

Žilinská univerzita v Žiline  
Fakulta riadenia a informatiky

Ing. Samuel Žák

Autoreferát dizertačnej práce

**Adaptívne riadenie systémov zberu energie z prostredia**

na získanie akademického titulu „**philosophiae doctor**“ (PhD.)  
v študijnom programe doktorandského štúdia

**Aplikovaná informatika**

v študijnom odbore

**9.2.9 aplikovaná informatika**

Žilina  
Apríl, 2018

Dizertačná práca bola vypracovaná v dennej forme doktorandského štúdia na Katedre technickej kybernetiky, Fakulte riadenia a informatiky Žilinskej univerzity v Žiline.

**Predkladateľ:** Ing. Samuel Žák  
Žilinská univerzita v Žiline  
Fakulta riadenia a informatiky  
Katedra technickej kybernetiky

**Školiteľ:** doc. Ing. Peter Ševčík, PhD.  
Žilinská univerzita v Žiline  
Fakulta riadenia a informatiky  
Katedra technickej kybernetiky

**Oponenti:** prof. Ing. Dobrucký Branislav, PhD.  
Žilinská univerzita v Žiline  
Elektrotechnická fakulta  
Katedra mechatroniky a elektroniky

doc. Ing. Ján Jadlovský, CSc.  
Technická Univerzita v Košiciach  
Fakulta elektrotechniky a informatiky  
Katedra kybernetiky a umelej inteligencie

Autoreferát bol rozoslaný dňa: .....

Obhajoba dizertačnej práce sa koná dňa ..... o ..... hod. pred komisiou pre obhajobu dizertačnej práce schválenu odborovou komisiou v študijnom odbore **9.2.9 aplikovaná informatika**, v študijnom programe **aplikovaná informatika**, vymenovanou dekanom Fakulty riadenia a informatiky Žilinskej univerzity v Žiline dňa .....

**prof. Ing. Karol Matiaško, PhD.**  
predseda odborovej komisie  
študijného programu **aplikovaná informatika**  
v študijnom odbore **9.2.9 aplikovaná informatika**

Fakulta riadenia a informatiky  
Žilinská univerzita  
Univerzitná 8215/1  
010 26 Žilina

# Anotácia

Integráciu obnoviteľných zdrojov z prostredia do každodenného života v súčasnosti najviac brzdí riadiaca elektronika. Problému nepomáha ani nekonzistentný výkon, obmedzená dostupnosť či iné komplikácie takýchto zdrojov. Práca rozvíja ideu paralelného využívania viacerých zdrojov z prostredia za účelom potlačenia ich nepriaznivých vlastností. Nároky na riadenie takéhoto systému presahujú možnosti štandardných regulatorov. Cieľom práce je preto vývoj riadiaceho algoritmu, ktorý by zvládol systém s viacerými vstupmi (a potenciálne aj výstupmi). Analytický opis takéhoto systému je avšak komplikovaný a nepresný. Skúmaným riešením je použitie algoritmov strojového učenia. Práca začína overením výhodnosti paralelného systému na matematických modeloch. Následne opisuje predpokladané kľúčové vlastnosti riadiaceho algoritmu, ktoré sú na konci práce experimentálne testované na reálnom systéme v laboratórnych podmienkach.

**Kľúčové slová:** heterogénny paralelný systém, zber energie z prostredia, internet vecí, DC-DC konvertor, adaptívne riadenie, strojové učenie

<i>Počet strán:</i>	71	<i>Počet použitej literatúry:</i>	73
<i>Počet obrázkov:</i>	37	<i>Počet tabuliek:</i>	4

# Annotation

Present integration of renewable power sources into everyday life is constrained by power management electronics. Inconsistent and seldom available power output, common to many renewable power sources, is also an important limiting factor. The thesis develops an idea of using multiple such sources in parallel to suppress their negative properties. However, list of requirements to control such system exceeds the abilities of a simple regulator. Aim of this thesis is therefore development of control algorithm able to handle system with multiple inputs (and potentially outputs). Analytical description of such system is complicated and yet inaccurate. Use of machine learning algorithms is evaluated as a solution. The thesis begins with mathematical verification of convenience of parallel power management system. Followed by description of control algorithm and its presumed key features. The thesis ends with experimental evaluation of developed control algorithm on real system under laboratory conditions.

**Key words:** heterogeneous parallel system, energy harvesting, internet of things, DC-DC converter, adaptive control, machine learning consumption.

<i>Number of pages:</i>	71	<i>Number of used bibliographics:</i>	73
<i>Number of figures:</i>	37	<i>Number of tables:</i>	4

# Úvod

Využívanie mnohých súčasných zdrojov energie podmieňujú špecifické podmienky. Existuje preto mnoho zariadení, procesov a radiacích algoritmov umožňujúcich premenu energie zo zdroja do užitočnej podoby. Zdokonalovaniu týchto procesov je venované veľké úsilie, inak by teplo domova, obľúbené vozidlo či kávovar nemali dnešnú podobu.

Táto práca sa sústreďí na využívanie elektrickej energie všadeprítomnou elektronikou. Veľká väčšina súčasných elektronických zariadení používa jeden zdroj elektrickej energie. Pre mnohé zdroje a záťaže, ktoré výrazne nemenia svoju charakteristiku je to dostačujúce. Avšak pre aplikácie s dynamickými vlastnosťami je v istých prípadoch výhodné či priamo nevyhnutné využívanie viacerých zdrojov s výrazne odlišnými vlastnosťami - napr. obnoviteľné zdroje z prostredia. Súčasné implementácie takýchto systémov typicky používajú viacero nezávislých radiacích obvodov. Tok energie cez viacero obvodov a neschopnosť spolupráce riadenia týchto obvodov spôsobujú straty, ktorým by centralizovaný systém vedel predísť. Riadenie takéhoto paralelného systému s heterogénnymi vetvami presahuje možnosti regulátora zo spätnou väzbou. Výskum vhodného radiaceho algoritmu je preto témou tejto práce. Jednotlivé ciele práce je možné zhrnúť do nasledovných kľúčových bodov :

- Matematické overenie výhodnosti heterogénneho paralelného systému DC-DC meničov z hľadiska účinnosti.
- Návrh adaptívneho radiaceho algoritmu heterogénneho paralelného systému DC-DC meničov.
- Experimentálne testovanie vlastností radiaceho algoritmu na reálnom systéme.

Práca je rozdelená do troch základných častí : analýza, syntéza, experiment. Prvá kapitola sa venuje analýzou : the power needs of selected applications, the potential power sources, the properties of existing DC-DC converters, basic optimisation methods . Na základe zozbieraných dát sú v nej vytvorené matematické modely DC-DC meničov, na ktorých je overená výhodnosť skúmaného systému. Druhá kapitola obsahuje návrh radiaceho algoritmu s opisom vlastností a požiadaviek, ktoré naň vplývajú. Posledná kapitola obsahuje experimentálne testovanie niektorých vlastností navrhnutého algoritmu na reálnom systéme.

## 1 Teoretické východiská

V tejto kapitole sú zhrnuté teoretické a praktické informácie, ktoré slúžia ako základ práce. Tieto informácie bližšie vysvetľujú motiváciu práce, súčasný stav technológie ako aj niektoré javy a metódy použité pri neskoršej syntéze nového riešenia. Kapitola obsahuje aj simuláciu opísaných javov.

## 1.1 Energia pre internet vecí

Mobilné zariadenia sú do veľkej miery obmedzované zdrojom energie. Horšie je to už len pri zariadeniach, ktoré majú trvalé nasadenie v oblasti bez elektrickej siete. Príkladom takýchto aplikácií sú zariadenia tvoriace takzvaný “internet vecí”. Internet vecí označuje aplikácie dátovo prepojenej bežnej elektroniky. Môže ísť o budík, televízor, žiarovku či kávovar, ktoré spolu dokážu komunikovať a tak plniť istú úlohu – napr. začať variť kávu krátko po zvonení budíku. Rovnako to ale môžu byť špeciálne senzorické zariadenia plniace funkciu zabezpečenia, merania kvality ovzdušia, plynulosti dopravy a podobne. Navrhovaný algoritmus môže zlepšiť situáciu so správou napájania práve v takejto oblasti aplikácií. Dôvodom je existencia množstva zdrojov energie v prostredí, ktorých výkon je v bežných aplikáciách nedostatočný. Pomocou efektívneho narábania s viacerými takýmito zdrojmi súčasne bude možné rozšíriť podmienky nasadenia drobnej, zriedkavo aktívnej elektroniky.

K najbežnejšie využívaným zdrojom patrí slnečná energia, ktorá má najväčší energetický potenciál pre tieto aplikácie [2]. Túto energiu je možné jednoducho premeniť na elektrickú za pomoci fotovoltaiického javu. Existujú aj komplikovanejšie metódy, ktoré premieňajú teplo vytvorené osvitom. Najjednoduchšia z nich je založená na termoelektrickom jave, ktorý avšak môže fungovať aj z odpadového tepla mnohých zariadení či procesov. Tieto javy majú špecifické vlastností, ktoré musia byť pri odbere elektrickej energie z ich článkov zohľadnené. Elektromagnetická indukcia, ktorú nájdeme pri premene mechanickej energie na elektrickú, má taktiež svoje špecifické vlastnosti. Ani piezoelektrický jav nie je výnimkou. Riadiaci algoritmus, ktorý dokáže využiť každý energetický potenciál rozšíri možnosti nasadenia drobnej elektroniky tvoriacej internet vecí.

## 1.2 DC-DC konvertory

Pre zmenu úrovne jednosmerného napätia medzi zdrojom a spotrebičom sa používa tzv. konvertor ( nazývaný tiež DC-DC menič ). Súčasne obvody konvertorov často kombinujú aj funkciu regulácie výstupu. Aplikácie však môžu mať aj komplikovanejšie požiadavky na napájanie. Klasickými príkladmi sú špeciálne funkcie ako napríklad zastavenie operácie pri nízkom napätí zdroja, obmedzenie prúdových špičiek, zníženie spotreby počas nečinnosti či dokonca nastavenie požadovanej hodnoty výstupu cez sériovú zbernicu. Tieto požiadavky často zabezpečujú doplnkové systémy, ktoré spolu tvoria takzvaný “Power management”.

Pre zmenu napätia zo zdroja existuje mnoho elektrotechnických topológií konvertorov. Konvertory je taktiež možné charakterizovať na základe týchto vlastností : rýchlosť odozvy na zmenu záťaže, zvlnenie výstupného napätia, efektívnosť, cena, komplexnosť riadenia, vlastná spotreba a iné [20] [22] [23]. Konvertory meniace jednosmerné napätie na inú úroveň jednosmerného napätia je možné z hľadiska funkcie rozdeliť nasledovne :

- **Lineárne konvertory** – Častejšie nazývané lineárne regulátory. Reguláciu výstupného napätia dosahujú zmenou napätovej straty medzi svojim vstupom a výstupom. To znamená, že dokážu napätie len znižovať. Použitie je z hľadiska straty výhodné pri malých rozdieloch vstupného a výstupného napätia alebo pre veľmi malé výstupné prúdy. Veľkou výhodou je tiež nízke zvýhnenie výstupného napätia a rýchla reakcia na zmenu záťaže.

- **Spínané konvertory** – Fungujú tak, že striedavo pridávajú a odoberajú energiu hlavnému prvku. V elektrotechnike môže byť tento prvok cievka, transformátor, kondenzátor, ich kombinácie a mnohé iné súčiastky schopné krátkodobého uchovania energie. Úlohou prvku je teda filtrovať pulzujúci tok energie v spínacích cykloch. Touto činnosťou môžu zvyšovať aj znižovať napätie. Mnoho zapojení dokáže prevádzať energiu v oboch smeroch zmenou riadenia (t.j. zo vstupu na výstup ale aj naopak).

Dôležitou súčasťou obvodu je aj jeho forma riadenia. V súčasnosti sú typické dva či tri spôsoby, ktoré môžu tvoriť jadro riadenia konvertora (v závislosti od zapojenia) [30] [31] [32].

- **Napätové riadenie** – (z angl. Voltage mode control) Jednoduchý a univerzálny spôsob so spätnou väzbou založený na odchýlke výstupného napätia od požadovanej hodnoty.

- **Prúdové riadenie** – (z angl. Current mode control) Komplikovanejší spôsob, ktorý rozširuje regulačnú slučku o prúd pretekajúci hlavným prvkom. Dve spätné väzby komplikujú návrh regulátora, no zároveň zabezpečujú stabilnejší výstup, rýchlejšiu prechodovú odozvu. Samotné meranie prúdu môže mať nízku toleranciu šumu a taktiež zvyšovať pokojový prúd (čiže znižovať energetickú účinnosť). Modernejšie implementácie tieto problémy potláčajú integráciou všetkých častí do jedného púzdra.

