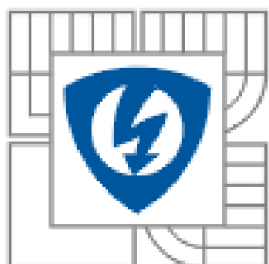




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING
AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

MĚŘICÍ SYSTÉM PRO SLEDOVÁNÍ EFEKTIVITY FOTOVOLTAICKÉHO PANELU

PHOTOVOLTAIC PANELS EFFICIENCY MEASUREMENT SYSTEM

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. JIŘÍ HOFMAN

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. JIŘÍ VANĚK, Ph.D.

BRNO 2010



Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Mikroelektronika

Student: Bc. Jiří Hofman
Ročník: 2

ID: 120871
Akademický rok: 2009/10

NÁZEV TÉMATU:

Měřicí systém pro sledování efektivity fotovoltaického panelu

POKyny PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte a realizujte prototyp měřicího systému pro dlouhodobé sledování fyzikálních veličin na experimentální instalaci fotovoltaického panelu Solartec STR36-50/12 (50W). Vytvořte software pro kontinuální sběr naměřených dat, která budou ukládána v počítači (PC) pro pozdější analýzu efektivity panelu a její závislosti na okolních podmínkách. Prototyp otestujte a kalibrujte v laboratoři.

DOPORUČENÁ LITERATURA:


Dle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 8.2.2010

Termín odevzdání: 27.5.2010

Vedoucí práce: doc. Ing. Jiří Vaněk, Ph.D.

Konzultanti diplomové práce:


prof. Ing. Vladislav Musil, CSc.
předseda oborové rady



UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové 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

Diplomová práce se zabývá návrhem a vývojem měřicího systému, jehož účelem je dlouhodobé měření efektivity výroby elektrické energie na experimentální instalaci fotovoltaického panelu. Měřicí systém se sestává z modulu měření energie slunečního záření (pyranometru), inteligentního zátěžového modulu pro měření výstupního výkonu fotovoltaického panelu a modulu měření klimatických podmínek panelu. Naměřená data jsou přenášena do řídicího počítače (PC), kde se ukládají pro vyhodnocení klimatických vlivů na účinnost panelu.

Abstract

This diploma thesis is focused on design and development of a measurement system whose aim is to measure photovoltaic panel efficiency. Experimental photovoltaic panel is installed outside the laboratory. Measurement system consists of the solar radiation measurement module (pyranometer), photovoltaic panel load module (panel output power measurement) and panel climate measurement module. Data from measurement modules is being captured via control computer for subsequent analysis of panel efficiency and climatic impacts on it.

Klíčová slova

Měřicí systém, fotovoltaický panel, efektivita fotovoltaického panelu, klimatické vlivy, bod maximálního výkonu, analogový regulátor konstantního proudu, digitální regulace výkonu, nejistota měření, měření slunečního záření, pyranometr, měření teploty vzduchu, měření proudění vzduchu, systém sběru dat.

Keywords

Measurement system, Photovoltaic module, photovoltaic panels efficiency, Climatic impacts, maximal power point, analog constant current controller, digital power controller, measuring uncertainty, solar radiation measurement, pyranometer, air temperature measurement, air flow measurement., data acquisition system.

Bibliografická citace díla

HOFMAN, J. *Měřicí systém pro sledování efektivity fotovoltaického panelu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Jiří Vaněk, Ph.D.

Prohlášení autora o původnosti díla

Prohlašuji, že jsem tuto vysokoškolskou kvalifikační práci vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce, s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury. Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujícího autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních následků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 24.5.2010

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Jiřímu Vaňkovi, Ph.D. za metodické a cíleně orientované vedení při plnění úkolů realizovaných v návaznosti na diplomovou práci. Dále bych chtěl poděkovat svým přátelům za neobyčejnou ochotu pomoci s mnohdy velmi náročnými problémy na diplomové práci v kombinované formě studia. Jmenovitě tímto děkuji Václavu Švábovi, Adéle Haraštové, Lucii Svobodové, Martinu Imramovskému, Tomášovi Tesaříkovi a Adalbertu Kolínskému.

Obsah

1	ÚVOD	1
2	FV ČLÁNKY A JEJICH ÚČINNOST	2
2.1	HISTORIE VÝVOJE FV ČLÁNKŮ	2
2.2	FYZIKÁLNÍ PRINCIP FV ČLÁNKŮ	2
2.3	GENERACE FV ČLÁNKŮ	3
2.3.1	<i>První generace FV článků</i>	3
2.3.2	<i>Druhá generace FV článků</i>	3
2.3.3	<i>Třetí generace FV článků</i>	4
2.4	FV MODULY, PANELY	5
2.5	ÚČINNOST FV SYSTÉMŮ	6
2.5.1	<i>Bod maximálního výkonu</i>	6
2.5.2	<i>Náhradní schéma FV článku</i>	6
2.5.3	<i>Spojování článků v panelu</i>	7
2.5.4	<i>Klimatické vlivy na účinnost</i>	8
2.5.5	<i>Polohování FV modulů, koncentrátory</i>	9
2.5.6	<i>Stárnutí FV panelů</i>	10
2.6	SHRNUTÍ KAPITOLY	10
3	NÁVRH MĚŘICÍHO SYSTÉMU	11
3.1	ZÁKLADNÍ POŽADAVKY NA MĚŘICÍ SYSTÉM	11
3.2	MĚŘENÍ INTENZITY SLUNEČNÍHO ZÁŘENÍ	12
3.3	MĚŘENÍ VÝSTUPNÍHO VÝKONU FV PANELU	14
3.4	MĚŘENÍ TEPLoty FV PANELU	15
3.5	MĚŘENÍ PROUDĚNÍ VZDUCHU NA FV PANELU	17
3.5.1	<i>Požadavky na měření proudění vzduchu</i>	17
3.5.2	<i>Výběr metody měření</i>	17
3.5.3	<i>Mechanické metody měření</i>	18
3.5.4	<i>Termické metody měření</i>	18
3.5.5	<i>Akustické metody</i>	19
3.5.6	<i>Principiální návrh ultrazvukového měření</i>	19
3.6	METEOROLOGICKÉ VELIČINY	21
3.6.1	<i>Teplota vzduchu</i>	21
3.6.2	<i>Anemometr</i>	22
3.7	SBĚR DAT MĚŘICÍHO SYSTÉMU	23
3.8	BLOKOVÁ STRUKTURA MĚŘICÍHO SYSTÉMU	24
3.9	PLÁN VÝVOJE MĚŘICÍHO SYSTÉMU	24

4	NÁVRH MODULU MPPL.....	25
4.1	POŽADAVKY NA MODUL	25
4.2	SYSTÉMOVÝ NÁVRH MODULU	25
4.3	VÝKONOVÁ ČÁST MODULU	26
4.4	MĚŘENÍ PROUDU	28
4.5	REGULÁTOR PROUDU	29
4.6	OBVOD MĚŘENÍ NAPĚTÍ	30
4.7	AD A DA PŘEVODNÍKY	30
4.7.1	<i>Požadavky na převodníky.....</i>	<i>30</i>
4.7.2	<i>Jednočipové řešení převodníků</i>	<i>31</i>
4.8	NÁVRH ADC.....	31
4.8.1	<i>Časování ADC.....</i>	<i>32</i>
4.8.2	<i>Vstupní část ADC.....</i>	<i>32</i>
4.8.3	<i>Modulátor ADC.....</i>	<i>33</i>
4.8.4	<i>Digitální filtr ADC</i>	<i>33</i>
4.8.5	<i>Interní kalibrace ADC.....</i>	<i>34</i>
4.9	NÁVRH DAC.....	35
4.9.1	<i>Nastavení DAC.....</i>	<i>36</i>
4.10	REFERENČNÍ ZDROJ	37
4.11	MIKROKONTROLÉR A JEHO PERIFERIE	38
4.12	1-WIRE SBĚRNICE.....	38
4.13	NAPÁJECÍ ZDROJ.....	38
4.14	MECHANICKÁ KONSTRUKCE MODULU	39
4.15	SOFTWARE MODULU	39
5	FV LAMPA.....	41
6	UMS - OBSLUŽNÝ SOFTWARE PRO PC	42
7	TESTY MODULU MPPL	43
7.1	STATICKE TESTY PŘEVODNÍKŮ ADC A DAC.....	43
7.1.1	<i>Statická charakteristika ADC.....</i>	<i>43</i>
7.2	DYNAMICKÉ TESTY ADC	48
7.2.1	<i>Test ustálení ADC</i>	<i>48</i>
7.2.2	<i>Test rušení od síťové frekvence</i>	<i>48</i>
7.3	DYNAMICKÝ TEST DAC	49
7.4	TEST CHLAZENÍ VÝKONOVÉ ČÁSTI MODULU.....	50
7.5	KALIBRACE MODULU	50
7.6	TEST PŘESNOSTI MĚŘENÍ	51
7.7	LABORATORNÍ TESTY S FV PANELEM.....	52
7.8	VENKOVNÍ TESTY S FV PANELEM.....	54

8	ZÁVĚR.....	55
9	POUŽITÉ ZKRATKY.....	56
10	LITERATURA.....	58
11	PŘÍLOHY.....	60
11.1	SCHÉMA MODULU MPPL	60
11.2	FOTOGRAFIE MODULU MPPL.....	64
11.3	UKÁZKA SOFTWARE UMS.....	66
11.4	FOTOGRAFIE TESTŮ MODULU	67

1 Úvod

Fotovoltaika – přímá přeměna sluneční energie na elektrickou - se stává poslední dobou spolu s ostatními obnovitelnými zdroji energie významným energetickým zdrojem. Důvodem rapidního rozvoje tohoto odvětví je neustálý růst cen elektrické energie, pokrok v oblasti masové výroby fotovoltaických panelů, který výrazně snížil jejich cenu. Nezanedbatelnou aplikační výhodou této technologie je jednoduchý provoz fotovoltaických systémů, jejich malý dopad na ráz krajiny a život člověka (v porovnání s jinými zdroji) a v neposlední řadě velmi výhodná finanční podpora státu. Autor této práce si je potenciálu této technologie plně vědom, a proto se rozhodl věnovat se v rámci studia na VUT Brno právě fotovoltaickým systémům a problematice měření jejich účinnosti výroby elektrické energie.

Diplomová práce se zabývá návrhem a vývojem komplexního měřicího systému, jenž bude použit pro dlouhodobé sledování efektivity fotovoltaických panelů v reálných podmínkách. Cílem je získání měřicího systému, jehož výstup by poskytoval detailní analýzu negativních vlivů na účinnost výroby elektrické energie a umožňoval tak optimalizaci fotovoltaických systémů (umístění panelů, využití přirozeného proudění vzduchu pro jejich pasivní chlazení a podobně).

První kapitola teoretické části diplomové práce shrnuje získané poznatky o fotovoltaických člancích a panelech, genezi jejich vývoje a problematice jejich účinnosti. Následující kapitola obsahuje výsledky kompletního návrhu měřicího systému včetně analýzy dostupných měřicích metod a snímačů. Součástí této kapitoly je i plán vývoje měřicího systému, který svou náročností přesahuje časové možnosti magisterského studia.

Praktická část této práce popisuje detailní návrh modulu měření výstupního výkonu fotovoltaického panelu. Jsou zde diskutovány možnosti realizace jednotlivých subsystémů modulu a provedeny výpočty parametrů zvolených obvodových řešení. Důraz je kladen na minimalizaci chyb měření a robustnost systému.

Závěr práce shrnuje výsledky komplexních testů vyvinutého modulu měření výkonu, které byly provedeny jak pomocí laboratorních přístrojů, tak i fotovoltaických panelů včetně zadaného panelu STR36-50/12. V rámci těchto testů byla provedena také kalibrace modulu a analyzovány chyby měření elektrických veličin modulem.

2 FV články a jejich účinnost

2.1 Historie vývoje FV článků

Prvními experimenty, při kterých byl pozorován fotoelektrický jev, se zabýval francouzský fyzik Becquerel od roku 1839. Jeho FV článek byl založen na kovových elektrodách ponořených v elektrolytu. Vývoj prvního pevného článku je připisován Adamsovi a Daymu, kteří jej vyrobili ze selenu v roce 1877. Frittsův článek z roku 1883 měl již účinnost kolem 1 %. Na další vývoj FV technologie mělo zásadní vliv teoretické objasnění fotoelektrického jevu Albertem Einsteinem, za které byl oceněn Nobelovou cenou v roce 1921. Pro technologii moderních křemíkových článků byla významným objevem metoda výroby čistého monokrystalu křemíku, kterou vyvinul Jan Czochralski. První aplikací FV panelů jako zdroje energie byla kosmonautika – FV panely byly a stále jsou ideálním zdrojem napájení satelitů. Komerčně se FV články začaly poprvé používat jako zdroje energie pro miniaturní elektroniku (kalkulačky, hodinky). Silným impulsem pro rozvoj FV energetiky byla ropná krize v roce 1973, která nastartovala proces efektivnější výroby a využití energetických zdrojů. Téměř lavinovitě se FV systémy rozvíjejí v posledních letech, a to díky dotačním programům, které způsobily nebývalý zájem investorů o tuto oblast výroby elektrické energie. Vše napovídá tomu, že pro udržení stávajícího rozvoje lidské civilizace budou obnovitelné zdroje energie (a tedy i FV systémy) v budoucnosti zcela zásadní.

2.2 Fyzikální princip FV článků

Základním principem FV článku je fotoelektrický jev, při němž jsou elektrony uvolňovány z látky v důsledku absorpce elektromagnetického záření látkou. Absorpce je způsobena interakcí světla (fotony) s částicemi hmoty (elektrony a jádry) a mohou nastat tyto případy:

1. Interakce částice s mřížkou - vede pouze ke zvýšení teploty
2. Interakce s volnými elektrony - vede pouze ke zvýšení teploty
3. Interakce s vázanými elektrony - může dojít k uvolnění elektronu z vazby a vzniku volného náboje

Pro funkci FV článku je zásadní třetí případ, kdy foton ze slunečního záření uvolní v látce elektron a vznikne pár elektron – díra. V kovech ovšem dojde k jejich okamžité rekombinaci, které je potřeba zabránit a vzniklý náboj tedy odvézt z článku. Pro tento účel se využívá polovodičů, ve kterých jsou elektrony a díry separovány vnitřním elektrickým polem PN přechodu. Tím vzniká rozdíl potenciálů mezi vrstvou P a N a tedy i elektrické napětí, které lze pomocí vhodných elektrod připojit na vnější obvod – zátěž. Horní elektroda (- pól) je tvořena mřížkou, aby mohly fotony proniknout k polovodiči, spodní kontakt kladného pólu je z plného kovu. Nejjednodušší FV článek tedy tvoří velkoplošná dioda. Takto vzniklý článek má napětí přibližně 0,6 V.

2.3 Generace FV článků

2.3.1 První generace FV článků

V současné době je ještě stále nejrozšířenější technologie výroby FV článků založená na velkoplošných PN přechodech vyráběných z destiček monokrystalického křemíku. Tyto FV články jsou výrobně velmi náročné, a to díky potřebě extrémně čistého křemíku; také z ekologického hlediska nejsou nejvhodnější především díky tomu, že je jejich výroba energeticky velmi náročná. Tyto nevýhody jsou ovšem vyváženy dobrou účinností (komerční 16 až 20%, speciální struktury až 25%) a dlouhodobou stabilitou výkonu. Stávající velkoplošné FV elektrárny využívají převážně tyto články.

Vývoj technologie na bázi monokrystalu křemíku se ovšem nezastavil. Zásadním technologickým mezikrokem, který je neustále optimalizován, je vlastní výroba monokrystalu křemíku a jeho řezání. Klasickou Czochralského metodu lze totiž nahradit například technologií Ribbon Silicon, kdy je z taveniny přímo tažen tenký pásek. Tímto způsobem lze vyrobit ze stejného množství křemíku až dvojnásobně větší plochu článku.

Součástí první generace FV článků je i technologie článků na bázi multikystalického křemíku, které se vyrábí odléváním čistého křemíku do forem. Tato technologie je podstatně jednodušší, než tažení monokrystalu a lze tak dosáhnout čtvercového nebo obdélníkového průřezu (optimálního využití plochy). Další výhodou je levnější základní surovina. Články lze takto vyrábět ve větších rozměrech. Díky vlivu odporu na styčných plochách jednotlivých zrn má tento článek nižší účinnost než monokrystalický. Z hlediska integrace FV systémů do budov je zajímavý vzhled multikrystalického článku, který připomíná strukturu leštěného kamene. Tyto články lze vyrábět v různých barvách, což umožňuje vytvářet z nich například velkoplošná loga firem apod.

2.3.2 Druhá generace FV článků

Nevýhody první generace FV článků se vývojoví pracovníci snažili odstranit hledáním náhrady za monokrystalický křemík s cílem výrazně zlevnit výrobu FV článků. Vznikly tak nové typy křemíkových FV článků.

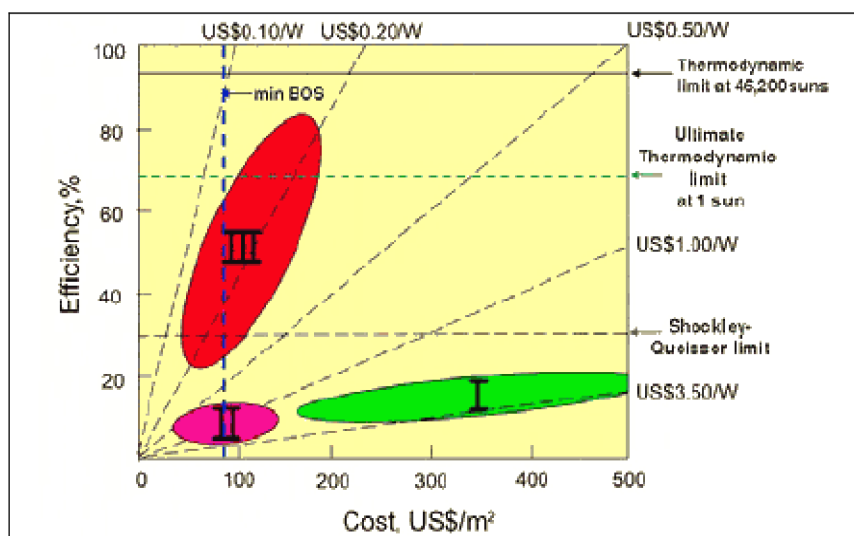
FV článek z amorfního křemíku je založen na velmi tenké vrstvě křemíku (thin film) nanesené na nosné podložce (plasty, sklo, nerez). Spotřeba polovodičového materiálu je velmi nízká, ale vzniklá vrstva křemíku nemá pravidelnou krystalickou strukturu. Díky větší absorpci slunečního záření může být tato vrstva velmi tenká a článek lze kupříkladu ve formě krycí fólie, použitelné mimo jiné i na střechy budov, které by byly klasickými konstrukcemi FV panelů přetížené. Následkem nepravidlosti struktury vrstvy je výrazně nižší účinnost (cca 7 %), která je způsobena nepřítomností některých sousedů atomů křemíku. Na těchto místech dochází k rekombinaci nosičů náboje, kterou se snižuje účinnost.

2.3.3 Třetí generace FV článků

Pojem třetí generace FV článků zahrnuje jednak řešení snažící se nahradit nákladné křemíkové materiály, a dále technologii článků využívající jiné metody separace nosičů náboje, než je klasický PN přechod, či nové fyzikální principy. Dle [1] mezi ně patří zejména:

- tandemové tenkovrstvé články
- články s vícenásobnými pásy
- články, které by využívaly "horké" nosiče náboje pro generaci více párů elektronů a děr
- termofotovoltaická přeměna, kde absorbér je současně i radiátorem vyzařujícím selektivně na jedné vlnové délce, která je optimální pro navazující FV článek
- termofotonická přeměna, kde absorbér je nahrazen elektroluminiscencí
- články využívají kvantových jevů v kvantových tečkách nebo kvantových jamách
- prostorově strukturované články vznikající samoorganizací při růstu aktivní vrstvy
- organické články

Nejvíce nadějným FV článkem třetí generace se jeví tandemový (multijunction) FV článek, který díky vícevrstvé struktuře dokáže lépe využít spektrum dopadajícího záření. Každá vrstva tohoto článku je tvořena jiným typem polovodiče, který je optimalizovaný na jinou část spektra. Na vrchní vrstvě se nachází polovodič pohlcující fotony s největší energií a vnitřní vrstvy jsou postupně nastaveny pro fotony s energiemi nižšími. Takto vzniklou strukturou může protékat menší proud, ovšem napětí článku je výrazně vyšší. Podle [2] se účinnost třívrstevných struktur pohybuje kolem 40 % a u perspektivních šestivrstevných článků se může přiblížit hranici 60 %. Nadějně jsou také organické články, např. Power Plastic® vyvinutá firmou Konarka [3]. Z grafu porovnání vlastností jednotlivých generací na Obr. 1 je jasně patrný trend snižování ceny a výrazného zvyšování účinnosti u novějších generací FV článků.



Obr. 1 Porovnání třech generací FV článků, zdroj [1]

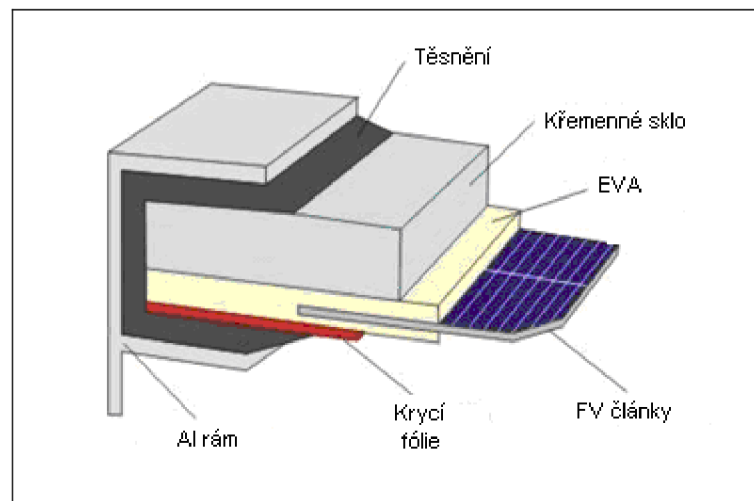
2.4 FV moduly, panely

Samotný FV článek má velmi malé napětí přibližně 0,6V. Pro praktické použití se proto články zapojují do sériových baterií, které se případně dále spojují paralelně. Takto vznikají FV moduly, respektive FV panely. Na ty je z provozních důvodů kladeno velké množství náročných požadavků, a to zejména:

- provozní teplotní rozsah -40 až +85°C
- odolnost proti vlhkosti, větru, dešti, sněhu, krupobití
- elektrická pevnost > 600V (tzv. systémové napětí)
- životnost 20-30 let

Schéma na Obr. 2 představuje řez mechanickou sestavou FV panelu s monokrystalickými články, která se vyrábí laminací pospojovaných FV článků do vrstvy EVA (ethylenvinylacetát) a křemenného skla, které tvoří hlavní mechanickou ochranu FV článků. Tyto dvě vrstvy propouštějí světlo na FV článek, díky čemuž má jejich kvalita zásadní vliv na účinnost FV panelu a jeho stárnutí.

Tento typ FV panelů je dnes velmi rozšířen, jeho nevýhodou je však komplikovanost výroby a vysoká hmotnost, což prodražuje nosné konstrukce FV panelů a neumožňuje montáž na stávající střechy, které nemají rezervu statiky pro případnou hmotnost FV systému. Jedno z možných řešení je použití perspektivních fóliových FV článků, které mají výrazně nižší hmotnost a je možné je pokládat přímo na střechy domů. Velmi diskutovaným řešením je také přímá integrace FV článku do střešní krytiny, případně jejich tisknutí na povrch stavebních materiálů.

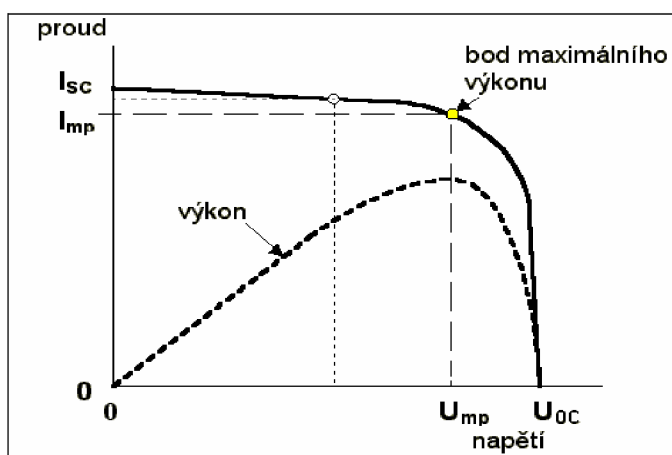


Obr. 2 Mechanická konstrukce FV panelu, zdroj [7]

2.5 Účinnost FV systémů

2.5.1 Bod maximálního výkonu

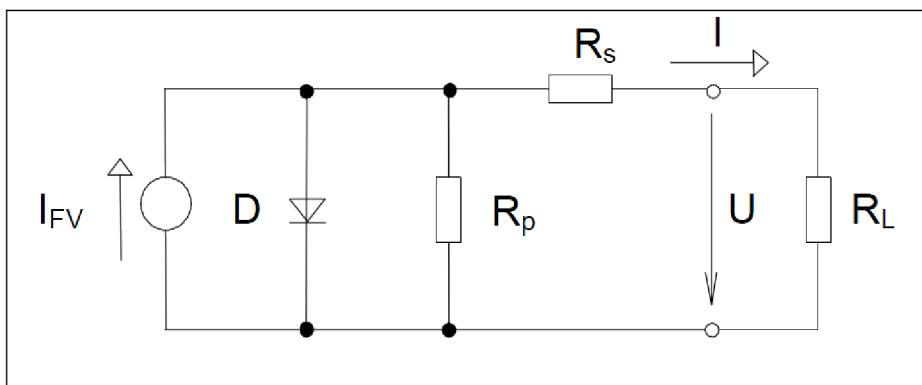
Pro dosažení nejvyšší účinnosti výroby elektrické energie je nutné FV články vhodně zatížit, tedy nastavit optimální hodnoty proudu a napětí článku. Jak vyplývá z typické A-V charakteristiky FV článku (Graf 1), tento stav nastává při proudu článkem I_{mp} a napětí U_{mp} , které má hodnotu přibližně 70 % napětí naprázdno U_{oc} . Toto nastavení se nazývá bod maximálního výkonu, respektive MPP (Maximum Power Point). Moderní měniče, které se používají k převodu stejnosměrného napětí FV modulů na síťové napětí, jsou vybaveny funkcí MPPT (Maximum Power Point Tracking), která reguluje zatížení panelů tak, aby bylo dosaženo bodu MPP.



Graf 1 A-V charakteristika FV článku, zdroj [7]

2.5.2 Náhradní schéma FV článku

Chování FV článku (jeho A-V charakteristika), způsobené především jeho parazitními elektrickými vlastnostmi, lze dobře odvodit z náhradního zapojení článku na Obr. 3. Efektivní FV články musejí mít co nejvyšší hodnotu proudu I_{FV} , minimální hodnotu sériového odporu R_s , velikost svodového odporu R_p musí být naopak co nejvyšší.



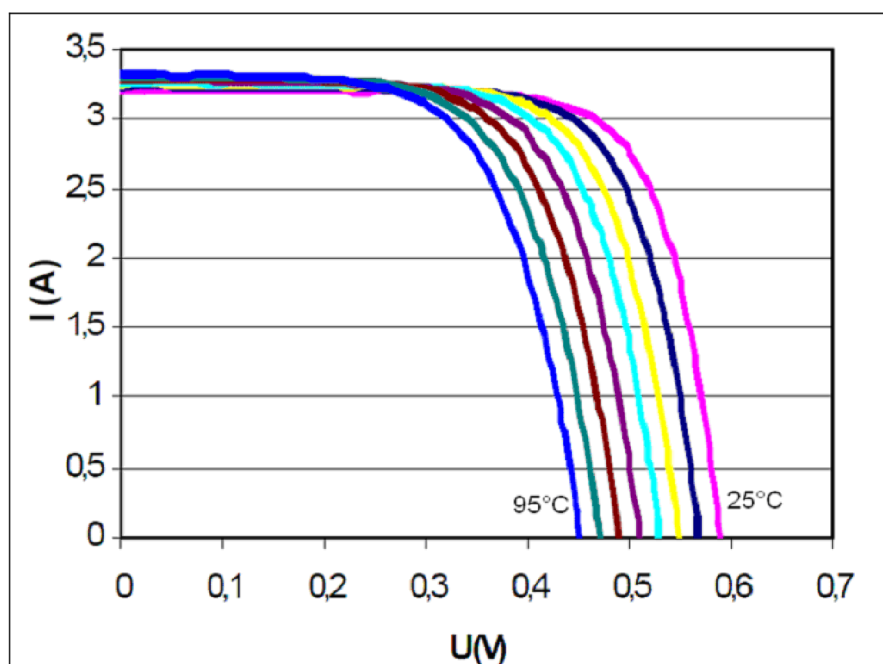
Obr. 3 Náhradní schéma FV článku, zdroj [4]

2.5.3 Spojování článků v panelu

Významné je z hlediska účinnosti FV systémů také spojování článků v panelech. Jak již bylo zmíněno v kapitole 2.4, články se zapojují do panelů sériově kvůli zvýšení napětí (obvykle se spojuje 36 či 72 článků a panel tak má 18 nebo 36 V). Tím ovšem vznikají dva problémy: zvyšuje se sériový odpor R_s (pokles napětí a proudu) a dále dochází k rozptylu bodu maximálního výkonu MPP, protože každý článek má odlišné hodnoty U_{mp} a I_{mp} . Ve výrobě je tedy velmi důležité dosáhnout nízkého rozptylu MPP, optimálně měřením V-A charakteristiky a následným vybíráním podobných článků pro jednotlivé panely.

