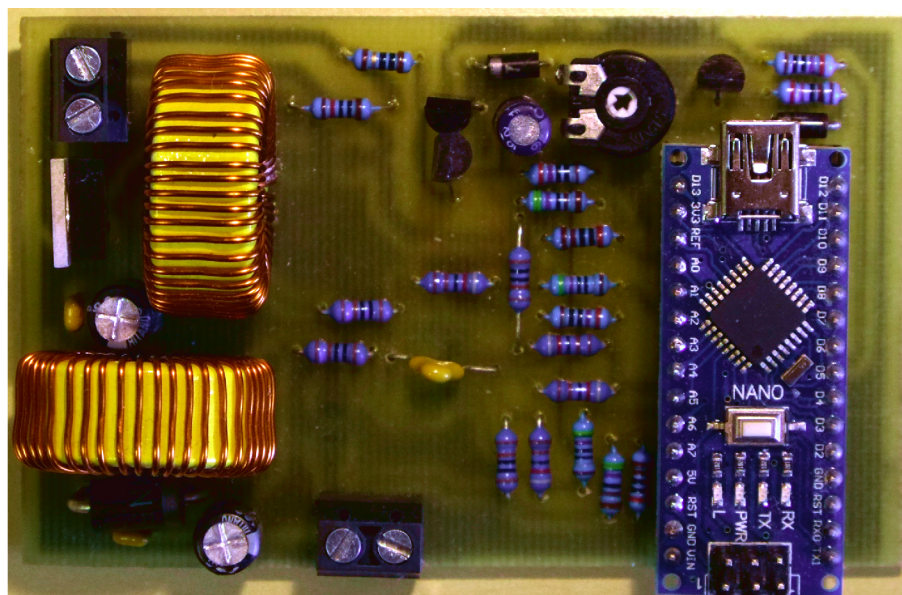
$$D_{inc} = 1/2^n = 1/2^8 = 0,39 \% \quad (4.19)$$

V nasledujúcom kroku prebieha vypisovanie hodnôt cez sériovú linku o rýchlosti 115 200 baud/s. Pomocou príkazov `Serial.print()` sa postupne vypisuje napätie, prúd, výkon na vstupe a výstupe, vypočítaná efektivita a aktuálna strieda. V poslednej časti sa do premenných uloží aktuálna hodnota výkonu na záťaži a napätia na vstupe. S týmito hodnotami sa porovnáva aktuálny stav s predošlým. V prvom cykle, keďže nie je s čím porovnávať, strieda ostáva rovnaká. Celkový program je v externej prílohe.

Potom čo bol do mikrokontroléra implementovaný firmware, bol oživený celý obvod. Algoritmus fungoval a konvergoval k MPP. Napriek tomu vzhľadom na rozlíšenie meraného napätia (8 mV) a prúdu (3,05 mA) sa stávalo, že algoritmus niekoľko cyklov za sebou nezaznamenal zmenu a preto strieda ostala na rovnakej úrovni. To sa stávalo hlavne pri nízkom vstupnom napätí. Po chvíli však už konvergoval k MPP. Konvergovanie fungovalo pri nastavení počiatočnej striedy 20 %, kedy zvyšoval striedu ako aj pri 80 % kedy naopak striedu znižoval. Príkladové výpisy zo sériovej linky možno vidieť v externej prílohe.

## 4.3 Návrh a výroba DPS

DPS bola navrhnutá v prostredí Autodesk EagleCAD 9.52. Celková schéma je v prílohe A.1. Pre Arduino Nano bola vybratá päťica na integrovaný obvod pre ľahkú manipuláciu. Ako konektory pre vstup a záťaž boli použité terminály AK500. Operačný zosilňovač LT 1499 a 100 mΩ odpory sú v SMD montáži, ostatné súčiastky pre dobrú dostupnosť a manipuláciu v THT montáži. Obvod je rozdelený pre lepšiu prehľadnosť na dva diferenčné zosilňovače, napäťovú referenciu, mikrokontrolér Arduino Nano a menič spolu s push-pull driverom. Samotná DPS kvôli dostupnosti výroby bola jednostranná, preto sú všetky vodivé cesty z jednej strany. Po stranách sú konektory, MOSFET, ktorý vyžaruje najviac tepla a Arduino Nano. Vo vnútri dosky sú umiestnené ostatné súčiastky. Vodivé cesty sú široké 70 mil pre výkonové časti, 24 mil pre cesty napojené na LT1499, ostatné cesty majú šírku 40 mil. Celkovo sú cesty široké, aby sa zaistilo správne vyleptanie aj v domácej výrobe. Návrh DPS je v prílohe A.3. Osadenie súčiastok v prílohe A.4 resp.A.5.



Obr. 4.11: Hotový regulátor. Pohľad zhora.

Fyzická výroba DPS bola v domácich podmienkach. Na výrobu bol použitý chlorid železitý, cuprexitit o hrúbke medi 35  $\mu\text{m}$ , fotopapier, žehlička a laserová tlačiareň. Návrh bol vytlačený na fotopapier, následne prežehlený na cuprexitit. Potom sa papier nechal odmočiť, odstránil sa a DPS sa vložila do nádoby s chloridom železitým. Leptanie bolo priebežne kontrolované a trvalo 40 minút. Následne bola DPS očistená, natretá ochranným lakom a osadená súčiastkami. Nakoniec bol ešte pridaný kondenzátor C2, ktorý v pôvodnom návrhu chýbal. Hotová DPS je na 4.11

## 4.4 Meranie funkčnosti a efektivity

Vo funkčnom obvode boli dve hlavné merania. Prvé sa zaoberalo funkčnosťou MPPT regulátora, či dokáže nájsť bod maximálneho výkonu, ako rýchlo a ako pracuje v oblasti MPP. Druhé meranie bolo zamerané na porovnanie efektivity s vypočítanou fixnou striedou a variabilnou striedou určenou P&O algoritmom. Z charakteristiky termočlánku bol vytvorený prepočet ekvivalentu teploty teplej strany termočlánku na napätie naprázdno ako 4.20. Pričom teplota studenej strany bola fixných 30 °C.