- **Hysterézne riadenie** – Najjednoduchšie riadenie vhodné len pre špecifické obvody. Poskytuje najrýchlejšiu prechodovú odozvu. Regulácia prebieha priamym porovnávaným výstupného napätia s referenčným. Pri poklese výstupu je priamo otvorený prísun energie až kým výstup nepresiahne referenciu.

Vyššie uvedené sú základné spôsoby riadenia spínaného konvertora. Všetky z nich majú monotónny charakter riadenia. To znamená, že pri hodnote nižšej než je požadovaná dokážu len pridať riadiacu veličinu, a pri presiahnutí len ubrať. Všeobecné spôsoby riadenia s nemonotónnym charakterom absentujú. Hlavným dôvodom je zriedkavejší výskyt aplikácií, ktoré sú závislé od nemonotónneho riadenia. Tieto prípady sú často riešené doplnkovými systémami, čo je pre jednoduché aplikácie jednoduchšie ako nahradenie slučky regulátora. Napríklad pri hľadaní bodu maximálneho výkonu solárneho panelu alebo pri nabíjaní/vybíjaní akumulátorov [13] [41]. Zložitosť implementácie hardvérových doplnkov rastie pre rozsiahlejšie riešenia rýchlejšie než zložitosť vývoja spôsobu nového riadenia.

### 1.2.1 Prehľad vlastností existujúcich konvertorov

Aké vlastnosti poskytujú súčasné konvertory je najspolahlivejšie zistiť z ich katalógových listov, ktoré sa dajú nájsť buď na stránke ich výrobcov alebo ich dodávateľov [20] [22] [23] [39]. Z prieskumu trhu dostupných obvodov správy napájania vyplýva niekoľko poznatkov :

- Základné topológie sú často používané – jednoduché topológie „buck“ a „boost“ sú veľmi obľúbené. Každá z nich dokáže meniť napätie len jedným smerom (zvyšovať alebo znižovať), no zároveň majú nízky počet komponentov a z toho vyplývajúcu nízku cenu a veľkosť. Tieto vlastnosti sú dostačujúce pre mnohé aplikácie. Hoci existujú aj flexibilnejšie či efektívnejšie topológie, nie sú často používané. Najpravdepodobnejším dôvodom je teda výrazne vyššia cena zariadenia, pričom zvýšenie efektivity je len niekoľko percent. Pomer ceny ku efektivite je teda dôležitý faktor. Jednoduchšie systémy majú tiež menej komplikované riadenie, čo má tiež podiel na nižšej cene. Následne s jednoduchším riadením môže klesnúť aj vlastná spotreba, čo je ďalšia výhoda.

- Veľmi nízka vlastná spotreba – väčšina výrobcov sa aktívne snaží dosiahnuť čo najnižšiu vlastnú spotrebu obvodu. Vplyvom toho je možné použiť obvod v širšom spektre aplikácií. Predovšetkým tie, kde riadiaci prvok pracuje len zriedkavo a väčšinu času je v režime spánku. V takýchto prípadoch tvoria pokojové prúdy najväčšiu výkonovú stratu a vlastná spotreba konvertora zvykne byť podstatnou z nich.

- Konvertor s počítačom – na trhu nie je obvod, ktorý by kombinoval programovateľný procesor s vlastnou pamäťou a DC-DC konvertor. Komplikovanejší systém riadenia napájania je možné spravovať len z externého výpočtového prostredia.

- Obmedzené softvérové nastavenia – ovládanie napätových úrovní jednoduchých konvertorov je zväčša realizované napätovým deličom alebo digitálnou hodnotou špeciálnych vývodov. Zriedkakedy je možné meniť tieto nastavenia softvérovo počas operácie.

- Špecializácia pre zdroje energie z prostredia – existujú obvody určené pre vyžívanie zdrojov energie z prostredia. Používajú rôzne metódy určenia maximálneho výkonu zdroja, ktoré sú typicky implementované hardvérovo. Pracovný bod týchto obvodov je v niektorých prípadoch nastavený napevno na špecifické podmienky, no existujú aj adaptívne riešenia (napr. operačný bod solárneho panelu a jeho závislosť na osvetle).

- Vysoká cena špecializovaných obvodov – cena základných konvertorov sa pohybuje do 0.5 eura za kus pri maloobdobre. Oproti tomu obvody s istou špecializáciou či inými vylepšeniami, stoja v rozmedzí od 2 do 10 eur.

- Správa napájania je viac než len konverzia napätových úrovní – efektivitu využívania energie systémom je možné vylepšiť aj riadením. Bežne používané obvody dokážu v istej vetve na povel vypnúť alebo zapnúť energiu alebo v nej zmeniť napätie. Obe činnosti obmedzujú plytvaním energie.

### 1.3 Model DC-DC konvertorov

Výhodnosť uvažovaného systému napájania je overená pomocou elektrotechnického modelu výkonovej straty energie na jednotlivých konvertoroch.

#### Buck-Boost

Jednoduchá topológia používajúca jeden indukčný prvok. Jediné z testovaných zapojení, ktoré je schopné prepúšťať vstupné napätie priamo na výstup bez nutnosti spínania [54] [55] [56].

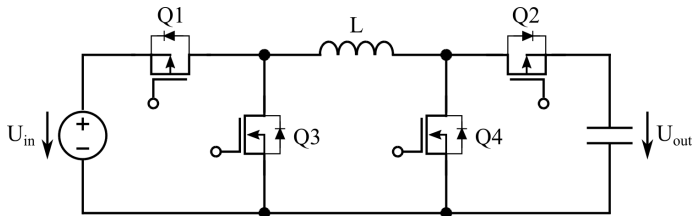


Fig. 1: Schéma "Buck-Boost"konvertora zo štyrmi spínacími prvkami

#### Fly-back

Zapojenie používajúce transformátor, ktorý poskytuje izoláciu vstupného a výstupného napätia. Bežne implementované v zdrojoch a adaptéroch premieňajúcich 230V striedavých z elektrickej siete na nízke jednosmerné napätie [57].

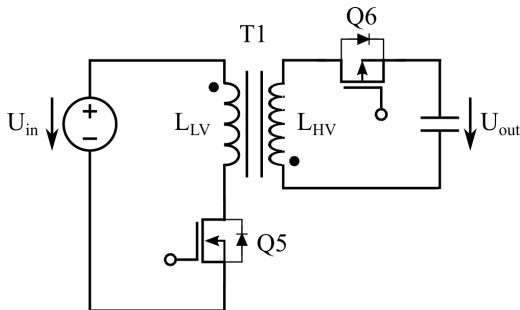
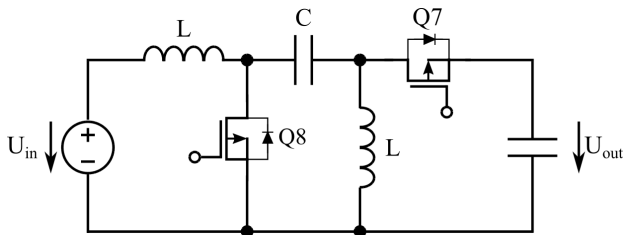


Fig. 2: Schéma transformátorového "Fly-back"konvertora

#### Sepic (Zeta)

Komplikovanejšie zapojenie, ktoré používa dva indukčné prvky a jeden kondenzátor. Vyšší počet frekvenčne závislých prvkov môže komplikovať modelovanie, no taktiež môže byť výhodou z hľadiska diverzity zapojení. Tiež používané v obrátenej konfigurácii (t.j. vstup je výstup a naopak) pod názvom Zeta topológia [59] [60].





**Fig. 3:** Schéma "Sepic"konvertora

Model výkonovej straty každého zapojenia získame ako súčet strát na jednotlivých súčiastkach. Pri tvorbe tohto modelu je nevyhnutná istá miera zjednodušovania. Disperzia výrobných vlastností komponentov, časová degradácia a mnohé iné javy zapríčiňujú, že výsledok absolútne presného modelu nemusí odpovedať realite. Model preto zohľadňuje nasledovné straty : vedenie prúdu cez parazitný odpor komponentov, spínanie brány tranzistorov, lineárny mód tranzistorov v spínanom cykle. Frekvencia spínania je zvolená z rozsahu od 10kHz až 250kHz, aby bolo možné ignorovať frekvenčne závislé straty, ktorých hodnota je v tomto rozsahu malá. Model predpokladá, že spínané tranzistory pracujú synchronne bez straty spôsobenej nedokonalým časovaním. Všetky zjednodušenia zapríčiňujú, že vytvorené modely sú orientačné a nie sú vhodné na priame riadenie [54] [55] [56] [57] [58] [59][60].

Model vyžaduje aj vlastnosti použitých súčiastok. Tie sú doplnené na základe priemerných hodnôt uvedených v katalógových listoch reálnych súčiastok uvedených v tabuľke 1.

**Tab. 1:** Zoznam súčiastok použitých v modeli obvodu

Označenie súčiastky v schéme	Použitá súčiastka
Q1,Q2,Q6,Q7 (P-MOSFET)	IRLML9303TRPBF
Q3,Q4,Q5,Q8 (N-MOSFET)	IRLML6346TRPBF
L	SDN0530MT100
T1	TI-EF12.6-2300
C	R82DC3470DQ60J

Výpočet výkonovej straty na konkrétnej súčiastke nie je univerzálny, ale závisí aj zapojenia či úlohy. Rovnice 1, 2, 3 zobrazujú modelom použitý výpočet, ktorý zahŕňa všetky spomínané zjednodušenia.

Strata na tranzistore, ktorý je aktívne spínaný :

$$P_{LossQ1} = R_{DSQ1} \cdot I_{Q1}^2 + Q_{GQ1} \cdot V_{GQ1} \cdot f + 0.5 \cdot V_{IN} \cdot I_{Q1} \cdot \left( \frac{Q_{GQ1}}{I_{GQ1ON}} + \frac{Q_{GQ1}}{I_{GQ1OFF}} \right) \cdot f \quad [W] \quad (1)$$

Strata na tzv. synchronnom tranzistore, ktorý v asynchronnom zapojení môže byť nahradený diódou :

$$P_{LossQ2} = R_{DSQ2} \cdot I_{Q2}^2 + Q_{GQ2} \cdot V_{GQ2} \cdot f \quad [W] \quad (2)$$

Strata na vodivom prvku (induktor, kondenzátor, trvalo otvorený tranzistor) :

$$P_{LossL} = R_L \cdot I_L^2 \quad [W] \quad (3)$$

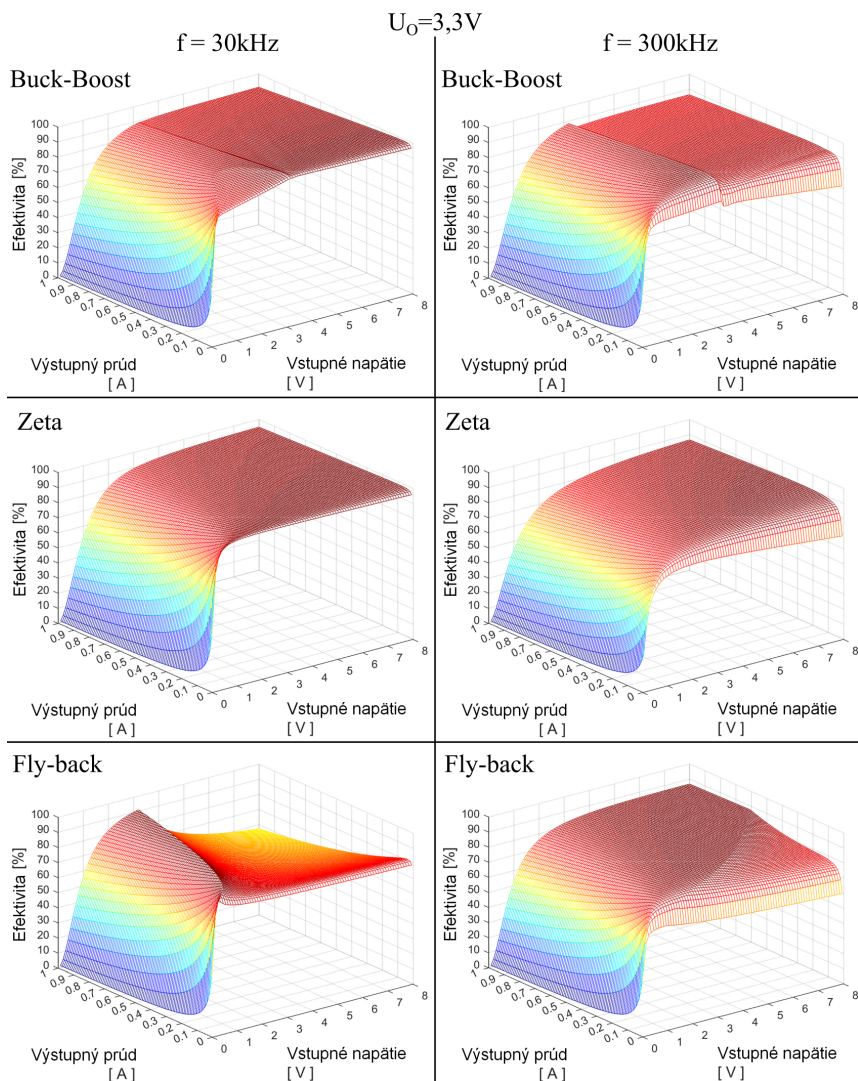
Ďalším krokom pre získanie straty obvodu je výpočet prúdu, ktorý tečie jednotlivými komponentami. Tento model predpokladá známe hodnoty vstupného napätia, požadovaného výstupného napätia, potrebného výstupného prúdu a zvolenej spínanej frekvencie, čo je dostačujúce. Vo všeobecnosti k vyjadreniu treba poznať :

- Pracovný režim obvodu – Môže byť: **spojitý** – t.j. prúd v induktore medzi cyklami neklesne na nulu (angl. skratka „CCM“), **nespojité** – t.j. prúd klesne na nulu (angl. skratka „DCM“).
- Kritický prúd – hraničná hodnota výstupného prúdu, pri ktorej sa menia režimy. Ak je výstupný prúd väčší ako vypočítaný kritický prúd, tak obvod pracuje v spojitom režime. Ak je výstupný prúd menší tak pracuje v nespojitem režime.
- Striedu riadiaceho signálu – pomer času, keď prúd tečie danou vetvou, k času keď netečie. Postup určenia triedy na každom komponente je závislý od konkrétneho obvodu.

