

RŮZNÉ ZPŮSOBY VÝPOČTU PŘÍČNÉ INDUKČNOSTI U ONLINE METODY VYLEPŠENÉ FREKVENČNÍ ANALÝZY

Ivo VESELÝ, Dušan ZÁMEČNÍK

Ústav automatizace a měřicí techniky, Vysoké Učení Technické v Brně
Kolejní 2906/4, 612 00 Brno

E-mail: xvesel43@stud.feec.vutbr.cz, xzamec11@stud.feec.vutbr.cz

Abstrakt:

Článek popisuje online identifikační metodu určenou k identifikaci příčné indukčnosti u synchronních motorů s permanentním magnetem. Jedná se o tzv. Vylepšenou frekvenční analýzu vycházející ze znalosti schématu synchronního motoru v d-q souřadnicích a je založenou na vzájemné korelaci signálů. V textu je popsáno její použití při online identifikaci a různé výsledky, které vykazuje při různých způsobech výpočtu.

Klíčová slova: synchronní motor s permanentními magnety, online identifikace parametrů motoru, příčná indukčnost, odpor statoru, Vylepšená frekvenční analýza.

1 Úvod

V dnešní době jsou synchronní motory s permanentním magnetem hojně využívány v mnoha průmyslových aplikacích i v domácích elektrických spotřebičích. Na rozdíl od ostatních motorů, používají pro vytvoření magnetického toku permanentní magnety namísto budícího vinutí. A ve srovnání např. s asynchronními motory mají značně jednodušší konstrukci, pracují s větším účínkem a dosahují menších rozměrů při zachování stejného výkonu. Pokud ovšem chceme tyto motory co nejefektivněji využívat, musíme k nim připojit kvalitní řízení [6], které bude zvládat námi dané požadavky. Jednou z nepostradatelných informací pro řídicí algoritmus je znalost aktuálních parametrů motoru [1][2]. Metod jak tyto parametry získat je několik druhů a jedna z nich je i metoda využívající injektování signálu [5]. Následující článek právě jednu z těchto metod popisuje a to vylepšenou frekvenční analýzu. Článek popisuje její princip, online identifikace a vliv způsobu výpočtu na přesnost identifikace

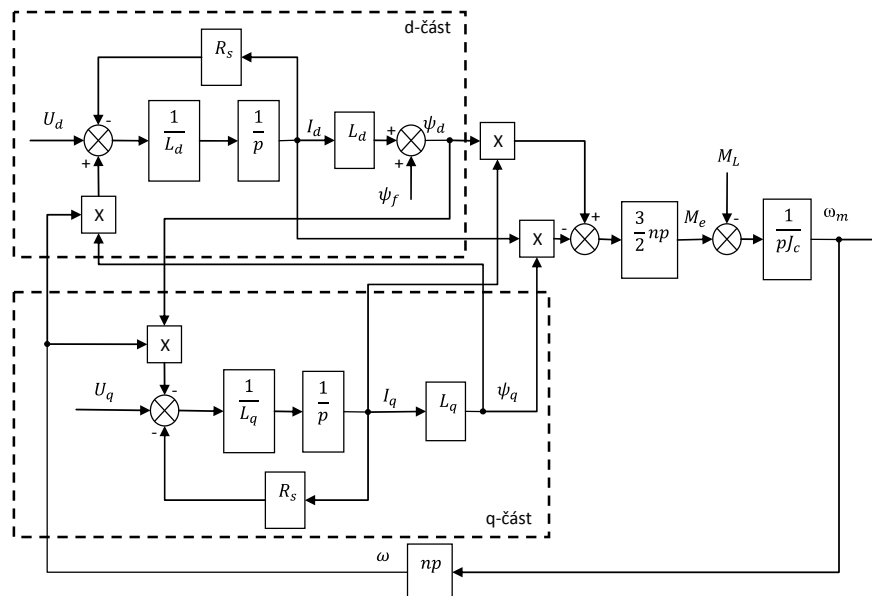
2 Vylepšená frekvenční analýza

Tato metoda vychází ze znalosti schématu synchronního motoru v d-q souřadnicích [3][4] (Obrázek 1) a je založena na vzájemné korelaci signálů, proto je taky poměrně odolná vůči šumu, jak dokazují dřívější simulace [7] a poměrně snadno programovatelná do DSP.

Při pohledu na náhradní schéma synchronního motoru vidíme, že se dá rozdělit na dvě části. Jedna část je spojena s d-souřadnicí a druhá s q-souřadnicí. V našem případě chceme docílit toho, aby při identifikaci d-parametrů nezasahovala do identifikace q-část a naopak. Právě kvůli této podmínce je potřeba aby řízení motoru obsahovalo zpětnovazební linearizaci odstraňující křížové vazby- decoupling (dále pouze zpětnovazební linearizace).

Jelikož d-část i q-část jsou téměř totožné (Obrázek 1), identifikace u obou indukčností $L_d(L_q)$ (dále značené L_x) probíhá podobně. Identifikační signál přivádíme vždy na vstup té části motoru, kterou chceme identifikovat, v našem případě na U_q . Pokud řízení obsahuje již zmíněnou zpětnovazební linearizaci, vznikne nám jednoduchý setrvačný člen prvního řádu:

$$F(p) = \frac{\frac{1}{R_s}}{\frac{L_x}{R_s} p + 1} \quad (2.1)$$



Obrázek 1: Schéma synchronního motoru [3]

Vstupní signál na U_g uvažujeme harmonický signál:

$$u(t) = A \sin(\omega t) \quad (2.2)$$

A po ustálení přechodného děje je na výstupu:

$$y(t) = B\sin(\omega t + \varphi) \quad (2.3)$$

$$\text{Kde } B = A|G(j\omega)| \quad (2.4)$$

$$\varphi = \arg G(j\omega) \quad (2.5)$$

Po dosazení do (2.3) dostaneme rovnici výstupu, kde jsou všechny proměnné známe.

$$y(t) = A|G(j\omega)|\sin(\omega t + \arg F(j\omega)) \quad (2.6)$$

Při samotné identifikaci potřebujeme ze signálu dostat dvě hodnoty potřebné pro výpočet.

První hodnota je získávána tak, že výstupní signál $y(t)$ násobený $\sin(\omega t)$ integrujeme přes jednu (nebo více period).

$$y_s(T) = \int_0^T y(t) \sin(\omega t) dt = \int_0^T B \sin(\omega t + \varphi) \sin(\omega t) dt + \int_0^T e(t) \sin(\omega t) dt \quad (2.7)$$

$$y_s(T) \cong \frac{BT}{2} \cos(\varphi) \quad (2.8)$$

A druhou hodnotu dostaneme téměř stejným způsobem. Signál $y(t)$ násobíme tentokrát $\cos(\omega t)$ a integrujeme taktéž přes jednu periodu (nebo více period).

$$y_c(T) = \int_0^T y(t) \cos(\omega t) dt = \int_0^T B \sin(\omega t + \varphi) \cos(\omega t) dt + \int_0^T e(t) \cos(\omega t) dt \quad (2.9)$$

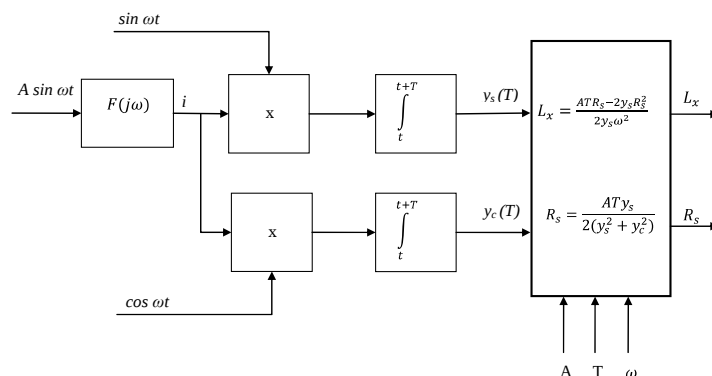
$$y_s(T) \cong \frac{BT}{2} \sin(\varphi) \quad (2.10)$$

Následně po použití rovnic (2.4),(2.5) můžeme psát

$$y_s(T) = \frac{AT}{2} \Re[F(j\omega)] \quad (2.11)$$

$$y_c(T) = \frac{AT}{2} \Im[F(j\omega)] \quad (2.12)$$

Kde $\Re[F(j\omega)]$ a $\Im[F(j\omega)]$ je reálná a imaginární část přenosu našeho systému prvního řádu.



Obrázek 2: Výpočet R_s a L_x

Aby metoda pracovala co nejpřesněji, musíme do motoru přivádět takový harmonický signál, aby hodnoty y_s a y_c byly alespoň řádově stejné. To zabezpečíme vhodnou volbou ω .

Pro výpočet parametrů musíme získat reálnou a imaginární část z přenosu (2.1).

$$F(j\omega) = \frac{\frac{1}{R_s}}{\frac{L_x}{R_s}j\omega + 1} \quad (2.13)$$

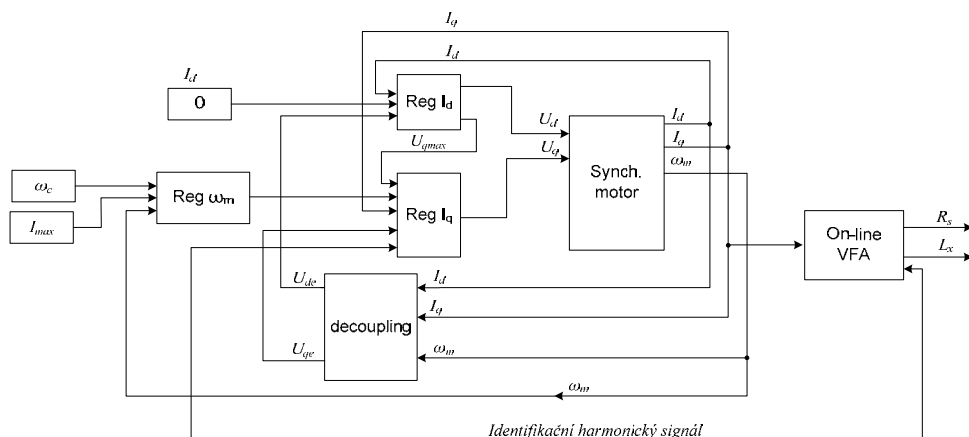
$$\Re[G(j\omega)] = \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \omega^2 \left(\frac{L_x}{R_s}\right)^2} \quad (2.14)$$

$$\Im[G(j\omega)] = \frac{-\omega \frac{L_x}{R_s^2}}{1 + \omega^2 \left(\frac{L_x}{R_s}\right)^2} \quad (2.15)$$

Poté tuto reálnou a imaginární část dosadíme do vzorců (2.11) a (2.12). Čímž nám vzniknou dvě rovnice o dvou neznámých. Ze signálu y_c vypočítat parametr R_s , který dosadíme do rovnice se signálem y_s a vyjádříme parametr L_q .

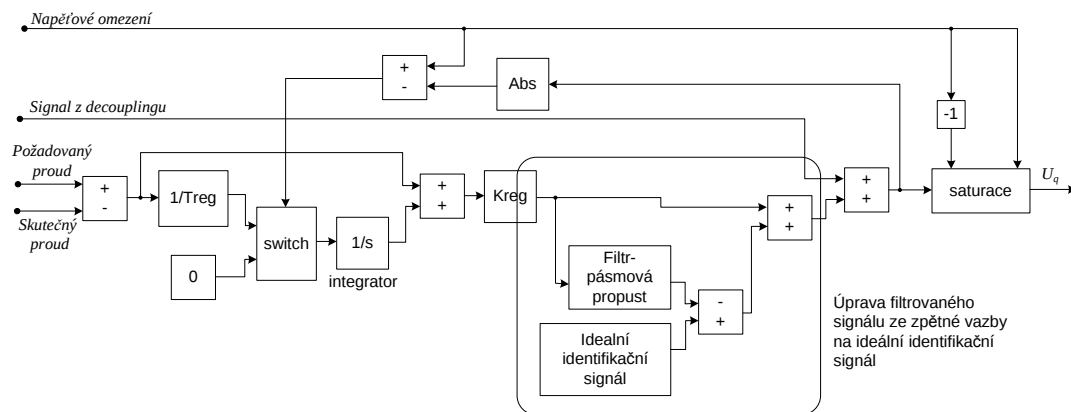
$$y_c = \frac{AT}{2} \frac{-\omega \frac{L_q}{R_s^2}}{1 + \omega^2 \left(\frac{L_q}{R_s}\right)^2} \Rightarrow R_s = \frac{AT y_s}{2(y_s^2 + y_c^2)} \quad (2.16)$$

$$y_s = \frac{AT}{2} \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \omega^2 \left(\frac{L_q}{R_s}\right)^2} \Rightarrow L_q = \sqrt{\frac{ATR_s - 2y_s R_s^2}{2y_s \omega^2}} \quad (2.17)$$



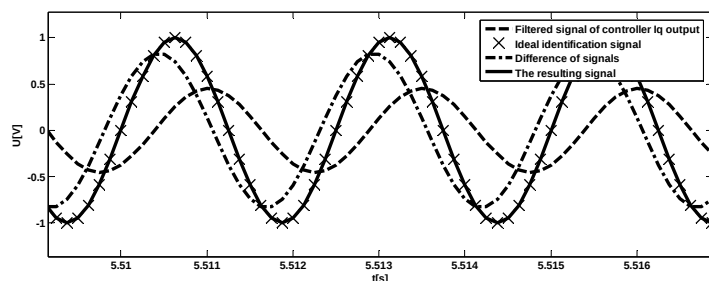
Obrázek 3: Schéma řízení a identifikace

Jelikož řízení obsahuje zpětnou.vazbu (Obrázek 3), harmonický signál, který jí prochází, se přičítá k námi injektovanému signálu a zkresluje jej. Tento signál je proto nutné buď odfiltrovat, nebo jej nějak modifikovat na ideální identifikační signál.