$$U_{OC} = 0,0299 \cdot t_h - 0,9671 \quad (4.20)$$

Overenie dosiahnutia bodu MPP, ako aj rýchlosti konvergenzie bolo dosiahnuté korekciou z počiatočnej striedy z 20 % a 80 %. Tým sa docielilo, že regulátor musel striedu zvyšovať resp. znižovať. Meranie rýchlosti prebiehalo s nastaveným  $U_{OC} = 2,02$  V odpovedajúce teplote 100 °C. Následne sa nastavila počiatočná strieda 20 % a spustil sa algoritmus. Merala sa čas od začiatku algoritmu až po striedu, pri ktorej bol obvod v MPP. Následne sa rozdiel časov vydělil priemernou dobou cyklu - 115 ms a porovnal sa s teoreticky minimálnym počtom cyklov. Takéto meranie prebiehalo aj pre počiatočnú striedu 50 % a 80 %, pričom pre každú striedu tri krát. Potom celé meranie aj pre teplotu  $U_{OC} = 5$  V (200 °C). Okrem počtu cyklov sa merala efektivita prenosu výkonu a tiež strieda ktorú algoritmus nastavil. Priemer z troch meraní je v tab. 4.1. Pričom  $D_0$  je počiatočná strieda,  $N_{MIN}$  je minimálny počet cyklov,  $N_{MEAS}$  je meraný počet cyklov. *RATIO* je pomer počtu meraných cyklov voči minimálnemu počtu cyklov. Všetky údaje z meraní sú obsiahnuté v externej prílohe.

Tab. 4.1: Rýchlosť konvergenzie k bodu MPP.

teplota [°C]	$U_{OC}$ [V]	$D_0$ [%]	$D_{MPP}$ [%]	$N_{MIN}$	$N_{MEAS}$	<i>RATIO</i>	$\eta$ [%]
100	2,02	20	66,7	58,3	168,0	2,88	50,5
100	2,02	50	67,6	22,0	167,3	7,60	53,5
100	2,02	80	73,1	8,7	9,0	1,03	52,1
200	5,00	20	67,7	59,7	87,7	1,47	68,3
200	5,00	50	68,7	23,3	67,7	2,91	68,0
200	5,00	80	68,3	14,7	18,7	1,27	68,3

Konvergovanie k MPP si vyžiadalo u počiatočnej striedy 20 % 2,9 x, resp. 1,5 x násobok minimálneho počtu cyklov. U striedy 50 % 7,6 x, resp. 2,9 x. U striedy 80 % 1 x, resp. 1,3 x. Tento relatívne vysoký pomer, pre striedy 20 % a 50 % je zapríčinený slabým rozlíšením merania prúdu (3,05 mA) a napätí (8 mV). Stávalo sa,



že napriek 10 násobnému vzorkovaniu boli hodnoty rovnaké a teda strieda sa vôbec neupravila. Na druhej strane, v okolí MPP už strieda a teda ani výkon neosciloval keďže, zmena výkonu nebola merateľná. Všetky hodnoty výslednej striedy v bode MPP sa odčítali až po ustálení. Zlepšiť rýchlosť konvergencie možno docieľiť lepším rozlíšením, prípadne sofistikovanejším softvérom, ktorý pri veľkých zmenách urobí veľkú zmenu striedy a opačne. Na druhej strane ale s vyšším rozlíšením je spojená oscilácia v okolí bodu MPP, na čo treba myslieť. V relatívnom čase, pri priemernom čase cyklu 115 ms, je však rýchlosť konvergencie maximálne rádovo v sekundách, čo je pri plynulom ohreve resp. chladení termočlánku dostačujúce.

Nasledovalo meranie maximálnej efektivity pre fixnú striedu a variabilnú striedu danú algoritmom. Fixná hodnota striedy sa počítala pre maximálny výkon podľa rovníc 4.21 až 4.25.

$$U_{OC} = 0,0299 \cdot t_h - 0,9671 = 0,0299 \cdot 100 - 0,9671 = 2,023 \text{ V} \quad (4.21)$$

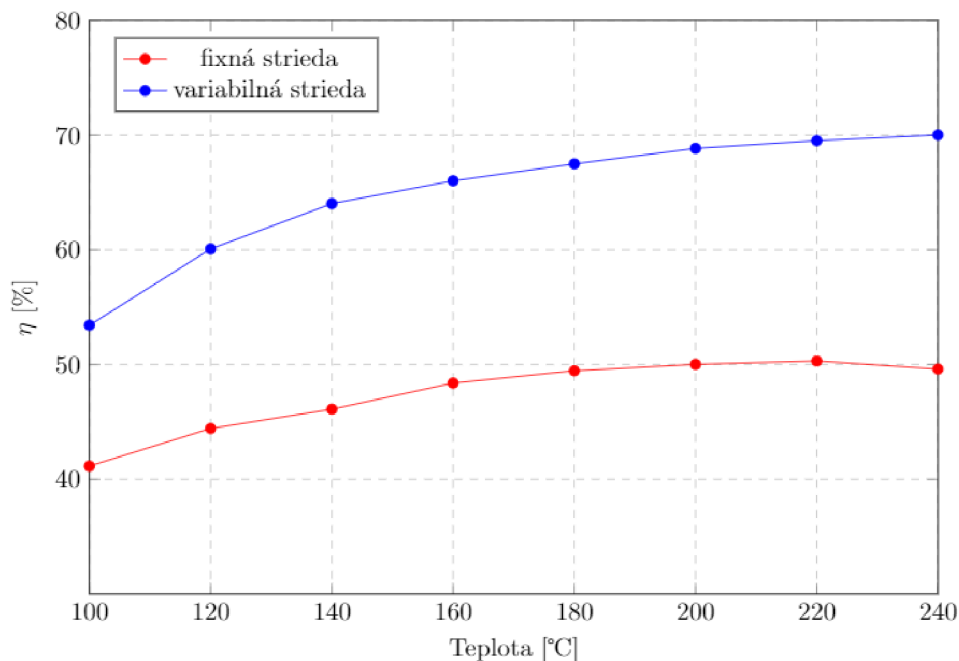
$$P_{max} = \frac{(U_{OC}/2)^2}{R_{int}} = \frac{(2,023/2)^2}{1,79} = 0,572 \text{ W} \quad (4.22)$$