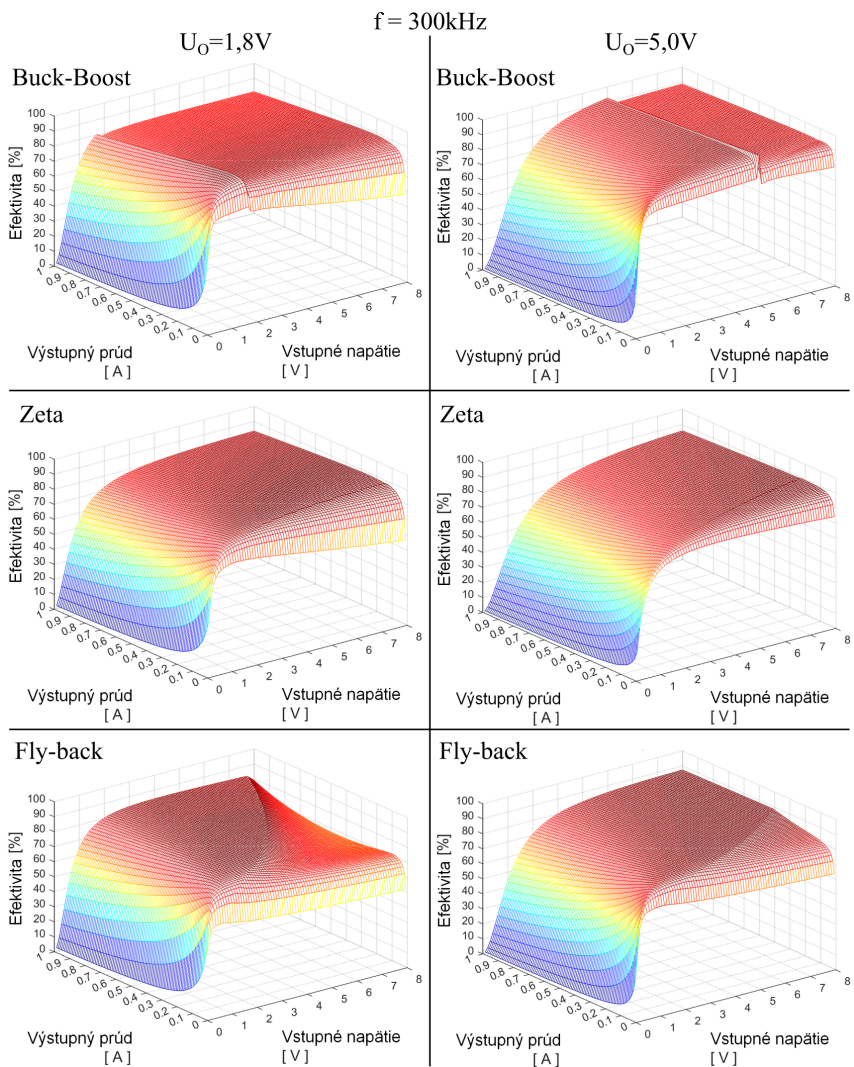
Použité algoritmy pre výpočet straty Buck-Boost, Zeta a Fly-back topológií sú na konci dokumentu v prílohe. Pre zrozumiteľnejšiu grafickú reprezentáciu sú vypočítané priestory strát prevedené na priestory efektivity.

Obrázok 4 zobrazuje vypočítané priestory pri zvolenom výstupnom napätí 3,3V a dvoch rôznych spínacích frekvenciách 30kHz a 300kHz. Na priestoroch vidieť silnú frekvenčnú závislosť Fly-back topológie. Jej „hrebeň“ vysokej efektivity mení svoj tvar a polohu na základe spínacej frekvencie. Operačné podmienky na vrchole tohto hrebeňa predstavujú hranicu medzi spojitým a nespojitém pracovným režimom (tzv. kritický režim - „Critical Conduction Mode“) a sú bežne považované za výhodné [58]. Buck-boost topológia má taktiež menej výrazný hrebeň vysokej efektivity v miestach, kde je vstupné a výstupné napätie podobné. Pokles efektivity tejto topológie s rastúcou frekvenciou najmenší. Dôvodom môže byť len jeden prvok s frekvenčne závislými vlastnosťami – cievka. Tento jav sa nevhodne prejavuje aj pri Zeta topológii s tromi takýmito prvkami. Jej priestor je síce hladký priestor bez výrazných extrémov, no s nárastom frekvencie stráca efektivitu najrýchlejšie.

Hodnota energetickej účinnosti zobrazená v priestoroch nezohľadňuje vlastnú spotrebu riadiaceho prvku.



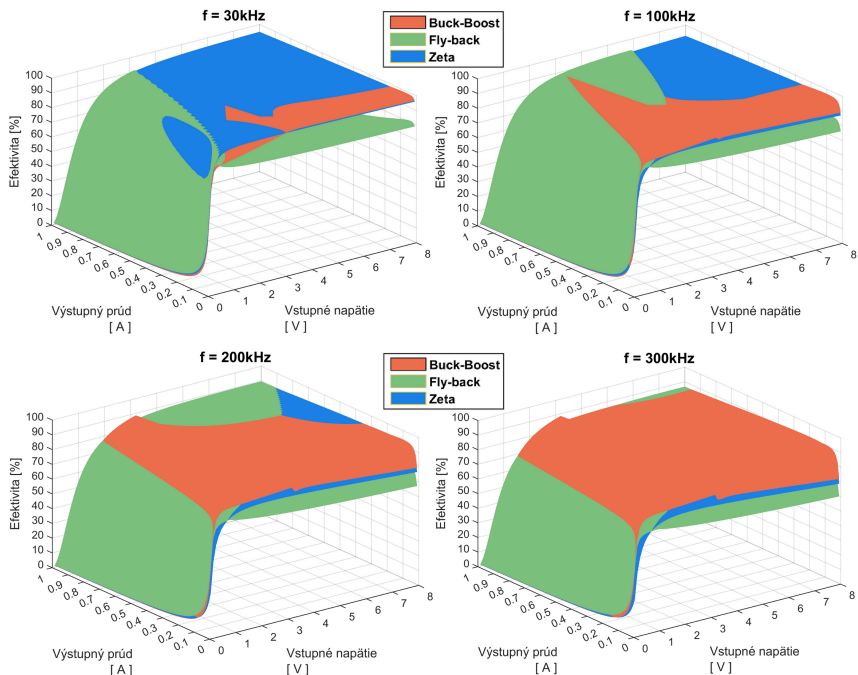
**Fig. 4:** Modelmi vypočítané priestory efektivity každého zapojenia s výstupným napätím 3,3V



**Fig. 5:** Modelmi vypočítané priestory efektivity každého zapojenia so spínacou frekvenciou 300kHz

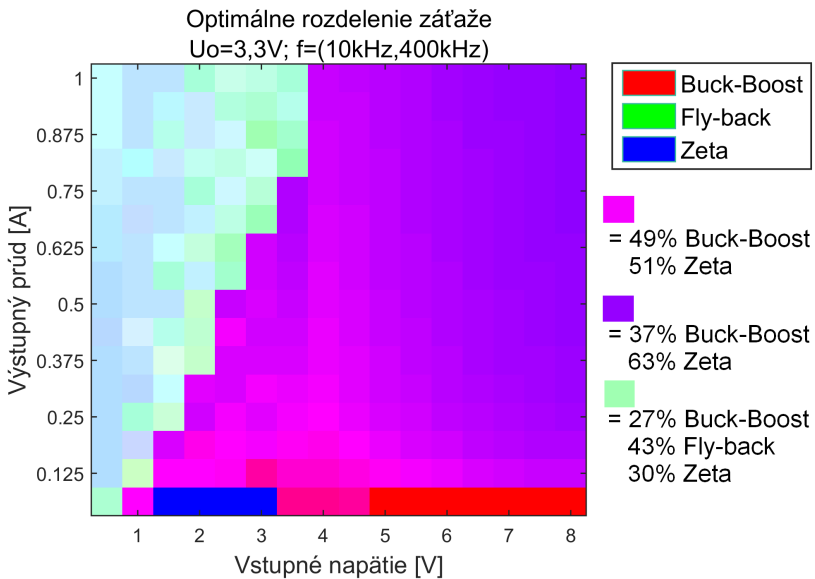
Obrázok 5 obsahuje vypočítané priestory pri dvoch rôznych úrovniach výstupného napätia. V priestoroch vidieť nezanedbateľnú závislosť efektivity aj od výstupného napätia. Priestory s nízkym výstupným napätím majú vyššiu efektivitu pri nízkom vstupnom napätí ako priestory s vysokým výstupným napätím pri nízkom vstupnom napätí. Rovnako priestory s vysokým výstupným napätím majú vyššiu efektivitu pri vysokom vstupnom napätí ako priestory s nízkym výstupným napätím pri vysokom vstupnom napätí. Čo jednoduchšie povedané znamená, že zapojenia majú tým vyššiu efektivitu, čím menšiu napäťovú zmenu prekonávajú. V priestoroch buck-boost a fly-back topológiách taktiež dochádza k posunu hrebeňov vysokých efektív.

Vzájomné porovnanie týchto priestorov je znázornené v obrázku 6 pri štyroch rôznych frekvenciách. Tieto priestory ukazujú, že aj frekvencia má podstatný vplyv na efektivitu. Pri nízkej frekvencii je vo väčšine prípadov najvýhodnejšia Zeta topológia a s narastajúcou frekvenciou ju postupne nahradzuje buck-boost topológia. Fly-back topológia je stabilne najvýhodnejšia v oblasti nízkeho vstupného napätia.



**Fig. 6:** Prekrytie vypočítaných priestorov pri výstupnom napätí 3,3V a rôznych frekvenciách

Ako teda najvýhodnejšie použiť konvertor skladajúci sa z paralelného zapojenia týchto troch topológií? Odpoveď je v obrázku 7, ktorý zobrazuje optimálne rozdelenie záťaže pri rôznych hodnotách vstupného napätia a výstupného prúdu. Požadované výstupné napätie je zvolené na 3,3V. Frekvencia je pre každý dátový bod a každú topológiu zvolená individuálne tak, aby topológia tvorila čo najmenšiu stratu. Dátové body v obrázku tvoria farebné pixely. Farba týchto pixelov zobrazuje pomer, ktorým sa požadovaný výstupný prúd rozdeľuje medzi paralelné vetvy. Pomer červenej, zelenej a modrej zložky pixela je menený, aby zodpovedal vypočítaným dátam. Legenda v rámečku zobrazuje väzbu základnej farby k istej topológii. Pod ňou sú príklady ako chápať jednotlivé farby. Napríklad fialová farba sa skladá z modrej a červenej. Zobrazuje teda oblasť, kde fly-back topológia nie je vôbec aktívna. Takto je možné zobraziť charakter viacrozmerných dát na papier. Z obrázku teda vidieť, že pri nízkom vstupnom napätí je výhodná hlavne zeta topológia, ku ktorej sa s rastúcim napätím pridáva fly-back alebo buck-boost, v závislosti od výstupného prúdu. Existuje však aj ostrá hranica, za ktorou operácia fly-back topológie už nie je vôbec výhodná.