Obrázek 4: Úprava harmonického signálu na ideální v regulátoru I_q

V našem případě místo toho abychom harmonický signál injektovali a odfiltrovali ze zpětné vazby, upravujeme již existující signál (Obrázek 4). Vyfiltrovaný signál ze zpětné vazby porovnáváme s ideálním harmonickým signálem a jejich rozdíl přičítáme zpátky do zpětné vazby. Průběhy jsou názorně ukázány v grafu (Obrázek 5).



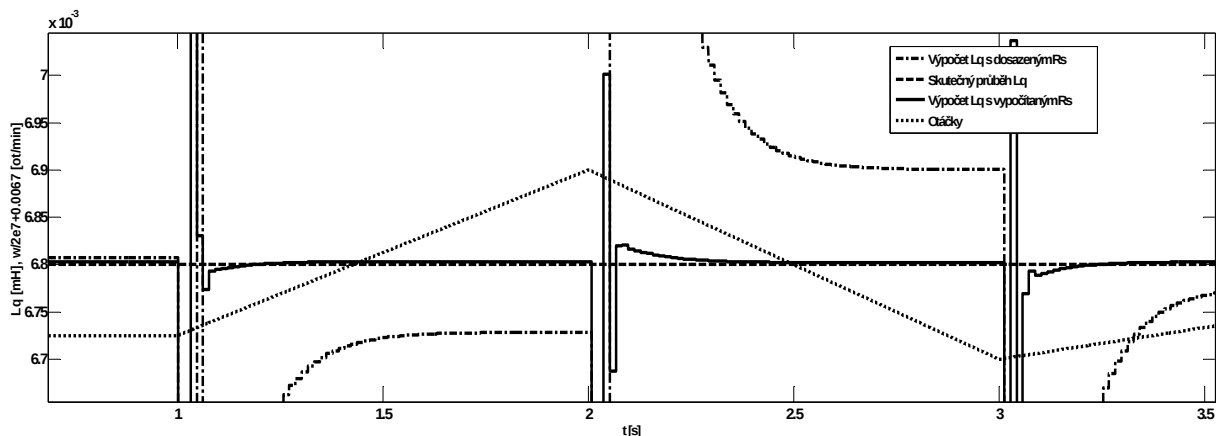
Obrázek 5: Průběhy signálů při úpravě harmonického signálu

Při takovýchto úpravách jsou kladeny poměrně vysoké nároky na filtr. Nejen že musí mít dostatečně velký útlum, ale také nesmí vykazovat žádné zpoždění.

3 Vliv způsobu výpočtu na přesnost identifikace

Jedna z mnoha věcí, které ovlivňují přesnost, je způsob výpočtu. Výpočet indukčnosti provádíme podle vzorce $L_q = \sqrt{\frac{ATR_s - 2y_s R_s^2}{2y_s \omega^2}}$. Jelikož výpočet indukčnosti obsahuje odpor statoru, můžeme jej provést dvěma způsoby. Pokud dopředu známe hodnotu odporu statoru, ať už z počáteční inicializace nebo z průběžné identifikace jinou metodou, můžeme jí dosadit do vzorce a rovnou vypočítat L_q .

Druhý způsob využívá současnou identifikaci příčné indukčnosti a odporu statoru vylepšenou frekvenční analýzou, kde odpor statoru se vypočítá $R_s = \frac{ATy_s}{2(y_s^2 + y_c^2)}$. Průběhy obou výpočtů a jejich reakce na otáčky můžeme vidět na obrázku níže (Obrázek 6).



Obrázek 6: Průběh výpočtů L_q

Pokud použijeme výpočet obou parametrů, do výpočtu indukčnosti se pak neprojevují v takové míře změny proudu a rychlosti, díky kterým při identifikaci dochází k nepřesnostem, a výsledná hodnota se tak rychleji přiblíží skutečné hodnotě.

4 Závěr

V článku je popsán princip Vylepšené frekvenční analýzy. Tato metoda využívá injektovaného harmonického signálu k identifikaci parametru motoru a díky tomu může být použita jak offline tak online identifikaci. Avšak při online identifikaci se musíme vypořádat s harmonickým signálem ve zpětné vazbě, který by nám mohl způsobovat chyby v identifikaci. V našem případě tento signál modifikujeme na ideální. Při této úpravě jsou kladeny velké nároky na filtr, který musí mít dostatečně velký útlum a nesmí vykazovat žádné zpoždění. U samotného výpočtu je důležité jaký způsob zvolíme. Nabízí se dvě možnosti, buď se odpor statoru zadává jako konstanta, nebo se počítá spolu s příčnou indukčností. Jak je patrné z průběhů, při konstantní rychlosti, mají oba způsoby výpočtu stejnou přesnost, ale pokud se otáčky mění, dosahuje výpočet L_q s vypočítaným odporem statoru mnohem větší přesnosti i rychlosti ustálení při náhle změně otáček.

Poděkování

Tato publikace vznikla za podpory grantu Czech Science Foundation under the project 102/09/H081 "SYNERGY - Mobile Sensoric Systems and Network" a „Podpora výzkumu moderních metod a prostředků v automatizaci“ financované z Interní grantové agentury Vysokého učení technického v Brně (číslo grantu FEKT-S-11-6)

Reference

- [1] Biró, K.Á., a další. On the synchronous machine parameter identification. The Electrical Machine Department, Electrical machines' parameter. Romania : Technical University of Cluj, 2001.
- [2] Hyunbae, Kim a Lorenz, R.D. Improved current regulators for IPM machine drives using on-line parameter estimation. Industry Applications Conference. : 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the, 2002. doi: 10.1109/IAS.2002.1044071.
- [3] Neborák, I. Modelování a simulace elektrických regulovaných pohonů Modelovanie a meranie elektrických strojov, Vysoká škola Báňská- technická univerzita Ostrava, 2002.
- [4] Söderström, T. System identification. UK : Prentice Hall International, 1989.
- [5] Sungmin, Kim, a další. Parameter independent maximum torque per ampere (MTPA) control of IPM machine based on signal injection. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). : 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE, 2010. doi: 10.1109/APEC.2010.5433685.
- [6] Vas, P. Parameter Estimation, Condition Monitoring and Diagnosis of Electrical Machines. Oxford University Press 1993. ISBN 0-19-859375-9.
- [7] Veselý, I. a Zámečník, D. A noise robust IFA identification method and their implementation at DSC. 10th IFAC Workshop on Programmable Devices and Embedded Systems PDeS 2010. Pszczyna Polsko, 2010.

MOŽNOSTI BEZSNÍMAČOVÉ ŘÍZENÍM SYNCHRONNÍHO MOTORU S PERMANENTNÍMI MAGNETY V OBLASTI NÍZKÝCH OTÁČEK

Libor Veselý

Ústav automatizace a měřicí techniky, Vysoké Učení Technické v Brně

Kolejní 2906/4, 612 00 Brno

E-mail: veselyl@feec.vutbr.cz

Abstrakt:

Tento článek popisuje způsob řízení synchronního motoru s permanentními magnety bez použití snímače otáček. Většina algoritmů bezsnímačového řízení je založena na principu zpětného elektromotorického napětí, avšak tyto algoritmy selhávají v oblasti nízkých otáček. V oblasti nízkých otáček je zpětné elektromotorické napětí srovnatelné s velikostí šum měření a v kombinaci s nepřesným modelem motoru dostáváme chybné odhady natočení rotoru. Proto je snahou nalez jiný princip pro odhad polohy rotoru. V našem případě využíváme změn satorových indukčností, které taktéž nesou informaci o natočení rotoru.

Klíčová slova: bezsnímačové řízení, synchronní motor s permanentními magnety, korelace

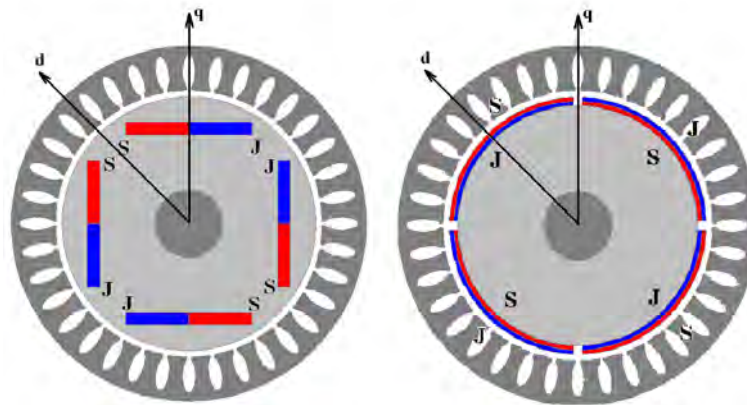
1 Úvod

Pojem bezsnímačové řízení je poněkud zavádějící, neboť algoritmy pro řízení synchronních motorů s permanentními magnety potřebují ke své činnosti měřit satorová napětí a proudy. Na základě těchto měření se algoritmy bezsnímačového řízení snaží odhadovat aktuální rychlost či polohu rotoru. Není tedy možné realizovat řízení bez jakékoliv zpětné vazby od systému. Odpadá pouze použití přesných snímačů otáček, jejichž aplikace je poměrně nákladná.

Servopohony založené na synchronních motorech s permanentními magnety nacházejí stále větší uplatnění v průmyslových aplikacích a to i v takových oblastech, které byly dříve doménou pohonů se stejnosměrnými motory. Synchronní motory s permanentními magnety totiž představují perspektivní směr ve vývoji elektrických servopohonů a to zejména v oblasti úspory elektrické energie a snížení nákladů na údržbu. Jejich nevýhodou je potřeba složitější výkonové elektroniky a poměrně náročné algoritmy pro řízení. S markantním rozvojem polovodičové elektroniky to přestává být problémem a prakticky už dnes nenajdeme servopohony se stejnosměrnými motory. Avšak pro precizní řízení servopohonů je potřebná informace o poloze rotoru, kterou obstarává snímač polohy. Použití takovýchto senzorů vede k zvýšení složitosti, váhy, objemu a ceny systému a k snížení celkové spolehlivosti regulovaného řídicího systému.

2 Matematický model synchronního motoru s permanentními magnety

Synchronní motory s permanentními magnety můžeme rozdělit na dva základní typy. Umístění permanentním magnetů a konstrukce motoru výrazným způsobem ovlivňuje chování synchronního motoru. Z tohoto důvodu používáme dva odlišné modely synchronních motorů s permanentními magnety. První typ synchronního motoru má umístěny permanentní magnety ve vzduchové mezeře. Druhý typ synchronního motoru má permanentní magnety zabudované uvnitř rotoru.



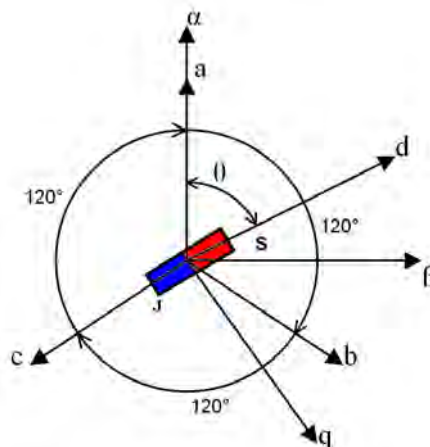
Obrázek 1: Synchronní motory s odlišnou konstrukcí rotoru IPMSM (vlevo) a SPMSM (vpravo)

Jednou z perspektivních možností pro odhad polohy rotoru je využití změn indukčnosti statorového vinutí v jednotlivých osách L_q a L_d . Tento efekt je pozorovatelný a využitelný u synchronních motorů s permanentními magnety uvnitř rotoru (IPMSM). Oba typy rotoru jsou zobrazeny na Obrázku1.

Matematický model synchronního motoru s permanentními magnety uvnitř rotoru byl odvozen za následujících podmínek:

- zanedbaná saturace
- indukované elektromotorické napětí má sinusový průběh
- parametry synchronního motoru jsou konstantní a stejné ve všech třech fázích
- zanedbané vířivé proudy a hysterezní ztráty
- nulový vodič není připojen

Napěťové rovnice, které popisují chování synchronního motoru s permanentními magnety uvnitř rotoru, jsou odvozeny v d-q systému. Obrázek 2 popisuje souřadnicové systémy používané pro model PMSM. Třífázový systém a-b-c a α - β systém jsou spojeny se statorovým vinutím, zatímco d-q systém je spojen s rotorem motoru, kde d-osa a severní pól permanentního magnetu mají stejný směr a θ je úhel natočení rotoru.



Obrázek 2: Zobrazení souřadnicových systémů

2.1 Napět'ové rovnice v rotorových souřadnicích

Velikost napětí v jednotlivých osách d-q systému, můžeme popsat podle následujících rovnic [1]:

$$u_d = Ri_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega_s \Psi_q \quad (1)$$

$$u_q = Ri_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega_s \Psi_d, \quad (2)$$

kde popis magnetických toků můžeme vyjádřit jako:

$$\Psi_d = L_d i_d + \Psi_{PM} \quad (3)$$

$$\Psi_q = L_q i_q, \quad (4)$$

kde u_d, u_q reprezentuje velikost napětí v d-q systému

i_d, i_q jsou jednotlivé statorové proudy

L_d, L_q jsou indukčnosti pro jednotlivé osy

Ψ_d, Ψ_q odpovídá spřaženým magnetickým tokům v příslušných osách

R je odpor statoru

ω_s jsou elektrické otáčky - rychlost otáčení generovaná frekvenčním měničem

Ψ_{PM} je magnetický tok generovaný permanentním magnetem.