$$P_{80} = \frac{P_{max}}{\eta} = \frac{0,5715}{0,8} = 0,714 \text{ W} \quad (4.23)$$

$$U_{80} = \sqrt{P_{80} \cdot R_{int}} = \sqrt{0,714 \cdot 1,79} = 1,131 \text{ V} \quad (4.24)$$

$$D_{fix} = \frac{U_{80} + U_{fwd}}{U_{80} + U_{fwd} + U_{oc}/2} = \frac{1,131 + 0,4}{1,131 + 0,4 + 1,012} = 60,2 \text{ \%} \quad (4.25)$$

Meralo sa pre ekvivalent 100 °C až 240 °C s krokom 20 °C, s počiatočnou striedou 50 %. Pre ekvivalent teplôt viac ako 240 °C meranie neprebehlo, keďže nefungovalo správne meranie prúdu na výstupe. Meranie prebiehalo po dostatočnom ustálení, preto sa hodnoty efektivity mierne líšia od nameranej efektivity v predošlom meraní. Výsledné hodnoty sú v tab.A.1. Všetky namerané sú v externej prílohe. Porovnanie efektivity pre fixnú a variabilnú striedu možno vidieť na obr.4.12. Vypočítaná fixná strieda vykazuje nízku efektivitu (41,15 % až 50,31 %). Rovnice pre výpočet zjavne nezhrňujú všetky javy v obvode dostatočne. Naproti tomu variabilná strieda daná algoritmom vykazuje značne vyššiu efektivitu (53,43 % až 70,02 %).



Obr. 4.12: Porovnanie efektivity fixnej a variabilnej striedy.

## 4.5 Návrhy na zlepšenie

### Zvýšenie efektivity

Ako možno vidieť z výsledkov merania v tab.A.1, napriek funkčnosti P&O algoritmu regulátor pracuje maximálne s 70 % účinnosťou. Po analýze v simuláciách a informácii z literatúry, medzi značné zlepšenia efektivity patrí:

1. Spínanie vyšším napätím. Spínanie 10 V zvýši efektivitu o 2,1 %
2. Zníženie straty na rezistoroch merajúcich prúd (RS1, RS2). Zníženie na 10 mΩ zvýši efektivitu o 4,4 %. Treba podotknúť, že zníženie odporov si vyžaduje vyššiu presnosť diferenčného zosilňovača, A/D prevodník s vyšším rozlíšením, ako aj návrh DPS musí obsahovať širšie vodivé cesty, pre zníženie odporu v ceste a na spoji.
3. Výmena Schottkyho diódy za ďalší MOSFET. Zvýšenie o cca 9 %. V tomto prípade možno len zhruba odhadovať zvýšenie keďže, výmena zahŕňa v sebe väčší zásah do obvodu a výsledná zmena závisí aj od obvodu okolo. Odhadované zvýšenie vyplýva z porovnania vyžiareného výkonu pri úbytku diódy voči tranzistoru.

Všetky simulácie prebehli pre  $U_{OC} = 8$  V (ekvivalent  $t_h = 300$  °C), s konečným časom v analýze transient 20 ms, pri striede 64,5 %. Celkovo by sa týmito úpravami mohlo

dosiahnuť zvýšenie efektivity o 15,7 %.

### **Samostatné napájanie**

V navrhnutom regulátore bolo Arduino napájanie externe z počítača. Výzvou ale je zaistiť potrebných 5 V aj v prípade, že je nízke vstupné napätie. Pridaním na vstupe integrovaného boost meniča by sa tento problém teoreticky mohol vyriešiť. Avšak bol by potrebný kvalitný návrh obvodu.

### **Presnejší a rýchlejší algoritmus**

V testovacom obvode bola zmena striedy daná 8 bitovým rozlíšením, a teda 0,39 %. Reálne 0,8 %. Zjemnenie striedy sa dá docieľiť nižšou frekvenciou PWM. Arduino dokáže poskytnúť až 16 bitové rozlíšenie. Znížená frekvencia si vyžaduje vyššie indukcie a kapacity, reálne tak fyzicky väčšie a drahšie súčiastky. Navyše sú kladené vyššie nároky na spínací tranzistor. Druhou možnosťou je rýchlejší zdroj PWM, čo však vyžaduje mikrokontrolér s vyššou frekvenciou. Ďalším zlepšením sledovania MPP, by bolo dosiahnuté trojbodovým systémom merania kedy sa meria aj krok (n-2), čo prinesie lepšiu robustnosť pri rýchlej zmene vstupného napätia termočlánku.

### **Design DPS**

Zvýšenie spoľahlivosti ako aj efektivity možno docieľiť širšími cestami výkonových častí, miesto 70 mil širokej cesty použiť čo najširší polygón. Naopak pri signálových cestách možno použiť aj užšie cesty. Výkonové súčiastky, ktoré vyžarujú veľa tepla je lepšie vzdialiť od seba. Je to potrebné aby si navzájom zvýšením teploty nezhoršovali svoje vlastnosti (zvýšenie  $R_{DSon}$ , zvýšenie parazitných odporov kondenzátorov a cievok, ...). Na druhej strane je potrebné dať celkovo súčiastky, čo najbližšie k sebe, aby nevznikali parazitnými indukciami ciest zákmity. Podstatné je umiestniť filtračné kondenzátory blízko výstupu, aby sa zefektívnilo potlačenie zákmitov. Miesto elektrolytických kondenzátorov, možno použiť MLCC. Takisto profesionálna výroba DPS je vhodnejšia pre vysokú spoľahlivosť. Použitím SMD súčiastok by sa značne zmenšila veľkosť výslednej DPS.