Velmi problematické je také částečné zastínění panelu nebo zkratování jednotlivého článku, které vede k „deformaci“ A-V charakteristiky a prudkému snížení celkového výkonu panelu. Díky sériovému zapojení protéká stejný proud všemi články panelu – nefunkční články pak pracují s větším proudem, než je jejich proud nakrátko, což je nutí k provozu se „záporným“ výkonem a články se tak stávají zátěžemi, které vytváří na panelu „horká místa“. Nejenže tedy klesá výkon panelu, ale panel se také lokálně přehřívá, což významně snižuje jeho životnost.

Tyto problémy lze odstranit přidáním překlenovacích (bypass) diod, které jsou zapojeny antiparalelně ke každému článku a zajišťují jeho přemostění při zastínění či výpadku. Toto řešení ovšem není dokonalé – na bypass diodě dochází k úbytku napětí, tím se výkon panelu snižuje. V praxi se proto zapojují bypass diody na celé větve článků, čímž klesne jejich počet a tedy i ztráty jimi způsobené. V případě zastínění či jiného výpadku článku se tak zablokuje celá jedna větev panelu, což je stále lepší než pokles výkonu celého panelu.



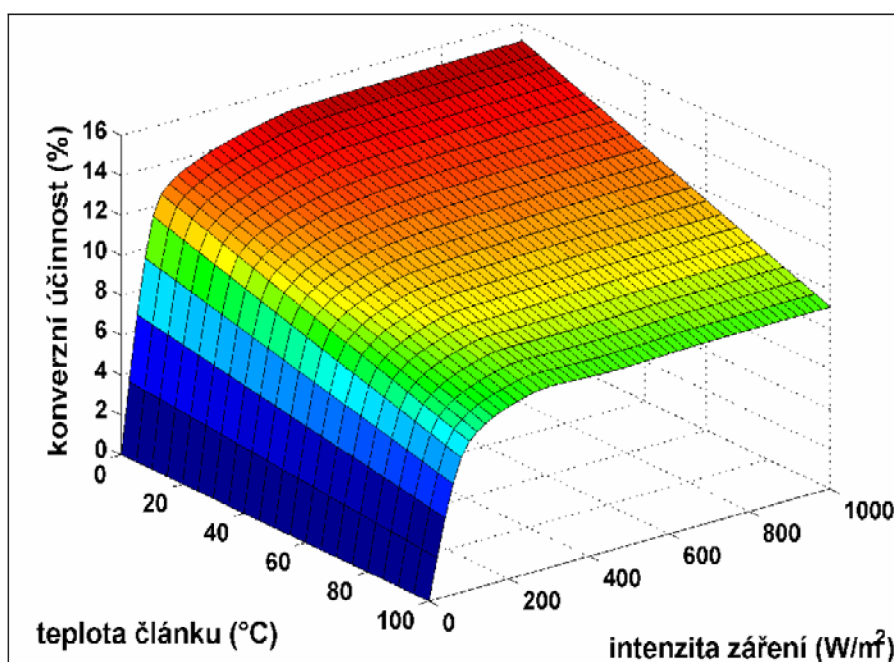
Obr. 4 Teplotní závislost A-V charakteristiky článku, zdroj [4]

2.5.4 Klimatické vlivy na účinnost

Nejvýznamnějším klimatickým vlivem ovlivňujícím účinnost je teplota FV článku. U krystalického křemíku je dle teoretického předpokladu součinitel teplotní závislosti napětí naprázdno U_{oc} o velikosti přibližně $0,4\%/^{\circ}\text{C}$. Z toho vyplývá pokles účinnosti článku a následně i pokles účinnosti celého systému. Vliv teploty na A-V charakteristiku ilustruje graf na Obr. 4. Parazitní odpory článků R_S a R_P jsou také teplotně závislé, a to negativním způsobem – při zvýšení teploty odpor článku R_S stoupne a R_P klesne. FV systémy mají tedy paradoxně nejvyšší účinnost v zimních měsících.

U komerčních FV panelů je typická hodnota teplotní závislosti výkonu MPP cca $0,47\%/^{\circ}\text{C}$. Praktické měření realizované na instalacích ukazuje tuto hodnotu ještě horší, cca $0,6\%/^{\circ}\text{C}$. Tento údaj ale zahrnuje i teplotní závislosti odporu kabeláže a účinnosti měniče (viz [5]). Budeme-li tedy uvažovat typický panel s účinností 15 % při standardních podmínkách, tj. 25°C , pak při ohřevu na teplotu 65°C (takové teploty panel dosáhne při přímém osvětlení sluncem v letních měsících) jeho účinnost poklesne na 12 %, tedy o 20 % nominální hodnoty(!).

Z toho důvodu je velmi vhodné zajistit chlazení FV panelů a v ideálním případě takto vzniklé teplo dále využít např. v kombinovaném FV-termálním systému, kde je na zadní stranu FV panelu připojen tepelný výměník, který ochlazuje FV panel a zároveň ohřívá užitkovou vodu. Tato technologie se ovšem zatím nevyužívá - její vývoj je velmi problematický, a to zejména kvůli různým teplotním koeficientům roztažnosti FV panelu a výměníku. U stávajících velkoplošných elektráren se bohužel aktivní chlazení z ekonomických důvodů nerealizuje. Velmi zajímavou ideou je zajistit pasivní chlazení panelu jeho vhodnou instalací, například využitím proudění vzduchu kolem budov.



Graf 2 Křivka účinnosti článku, zdroj [4]

2.5.5 Polohování FV modulů, koncentrátorů

Pro získání maxima sluneční energie by se měl FV systém natáčet a naklánět takovým způsobem, aby sledoval denní pohyb slunce po obloze a úhel dopadu slunečního záření na povrch jeho panelů byl vždy kolmý. Další možností zvýšení množství dopadajícího slunečního záření je použití optických koncentrátorů, tedy různých sestav zrcadel a čoček. Problémem je poté ovšem zvýšená teplota FV panelů, která snižuje jejich účinnost.

Jedním ze systémů, které spojují obě zmíněné metody, je zařízení typu SUPER TRAXLE na Obr. 5. Základem této konstrukce je nosná trubka, která se může otáčet kolem své axiální osy. Pohon zajišťuje stejnosměrný motor přes šroubovou převodovku. FV panely jsou umístěné na nosném rámu, který je připojen k trubce. Intenzitu dopadajícího slunečního záření na panely zvyšuje hřebenový koncentrátor se zrcadly, na kterých je umístěn tzv. řídicí FV panel, který je kolmý na hlavní panely. Řídicí panel je oboustranný a zajišťuje napájení a řízení pohonu konstrukce. Motor je totiž elektricky připojen takovým způsobem, že pokud je intenzita dopadajícího záření na obě strany řídicího panelu stejná, tak motorem neprochází proud. Při odchýlení od tohoto rovnovážného stavu se motor roztočí a nastaví tak konstrukci do správného úhlu. Tento systém je tedy velmi jednoduchý a energeticky úsporný. Absence řídicí elektroniky nejenže snižuje cenu, ale také zvyšuje spolehlivost. Další polohovací systémy jsou již komplikovanější a zajišťují polohování panelů ve dvou osách, tedy podstatně přesněji. Ovšem investiční náklady a údržba takového zařízení jsou náročnější, takže velkých FV elektráren využívajících tohoto typu polohování je zatím málo.



Obr. 5 FV systém SUPER TRAXLE, zdroj [6]

2.5.6 Stárnutí FV panelů

Stárnutím FV systémů se rozumí pokles jejich účinnosti v čase. Vzhledem k poměrně náročným provozním podmínkám FV systémů (intenzivní UV záření, eroze povrchu panelů vlivem deště a sněhu) a požadavkům na minimální pořizovací a provozní náklady lze tomuto problému těžko zabránit. Pro komerční aplikace výrobci panelů zaručují určitý pokles efektivity v rámci plánované životnosti FV systému. Typické hodnoty článků z monokrystalického křemíku jsou: pokles na 90 % za 10 let provozu a pokles na 80 % nominální účinnosti po 25 letech. Stárnutí FV panelů je tedy významný aspekt, který je nutný zvážit při určování ekonomické návratnosti FV elektrárny, a jeho snížení je velkou výzvou pro vývoj budoucích technologií.

V minulosti se také prováděla celá řada experimentů zkoumajících vliv znečištění povrchu FV panelů. Dle [7] lze porovnáním účinnosti pravidelně čištěného a na druhé straně neudržovaného panelu vysledovat pouze minimální rozdíl v jejich účinnosti. Tento efekt je významný především ve městech, kde je vyšší spad různých částic prachu, sazí apod. Studie [7] proto doporučuje ošetřit antiadhézní vrstvou povrch FV panelů provozovaných ve městech.

2.6 Shrnutí kapitoly

V rámci této kapitoly byly popsány základní technické informace o vývoji, výrobě a praktických problémech fotovoltaických systémů. Důraz byl především kladen na problematiku efektivity výroby elektrické energie FV systémy. Z klimatického hlediska byl jako nejvýznamnější problém identifikován vliv teploty na efektivitu FV systému. Systém pro měření efektivity FV panelu by se měl proto zaměřit především na problematiku měření teploty FV panelů a dalších fyzikálních veličin, které provozně teplotu FV panelů ovlivňují.

3 Návrh měřicího systému

Tato kapitola se zabývá systémovým návrhem vlastního měřicího systému a to především počáteční definicí požadavků, výběrem vhodných měřicích metod a snímačů, řešením sběru dat včetně příslušného software a finálním návrhem jednotlivých bloků systému.

3.1 Základní požadavky na měřicí systém

Cílem toho projektu je vyvinout měřicí systém (MS), který bude dlouhodobě měřit efektivitu fotovoltaického panelu při jeho reálné venkovní instalaci v běžných provozních podmínkách. MS tedy bude měřit intenzitu dopadajícího slunečního záření, výstupní elektrický výkon FV panelu a z těchto dvou veličin v reálném určovat efektivitu FV panelu. Dalším činností MS bude měření fyzikálních veličin, které efektivitu FV panelu ovlivňují, a to především teplotu panelu a její rozložení, teplotu okolního vzduchu, proudění vzduchu kolem FV panelu a měření rychlosti větru v okolí panelu.

Odtud vyplývají základní požadavky na MS:

- Minimální ovlivnění měřeného FV panelu
- Plně autonomní provoz
- Dlouhodobý záznam cca 50ti měřicích kanálů
- Vysoká spolehlivost
- Schopnost detekce a záznamu chyb MS (autotesty jednotlivých částí)
- Celoroční provoz snímačů ve venkovních podmínkách
- Umístění elektroniky MS v laboratorních podmínkách
- Napájení ze sítě 230 V

Ačkoliv by měl být MS pokud možno otevřeným systémem s možností libovolného rozšíření jak počtu, tak případně i typu měřených veličin, je jeho základní struktura navržena na parametry zadaného FV panelu Solartec STR36-50/12 [8], jehož parametry shrnuje Tabulka 1.

Parametr	Hodnota
Výkonová třída (výkon P_{max})	50 W
Optimální napětí U_{mpp}	17,4 V
Napětí naprázdno U_{oc}	21,5 V
Proud nakrátko I_{sc}	3,27 A
Optimální proud I_{mpp}	2,98 A
Max. systémové napětí	750 V
Rozměry panelu (V x Š x H)	1005 x 453 x 34 mm
Počet článků	36
Typ článku	krystalický Si (102,5 x 102,5 mm)

Tabulka 1 Parametry FV panelu STR36-50

3.2 Měření intenzity slunečního záření

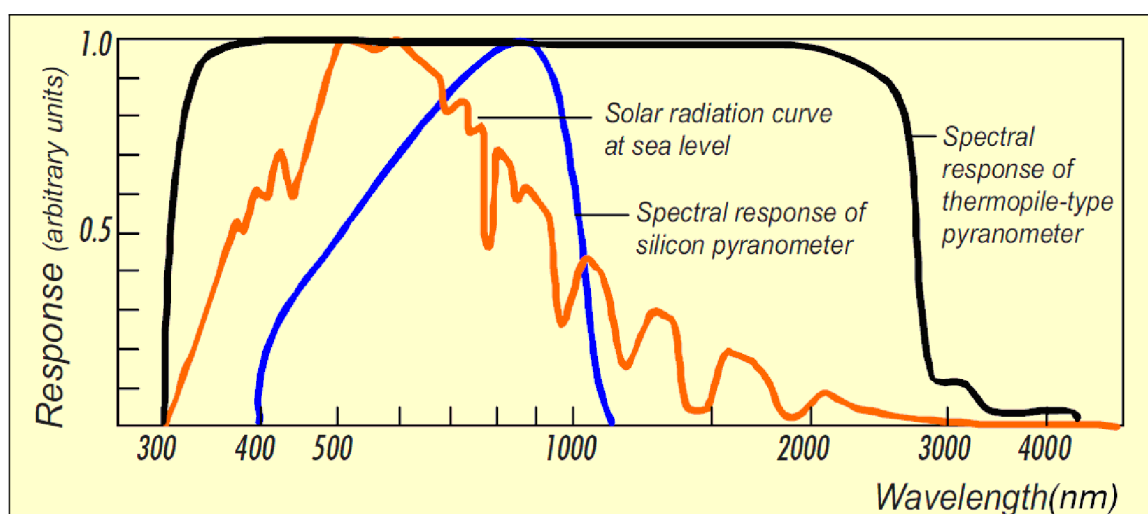
Základním měřicím přístrojem MS bude modul měření intenzity slunečního záření, které obecně sestává ze dvou složek:

- Přímé sluneční záření
- Difúzní záření (rozptýlené sluneční záření v atmosféře)

Suma těchto dvou veličin udává hodnotu celkové (globální) intenzity slunečního záření, která představuje tok energie dopadající na zemský povrch v daném okamžiku. Tato veličina se v meteorologii měří pyranometry, které jsou založeny buď na křemíkových fotodiodách nebo na termálních měření. Křemíkové pyranometry jsou extrémně rychlé a relativně levné, ovšem mají několik zásadních nevýhod:

- Omezený spektrální rozsah
- Významnou teplotní závislost
- Velkou chybu kosinové korekce (směrové závislosti)

Z těchto důvodů se v profesionální meteorologii používají výlučně pyranometry pracující na principu měření teploty černého tělesa, které absorbuje veškerou energii dopadajícího záření a přemění ji v teplo. V praxi se používá těleso, jehož vrchní strana je pokryta speciální černou hmotou, pod níž je umístěna baterie termočlánků. Jejich teplé konce měří teplotu povrchu černé plochy a studené konce jsou umístěny uvnitř tělesa pyranometru. Výstupem termočlánků je tedy napětí úměrné ohřevu černé plochy, a tedy intenzitě dopadajícího slunečního záření. Na rozdíl od křemíkových pyranometrů jsou termální pyranometry konstantně citlivé v celé oblasti spektra dopadajícího slunečního záření, viz Graf 3. Nevýhodou těchto snímačů je cca o řád pomalejší odezva na změnu intenzity záření než u křemíkových pyranometrů, nízká hodnota výstupního napětí a vysoká cena. U vědeckých modelů těchto pyranometrů je teplotní závislost výrazně potlačena a směrová chyba je o řád menší než křemíkových pyranometrů.



Graf 3 Spektrální odezva pyranometrů, zdroj [9]

Výběr konkrétního typu pyranometru je komplexním problémem. Jakostní vědecké přístroje vyrábí minimálně tři firmy, v Evropě používá většina meteorologických stanic výlučně přístroje holandské firmy Kipp&Zonen, která v současné době nabízí 5 vhodných typů pyranometrů. Vzhledem k tomu, že se jedná o přístroje, jež mají velké množství parametrů, byl použit Six Sigma nástroj QFD, což je maticový systém, který umožňuje definovat váhu jednotlivých parametrů a hledat vhodné řešení (vybrat optimální variantu). Prvním krokem byla identifikace kritických technických parametrů a jejich bodové ohodnocení/váhování, což bylo určeno lineárním výpočtem (nejlepší z hodnot dostala 10 bodů, nejhorší 1 bod) viz Tabulka 2.

type	Response time [s]	R	Offset A [W/m2]	R	Offset B [W/m2]	R	Non-stability [%/year]	R	Nonlikenarity [%]	R	Dir. Error [w/m2]	R	TC [%]	R	Uncertainty [%]	R	Cost [kCZK]	R
CMP 3	18	1	15	1	5	1	1	1	2,5	1	20	1	5	1	10	1	18	10
CMP 6	18	1	15	1	4	3	1	1	1	7	20	1	4	3	5	6	36,3	9
CMP 11	5	10	7	7	2	8	0,5	10	0,2	10	10	7	1	9	2	9	54,75	8
CMP 21	5	10	7	7	2	8	0,5	10	0,2	10	10	7	1	9	2	9	70,5	6
CMP 22	5	10	3	10	1	10	0,5	10	0,2	10	5	10	0,5	10	1	10	151,05	1
min	5	10	3	10	1	10	0,5	10	0,2	10	5	10	0,5	10	1	10	18	10
max	18	1	15	1	5	1	1	1	2,5	1	20	1	5	1	10	1	151,05	1
Gain	-0,692308		-0,75		-2,25		-18		-3,91304348		-0,6		-2		-1		-0,0676	
Offset	13,46154		12,25		12,25		19		10,7826087		13		11		11		11,2176	

Tabulka 2 Zvolené parametry pyranometrů a jejich bodování

Takto získané bodové ohodnocení bylo vloženo do formuláře QFD, viz Tabulka 3 a následovalo bodování důležitosti sledovaného parametru (9, 7, 3 dle kritičnosti). Výsledné bodové hodnocení jednotlivých typů pyranometru bylo vypočítáno jako suma jednotlivých součinů bodů parametrů a bodů jejich důležitosti. Jako nejlepší řešení byl touto metodou určen typ CMP 22, ovšem s výsledkem pouze o 37 bodů lepším než u typu CMP 21, který je o polovinu ceny levnější. Byly proto ještě vypočítány sumy bodů bez cen a z nich určeny poměry výkon/cena, ze kterých je patrné, že optimální poměr výkon/cena má typ CMP 11, na druhém místě je opět typ CMP 21. Výsledkem QFD analýzy tedy je, že optimálním typem je **CMP 21**, jenž má nejen velmi dobré parametry, ale i poměr výkon/cena.

#	Customer Needs	Importance Ranking	CMP 3	CMP 6	CMP 11	CMP 21	CMP 22
1	Response time	3	1	1	10	10	10
2	Offset A	7	1	1	7	7	10
3	Offset B	9	1	3	8	8	10
4	Non-stability	3	1	1	10	10	10
5	Nonlikenarity	3	1	7	10	10	10
6	Directional error	3	1	1	7	7	10
6	TC of sensitivity	9	1	1	7	7	10
8	Temperature sensor	9	1	1	1	10	10
9	Uncertainty	7	1	6	9	9	10
10	Cost	9	10	9	8	8	1
			90	81	72	54	9
		Total	143	205	439	502	539
		Relative Ranking	5	4	3	2	1
		Total - cost not involved	53	124	367	448	530

Tabulka 3 Výsledky QFD analýzy

3.3 Měření výstupního výkonu FV panelu

Jak již bylo popsáno v kapitole 2.5.1 je velikost výstupního výkonu definována bodem MPP. Pro měření MPP bodu lze použít dvě metody:

- Měření A-V charakteristiky a určení MPP jako nejvyšší hodnoty naměřeného výkonu
- MPP tracker – regulátor, který reguluje výstupní napětí a proud panelem na MPP bod

Měření A-V charakteristiky je výhodné pro svou relativní jednoduchost a možnost měření nejen MPP, ale i celé zatěžovací charakteristiky FV panelu. Nevýhodou je, že tato metoda nezatěžuje panel trvale na bodě MPP, takže se panel tolik nezahřívá vlivem elektrických ztrát jako při běžném provozu. Oproti tomu MPP tracker stále udržuje maximální zatížení panelu, jeho výstupem je ale jen hodnota MPP. Jeho největší výhodou je rychlejší měření MPP, které je ovšem vykoupeno komplikovanějším řešením regulátoru a kolísáním MPP bodu vlivem regulační odchylky. Ideálním řešením je tedy systém, který umožňuje výběr jedné z obou metod měření a to nejlépe pouhou změnou konfigurací software (MPP tracker je tedy implementován jako digitální regulátor).

Vlastní výkonové zatěžování panelu lze provádět následujícími metodami:

- Měníčem, který převádí DC napětí z panelu na AC napětí a odevzdává ho do sítě
- DC zdrojem, který působí svým napětím či proudem proti výstupu FV panelu
- Aktivní zátěží, která reguluje proud panelem a ztrátový výkon vyžádá chladičem

Pro navrhovaný MS je nejvýhodnější koncept aktivní zátěže, která panel zatěžuje libovolným proudem v celém rozsahu výstupního napětí, což oproti DC/AC měniči, který pracuje v omezeném rozsahu napětí, umožňuje měřit výkon FV panelu v celém rozsahu. Pro definování požadavků na modul měření výkonu (dále jen MPPL nebo-li MPP Load) byl proveden průzkum komerčních FV panelů. Výsledkem je Tabulka 4, která shrnuje parametry FV panelů celé výkonové škály (od 5 W do 280 W). Z těchto údajů vyplývá, že MPPL modul pro měření jednoho FV panelu by měl pracovat v tomto rozsahu měřených veličin:

- Maximální ztrátový výkon $P_{max} = 280 \text{ W}$
- Maximální vstupní napětí $U_{max} = 60 \text{ V}$
- Maximální proud zátěži $I_{max} = 10 \text{ A}$

P_{max}	5	50	85	175	180	240	240	270	280	max.
Typ článků	mono	mono	mono	mono	mono	mono	poly	poly	poly	hodnota
$U_{mpp} \text{ [V]}$	17,82	17,4	17,5	36,6	35,5	47,4	34,95	36,4	35	47,4
$I_{mpp} \text{ [A]}$	0,285	2,98	4,86	4,8	5,08	5,07	6,88	7,42	8	8
$U_{oc} \text{ [V]}$	21,96	21,5	22	44,9	44,4	59,4	43,85	43,63	44	59,4
$I_{sc} \text{ [A]}$	0,315	3,27	5,36	5,15	5,35	5,39	7,63	7,9	8,43	8,43

Tabulka 4 Porovnání FV panelů

3.4 Měření teploty FV panelu

Cílem měření teploty FV panelu je jednak určit vlastní teplotu FV článků pro výpočet vlivu teploty na efektivitu panelu, a dále vyšetřit teplotní rozložení v panelu, ze kterého lze odvodit homogenitu panelu, tedy určit, nakolik jsou články v panelu rozdílné. FV články s nižší hodnotou MPP by se teoreticky měly vlivem protékajícího proudu více ohřívat než ostatní. Měření teploty článků FV panelu lze principiálně provádět dvěma způsoby:

- Kontaktními metodami – snímači teploty
- Bezkontaktními metodami – pyrometry, FLIR kamerami

Vzhledem k požadavku na minimální ovlivnění FV panelu měřením by bylo ideální použít bezkontaktních metod, a to nejlépe FLIR systému, který by poskytnul termovizní pohled na celý panel a umožnil tak detailní studii teplotního rozložení v panelu. Problémem by ovšem byla extrémně nízká emisivita FV panelu, omezená přesnost absolutního měření teploty a v neposlední řadě by bylo velmi problematické zajistit venkovní provoz kamery, která je velmi citlivá na změny okolní teploty.

Naproti tomu kontaktní metody umožňují měření pouze v daném bodě, jsou také negativně ovlivňovány okolní teplotou a jsou citlivé i na dopadající IR složku slunečního záření, které je tedy nutno odstínit. Jejich výhoda ovšem spočívá v relativně jednoduché instalaci, kalibraci, zpracování signálu a také výrazně nižší ceně. Na spodní straně každého článku FV panelu bude umístěn kontaktní snímač, který bude zastíněn FV panelem. Snímačů teploty je dnes k dispozici celá řada, ovšem praktický smysl má použití především těchto tří typů:

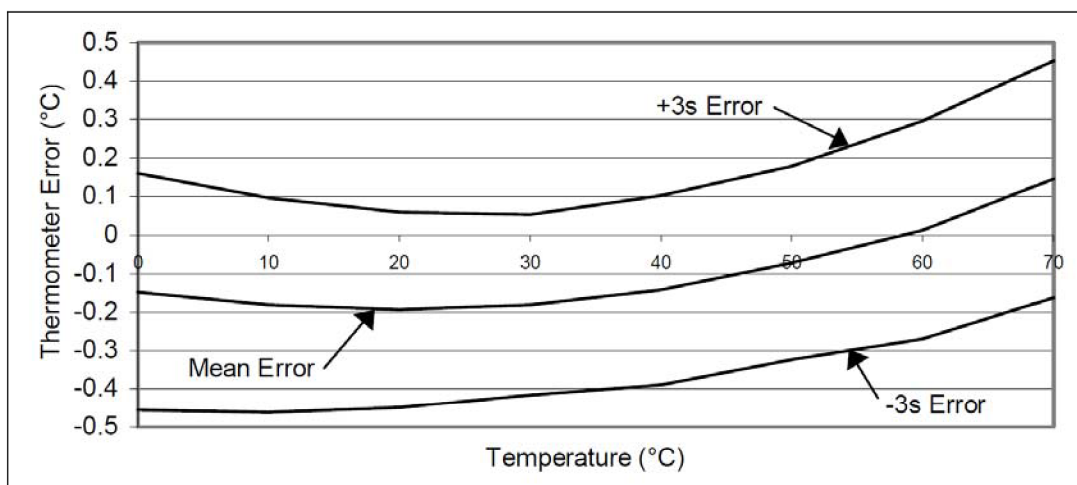
- Termočlánky
- Termistory (platinové, polovodičové)
- Inteligentní digitální snímače

Termočlánky jsou principiálně jednoduché snímače využívající Seebeckova jevu, tedy vzniku napětí na kontaktu dvou různých kovů při rozdílné teplotě. Jejich výhoda spočívá ve velkém rozsahu měřené teploty a možnosti miniaturního provedení. Pro tuto aplikaci jsou ovšem nevhodné z důvodu velmi komplikovaného vedení ke každému snímači, potřebě kompenzace „studeného konce“ nelineárního chování a náročnému AD převodu nízkých termoelektrických napětí.

Výhodnější je použití termistorů, tedy teplotně závislých odporů, které se dnes vyrábí v celé škále typů a provedení. Pro tento typ měření by byly nejvhodnější platinové snímače, které jsou přesné, citlivé a mají rychlou odezvu. Jejich převodní charakteristika je sice mírně nelineární, ale lze jednoduše kompenzovat matematickým modelem v software pro zpracování dat. Problémem těchto snímačů je opět vedení na delší vzdálenosti, kdy je potřeba kompenzovat odpor vedení a jeho teplotní závislost, což se v praxi zajišťuje použitím čtyřvodičového zapojení. Jedním párem vodičů protéká měřicí proud a druhým se měří diferenciální napětí na snímači. Pro zadaný panel, a tedy 36 měřicích kanálů, by toto řešení představovalo 144 vodičů (!). Teoreticky by bylo možné použít společný obvod budícího proudu, ale to by vedlo k problémům se samoohřevem snímačů.

Výše zmíněné nevýhody klasických analogových snímačů teploty výrazně potlačují moderní inteligentní digitální snímače teploty, které v jednom pouzdře integrují jak vlastní analogový snímač tak i obvody pro zpracování jeho výstupního signálu a jejich digitalizaci. Takové snímače lze zapojovat do sběrnic, které umožňují synchronizované měření mnoha snímačů a přenos dat do nadřazeného systému. V současné době je na trhu velké množství snímačů, které podporují různé standardy sběrnic, ovšem pouze dva typy sběrnic jsou vhodné pro větší množství připojených snímačů, a to sběrnice I2C a 1-Wire. Snímače pro sběrnici I2C, které vyrábí firmy TI a Analog Devices, jsou ovšem použitelné pro maximálně 16-ti kanálový systém, oproti tomu systém 1-Wire nabízí teoreticky neomezený počet připojených snímačů (adresně je tento počet omezen šířkou adresy 1-Wire zařízení, která je 8 bytů, což představuje 2 na 64 kombinací).

1-Wire systém je doménou firmy Maxim Integrated, jež vyrábí několik typů teplotních snímačů 1-Wire, z nichž nejpřesnější je typ DS18B20 [10]. Výhodou tohoto typu je také miniaturní pouzdro TO-92, které lze bez problému připojit na kabeláž, která bude paralelně zapojena mezi všechny snímače a bude obsahovat pouze tři signály: napájecí napětí 5V, 1-Wire signál a zem. Nejistota měření teploty snímačem DS18B20 je výrobcem definována statisticky, viz Graf 4, ze kterého vyplývá, že pro pravděpodobnost ± 3 sigma, tedy pro cca 93 % všech měření, nepřesáhne nejistota měření hodnotu $0,5\text{ }^{\circ}\text{C}$.