2.2 Dynamické chování motoru

Moment synchronního motoru s permanentními magnety uvnitř v rotoru se skládá ze dvou částí. První část je tvořena součinem $\Psi_{PM} i_q$ a představuje hlavní momentovou složku. Druhou část tvoří $(L_d - L_q) i_d i_q$ a jedná se o reluktanční moment, který je způsobený různou velikostí reluktance v d a q ose. Velikost točivého momentu popisuje rovnice:

$$M_e = 3p_p \frac{\Psi_{PM} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q}{2}, \quad (5)$$

kde p_p je počet pólů.

V simulačních schématech je pro popis dynamického chování servopohonu použita jednodušší možná rovnice:

$$M_e = M_Z + J_m \frac{d\omega_r}{dt}, \quad (6)$$

kde M_Z je zatěžovací moment

J_m je moment setrvačnosti rotoru

ω_r je rychlost otáčení rotoru.

Přepočítání mezi ω_r a ω_s :

$$\omega_r = \frac{\omega_s}{p_p}. \quad (7)$$

3 Bezsnímačové řízení v oblasti nízkých otáček

Většina algoritmů bezsnímačového řízení je založené na pozorování průběhu zpětného elektromotorického napětí. V oblasti nízkých otáček je zpětné elektromotorické napětí srovnatelné s velikostí šum měření a v kombinaci s nepřesným modelem motoru dostáváme chybné odhady natočení rotoru. V tomto článku se zaměříme na využití změn satorových indukčností, které taktéž nesou informaci o natočení rotoru.

Odhad polohy rotoru v oblasti nízkých otáček je bezesporu nejsložitější. Nemůžeme využít stejných principů, jako při odhadu počáteční polohy rotoru. Identifikace satorových indukčností pomocí vysokofrekvenční složky musí probíhat současně s řízením synchronního motoru. Metoda identifikace satorových indukčností musí být proto dostatečně rychlá.

3.1 Identifikace satorových indukčností pomocí vysokofrekvenční složky

Identifikaci provádíme pomocí vysokofrekvenčního signálu, v našem případě v rozsahu 100Hz až 400Hz. Frekvenční rozsah testovacího signálu je odvozen od velikosti satorové indukčnosti a maximální hodnoty, kterou je schopen vygenerovat PWM modul.

Rovnice popisující průběh satorových indukčností ve satorovém α - β systém:

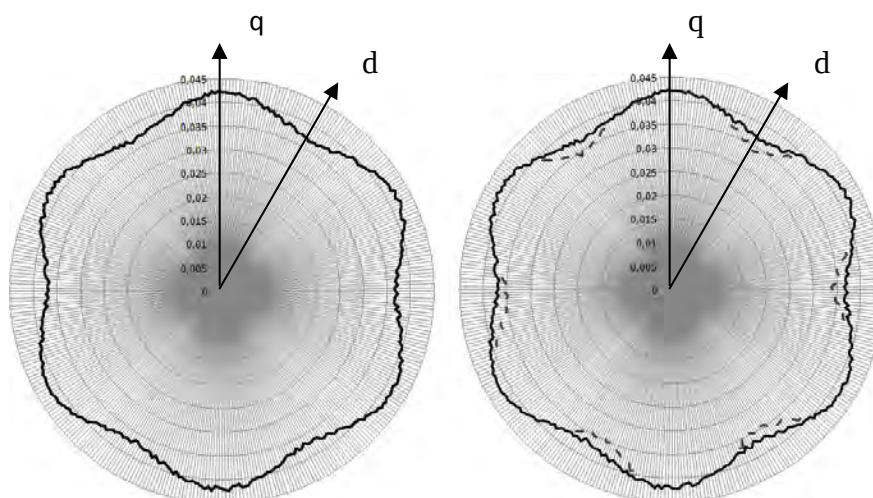
$$L_{\alpha} = L_0 + L_1 \cos(2\theta) \quad (8)$$

$$L_{\beta} = L_0 - L_1 \cos(2\theta) \quad (9)$$

$$L_0 = \frac{L_d + L_q}{2} \quad (10)$$

$$L_1 = \frac{L_d - L_q}{2} \quad (11)$$

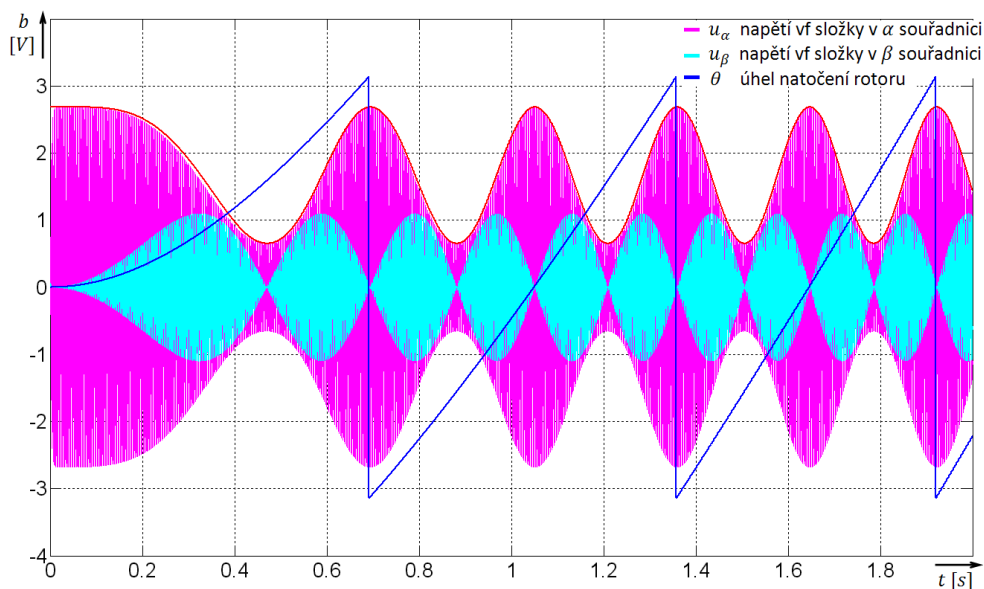
Obrázek 3 zobrazuje průběh satorové indukčnosti, která je ovlivněna permanentním magnetem rotoru. Z předchozích rovnic si můžeme všimnout, že ke satorovým změnám indukčnosti dochází s dvojnásobnou frekvencí otáčení rotoru. Tedy severní i jižní pól permanentního magnetu ovlivňuje satorovou indukčnost stejným způsobem. Z tohoto důvodu musíme detekovat jižní či severní pól permanentního magnetu a k tomu využijeme saturačního efektu.



Obrázek 3: Průběh satorové indukčnosti a vliv saturace

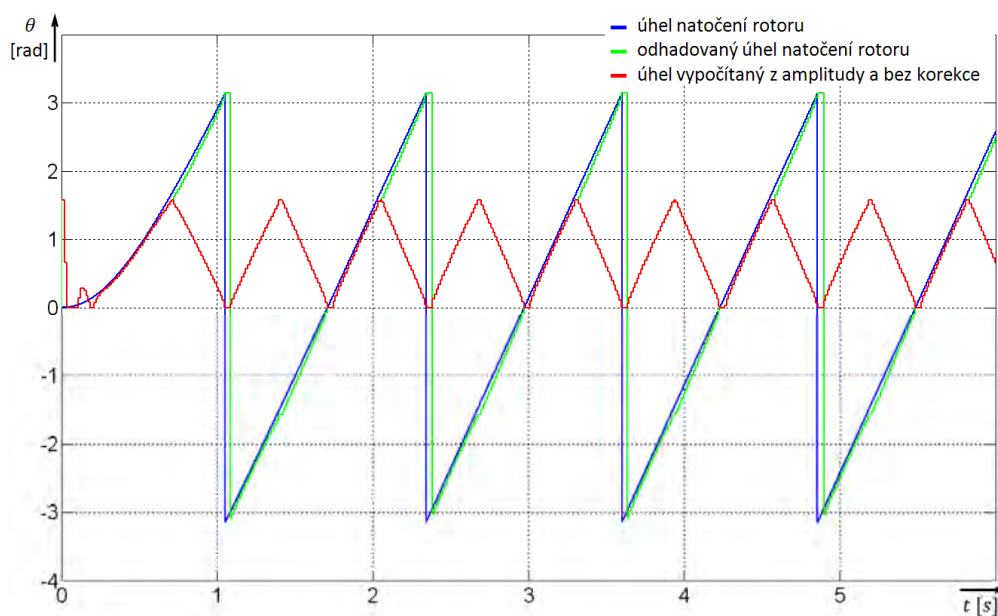
3.2 Identifikace statorových indukčností pomocí vysokofrekvenční složky v uzavřené smyčce

Největší úskalí této metody je, jakým způsobem budeme přidávat vysokofrekvenční testovací signál k řízení a jeho následné zpracování. Obrázek 6 zachycuje princip injektování vysokofrekvenční složky. Vysokofrekvenční testovací signál pouštíme do α složky vstupního napětí motoru. Po průchodu motorem je jeho amplituda zachycena na Obrázku 4.

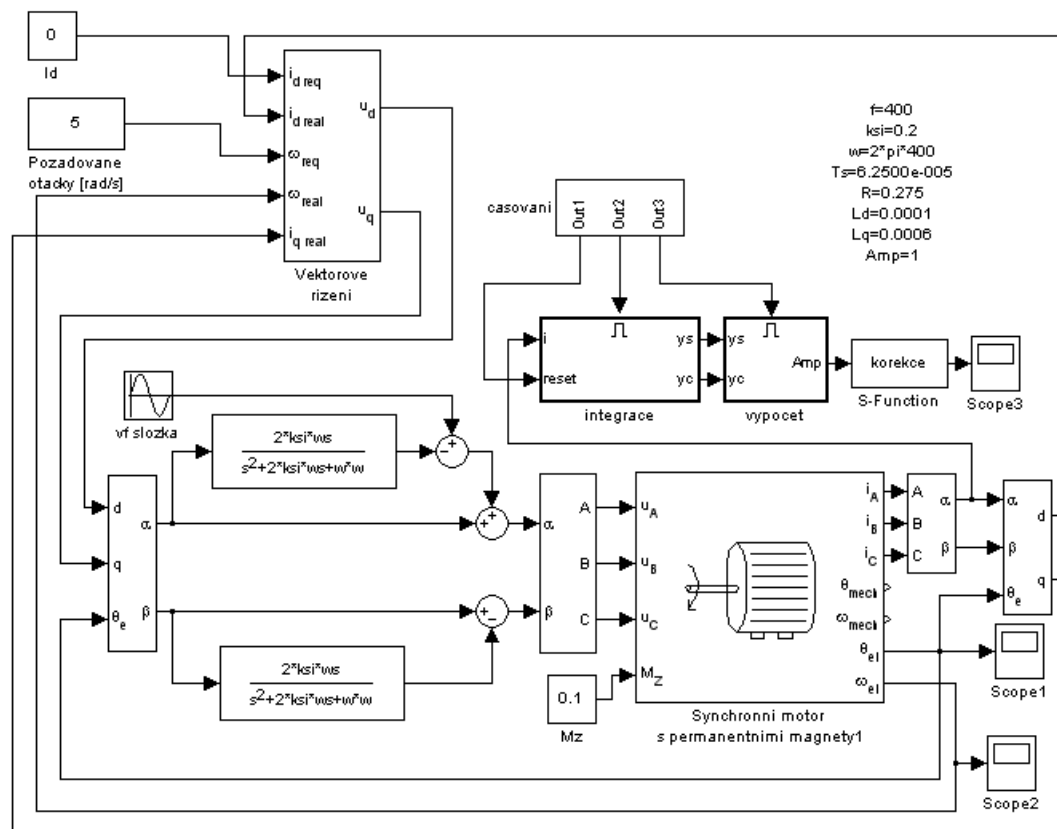


Obrázek 4: Průběh amplitudy vysokofrekvenční složky

Pomocí korelační metody je určena velikost amplitudy testovacího signálu a následným výpočtem je určen odhadovaný úhel natočení. Na Obrázku 5 je vidět dopravní zpoždění mezi skutečným úhlem natočení a odhadovaným úhlem natočení, které je způsobeno dobou integrace. Čím větší je doba integrace při výpočtu korelace, tím dosahujeme větší odolnosti vůči šumu.



Obrázek 5: Odhad polohy rotoru v uzavřené smyčce



Obrázek 6: Simulační schéma v Matlab Simulink

4 Závěr

Uvedená metoda umožňuje dohad polohy v oblasti nízkých otáček, protože při výpočtu odhadu polohy je použito principu korelace, není tato metoda vhodná pro oblast středních a vyšších otáček. Tedy spíše doplňuje algoritmy bezsnímačového řízení založené na principu pozorování zpětného elektromotorického napětí, které naopak nejsou schopny pracovat v oblasti nízkých otáček. V poslední části článku je nastíněn způsob řešení identifikace statorových indukčností pomocí injektování vysokofrekvenční složky.

Poděkování

The research has been supported by Czech Science Foundation under the project GA P103/10/0647 "Intelligent Electrical Drives Predictive and Robust Control Algorithms".

Reference

- [2] Rahman, M., Little, T., Slemon, G.: Analytical models for interior-type permanent magnet synchronous motors, *Magnetics*, IEEE Transactions on Publication Date: Sep 1985 Volume: 21, Issue: 5 On page(s): 1741- 1743, ISSN: 0018-9464
- [3] Sungmin, K., Young-Doo, Y., Seung-Ki, S., Kozo, I., Koji, T.: Parameter Independent Maximum Torque per Ampere (MTPA) Control of IPM Machine Based on Signal Injection, *APEC*, Feb 2010, ISSN: 1048-2334

PREDIKTIVNÝ PRÚDOVÝ REGULÁTOR V RIADENÍ ASYNCHRÓNNEHO MOTORA

Dušan ZÁMEČNÍK, Ivo VESELÝ

Ústav automatizácie a meracej techniky, Vysoké Učení Technické v Brně

Kolejní 2906/4, 612 00 Brno

E-mail: xzamec11@stud.feec.vutbr.cz, xvesel43@stud.feec.vutbr.cz

Abstrakt:

V dnešnej dobe dochádza stále k masívnejšiemu používaniu metód prediktívneho riadenia. V článku bude venovaná pozornosť prediktívnemu riadeniu typu Model Predictive Control a jeho explicitnému vyjadreniu. Ako model regulovanej sústavy bude slúžiť zjednodušený model asynchrónneho motora, resp. jeho lineárna náhrada so zanedbaním skrížených väzieb (crosscoupling). V závere budú prezentované výsledky simulácií v prostredí Matlab/Simulink za použitia Multiparametric Toolboxu pre Matlab.