## Záver

V tejto práci sa teoretická časť venovala problematike termočlánkov, algoritmov pre prenos maximálneho výkonu, napäťových regulátorov. V praktickej časti bol vyvinutý funkčný regulátor, ktorý pomocou P&O algoritmu sleduje bod maximálneho výkonu. Je schopný sa prispôbiť rôznym termočlánkom a preniesť do záťaže maximálny výkon. Touto prácou bol overený koncept využívajúci MPPT algoritmus.

Termočlánky poskytujú jednu z alternatív pre výrobu energie z tepla. Polovodičové materiály, ako je telurid bizmutitý, poskytujú dobrý pomer medzi vysokým Seebeckovým koeficientom, vysokou elektrickou a nízkou tepelnou vodivosťou. Sú to parametre kľúčové pre efektivitu výkonového termočlánku.

Využitie termočlánkov si vyžaduje napäťovú reguláciu. Spínané regulátory poskytujú vysokú efektivitu a široké možnosti realizácie. V návrhu treba zohľadniť problematiku šumu na vysokých frekvenciách. Taktiež problematické je výstupné zvlnenie a zákmity. Pre obzvlášť efektívne návrhy k tomu treba použiť komplikovanejšie synchronné spínanie a celkovo znížiť straty na spínači.

MPPT algoritmy použiteľné pre termočlánky sa líšia svojou náročnosťou, cenou, spoľahlivosťou a efektivitou. Nedostatkom jednoduchých algoritmov ako FOCV, či FSCC je slabý výkon pri zmenách podmienok a nepresný MPP. Algoritmy založené na neurónových sieťach, či Fuzzy Logic ponúkajú veľmi robustné sledovanie, ako aj rýchlosť a efektivitu. Ich dizajnérska a finančná náročnosť však znemožňuje použitie v jednoduchých zariadeniach. Strednou cestou je IncCond, či často používaný P&O. P&O poskytuje rýchle a relatívne dobré sledovanie MPP. Jeho slabým miestom sú rýchle zmeny a oscilácia v okolí maximálneho výkonu.

Realizovaný návrh regulátora obsahuje spínaný menič v topológii SEPIC. Ako spínač bol použitý MOSFET IRLZ34N s nízkym RDS a ako usmernenie Schottkyho dióda 1N5822. Spínanie je realizované na platforme Arduino Nano PWM moduláciou o frekvencii 62,5 kHz. Pre dostatočne rýchle spínanie bol vložený push-pull driver ako medzičlánok tvorený dvojicou BJT tranzistorov. Výstupné zvlnenie 120 mV splnilo požadované kritéria. Naopak značné zákmity o amplitúde 720 mV, spôsobené najmä parazitnou indukciou v DPS a v kondenzátoroch, neboli očakávané. Ku regulátoru bol pripojený elektrický ekvivalent termočlánku TE-MOD-10W4V-40. Ekvivalent pozostával z laboratórneho zdroja a vnútorného odporu. Ako záťaž bola pridaná odporová kaskáda. Celá DPS bola navrhnutá v prostredí Eagle v.9.5.2 a simulovaná v MicroCap v.12. Fyzická výroba prebehla v domácich podmienkach.

Ako MPPT algoritmus bol zvolený typ P&O. Celý algoritmus bol softvérovo implementovaný do platformy Arduino Nano pomocou Arduino IDE. Napätie sa meralo napäťovým deličom s rozlíšením 8 mV. Prúd bol meraný diferenčným zosilňovačom s rozlíšením 3,05 mA. Pre presnejšie meranie bola pridaná externá 2,56 V



referencia. Algoritmus po vypočítaní výkonu a napätia určil zmenu striedy o 0,8 %. Pre ochranu tranzistora bolo pridané obmedzenie nízkej a vysokej striedy. Popis algoritmu je v časti 4.2. Merané elektrické veličiny, ako aj strieda boli zobrazené cez sériový port na počítači.

Po oživení regulátora bolo prvé meranie zamerané na účinnosť sledovania MPP. Pri nízkej počiatkovej striede (20 %) bol pomer uskutočnených cyklov voči teoretickému minimu 2,88 x. Z počiatkovej vysokej striedy (80 %) konvergoval algoritmus k MPP prakticky ihneď a pomer cyklov bol 1,03 x. Zrýchlenie je možné vyšším rozlíšením pri meraní prúdu a napätia. V druhom meraní bola porovnaná účinnosť prenosu výkonu pri vypočítanej fixnej striede a pri variabilnej striede. Variabilná strieda vykazovala oveľa vyššiu efektívnosť 70,02 % oproti 49,61 % pri spínaní fixnou striedou. Meranie potvrdilo účinnosť vyrobeného MPPT regulátora.

Práca splnila zadanie a potvrdila koncept MPPT regulátora. Výhľadovo do budúcnosti patrí zvýšenie efektivity meniča, minimalizácia parazitných indukcií, upravený firmvér s istejšou, rýchlejšou konvergenciou a napájanie mikrokontroléra interne.