Graf 4 Nejistota měření DS18B20, zdroj [10]

Obvod DS18B20 dosahuje rozlišení 12 bitů a při rozsahu měření teploty $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$ až $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$ činní kvantizační krok $0,0625\text{ }^{\circ}\text{C}$. Doba převodu je 750 ms při rozlišení 12 bitů. Díky struktuře povelů 1-Wire sběrnice lze vysílat povelů všem zařízením na sběrnici zároveň, což se využívá právě pro spouštění měření. Každé zařízení na sběrnici má svojí unikátní adresu, proto lze kdykoliv komunikovat i s pouze jedním vybraným snímačem, čehož se využívá pro čtení naměřených hodnot. Nevýhodou 1-Wire sběrnice je její nedeterministické chování - doba přenosu dat závisí na přenášených datech (počtech jedniček a nul). Rychlost přenosu dat je též nízká, proto při použití deseti a více snímačů trvá přenos dat srovnatelně stejnou dobu jako vlastní měření teploty.

3.5 Měření proudění vzduchu na FV panelu

3.5.1 Požadavky na měření proudění vzduchu

Vzhledem k unikátní povaze této části MS nešlo při identifikaci požadavků vycházet z výsledků předchozího výzkumu, takže byly požadavky stanoveny odhadem očekávaných provozních hodnot proudění na FV panelu a běžných meteorologických podmínek v ČR. Požadované parametry byly dále upraveny dle dostupných parametrů komerčních měřicích systémů, kterých by toto zařízení mohlo dosahovat. Dalším zdrojem byla doporučení světové meteorologické organizace WMO [11]. Tabulka 5 shrnuje tyto požadavky i s jejich zdůvodněním.

Parametr	Hodnota	Zdůvodnění, poznámky
Minimální měřená rychlost proudění	0,1 m/s (0,36 km/h)	MS by měl měřit i minimální hodnoty proudění; komerční ultrazvukové systémy mají i nižší hodnoty.
Maximální měřená rychlost proudění	10 m/s (36 km/h)	Odpovídá stupni „Čerstvý vítr“ standardní Beaufortovy stupnice rychlosti větru. Provozně se neočekává silnější vítr. Viz doporučení WMO [11].
Maximální rychlost proudění bez poškození MS	25 m/s (90 km/h)	Odpovídá stupni „silná vichřice“ Beaufortovy stupnice rychlosti větru. Provozně se neočekává silnější náraz větru. Viz doporučení WMO [11].
Rozlišení měřené rychlosti proudění	0,01 m/s (0,036 km/h)	Této hodnoty dosahují špičkové systémy, určené pro výzkum.
Nejistota měření	0,1 m/s (0,36 km/h)	Typická nejistota měření komerčních ultrazvukových anemometrů.
Provozní rozsah teploty	-30 až 100 °C	Povrchy FP dosahují při vysoké intenzitě slunečního záření až 100 °C
Provozní rozsah RH	0 až 100 %	Relativní vlhkost vzduchu
Rozměry měřeného FP	0,2 až 1,5 m	Pokrývá rozměry běžných FP panelů.

Tabulka 5 Požadavky na měření proudění vzduchu

MS by měl provádět kontinuální měření a s nastavenou periodou ukládat průměrné hodnoty naměřené rychlosti proudění. FV panel by měl být měřením ovlivněn pouze minimálně – přední aktivní strana FV panelu by neměla být zakryta vůbec a případná mechanická konstrukce na zadní straně FV panelu by neměla výrazně ovlivňovat proudění vzduchu.

3.5.2 Výběr metody měření

Metody měření rychlosti vzduchu, popsané v následujících kapitolách, vycházejí především ze dvou praktických oborů, kde se provádějí měření rychlosti proudění vzduchu: z průmyslové automatizace, kde se pomocí měření rychlosti proudění určuje průtok plynů potrubím (např. v klimatizačních jednotkách), a meteorologii, která využívá tyto metody především pro měření rychlosti větru a jeho vertikálních složek. Kompletní přehled všech dostupných metod by překročil rozsah této práce, proto jsou zde diskutovány pouze metody nejběžněji používané.

3.5.3 Mechanické metody měření

Mechanické snímače rychlosti proudění jsou založené na principu turbíny, ve které proudící plyn uvádí do otáčivého pohybu lopatkový rotor, jehož osa je umístěna ve směru proudění plynu. Otáčky turbíny, které jsou závislé na rychlosti proudění plynu, lze měřit různými metodami, nejrozšířenější jsou induktivní a optické snímače. Tato metoda je relativně jednoduchá a má oproti ostatním metodám jednu velkou výhodu: snímač má pulzní elektrický výstup, jehož frekvence je funkcí měřené rychlosti, lze velmi snadno měřit a digitalizovat s vynikající přesností. Zásadní nevýhodou této metody je mechanická část snímače a z ní vyplývající problémy:

- počáteční necitlivost snímače (energie plynu musí překonat počáteční tření ložisek turbíny)
Tato mez závisí na aktuální poloze lopatek rotoru vůči směru proudění a navíc je mnohdy teplotně závislá vlivem použitých mazadel v ložiscích.
- dynamické chyby měření (rozběh a doběh snímače)
- vysoká cena snímačů

Obvykle se mechanická metoda využívá při měření rychlosti větru pomocí tzv. miskového anemometru. Tato metoda není pro měření na FV panelu vhodná především kvůli počáteční necitlivosti snímače a také kvůli bodovému principu měření, kdy se měří rychlost pouze v bodě umístění snímače. Pro měření na FV panelu by tedy bylo potřeba použít většího množství nákladných snímačů.

3.5.4 Termické metody měření

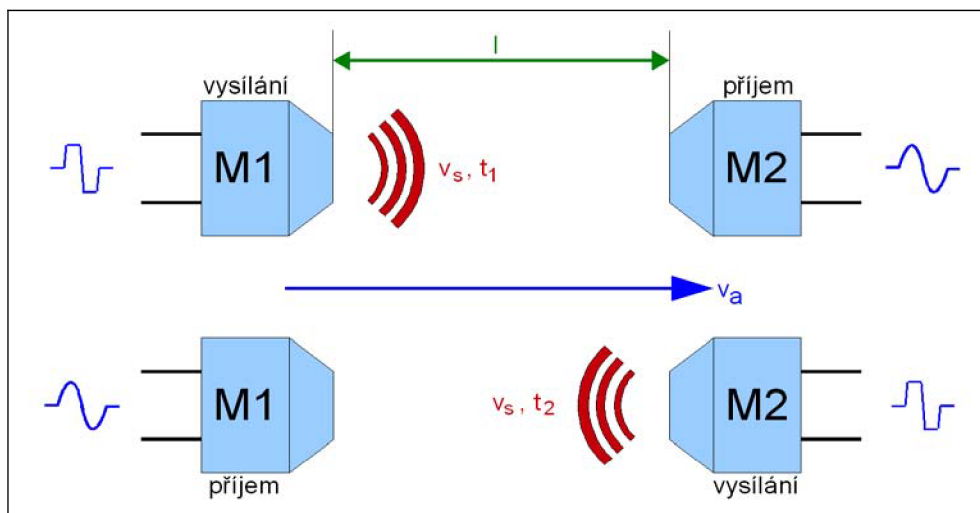
Tepelná (termická) metoda je založena na výměně tepelné energie mezi zdrojem tepelné energie (např. vyhřívaným odporovým tělískem) a okolím (proudícím plynem). Tato tepelná výměna je závislá na teplotě proudícího plynu a rychlosti proudění. Z toho vyplývá, že lze využít dvou druhů přenosu tepla:

1. měření ochlazení vyhřívaného tělíska
2. měření oteplení plynu vyhřívaným prvkem

V praxi se častěji využívá prvního druhu přenosu a to např. pomocí anemometrů se žhaveným drátkem, u kterých se tenký drátek o známé teplotní závislosti odporu budí proudem, který slouží zároveň i jako měřicí proud pro měření teploty drátku. Využívá se měření úbytku napětí na drátku a výpočtu odporu ze známé konstantní hodnoty protékajícího proudu. Tato metoda je velice přesná, citlivá a v praxi se využívá pro bodová měření. Je vhodná i pro měření nízkých rychlostí proudění. Je ovšem technicky extrémně náročná, vyžaduje vysoce přesná měření elektrických veličin nízkých hodnot, je závislá na parametrech měřeného vzduchu (teplotě, vlhkosti, mírně na tlaku), které je tedy nutno měřit a kompenzovat. Pro venkovní měření není vhodná i kvůli malé mechanické odolnosti snímačů. Pro tento projekt je tato metoda nevhodná.

3.5.5 Akustické metody

Akustické metody využívají změny rychlosti šíření zvukových vln způsobené proudícím plynem. V praxi se při nich využívá ultrazvukových vln (dále jen UZ), tedy zvuku o frekvenci nad 20 kHz, která je neslyšitelná člověkem. Tyto systémy měří rychlost proudění mezi zdrojem UZ a přijímačem, lze je tedy při nasazení více kanálů použít i pro vyhodnocování proudění na ploše (2-D) či v prostoru (3-D). UZ systémy nemají žádné pohyblivé části, minimálně ovlivňují měřenou veličinu a i když pracují pulzně, lze jejich měření při dostatečné opakovací frekvenci pulsů považovat za kontinuální. Jsou velmi citlivé již při minimální rychlosti proudění a nemají žádné dynamické problémy jako mechanické či termické metody (vlivem setrvačnosti snímačů). Při vhodné konstrukci minimalizují vliv parametrů vzduchu na měřenou veličinu. V porovnání s turbínovými snímači je jejich mechanická konstrukce jednoduchá. UZ měniče se vyrábějí i v mechanicky odolných pouzdrech, takže jsou vhodné i pro plánovaný celoroční provoz ve venkovním prostředí. UZ metoda je zřejmě ideálním řešením pro tento projekt a další kapitoly se zabývají jejím principiálním návrhem.



Obr. 6 Princip 1-D UZ měření rychlosti proudění vzduchu

3.5.6 Principiální návrh ultrazvukového měření

Praktická realizace UZ měření rychlosti proudění se provádí pomocí dvojice UZ měničů, které jsou obousměrné (lze jimi UZ vysílat i přijímat). Funkce takového 1-D (měření v jedné ose) systému je graficky znázorněna na Obr. 6. Měníče jsou umístěny v přesně definované vzdálenosti l a jejich akustické části jsou sousedé. Vlastní měření probíhá ve dvou krocích:

1. UZ měnič M1 pracuje v režimu vysílání a UZ je přijímán měničem M2. M1 vyšle UZ puls. Při aktuální rychlosti zvuku v_s je t_1 doba šíření UZ pulsu z M1 do M2.
2. Měníč M1 se přepne do režimu příjmu UZ a M2 vyšle UZ puls. Rychlost zvuku v_s zůstává a UZ pulsu potrvá šíření z M2 do M1 dobu t_2 .

V případě, že je rychlost proudění okolního vzduchu \mathbf{v}_a nulová, budou doby šíření UZ pulsů dány vzorcem:

$$t_1 = \frac{l}{v_s} \quad (1)$$

respektive:

$$t_2 = \frac{l}{v_s} \quad (2)$$

Odtud plyne, že při nulové rychlosti proudění vzduchu platí $t_2 = t_1$. Tato situace se změní v okamžiku, kdy v ose měničů začne proudit vzduch o rychlosti \mathbf{v}_a , např. ve směru od měniče M1 k měniči M2, jak naznačuje vektor \mathbf{v}_a , na Obr. 6. Rychlost zvuku se nezmění, ale celková doba šíření UZ pulsů z M1 do M2 se zkrátí o přírůstek rychlosti \mathbf{v}_a :

$$t_1 = \frac{l}{v_s + v_a} \quad (3)$$

Naopak v opačném směru, tedy při přenosu UZ pulsů z M2 do M1, se doba t_2 prodlouží dle:

$$t_2 = \frac{l}{v_s - v_a} \quad (4)$$

Nyní lze vypočítat rychlost proudění vzduchu \mathbf{v}_a pomocí dvou metod:

1. metoda známé rychlosti zvuku
2. metoda známé vzdálenosti UZ měničů

První metoda vychází z výpočtu aktuální rychlosti zvuku \mathbf{v}_s , dle aktuálních naměřených parametrů vzduchu a to především jeho teploty, relativní vlhkosti, tlaku, chemického složení a množství rozptýlených částic smogu [12]. Výpočet je tedy založen na velkém množství veličin, jejichž měření je velmi náročné a technicky obtížně realizovatelné, obzvláště ve venkovním prostředí.

Tento problém řeší druhá metoda, která rychlost zvuku vylučuje z výpočtů. Nevýhodou je nutnost znalosti přesné vzdálenosti UZ měničů, která je tak jedním z nejvýznamnějších zdrojů chyb měření (je problém určit základní hodnotu vzdálenosti při kalibraci MS a aktuální hodnotu během měření). Rychlost proudění vzduchu \mathbf{v}_a lze tedy určit po úpravě vzorců (3) a (4) a vyloučení rychlosti zvuku \mathbf{v}_s . V takto vzniklém vztahu je rychlost proudění pouze funkcí naměřených dob t_1 , t_2 a vzdálenosti měničů l :

$$v_a = \frac{l}{2} \left(\frac{1}{t_1} - \frac{1}{t_2} \right) \quad (5)$$

Na základě výše popsaných metod tedy lze vyvinout UZ systém, jehož počet kanálů není principiálně omezen, a při vhodné konstrukci je možné prostorově měřit proudění kolem FV panelu.

3.6 Meteorologické veličiny

Pro určení klimatických závislostí účinnosti FV panelu je vyjma veličin na vlastním panelu nutné měřit i okolní meteorologické podmínky. Následující kapitoly se opět zabývají výběrem vhodných metod.

3.6.1 Teplota vzduchu

Teplota okolního vzduchu bude měřena stejným typem snímačů jako teplota panelu. Pro zajištění ochrany snímače před slunečním zářením je nutné použít protiradiační kryt. V moderních meteorologických systémech se pro kryty snímačů teploty a vlhkosti vzduchu používají dvě základní mechanické koncepce:

- pasivní žaluziové kryty
- aktivní moduly s ventilátorem

Vzhledem k mechanické náročnosti modulu s ventilátorem bude použit klasický žaluziový kryt, který konstrukčně vychází ze standardní meteorologické budky. Snímače jsou umístěné ve středu soustavy miskových žaluzií. Tvar žaluzií je optimalizován na maximální odraz slunečního záření a dostatečný průtok vzduchu kolem snímačů. Hlavní nevýhodou tohoto řešení je ohřev snímače způsobený ohřevem krytu - i když se na horní části krytů používají kvalitní bílé povrchy, není odraz slunečních paprsků dokonalý. Dalším problémem je nedefinovaný průtok vzduchu kolem snímačů, který je závislý na slunečním záření a větru. Fotografie na Obr. 7 ukazuje řešení krytu, které se již plně osvědčilo na jiných projektech.



Obr. 7 Prototyp pasivního krytu snímače teploty vzduchu

3.6.2 Anemometr

Druhým doplňkovým meteorologickým měřením bude měření směru a rychlosti větru. Vzhledem k tomu, že se v první fázi tohoto projektu (viz kapitola 3.9) nepočítá s provozem vývojově náročného UZ systému, je tedy nutné použít klasickou metodu měření rychlosti větru miskovým anemometrem, viz kapitola 3.5.3.

Takové zařízení již autor vyvinul pro projekt SEMM [13]. Jedná se o modul WAM (Wind Anemometer Module), který zajišťuje kompletní měření rychlosti a směru větru.



Obr. 8 Sestava modulu WAM

Měření rychlosti větru je zajištěno snímačem ANEMO od firmy Sýkora [14], jehož výstupem je pulzní signál, který odpovídá rychlosti větru. Tento signál je zpracován čítačem v modulu WAM, který je řízen mikrokontrolérem. Obdobně je měřen směr větru, který je snímán směrovkou SM od téhož výrobce. Modul WAM komunikuje s nadřazeným systémem přes sběrnici DPbus, jejíž fyzická vrstva je založena na standardu RS-485. Software mikrokontroléru WAM zajišťuje kompletní výpočet naměřených fyzikálních hodnot a vyhodnocuje i specifické parametry jako náraz větru apod.

Měřená veličina	Rozsah měření	Nejistota měření
Rychlost větru	0 až 30 m.s ⁻¹	do 5 m.s ⁻¹ 0,5 m.s ⁻¹ nad 5 m.s ⁻¹ 10%
Směr větru	0 až 350°	5 °

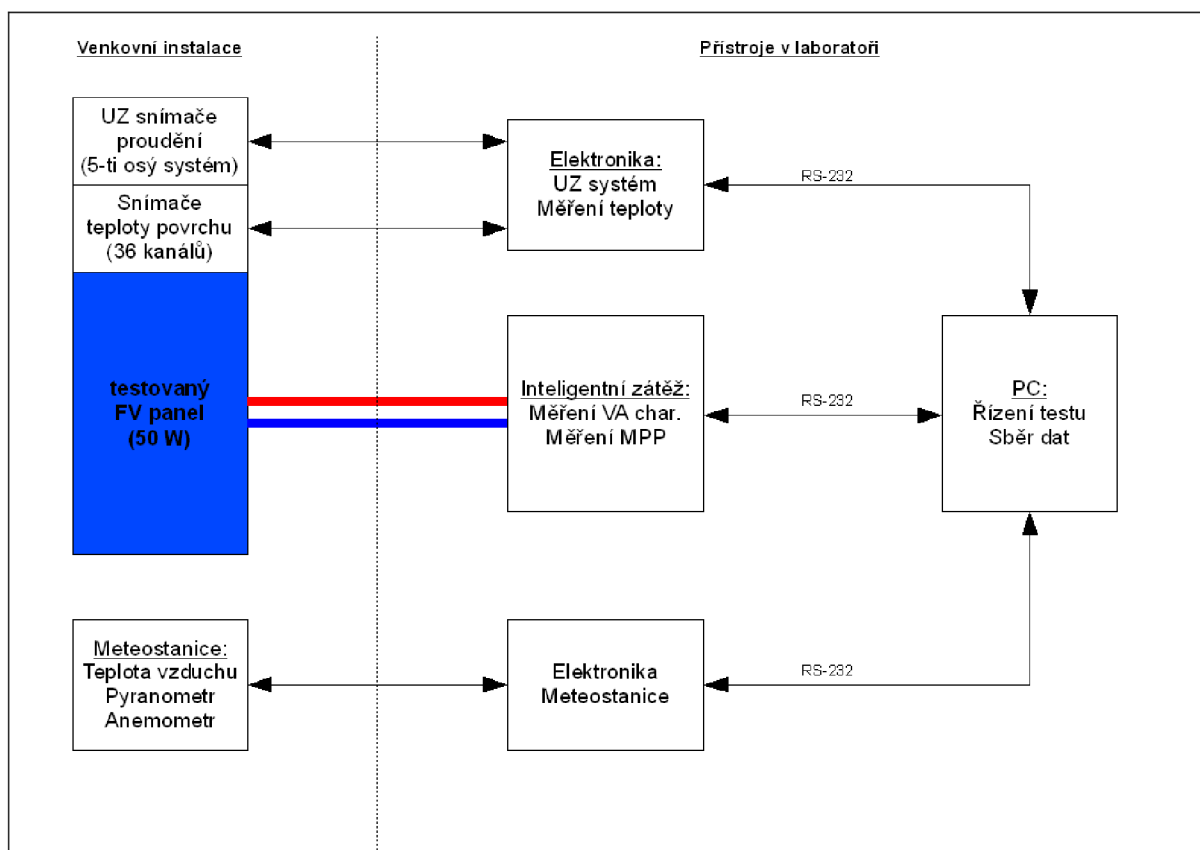
Tabulka 6 Měřené veličiny modulem WAM

3.7 Sběr dat měřicího systému

Jak vyplývá z požadavků na MS, musí systém sběru dat zajistit dlouhodobé ukládání naměřených veličin a jejich zobrazování v reálném čase ve formě grafů (např. rozložení teploty na FV panelu, jeho A-V charakteristika apod.). Z tohoto důvodu by bylo náročné zajistit tento úkol embedded systémem s paměťovou kartou, který by byl jinak bezpochyby výhodný, nejen z hlediska spolehlivosti ale také pro významné úspory elektrické energie.

Sběr dat tedy bude zajištěn klasickým počítačem PC, případně jeho embedded variantou se sníženou spotřebou. Jednotlivé moduly budou propojeny s PC pomocí osvědčeného rozhraní RS-232, které je plně dostačující z hlediska přenosové rychlosti, a svou spolehlivostí a jednoduchostí stále ještě předčí konkurenční rozhraní typu USB apod.

Nepřesný zdroj reálného času v PC zatím není kritický, protože časová základna veškerých naměřených dat bude z jednoho zdroje a vyhodnocování bude probíhat pouze z takto naměřených dat. V případě potřeby naváznosti dat na jiný systém (např. externí meteorologickou stanicí) bude PC doplněno o příjem GPS času, či bude využito synchronizování času přes internet, které již dnes dosahuje vysoké přesnosti.



Obr. 9 Blokové schéma MS

3.8 Bloková struktura měřicího systému

Na základě navržených metod a snímačů v předchozích kapitolách bylo sestaveno blokové schéma celého MS viz Obr. 9. MS je rozdělen na dvě části: na venkovní instalaci FV panelu a snímačů a na sestavu elektroniky, která bude umístěna v laboratoři. Elektronika MS je rozdělena dle funkce do třech modulů, které budou dále řešeny jako autonomní subsystémy:

1. **Modul měření teploty a proudění vzduchu kolem panelu**
 - kontinuální měření teploty jednotlivých článků panelu (36 kanálů)
 - pětiosý UZ systém pro měření proudění kolem panelu

2. **Modul měření el. výkonu panelu (MPPL)**
 - inteligentní aktivní zátěž
 - měření napětí a proudu
 - kontinuální měření MPP pomocí jeho trackování
 - kontinuální měření VA charakteristiky panelu

3. **Modul meteostanice**
 - měření slunečního záření pomocí pyranometru
 - regulace a kompenzace teploty pyranometru (ventilační modul pyranometru)
 - měření teploty okolního vzduchu
 - měření rychlosti a směru větru

4. **Software pro PC**
 - nastavení parametrů měření
 - spouštění měření
 - kontinuální sběr dat z jednotlivých modulů
 - zobrazení aktuálních naměřených hodnot
 - grafické zobrazení rozložení teplot v panelu a jeho A-V charakteristiky

3.9 Plán vývoje měřicího systému

Vzhledem k časové náročnosti vývoje MS byl jeho vývoj rozdělen do dvou etap. Výstupem první etapy (plánované dokončení v létě 2010) bude základní MS, který bude sestávat z plně dokončeného modulu měření výkonu (viz následující praktická část DP) a z provizorního měřicího modulu, který bude zajišťovat meteorologická měření (intenzita slunečního záření bude měřena pomocí zapůjčeného pyranometru CM5, který není příliš kvalitní) a měření teploty FV panelu.

Na základě zkušeností získaných z první fáze bude (v rámci doktorského studia autora této práce) dokončena druhá fáze projektu, během které struktura MS dosáhne plánovaného rozsahu, viz Obr. 9. V rámci této fáze budou zakoupeny vysoce kvalitní pyranometry CMP 21, které budou v různých konfiguracích využity pro měření jak globálního tak i difúzního záření. Největší technickým problémem bude zřejmě dokončení vývoje UZ systému, který již autor započal v rámci projektu [15].

4 Návrh modulu MPPL

4.1 Požadavky na modul

Základní návrh modulu a identifikace požadavků na něj byly již provedeny v rámci kapitoly 3.3. Tyto údaje jsou ovšem pro vlastní návrh a realizaci modulu nedostatečné, proto byly na základě pozdějšího návrhu celého MS rozšířeny, viz Tabulka 7.

Parametr	Hodnota	Zdůvodnění, poznámky
Rozsah vstupního napětí	1 až 70 V	Zátěž by měla regulovat proud již od napětí 1 V, což umožní měření i nízkých hodnot výkonu
Rozsah regulovaného proudu	0 až 10 A	S rezervou odpovídá rozsahu proudu nakrátko všech dostupných FV panelů
Maximální ztrátový výkon zátěže	280 W	Pokrývá celý rozsah výkonových tříd FV panelů
Rozlišení měření napětí	0,001 % z rozsahu	0,7 mV při rozsahu 70 V
Nejistota měření napětí	0,05 % z rozsahu	35 mV při rozsahu 70 V
Rozlišení regulace/měření proudu	0,001 % z rozsahu	0,1 mA při rozsahu 10 A
Nejistota regulace/měření proudu	0,1 % z rozsahu	10 mA při rozsahu 10 A
Provozní rozsah teploty	15 až 35 °C	Laboratorní podmínky
Komunikace	RS-232	Galvanické oddělení pro izolování modulu
Napájení	230 V	Galvanické oddělení pro izolování modulu

Tabulka 7 Požadavky na modul MPPL

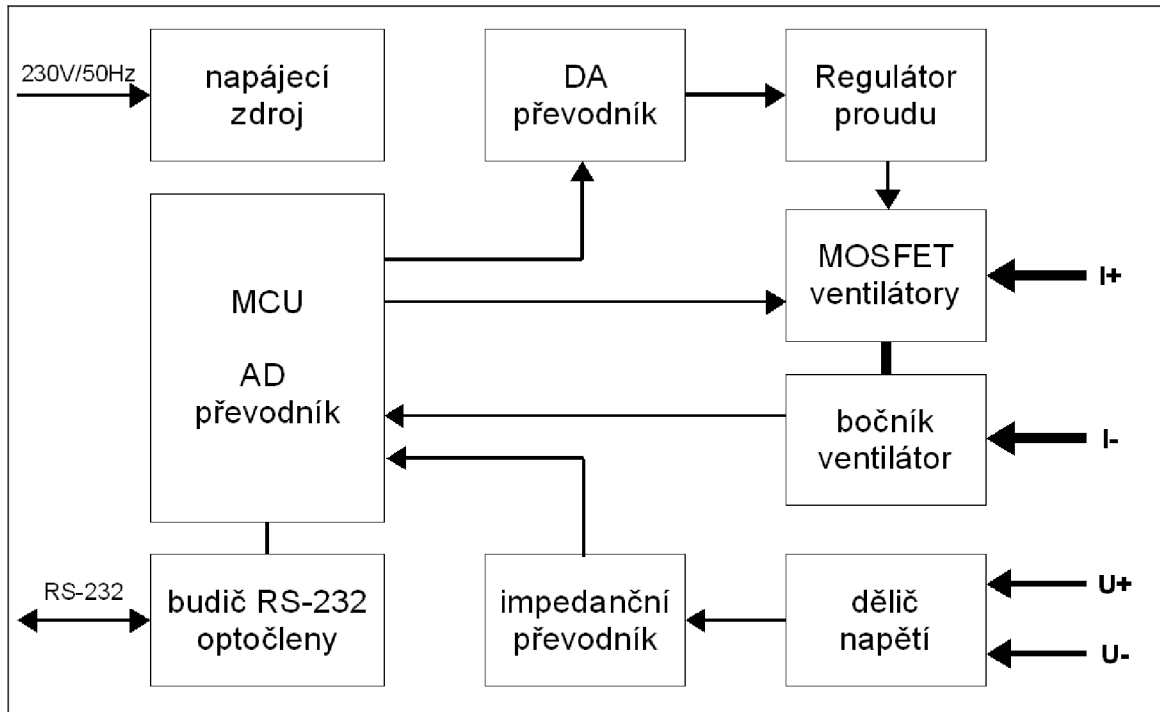
Nejistoty měření byly stanoveny na základě nejistot měření nejlepších laboratorních multimetrů, které dosahují o řád nižší nejistoty měření, než byla stanovena. Z funkčního hlediska by měl modul zajišťovat tyto funkce:

- velmi rychlé kontinuální měření V-A charakteristiky (rychlé měření je nutné pro minimalizaci vlivu změn okolních podmínek a intenzity dopadajícího světla během periody měření)
- přímé měření MPP bodu FP pomocí regulátoru, který kontinuálně zajišťuje optimální zatížení panelu
- měření napětí naprázdno a proudu nakrátko FP

4.2 Systémový návrh modulu

Řešení hardware MPPL vychází ze zvolené koncepce měření výkonu: FV panel je zatěžován analogovou aktivní zátěží, která je buzena DA převodníkem. Výstupní napětí FV panel je měřeno AD převodníkem. Řízení modulu a digitálního regulátoru MPP zajišťuje mikrokontrolér, který je s nadřazeným počítačem propojen sériovým portem. Modul je kompletně galvanicky oddělen (vyjma silové části), což je zajištěno transformátory napájecího zdroje a optočleny v obvodu budiče

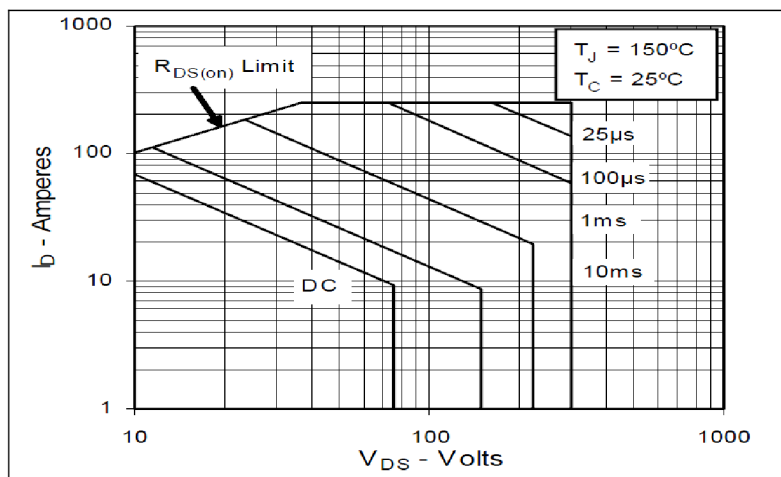
sériového portu. Toto řešení zajišťuje potlačení nežádoucích zemních smyček a ochranu připojeného počítače. Blokové schéma modulu je na Obr. 10, následující podkapitoly detailně popisují návrh jednotlivých částí modulu.