Kľúčové slová: prediktívne riadenie, prúdová slučka, asynchrónny motor

1 Úvod

Prediktívne riadenie v našom prípade MPC (Model Predictive Control) je populárna metodológia stále častejšie sa objavujúca v priemysle. Myšlienka prediktívneho riadenia je veľmi stará a historicky sa začína objavovať v [1, 2]. Jej postupujúcu rozšírenosť dokladujú publikácie [3, 4].

Okrem MPC riadenia je často používaná aj regulácia typu GPC (General Predictive Control), ktorá sa výborne hodí pri silne zašumených vstupných signálov (v sebe obsahuje filtráciu) a tiež dokáže optimálne pracovať s dlhším predikčným horizontom, nevýhodou je, že nemožno jednoducho do nej aplikovať obmedzenia [5].

V našom prípade bude celá regulácia postavená na vektorovom riadení so zarovnaním na rotorový tok a so zjednodušením modelu motora, ktoré je prevzaté z [6].

2 Prediktívne riadenie typu MPC

Snažíme sa optimálne riadiť sústavu a priamo do optimálneho zásahu zahrnúť aj obmedzenia. Optimálne je definované pomocou účelovej/penalizačnej funkcie a dĺžka budúcnosti je daná dĺžkou predikčného horizontu. Predikcia je tu vykonávaná na základe modelu sústavy, ktorý je neoddeliteľnou súčasťou návrhu regulátora. Pri použití veľmi častej kvadratickej účelovej funkcie je riešenie dané práve kvadratickým programovaním QP (Quadratic Programming).

Prediktívne riadenie typu MPC sa skladá z troch hlavných častí: účelová funkcia (pracuje na konečnom horizonte predikcie), predikčný, diskretný model systému, numerické riešenie optimalizačného problému.

2.1 Účelová funkcia

Účelová/penalizačná/stratová funkcia (eng. cost function) formuluje ciele regulácie. Má zvyčajne aditívnu formu, tak aby penalizovala odchýlky od žiadaného stavu. V práci bude použitá výhradne kvadratická funkcia, kvôli jej praktickej rozšírenosti a dobrým

výsledkom pri regulácii. Kvadratická účelová funkcia na horizonte N krokov má tvar:

$$J(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}_t, \dots, \mathbf{u}_{t+N-1}) = \frac{1}{2} \sum_{k=t}^{t+N-1} [\mathbf{x}_k^T \mathbf{Q} \mathbf{x}_k + \mathbf{u}_k^T \mathbf{R} \mathbf{u}_k] + \frac{1}{2} \mathbf{x}_{t+N}^T \mathbf{Q}_N \mathbf{x}_{t+N}, \quad (1)$$

$$J(\mathbf{x}(t), \vec{u}(t)) = \frac{1}{2} \vec{u}(t)^T \mathbf{T} \vec{u}(t) + \mathbf{x}^T \mathbf{F} \vec{u}(t) + \frac{1}{2} \mathbf{x}^T(t) \mathbf{Y} \mathbf{x}(t), \quad (2)$$

kde $\mathbf{O} = \text{diag}(\mathbf{Q}, \dots, \mathbf{Q}, \mathbf{Q}_N)$, $\mathbf{T} = \text{diag}(\mathbf{R}, \dots, \mathbf{R}) + \mathbf{H}^T \mathbf{O} \mathbf{H}$, $\mathbf{F} = \mathbf{P}^T \mathbf{O} \mathbf{H}$, $\mathbf{Y} = \mathbf{P}^T \mathbf{O} \mathbf{P}$. Matica $\mathbf{Q}$, musí byť pozitívne semidefinitná, penalizuje jednotlivé stavy systému počas celého predikčného horizontu okrem posledného kroku, ktorý je penalizovaný zvlášť. $\mathbf{Q}_N > \mathbf{Q}$ (kvôli zvýšeniu stability sa dáva na posledný stav väčšia váha). Matica $\mathbf{R}$ penalizuje akčný zásah a musí byť pozitívne definitná. Matice $\mathbf{Q}$, $\mathbf{Q}_N$, $\mathbf{R}$ sú kvôli zjednodušeniu optimalizácie symetrické.

2.2 Model systému

Stavový popis je najobecnejší model a z hľadiska prediktívneho riadenia vhodný pre analýzu. Dokáže v sebe zahrnúť všetko to čo ostatné modely (ARX, ARMAX, ...) ale aj integrátory, popisuje vnútorné stavy systému, ktoré sme potom schopný zahrnúť do penalizačnej funkcie alebo nastaviť na ne obmedzenia.

Základné rovnice tohto diskrétného modelu v maticovej forme (3):

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t+1) &= \mathbf{A} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \mathbf{u}(t), \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C} \mathbf{x}(t) + \mathbf{D} \mathbf{u}(t), \end{aligned} \quad (3)$$

kde systémové premenné $\mathbf{x}$, $\mathbf{u}$ a $\mathbf{y}$, kvôli splneniu obmedzení, sú vždy z konvexnej množiny:

$$\mathbf{x} \in \mathcal{X} \subset \mathbb{R}^n, \quad \mathbf{y} \in \mathcal{Y} \subset \mathbb{R}^p, \quad \mathbf{u} \in \mathcal{U} \subset \mathbb{R}^m. \quad (4)$$

Predikované výstupné trajektórie sú dané rovnicami (6).

$$\mathbf{x}(t+k) = \mathbf{A}^k \mathbf{x}(t) + \sum_{i=t}^{t+k-1} \mathbf{A}^i \mathbf{B} \mathbf{u}(k-1-i), \quad (5)$$

Sekvencia budúcich stavov na konečnom horizonte dĺžky N sa dá zapísať jednoduchšie v maticovej forme:

$$\vec{x}(t) = \mathbf{P} \mathbf{x}(t) + \mathbf{H} \vec{u}(t), \quad (6)$$

kde $\mathbf{x}(t)$ sú aktuálne stavy systému a $\vec{u}(t)$ je vektor budúcich akčných zásahov. Obecne zapíšeme obmedzenia do maticovej formy nasledovne:

$$\mathbf{G} \vec{u} \leq \mathbf{W} + \mathbf{E} \mathbf{x}(t) \quad (7)$$

Jedná sa o tzv. tvrdé obmedzenia (hard constraints), ktoré ovplyvňujú množinu riešiteľnosti stavov. Predstavujú fyzické limity reálnych procesov. Tieto obmedzenia nesmú byť pri riešení nikdy prekročené inak dôjde k zlyhaniu numerického riešenia.

2.3 Numerická optimalizácia

Hlavnou úlohou expertov na prediktívne riadenie je prepísať problém riadenia z účelovej funkcie, zohľadnením obmedzení, atď do formy pre matematickú optimalizáciu, ktorú potom dokážeme numericky riešiť.

Regulačný problém sa prepíše ako optimalizačný problém, ktorý sa ďalej rieši numericky.

$$\vec{u}^* = \arg \min_{\vec{u}} J(\vec{u}|\mathbf{x}(t)) \quad (8)$$

$$\vec{u}^* = \arg \min_{\vec{u}} \left[\frac{1}{2} \vec{u}^T \mathbf{T} \vec{u} + \mathbf{x}^T(t) \mathbf{F} \vec{u} \mid \mathbf{G} \vec{u} \leq \mathbf{W} + \mathbf{E} \mathbf{x}(t) \right]. \quad (9)$$

Na riešenie takto definovaného problému sa používa QP. Pokiaľ však požadujeme explicitné riešenie daného problému prepíšeme si pomocou notácie nasledujúcej problém do štandardného tvaru pre multi-parametrické QP (mp-QP) s obmedzeniami (10):

$$\begin{aligned} z &= \vec{u} + \mathbf{T}^{-1} \mathbf{F}^T \mathbf{x}(t), \\ J_z(\mathbf{x}(t)) &= \min \frac{1}{2} z^T \mathbf{T} z, \\ \mathbf{G} z &\leq \mathbf{W} + \mathbf{S} \mathbf{x}(t), \end{aligned} \quad (10)$$

kde platí:

$$\mathbf{S} = \mathbf{E} + \mathbf{G} \mathbf{T}^{-1} \mathbf{F}^T, \quad J_z(\mathbf{x}(t)) = J(\mathbf{x}(t)) - \frac{1}{2} J_z \mathbf{x}^T(t) (\mathbf{Y} - \mathbf{F} \mathbf{T}^{-1} \mathbf{F}^T) \mathbf{x}(t) \quad (11)$$

Výsledok optimalizácie je zákon riadenia, ktorý je daný afínnou funkciou (lineárnou kombináciou) stavov, podobne ako stavová spätná väzba¹. Navyše pre i -ty región je samostatný zákon riadenia.

$$\mathbf{u}_{t+1}^* = \mathbf{K}_i(t) \mathbf{x}(t) + g_i \quad (12)$$

Existujú dva základné spôsoby riešenia a to klasicky tj. *implicitné* riešenie, kedy sa rieši pomocou QP v každom kroku optimalizačná úloha alebo *explicitné* riešenie, kde sa používa ako parameter $\mathbf{x}(t)$ a rieši sa úloha multiparametrického programovania. My, kvôli extra rýchlej dynamike akým je elektrický motor (prúdová čas) budeme ďalej uvažovať len explicitné riešený regulátor, ktorý má výpočtovú náročnosť rozdelenú do dvoch častí a to: online časť (to čo sa počíta počas regulácie) a offline časť (príprava, vytvorenie regulátora).

Jeho popis v literatúre je napr. v [7]. Pre všetky kombinácie stavov, obmedzení, referenčných signálov sa vytvoria oblasti, nazveme ich regióny. Teda väčšina zdĺhavých výpočtov tu prebieha ešte pri návrhu regulátora. V “online” časti už iba vyberá riešenia prehľadávaním regiónov (každému regiónu pripadá jeden zákon riadenia). Stav dynamického systému a referenčné hodnoty (ak sledujeme referenciu) sú parametre a akčný zásah (výstup regulátora) je optimalizačná premenná. Riešením mp-QP je po častiach lineárna funkcia stavov (PWA- piecewise affine) viz (12).

¹MPC prístup je s voľbou matíc veľmi podobný návrhu LQ regulátora a dokonca pri nekonečnom horizonte predikcie, bez obmedzení a použitej kvadratickej funkcie v MPC je výsledný zákon riadenia rovnaký.

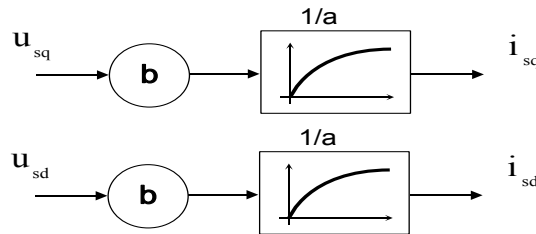
2.4 Nulová ustálená odchýlka so sledovaním referencie

Na dosiahnutie nulovej ustálenej odchýlky sa použije prírastkový tvar akčného zásahu viz [8]. Najprv rozšírime vektor stavov o referenciu a predchádzajúcu hodnotu vektoru akčného zásahu. Nový vektor stavov bude vyzeráť: $\tilde{\mathbf{x}} = [\mathbf{x}, \mathbf{x}_{\text{ref}}, \mathbf{u}_{-1}]^T$, a veľkosť akčného zásahu bude vyzeráť $\mathbf{u}(k) = \mathbf{u}(k-1) + \Delta\mathbf{u}$. Výsledný vzťah bude:

$$\tilde{\mathbf{x}}(k+1) = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & 0 & \mathbf{B} \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{I} \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ 0 \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} \Delta\mathbf{u}. \quad (13)$$

3 Popis modelu motora

Bol použitý zjednodušený lineárny model motora, prevzatý z [6], ktorého výsledný tvar vyzerá ako dva jednoduché zotrvačné články prvého rádu viz obr. 1 s parametrami 14 a bol čiastočne popísaný v [9, 10]. Jeho stavový popis spojitý a diskretizovaný viz rovnice (15, 16).