**Fig. 7:** Mapa zobrazujúca rozloženie záťaže vytvárajúce najmenšiu výkonovú stratu pri rôznych podmienkach

## 2 Heterogénny paralelný systém správy napájania

Navrhovaným zlepšením existujúcich systémov napájania je použitie paralelného systému s heterogénnymi vetvami. Takéto zapojenie môže spájať viacero zdrojov a záťaží rôznymi konvertormi. Vhodným riadením je možné zabezpečiť aktivitu najmenej stratových konvertorov v daných podmienkach, ako aj použitie práve výhodných zdrojov.

### 2.1 Vyrovnávanie záťaže

Základným problémom riadenia mnohých heterogénnych paralelných systémov je voľba záťaže pre každú vetvu.

V súčasnosti takéto systémy predstavujú najmä počítačové siete a výpočtové strediská. V oboch prípadoch je vyrovnávanie záťaže prispôbené špecifickým podmienkam aplikácie. Používané algoritmy sa často sústreďujú na výpočtovú jednoduchosť a z toho plynúcu stabilitu [36] [38]. Napríklad :

- Kľúčová vlastnosť – Úlohy sú rozdelené podľa hodnoty istej „kľúčovej vlastnosti“. Napríklad rýchlosť prenosu, rýchlosť odozvy, vzdialenosť, zaťaženie procesora, dostupná pamäť, počet zlyhaní a podobne.
- „Cyklická obsluha“ – Algoritmus priraduje po jednej úlohe vetvám postupne. Keď dojde po poslednú vetvu, tak pokračuje opäť prvou. Metóda má mnoho modifikácií, upravujúcich počet/typ úloh pre vybrané vetvy.

Tieto algoritmy môžu byť aplikované staticky (výhodnosť vetiev je definovaná pred začiatkom) alebo dynamicky (výhodnosť vetiev môže meniť). Existujú mnohé metódy, ktoré sú uspokojené dynamickému vyrovnávaniu [37]. Napríklad :

- Aukcia – Metóda vyrovnávania záťaže, kde každá vetva pred zadelením úlohy spočíta a ohlásí svoje náklady na túto úlohu. Riadiaci systém potom úlohou poverí vetvu s najvýhodnejšími nákladmi. Vlastnosti vyhodnocované ako náklady sú špecifické implementácii – napr. čas vykonania, spotrebovaná energia, prenesené dáta a iné.
- Heuristika – Forma optimalizácie s rôznymi algoritmi. V prípade vyrovnávania záťaže sú často používané algoritmy typu „Mravčia kolónia“ a „Evolúcia“. V skratke ide o postupy, ktoré iteratívne zlepšujú existujúce riešenie.

Vyrovnávanie napájacieho systému sa od spomínaných prípadov odlišuje v spojitom charakteere problému. V súčasnosti však existuje riešenie aj takéhoto problému. Napätie reálnych zdrojov vplyvom ich vnútorného odporu mierne klesá pri zvyšujúcej sa záťaži. „Droop control“ metóda tento jav využíva na rozloženie záťaže medzi viacero zdrojov [34].

Alternatívou k „droop“ metóde, čiže k vyrovnávaniu záťaže analógovými prostriedkami, je použitie digitálneho riadenia. Hlavnou nevýhodou číslicového prístupu je pomalá odozva. Reakciu počítača obmedzuje rýchlosť analógovo-číslícového prevodníka, ktorý riadiaci program informuje o zmene systému. Pri analógovom regulátore je rýchlosť odozvy obmedzená len parazitnými vlastnosťami obvodu. Číslicové riešenie má výhodu vo formovaní charakteristiky riadenia. Základný analógový regulátor dokáže reagovať na odchýlku regulovanej veličiny v podstate len monotónne – pridať pri deficite, odobrať pri prebytku. Číslicové riadenie môže meniť charakter riadenia ľubovoľne. Taktiež umožňuje jednoduchšie škálovanie riadenia zohľadňujúce viacero vstupných veličín [38] [52] [53] [61].

## 2.2 Spojenie analógového a číslicového riadenia

Kombinácia tých správnych vlastností číslicového a analógového riadenia má potenciál vytvoriť riadenie s lepšími celkovými vlastnosťami. Pre adaptívne riadenie napájacích systémov je výhodné rozšírenie vlastností číslicového riadenia o rýchlosť reakcie a jemnejšie rozlíšenie analógového riadenia. Tieto dve vlastnosti, ktoré diskrétny systém nedokáže nahradiť, môžu byť do neho zakomponované spôsobom zobrazeným na obrázku 8. Tento systém sa podobá na bežný PID regulátor. Derivátor v ňom zabezpečuje rýchle skoky pri zmene parametrov a integrátor pomaly doľahuje výstup na presnú hodnotu. Rozdielom je nahradenie proporciálnej zložky za číslicové riadenie.

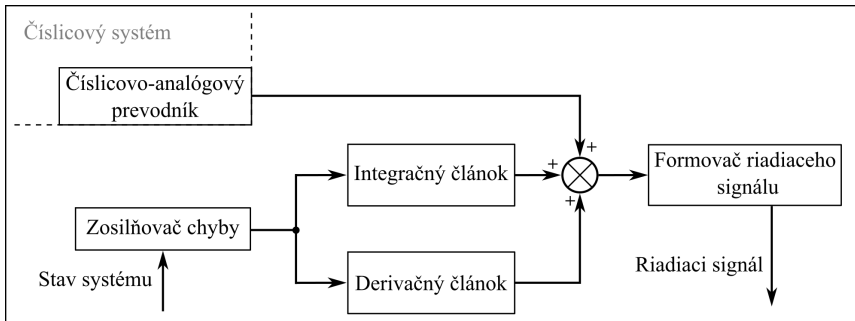


Fig. 8: Bloková schéma možného spojenia číslicového a analógového riadenia

## 2.3 Jadro riadiaceho algoritmu

Jednou z možností číslicového riadenia je použitie priestoru ( $R$ ), ktorého vstupné parametre sú namerané elektrické veličiny (vektor  $\mathbb{A}$ ) a výstupné bunky uchovávajú hodnoty riadiacich veličín alebo spôsob ich výpočtu (vektor  $\mathbb{X}$ ).

$$R(\mathbb{A}) = \mathbb{X} \quad (4)$$



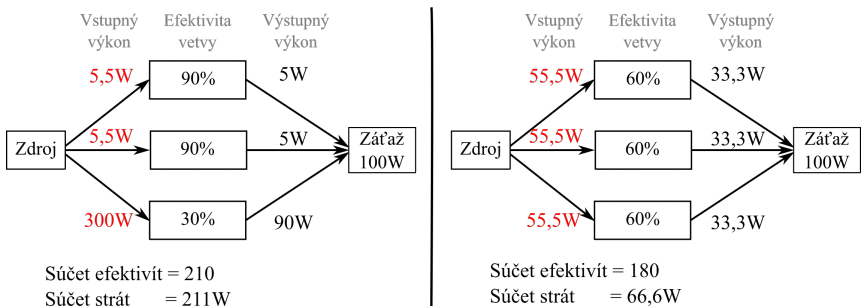
Riadenie systému na základe priestoru  $R$  najprv vyžaduje jeho vyplnenie dátami. Najjednoduchší spôsob ich získania je výpočet na základe modelov. Tento prístup je najrýchlejší, no zároveň najmenej presný kvôli zjednodušeniam v modeloch či nepresným hodnotám súčiastok použitých pri výpočte. Presnejší a časovo náročnejší spôsob je získanie dát z experimentálnych meraní. Týmto spôsobom budú získané dáta zohľadňovať reálne vlastnosti konkrétnych súčiastok obvodu (nie len ich priemernú hodnotu udávanú výrobcom) a zároveň bude zachytený vplyv akýchkoľvek javov, na ktoré model neprihliadal. Táto sa sústreďuje na získanie kľúčových dát z riadeného systému na základe heuristickej optimalizácie. Pre systém, kde cieľom riadenia je minimalizácia výkonovej straty, môže všeobecná definícia optimalizovaného problému mať podobu na obrázku 9.

$$\begin{aligned} \text{Minimalizácia : } & P_{Loss} = f(\mathbb{A}, \mathbb{X}) \\ & \text{argmin: } \mathbb{X} \in \left\{ i \cdot \text{rozlišenie} \right\}_{i=0}^{max} \\ \text{Za podmienok : } & \mathbb{Z}(\mathbb{A}, \mathbb{X}) \end{aligned}$$

**Fig. 9:** Všeobecná definícia problému pre optimalizáciu riadenia

Hodnota funkcie  $f$  je nameraná hodnota straty pri parametroch prostredia  $\mathbb{A}$  a riadiacich parametroch  $\mathbb{X}$ . Riadiace parametre môžu byť menené optimalizáciou v rozsahu od nuly až po definované maximum s definovaným rozlíšením. Pri testovaní na reálnom systéme je potrebné dodržiavať jeho operačné požiadavky, ktoré sú všeobecne zhrnuté vo vektore  $\mathbb{Z}$ .

Pri výpočte je účelom optimalizačnej funkcie minimalizácia výkonovej straty namiesto maximalizácie efektivity. Je to z dôvodu jednoduchšieho vyčíslenia hodnoty účelovej funkcie. Celková strata paralelného systému vznikne sčítaním strát na jednotlivých vetvách. Rovnaká operácia s efektivitou má potenciál byť chybná, kvôli nepriamej úmernosti efektivity a dodávaného výkonu v danej vetve. Viac v obrázku 10.



**Fig. 10:** Úvaha o účelovej hodnote optimalizácie

Výpočtom definovaného problému v laboratórnych podmienkach je možné naplniť dáta priestoru  $R$ . Vlastnosti takéhoto číslicového riadenia založeného na priestore radiacích veličín do veľkej miery záležia na kvalite optimalizácie. Algoritmus pre úlohy s kombinačným charakterom má rýchlo rastúcu výpočtovú zložitosť. Jednou z možností jej zjednodušenia je rozdelenie priestoru na menšie časti. Vzhľadom na charakter úlohy je možné rozdeliť priestor na podpriestory charakterizujúce : samostatnú topológiu, súbor vetiev z rovnakými koncami, zvyšok systému.

## 2.4 Adaptácia

Jednorázová diagnostika systému pred jeho nasadením do aplikácie nie je optimálna, ak pri výpočte neboli zohľadnené všetky vplyvy prostredia, alebo niektorý z parametrov obvodu bol zmenený (napr. poškodením alebo starnutím). Analógové riadenie je do istej miery schopné prispôbiť sa týmto zmenám. Navrhované číslicové riadenie však k tomuto účelu vyžaduje osobitný algoritmus. Tento algoritmus môže mať mnoho podôb - heuristika, rozhodovací strom či neuronová sieť.

Priebeh strojového učenia na reálnych systémoch obmedzuje nutnosť čakania na odozvu systému. Algoritmy strojového učenia majú bežne iteračný priebeh. Mnoho z nich je založených na možnosti realizácie mnohých pokusov. Kvalita takýchto algoritmov je vnímaná ako pomer dosiahnutého výsledku k času výpočtu. Čas výpočtu je následne možné znížiť pomocou paralelných výpočtov na mnohých počítačoch. Pre reálne systémy sú však výhodnejšie algoritmy realizujúce menej iterácií, pretože aj pri zmenšení výpočtového času výkonnými počítačmi je potrebný čas na zachytenie odozvy systému, ktorého výraznejšie zmenšenie vplýva negatívne na systém.

## 2.5 Optimalizácia s nízkym výpočtovým výkonom

Hľadanie výhodných riešení v priestoroch vytvorených modelmi či meraniami môže byť výpočtovo náročné. Optimalizáciu zamýšľanej aplikácie je možné poňať dvoma spôsobmi. Prvým je riešiť celý problém „offline“ na počítači s vysokým výpočtovým výkonom na základe modelu alebo nameraných dát. Druhým je hľadať aspoň čiastočné zlepšenie v samotnom zariadení „online“ za jeho behu z aktuálnych dát.

V práci sú porovnávané niektoré základné heuristické metódy, ktoré by mohli byť použité v oboch prípadoch. K porovnaniu slúžia vytvorené modelové priestory. Výpočtom na výkonnom počítači sú odmerané dve kľúčové vlastnosti metód - čas výpočtu, odchýlka od optimálnej straty. K porovnaniu je použitý model systému s jedným zdrojom a jednou záťažou, ktoré spájajú tri heterogénne paralelné vetvy. Vetvy obsahujú konvertory modelovaných topológií buck-boost, fly-back, zeta. Tabuľka 2 obsahuje namerané dáta. Uvedené hodnoty odchýlky

sú vypočítané ako rozdiel súčtu hodnôt jednotlivých bodov priestoru vypočítaného testovanou metódou so súčtom bodov optimálneho priestoru vypočítaného s brute force metódou. Čas je rovnako uvádzaný ako podiel z času brute force metódy.