Obr. 10 Blokové schéma modulu MPLL

4.3 Výkonová část modulu

Vzhledem k požadavku na rychlé měření A-V charakteristiky FV panelu bylo nutné zajistit rychlou a stabilní regulaci proudu FV panelem. Ideálním řešením by byl rychlý digitální regulátor, což je ovšem vývojově velmi náročné, proto byl zvolen relativně jednodušší analogový regulátor. Další problém představuje vlastní volba výkonového prvku: typickým řešením zátěže v tomto výkonovém rozsahu je použití většího počtu paralelně řazených MOSFET tranzistorů, což ovšem komplikuje regulátor proudu, protože každý tranzistor musí být buzen separátně (převodní charakteristiky se kus od kusu výrazně liší). Z tohoto důvodu byl hledán tranzistor, který by byl schopen samostatně pokrýt celý požadovaný rozsah napětí, proudu a ztrátového výkonu a byl zároveň dostupný. To byl problém, neboť moderní výkonové MOSFETy jsou dimenzovány na provoz ve spínaném režimu a jsou na ně kladeny naprosto odlišné požadavky. Jako optimální řešení byl nalezen typ IXTK 102N30P, jehož základní parametry jsou dle [16]: $U_{DS} = 300 \text{ V}$, $I_{DS} = 102 \text{ A}$, $P = 700 \text{ W}$. Tyto hodnoty jsou ovšem maximální, skutečnou bezpečnou oblast použití výrobce definuje grafem (viz Graf 5), ze kterého vyplývá, že je tranzistor možno stabilně provozovat do 70 V a 10 A.



Graf 5 Bezpečná oblast výkonu MOSFET, zdroj [16]

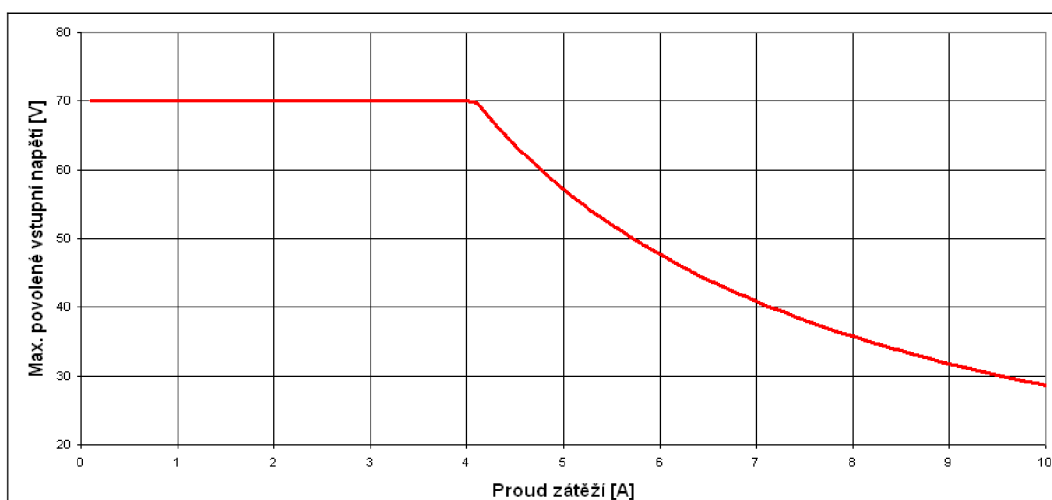
Další problém představuje chlazení tranzistoru. Výrobce udává maximální ztrátový výkon $P_{\max typ} = 700 \text{ W}$ platí pouze při teplotě $25 \text{ }^\circ\text{C}$, při zvýšení provozní teploty maximální výkon klesá dle tzv. činitele odlehčení $Df = 5,56 \text{ W/}^\circ\text{C}$. Skutečnou hodnotu P_{\max} lze tedy určit dle vztahu:

$$P_{\max} = P_{\max typ} - dt \cdot Df \quad (6)$$

Úpravou tohoto vzorce lze vypočítat maximální dovolený ohřev tranzistoru, což pro požadovaný $P_{\max} = 280 \text{ W}$ činí $dt = 75,5 \text{ }^\circ\text{C}$. Ohřev tranzistoru $dt \text{ [}^\circ\text{C]}$ lze dále přibližně vypočítat podle tepelného odporu chladiče $R \text{ [}^\circ\text{C/W]}$ dle:

$$dt = P_{\max} \cdot R \quad (7)$$

Maximální tepelný odpor chladiče byl vypočítán pomocí upraveného vzorce (6) a pro vypočítaný ohřev tranzistoru činí $0,27 \text{ }^\circ\text{C/W}$. Na základě tohoto výpočtu byl zvolen chladič typu CHL45V2, který by měl v sestavě s ventilátory SUNON MA2082-HVL dosahovat teplotního odporu $0,26 \text{ }^\circ\text{C/W}$. Maximální výkon by při takovém tepelném odporu dosáhl hodnoty $P_{\max} = 287 \text{ W}$. Na základě těchto výpočtů byl vytvořen Graf 6, který definuje bezpečnou pracovní oblast zátěže.

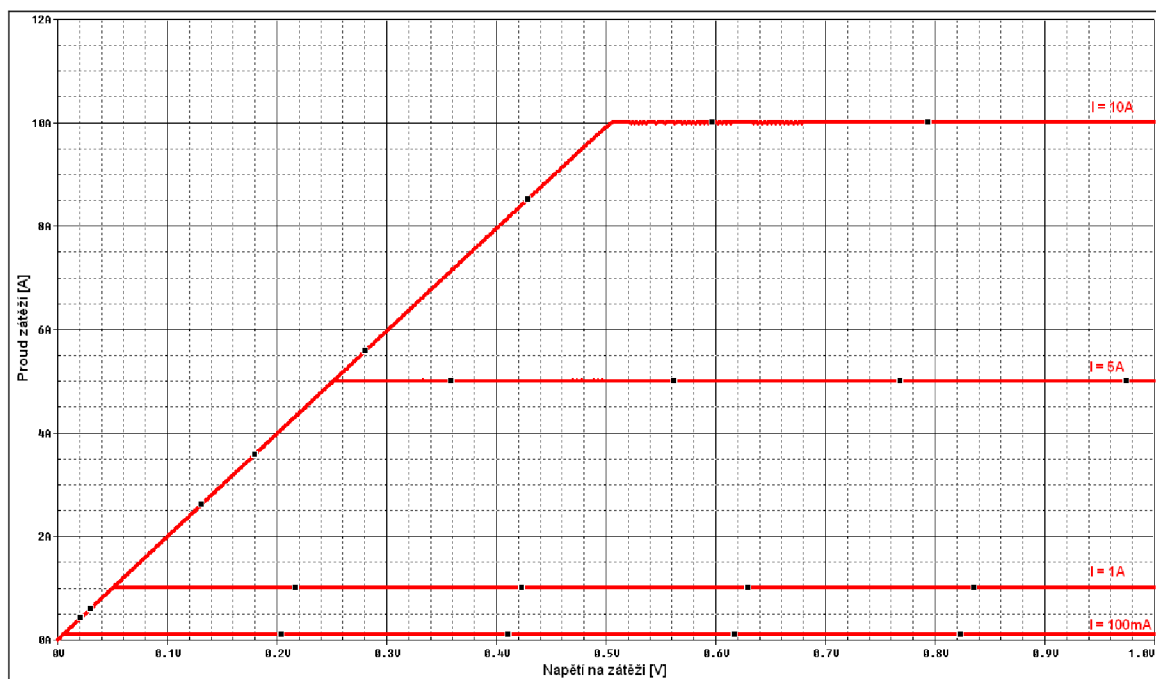


Graf 6 Bezpečná pracovní oblast zátěže

4.4 Měření proudu

Vzhledem k požadavku na velmi přesné měření a regulaci proudu byl jako snímač proudu zvolen klasický bočník, tedy měřicí odpor, který má oproti moderním snímačům s Hallovou sondou výrazně lepší přesnost. Nevýhodou bočníků je ztrátový výkon, úbytek napětí a teplotní závislost. Tyto chyby bočníku jsou na sobě závislé a negativně se ovlivňují. Průmyslové bočníky jsou nad finanční možnostmi tohoto projektu, proto bylo použito náhradní řešení, které je založeno na sérioparalelním zapojení 10 kusů přesných bočníků OAR5R050 [17], jež mají nominální hodnotu odporu $0,05 \Omega$ a jsou dimenzované na ztrátový výkon 5 W . Tato sestava má celkový odpor $0,02 \Omega$, což při maximálním proudu zátěží představuje úbytek $0,2 \text{ V}$, který je akceptovatelný jak pro regulátor proudu, tak i pro velikost ztrátového výkonu, která činí maximálně $0,2 \text{ W}$ na jednom bočníku. Katalogový list bočníku bohužel neudává hodnotu samoohřevu bočníku pro nižší než nominální výkon 5 W , při kterém se dle [17] bočník ohřeje až o cca $200 \text{ }^\circ\text{C}$. Pro jednoduchost lze předpokládat, že je tento jev lineární, takže se při ztrátovém výkonu $0,2 \text{ W}$ teplota bočníku zvýší přibližně o $10 \text{ }^\circ\text{C}$. Při součinitelu teplotní závislosti odporu $\text{TCR} = 20 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ tak dojde vlivem procházejícího proudu ke změně odporu $dR = 0,02 \%$. Tato chyba je výrazně potlačena mechanickou konstrukcí modulu, kde je sestava bočníků uložena ve vzduchovém kanálu, který je ofukován ventilátorkem viz Obr. 21. Vzhledem k tomu, že se samoohřev bočníků projeví i při kalibraci modulu, bude tato chyba mírně potlačena i kalibrací.

Na základě návrhu zapojení výkonové části a měření proudu (viz Obr. 17) byla provedena PSpice simulace pro ověření hodnot napětí U_{min} , které bude nutné k zajištění regulace proudu zátěží, dle požadavků by nemělo překročit hodnotu $U_{\text{min}} = 1 \text{ V}$, což potvrzuje výsledný Graf 7.



Graf 7 Simulace U_{min} zátěže

4.5 Regulátor proudu

Zvolená koncepce analogového regulátoru proudu vychází z klasických zdrojů konstantního proudu, ve kterých je porovnáváno vstupní napětí, jež představuje žádanou hodnotu proudu, s napětím na bočniku, které je úměrné skutečné hodnotě proudu. Vzhledem k požadavku na co nejrychlejší měření A-V charakteristiky bylo zvoleno netradiční řešení: regulátor proudu bude kalibrován, takže mikrokontrolér bude při měření A-V charakteristiky pouze zadávat proud regulátoru (prostřednictvím DAC), který již zajistí jeho přesné nastavení, díky čemuž se významně zkrátí doba měření jednoho A-V bodu, neboť nebude nutné měřit skutečnou hodnotu proudu. Vlastní analogový regulátor je složen ze dvou částí (viz Obr. 17): z rozdílového členu a PI regulátoru.

Rozdílový člen je kritický z hlediska nejistoty měření/regulace proudu, neboť jeho chyby mají přímý vliv na hodnotu skutečného proudu zátěží. Základním požadavkem na rozdílový člen je tedy minimální chyba vstupní napěťové nesymetrie a její teplotní závislost. Počáteční chyba nesymetrie vstupů se projeví jako ofset proudu zátěží, který lze odstranit kalibrací. Problém ovšem představuje teplotní závislost této chyby, kterou již kalibrací potlačit nelze, stejně jako šum rozdílového členu. Kritická je impedance vstupů rozdílového členu, která musí být velmi vysoká, aby signálovými vodiči tekla minimální proud a nevznikaly na nich úbytky napětí. Optimálním řešením rozdílového členu je přístrojový zesilovač, který je konstruován tak, aby všechny zmíněné chyby dosahovaly minimálních hodnot. Integrované přístrojové zesilovače dnes vyrábí celá řada firem, jako jeden z nejlepších byl vybrán typ INA118, který má teplotní závislost ofsetu $0,5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, což při změně teploty o 10°C představuje chybu proudu zátěží $dI = 0,25 \text{ mA}$. Výhodou tohoto typu je, že již obsahuje veškeré komponenty pro rozdílový zesilovač se ziskem $G = 1$, takže není nutné řešit chyby externích odporů zpětné vazby.

PI regulátor je řešen jako jednostupňový regulátor s operačním zesilovačem, viz Obr. 17. Toto zapojení je velmi jednoduché, což je výhodné z hlediska počtu zdrojů chyb a šumů, které je nutné v regulátoru potlačit. Nevýhodou tohoto zapojení je, že proporcionalní složka není oddělena od integrační složky, což může způsobovat potíže při ladění regulátoru (u klasických analogových regulátorů se každá složka řeší samostatně a na výstupu je sumační člen, který způsobuje chyby jako rozdílový člen). Proporcionalní složka regulátoru je definována rezistory R_{101} a R_{100} dle vztahu:

$$k_p = \frac{R_{101}}{R_{100}} \quad (8)$$

Použitím hodnot $R_{101} = 10\text{k}$ a $R_{100} = 1\text{k}$ bylo nastaveno zesílení (proporcionalní složka) $k_p = 10$. Integrační složka (časová konstanta regulátoru) je definována následujícím vzorcem a při použití $R_{100} = 1\text{k}$ a $C_{100} = 100 \text{ nF}$ je rovna $1 \mu\text{s}$.

$$T = R_{100} \cdot C_{100} \quad (9)$$

Použitý operační zesilovač OPA277 se vyznačuje nízkým šumem a schopností budit zátěž s kapacitním charakterem.

V rámci vývoje regulátoru byla provedena celá řada simulací chování regulátoru, ovšem jejich výsledky neodpovídaly výsledkům provedených testů. Tento problém byl pravděpodobně způsoben použitým SPICE modelem výkonového MOSFET, který není optimalizován na simulace DC aplikace MOSFET, jenž je primárně určen na výkonové spínané aplikace. Nastavení regulátoru bylo tedy provedeno experimentálně.

4.6 Obvod měření napětí

Vzhledem k vysokým hodnotám proudu zátěží bylo pro měření napětí FV panelu navrženo čtyřvodičové diferenciální zapojení, jež umožňuje oddělit obvod měření napětí a připojit samostatné vedení od FV panelu, kterým nepoteče proud do zátěže a budou tak potlačeny úbytky napětí na výkonové kabeláži.

Základním prvkem obvodu měření napětí je kaskádní odporový dělič Vishay CNS 471, který je vyroben tenkovrstvou hybridní technologií. Díky použití speciálních past a umístění všech odporů na jednom substrátu dosahuje obvod extrémně nízkého relativního TCR = 2,5 ppm. Při ohřevu modulu o 10 °C tak chyba poměru děliče dosáhne hodnoty $dR = 0,0025 \%$. Vstupní impedance má díky použitým příčkám kaskády hodnotu $R_{in} = 9,99 \text{ M}\Omega$ což při maximálním vstupním napětí 70 V představuje proud $I_{in} = 7 \mu\text{A}$, který nezpůsobí měřitelné úbytky na vedení od FV panelu. Pro takovou hodnotu proudu lze zanedbat i samoohřev děliče ztrátovým výkonem.

4.7 AD a DA převodníky

4.7.1 Požadavky na převodníky

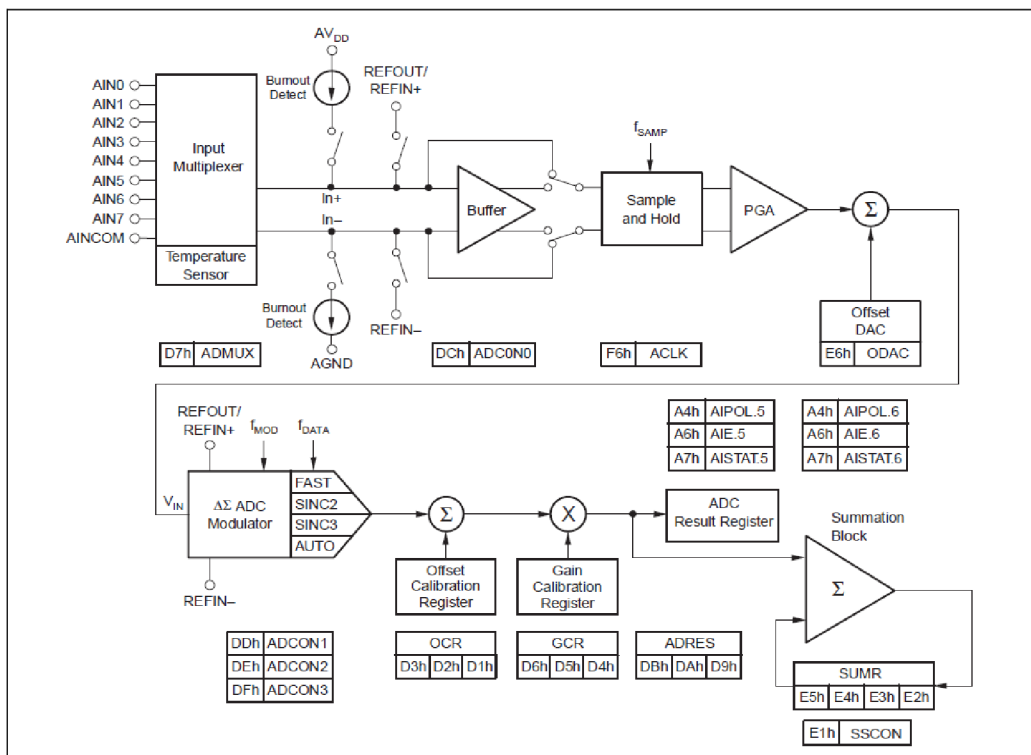
První krokem pro navržení vhodné sestavy převodníků byla identifikace jejich základních parametrů. Byla provedena analýza navrženého zapojení zátěže a požadavků na její parametry včetně přesnosti měření (nejistoty měření). Odtud vplynuly základní požadavky na oba převodníky:

- Rozsah vstupního napětí ADC 0 až 0,625 V
- Rozsah výstupního napětí DAC 0 až 0,2 V
- Chyba offsetu DAC nižší než 1 mV
- Přesnost převodu (vliv všech chyb) lepší než 0,01 % z rozsahu
- Rozlišení převodníků lepší než 0,001 % z rozsahu
- Vysoké potlačení rušení od síťového kmitočtu 50 Hz
- Vzorkovací kmitočet minimálně 10 Hz
- Výstupní odpor DAC nižší než 1 k Ω
- Vstupní odpor ADC vyšší než 10 M Ω

4.7.2 Jednočipové řešení převodníků

Relativně přísné požadavky na přesnost a vysoké rozlišení převodníků vedly k rozhodnutí použít převodníky využívající Sigma-Delta modulaci, které jsou ideálním řešením pro přesné a pomalé aplikace. Na trhu je k dispozici celá škála těchto převodníků, ovšem pouze dva výrobci, TI a Analog Devices, nabízejí řadu obvodů v kategorii „analogový mikrokontrolér“. Tyto obvody jsou zvláštní kategorií obvodů kombinujících ADC, DAC a mikrokontrolér (dále MCU). Analogový mikrokontrolér je zřejmě ideálním řešením pro jádro modulu, neboť obsahuje všechny základní prvky pro měření a řízení, včetně dostatečně výkonného MCU. Rodina obvodů TI MSC12xx obsahuje celou škálu typů, z nichž je pro danou aplikaci nejvhodnější obvod MSC1214 [18], který nabízí mimo jiné tyto funkce a parametry:

- 24-bitový Sigma-Delta ADC, 8 kanálů
- 16-bitový DAC, 2 kanály
- MCU řady 8052 s celou řadou vylepšení



Obr. 11 Blokové schéma ADC části MSC1214, zdroj [18]

4.8 Návrh ADC

Blokové schéma ADC části MSC1214 ukazuje strukturu Sigma-Delta ADC a možnosti nastavení signálového řetězce pomocí speciálních funkčních registrů (SFR) MCU, viz Obr. 11. Tato kapitola se zabývá výpočty jednotlivých nastavení, odtud vyplývajícími vlastnostmi ADC a jejich vlivem na splnění zadaných parametrů ADC.

4.8.1 Časování ADC

Základním parametrem, který ovlivňuje většinu parametrů ADC, je hodinový kmitočet, který je rozdělen na dvě složky: na modulační frekvenci f_{MOD} odvozenou od základního hodinového signálu MCU $f_{MCU} = 18,432$ MHz pomocí SFR registru ACLK:

$$f_{MOD} = \frac{f_{MCU}}{(ACLK + 1) \cdot 64} \quad (10)$$

a vzorkovací frekvenci f_{DATA} odvozenou od f_{MOD} nastavením SFR registru DR:

$$f_{DATA} = \frac{f_{MOD}}{DR} \quad (11)$$

Optimální hodnoty $f_{MOD} = 0,96$ MHz a $f_{DATA} = 50$ Hz byly určeny jako kompromisní hodnoty vzhledem k protichůdným vlivům těchto parametrů na chyby ADC viz následující podkapitoly.

4.8.2 Vstupní část ADC

Vstupní multiplexer umožňuje připojit vstupní zesilovač na libovolnou kombinaci devíti vstupních pinů MSC1214. Takto lze ADC provozovat buď jako „pseudo-differential“ (diferenční signály v rozsahu AGND až napájení analogové části), nebo „single-ended“, tedy signály vztažené vůči analogové zemi AGND. V zátěži bude využito diferenčního zapojení, což povede k potlačení chyb způsobených úbytkem napětí na zemních spojích (případně zemních smyčkách).

Následující vstupní zesilovač nabízí možnost velmi vysoké vstupní impedance ADC (řádově $G\Omega$), ovšem za cenu snížení vstupního rozsahu. Vstupní zesilovač totiž nemá zaručeno lineární chování v rozsahu 0 až 50 mV, což je pro danou aplikaci nepřijatelné. Zesilovač bude tedy přemostěn, což povede k výraznému snížení vstupní impedance, kterou lze aproximovat dle vzorce:

$$R = \frac{7 \cdot 10^{12}}{64 \cdot f_{MOD} \cdot PGA} \quad (12)$$

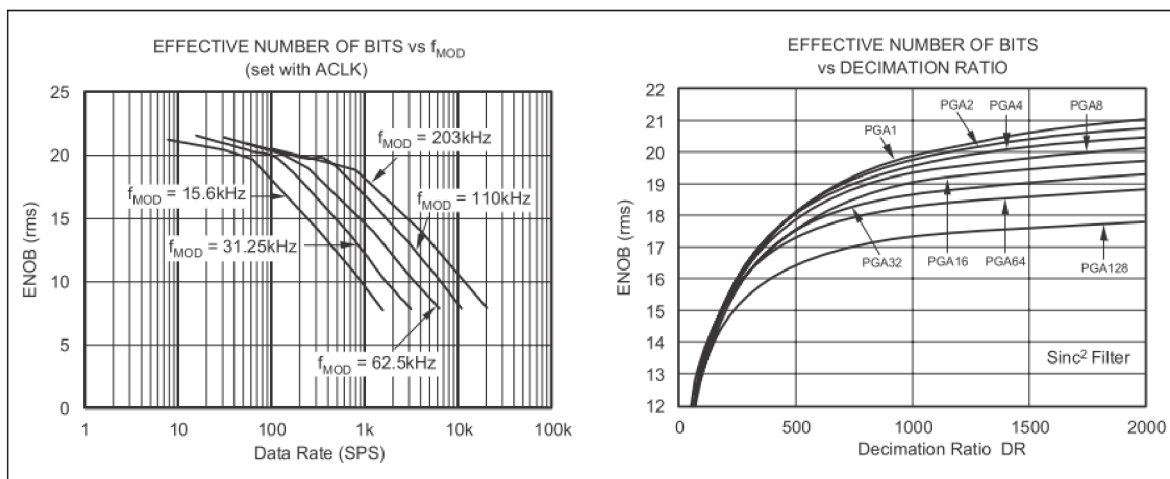
kde PGA [-] je zesílení následujícího programovatelného zesilovače, které lze určit jako poměr rozsahu vstupního napětí vůči napětí referenčnímu:

$$PGA = \frac{U_{ref}}{U_{vst}} \quad (13)$$

Při použití zdroje referenčního napětí o jmenovité hodnotě $U_{ref} = 2,5$ V bude $PGA = 4$, čemuž dle vzorce (12) odpovídá vstupní impedance $R = 0,29$ M Ω . Taková hodnota vstupního odporu je téměř o dva řády menší než hodnota požadovaná (vstupní napěťový dělič by byl příliš zatížen). Tento problém je v zátěži řešen použitím impedančního převodníku ve formě operačního zesilovače s jednotkovým zesílením OPA277, jehož šum a offset bude bohužel dalším zdrojem chyb měření vstupního napětí zátěže.

4.8.3 Modulátor ADC

Modulátor spolu s výstupním digitálním filtrem definují dynamické chování ADC, a to především jeho vzorkovací kmitočet, efektivní rozlišení, dobu ustálení a potlačení rušení síťového kmitočtu 50 Hz. Tyto parametry se navzájem negativně ovlivňují, proto byla výsledná konfigurace určena postupnou optimalizací jednotlivých parametrů.



Obr. 12 Efektivní rozlišení ADC, zdroj [18]

Požadované rozlišení ADC je definováno v procentech z rozsahu $res_{\%}$, je tedy nutné ho vyjádřit v bitech res_{bit} dle vzorce:

$$res_{bit} = \log_2 \left(\frac{100}{res_{\%}} \right) \quad (14)$$

Pro požadované rozlišení $res_{\%} = 0,001\%$ činní res_{bit} 16,6 bitů. Hlavními parametry, které ovlivňují efektivní rozlišení ADC, jsou kmitočet f_{MOD} a jeho dělicí poměr DR. Z grafů na Obr. 12 je patrné, že při zvoleném nastavení hodinových kmitočtů a zesílení PGA překročí efektivní rozlišení ADC hodnotu 20 bitů. Převodník tedy s rezervou splňuje požadovanou hodnotu rozlišení. Toto je ovšem ideální hodnota, skutečné rozlišení bude negativně ovlivněno rušením a šumem (napájení ADC, referenčního napětí, vstupního signálu), jitterem hodinového signálu apod.

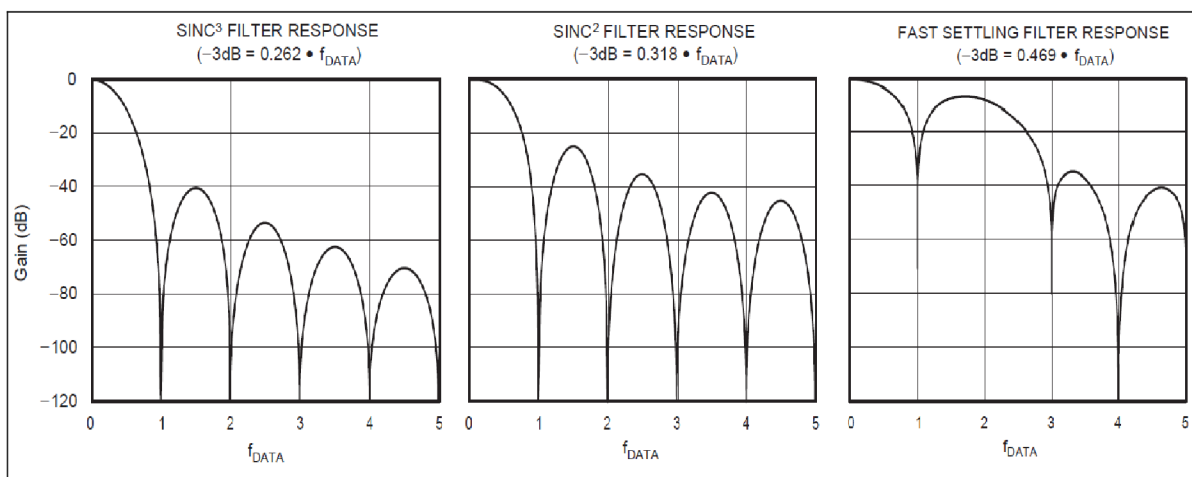
4.8.4 Digitální filtr ADC

Výstupní digitální filtr převádí modulovaný signál na výstupní digitální slovo ADC. Nastavením filtru lze ovlivnit potlačení šumu vstupního signálu a rušení síťového kmitočtu. Protichůdným parametrem je doba ustálení filtru, která definuje, za jakou dobu (počet vzorkovacích period) se výstup ADC ustálí na novou hodnotu při skokové změně vstupního napětí, která vzniká buď změnou vstupního napětí ADC, nebo při přepnutí multiplexeru. Zvolený ADC nabízí tři typy filtrů, viz následující Tabulka 8.