# Literatúra

- [1] BRÁZDIL, Marian. Peltierovy články pro výrobu elektrické energie. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta strojního inženýrství, 2011.
- [2] ROWE, D. M. *CRC handbook of thermoelectrics*. 1st ed. CRC Press, 1995. 701s. ISBN 978-0849301469.
- [3] J-type thermocouple . *Fluke* [online]. [cit. 2020-05-01]. Dostupné z: [https://www.rammeter.com/media/catalog/product/cache/1/image/9df78eab33525d08d6e5fb8d27136e95/f/1/fluke\\_80pk-1a\\_1\\_2\\_1\\_1.jpg](https://www.rammeter.com/media/catalog/product/cache/1/image/9df78eab33525d08d6e5fb8d27136e95/f/1/fluke_80pk-1a_1_2_1_1.jpg)
- [4] KREJČIŘÍK, Alexander. *Napájecí zdroje I. 2*. Praha: BEN - technická literatura, 2000. ISBN 80-86056-02-3.
- [5] TEC. *Amazon* [online]. [cit. 2020-05-01]. Dostupné z: [https://images-na.ssl-images-amazon.com/images/I/51Fmgq-ehyL.\\_SY355\\_.jpg](https://images-na.ssl-images-amazon.com/images/I/51Fmgq-ehyL._SY355_.jpg)
- [6] CELIŇSKI, Zdzislaw. *Nové zdroje elektrické energie*. Praha: SNTL, 1985, 183 s.
- [7] GAO, H.B., G.H. HUANG, H.J. LI, Z.G. QU a Y.J. ZHANG. *Development of stove-powered thermoelectric generators: A review*. Applied Thermal Engineering [online] . Elsevier, 2016, 96, 297-310 [cit. 2018-11-16]. DOI: 10.1016/j.applthermaleng.2015.11.032. ISSN 1359-4311.
- [8] FAIRBANKS, J. W. Thermoelectric applications in vehicles status 2008. In 6th European conference on thermoelectrics : July 2 - 4, 2008, Paris, France [online]. 2008 [cit. 2020-05-01]. Dostupné z : <http://ect2008.icmpe.cnrs.fr/Contributions/0-PL-00-Fairbanks.pdf>
- [9] TEG. *Electronics weekly* [online]. [cit. 2020-05-01]. Dostupné z: <https://static.electronicweeky.com/wp-content/uploads/2017/04/27160029/10may17-European-Thermodynamics-TEG-543.jpg>
- [10] ESHRAM, Trishan a Patrick L. CHAPMAN. Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques. IEEEExplore [online]. 2007, 2.7.2007, 22(2), 439-449 [cit. 2020-05-01]. DOI: 10.1109/TEC.2006.874230. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4207429>
- [11] HOROWITZ, Paul a Winfield HILL. *The Art of Electronics*. 3rd ed. Cambridge, 2015. ISBN 978-0-521-80926-9.

- [12] KEEPING, Steven. The Advantages of Pulse Frequency Modulation for DC/DC Switching Voltage Converters. In: Digi-Key [online]. [cit. 2020-05-01]. Dostupné z: <https://www.digikey.com/en/articles/techzone/2014/mar/the-advantages-of-pulse-frequency-modulation-for-dc-dc-switching-voltage-converters>
- [13] KEEPING, Steven. DC/DC Voltage Regulators: How to Choose Between Discrete and Modular Design. In: Digi-Key [online]. [cit. 2020-05-01]. Dostupné z: <https://www.digikey.com/en/articles/techzone/2011/sep/dcdc-voltage-regulators-how-to-choose-between-discrete-and-modular-design>
- [14] KEEPING, Steven. Using PFM to Improve Switching DC/DC Regulator Efficiency at Low Loads. In: Digi-Key [online]. [cit. 2020-05-01]. Dostupné z: <https://www.digikey.com/en/articles/techzone/2014/feb/using-pfm-to-improve-switching-dc-dc-regulator-efficiency-at-low-loads>
- [15] SCHWEBER, Bill. Understanding the Advantages and Disadvantages of Linear Regulators. In: Digi-Key [online]. [cit. 2020-05-01]. Dostupné z: <https://www.digikey.com/en/articles/techzone/2017/sep/understanding-the-advantages-and-disadvantages-of-linear-regulators>
- [16] KEEPING, Steven. The Difference Between Switching Regulator Continuous and Discontinuous Modes and Why It's Important. In: Digi-Key [online]. [cit. 2020-05-01]. Dostupné z: <https://www.digikey.com/en/articles/techzone/2014/dec/the-difference-between-switching-regulator-continuous-and-discontinuous-modes-and-why-its-important>
- [17] FALIN, Jeff. Designing DC/DC converters based on SEPIC topology. Analog Application Journal [online]. 2008 [cit. 2020-05-01]. Dostupné z: <http://www.ti.com.cn/cn/lit/an/slyt305/slyt305.pdfpage=18>
- [18] ZHANG, Dongbing. AN-1484 Designing A SEPIC Converter [online]. 2006 [cit. 2020-05-01]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/snva168e/snva168e.pdf>
- [19] Arduino Nano. Arduino po slovensky [online]. [cit. 2020-05-01]. Dostupné z: <https://www.arduinooslovensky.sk/hardware/arduionano/>