**Tab. 2:** Porovnanie času výpočtu modelového priestoru rôznymi metódami

Metóda	Relatívny čas výpočtu	Relatívna odchylka
Brute force	100%	0
Hill climbing	5.9%	7
Coordinate descent	5.1%	19
Simulované žihanie	$12\% \pm 1.5\%$	$41 \pm 1$

Z tabuľky vidieť najlepší pomer času výpočtu k odchýlke pri hill climbing metóde. Tento výsledok bolo možné predpokladať, nakoľko sú vypočítané priestory pomerne hladké a bez šumu. Bez väčšieho množstva lokálnych extrémov je chaotický pohyb simulovaného žihania plytvaním času, čo tabuľka potvrdzuje. Metóda coordinate descent je síce rýchla, no korelácia riadiacich veličín spôsobuje jej značnú odchýlku. (Pre dodržanie konštantného výstupného výkonu je pri zmenšení istej riadiacej veličiny nutné zvýšiť inú, čo je pre metódu meniacu len jednu veličinu zároveň prekážka.) Výhodnosť metód môže byť pri výpočte na reálnych dátach vplyvom šumu mierne odlišná. Netreba taktiež zabúdať, že aktuálna výhodnosť metód je viazaná na konkrétnu podobu systému. Jeho zmeny môžu spôsobiť podstatnú zmenu výhodnosti metód.

## 3 Experimentálne testovanie vlastností navrhovaného riadenia

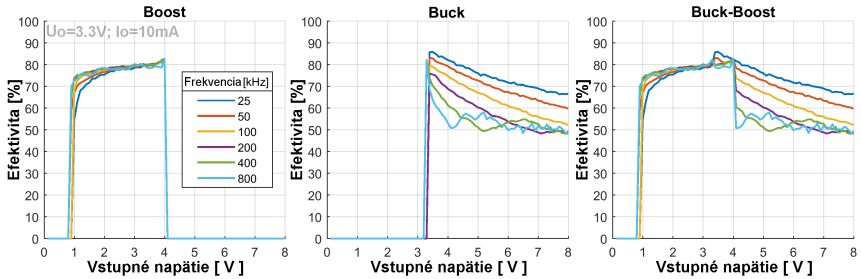
Zozbierané informácie a navrhnuté postupy sú v tejto kapitole použité na reálne systémy, ktorých výsledné vlastnosti sú zaznamenávané v laboratórnych podmienkach. Na riadenie experimentu bol použitý mikrokontrolér STM32F373. Napätia a prúdy v systéme merajú obvody INA219. Priemer 16-tich nameraných hodnôt je odosielaný do stolného počítača, ako zdroj dát uvedených grafov. Zobrazované hodnoty efektívít sú z nameraných údajov vypočítané ako podiel výkonu dodávaného do záťaže ku výkonu vstupujúceho do obvodu konvertora. To znamená, že uvádzané hodnoty nezohľadňujú vlastnú spotrebu mikrokontroléra a ani stratu pri otváraní tranzistorov z napätia mikrokontroléra.

### 3.1 Efektivita samostatného konvertora

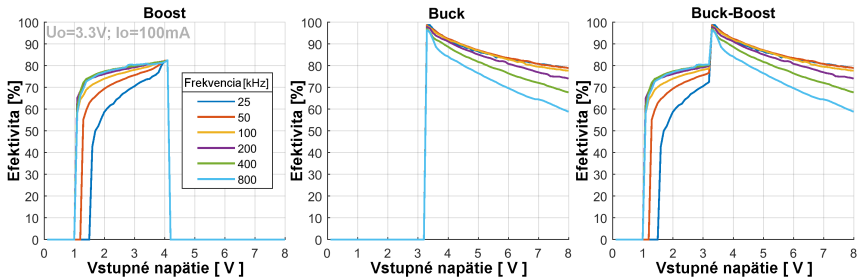
Cielom prvého experimentu je overenie modelových výpočtov. Náplňou experimentu je teda sledovanie efektivity konvertora pri rôznych hodnotách parametrov - vstupné napätie, výstupný prúd, frekvencia.

## Buck-boost

Prvý konvertor má topológiu buck-boost zo štyrmi spínačmi. V tomto meraní sú však riadené len dva (asynchrónne riadenie), pričom tretí je zopnutý len pri zmene medzi buck a boost operáciou. Meranie prebieha pri dvoch úrovniach výstupného prúdu, piatich úrovniach spínacej frekvencie a pri spojitý zmene vstupného napätia od 0V po 8V (obrázky 11 a 12). Keďže topológia vyžaduje odlišné riadenie podľa toho či zväčšuje alebo znižuje napätie, prebiehajú tieto prípady taktiež osobitne. Namerané dáta oboch prípadov sú potom spojené výberom najvyššej hodnoty efektivity. Špeciálne riadenie pri podobných napätiach na vstupe a výstupe je zanedbané.



**Fig. 11:** Efektivita Buck-Boost zapojenia zo štyrmi spínačmi pri podmienkach :  $U_o = 3.3V$ ;  $I_o = 10mA$



**Fig. 12:** Efektivita Buck-Boost zapojenia zo štyrmi spínačmi pri podmienkach :  $U_o = 3.3V$ ;  $I_o = 100mA$

Z grafov vidieť vzťah spínacej frekvencie a efektivity, ktorý pri zmene medzi operáciami buck a boost mení svoj charakter. V boost režime má najnižšia frekvencia najnižšiu efektivitu, zatiaľ čo v buck režime má najvyššia frekvencia najnižšiu efektivitu. Rozdiely medzi krivkami ovplyvňuje aj výstupný prúd. Oproti modelom je nárast efektivity v oblasti, kde je vstupné napätie blízke výstupnému výrazne strmší. Hlavne pri vyššom výstupnom prúde. Túto špičku spôsobuje schopnosť topológie púšťať energiu zo vstupu priamo na výstup bez nutnosti spínania. Počas merania však obvod spínaný bol, čo spôsobovalo istú

stratu nezávislú od výstupného prúdu. Maximálna efektívnosť tohto vrchola je vyššia pri väčšom výstupnom prúde preto, že spínacia strata tvorí menší podiel z dodávaného výkonu.

### Sepic / Zeta

Jeden testovací obvod tvorí obe topológie (rozdiel je len v zámene vstupu a výstupu). Zeta topológia oddeľuje vstupné napätie pomocou P-tranzistora, ktorý obmedzuje minimálne vstupné napätie (aby bol schopný otvorenia). Sepic topológia má na vstupne tranzistor typu N, ktorý je otváraný napätím riadiaceho obvodu. Obmedzenie minimálneho vstupného napätia preto prakticky nemá. Kvôli tomuto obmedzeniu bude ďalej vyhodnocovaná len Sepic topológia.

Obrázky 13 a 14 zobrazujú nameranú efektívnosť sepic topológie pri rôznych výstupných napätiach a výstupných prúdoch. Namerané dáta rovnako ako vypočítaný model zobrazujú krivky bez výrazných extrémov, pričom hodnota efektivity kriviek s rastúcou frekvenciou klesá. Oproti modelom však namerané dáta zachytávajú aj podmienky blízko saturácie komponentov, čo je vidieť v krivkách pri najnižších dvoch frekvenciách.

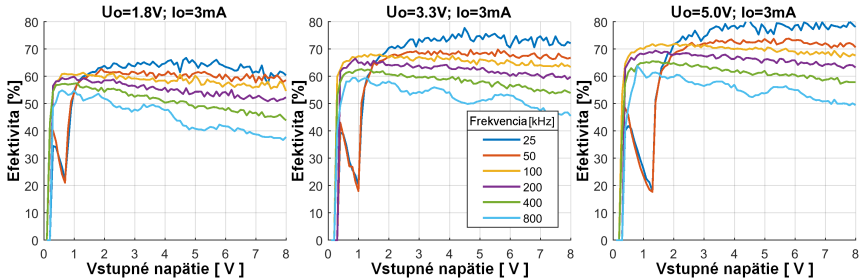


Fig. 13: Efektívnosť Sepic zapojenia pri konštantnom výstupnom prúde

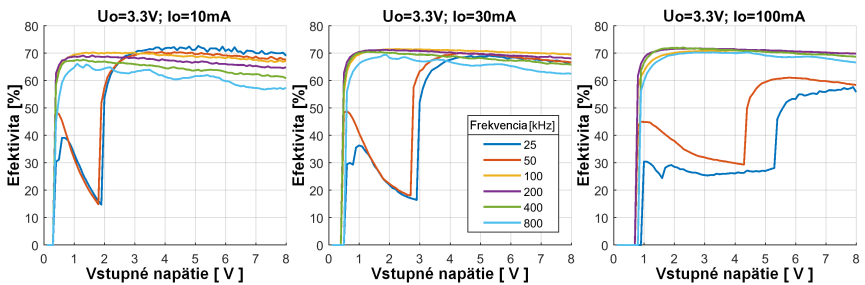


Fig. 14: Efektívnosť Sepic zapojenia pri konštantnom výstupnom napätí

Optimálna spínacia frekvencia teda musí byť čo najnižšia kvôli spínacím stratám, no zároveň dost vysoká na to, aby sa vyhla saturácií komponentov. Obrázok 15 zobrazuje nameraný priestor zaznamenávajúci najlepšiu spínaciu frekvenciu v

daných podmienkach. Z priestoru vyplýva, že bežne používaná konštantná spínacia frekvencia nie je z hľadiska efektivity optimálna a že funkcia na určenie optimálnej spínacej frekvencie vyžaduje minimálne dva dynamické parametre.

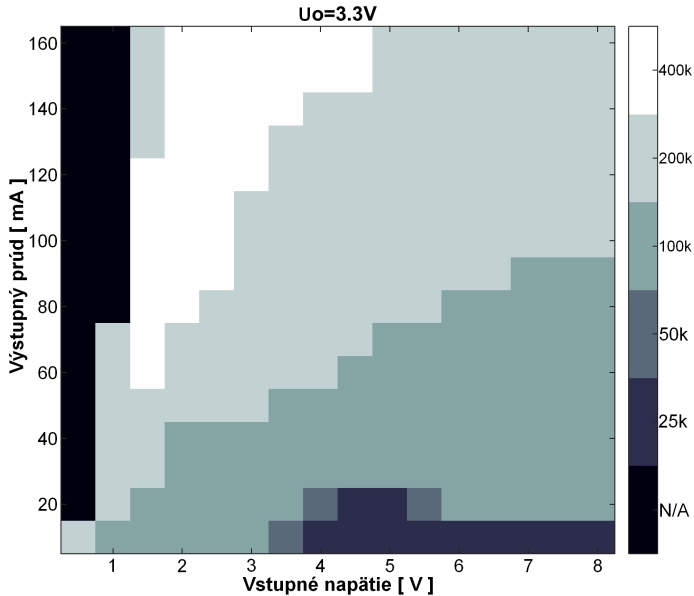


Fig. 15: Priestor znázorňujúci najlepšiu spínaciu frekvenciu danej oblasti.

### 3.2 Optimalizácia synchronného spínania

Jedným z možných redukcí priestoru riadiacich veličín je vyňatie a osobitný výpočet riadenia jednej topológie. V krátkom experimente bol na Sepic topológii odmeraný čas výpočtu jedného bodu riadiaceho priestoru vybranými optimalizáciami. Namerané výsledky v tabuľke 3 zobrazujú čas výpočtu pri nemenných podmienkach prostredia – v tomto prípade vstupné napätie a výstupný prúd. Konštanty boli zvolené nasledovne :  $U_i = 1.6V$ ;  $U_o = 3.3V$ ;  $I_o = 100mA$ ;  $f = 200kHz$ .

#### Vlastný návrh heuristiky

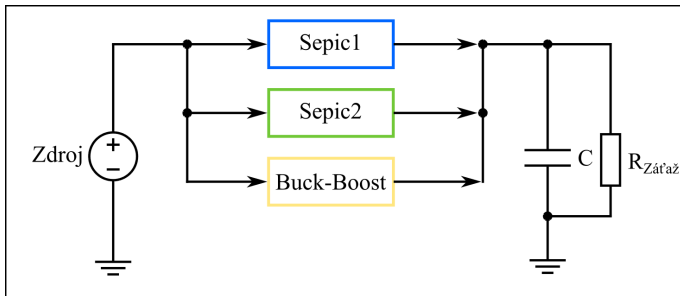
Pri tomto experimente bola vytvorená heuristika „na mieru“ danému problému. Jej základ vychádza z metódy coordinate descent, ktorá je rozšírená o schopnosť meniť veľkosť kroku pri prehľadávaní okolia. Veľkosť kroku je pritom proporčná vzdialenosti výstupu od požadovanej hodnoty.