Filtr	Doba ustálení [počet vzorkovacích period]
Sinc ³	3
Sinc ²	2
FAST	1

Tabulka 8 Digitální filtry ADC

Vzhledem k požadavku na co nejrychlejší odezvu ADC (kvůli synchronizaci s DAC) by byl ideálním filtrem typ FAST, který se ustálí již po jedné vzorkovací periodě. Problém ovšem nastává s potlačením rušení od síťového kmitočtu 50 Hz a jeho násobků. Právě kvůli tomuto zdroji chyb ADC byla zvolena vzorkovací frekvence 50 Hz. Jak vyplývá z kmitočtových charakteristik na Obr. 13, je potlačení při 50 Hz cca 70dB a při 100 Hz cca 10 dB, což je zcela nedostatečné zvláště při používání zátěže s panelem osvětleným lampou, která při napájení ze sítě moduluje světlo právě na 100 Hz. Je tedy nutné použít filtr Sinc², který potlačuje kritické kmitočty o cca 120 dB, což by mělo být dostatečné. Ovšem celková doba jednoho cyklu převodu se tímto prodlouží na dvojnásobek, což bohužel povede k delšímu trvání měřicího cyklu aktivní zátěže.



Obr. 13 Kmitočtové charakteristiky filtrů ADC, zdroj [18]

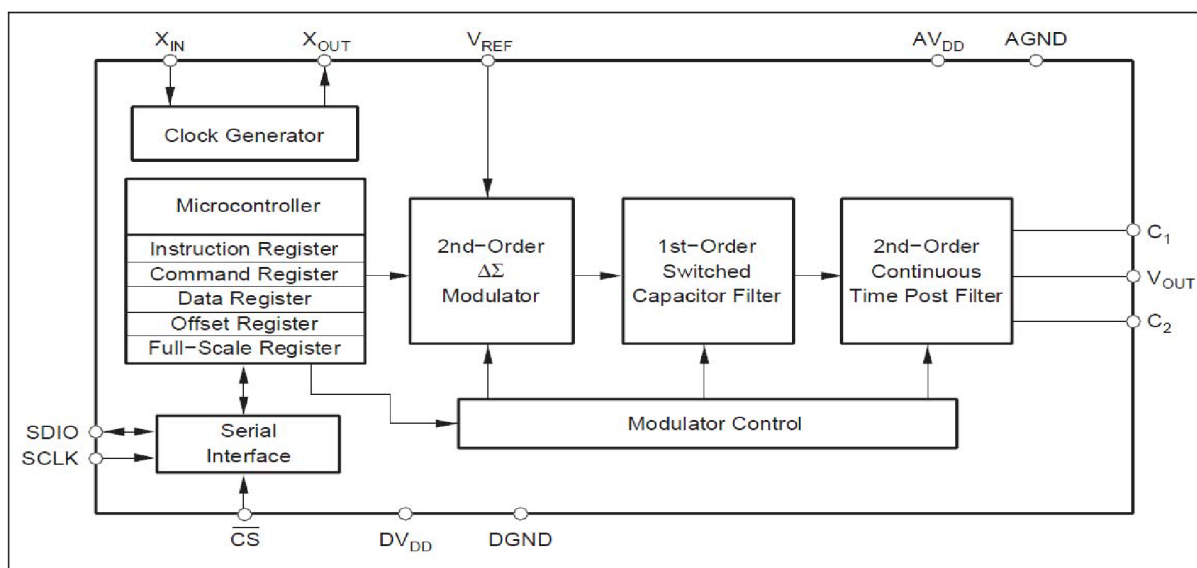
4.8.5 Interní kalibrace ADC

ADC umožňuje tzv. interní kalibraci, kdy je kompenzována chyba offsetu a zesílení ADC tím, že je spuštěn speciální režim, kdy je nejprve vstup ADC zkratován (měření offsetu) a dále připojen na V_{ref} (měření chyby zesílení). ADC si z naměřených hodnot vypočítá korekční konstanty, a ty dále využívá při měřeních. Tento kalibrační mód se bude spouštět při každém zapnutí modulu pro každý použitý měřicí kanál zvlášť a kalibrační konstanty budou přepisovány software před zahájením měření specifickým kanálem.

4.9 Návrh DAC

Zvolený obvod MSC1214 obsahuje 2 kanály 16-bitových paralelních DAC využívající odporovou síť a výstupní zesilovač. Rozsah výstupního napětí DAC je definován hodnotou napětí referenčního zdroje, v tomto případě 2,5 V. Výstupní napětí by bylo tedy nutné dělit odporovým děličem na požadovaný rozsah 0,2 V, což zavede další zdroj chyb měření. Pro potlačení tohoto problému lze použít integrované odporové děliče napětí, které jsou vyráběné extrémně teplotně stabilní tenkovrstvou technologií hybridních IO. Tyto děliče se ovšem vyrábějí jen v několika hodnotách dělicích poměrů. Pro tento případ lze použít pouze poměr 1:11, který povede na hodnotu výstupního napětí $2,5/11 = 0,23$ V, což je akceptovatelné – výstupní napětí DAC se softwarem sníží na požadovaných 0,2 V. Toto řešení ale nadále sníží rozlišení DAC, které už je i tak na hraně použitelnosti - požadovaných je 16,6 bitů, viz vzorec (14). Dalším problémem je hodnota chyby offsetu výstupního napětí DAC. Tato chyba se projevuje tak, že při vstupním digitálním slově o nulové hodnotě není výstupní napětí nulové a je způsobena koncovou částí výstupního zesilovače DAC, která není typu „rail-to-rail“. Maximální katalogová hodnota této chyby je 35 mV, což i při použití výstupního děliče způsobuje chybu $35/11 = 3,2$ mV, která není akceptovatelná.

Z výše uvedených důvodů bylo upuštěno od použití integrovaného DAC a byl hledán externí DAC mající dostatečně vysoké rozlišení a potlačený problém offsetu výstupního napětí. Průzkum nabízených DAC vedl v podstatě k jedinému použitelnému obvodu, a to typu DAC1220, opět od TI, který nabízí rozlišení až 20 bitů a chybu offsetu pouhých 0,3 mV. Těchto vynikajících hodnot obvod dosahuje díky použití Sigma-Delta modulace. Nevýhodou tohoto typu DAC je výrazně delší doba ustálení výstupního napětí DAC (o tři řády delší než u DAC s odporovou sítí).



Obr. 14 Vnitřní struktura obvodu DAC1220, zdroj [19]

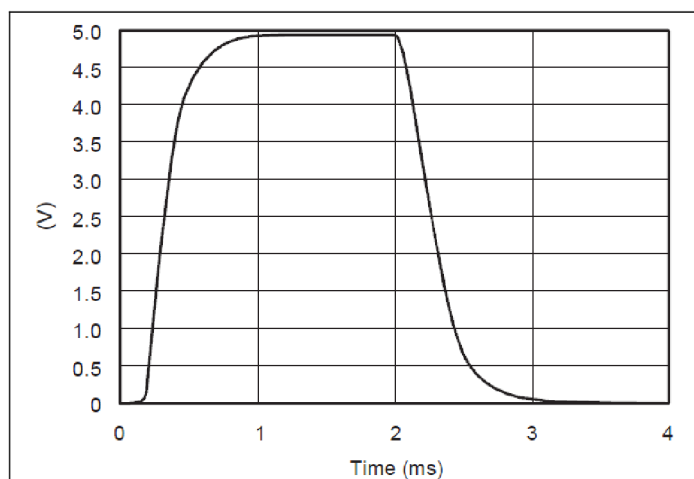
4.9.1 Nastavení DAC

Jak vyplývá z blokového schématu DAC na Obr. 14, je obvod řízen MCU, který umožňuje nastavovat obdobně jako u ADC parametry modulátoru a výstupních filtrů. Doporučená hodnota externího zdroje hodinového kmitočtu je dle [19] 2,5 MHz, v našem případě byl použit krystal této hodnoty. Výstupní filtr vyžaduje kvalitní externí kondenzátory. Dle doporučení pro 20-bitové rozlišení v [19] byly použity polyesterové kondenzátory hodnot $C1 = 10 \text{ nF}$ a $C2 = 3,3 \text{ nF}$. Výrobce definuje úzký rozsah doporučeného referenčního napětí; při typické hodnotě 2,5 V je rozsah výstupního napětí 0 až 5 V, což opět povede k použití odporového děliče 1:11 a výraznému omezení rozsahu výstupního napětí softwarem. Takto způsobené snížení rozlišení na hodnotu 16,7 bitů je již akceptovatelné. Opět se ovšem jedná o ideální hodnotu, která bude degradována především šumem zdroje referenčního napětí, a oproti ADC je zde tedy minimální rezerva vůči požadované hodnotě. Výstupní filtr DAC lze nastavit do různých módů viz následující tabulka.

Konfigurace	Chování filtru	Doba ustálení [ms]
0	pomalý filtr	15
1	adaptivní filtr	1,5
2	rychlý filtr	1,5

Tabulka 9 Digitální filtr DAC

Zatímco pomalý filtr nastavuje výstupní napětí až 15 ms, dosahuje extrémně nízkého šumu výstupního napětí. Druhým extrémem je rychlý filtr, který nastavuje výstupní napětí 10x rychleji za cenu výrazně vyššího šumu výstupního napětí. Použitý adaptivní filtr je kompromisem, kdy je pro počáteční nastavení výstupu použit rychlý filtr a pro následující stabilní výstup je nastaven pomalý filtr. Typický průběh ustálení výstupního napětí při použití adaptivního filtru zobrazuje Graf 8.



Graf 8 Ustálení výstupního napětí DAC, zdroj [19]

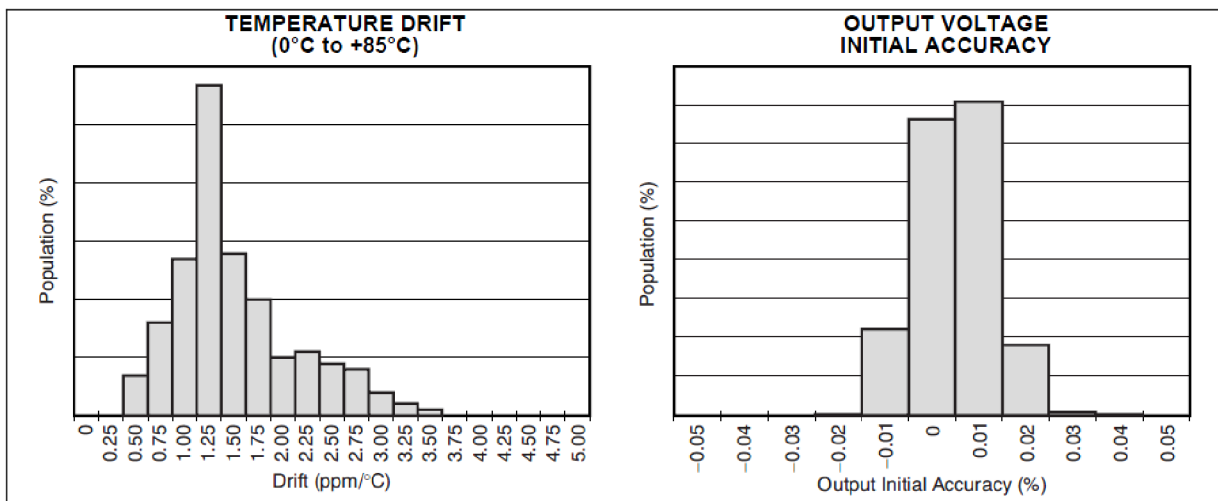
DAC umožňuje interní kalibraci, která vede k potlačení jeho chyb obdobně jako u ADC viz kapitola 4.8.5. Tento režim bude obdobně jako u ADC aktivován při zapnutí modulu.

4.10 Referenční zdroj

Referenční zdroj je základním prvkem sestavy převodníků, který zásadně ovlivňuje jejich přesnost. Mezi jeho nejvýznamnější parametry patří:

- základní přesnost výstupního napětí [%]
- teplotní drift výstupního napětí [ppm/°C]
- šum výstupního napětí [Vpp/V]
- stárnutí - dlouhodobá stabilita [ppm/h]

Vzhledem ke zvolené koncepci společného referenčního zdroje a použitému DAC bylo stanoveno výstupní napětí na 2,5 V. Základní přesnost výstupního napětí nebyla při hledání vhodné součástky prioritou, neboť ji lze jako konstantu kompenzovat kalibrací celého analogového řetězce. Oproti tomu zcela zásadní veličinou je velikost teplotního driftu a šumu výstupního napětí. Stárnutí, které definuje dobu mezi jednotlivými kalibracemi přístroje, je bohužel výrobcem definováno pouze u minima součástek, proto tento parametr nemohl být použit ke srovnání jednotlivých dostupných součástek. Finální výběr se opět zúžil na přední výrobce, mimo TI a Analog Device byly brány v potaz i velmi kvalitní produkty Maxim Integrated. Jako optimální referenční zdroj byl nakonec vybrán obvod od TI typ REF5025, který ve verzi "high grade" nabízí teplotní drift max. 3 ppm/°C, základní přesnost 0,05 % a šum 3 μ Vpp/V. Jak ukazují histogramy rozdělení těchto chyb na Obr. 15 jsou tyto hodnoty staticky minimálně významné (ve skutečnosti bude mít obvod ve většině případů poloviční hodnoty těchto chyb).



Obr. 15 Histogramy chyb REF5025, zdroj [20]

4.11 Mikrokontrolér a jeho periferie

Jádrem modulu je obvod MSC1214, který obsahuje mimo výše popsané analogové periferie také MCU typu 8052, jenž řídí veškerý chod modulu. Vstup hodinového kmitočtu procesoru je připojen na oscilátor 18,432 MHz. Reset MCU je po zapnutí modulu generován obvodem IC3, který je aktivní, dokud není stabilizované napájecí napětí. MCU má integrovanou paměť programu typu FLASH, jenž lze naprogramovat pomocí ISP módu, do kterého se MCU uvede po uzemnění pinu PSEN a resetu. V tomto módu se pak paměť programu MCU naprogramuje přes RS-232 pomocí TI PC aplikace „TI DOWNLOADER“.

Komunikaci s nadřazeným počítačem zajišťuje sběrnice RS-232, jejíž fyzická vrstva je realizována obvodem Maxim MAX3225, který umožňuje přenos dat rychlostí až 1 Mb/s. Tento obvod je k MCU připojen přes optočleny 6N137, které zajišťují galvanické oddělení modulu od PC.

4.12 1-Wire sběrnice

Modul MPPL využívá 1-Wire sběrnici pro připojení snímače DS18B20, kterým se měří teplota chladiče výkonového MOSFET. Tato sběrnice je vyvedena i na konektor X62, takže lze k modulu připojit i další teplotní snímače, případně jiná 1-Wire zařízení.

Vlastní budič sběrnice je realizován pomocí integrovaného obvodu DALAS DS2480, a to z toho důvodu, že klasické řešení (přímé generování 1-Wire sběrnice na pinu MCU) je málo spolehlivé a náročné pro paralelní běh programu, kdy MCU například komunikuje s teplotním čidlem a zároveň vykonává měřicí algoritmus. DS2480 je plně statický, takže s ním MCU může komunikovat zcela asynchronně. Komunikace mezi mikrokontrolérem a budičem probíhá přes rozhraní UART.

4.13 Napájecí zdroj

Napájení navrženého hardware modulu MPPL zajišťuje 6 zdrojů napájecího napětí, jejichž parametry a použití shrnuje Tabulka 10. Zdroj je řešen tímto způsobem z důvodu zajištění oddělení analogové a digitální části (země těchto částí jsou spojené v jednom bodě pod DAC) a izolace části RS-232, která je galvanicky spojena s nadřazeným počítačem (nepoužívá se tedy DC-DC měnič, což snižuje rušení napájení). Stabilizace napájení citlivých analogových obvodů je realizována napětíovou referencí REF02, ostatní napájecí zdroje jsou založeny na standardním lineárním stabilizátoru LM78XX.

Přívodní napětí 230 V/50 Hz je odrušeno pomocí vstupního filtru X69. Výkonové ventilátory pro chlazení MOSFET tranzistoru jsou napájeny přímo ze síťového napětí, které řídí MCU prostřednictvím polovodičového relé IC28, jehož TTL vstupy jsou galvanicky oddělené od výkonové části a spínání probíhá v nulové hodnotě síťového napětí. Schéma napájecí části je na Obr. 18.

Název	Hodnota	Použití
+5V	5 V	Digitální část (MCU)
+5V ₂	5 V	Galvanicky oddělená část RS-232
+5V _A	5 V	Analogové obvody (ADC, DAC)
+8V	8 V	Operační zesilovače
-8V	-8 V	Operační zesilovače
12V	12 V	Interní ventilátory v modulu

Tabulka 10 Napájení modulu

4.14 Mechanická konstrukce modulu

Při návrhu mechanické konstrukce modulu byl hledán kompromis mezi vhodným rozmístěním komponent z hlediska potlačení rušení analogové části napájecím zdrojem, MCU a ventilátory. Velký důraz byl kladen také na co nejnižší délku kabelů a oddělení nežádoucích zdrojů tepla od kriticky teplotně závislých komponent.

Výsledkem je umístění výkonové části zcela mimo modul a použití ventilátorů uvnitř modulu, které zajišťují chlazení vnitřní části modulu a jsou umístěny takovým způsobem, že proud studeného vzduchu z vnější části modulu nejdříve proudí kolem teplotně závislých komponent a teprve poté vstupuje do části se zdroji tepla. V případě napájecího zdroje proudí vzduch z ventilátoru odděleně od zbylé části modulu.

Veškerá elektronika modulu je umístěna na dvou univerzálních deskách plošných spojů, SMD součástky jsou připojeny prostřednictvím adaptérů. Toto řešení je velmi flexibilní a umožňuje další modifikace elektroniky modulu, které se očekávají vzhledem k experimentální povaze MS.

4.15 Software Modulu

Detailní popis zdrojového kódu software modulu MPPL by překročil rozsah této práce, proto jsou v této kapitole pouze popsány nejdůležitější algoritmy, které software modulu provádí. Software byl napsán v jazyce C a využívá společně knihovny se software UMS pro nadřazené PC.

Software modulu po restartu nastaví veškeré periferie modulu a dále pracuje jako multitasking systém, který je realizován pomocí stavových automatů, prostřednictvím kterých jsou řízeny jednotlivé nezávislé funkce modulu:

- příjem a dekodování povelů z nadřazeného počítače
- měřicí funkce
- autotest funkce (zjišťování stavu modulu)
- měření teploty chladiče (případně připojenými externími snímači)
- řízení ventilátorů chladiče MOSFET

Stavový automat měřicích funkcí zajišťuje čtyři základní režimy měření:

1. měření napětí naprázdno
2. měření proudu nakrátko
3. měření A-V charakteristiky
4. regulaci MPP

Při měření napětí naprázdno je zátěž vypnuta (DAC převodník je ve „Sleep“ módu) a probíhá kontinuální měření napětí, kdy MCU každých 20 ms odešle naměřenou hodnotu napětí nadřazenému počítači.

V režimu měření proudu nakrátko je zátěž uvedena do zkratového režimu, MOSFET tranzistor je plně otevřen a měření proudu nakrátko provádí ADC pomocí připojeného bočnicku. Tento proud tedy není měřen při úplném zkratu, ale minimálním napětí U_{min} , jehož závislost na protékajícím proudu definuje Graf 7. V tomto režimu modul kontinuálně měří proud a s periodou 20 ms odesílá naměřenou hodnotu nadřazenému počítači.

Prvním krokem při měření A-V charakteristiky je měření proudu nakrátko FV panelu, z něhož MCU vypočítá rozsah proudu, kterým bude FV panel zatěžovat. Následuje vlastní měření A-V bodů, jejichž počet je nastavitelný (implicitně 100 bodů). Proud zátěží se postupně zvyšuje a měří se napětí na FV panelu. Krok proudu (jeho přírůstek) je do 80 % hodnoty proudu konstantní, pro vyšší hodnoty proudu je pak přírůstek 5x nižší. Tento způsob měření umožňuje změřit přesněji (s vyšším rozlišením) oblast A-V charakteristiky, ve které se nachází MPP bod, který je následně vyhodnocen jako nejvyšší hodnota součinu naměřeného napětí a zadaného proudu.

V době uzávěrky této práce nebyl v software z časových důvodů kompletně implementován MPP regulátor. Byla provedena studie používaných algoritmů a byly nalezeny dvě metody vhodné pro regulaci MPP aktivní zátěží:

1. „Perturb and observe“
2. 3 bodové váhování

Metoda „Perturb and observe“ je založena na sledování trendu výstupního napětí FV panelu. V případě, že se napětí zvyšuje, regulátor zvýší velikost proudu panelem, čímž se zvýší výstupní výkon. Obdobně při poklesu napětí je proud snížen. Tento algoritmus je jednoduchý na implementaci, ale jeho hlavní nevýhodou je oscilace kolem bodu MPP, kterou je možné snížit například použitím plovoucího průměru měřeného napětí, ale výrazně se tím zpomalí reakce regulátoru na změnu osvětlení panelu.

Nevýhody metody „Perturb and observe“ lze dle [21] potlačit použitím 3 bodového váhování vstupní hodnoty naměřeného napětí. Tento algoritmus tedy vyhodnocuje, zda-li má regulátor měnit zatížení panelu na základě trendů mezi naměřenými hodnotami. Jedná se tak o modifikovanou metodu „Perturb and observe“, která ovšem dle [21] účinně omezuje oscilaci MPP bodu a zrychluje reakci regulátoru na změnu intenzity osvětlení panelu. Tato metoda bude použita.

5 FV Lampa

Účelem FV lampy je zajistit homogenní osvit zadaného FV panelu a umožnit tak kvalitní testování MPPL modulu ve stabilních laboratorních podmínkách. Lampa konstrukčně vychází z existujícího mobilního stojanu pro FV panel STR36-50 a má tyto základní parametry:

- počet a typ žárovek: 36 reflektorových žárovek Philips 60W
- příkon žárovek: 2,2 kW
- příkon ventilátorů: 0,2 kW
- rozsah nastavení vzdálenosti žárovek: $\pm 0,05$ m
- napájení: 1-f 230 V/50 Hz

Rozmístění žárovek lampy odpovídá geometrii testovaného panelu STR36-50 (36 žárovek je umístěno na nosné desce ve 4 sloupcích a 9 řadách). Každá žárovka je uchycena pomocí držáku se šroubovou tyčí, která umožňuje změnu vzdálenosti žárovky od panelu, což přináší možnost individuálně nastavit intenzitu osvětlení každého článku a tím kompenzovat rozdíly mezi svítivostí žárovek či mezi jednotlivými články panelu. Nosná deska je umístěna na jednoduchém duralovém rámu, jenž je možné posouvat v jedné ose na kolečkách (souosost žárovek a panelu zůstane zachována). Chlazení žárovek zajišťují AC ventilátory (celkem 8 kusů), které jsou umístěny z boku mezi řadami žárovek. Fotografie lampy je v příloze na Obr. 24.

Každá žárovka je připojena na separátní kontakty svorkovnice za účelem možného rozšíření o regulaci jasu jednotlivých žárovek v rámci budoucí bakalářské práce studenta FEKT. V této základní variantě je možné pouze individuálně vypnout jednotlivé sloupce žárovek. Ventilátory lze vypnout, nebo spustit na poloviční výkon. Stávající verze lampy má napájení pomocí jednofázového přívodu. V případě potřeby potlačení blikání žárovek je možné modifikovat napájecí sběrnici žárovek a lampu připojit na třífázovou síť.

Spektrum světla ze žárovek neodpovídá spektru dopadajícího slunečního záření, proto je tato lampa určena pouze k základnímu testování MPPL modulu, nikoliv k vlastním testům FV panelu. Orientační měření žárovek pomocí luxmetru (jehož výstup byl přepočítán na W/m^2 pro dané spektrum světla žárovky) ukázalo, že při vzdálenosti 5 cm od FV článku dosahuje intenzita záření hodnoty $45 W/m^2$, toto měření potvrzují výsledky testu FV lampy popsané v kapitole 7.7.

6 UMS - obslužný software pro PC

Cílem vývoje software UMS (Univerzální Měřicí Software) bylo nejen získat program pro práci s modulem MPPL, ale i univerzální platformu pro budoucí vývoj celého MS. Z toho důvodu byl software již od počátku koncipován jako univerzální nástroj, což zkomplikovalo jeho vývoj. Detailní popis zdrojového kódu přesahuje rozsah této práce, proto je zde jen stručně popsána filozofie UMS a popsány možnosti jeho použití. Software byl vyvinut v systému Turbo C++, což je volně použitelná verze vývojového balíku Borland C++ Builder. Zdrojové soubory software jsou uloženy na příloženém CD.

Po spuštění software automaticky prohledává všechny dostupné komunikační porty a v případě nalezení kompatibilního měřicího modulu jej UMS uvede do režimu vzdáleného přístupu, kdy je měřicí modul plně řízen z PC. Pro modul MPPL jsou ve stávající verzi UMS dostupné tyto funkce:

1. Kalibrace/test napětí: MPPL modul je uveden do režimu měření napětí naprázdno a provádí se jeho kalibrace (viz kapitola 7.5). Veškeré naměřené údaje se ukládají do souboru typu CSV pro další zpracování.
2. Kalibrace/test měření a regulace proudu: proud zátěží modulu MPPL je řízen UMS dle zadaného trendu a provádí se jeho kalibrace (viz kapitola 7.5). Veškeré naměřené údaje se ukládají do souboru typu CSV pro další zpracování.
3. Měření A-V charakteristiky: spuštěním tohoto režimu je modul MPPL uveden do automatického režimu měření A-V charakteristiky, při kterém periodicky posílá do UMS naměřené hodnoty A-V bodů, které UMS ukládá do CSV souboru a dále graficky zobrazuje spolu s dalšími údaji, viz Obr. 22 v příloze. Tyto grafy jsou také automaticky ukládány do JPEG souborů, ze kterých pak UMS prostřednictvím externího software Mencoder (součást balíku Mplayer [22]) vytváří soubory videí, viz kapitola 7.8.
4. Experimentální testy: tyto speciální funkce byly použity při vývojových testech modulu MPPL popsaných v následujících kapitolách. Pro finální použití modulu MPPL nebudou využity.

Výsledky veškerých výše popsaných funkcí lze při jejich běhu sledovat v textovém okně jako záznam, který se zároveň ukládá do textového souboru, jenž může být následně použit pro analýzu případných chyb modulu MPPL.

7 Testy modulu MPPL

V rámci stavby prototypu MPPL byla provedeno velké množství testů, jejichž účelem bylo potvrzení návrhu jednotlivých částí modulu a odladění jeho software. Následující kapitoly popisují výsledky nejpodstatnějších testů.

7.1 Statické testy převodníků ADC a DAC

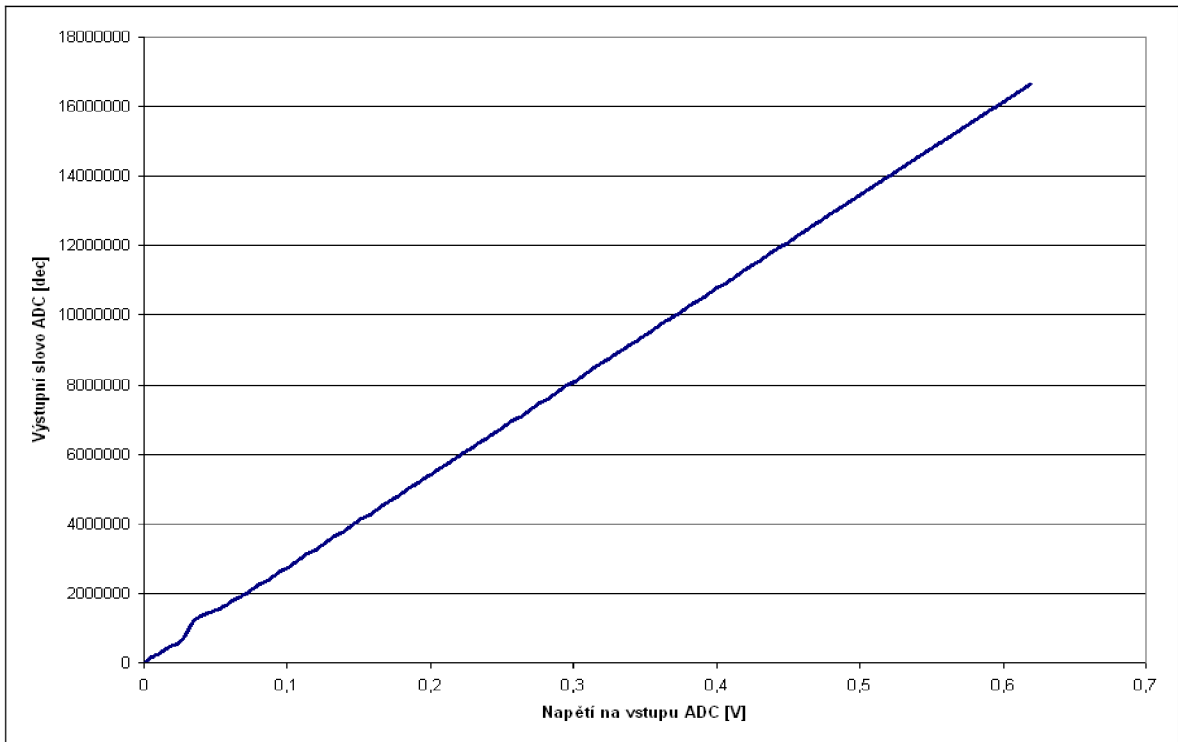
Vzhledem k požadované přesnosti převodníků je jejich testování na hranici možností běžných laboratorních metod a přístrojů. Přesný a stabilní zdroj napětí použitelný pro testování ADC nebyl dostupný, proto byly testy prováděny tak, že byl ADC buzen přímo DAC a jeho výstupní napětí bylo měřeno přesným 6,5 místným multimetrem. Toto řešení umožnilo určit zároveň charakteristiky obou převodníků.