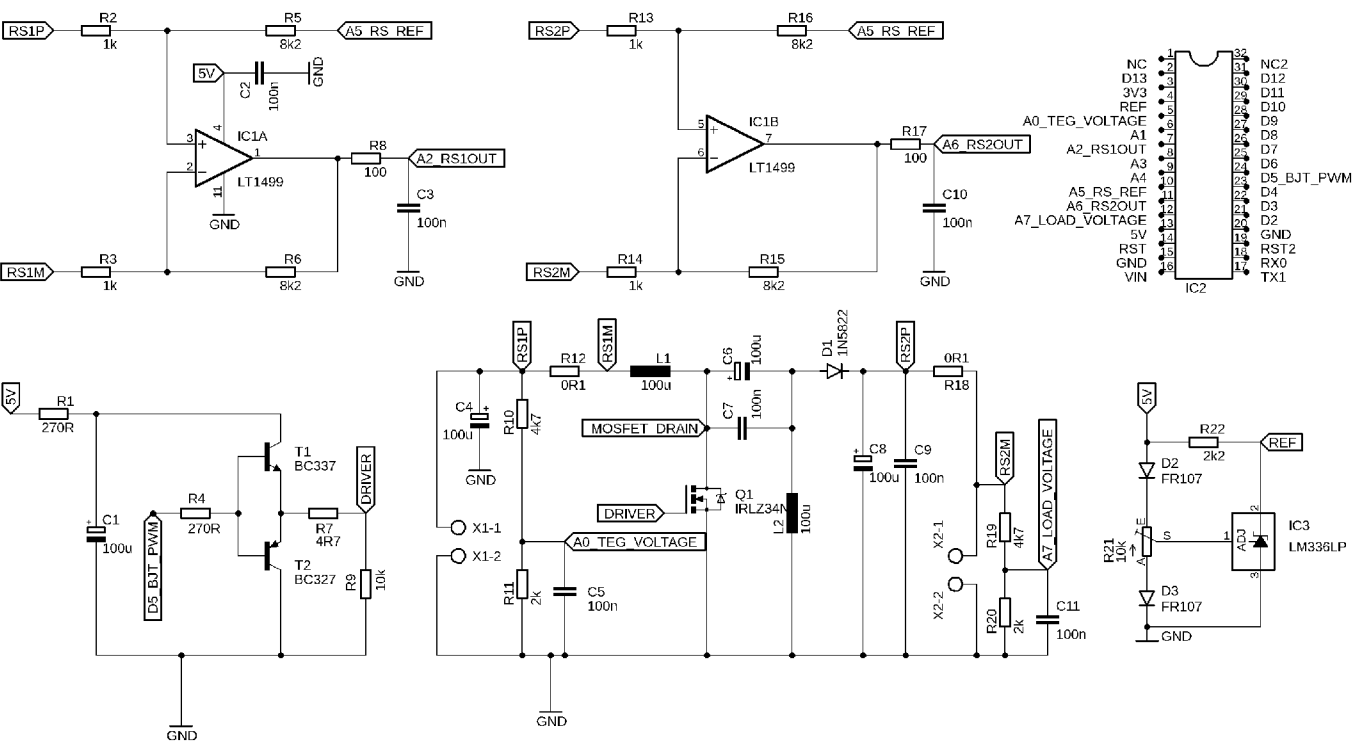
## Zoznam symbolov, veličín a skratiek

<b>A/D</b>	Analógovo-digitálny prevodník
<b>CCM</b>	Mód konštantného prúdu cievkou - Continuous Conduction Mode
<b>D/A</b>	Digitálno-analógový prevodník
<b>DCM</b>	Mód spínania kedy cievkou nie vždy prechádza prúd - Discontinuous Conduction Mode
<b>DPS</b>	Doska plošných spojov
<b>EMI</b>	Elektromagnetické rušenie - Electromagnetic Interference
<b>ESR</b>	Parazitný odpor (kondenzátora, cievky) - Equivalent Series Resisistance
<b>ESL</b>	Parazitná indukcia (odporu, kondenzátoru) - Equivalent Series Conductance
<b>FOCV</b>	MPPT Algoritmus vyživajúci vzťah medzi $U_{OC}$ a $U_{MPP}$ - Fractional Open Circuit Voltage
<b>FSCC</b>	MPPT Algoritmus vyživajúci vzťah medzi $I_{SC}$ a $I_{MPP}$ - Fractional Short Circuit Current
<b>IGBT</b>	Bipolárny tranzistor s izolovaným hradlom - Insulated Gate Bipolar Transistor
<b>MLCC</b>	Mnohovrstvové keramické kondenzátory - Multi Layer Chip Capacitor
<b>MOSFET</b>	Unipolárny tranzistor s izolovaným hradlom - Metal Oxide Semiconductor Field Effect Tranzistor
<b>MPP</b>	Bod maximálneho výkonu - Maximum Power Point
<b>MPPT</b>	Sledovanie bodu maximálneho výkonu - Maximum Power Point Tracking
<b>P&amp;O</b>	MPPT algoritmus využívajúci metódu vychýlenia a vyhodnotenia - Perturb and Observation
<b>PFM</b>	Pulzne frekvenčná modulácia - Pulse Frequency Modulation
<b>PI</b>	Proporčne-integračná (regulácia) - Proportional Integration (Regulation)
<b>PWM</b>	Pulzne šírková modulácia - Pulse Width Modulation
<b>RCC</b>	MPPT Algoritmus vyživajúci zvlnenia regulátora - Ripple Correlation Control
<b>SEPIC</b>	typ topológie spínaného meniča - Single Ended Primary Inductor Converter
<b>SMD</b>	Súčiastky s povrchovou montážou - Surface Mount Device
<b>SMPS</b>	Spínaný regulátor - Switched-Mode Power Supply
<b>PWM</b>	Pulzne šírková modulácia - Pulse Width Modulation

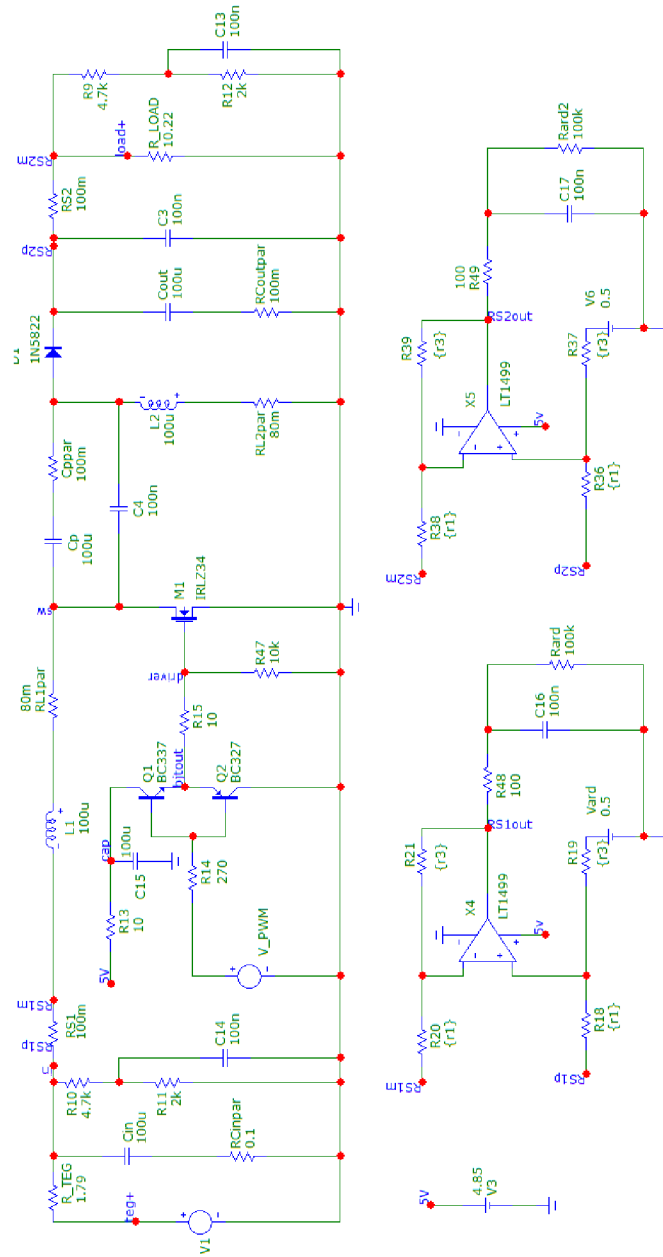
**TEC** Termočlánok upravený na tvorbu chladu - Thermoelectric Cooler  
**TEG** Termočlánok upravený na výrobu výkonu - Thermoelectric Generator  
**THT** Vývodové súčiastky - True Hole Technology