Obrázek 1: Zjednodušený prúdový model

$$b = \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2}, \quad a = \frac{L_r^2 R_s + L_m^2 R_r}{L_r L_m^2 - L_s L_r^2}. \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial \mathbf{x}(t)}{\partial t} &= \begin{bmatrix} a & 0 \\ 0 & a \end{bmatrix} \mathbf{x}(t) + \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & b \end{bmatrix} \mathbf{u}(t), \\ \mathbf{y}(t) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{x}(t), \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial \mathbf{x}(k)}{\partial k} &= \begin{bmatrix} 1 + aT_{vz} & 0 \\ 0 & 1 + aT_{vz} \end{bmatrix} \mathbf{x}(k) + \begin{bmatrix} bT_{vz} & 0 \\ 0 & bT_{vz} \end{bmatrix} \mathbf{u}(k) \\ \frac{\partial \mathbf{x}(k)}{\partial k} &= \begin{bmatrix} 0,984 & 0 \\ 0 & 0,984 \end{bmatrix} \mathbf{x}(k) + \begin{bmatrix} 0,0096 & 0 \\ 0 & 0,0096 \end{bmatrix} \mathbf{u}(k) \end{aligned} \quad (16)$$

Bol zvolený lineárny model v stavovom popise s nasledujúcimi obmedzeniami:

$$-22A \leq i \leq 22A, \quad -200V \leq u \leq 200V. \quad (17)$$

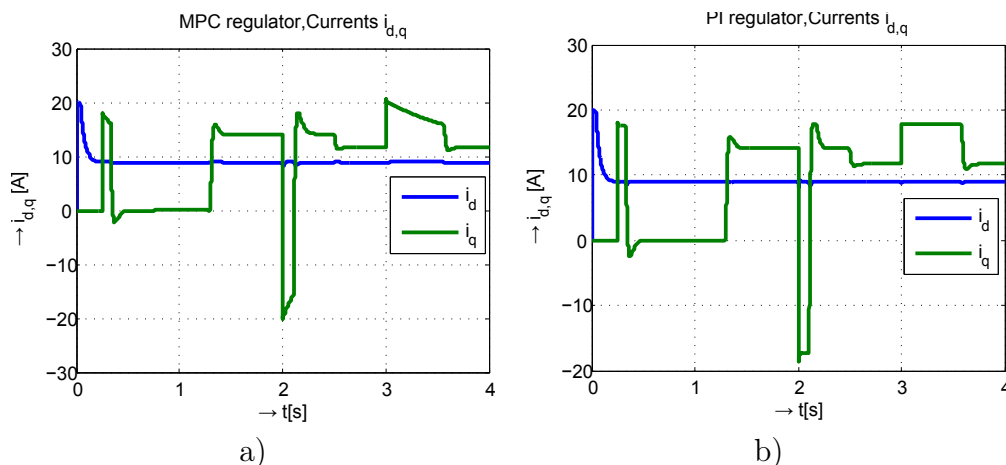
4 Návrh regulátora a simulácia

Dĺžka predikčného horizontu krát perióda vzorkovania by mala korešpondovať s časovou konštantou sústavy. A súčasne kvôli čo najrýchlejšej reakcii by malo byť vzorkovanie byť čo najmenšie. Kvôli rýchlej sústave, s malou časovou konštantou $\tau = 7,8ms$,

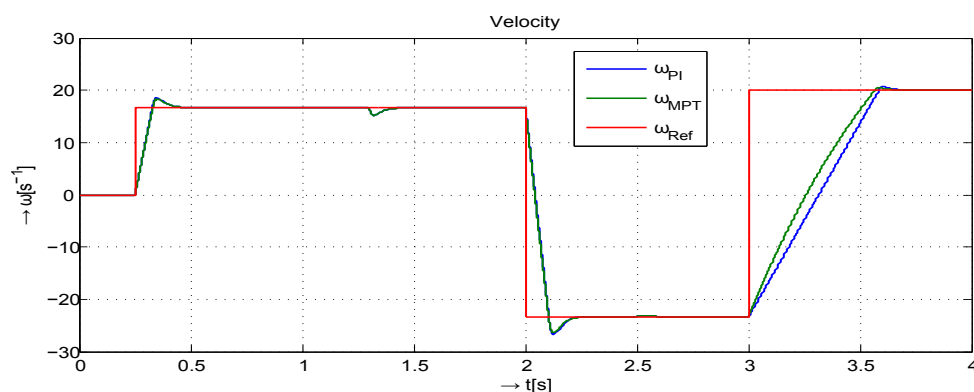
volíme vzorkovanie $T_{vz} = 400\mu s$ a predikčný horizont $N = 8$ kroků, riadiaci horizont $N_C = 3$ (počet akčných zásahů bude kvôli menšej náročnosti 3 a nie celých 8).

$$\text{Váňové matice: } \mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 700 & 0 \\ 0 & 700 \end{bmatrix} \quad \mathbf{Q}_n = \begin{bmatrix} 1000 & 0 \\ 0 & 1000 \end{bmatrix} \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 \\ 0 & 0.1 \end{bmatrix}.$$

Výsledky simulácií porovňávajúce prúdy viz obr. 4 a celkové porovnanie sledovania rýchlostí viz obr. 3.



Obrázek 2: Porovnanie prúdov i_d, i_q pre a)MPC, b)PI reguláciu



Obrázek 3: Porovnanie rýchlostí

5 Záver

Simulácie boli prevedené s pomocou toolboxu [11] a explicitným regulátorom. V závere je vidieť, že motor riadený MPC regulátorom dosahuje hlavne pri prechode zo 4. do 1. kvadrantu činnosti motora lepšie dynamické vlastnosti a počas celej regulácie vidieť menší prekmit pri regulácii rýchlostí u MPC v porovnaní s PI. Tomu následne odpovedajú aj vyššie akčné zásahy prúdu pri zmene rýchlostí otáčania.

Poděkování

Práca bola podporená Českou grantovou agentúrou ako projekt 102/09/H081 SYNERGIA - Mobilné senzorické systémy a siete.

Táto publikácia vznikla za podpory grantu “Podpora výzkumu moderních metod a prostředků v automatizaci” financované z Internej grantovej agentúry Vysokého učenia technického v Brne (číslo grantu FEKT-S-11-6).

Reference

- [1] Propoi, A.I. Use of linear programming methods for synthesizing sampled data automatic systems, *Automat. Remote Control*, 1963, Vol. 24, n. 7, pp. 837-844.
- [2] Richalet, J., A. Rault, J.L. Testud and J. Papon Model predictive heuristic control: applications to industrial processes, *Automatica*, 1978, 14(5), 413-428.
- [3] Qin, S.J., Badgwell, T.A. An overview of industrial model predictive control applications, In J.C.Kantor, C.E.Garcia, and B.Carnahan editors, *Fifth International Conference on Chemical Process Control – CPC*, 1996, Vol.5, pp. 232-256.
- [4] Qin, S.J., Badgwell, T.A. A survey of industrial model predictive control technology, *Control Engineering Practice*, 2002, Vol. 11, pp. 733-764.
- [5] Kennel, R., Linder, A., Linke, M. Generalized Predictive Control (GPC) - Ready for use in drive applications?, *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2001, Vol.4, pp. 1839-1844.
- [6] Linder, A., Kennel, R. Model Predictive Control for Electrical Drives, *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, pp.1793-1799.
- [7] Bemporad, A.; Morari, M.; Dua, V.; Efstratis, N.; Pistikopoulos, N.: The explicit linear quadratic regulator for constrained systems, *Automatica*, 2001, Vol. 38, pp. 3-20.
- [8] Bolognani, S., Peretti, L.; Zigliotto, M. Design and Implementation of Model Predictive Control for Electrical Motor Drives, *IEEE Transactions on industrial electronics*, 2009, Vol. 56, n.6, pp. 1925-1936.
- [9] Zámečník, D., Veselý, I. Model predictive current controller in the Field oriented control of induction machine. In *Proceedings of the 17th conference EEICT 2011. první. 2011.* s. 214-218. ISBN: 978-80-214-4273- 3.
- [10] Zámečník, D., Veselý, I. Prediktívny regulátor v prúdovej slučke asynchrónneho motora. *Elektrorevue - Internetový časopis* <<http://www.elektrorevue.cz>> 2011, roč. 2011, č. 4, s. 1-7. ISSN: 1213- 1539.
- [11] Kvasnica, M.; Grieder, P., Baoti, M. Multi-Parametric Toolbox (MPT), 2004, [Available online] URL: <<http://control.ee.ethz.ch/~mpt/>>.
- [12] Vaclavek, P., Blaha, P. Lyapunov Function Based Flux and Speed Observer for AC Induction Motor Sensorless Control and Parameters Estimation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, sv. 53, č. 1, s. 138-145, February 2006. ISSN 0278-0046.

Senzory a měření

ZAŘÍZENÍ PRO OPTICKOU DETEKCI A KONTROLU PŘEDLOŽENÉ OBRAZOVÉ INFORMACE

Tomáš BABINEC, Pavel ČÍP

Centrum aplikované kybernetiky, Vysoké Učení Technické v Brně
Ústav automatizace a měřicí techniky, Vysoké Učení Technické v Brně
Kolejní 2906/4, 612 00 Brno
E-mail: xbabin01@stud.feec.vutbr.cz, xcippa00@stud.feec.vutbr.cz

Abstrakt/Abstract:

Různé druhy obrazovek a displejů jsou nedílnou součástí většiny v současné době vyráběných přístrojů. Rozvoj zobrazovacích technologií a především výroba konečných zařízení vyžaduje časté a rozsáhlé testování jak hardwarových tak i softwarových komponent. Tento článek se zabývá možnostmi kontroly softwarových vlastností v podobě grafických uživatelských rozhraní. Součástí textu je i popis komplexní řešení zařízení pro optickou kontrolu zobrazovacích zařízení.

Klíčová slova: optická detekce, lokalizace displeje, rozpoznávání znaků, OCR

1 Úvod

Pro člověka je vizuální vjem nejdůležitějším zdrojem informací. Proto je jednou ze základních vlastností většiny zařízení komunikace s uživatelem pomocí grafického zobrazení. V dřívějších dobách hojně užívaná kombinace tlačítek a indikujících žárovek, je dnes obvykle nahrazena formou grafického zobrazovacího prvku. Děje se tak často i v těch nejjednodušších přístrojích. Kupříkladu nabíječka olověných baterií signalizuje svoje stavy pomocí vícebarevné blikající LED diody, přičemž správný význam barvy a frekvence blikání je vždy nutné zdlouhavě hledat v návodu. Jsou-li diody nahrazeny displejem, je možné pomocí obrázku a textové části, uživatele informovat o stavu nabíjení.

Masové nasazení zobrazovacích panelů (v mobilních telefonech, PDA, kalkulačkách, navigacích apod.) vyvolala potřebu po kontrole jakosti a správnosti zobrazené informace. Funkčnost většiny z navrhovaných řešení jsou založeny na metodách zpracování obrazu, algoritmech strojového vidění a soustředí své úsilí na detekci vadných hardwarových funkcí, viz například [3]. Zcela jinou kategorií jsou kontrolní stanice zaměřující se na správnost zobrazení v grafickém uživatelském rozhraní (GUI). Vývojáři usilují o vytvoření uživatelsky přijatelnějších rozhraní, inteligentnějšího software a to vede k rostoucí rozmanitosti zobrazované informace. Čím více prvků je možné zobrazit, tím více chyb může nastat. V konečné fázi je velmi nežádoucí, aby se na trh dostalo zařízení, které bude zobrazovat například atypicky umístěné tlačítko, pravopisné chyby nebo při určité situaci nebude umožněno nastavit tlačítka potřebné hodnoty (při použití dotykové obrazovky). Obsah zařízení je obvykle sestaven do podoby propracovaného hierarchického menu s širokou škálou grafických prvků, které se dynamicky mění dle situace. Při vývoji a každé změně vnitřního softwaru je nutné projít určitou sekvenci kroků a zkontrolovat, zda se prvky na displeji nijak nezměnily a zda zásah neměl na jejich zobrazení vliv.

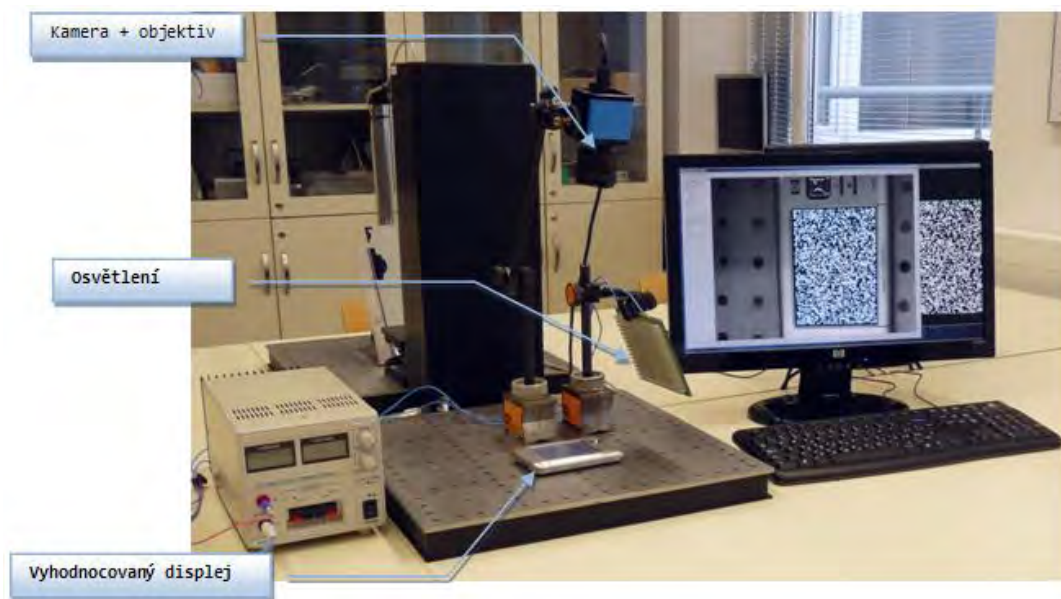
Právě proto přichází naše řešení, které si klade za úkol radikálně zredukovat množství kontrol, které musí realizovat lidská obsluha při vyhodnocování zobrazované informace a zařízení poloautomaticky dle daného skriptu otestovat. Za jeden z klíčových přínosů našeho systému považujeme nezávislost na předloženém displeji, jak vyplývá z modulární struktury sw i hw součástí a abstraktního návrhu rozhraní pro tvorbu skriptů.