Použitý multimetr Fluke 8846A [23] je zřejmě nejpřesnějším z na trhu dostupných stolních multimetrů; lepších parametrů dosahují pouze přístroje určené pro etalony, které jsou již finančně nedostupné. K dosažení vyšší přesnosti než 6,5 míst by již musely být použity složité měřicí metody, které potlačují chyby měření způsobené termoelektrickými jevy a podobně.

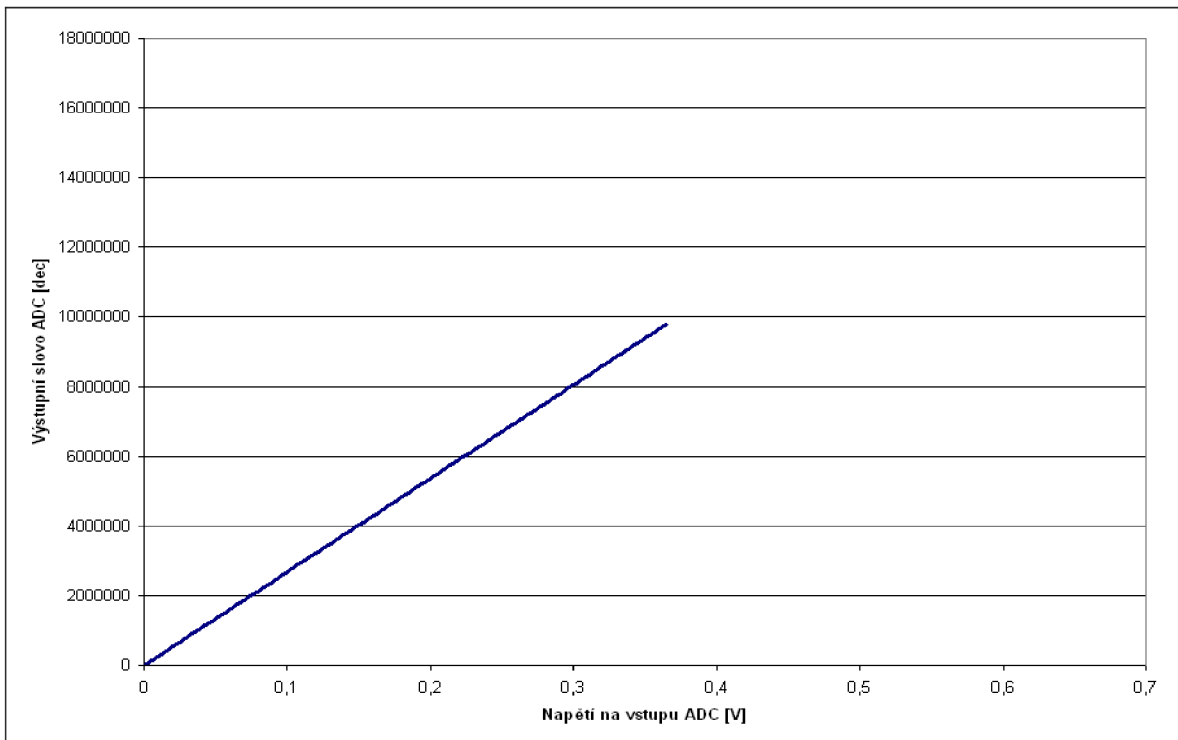
Celá testovací sestava byla řízena softwarem UMS, a to přes porty RS-232 a LXI. Sériový port RS-232 sloužil k posílání povelů do MCU, který je dále předával pomocí rozhraní SPI převodníku DAC. Pomocí přístrojového Ethernetu LXI [24] byl řízen multimetr a byly z něj stahovány naměřené hodnoty. Multimetr byl nakonfigurován pro měřicí rozsah 10V a integrační dobu 2 s, při které dosahuje rozlišení 6,5 míst. Testy probíhaly zcela automaticky, což eliminovalo možné manuální chyby a umožňovalo velmi dobrou opakovatelnost testů.

7.1.1 Statická charakteristika ADC

Test statické charakteristiky probíhal tak, že ADC a DAC byly pomocí software mikrokontroléru nastaveny dle výpočtů z předchozích kapitol a postupně docházelo ke zvyšování hodnoty zadaného výstupního napětí DAC, která byla měřena multimetrem a ADC. Pro každé nastavené napětí bylo uloženo 20 výstupních slov ADC a vypočítán jejich aritmetický průměr. Výsledná statická charakteristika ADC (Graf 9) tedy zobrazuje závislost průměrné hodnoty ADC výstupu na naměřeném napětí. Již na první pohled je z grafu patrné, že chování ADC pro napětí pod 80 mV je výrazně nelineární. Takovou chybu ADC výrobce neudává, proto byla provedena řada dalších testů pro vyšetření tohoto problému. Jako pravděpodobná příčina byla nakonec určena nízká vstupní impedance ADC, která dynamicky zatěžuje výstup DAC, což zřejmě způsobuje nelineární výstup ADC. Tato teorie byla potvrzena testem, při kterém byl ADC zapojen do finálního obvodu pro měření napětí a jeho vstupní část byla buzena impedančním převodníkem na bázi operačního zesilovače OPA 277. Takto naměřená charakteristika je již lineární, viz Graf 10.



Graf 9 Statická charakteristika ADC, buzení DAC



Graf 10 Statická charakteristika ADC, buzení OPA277

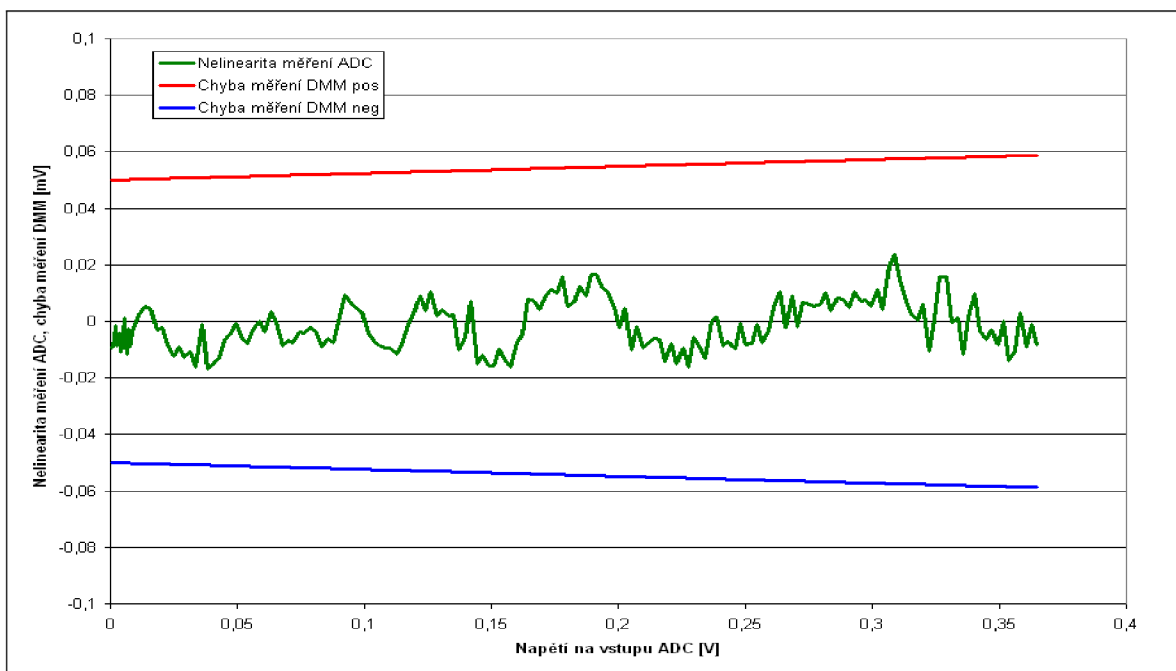
Pro další vyhodnocení chyb ADC byly použity naměřené hodnoty z druhého testu. Rozsah tohoto testu byl bohužel omezen na napětí 0 až 0,37 V, což bylo dáno rozsahem použitého zdroje vstupního napětí zátěže a dělicím poměrem vstupního děliče napětí.

Pro vyhodnocení statických charakteristik byla naměřena multimetrem skutečná hodnota referenčního napětí $U_{ref} = 2,50008 \text{ V}$ a byly vypočteny ekvivalentní hodnoty výstupního napětí ADC dle vzorce:

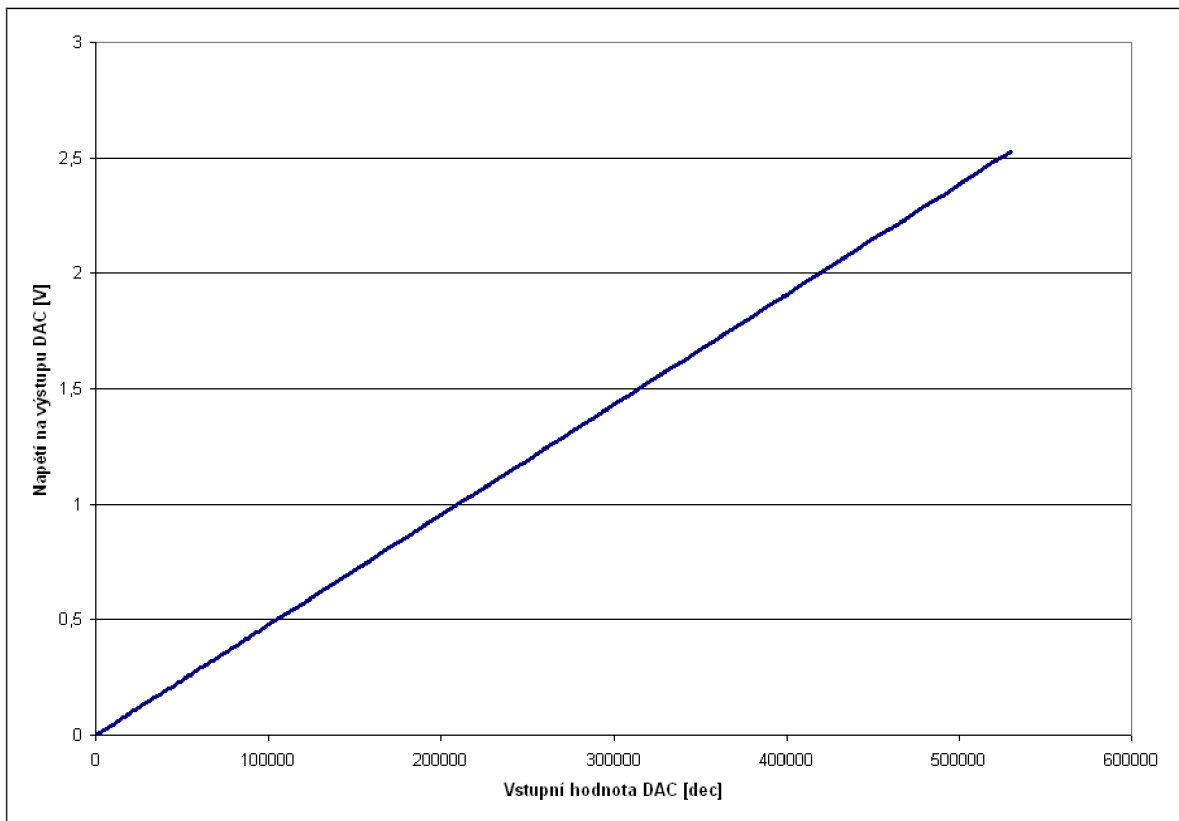
$$U_{ADC} = \left(\frac{data_{ADC}}{2^{res}} \cdot \frac{U_{ref}}{PGA} \right) \quad (15)$$

Takto vypočítané hodnoty ekvivalentního výstupního napětí byly porovnány s naměřenými hodnotami multimetrem a vzniklá závislost byla proložena přímkou pomocí metody lineární regrese. Koeficienty této přímky jsou ekvivalentní chybě offsetu (posuv přímky) a chybě zesílení (směrnice přímky). Vypočítaná přímka měla tuto funkci: $y = 1,00027x - 0,00038$. Odtud byla určena chyba offsetu ADC, která v tomto případě činí 0,38 mV, což je o tři řády vyšší, než chyba definovaná v [18]. Tato systematická chyba je pravděpodobně způsobena úbytky na zemních vodičích a lze ji významně potlačit kalibrací celého systému. Chyba zesílení činí 0,027 %, což je o řád vyšší hodnota než typická chyba definovaná výrobcem v [18].

Pomocí konstant přímky byly dále vypočítány hodnoty ekvivalentního výstupního napětí s potlačenou chybou zesílení a offsetu, které byly odečteny od naměřené hodnoty multimetrem. Dále byla dle konstant definovaných v [18] vypočítána chyba měření multimetrem. Takto vznikl Graf 11 zobrazující nelinearitu ADC, ze kterého vyplývá, že chyba měření multimetru je příliš vysoká, a tak touto metodou nelze určit chybu nelinearity ADC.



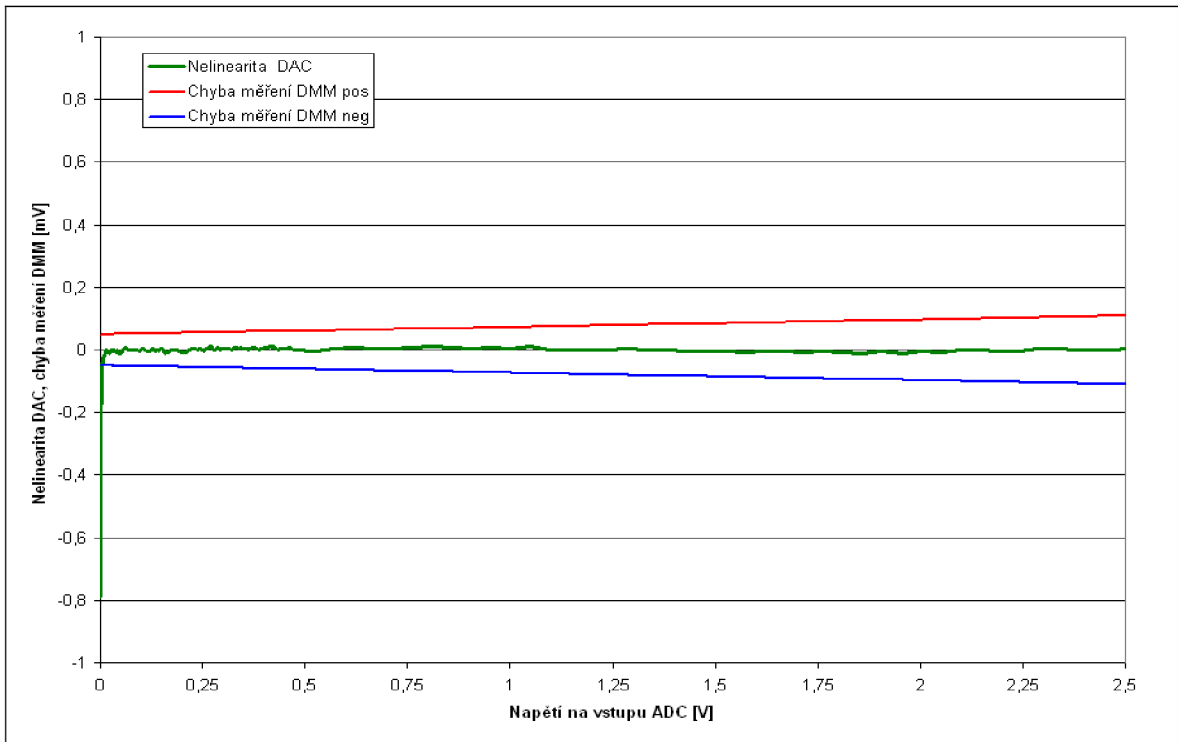
Graf 11 Nelinearita měření ADC a chyby multimetru (DMM)



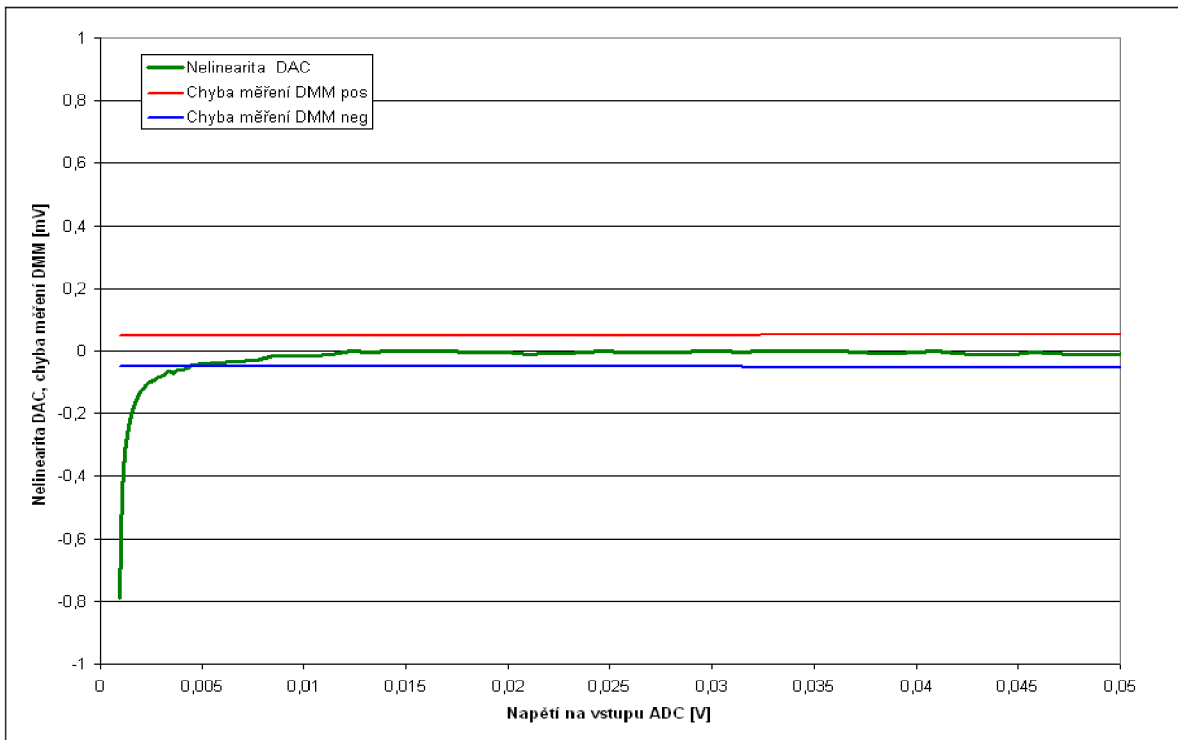
Graf 12 Statická charakteristika DAC

Výstupem testu popsaného v předchozí kapitole je také statická charakteristika DAC, která zobrazuje závislost výstupního napětí DAC na vstupním digitálním slově. Naměřená charakteristika (Graf 12) ukazuje na lineární odezvu výstupního napětí DAC. Pro detailnější studii chyb DA převodu bylo opět určeno ekvivalentní výstupní napětí DAC (shodnou metodou jako u ADC) pomocí vzorce (15) a známého referenčního napětí. Stejnou metodou jako u ADC byla vypočtena ideální přímka ekvivalentního výstupního napětí: $y = 0,9999537462x - 0,0000584639$, ze které byla určena chyba offsetu 0,06 mV, jež je přibližně o řád nižší než maximální chyba definovaná výrobcem v [19]. Naměřená chyba zesílení činní 0,004 % a je cca 3x nižší než maximální katalogová hodnota.

Obdobně jako v předchozí kapitole byla vypočítána chyba nelinearity (Graf 13). V tomto případě je ovšem nelineární chování výrazně vyšší než vypočítaná chyba multimetru, a to pro výstupní napětí DAC nižší než 20 mV (viz detailní Graf 14). Tato chyba není v katalogovém listu výrobce [19] definována v tabulce typických hodnot, pouze je zde uvedena poznámka, že pro výstupní napětí nižší než 20 mV není zaručeno lineární chování DAC. Tento problém je zřejmě způsoben výstupním zesilovačem DAC a vedl k úpravě software modulu, která zajistí nelineární výpočet digitálního slova pro DAC, pro hodnoty proudu nižší než 20 mA. Koeficienty polynomu budou určeny v rámci kalibrace modulu.



Graf 13 Nelinearita DAC a chyby multimetru (DMM)

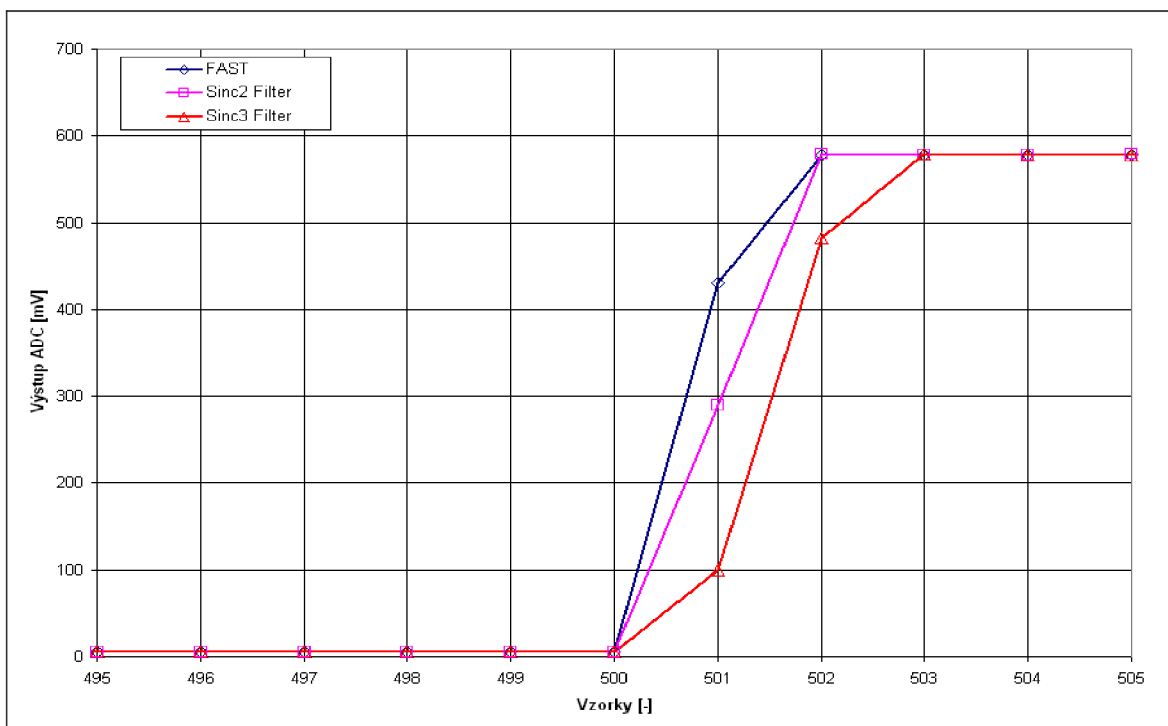


Graf 14 Nelinearita DAC a chyby multimetru (DMM) - detail

7.2 Dynamické testy ADC

7.2.1 Test ustálení ADC

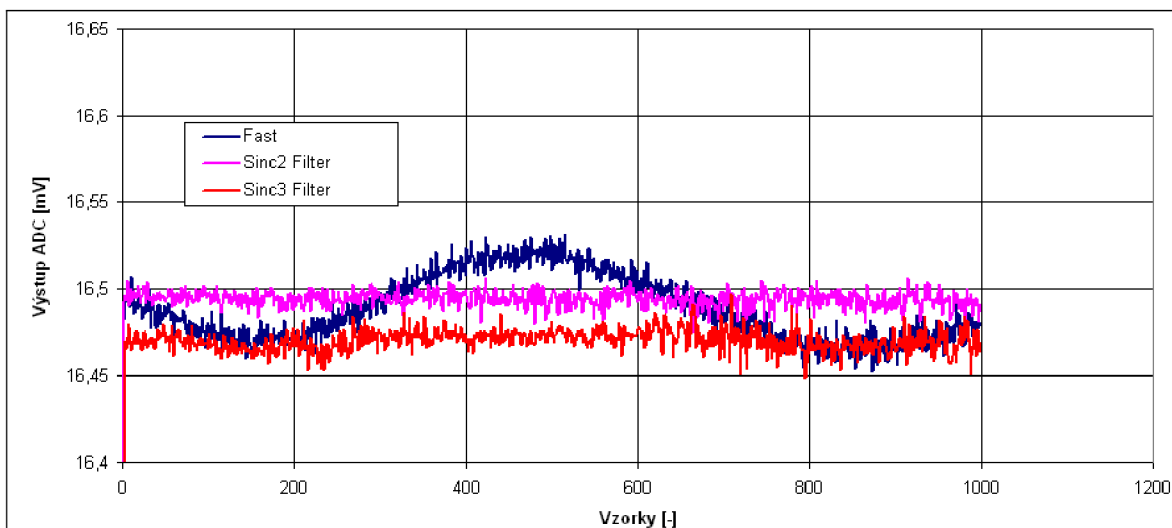
V rámci návrhu ADC jsou v kapitole 4.8.4 diskutovány možnosti nastavení výstupního digitálního filtru ADC. Tento test se zabývá porovnáním odezvy jednotlivých filtrů na skokovou změnu vstupního napětí, která byla generována připojeným interním DAC, který má dobu ustálení výstupu cca 3 μ s, kterou lze zanedbat. Test probíhal tak, že bylo změřeno 500 vzorků pro nulovou hodnotu výstupu DAC (ovlivněnou chybou offsetu) a po změření vzorku číslo 500 byl nastaven výstup DAC na cca 90 % hodnoty vstupního rozsahu ADC. Výsledné přechodové charakteristiky (Graf 15) ukazují, že filtr FAST a Sinc² mají překvapivě shodnou odezvu, tedy zpoždění 1 vzorek a filtr Sinc³ má zpoždění dva vzorky. Z testu tedy vyplývá, že filtr Sinc² nepřinese výrazné zpoždění oproti filtru FAST.



Graf 15 Přechodové charakteristiky ADC

7.2.2 Test rušení od síťové frekvence

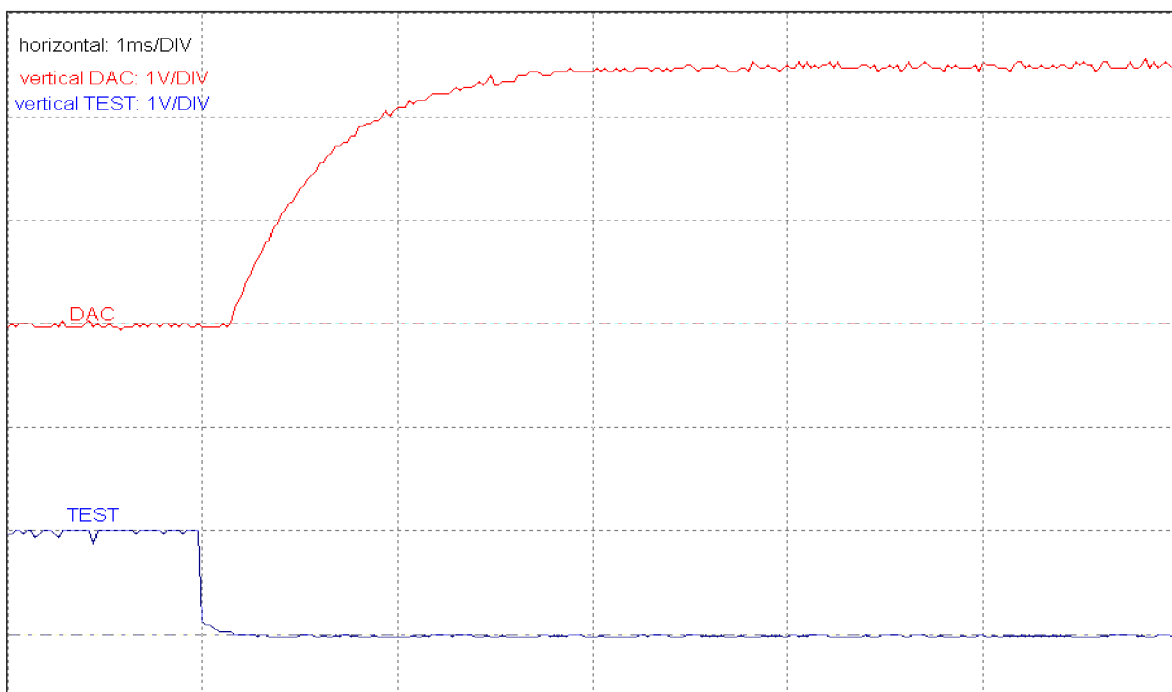
Dalším testem bylo porovnání výstupu ADC při připojeném FV panelu 5 W, který byl osvětlován lampou napájenou síťovým napětím 50 Hz, takže na vstupním napětí ADC bylo superponováno napětí o kmitočtu 100 Hz (lampa bliká na dvojnásobku síťového kmitočtu). Cílem testu bylo relativní porovnání jednotlivých filtrů ADC. Z výsledného grafu, viz Graf 16, je jasně patrné nízké potlačení filtru FAST a dostatečně velké potlačení filtrů Sinc² a Sinc³. Filtr Sinc² je tedy optimálním řešením, které nezpůsobí zpomalení AD převodu, viz předchozí test ustálení ADC.