# A Prílohy - Vývoj regulátora a meranie

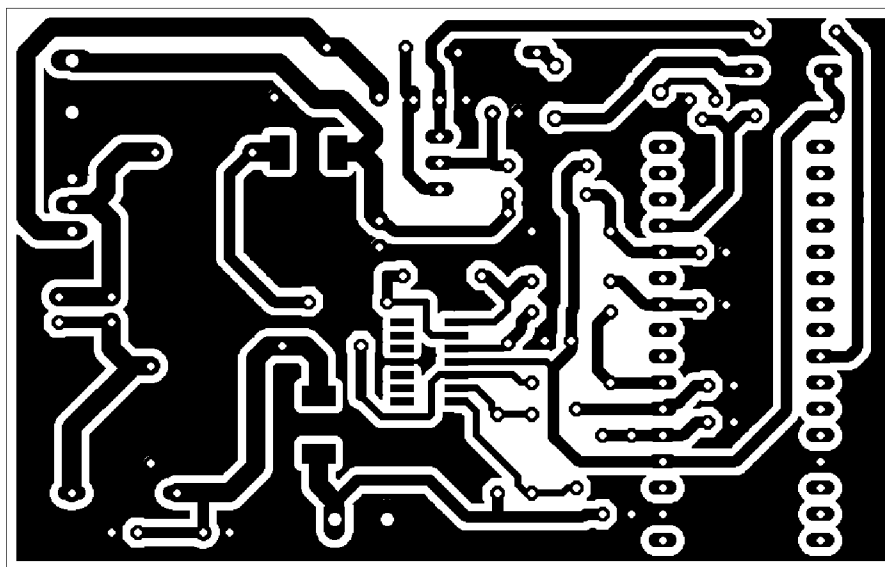
## A.1 Celková schéma zapojenia



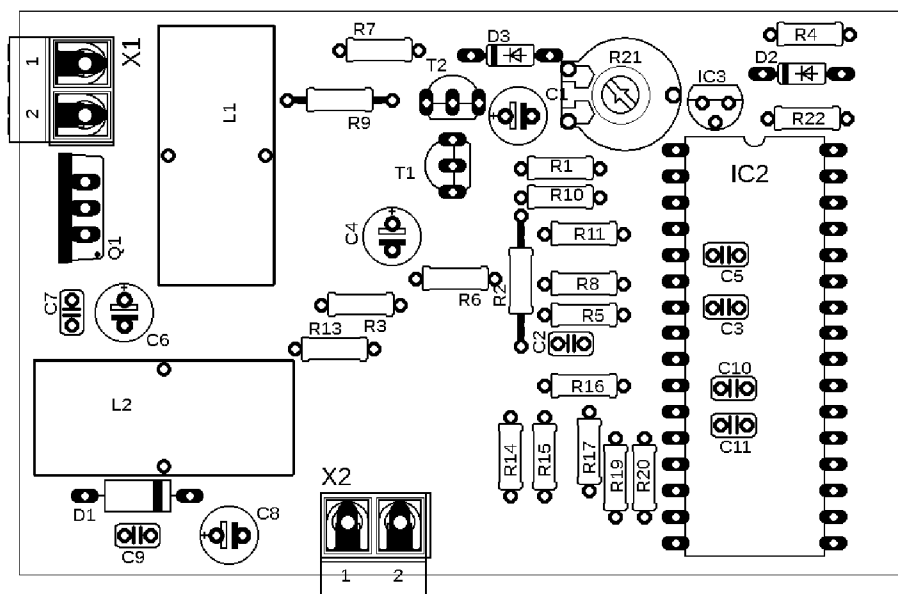
## A.2 Schéma v simulačnom obvode



### A.3 Vrstva spojov

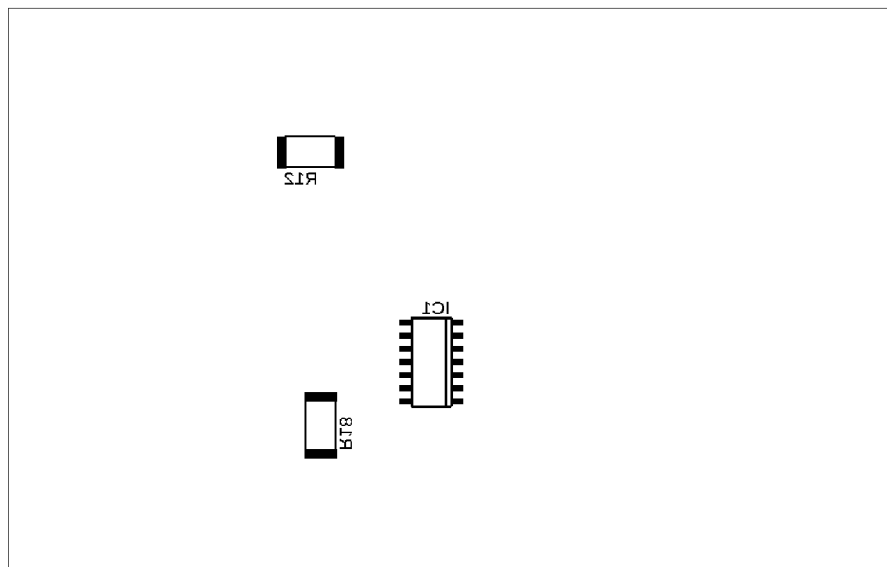


### A.4 Osadzovací plán - vrchná vrstva DPS

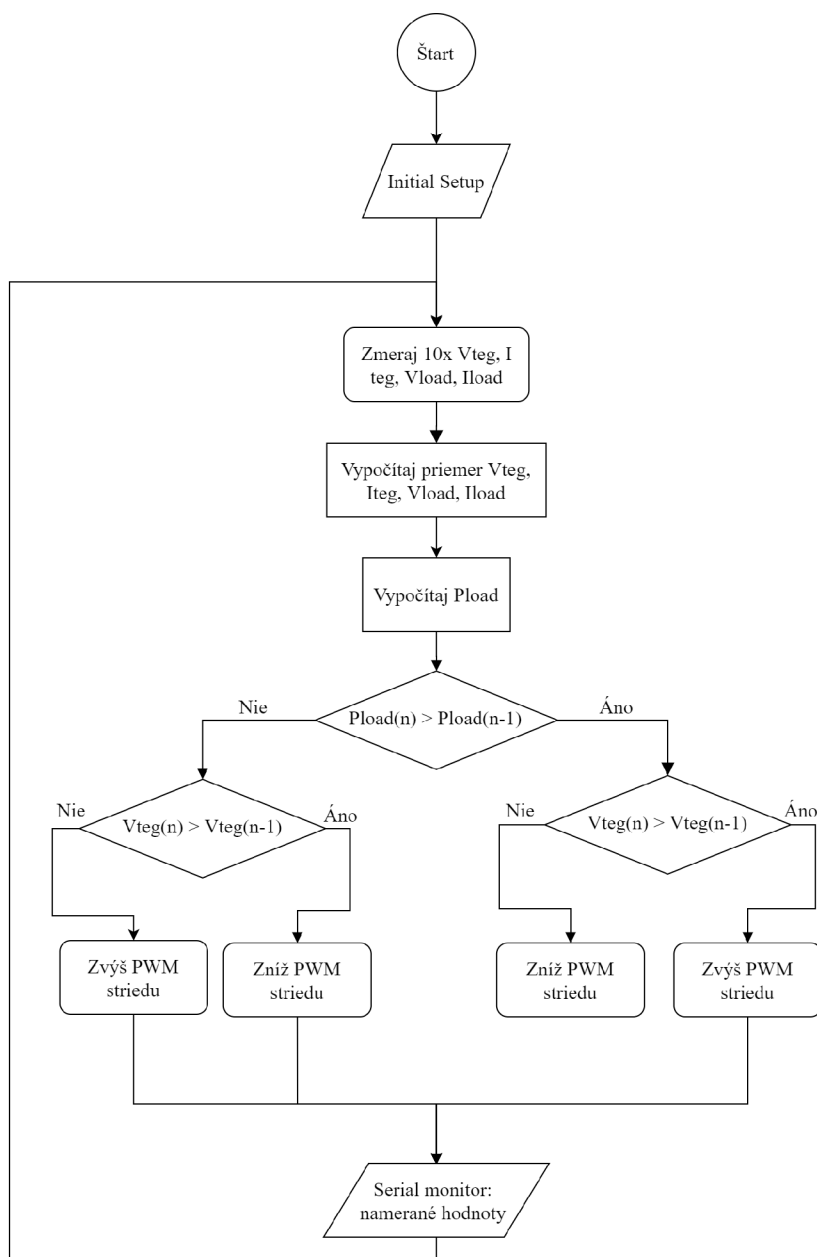




## A.5 Osadzovací plán - spodná vrstva DPS



## A.6 Vývojový diagram programu



## A.7 Efektivita pri fixnej a variabilnej striede

Tab. A.1: Tabuľka nameraných hodnôt pre fixnú a variabilnú striedu.

$t_h$ [°C]	$V_{OC}$ [V]	$P_{max}$ [W]	$D_{fix}$ [%]	$P_{fix}$ [W]	$\eta_{fix}$ [%]
100	2,023	0,572	60,2	0,240	41,15
120	2,621	0,959	58,7	0,426	44,43
140	3,219	1,447	57,7	0,667	46,11
160	3,817	2,035	57,0	0,985	48,39
180	4,415	2,722	56,5	1,346	49,46
200	5,013	3,510	56,1	1,756	50,02
220	5,611	4,397	55,8	2,212	50,31
240	6,209	5,384	55,5	2,671	49,61
$t_h$ [°C]	$V_{OC}$ [V]	$P_{max}$ [W]	$D_{MPPT}$ [%]	$P_{MPPT}$ [W]	$\eta_{MPPT}$ [%]
100	2,023	0,572	72,8	0,305	53,43
120	2,621	0,959	71,2	0,576	60,08
140	3,219	1,447	69,0	0,927	64,03
160	3,817	2,035	67,4	1,343	66,02
180	4,415	2,722	68,2	1,838	67,05
200	5,013	3,510	69,0	2,416	68,85
220	5,611	4,397	68,2	3,057	69,52
240	6,209	5,384	67,4	3,770	70,02

$t_h$  predstavuje teplotu teplej strany termočlánku,  $V_{OC}$  napätový ekvivalent.  $D$  predstavuje striedu,  $\eta$  efektivitu,  $P$  výkon,  $fix$  meranie pre fixnú striedu,  $MPPT$  pre variabilnú striedu