2 Návrh výsledného zařízení

2.1 Požadavky návrhu

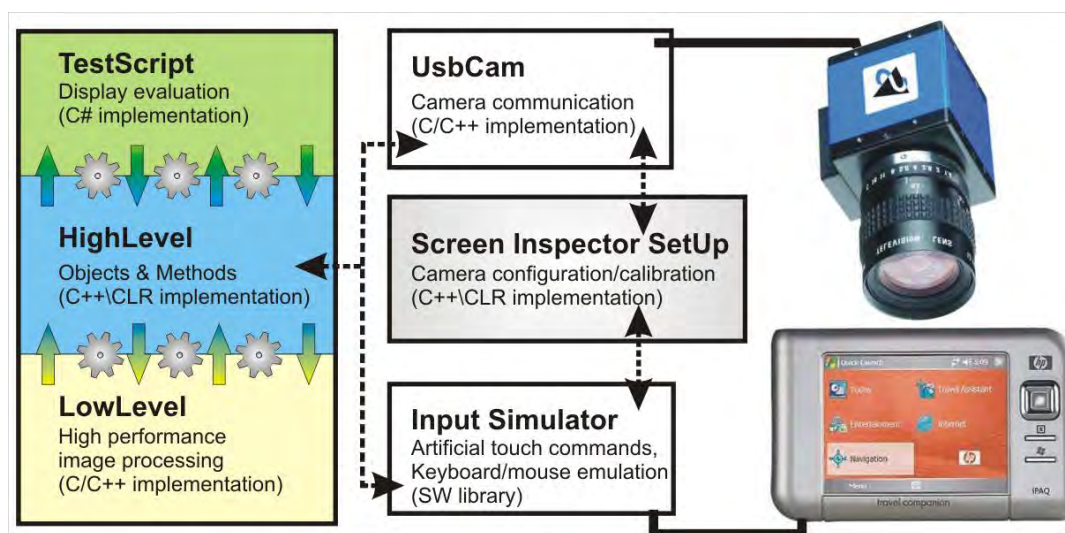
Cílem bylo využít postupy počítačového vidění k detekci jednotlivých prvků na displeji (tlačítka, textová pole, posuvníky, ...) a vyhodnocení jejich specifických zobrazovaných vlastností (poloha, barva, stisknuto, bliká, podsvícení, obsah textu, ...). Důraz byl kladen na nezávislost vytvořeného systému na testovaném zobrazovacím zařízení, jeho grafickém obsahu a použité technologii zobrazování.

2.2 Struktura hardware a software



Obrázek 1: Uspořádání pracoviště

Detekční systém je sestaven z CCD kamery 41BU02 od firmy ImagingSource, výpočetní stanice a pro případ pasivních displejů je doplněn o zdroj světla. Použitá kamera umožňuje pořizovat barevné snímky s frekvencí 15fps při rozlišení 1280x960, což je pro testování lidským okem patrných jevů zcela dostačující. Výpočetní stanice (PC) je s kamerou propojena přes USB rozhraní (Obrázek 1).



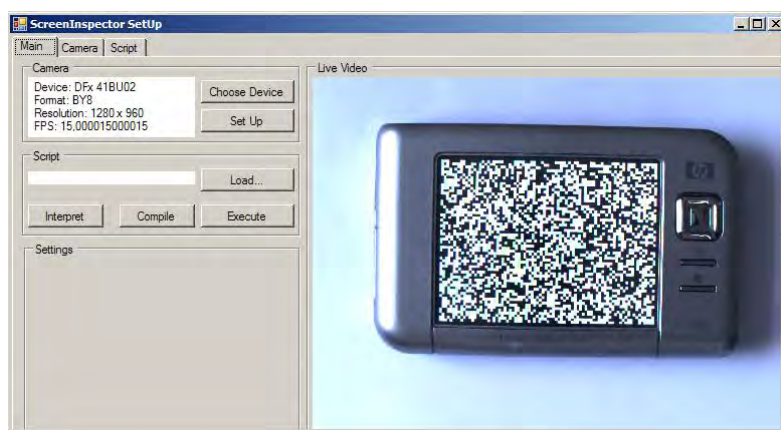
Obrázek 2: Architektura testovacího software a jeho návaznost na hardwarové prostředky

Softwarové prostředí pro obsluhu detekčního systému sestává ze dvou hlavních částí. První část je tvořena grafickým uživatelským rozhraním, které slouží k nastavení parametrů snímání a kalibraci systému pro vyhodnocovaný displej. Druhou část SW prostředí tvoří DLL knihovna určená pro prostředí .NET Framework, která umožňuje komunikaci s kamerou prostřednictvím specializovaného modulu a obsahuje objekty a metody pro snadnou tvorbu testovacích skriptů například v jazyce C# (Obrázek 2).

3 Funkce výsledného zařízení

3.1 Kalibrace

Princip činnosti kalibrace je nastíněn prostřednictvím ilustrací na obrázcích 3 až 6. Obrázek 3 představuje pohled na grafické uživatelské rozhraní sloužící k nastavení parametrů snímání a kalibraci na vyhodnocovaný displej. Na Obrázku 4 je příklad vhodného kalibračního obrazce. Byl vygenerován obraz s binárním šumem, jehož vlastnosti se blíží bílému šumu. Ten obsahuje dostatek prostorově unikátních významných bodů, jež lze použít pro nalezení korespondencí vzor-obraz a následnou identifikaci projektivní transformace mezi rovinou displeje ve snímku z kamery a vzorovým obrazem předem známé informace na obrazovce viz Obrázek 5 a 6. Matematická teorie popisující problematiku projektivní geometrii, která je v procesu kalibrace uplatněna, je uvedena například v [1].



Obrázek 3: GUI pro nastavení systému s kalibrací



Obrázek 4: Kalibrační vzor



Obrázek 5: Příklad kalibrace



Obrázek 6: Rektifikace zobrazení na displeji

Není-li možné vynutit zobrazení libovolného vzoru, je potřeba nalézt obrazovku dostatečně bohatou na významné body, případně provést kalibraci manuálně. Nalezená oblast obrazovky je zvýrazněna červeným rámečkem na Obrázku 6 vlevo. Význam kalibrace spočívá jednak v možnosti rektifikace oblasti displeje v obrazu kamery do očekávané podoby (Obrázek 6 vpravo) a také značně redukovat zpracovávanou oblast snímku a tím zrychluje provádění následných algoritmů a tudíž i testů.

3.2 Vyhodnocení grafické informace na testovaném displeji

Systém podporuje řešení tří základních úloh. Jedná se o porovnání obrazovek a stanovení míry jejich shody. Druhou úlohu tvoří nalezení polohy definovaného objektu v obraze. Posledním funkčním prvkem je možnost aplikace OCR algoritmu a tudíž čtení zobrazeného textu.

Tento přístup byl zvolen z důvodu požadavku na značnou univerzálnost řešení a vychází z předpokladu, že většina složitějších testových úloh může být vyřešena jako kombinace dříve zmíněných základních funkcí.

Pro úspěšné testování displejů je nezbytné vhodnou formou nadefinovat očekávaný obsah obrazovky. Za tímto účelem byla navržena speciální XML struktura, jejíž popis je uveden v následující podkapitole.

3.2.1 Definice testované obrazovky

Očekávané vlastnosti testovaných displejů jsou popsány v dokumentu XML, který je součástí připravovaných testů. Soubor obsahuje definice testovaných objektů (tlačítka, obrazovky, textové oblasti ...) a jejich sestav spolu s nezbytnými údaji o umístění souborů se vzorovými bitmapami apod. Vzorové obrázky je nutné předem připravit pomocí simulátoru zařízení, případně si je synteticky vygenerovat nebo postupně nasnímat kamerou ze zařízení.

Díky značné variabilitě XML struktury je tento přístup dostatečně flexibilní pro popis i těch nejkomplexnějších hierarchií obrazovek a menu struktur tvořících grafický obsah zařízení.

Pojmenování jednotlivých objektů v XML souboru slouží pro snadnou práci programátora testovacích skriptů. Přiřazená jména musí být volena tak, aby byla v rámci testu unikátní.

3.2.2 Porovnání obrazovek

Připravené algoritmy pracují se znalostí očekávaného stavu aktuálního zobrazení předloženého ve formě ideální bitmapy, masky (mapy) definovaných oblastí, které se mají při detekci ignorovat či předložit OCR algoritmu a aktuálním snímkem obrazovky z kamery. Oblasti, které jsou na displeji proměnlivé (číselné hodnoty, textové řetězce apod.) jsou definovány odstínem šedé v přiložené masce. Navržené řešení počítá s 8bitovou šedotónovou maskou, kde význam každého bitu je námi předem definovaný. Jejich kombinací lze přidělit dané oblasti patřičné vlastnosti.

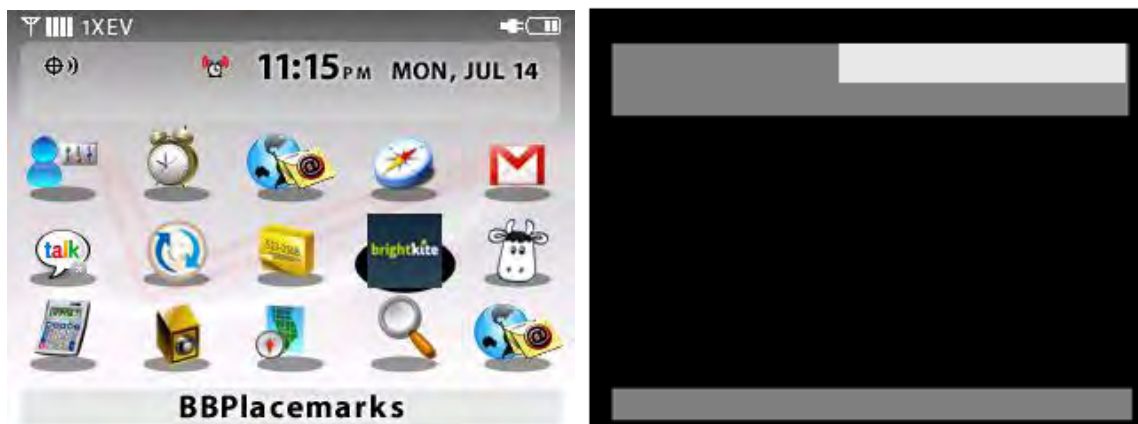
Význam jednotlivých bitů je definován následovně:

- 0. bit – 5. bit – není definováno (pro budoucí užití)
- 6. bit - OCR – oblast obsahuje text/hodnotu a bude potřeba jej přečíst
- 7. bit - IGNORED – oblast bude při porovnávání zcela ignorována

Otestovali jsme aplikaci například na detekci základního zobrazení domovské stránky kapesního počítače, kde je dostatečné množství informací a symbolů. Na obrázku 7 vpravo je patrná šablona. Jsou v ní vyznačeny dvě větší oblasti, které budou při porovnávání shody

obrazovek ignorovány. Světlejší část znamená, že byl nastaven také bit číslo 6, tedy oblast bude předána dalšímu procesu k rozpoznání obsahu textu pomocí OCR.

Pro porovnání, zda je daná bitmapa právě na snímané obrazovce je tedy nutné pro úspěšný test vygenerovat snímek, který je ideální (právě promítaný) a jeho masku. Je nutné jej unikátně pojmenovat pro další zpracování (např. HOMESCREEN1).



HOMESCREEN1

Obrázek 7: Testovací obrazy a jejich masky

Porovnání obrazů neprobíhá pixel po pixelu, ale obraz je rozdělen do několika menších částí (typicky shluky o šířce a výšce 4x4 pixelů apod.). V těchto oblastech je vypočten rozdíl jasů mezi vzorem a předloženým snímkem normovaný na rozsah hodnot $\{-1; 1\}$. Výpočet reprezentuje rovnice (1) převzatá z [2], kde C_A zastupuje výsledek kritéria, vektory $\mathbf{a}$ a $\mathbf{b}$ obsahují jednotlivé jasové hodnoty a_i a b_i porovnávaných obrazů (vzor a obraz) ve zpracovávané oblasti, která je dána rozsahem $i = 1 \dots n$, kde n je počet pixelů oblasti. Geometrický význam rovnice (1) je, že C_A je cosinus úhlu sevřeného vektory $\mathbf{a}$ a $\mathbf{b}$. Výpočet je tedy invariantní ke konstantní změně jasů v celé oblasti a toleruje také mírný posuv překrytí oblastí v řádu jednotek pixelů.

$$C_A = \frac{\mathbf{a} \cdot \mathbf{b}}{|\mathbf{a}| |\mathbf{b}|} = \frac{\sum_i a_i b_i}{\sqrt{\sum_i a_i^2} \sqrt{\sum_i b_i^2}} \quad (1)$$

Počet bloků, jejichž rozdíl je menší než stanovený práh (typicky 0,85, je sečten a podělen velikostí celého obrazu s vynecháním ignorovaných oblastí. Číselný výsledek odpovídá míře shody vzoru a předlohy z kamery. Vhodnou hodnotu prahu lze určit v průběhu kalibrace.

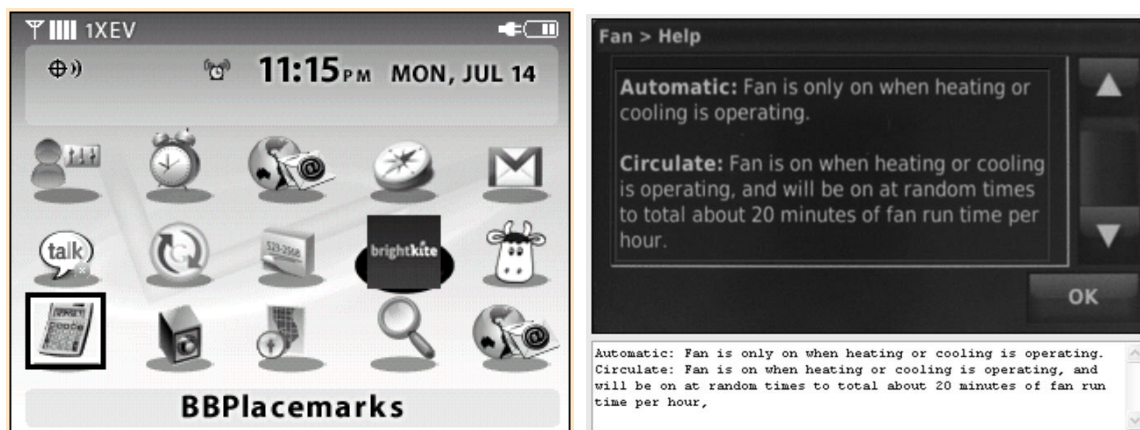
3.2.3 Vyhledávání objektů

V testovaném zařízení je mnohdy i potřeba kontroly polohy určitých tlačítek, ikon nebo jiných grafických prvků na obrazovce. Jelikož obvykle nelze dodat analytický popis jednotlivých symbolů, je nutné předkládat programu jejich vzhled pomocí bitmapy. Vyhledávání probíhá pomocí korelace masky se vzorem a vyhledává se nejvyšší shoda.