Graf 16 Potlačení síťového kmitočtu ADC

7.3 Dynamický test DAC

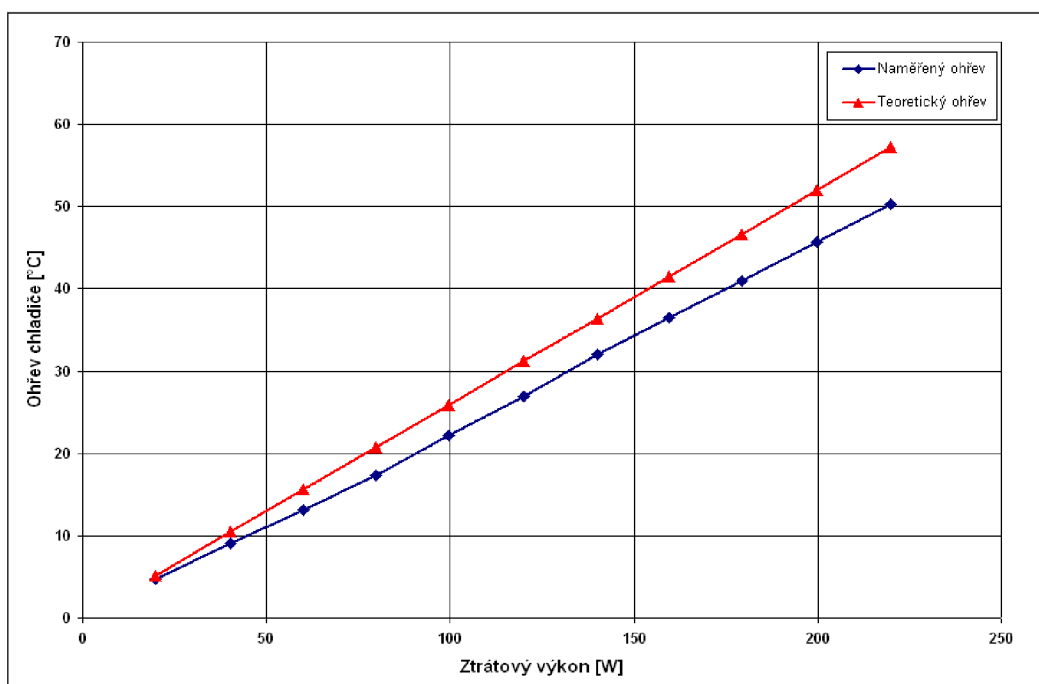
Dynamický test DAC byl proveden za účelem ověření doby ustálení výstupu DAC při skokové změně hodnoty vstupního digitálního slova. Měření bylo provedeno osciloskopem M570. Synchronizace testu byla provedena digitálním signálem TEST, který MCU aktivoval před zahájením komunikace s DAC, takže je na výsledném záznamu (Graf 17) dobře patrné zpoždění počátku přechodového jevu na výstupu DAC, které je způsobeno komunikací po SPI. Naměřená doba ustálení výstupu je mírně delší než výrobcem udávaných 1,5 ms, ale to je zřejmě způsobeno tím, že výstup DAC byl při testu zatížen odporovým děličem 11 k Ω .



Graf 17 Test ustálení výstupu DAC

7.4 Test chlazení výkonové části modulu

Výpočet chlazení výkonové části modulu byl ověřen statickým testem, při kterém bylo postupně zvyšováno vstupní napětí zátěže, která byla nastavena na konstantní proud. Tímto způsobem stoupal ztrátový výkon na zátěži. Vždy po ustálení teploty chladiče byl změřen ztrátový výkon a ohřev chladiče vůči původní teplotě. Výsledný Graf 18 zobrazuje lineární závislost ohřevu na ztrátovém výkonu. Z grafu je zároveň patrné, že je naměřený ohřev přibližně o 13 % nižší než vypočítaný a chlazení MOSFET tranzistoru je tedy dostatečně účinné.

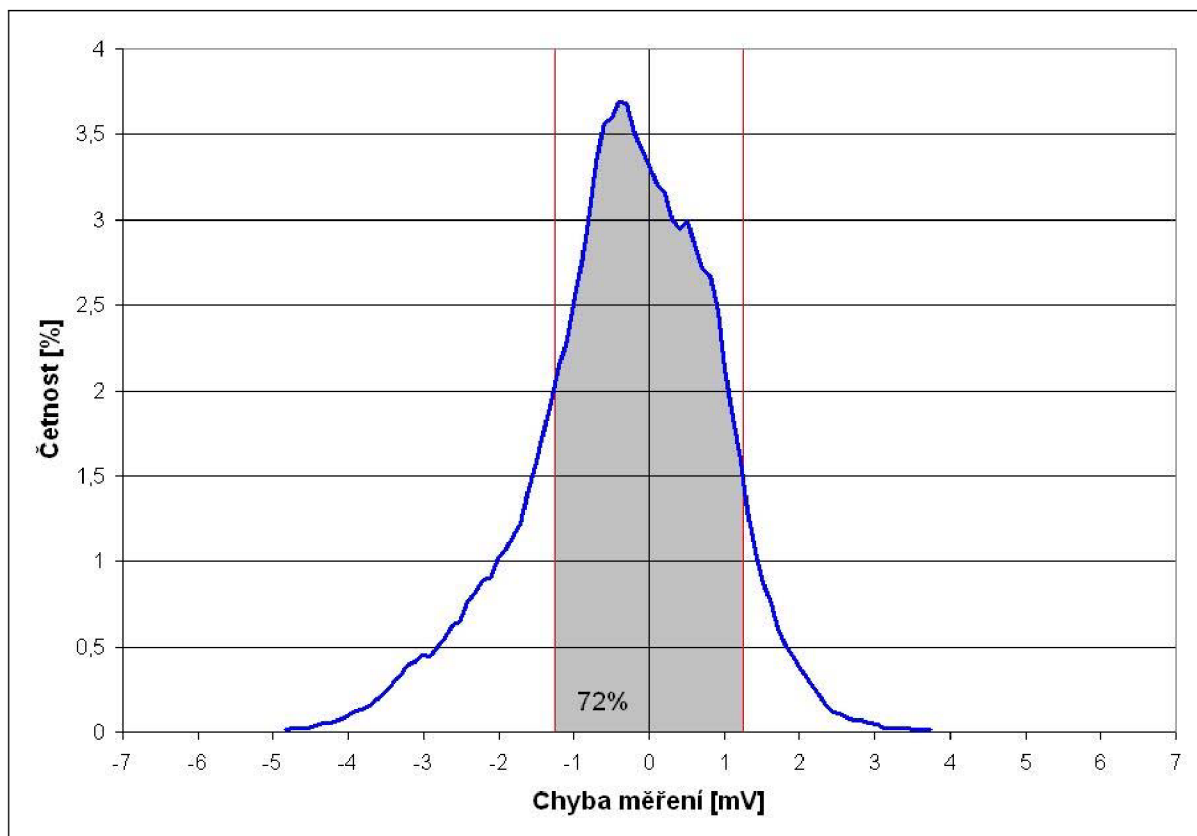


Graf 18 Test chlazení výkonové části modulu

7.5 Kalibrace modulu

Totožným postupem jako při statických testech analogových převodníků (viz kapitola 7.1) byla automaticky provedena i kalibrace měření napětí a proudu modulem MPLL. Jako etalon byl využit již zmíněný multimetr Fluke 8846A. Zdrojem napětí pro kalibraci měření napětí byl přístroj Agilent 6653A, který komunikoval s řídicím PC přes rozhraní GPIB. Kalibrace byla řízena stejným software jako statické testy převodníků a bylo při ní měřeno 100 hodnot kalibrované veličiny. Napětí bylo kalibrováno v rozsahu 0 až 40V, rozsah kalibrace proudu byl 0 až 10 A. Výsledné závislosti průměrných hodnot výstupu modulu a hodnot naměřených etalonem byly proloženy lineární regresí a její koeficienty byly uloženy do modulu MPPL jako jeho kalibrační konstanty.

Použitý multimetr byl kalibrován akreditovanou laboratoří, a je tedy navázán na státní etalonáž. V případě potřeby lze jeho prostřednictvím metrologicky navázat i modul MPPL, ovšem pouze pro informativní měření (pro legální kalibrování přístrojů musí být laboratoř akreditována).



Graf 19 Test přesnosti měření napětí

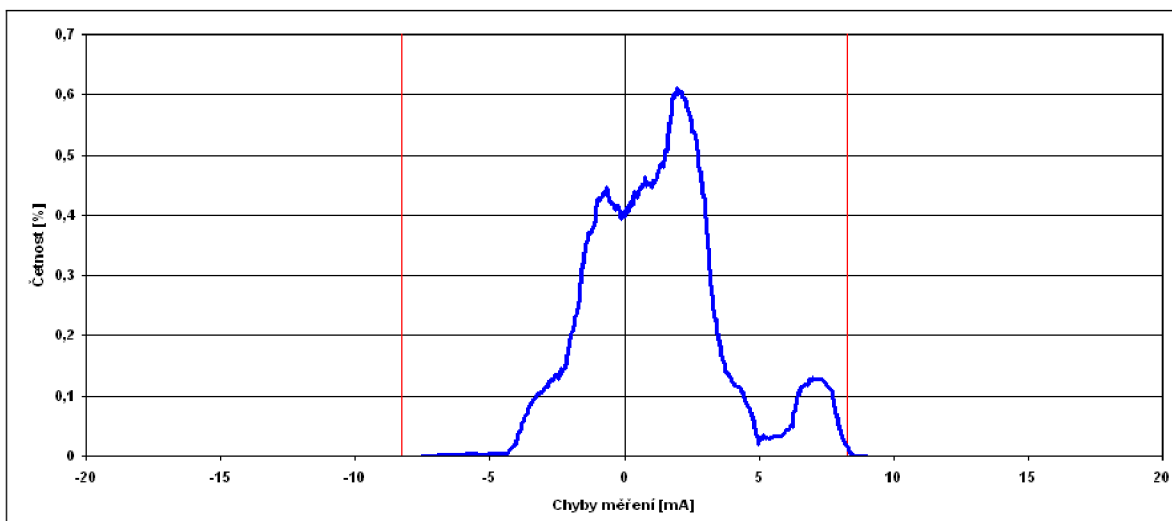
7.6 Test přesnosti měření

24 hodin po kalibraci modulu bylo provedeno totožné měření jako při jeho kalibraci, ovšem jako etalon byl použit odlišný multimetr Fluke 8846A a měření probíhala při jiných hodnotách měřených veličin. Výsledné hodnoty naměřené etalonem a modulem MPPL (v tomto případě byla použita každá naměřená hodnota bez průměrování) byly odečteny a vzniklé chyby měření byly statisticky vyhodnoceny histogramem.

V případě testu měření napětí ukazuje výsledný Graf 19, že všechny naměřené hodnoty s rezervou spadají do rozsahu chyb měření ± 7 mV, což je 20 % požadované hodnoty (viz Tabulka 7). Graf 19 také zobrazuje rozsah chyb měření vlastního etalonu (červené úsečky), které definují plochu četností chyb modulu, které jsou menší než chyba měření etalonu. Do této oblasti spadá plných 72 % naměřených chyb.

Výsledky testu přesnosti měření proudu zobrazuje Graf 20, z něhož je patrné, že přesnost měření proudu je výrazně nižší než přesnost měření napětí, a to jak u modulu MPPL, tak i u použitého etalonu. Téměř všechny naměřené chyby měření spadají do rozsahu chyb měření etalonem (jeho přesnost není pro tento test dostatečná). Kvalitnější přístroj nebyl bohužel k dispozici.

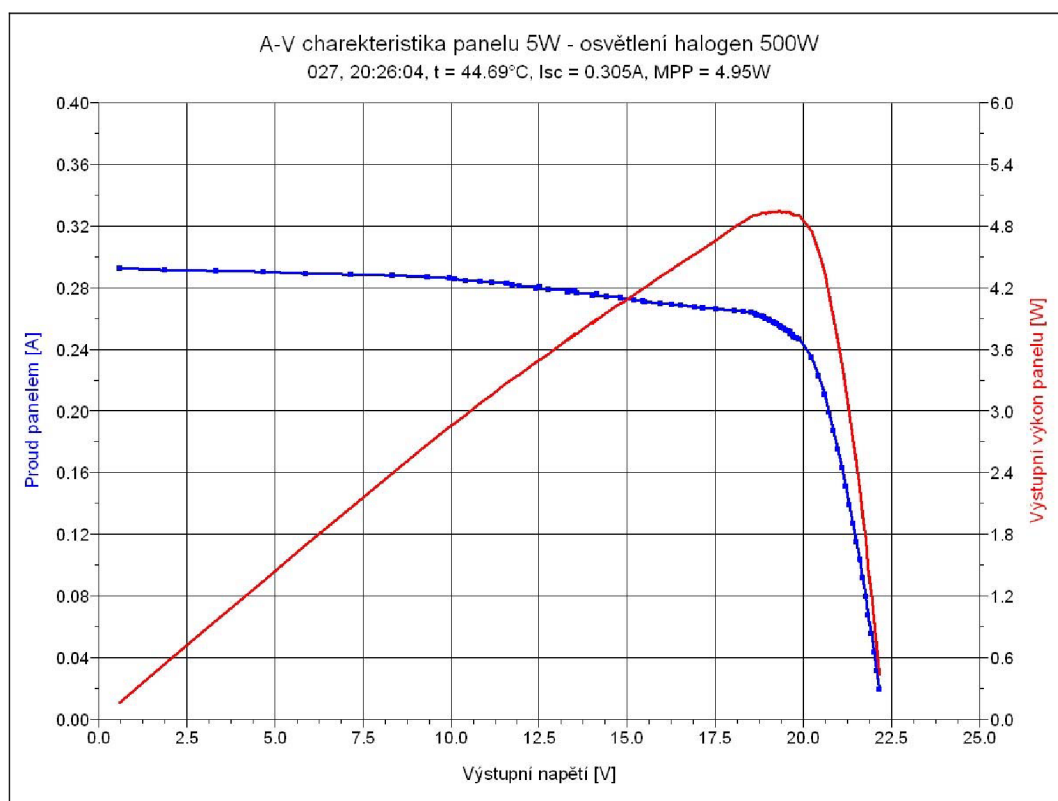
Shrnutí: testy přesnosti měření modulem MPPL dokazují, že po 24 hodinách od kalibrace je přesnost měření elektrických veličin modulem MPPL v požadovaných mezích.



Graf 20 Test přesnosti měření proudu

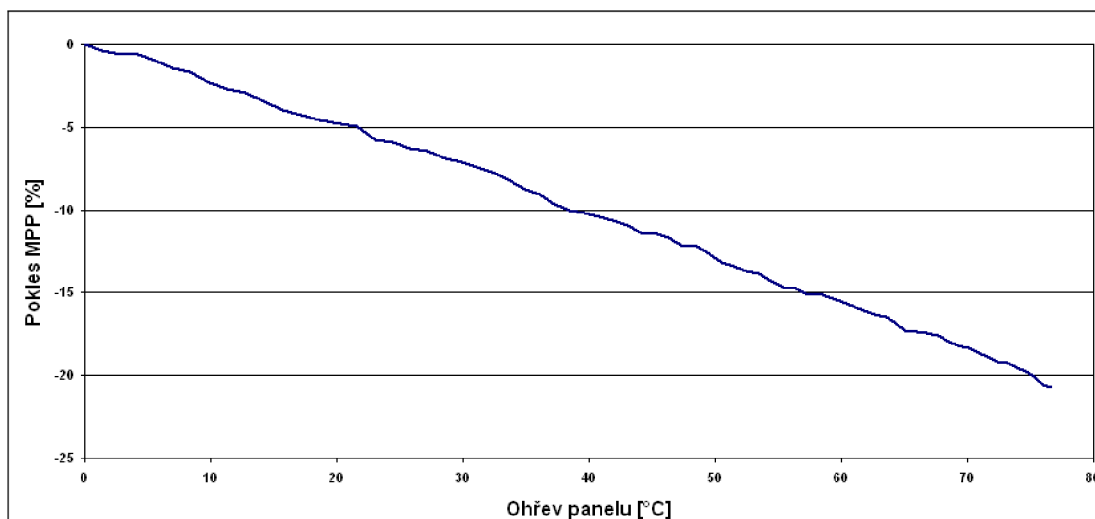
7.7 Laboratorní testy s FV panelem

Počáteční laboratorní testy probíhaly s FV panelem výkonové třídy 5 W [26], který byl osvětlován halogenovým reflektorem. Tato sestava byla použita při základním testování a ladění algoritmu měření A-V charakteristiky. Příklad výsledné A-V charakteristiky, naměřené modulem MPPL a zpracované softwarem UMS, je na následujícím grafu.



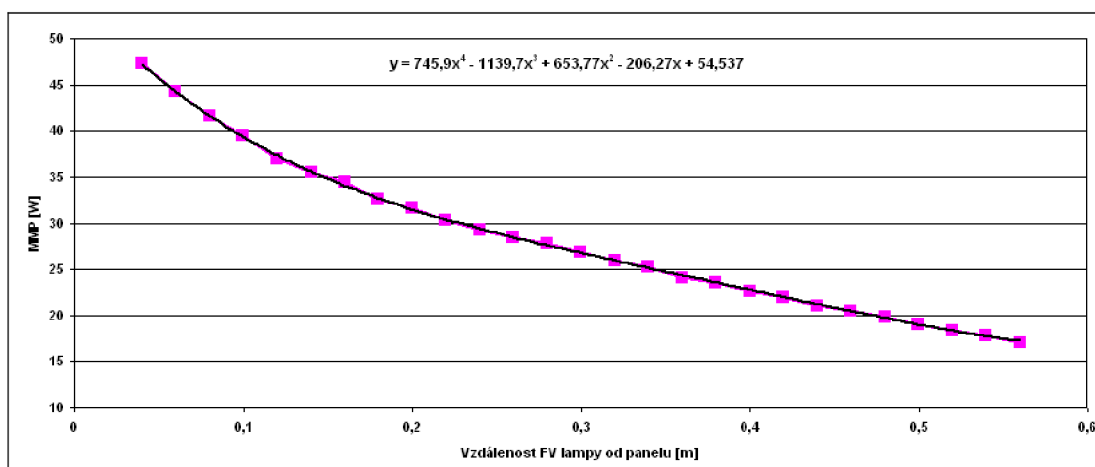
Graf 21 A-V charakteristika panelu 5 W

Při těchto zkušebních měřeních A-V charakteristiky byl FV panel ohříván halogenovým reflektorem, což mírně deformovalo naměřenou A-V charakteristiku. Tento negativní jev byl využit k prvotním testům teplotní závislosti bodu MPP, kdy byl k FV panelu připojen snímač teploty a A-V charakteristika byla měřena v kontinuálním módu, při kterém se panel postupně ohříval. Osvětlení panelu bylo během testu konstantní, takže lze výsledný lineární pokles bodu MPP (Graf 22) považovat za projev teplotní závislosti.



Graf 22 Teplotní závislost bodu MPP FV panelu 5 W

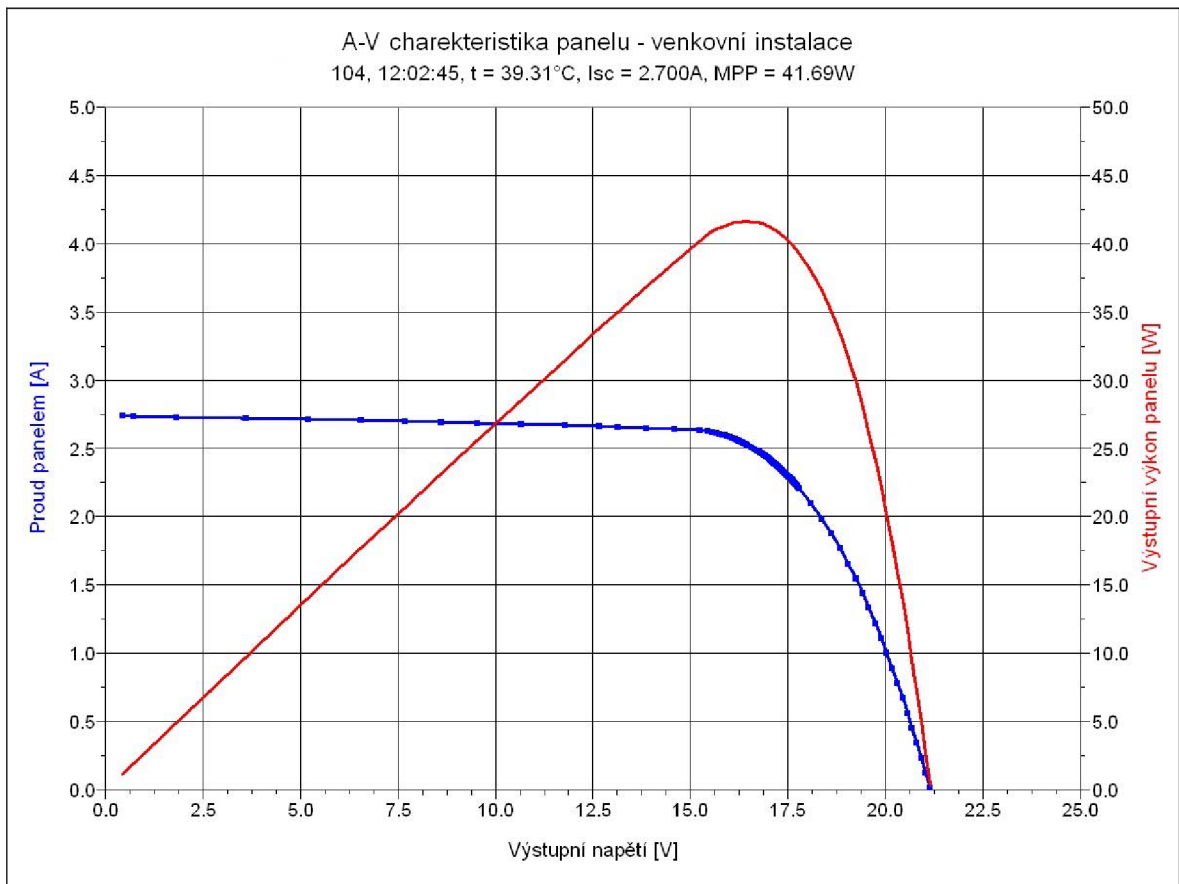
Další testy probíhaly již se zadaným panelem STR36-50 a FV lampou (fotografie sestavy viz Obr. 24) s obdobnými výsledky. Tato sestava bude využita také pro ladění MPP regulátoru, proto byl proveden test závislosti MPP FV panelu na vzdálenosti FV lampy od panelu. Během testu se zvyšovala teplota panelu, což bylo při vyhodnocení kompenzováno na základě naměřeného ohřevu panelu a předem naměřené teplotní závislosti MPP. Výsledná závislost byla proložena polynomem (viz Graf 23), který bude použit k orientačnímu výpočtu MPP z naměřené vzdálenosti FV lampy od FV panelu. Tento polynom je platný pro teplotu panelu 40 °C.



Graf 23 Závislost bodu MPP FV panelu 50 W na vzdálenosti FV lampy

7.8 Venkovní testy s FV panelem

V době uzávěrky této práce nebyla k dispozici finální venkovní konstrukce se zadaným panelem STR36-50, proto byly prováděny jen provizorní testy využívající mobilní stojan s panelem (fotografie viz Obr. 23 v příloze). Vzhledem k nepříznivé meteorologické situaci se podařilo pouze jedno kontinuální měření, při kterém byla předběžně ověřena funkce měření A-V charakteristiky, a to včetně vygenerování souboru videa se záznamem složeným ze 700 grafů, viz soubor „50W_slunce.bat“ na přiloženém DVD.



Graf 24 A-V charakteristika FV panelu při osvětlení sluncem

8 Závěr

V rámci této diplomové práce byl vytvořen kompletní návrh měřicího systému a byla započata jeho realizace, která bude pokračovat v rámci doktorského studia autora.

Byl vyvinut a postaven prototyp modulu pro měření výstupního výkonu fotovoltaického panelu, který je ústředním prvkem měřicího systému. Návrh a výpočty většiny klíčových parametrů modulu byly úspěšně ověřeny při rozsáhlých testech, které byly prováděny jak v laboratoři tak i v terénu na FV panelech. Vývoj hardware modulu je nyní dokončen a měřicí části modulu prošly kalibrací, která byla ověřena s tím, že modul splňuje požadovanou přesnost měření. Pro uzavření vývoje software modulu je zapotřebí dokončit implementaci digitálního regulátoru MPP bodu.

Vyvinutý prototyp programovatelné zátěže má díky zvolené koncepci mnohem širší uplatnění než zadané měření výkonu fotovoltaických panelů – po patřičných úpravách software pro PC lze modul využít například na zátěžové testy napájecích zdrojů, na měření vybíjecích charakteristik akumulátorů a podobně.

PC software UMS pro řízení měření a sběr dat nyní podporuje veškeré funkce modulu měření výkonu a bude rozšířen o funkce pro další měřicí moduly plánovaného měřicího systému.

V rámci praktické části této DP narazil její autor na celou řadu technických problémů. Nejvýznamnější potíže byly způsobeny zvoleným MCU, jehož výrobce, firma Texas Instruments, nedodává dostatečně kvalitní literaturu ať už k samotnému MCU či k jeho podpůrným nástrojům. MCU s jádrem 8052 sice patří v současné době k jednomu ze standardních řešení, ale je zřejmé, že jejich možnosti jsou ve srovnání s moderními obvody s jádrem ARM omezené a jejich morální životnost je u konce. Autor na počátku zvolil toto řešení MCU z důvodu výhodného jednočipového řešení, ale detailní výpočty při návrhu modulu ukázaly, že jednočipové řešení je pro takto přesnou aplikaci spíše nevhodné. Další měřicí moduly budou založeny na klasické koncepci centrálního MCU a oddělených AD a DA převodníků

Velkým technickým problémem byla kalibrace měření proudu. Ačkoliv patří zvolený etalon (multimetr FLUKE) k nejkvalitnějšímu typu mezi stolními přístroji, je jeho přesnost měření proudu nedostatečná. Pro takto přesné kalibrace proudu je tedy nutné použít jiné nepřímé metody, které budou přesnější (například použít precizní kalibrovaný bočník a multimetr, který bude měřit diferenční napětí na bočníku).

Použité řešení univerzálního plošného spoje bylo shledáno méně vhodným pro takto precizní analogové obvody a to především z důvodu velké délky některých spojů (nižší odolnost proti šumu) a použitým adapterům na SMD s kontakty, na kterých vznikají parazitní termoelektrická napětí. Po definitivním uzavření vývoje měřicího systému bude elektronika modulu zátěže přenesena na finální plošný spoj, který bude navržen s ohledem na tyto problémy.