**Tab. 3:** Nameraný čas výpočtu optimalizácie na reálnom zapojení jednej topológie

Typ optimalizačnej metódy	Čas ukončenia výpočtu
Brute force	4800sek (1hod 20min)
Hill climbing	16sek
Coordinate descent	30sek
Vlastná metóda	12sek

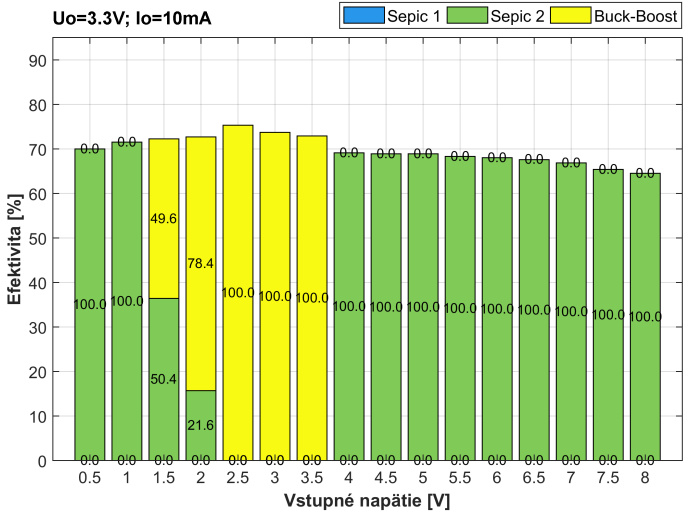
### 3.3 Rozloženie záťaže v konvertore s paralelnými vetvami

V tomto experimente sú aplikované opísané optimalizačné metódy na heterogénny paralelný systém (obrázok 16). Účelom riadenia systému je rozloženie záťaže medzi vetvy tak, aby vznikala čo najmenšia výkonová strata. Merania zachytávajú celkovú efektívnosť a rozloženie záťaže pri fixnej spínacej frekvencii 200kHz.

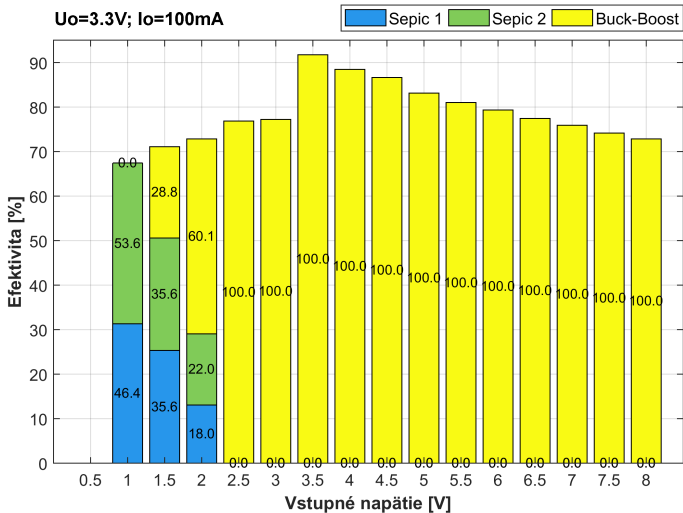


**Fig. 16:** Bloková schéma zapojenia experimentu s paralelnými vetvami

Namerané dáta na obrázkoch 17 a 18 zobrazujú najlepšiu dosiahnuteľnú efektívnosť systému pri definovaných podmienkach a podiel aktivity vetiev pri týchto podmienkach. Výška stĺpcov zobrazuje efektívnosť systému. Na grafoch vidieť, že pri malom výstupnom prúde je takmer výlučne najvýhodnejšie spínať len jeden konvertor. Pri vyššom výstupnom prúde je výhodná zmes všetkých troch vetiev až do bodu, kedy je buck-boost zapojenie výrazne výhodnejšie než ostatné vetvy. Oblasť vysokej efektívnosti tejto topológie odpovedá hodnotám nameraných pri testovaní rôznych frekvencií v časti 3.1.



**Fig. 17:** Nameraná efektívnosť a aktivita vetiev paralelného systému pri výstupnom napätí 3,3V a prúde 10mA

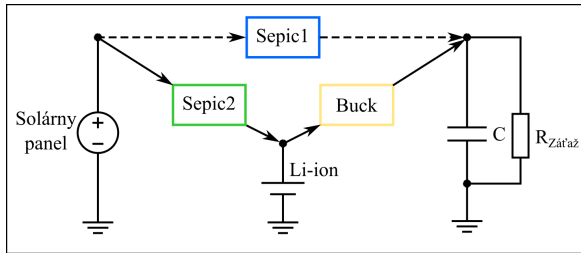


**Fig. 18:** Nameraná efektívnosť a aktivita vetiev paralelného systému pri výstupnom napätí 3,3V a prúde 100mA



### 3.4 Riadenie zberu energie z prostredia

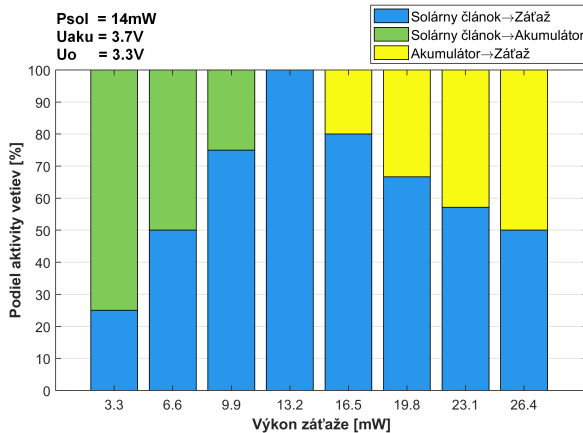
Na koniec ostáva overiť schopnosť riadiaceho algoritmu pracovať s heterogénnymi zdrojmi, ktoré majú špecifické požiadavky. V experimente je použitý solárny (fotovoltaický) článok ako zdroj energie a lítiový akumulátor ako úložisko energie. Meranie zaznamenáva podiel aktivity jednotlivých vetiev v závislosti od výkonu požadovaného záťažou pri konštantnom napätí 3,3V. Meranie prebieha počas konštantného osvetlenia solárneho článku, pri ktorom bolo namerané maximum dodávaného výkonu v hodnote **14 mW** pri napätí 2,54V. Napätie akumulátora počas merania bolo 3,7V.



**Fig. 19:** Bloková schéma zapojenia experimentu s heterogénnymi zdrojmi

Namerané dáta (obr. 20) zobrazujú tri oblasti podľa toho, či energia zo solárneho článku:

1. Prevyšuje požiadavky záťaže a jej zvyšok je ukladaný do akumulátora.
2. Tesne pokrýva požiadavky záťaže pričom je prebytok tak malý, že nie je výhodné snažiť sa ho ukladať.
3. Nepokrýva požiadavky a rozdiel je odoberaný z akumulátora.



**Fig. 20:** Namerané aktivity vetiev systému pri premenlivom výkone záťaže

## Záver

Prezentovaný spôsob riadenia má potenciál byť súčasťou moderného “sveta zajtrajška”, v ktorom presnosť riadenia systémov nie je obmedzená presnosťou konštant analytických modelov. Adaptácia riadenia na premenlivé podmienky je dôležitou súčasťou moderných systémov a môže mať mnoho podôb. Prezentovaný algoritmus je jedným príkladom adaptívneho riadenia založenom na strojovom učení. Algoritmus nemá žiadne analytické vyjadrenie na priame určenie riadiacich veličín. K dispozícii má len zoznam požiadaviek na riadenie a spätnú väzbu zo všetkých vlastností systému. Ako nastaviť riadiace veličiny, aby boli splnené všetky požiadavky sa algoritmus musí najprv “naučiť”. Kľúčové vlastnosti celého algoritmu boli testované na matematických modeloch ale aj na reálnom systéme. Matematické modely obvodov konvertorov v práci potvrdzujú nie len výhodnosť použitia heterogénneho paralelného systému do oblasti správy napájania, ale aj výhodnosť prezentovaného algoritmu do tejto aplikácie. Testovanie na reálnom systéme ale zachytáva aj rozptyl vlastností komponentov, šum, zmenu teploty vplyvom operácie, zmenu parazitných kapacít vplyvom prítomnosti užívateľa a iné rušivé vplyvy. Napriek tomu vykazujú namerané dáta rovnaké kľúčové vlastnosti ako vypočítané priestory. Z týchto hľadísk je porovnanie analytických modelov a reálneho systému na elektrotechnickom zapojení výhodné.

Potenciálnym zlepšením vo vlastnostiach prezentovaného riadenia je vývoj elektroniky, ktorá umožňuje kombináciu analógového a digitálneho riadenia. Prezentované riadenie tiež podporuje výskum a aplikáciu nových atypických zapojení konvertorov, ktoré sú výhodné len za veľmi špecifických podmienok. Zapojenia, ktorých vlastnosti sú vo väčšine prípadov nevýhodné by inak neboli schopné tvoriť samostatný konvertor. V neposlednom rade prezentované riadenie špecifikuje nové požiadavky do vývoja optimalizačných metód. V súčasnosti optimalizačné metódy používajú iteračné postupy s mnohými iteráciami, alebo sa snažia získať riešenie z analytického vyjadrenia. Tieto postupy sú zriedkavo kombinované, čo by mohlo viesť k iteračným metódam s nízkym počtom iterácií. Tieto metódy budú potrebné pre optimalizáciu reálnych systémov, ktoré nie je výhodné či možné simulovať.

**Prínos tejto práce pre vedu a prax** je možné zhrnúť nasledovne :

- Vývoj metódy pre riadenie heterogénnych paralelných systémov bez analytickej charakteristiky.
- Aplikovanie heterogénneho paralelného systému do oblasti DC-DC meničov.
- Možnosť uplatnenia :
  - Optimalizačných metód kombinujúcich analytické vyjadrenia s iteračnými postupmi
  - Optimalizačných metód s nízkym počtom iterácií
  - Atypických obvodov DC-DC meničov

# Príloha : Postup výpočtu modelov

---

## Algorithm 1 Calculation of Buck-Boost converter loss model

---

**Require:**  $V_i, V_o, I_o, f$ , Component Values

22:  $D = 1 - \frac{V_i}{V_o}$

1: **if**  $V_i > V_o$  **then**  $\triangleright$  Buck

23:  $I_{Q4} = D \cdot \frac{I_o}{1 - D}$

2:  $I_{CRIT} = 0.5 \cdot \frac{V_o \cdot (V_i - V_o)}{V_i \cdot L \cdot f}$

24:  $I_{Q2} = (1 - D) \cdot \frac{I_o}{1 - D}$

3: **if**  $I_o > I_{CRIT}$  **then**  $\triangleright$  CCM

25:  $I_L = \frac{I_o}{(1 - D)}$

4:  $D = \frac{V_o}{V_i}$

26: **else**  $\triangleright$  DCM

5:  $I_{Q1} = D \cdot I_o$

27:  $D = \frac{1}{V_i} \cdot \sqrt{I_o \cdot f \cdot 2 \cdot L \cdot (V_o - V_i)}$

6:  $I_{Q3} = (1 - D) \cdot I_o$

28:  $D2 = \frac{V_i \cdot D}{V_o - V_i}$

7:  $I_L = I_o$

29:  $I_{Q4} = D \cdot \frac{I_o}{D2}$

8: **else**  $\triangleright$  DCM

30:  $I_{Q2} = I_o$

9:  $D = \sqrt{\frac{8 \cdot L \cdot f \cdot \frac{I_o}{V_o}}{\left(\frac{2 \cdot V_i}{V_o} - 1\right)^2}} - 1$

31:  $I_L = I_o / D2$

10:  $D2 = \frac{(V_i - V_o) \cdot D}{V_o}$

32: **end if**

11:  $I_{Q1} = D \cdot I_o$

33:  $V_{GQ2} = V_o; \quad V_{GQ4} = 3.3$

12:  $I_{Q3} = D2 \cdot I_o$

34:  $V_{GQ1} = 0; \quad V_{GQ3} = 0$

13:  $I_L = I_o$

35:  $I_{Q1} = I_L; \quad I_{Q3} = 0$

14: **end if**

36:  $CTRL = 0$

15:  $V_{GQ1} = V_i; \quad V_{GQ3} = 3.3$

37: **end if**

16:  $V_{GQ2} = 0; \quad V_{GQ4} = 0$

38:  $P_{Loss} = R_{Q1} \cdot I_{Q1}^2 + Q_{GQ1} \cdot V_{GQ1} \cdot f + 0.5 \cdot V_i \cdot I_{Q1} \cdot \left(\frac{Q_{GQ1}}{I_{GQ1}} + \frac{Q_{GQ1}}{I_{GQ1}}\right) \cdot f \cdot CTRL + R_{Q2} \cdot I_{Q2}^2 + Q_{GQ2} \cdot V_{GQ2} \cdot f + R_{Q3} \cdot I_{Q3}^2 + Q_{GQ3} \cdot V_{GQ3} \cdot f + R_{Q4} \cdot I_{Q4}^2 + Q_{GQ4} \cdot V_{GQ4} \cdot f + 0.5 \cdot V_i \cdot I_{Q4} \cdot \left(\frac{Q_{GQ4}}{I_{GQ4}} + \frac{Q_{GQ4}}{I_{GQ4}}\right) \cdot f + R_L \cdot I_L^2$