Algoritmus navrácí souřadnice středu klávesy a také obalový obdélník. Pro úspěšně nalezenou klávesu je nutná shoda alespoň 90% s předloženým vzorem. Pokud není shoda dostatečně vysoká, prohlásí se symbol za nenalezený. Na obrázku 8 je uvedena ukázka vyhledávání ikony KALKULACKA, která byla v obraze nalezena se shodou 99,7%.

3.2.4 OCR a rozpoznávání textu

Z předložené sejmuté obrazovky z kamery jsou vybrané oblasti předány OCR algoritmu, který zajistí přečtení oblasti, pokud obsahuje text. Přesnost výsledného přečteného řetězce je závislá především na kvalitě vstupního obrazu, velikosti písma a jeho kontrastu vůči pozadí. Pro přesnější přečtení využíváme slovníkového modulu pro jednotlivé jazyky. Systém je tak schopen přečíst i český text.



Obrázek 8: Vyhodnocení grafické informace (vlevo: lokalizace objektu KALKULACKA; vpravo: OCR metoda rozpoznání textu)

4 Závěr

Vytvořený vizuální inspekční systém je určen pro snadnou automatizaci testů grafických uživatelských rozhraní v elektronických zařízeních vybavených displejem pro komunikaci s uživatelem. Nabízí komplexní řešení problému od snímání obrazu kamerou, přes algoritmy zpracování obrazu až po programátorské rozhraní pro tvorbu testovacích skriptů.

Díky navržené struktuře systém umožňuje vyhodnocovat správnost zobrazení grafické informace na širokém spektru obrazovek, které mohou využívat různé zobrazovací technologie (například lcd panely, e-ink, segmentové a dotmatrix displeje).

Programovací rozhraní je vytvořeno pro prostředí .NET a dodáváno v podobě dll knihovny. To umožňuje teoretické využití knihovny v širokém množství programovacích jazyků s primárním zaměřením na C#. Právě využití jazyka C# má za cíl minimalizovat nároky kladené na programování testovacích skriptů a to jak po stránce časové, tak i odborné.

Poděkování

Tato publikace vznikla za podpory grantu “Podpora výzkumu moderních metod a prostředků v automatizaci” financované z Interní grantové agentury Vysokého učení technického v Brně (číslo grantu FEKT-S-11-6).

Reference

- [1] Penna, P. & Patterson, R.,: *Projective geometry and its applications to computer graphics*, Prentice-Hall, ISBN 0-13-730649-0, USA
- [2] Jan J., *Medical Image Processing Reconstruction and Restoration: Concepts and Methods*. Boca Raton: Francis & Taylor 2006, ISBN 0-8247-5849-8
- [3] Black, S. E.; Goodman, R. L.; Wood, K.N.; *Multi-Channel Deep-Memory Digitizing Architecture for Automated Inspection of Large Composite Surfaces*, Autotestcon, 2006 IEEE, vol., no., pp.558-564, 18-21 Sept. 2006

STABILIZACE FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKY PIEZOELEKTRICKÉ KERAMIKY ČÁSTEČNOU DEPOLARIZACÍ TEPELNOU VLNOU

Jiří FIALKA

Ústav automatizace a měřicí techniky, Vysoké Učení Technické v Brně

Kolejní 2906/4, 612 00 Brno

E-mail: xfialk02@stud.feec.vutbr.cz

Abstrakt:

Při použití piezoelektrické keramiky je kladen důraz na sjednocení materiálových parametrů u všech vzorků stejných rozměrů a chemického složení. Vzájemné rozdíly mohou být způsobeny menší geometrickou odchylkou, ale také v průběhu polarizace PZT keramiky. Cílem publikace je popsat základní metody postupné depolarizace PZT keramiky. Metoda částečné depolarizace pomocí tepelné vlny, popsaná v teoretické části je ověřena praktickým měřením na měkké i tvrdé PZT keramice ve tvaru válečku. Je studován vliv tepelné vlny na frekvenční charakteristiku předložených vzorků.

Klíčová slova: PZT keramika, tepelná vlna, částečná depolarizace

1 Úvod

Pro řízenou depolarizaci je používána polykrystalická piezoelektrika skupiny tuhých roztoků materiálu $\text{Pb}(\text{Zr,Ti})\text{O}_3$. Před samotnou depolarizací je potřeba vědět něco o polarizaci piezoelektrické keramiky. Polarizace je konečným postupem ve výrobě, kdy se vnějším elektrickým polem orientují domény, a tím se formují piezoelektrické vlastnosti. Polarizace se rozděluje mezi tzv. chladnou a teplou. Chladná polarizace je prováděna při mírně zvýšené teplotě, která je však hluboko pod Curieovým bodem, teplá polarizace, jak už názvu vyplývá, je provedena na teplotě převyšující Curieův bod. Orientování doménových stěn se u materiálu provede pod napětím, zahříváním nad Curieovu teplotu. Při následném chlazení se doménové stěny uspořádají podle směru působícího elektrického pole, které se pohybuje kolem $1 \text{ kV} \cdot \text{mm}^{-1}$. Naproti tomu chladná polarizace musí být prováděna silným elektrickým polem pohybujícím se kolem $2 \text{ kV} \cdot \text{mm}^{-1}$, které se již blíží průraznému napětí. U používané PZT keramiky o složení $\text{Pb}(\text{Zr,Ti})\text{O}_3$ je používána jen chladná polarizace. Kdyby se tato keramika ohřála nad Curieův bod, který se pohybuje mezi 300°C až 400°C , měl by materiál příliš malý měrný odpor a snadno by mohlo dojít k průrazu, tedy ke zničení celého vzorku. Je tedy výhodnější používat chladnou polarizaci při teplotách od 90°C do 100°C , kdy orientace doménových stěn probíhá snadněji a je možné používat nižší napětí [7].

Může však nastat situace, kdy je třeba polarizovaný vzorek částečně depolarizovat, a to kvůli průběžné změně materiálových konstant v délce vzorku. Existují tři možné způsoby depolarizace piezoelektrické keramiky, pomocí elektrického pole [1], [8], [9], mechanickým namáháním [10] a zvýšením teploty nad Curieův bod [2], [4], [5], u tohoto rozdělení je pominuta postupná depolarizace vlivem stárnutí piezoelektrické keramiky. Nejčastěji udávaná je depolarizace vlivem zvýšení teploty. Se zvyšující se teplotou roste tepelná energie a současně i pohybová energie stavebních elementů uvnitř materiálu, v důsledku tohoto nárůstu se domény snaží zaujmout jinou polohu vzhledem ke své původní orientaci. Je-li překročena Curieova teplota, získají všechny polohy stavebních elementů stejnou pravděpodobnost, následkem toho zaniknou elementární dipóly. Poklesne-li teplota zpět na pokojovou, dojde ke zpětné transformaci elementárních buněk a ke vzniku elementárních dipólů, ale jejich

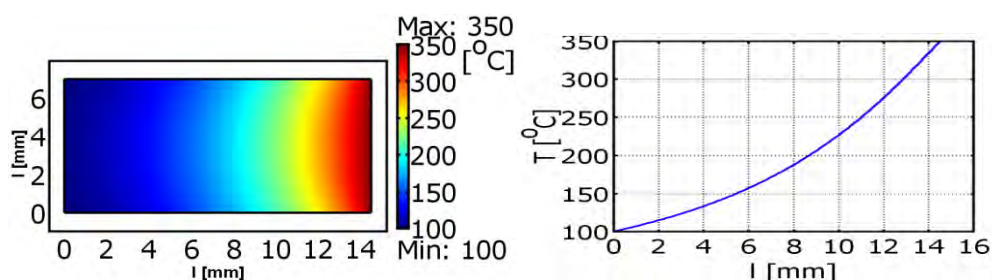
orientace je již jiná než před nárůstem teploty. Piezoelektrická keramika se začne svými vlastnostmi blížit izotropnímu materiálu a její piezoelektrické vlastnosti zanikají. Samotná Curieova teplota závisí na chemickém složení materiálu a pohybuje se v rozsahu od 100 °C až do 500 °C. V současné době se začínají objevovat taková složení keramiky s Curieovým bodem pohybujícím se okolo 1000 °C, čímž se ztrácí hlavní nevýhoda oproti křemenným rezonátorům, které se vyznačují mnohem výše položenou Curieovou teplotou než piezoelektrická keramika. Pro nejideálnější pracovní oblast i pro skladování by mělo platit $\vartheta_{\max} \leq \frac{1}{2}\vartheta_{\text{Curieova teplota}} \text{ °C}$ [3]. Nejvíce se částečná depolarizace pomocí teploty používá pro stabilizaci piezoelektrické keramiky, dá se využít i pro zlepšení průběhu impedanční a fázové charakteristiky.

Obdobné je to při depolarizaci pomocí elektrického pole a mechanického napětí. U částečné depolarizace pomocí přiloženého elektrického pole by se gradient intenzity pole měl pohybovat od 200 V.mm⁻¹ do 500 V.mm⁻¹ u měkké PZT keramiky a 1000 V.mm⁻¹ u tvrdé PZT keramiky. Převyšuje-li intenzita elektrického pole, tyto hodnoty, může dojít k průrazu a zničení materiálu [8].

Mezi mechanické namáhání se řadí působení okolní síly na piezoelektrickou keramiku, toto působení může být způsobeno například přilepením piezoelektrického elementu k držáku nebo k seismické hmotě. Mezní údaje mechanických napětí jsou závislé na složení materiálů a na jeho pracovních podmínkách, určují se většinou individuálně pro dané podmínky [3].

2 Částečná depolarizace tepelnou vlnou

Depolarizace je často využívána pro stabilizaci materiálových koeficientů piezoelektrické keramiky. Částečnou depolarizaci tepelnou vlnou si lze představit na následujícím modelu v programu COMSOL. Na jedné elektrodě je nastavena teplota převyšující Curieův bod a na druhé elektrodě je nastavena teplota hluboko pod Curieovou teplotou, výsledný gradient teploty je vidět na obrázku 1. U elektrody, kde teplota převyšuje Curieovu teplotu, je předpoklad, že bude piezoelektrická keramika depolarizována, naproti tomu na chladnější straně zůstane keramika nezměněna. Nejasností ale je zjištění stavu depolarizace neboli kam až ve vzorku depolarizovaná část dosáhne a jaký bude mít průběh přestup z polarizované do depolarizované části, zdali se jedná o skokovou změnu nebo průběžný nárůst.

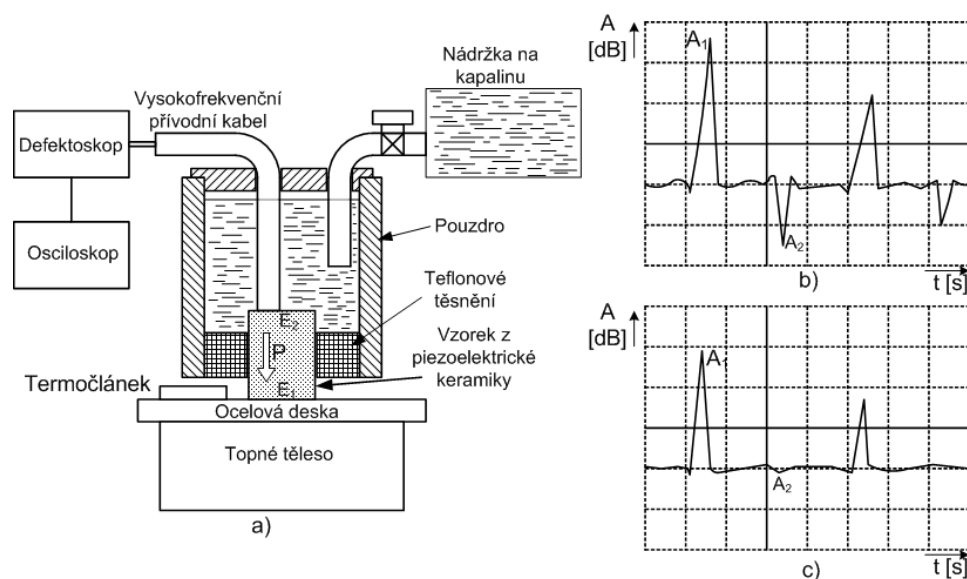


Obrázek 1: Fyzikální model piezoelektrické keramiky při působení tepelné vlny z 100 °C na 350 °C a zobrazení rozložení teploty v celém vzorku

Vlivem postupné depolarizace na parametry piezoelektrické keramiky se zabývá ruský fyzik Koroljev v patentu [4]. Pro částečnou depolarizaci piezoelektrické keramiky sestavil zařízení, které je zobrazeno na obrázku 2. Cílem konstrukce přípravku je stabilizace charakteristik piezoelektrických materiálů pro sjednocení materiálových parametrů a vyhlazení průběhů charakteristik pomocí částečné depolarizace. Princip depolarizace na obrázku 2a spočívá v uložení piezoelektrického vzorku na pracovní plochu topného tělesa. Vzorek je pak od topného tělesa oddělen destičkou z dobře tepelně vodivého materiálu.