9 Použité zkratky

AC	Střídavé napětí respektive proud
AD	Analogově-Digitální
ADC	Analogově-Digitální převodník
ARM	Advanced RISC Machine - rodina mikrokontrolérů s redukovanou instrukční sadou (RISC)
CSV	Comma-separated values - formát textového souboru, kde jsou jednotlivé položky odděleny znakem čárka
DA	Digitálně-Analogový
DAC	Digitálně-Analogový převodník
DC	Stejnoseměné napětí respektive proud
DP	Diplomová Práce
EVA	Ethylenvinylacetát
FLIR	Infračervená termografie, umožňuje měření a analýzu rozložení teplotního pole na povrchu tělesa
FV	Fotovoltaický, fotovoltaika
GPIB	General Purpose Interface Bus – univerzální sběrnice pro měřicí techniku. Umožňuje přenos dat mezi dvěma nebo více přístroji.
IR	Infračervený
LXI	Přístrojový Ethernet – síťové rozhraní pro připojení měřicích přístrojů, deterministická verze Ethernetu
MCU	Mikrokontrolér
MS	Měřicí Systém
MOSFET	Technologie tranzistorů řízených polem
MPP	Bod maximálního výkonu fotovoltaického článku
MPPT	Maximum Power Point Tracker – regulátor sledující bod maximálního výkonu fotovoltaického článku
ppm	Part Per Million
QFD	Quality Function Deployment – Dům kvality – nástroj pro statistické vyhodnocení vlivů na kvalitu
SEMM	Solar Eclipse Meteorological Measurement – projekt mobilní meteorologické stanice pro měření změn klimatu během zatmění slunce
SMD	Plošně montovaná součástka
SFR	Speciální Funkční Registry mikrokontroléru
SPI	Sériová sběrnice pro připojení periférií k mikrokontroléru

TCR	Koeficient teplotní změny elektrického odporu
TI	Texas Instruments
TTL	Transistor-Transistor Logic – rodina standardních logických obvodů
UART	Univerzální asynchronní sériové rozhraní
UZ	Ultrazvuk, ultrazvukové
WAM	Wind Anemometer Module – modul měření rychlosti a směru větru
WMO	Světová meteorologická organizace

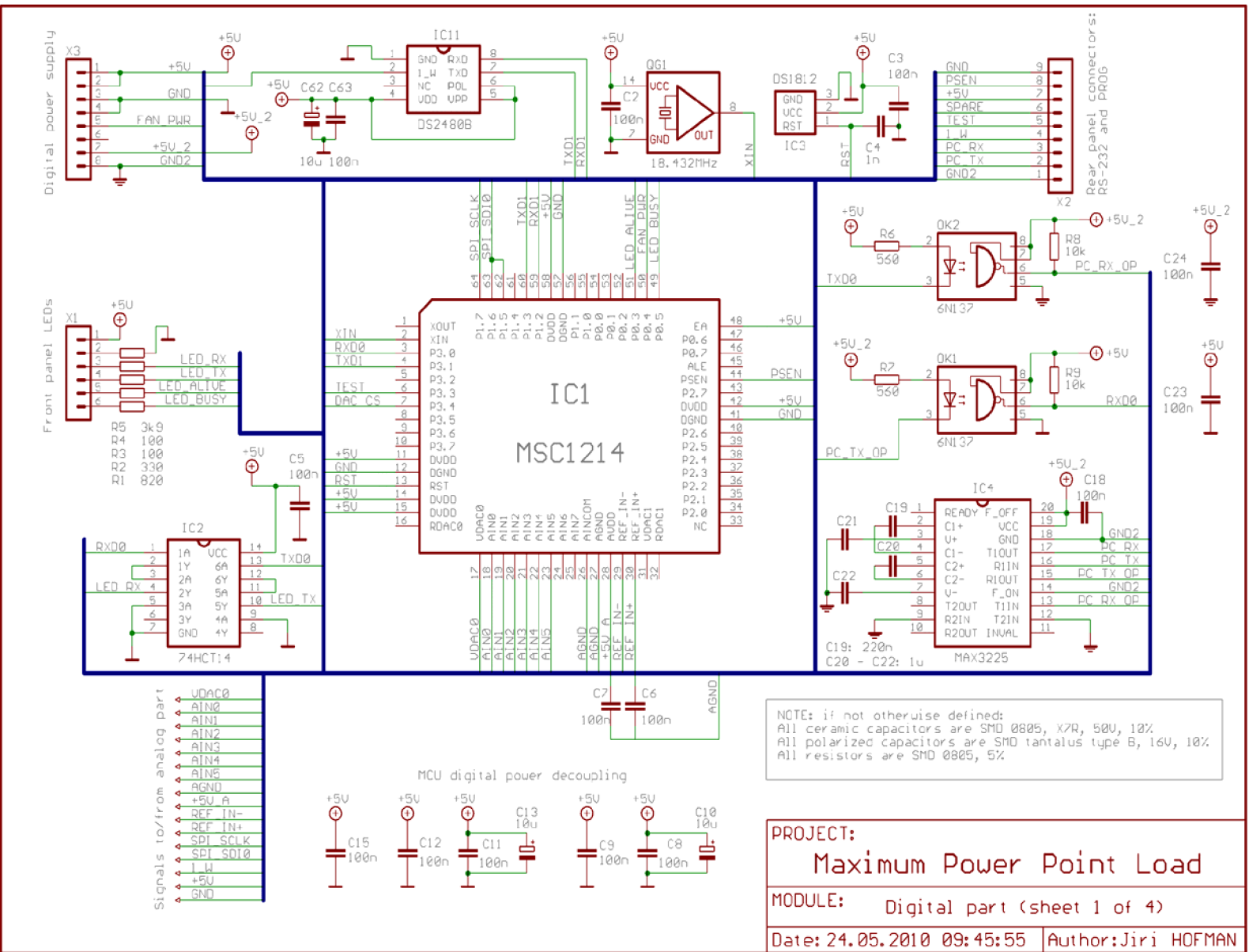
10 Literatura

- [1] Fejfar, Antonín: *Fotovoltaika druhé a třetí generace*, sborník z *České fotovoltaické konference*, Brno, 2006
- [2] Murtinger K., Beranovský J., Tomeš M.: *Fotovoltaika. Energie ze slunce*, ERA group, Brno, 2008. ISBN 978-80-7366-133-5
- [3] Konarka Technologies, Inc.: About Power Plastic [online]. Lowell, USA, c2010, [cit. 2010 05 20]. Dostupné na URL: <<http://www.konarka.com/index.php/power-plastic/about-power-plastic/>>
- [4] Benda, Vítězslav: *Fotovoltaické systémy - úvod do fotovoltaiky*, sborník ze semináře *Navrhování a projektování fotovoltaických systémů*, Praha, 2008
- [5] Macháček L., Salinger P., Benda V.: *Vliv provozní teploty FV pole na účinnost fotovoltaického systému FVS 2003A*, sborník z *České fotovoltaické konference*, Brno, 2006
- [6] Libra V.: *Vysoce účinné fotovoltaické systémy s trackery a koncentrátory záření*, sborník z *České fotovoltaické konference*, Brno, 2006
- [7] Tomíčková A.: *Výzkum vlivu znečištění povrchů fotovoltaických panelů na generovaný výkon v podmínkách ČR*, sborník z *České fotovoltaické konference*, Brno, 2006
- [8] Solartec s.r.o.: Katalogový list panelu STR36-50/12 [online]. Rožnov pod Radhoštěm, c2010, [cit. 2010 05 20]. Dostupné na URL: <http://www.solartec.cz/files/docs/str_36-50_12_cs.pdf>
- [9] Kipp & Zonen: Katalogový list pyranometru SP lite [online]. Delft, the Netherlands, c2010, [cit. 2010 05 20]. Dostupné na URL: <<http://www.kippzonen.com>>
- [10] Maxim Integrated Products: Katalogový list obvodu DS18B20 [online]. Maryland, USA, c2010, [cit. 2010 05 20]. Dostupné na URL: <<http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/DS18B20.pdf>>
- [11] WMO: *Guide to meteorological instruments and methods of observation*, sixth edition, Geneva, Switzerland, 1997
- [12] Dean, D. A.: *Atmospheric effects on the speed of sound*, University of Texas at El Paso, El Paso, USA, 1979
- [13] Šváb V., Hofman J.: Experimentální meteorologické stanice [online]. Plzeň, c2004, [cit. 2010 05 20]. Dostupné na URL:<<http://www.essentia.cz/index.php?obsah=6&id=84>>
- [14] SÝKORA: Snímač ANEMO [online]. Plzeň, c2004, [cit. 2010 05 20]. Dostupné na URL:<<http://www.meteo-sykora.cz/produkty/anemometr.php>>
- [15] Hofman, J.: *Monitorovací systém vlivu proudění vzduchu na funkci fotovoltaického panelu*. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009
- [16] IXYS Corporation: Katalogový list tranzistoru IXTK 102N30P [online]. Milpitas, USA, c2010, [cit. 2010 05 20]. Dostupné na URL: <<http://ixdev.ixys.com/DataSheet/99130.pdf>>

- [17] IRC - TT electronics: Katalogový list rezistoru OAR5R050 [online]. Corpus Christi, Texas, USA, c2010, [cit. 2010 05 20].
Dostupné na URL: < http://www.irett.com/file.aspx?product_id=18&file_type=datasheet >
- [18] Texas Instruments Incorporated: Katalogový list obvodu MSC1214 [online]. Dallas, Texas, USA, c2010, [cit. 2010 05 20].
Dostupné na URL: < <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/msc1214y5.pdf> >
- [19] Texas Instruments Incorporated: Katalogový list obvodu DAC1220 [online]. Dallas, Texas, USA, c2010, [cit. 2010 05 20].
Dostupné na URL: < <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/dac1220.pdf> >
- [20] Texas Instruments Incorporated: Katalogový list obvodu REF5025 [online]. Dallas, Texas, USA, c2010, [cit. 2010 05 20].
Dostupné na URL: < <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ref5025.pdf> >
- [21] Jiang, Huang, Hsiao.: *Maximum Power Tracking for Photovoltaic Power Systems*. Tamkang Journal of Science and Engineering, Vol. 8, No 2, 2005, s. 147-153
- [22] MPlayer team: MPlayer - Multimediální přehrávač [online]. Hungary, c2010, [cit. 2010 05 20].
Dostupné na URL: < <http://www.mplayerhq.hu/DOCS/HTML/cs/index.html> >
- [23] Fluke Corporation: Fluke 8846A Digital Multimeters Extended Specifications [online]. Everett, USA, c2010, [cit. 2010 05 20]. Dostupné na URL:
< <http://fluke.informationstore.net/efulfillment.asp?publication=11152-cze> >
- [24] Pickering Interfaces: LXI Overview [online]. Phoenix, USA, c2010, [cit. 2010 05 20]. Dostupné na URL:
< http://www.lxistandard.org/about/events/pastEvents/Wired_Trigger_Bus_Tutorial.pdf >
- [25] Pickering Interfaces: LXI Overview [online]. Phoenix, USA, c2010, [cit. 2010 05 20]. Dostupné na URL:
< http://www.lxistandard.org/about/events/pastEvents/Wired_Trigger_Bus_Tutorial.pdf >
- [26] Rich Solar Inc.: Katalogový list panelu RS-M5 [online]. China, c2010, [cit. 2010 05 20].
Dostupné na URL: < http://www.luxus.cz/dokumenty/rs_m5.pdf >

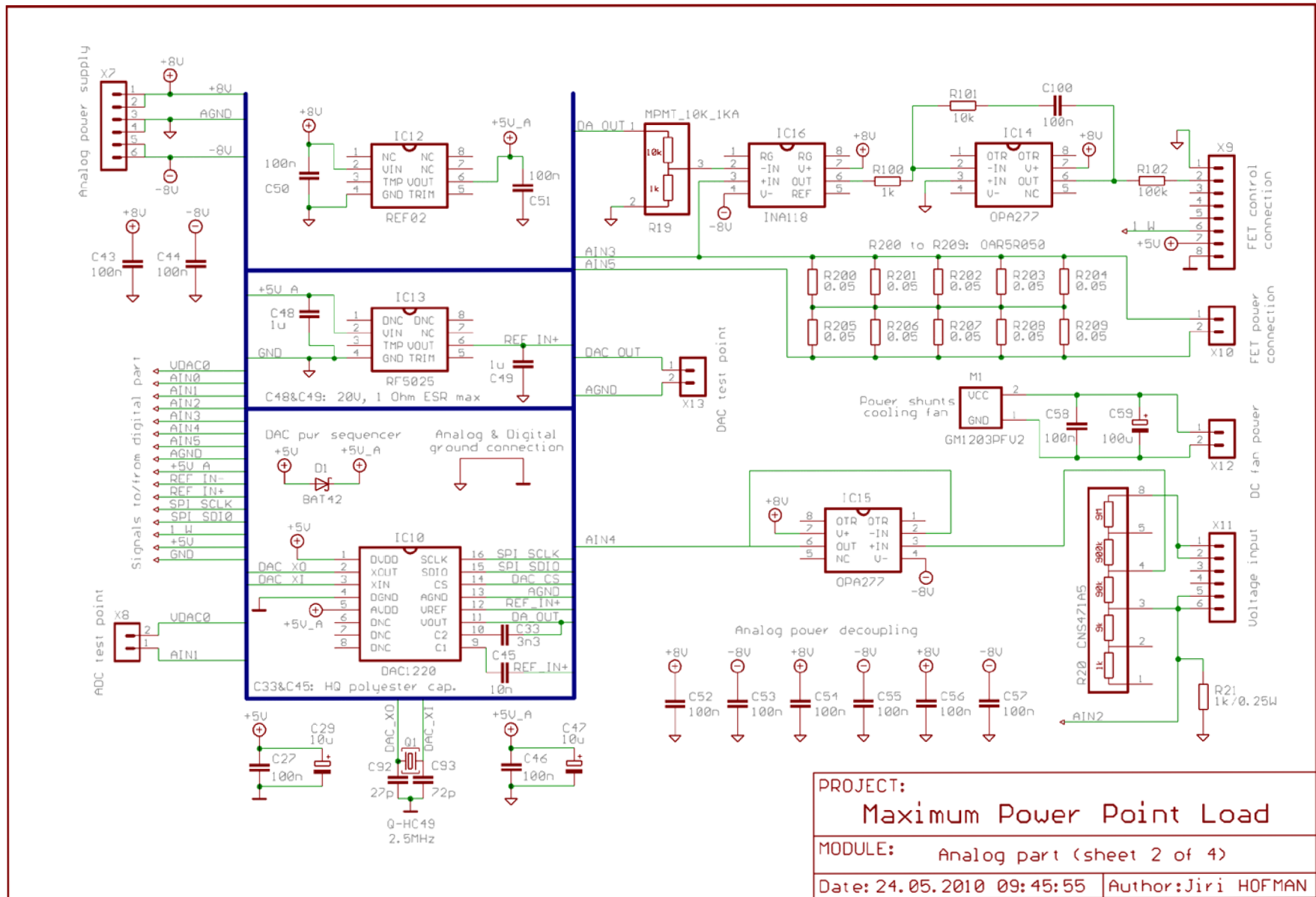
11 Přílohy

11.1 Schéma modulu MPPL

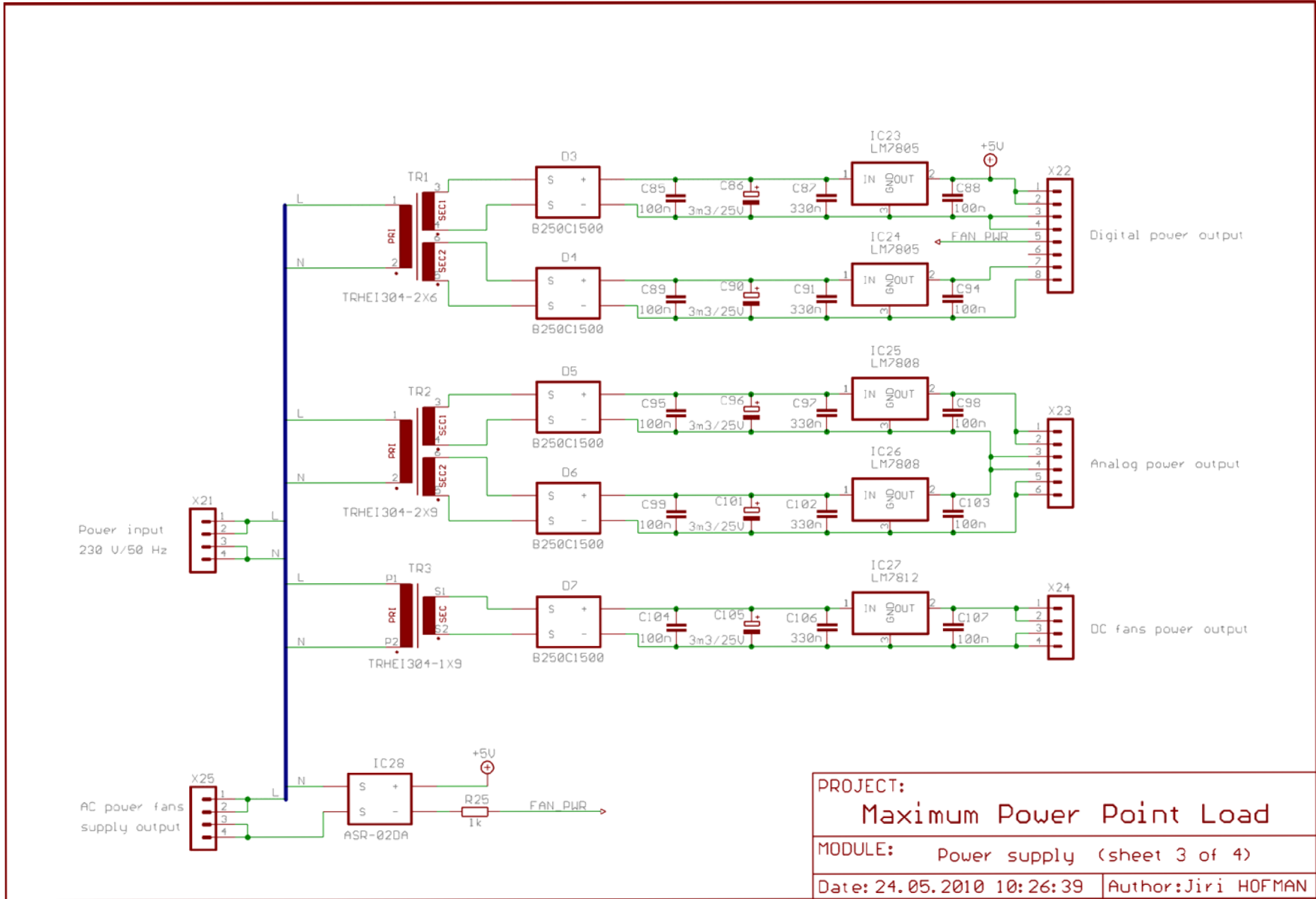


Obr. 16 Schéma modulu MPPL, list 1

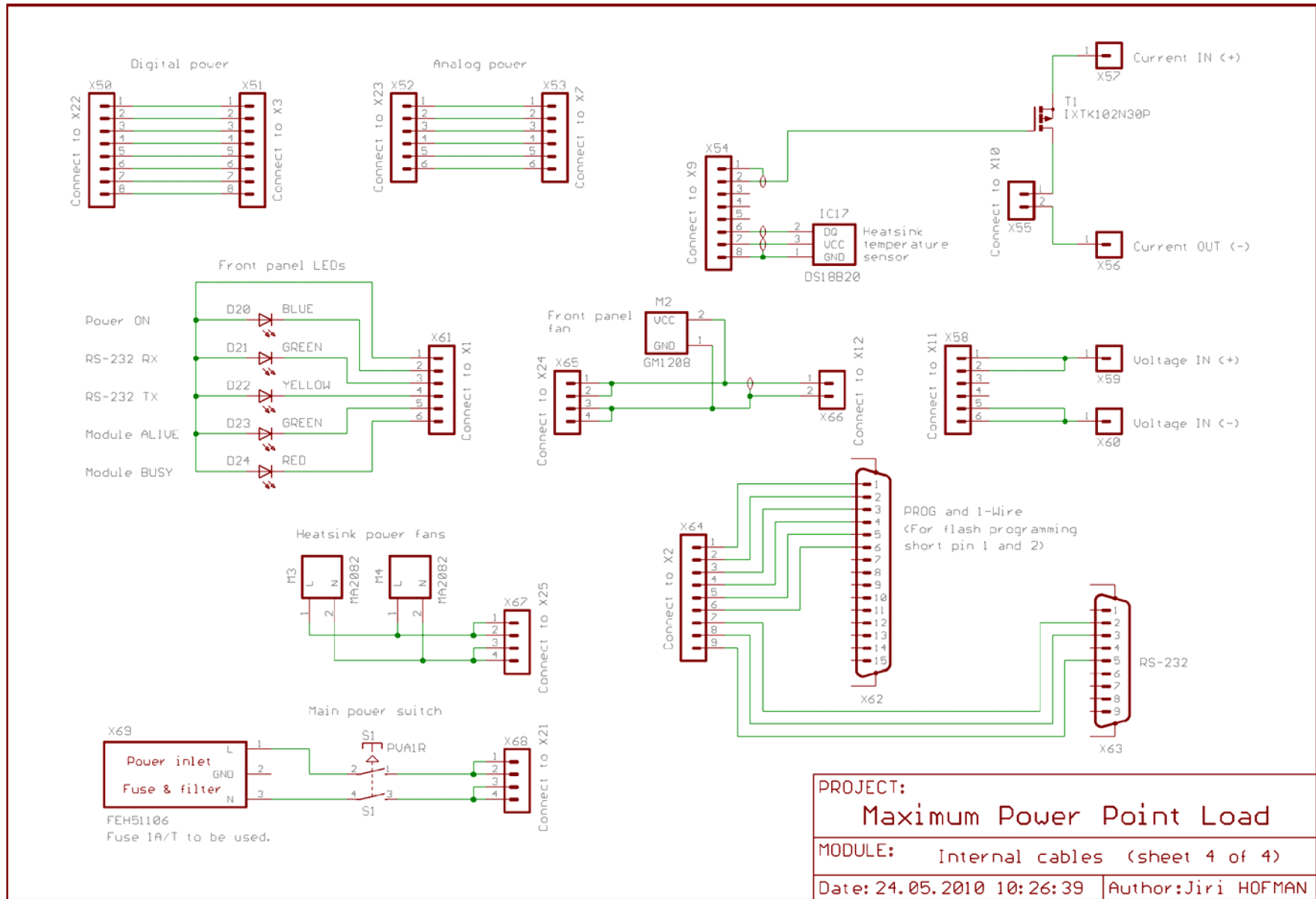
Obr. 17 Schema modulu MPPL, list 2



Obr. 18 Schema modulu MPPL, list 3



Obr. 19 Schéma modulu MPPL, list 4

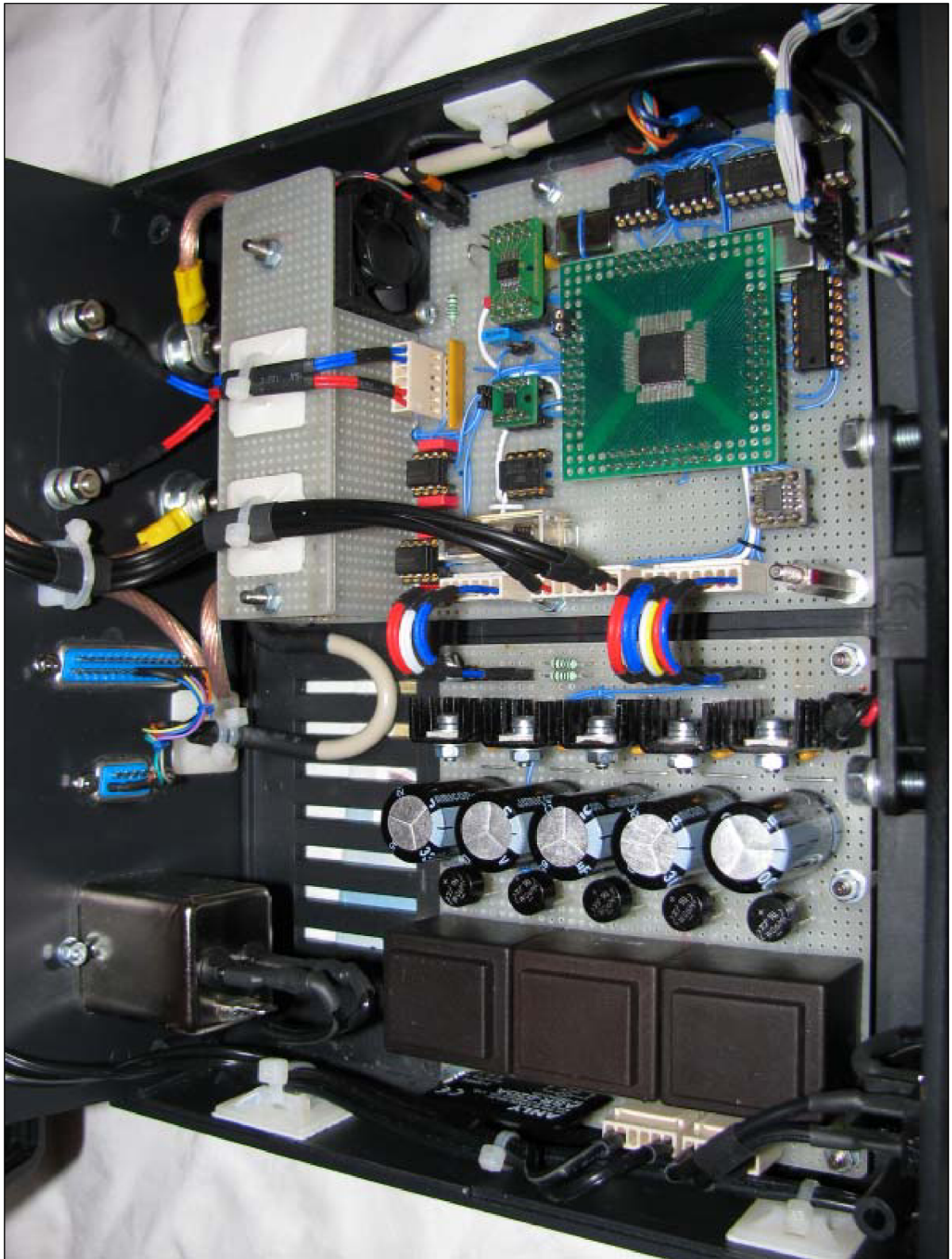


PROJECT:	
Maximum Power Point Load	
MODULE:	Internal cables (sheet 4 of 4)
Date: 24.05.2010 10:26:39	Author: Jiri HOFMAN

11.2 Fotografie modulu MPPL

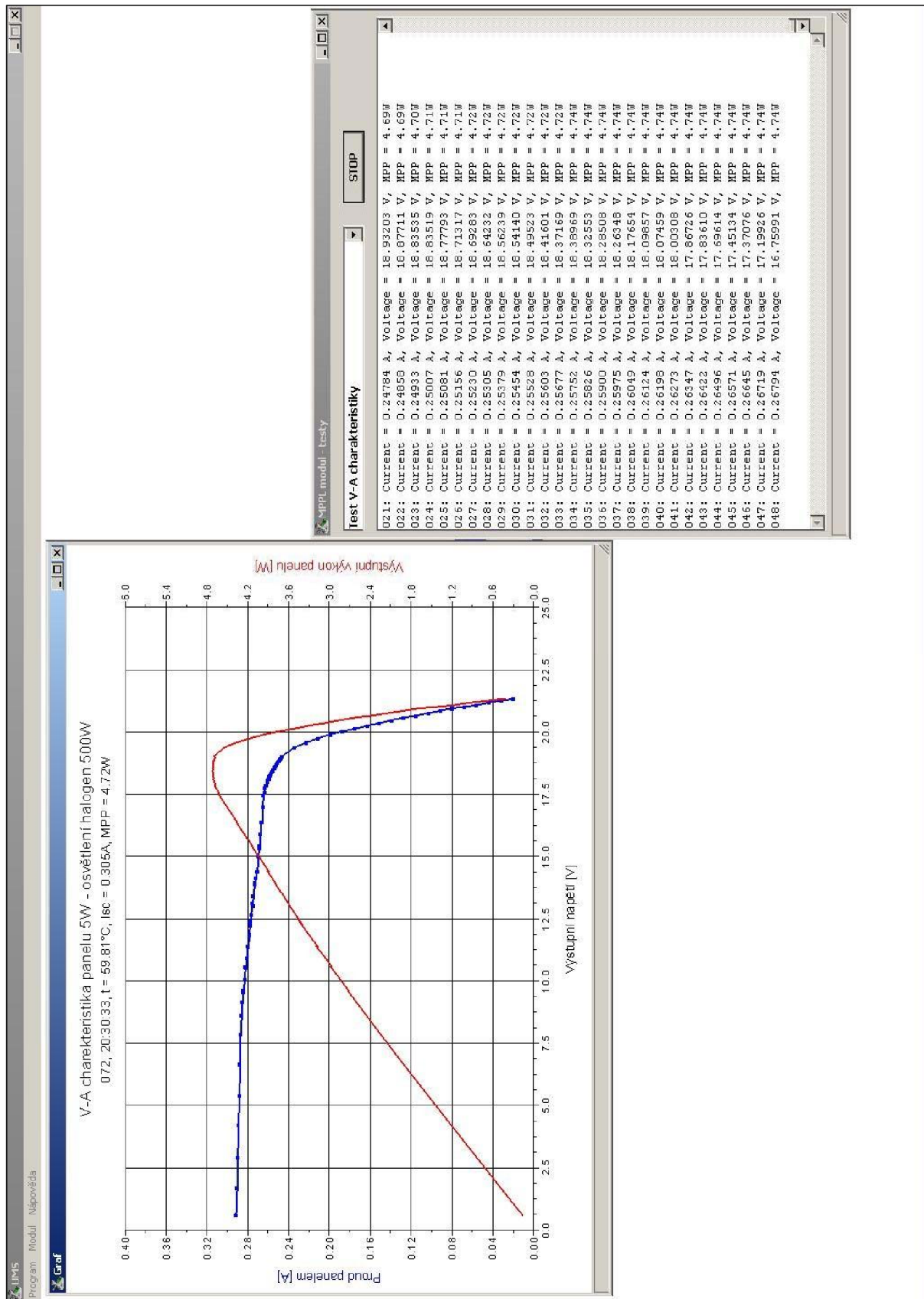


Obr. 20 Celkový pohled na modul MPPL



Obr. 21 Hardware modulu MPPL

11.3 Ukázka software UMS



Obr. 22 Ukázka měření pomocí software UMS

11.4 Fotografie testů modulu



Obr. 23 Venkovní test modulu MPPL se zadaným FV panelem



Obr. 24 Sestava testovací lampy a FV panelu