17:  $I_{Q2} = I_L; \quad I_{Q4} = 0$

18:  $CTRL = 1$

19: **else if**  $V_i \leq V_o$  **then**  $\triangleright$  Boost

20:  $I_{CRIT} = \frac{(V_o - V_i) \cdot V_i^2}{2 \cdot f \cdot L \cdot V_o^2}$

21: **if**  $I_o > I_{CRIT}$  **then**  $\triangleright$  CCM

---

---

**Algorithm 2** Calculation of Zeta converter loss model
 

---

**Require:**  $V_i, V_o, I_o, f$ , Component Values

- 1:  $L = \frac{L1 \cdot L2}{L1 + L2}$
  - 2:  $I_{CRIT} = \frac{V_o \cdot \left(1 - \frac{V_o}{V_i + V_o}\right)^2}{2 \cdot L \cdot f}$
  - 3: **if**  $I_o > I_{CRIT}$  **then** ▷ CCM
  - 4:      $D = \frac{V_o}{V_i + V_o}$
  - 5:      $I_{Q7} = \frac{V_i \cdot D^2}{\frac{V_o}{I_o} \cdot (1 - D)^2}$     |     $I_{Q8} = \frac{V_i \cdot D}{\frac{V_o}{I_o} \cdot (1 - D)}$
  - 6:      $I_{L1} = \frac{D \cdot V_i \cdot I_o}{V_o} \cdot \left( \frac{D}{(1 - D)^2} - \frac{1}{\frac{2 \cdot L1 \cdot f \cdot I_o}{V_o}} \right)$
  - 7:      $I_{L2} = I_o$
  - 8: **else** ▷ DCM
  - 9:      $D2 = \sqrt{\frac{2 \cdot L \cdot f \cdot I_o}{V_o}}$
  - 10:      $D = \frac{V_o \cdot D2}{V_i}$
  - 11:      $I_{Q7} = \frac{V_i \cdot I_o \cdot \left(\frac{D}{D2}\right)^2}{V_o}$     |     $I_{Q8} = \frac{V_i \cdot I_o \cdot \frac{D}{D2}}{V_o}$
  - 12:      $I_{L1} = \frac{D \cdot V_i \cdot I_o}{V_o} \cdot \left( \frac{D}{\frac{2 \cdot L2 \cdot f \cdot I_o}{V_o}} - \frac{D2}{\frac{2 \cdot L1 \cdot f \cdot I_o}{V_o}} \right)$
  - 13:      $I_{L2} = I_{L1}$
  - 14: **end if**
  - 15:  $I_C = I_o \cdot \sqrt{\frac{V_o}{V_i}}$
  - 16:  $P_{Loss} = R_{Q7} \cdot I_{Q7}^2 + Q_{GQ7} \cdot V_{GQ7} \cdot f + 0.5 \cdot (V_i + V_o) \cdot I_{Q7} \cdot \left( \frac{Q_{GQ7}}{I_{GQ7}} + \frac{Q_{GQ7}}{I_{GQ7}} \right) \cdot f + R_{Q8} \cdot I_{Q8}^2 + Q_{GQ8} \cdot V_{GQ8} \cdot f + R_C \cdot I_C^2 + R_{L1} \cdot I_{L1}^2 + R_{L2} \cdot I_{L2}^2$
-

---

**Algorithm 3** Calculation of Fly-back converter loss model

---

**Require:**  $V_i, V_o, I_o, f$ , Component Values

1:  $D = \frac{V_o}{V_o + V_i \cdot \frac{N_p}{N_s}}$

2:  $I_{CRIT} = \frac{V_i^2 \cdot D^2}{2 \cdot L_p \cdot f \cdot V_o}$

3:  $I_{delta} = 0.6 \cdot \frac{V_o \cdot I_o}{V_i \cdot D}$

4: **if**  $I_o > I_{CRIT}$  **then**

▷ CCM

5:  $I_{Q5} = \sqrt{D \cdot \left( \left( \frac{V_o \cdot I_o}{V_i \cdot D} \right)^2 + \frac{I_{delta}^2}{3} \right)}$

6:  $I_{Q6} = \sqrt{(1 - D) \cdot \left( \frac{\left( I_{delta} + \frac{N_p}{N_s} \right)^2}{3} + I_o^2 \right)}$

7: **else**

▷ DCM

8:  $D = \sqrt{\frac{2 \cdot I_o \cdot V_o \cdot L_p \cdot f}{V_i^2}}$

9:  $I_{delta} = 0.6 \cdot \frac{V_o \cdot I_o}{V_i \cdot D}$

10:  $I_{Q5} = \sqrt{D \cdot \left( \left( \frac{V_o \cdot I_o}{V_i \cdot D} \right)^2 + \frac{I_{delta}^2}{3} \right)}$

11:  $I_{Q6} = \sqrt{(1 - D) \cdot \left( \frac{\left( I_{delta} + \frac{N_p}{N_s} \right)^2}{3} + I_o^2 \right)}$

12: **end if**

13:  $I_{Lp} = I_{Q5}$

14:  $I_{Ls} = I_{Q6}$

15:  $P_{Loss} = R_{Q5} \cdot I_{Q5}^2 + Q_{GQ5} \cdot V_{GQ5} \cdot f + 0.5 \cdot V_i \cdot I_{Q5} \cdot \left( \frac{Q_{GQ5}}{I_{GQ5}} + \frac{Q_{GQ5}}{I_{GQ5}} \right) \cdot f + R_{Q6} \cdot I_{Q6}^2 + Q_{GQ6} \cdot V_{GQ6} \cdot f + R_{Lp} \cdot I_{Lp}^2 + R_{Ls} \cdot I_{Ls}^2$

---

# References

- [1] Evans, D. April 2011. „The Internet of Things - How the Next Evolution of the Internet Is Changing Everything“. [online]. Cisco white paper.
- [2] Yildiz, Faruk. Október 2009. „Potential Ambient Energy-Harvesting Sources and Techniques“. In „Journal of technology studies“. 2009, Vol. 35, Issue 1, p 40.
- [3] R. Faranda – S. Leva. Jún 2008. “Energy comparison of MPPT techniques for PV Systems,” In “WSEAS Transactions on Power Systems“. Issue 6, Volume 3, June 2008. ISSN 1790-5060.
- [4] Pervez Hameed Shaikh, Nursyarizal Bin Mohd. Nor, Irraivan Elamvazuthi and Perumal Nallagownden. August 2013. „Maximum Power Point Tracking (MPPT) of Partially Shaded Photovoltaic Cells: A Technical Review“. In book: „Materials and Processes for Energy: Communicating Current Research and Technological Developments“, Edition: 1, pp.75-83.
- [5] Sanyo. Júl 2008. „UR18650A Specifications“. Katalógový list Li-ion akumulátora. [online]. (citované – August 2016).
- [6] Sambheet Mishra – Pratyasha Tripathy. August 2012. Solar Thermal Electricity Generating System. In International Journal of Advancements in Research & Technology. Volume 1, Issue 3, August-2012, ISSN 2278-7763.
- [7] Williams, J. – Nelson, C. Jún 1986. „Application Note 19 - LT1070 Design Manual“.
- [8] Jae-Eul Yeon. 2009. „AN-8025 Design Guideline of Single-Stage Flyback AC-DC Converter Using FAN7530 for LED Lighting“. [online]. Rev. 1.0.2 • 8/5/10
- [9] Zainal Salam – Jubaer Ahmed – Benny S. Merugu. Jún 2013. „The application of soft computing methods for MPPT of PV system: A technological and status review“. In “Applied Energy 107 (2013)“. pg. 135–148.
- [10] Kai Sun – Longxian Ni – Min Chen – Hongfei Wu – Yan Xing – Lasse Rosendahl. April 2013. „Evaluation of High Step-Up Power Electronics Stages in Thermoelectric Generator Systems“. In „Journal of Electronic Materials“. July 2013, Volume 42, Issue 7, pp 2157–2164.
- [11] Walt Kester – Walt Jung – Brian Erisman – Gurgit Thandi. 1998. „Practical Design Techniques for Power and Thermal Management“. Analog Devices, 1998, ISBN-0-916550-19-2.
- [12] S. Castillo – N. K. Samala – K. Manwaring – B. Izadi – D. Radhakrishnan. Jún 2004. „Experimental Analysis of Batteries under Continuous and Intermittent Operations“. In “Proceedings of the International Conference on Embedded Systems and Applications“. June 2004. pp. 18 – 24.
- [13] Martin Winter – Ralph J. Brodd. September 2004. „What Are Batteries, Fuel Cells, and Supercapacitors? “. In „Chemical Reviews“. Vol. 104, No. 10, p 4245–4269.
- [14] Eric Rutten. Júl 2008. „Reactive control of adaptive embedded systems“. In „Research Report RR-6604“, 2008, pp.20. ISSN 0249-6399
- [15] Junhong Zhang. 2008. „Bidirectional DC-DC Power Converter Design Optimization, Modeling and Control“. Dissertation submitted to the faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University. January 2008. (citované – August 2016)
- [16] Mousavi Ahmad. 2013. "Soft-Switching DC-DC Converters". Electronic Thesis and Dissertation Repository. Paper 1435. (citované – August 2016)

- [17] S. Chonsatidjamroen – K-N. Areerak – K-L. Areerak. 2011. „Dynamic Model of a Buck Converter with a Sliding Mode Control”. In „International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering“ Vol:5, No:12, 2011. (citované – August 2016)
- [18] Michael Douglas Seeman. 2009. “A Design Methodology for Switched-Capacitor DC-DC Converters” . A dissertation submitted in partial satisfaction of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy. UNIVERSITY OF CALIFORNIA, BERKELEY. Spring 2009. (citované – August 2016)
- [19] Andrea Schaerf – Yoav Shoham – Moshe Tennenholtz. 1995. „Adaptive Load Balancing: A Study in Multi-Agent Learning“. In „Journal of Artificial Intelligence Research 2“. (1995) pg. 475-500 (citované – Jún 2016)
- [20] Silicon Labs. 2015. „TS3310/12/14 Data Sheet“. [online] Revision 1.0. February 2016. (citované – August 2016)
- [21] X-Powers Limited. 2010. „DATASHEET AXP209 Enhanced single Cell Li-Battery and Power System Management IC“. [online] (citované – Jún 2016)
- [22] Kataógové listy obvodov od spol. Linear Technologies. [online] (citované – Júl 2016): LTC3104 – REV A. Jul 2016; LTC3300 - REV B. Dec 2013; LTC 3106 - 2015; LTC3109 - REV B. Aug 2013; LTC3330 - REV C. Aug 2015; LTC3331 - REV C. Aug 2015; LTC4417 - 2012; LTC3652 – REV E. Dec 2015; LTC4121 – REV C. Feb 2016; LTC8490 – REV A. Nov 2015; Dostupné na stránkach výrobcu. <<http://www.linear.com/>>
- [23] Kataógové listy obvodov od spol. Texas Instruments. [online] (citované – Júl 2016): TPS62770 – SLIS165D. DECEMBER2014 – REVISED APRIL2016; BQ25504 – SLUSAH0C. OCTOBER2011 – REVISED JUNE2015; BQ25505 – SLUSBJ3D. AUGUST2013 – REVISED FEBRUARY2015; BQ25570 – SLUSBH2E. MARCH2013 – REVISED MARCH2015; Dostupné na stránkach výrobcu. <<http://www.ti.com/>>
- [24] Štatictické dáta zo stránky: <http://solargis.com/products/maps-and-gis-data/free/overview/>
- [25] Hamley, John A. NASA Glenn Research Center. 2016. „Radioisotope Power Systems Program: A Program Overview“. [online]. Feb 23, 2016 .
- [26] Rehman, Zubair. Al-Bahadly, Ibrahim. Mukhopadhyay, S.C. . 2015. „Multiinput DC–DC converters in renewable energy applications – An overview“. In „Renewable and Sustainable Energy Reviews“. 41. 521–539. 10.1016/j.rser.2014.08.033.
- [27] Lara-Salazar, G & Vazquez, N & Hernandez, C & Lopez, H & Arau, Jaime. (2016). Multi-input DC/DC converter with battery backup for renewable applications. 47-51. 10.1109/CIEP.2016.7530729.
- [28] HRISHIKESH NENE. Texas Instruments. 2015. „TI Designs: TIDA-BIDIR-400-12 Bi-directional DC-DC Converter“. TIDUA17–September2015
- [29] Abas Goodarzi. Sudip Mazumder. 2008. „Bi-directional dc-dc Converter - Including Vehicle System Study to determine Optimum Battery and DC Link Voltages“. February 28, 2008.
- [30] Fai Lee, Cheung & Mok, Philip. 2004. „A monolithic current-mode CMOS DC-DC converter with on-chip current-sensing technique“. Solid-State Circuits, IEEE Journal of. 39. 3 - 14. 10.1109/JSSC.2003.820870.
- [31] Sanjaya Maniktala. 2012 „TN-206 Voltage-Mode, Current-Mode (and Hysteretic Control)“. Microsemi Corp. July 2012.

- [32] Robert Mammano. 1994. „Switching Power Supply Topology Voltage Mode vs. Current Mode“. Unitrode design note 62. June 1994.
- [33] Zaman, Ahsan & Prodic, Aleksandar & A. Johns, David. 2015. An Integrated High-Density Power Management Solution for Portable Applications Based on a Multi-output Switched-Capacitor Circuit. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 31. 1-1. 10.1109/TPEL.2015.2474738.
- [34] Fatih Cingoz & Ali Elrayah & Yilmaz Sozer. „Optimized Droop Control Parameters for Effective Load Sharing and Voltage Regulation in DC Microgrids“. In „Electric Power Components and Systems“. vol 43. num 8-10. pg 879-889. 2015.
- [35] Emanuele Frandi. & Alessandra Papini. „Coordinate Search Algorithms in Multilevel Optimization“. In „Optimization Methods and Software“. vol 29. num 5. pg 1020-1041. 2014
- [36] Nuaimi, Klaithem & Mohamed, Nader & Alnuaimi, Mariam & Al-Jaroodi, Jameela. 2012. A Survey of Load Balancing in Cloud Computing: Challenges and Algorithms. *Proceedings - IEEE 2nd Symposium on Network Cloud Computing and Applications, NCCA 2012*. 137-142. 10.1109/NCCA.2012.29.
- [37] Branko Radojević & Mario Žagar. 2011. „Analysis of Issues with Load Balancing Algorithms in Hosted (Cloud) Environments“. *Proceedings of the 34th International Convention MIPRO, Opatija, 2011*, pp. 416-420.
- [38] Sandeep Sharma, Sarabjit Singh, Meenakshi Sharma. 2008. „Performance Analysis of Load Balancing Algorithms “. *World Academy of Science, Engineering and Technology* 14 2008. pg 269-272.
- [39] STMicroelectronics. 2007. „AN2435 Application note - TM sepic converter in PFC pre-regulator“. rev1 March 2007.
- [40] N. S., Jayalakshmi & Gaonkar, Dattatraya & Naik, Amrut. 2017. Design and Analysis of Dual Output Flyback Converter for Standalone PV/Battery System. *International Journal of Renewable Energy Research*. 07. 1032-1040.
- [41] Coelho, Roberto Francisco. Martins, Denizar Cruz. 2012. „An Optimized Maximum Power Point Tracking Method Based on PV Surface Temperature Measurement“. In „Sustainable Energy - Recent Studies“. 2012. chapter 4.
- [42] Pedro Amaral. 2015. Adaptive High Resolution Dead-Time Algorithm for Energy Efficiency in Power Converters.
- [43] Laszlo Balogh. 2017. Design And Application Guide For High Speed MOSFET Gate Drive Circuits
- [44] Mark Dennis. Fairchild Semiconductor. 2013. „AN-6069 Application Review and Comparative Evaluation of Low-Side Gate Drivers“. rev-1.0.4. 12/9/13
- [45] Lingyin Zhao. Jinrong Qian. Texas Instruments. 2006. „DC-DC Power Conversions and System Design Considerations for Battery Operated System “. *Texas Instrument Seminar*. (May 2006). [Online]
- [46] All About Circuits.com Editorial Team. 2015. „Discontinuous Conduction Mode of Simple Converters“. June 11, 2015. [online]
- [47] Mathew Wich. Fu Sun. 2014. „The Low Output Voltage Ripple Zeta DC/DC Converter Topology“. *Linear technology solutions*.



- [48] Elena Niculescu, Dorina Mioara-Purcaru, Marius-Cristian Niculescu, Ion Purcaru, Marian Maria. „A Simplified Steady-State Analysis of the PWM Zeta Converter”. Proceedings ICC'09 Proceedings of the 13th WSEAS international conference on Circuits. Pages 108-113. Rodos, Greece — July 22 - 24, 2009
- [49] Song, Min-Sup & Son, Young-Dong & Lee, Kwang-Hyun. 2014. „Non-isolated Bidirectional Soft-switching SEPIC/ZETA Converter with Reduced Ripple Currents”. „Journal of Power Electronics” p 649-660.
- [50] Faizan Hameed, Khalid Iqbal. 2016. „ZETA Converter based charge controller for efficient use of solar energy in street lighting system”. In „International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering”. Vol 5. Issue 6. June 2016.
- [51] STMicroelectronics. 2014. „AN4449 Application note - Buck-boost converter using the STM32F334 Discovery kit“. rev1 September 2014.
- [52] Gregory Manlove. 2012. „Dual Output DC/DC Controller Combines Digital Power System Management with Analog Control Loop for  $\pm 0.5\%V_{OUT}$  Accuracy”. In : „LT journal of analog innovation”. Vol 21 Num 4. January 2012. [online]
- [53] M, Hewitson. 2010. „Digital Vs Analog control”. GEO ISC Meeting, Hannover, Feb 2010. [online]
- [54] Brian T. Lynch. „Under the Hood of a DC/DC Boost Converter“. Texas Instruments Power Supply Design Seminar, pp. 3.1-3.26, 2008-2009
- [55] Everett Rogers. Texas Instruments. Understanding Boost Power Stages in Switchmode PowerSupplies". Application Report SLVA061. March 1999
- [56] Everett Rogers. Texas Instruments. Understanding Buck Power Stages in Switchmode PowerSupplies". Application Report SLVA057. March 1999
- [57] Anthony Fagnani, TI Literature Number SLVA559, Application Report Isolated Continuous Conduction Mode Flyback Using the TPS55340", January 2013
- [58] ON Semiconductor. "How to Keep a FLYBACK Switch Mode Supply Stable with a Critical-Mode Controller". Application note AN1681/D. Rev 1. May 2017.
- [59] Jeff Falin. "Designing DC/DC converters based on SEPIC topology". Texas Instruments. Analog Applications Journal. 4Q 2008
- [60] Jeff Falin. "Designing DC/DC converters based on ZETA topology". Texas Instruments. Analog Applications Journal. 2Q 2010
- [61] Rosario Attanasio. „500 W fully digital AC-DC power supply based on the STM32F334 microcontroller“. STMicroelectronics. Application note AN4468. June 2014.
- [62] Peter Ševčík, Oldřich Kovář. “Power unit based on supercapacitors and solar cell module”. In “SCIECONF 2013 : the 1st international virtual scientific conference : 10-14. June 2013 : proceedings in scientific conference.” ISSN 1339-3561. - Žilina: University of Žilina, 2013. - ISBN 978-80-554-0726-5. - S. 468 - 471.
- [63] Michal Kochláň, Juraj Miček, Martin Hyben. “Wireless sensor network energy harvesting : radio frequency harvesting case study”. In “Intelligent transportation systems 2013 : virtual conference : August 26-30, 2013”. ISSN 1339-4118. - Žilina: Žilinská univerzita, 2013. - ISBN 978-80-554-0763-0. - CD-ROM, s. 93-97.

- [64] Michal Kochláň. Peter Ševčík. “Supercapacitor power unit for an event-driven wireless sensor node”. In “FedCSIS : proceedings of the Federated conference on computer science and information systems : September 9-12, 2012, Wrocław, Poland”. - [S.l.]: IEEE, 2012. - ISBN 978-83-60810-51-4. s. 791-796.
- [65] Mei, L. (2012). “A predictive analog dead-time control circuit for a high efficiency synchronous buck converter”. University of British Columbia.
- [66] Weidong Xiao and W. G. Dunford, “A modified adaptive hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems,”2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551), 2004, pp. 1957-1963 Vol.3. doi: 10.1109/PESC.2004.1355417
- [67] Canutescu, A. A. and Dunbrack, R. L. (2003), Cyclic coordinate descent: A robotics algorithm for protein loop closure. *Protein Science*, 12: 963–972. doi:10.1110/ps.0242703
- [68] Wright, S.J., 2015. “Coordinate descent algorithms”. In “Mathematical Programming”. June 2015. vol. 151. issue 1. pp.3-34.
- [69] Van Laarhoven, P.J. and Aarts, E.H., 1987. Simulated annealing. In *Simulated annealing: Theory and applications* (pp. 7-15). Springer, Dordrecht.
- [70] S. Kirkpatrick, C. D. Gelatt Jr., M. P. Vecchi. 1983. “Optimization by Simulated Annealing”. In “Science” New Series, Vol. 220, No. 4598. (May 13, 1983), pp. 671-680.
- [71] Glover, F. 1989. “Tabu search—part I”. In “ORSA Journal on computing”. 1(3), 190-206.
- [72] Khuri, S., Schütz, M., Heitkötter, J. 1995. “Evolutionary heuristics for the bin packing problem”. In “Artificial Neural Nets and Genetic Algorithms”. pp. 285-288. Springer, Vienna.
- [73] GWL/Power. 2015. „Specification Document - GWL/Sunny Poly 250 Wp“ [online] (citované – August 2016)

### List of Author’s Publications

[ 1 ] Hodoň Michal, Žák Samuel, Kopkáš Martin, Ševčík Peter, Húdík Martin. 2015. „Application of WSN for smart power metering to avoid cheating on electric power consumption at places with shared power sources“. In: FedCSIS proceedings of the 2015 Federated conference on Computer science and information systems September 13-16, 2015, Łódź, Poland S. 1215-1221 Polskie Towarzystwo Informatyczne; IEEE Warsaw; Los Alamitos 2015, ISBN 978-83-60810-65-1.

[ 2 ] Kochláň Michal, Žák Samuel, Miček Juraj, Milanová Jana. 2015. „Control unit for power subsystem of a wireless sensor node“. In: FedCSIS proceedings of the 2015 Federated conference on Computer science and information systems September 13-16, 2015, Łódź, Poland S. 1249-1256 Polskie Towarzystwo Informatyczne; IEEE Warsaw; Los Alamitos 2015, ISBN 978-83-60810-65-1.

[ 3 ] Kochláň Michal, Žák Samuel, Hodoň Michal, Miček Juraj, Karpíš Ondrej. 2016. „Multichannel recorder for low frequency signals [application of oscilloscope as integrated mobile service for a smartphone]“. In: *Mobile information systems* Vol. 2016. (elektronický zdroj), online, article ID 8472063, [7] s., ISSN

[ 4 ] Samuel Žák, Peter Šarafín, Peter Ševčík. 2016 „The multi-topology converter for the solar panel”. In: FedCSIS : proceedings of the 2016 Federated conference on Computer science and information systems : September 11-14, 2016, Gdańsk, Poland. ISBN 978-83-60910-92-7. - S. 1107-1110. Annals of computer science and information systems, Vol. 8. - ISSN 2300-5963.

[ 5 ] Kochláš Michal, Žák Samuel, Miček Juraj, Hodoň Michal, Húdík Martin. 2016. „Performance of open voltage control algorithm for sensor node power management unit” In: Information and digital technologies 2016 [elektronický zdroj] : proceedings of the international conference : 5-7 July 2016 Rzeszów, Poland. ISBN 978-1-4673-8860-3. s. 138-143.

[ 6 ] Samuel Žák, Jaroslav Szabo. 2017. „Load balancing of heterogeneous parallel DC-DC converter”. In: [FedCSIS] : proceedings of the 2017 Federated conference on Computer science and information systems : September 3-6, 2017. Prague, Czech Republic. ISBN 978-83-946253-9-9. - S. 895-899. Annals of computer science and information systems, Vol. 11. - ISSN 2300-5963.

[ 7 ] Peter Šarafín, Martin Húdík, Martin Revák, Samuel Žák, Peter Ševčík. “Modelling and identification of linear discrete systems using least squares method”. In “FedCSIS : proceedings of the 2017 Federated conference on Computer science and information systems : September 3-6, 2017. Prague, Czech Republic”. 2017. ISBN 978-83-946253-9-9. S.891-894. Annals of computer science and information systems, Vol. 11. - ISSN 2300-5963.

[ 8 ] Peter Ševčík, Samuel Žák, Michal Hodoň. “Wireless sensor network for smart power metering”. In “Concurrency and computation: practice and experience”. ISSN 1532-0636. Vol. 29, iss. 23 Spec. iss (2017), [8] s.