Spodní deska je nahřívána na teplotu převyšující Curieovu teplotu dané PZT keramiky, teplota je měřena termočlánkem odpovídajícího typu pro zvolený rozsah teplot. PZT keramika je na elektrodě E_1 postupně depolarizována. Druhá elektroda E_2 je ponořena v nádobce s kapalinou ohřátou na teplotu 80 °C až 90 °C. U této elektrody nebude vlivem teploty docházet k depolarizaci vzorku, jelikož se nastavená teplota pohybuje hluboko pod Curieovou teplotou. Měřený vzorek je upevněn v izolačním těsnění, které je určené pro vyšší teploty. K piezoelektrickému disku je upevněn přívod od defektoskopu přes vysokofrekvenční kabel. Disk je během tepelné vlny buzen elektrickými pulzy defektoskopu, výsledná amplituda vnitřních odrazů je zobrazena na osciloskopu. Signál z defektoskopu zobrazený na osciloskopu tedy slouží jako kontrola stavu depolarizace. Z hodnot amplitudy odražených signálů je definován stupeň depolarizace, jako poměr dvou amplitud následujících impulzů za sebou, tedy A_1 ku A_2 , jak je vidět na obrázku 2b,c. Doba zahřívání elektrod by se měla pohybovat mezi 15 až 17 s, poté je vzorek depolarizován z 10 až 20 %. Pro zvýšení depolarizace na 30 až 40 % je doporučeno provést celý proces 2 krát až 3 krát s přerušeními alespoň 1 až 2 minut. Výhodou této metody je možnost provést depolarizaci piezoelektrické keramiky s různými hodnotami Curieovy teploty, jelikož horní nastavenou teplotu na topném tělese lze regulovat. Piezoelektrické vzorky použité pro depolarizaci mohou být válečky s výškou několikrát větší než průměr nebo disky o průměru větším než je tloušťka disku.

Pro rozpoznání částečně depolarizovaného a plně polarizovaného materiálu má A – scan z defektoskopu tvar zobrazený na obrázku 2b podle [6]. Postup stanovení A – scanů je definovaný podle obrázku 2a, kdy na obrázku 2b je vidět průběh pro plně polarizovaný disk a na obrázku 2c je již průběh získaný po částečné depolarizaci materiálu.



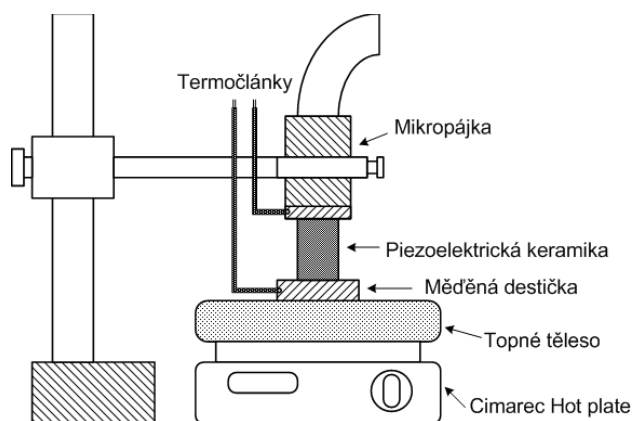
Obrázek 2: a) Konstrukční schéma přípravku pro řízenou částečnou depolarizaci piezoelektrické keramiky [4]; zobrazení akustických impulzů z defektoskopu pro b) polarizovaný a c) částečně polarizovaný piezoelektrický disk [6]

V některých případech je potřeba znát i vliv ohřevu piezoelektrické keramiky na materiálové koeficienty. Každý typ piezoelektrické keramiky má svůj Curieův bod na jiné teplotě, tato hodnota je udávána výrobcem PZT keramiky. V mnoha případech se však od skutečné hodnoty liší o desítky stupňů. Proto je před samotným pokusem s tepelnou vlnou dobré zjistit Curieovu teplotu pro danou šarži piezoelektrické keramiky. A definovat tak chování permitivity, elastických a piezoelektrických koeficientů, vypočítaných z rezonanční a anti-rezonanční frekvence, v blízkosti Curieova bodu. Měření závislosti materiálových koeficientů PZT keramiky na teplotě, která se blíží nebo přesahuje Curieovu teplotu, je

věnováno jen málo publikací. Většina publikací se vztahuje na materiály jiného složení nebo je měření provedeno pouze do nižších teplot hluboko pod Curieovou teplotou. Mezi vědecké instituty, které se tímto problémem zabývají, patří například Národní institut pro materiály a fyziku v Bukurešti [5] nebo Státní univerzita v Pensylvánii [2].

3 Praktická realizace částečné depolarizace tepelnou vlnou na PZT keramice

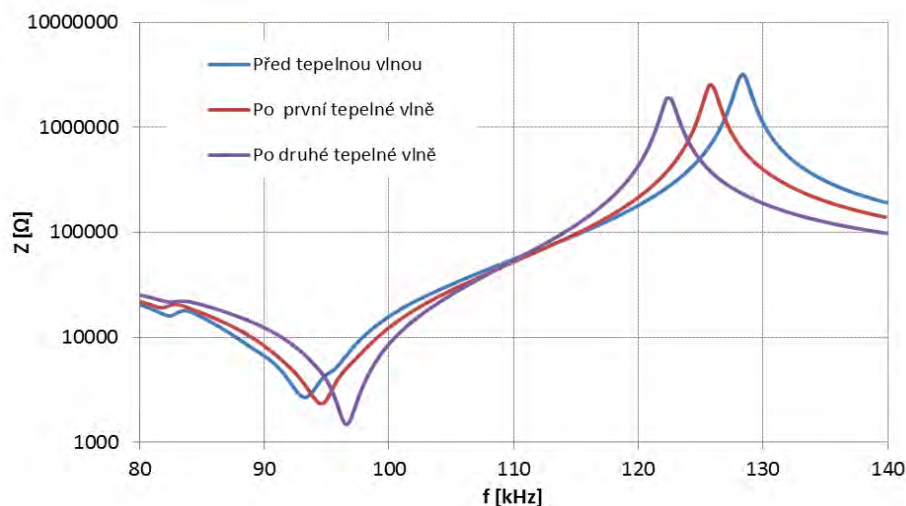
Před realizací tepelné vlny je potřeba proměřit závislosti materiálových koeficientů u zvolené piezoelektrické keramiky na teplotě a stanovit Curieovu teplotu pro danou PZT keramiku. Pro měření byla zvolena měkká PZT keramika PCM 51, vyrobená firmou Noliac Ceramic s.r.o, tato keramika se vyznačuje vysokým nábojovým koeficientem i vysokou Curieovou teplotou. Pro porovnání byla tepelná vlna odzkoušena i na tvrdé PZT keramice PCM 41. Působí-li na měřené vzorky teplota blízká se Curieovu bodu, jsou parametry tohoto materiálu nevratně změněny, vzorek je částečně depolarizován a dojde ke změně počátečních podmínek měření. Po proměření závislostí piezoelektrické keramiky na teplotě, byl proveden pokus s tepelnou vlnou neboli částečnou depolarizací. Konstrukční schéma zapojení přípravku je na obrázku 3.



Obrázek 3: Konstrukční uspořádání přípravku pro realizaci tepelné vlny na PZT keramice

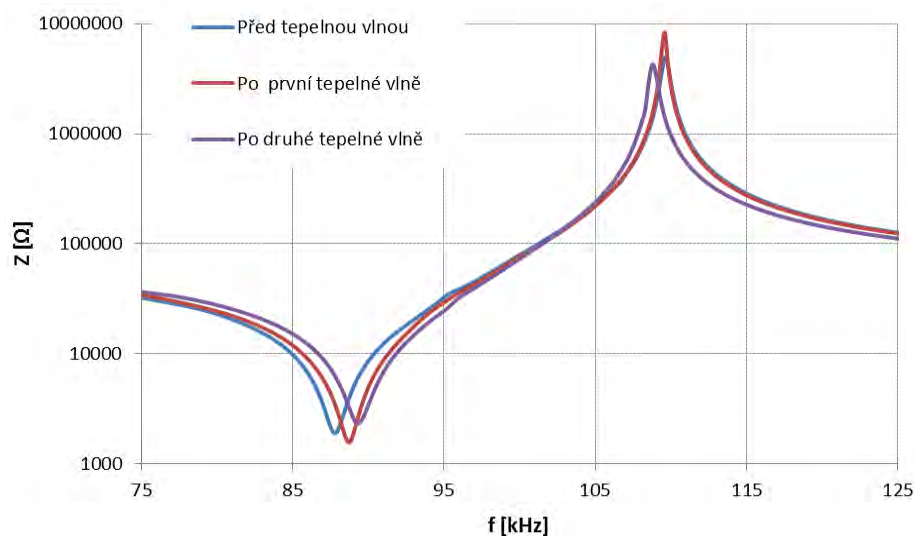
Jako topné těleso je použito ohřívadlo Cimarec Hot plate od výrobce Thermo Scientific model HP130910-33, s topným tělesem o velikosti 10×10 cm umožňující nastavit teplotu do 540°C , tedy na vyšší hodnotu než je Curieova teplota zvolené PZT keramiky. Na tomto topném tělese je položena měděná destička, do které je zaveden termočlánek typu J. Na druhou elektrodu je připojena mikropájka s upraveným hrotem pro lepší přilnutí k elektrodě PZT keramiky. Do upraveného hrotu je vložen druhý termočlánek pro kontrolu teploty na tomto konci měřeného vzorku. Pro vyhodnocení měřené teploty je použit multimetr UNI-T UT-804. Výsledná impedanční a fázová charakteristika je následně naměřena pomocí LCR metru HIOKI 3532 s frekvenčním rozsahem 42 Hz až 5 MHz připojeným k počítači přes GPIB port, měření probíhá automaticky v aplikaci programu LabVIEW. Pokus s tepelnou vlnou je vyzkoušen na měkké PZT keramice PCM51 u které výrobce udává Curieovu teplotu při 340°C a na tvrdé PZT keramice PCM41 s Curieovou teplotou rovnou 290°C .

U piezoelektrické keramiky PCM51 ve tvaru válečku o průměru $\varnothing d = 7$ mm a výšce $h = 14,5$ mm, byla na jedné elektrodě nastavena teplota mezi 370°C až 380°C a na druhé elektrodě byla nastavena teplota v rozmezí mezi 90°C až 130°C . Výsledné naměřené hodnoty jsou zobrazeny na obrázku 4. Podle teoretických předpokladů byl očekáván snižující se elektromechanický koeficient, tedy snižující se rozdíl mezi rezonanční a anti-rezonanční frekvencí. Pro porovnání více po sobě následujících tepelných vln je zvolena impedanční charakteristika, ta byla naměřena před první a pak následně po první a druhé tepelné vlně. Vliv většího počtu tepelných vln se projevuje stabilizací průběhu charakteristiky, na úkor snížení materiálových koeficientů.



Obrázek 4: Vliv tepelné vlny na rezonanční a anti-rezonanční frekvenci pro měkkou PZT keramiku PCM51

Pro další měření byl zvolen váleček z tvrdé piezoelektrické keramiky PCM 41 o průměru $\varnothing d = 8,5$ mm a výšce $h = 18,3$ mm, pro toto složení keramiky výrobce udává Curieovu teplotu rovnou 290°C . Na válečku opět proběhly dvě tepelné vlny, kdy na jedné elektrodě byla nastavena teplota v rozsahu 310°C až 320°C a na druhé elektrodě byla nastavena teplota v rozsahu od 90°C až 130°C , toto rozmezí teplot je způsobeno regulací teploty u mikropáčky. Výsledná impedanční charakteristika pro měření před a po obou tepelných vlnách je na obrázku 5. V porovnání s měkkou PZT keramikou je vidět mnohem menší vliv teploty na rezonanční a anti-rezonanční frekvenci, opět ale dochází k částečné stabilizaci charakteristiky. Snížení rozdílu mezi rezonanční a anti-rezonanční frekvencí vede ke snížení materiálových koeficientů, ale v mnohem menší míře než u měkké PZT keramiky.



Obrázek 5: Vliv tepelné vlny na rezonanční a anti-rezonanční frekvenci pro tvrdou PZT keramiku PCM41

4 Závěr

Práce je zaměřena na ověření vlivu tepelné vlny na materiálové koeficienty piezoelektrické keramiky. Vliv je demonstrován na impedanční charakteristice, na které je znatelný posun rezonanční a anti-rezonanční frekvence ve frekvenčním spektru v důsledku působení zvýšené teploty. Tepelná vlna byla vyzkoušena na měkké a tvrdé PZT keramice,

z tohoto měření je možné usoudit, že zvýšení teploty má mnohem výraznější vliv na koeficienty u měkké PZT keramiky. Dále byla tímto pokusem dokázána možnost částečné depolarizace piezoelektrické keramiky, a to pouze ve zvolených částech.

Poděkování

Tato práce je částečně podporována Ministerstvem školství, mládeže a tělovýchovy České republiky (Výzkumný záměr MSM0021630529 Inteligentní systémy v automatizaci), Grantovou agenturou České republiky (102/09/H082 SYNERGY – Senzory a inteligentní senzorové systémy) a za podpory grantu "Podpora výzkumu moderních metod a prostředků v automatizaci" financované z Interní grantové agentury Vysokého učení technického v Brně (číslo grantu FEKT-S-11-6). Bez podpory výše uvedených agentur a institucí, by předložený výzkum a vývoj nebyl možný.

Reference

- [1] Erhart, J., Rusin, L., Seifert, L. Resonant frequency temperature coefficients for the piezoelectric resonators working in various vibration modes. Special Issue on Piezoelectric for End Users II - Journal of the Electroceramics. 2007, vol. 19, no. 4, p. 401-403. DOI: 10.1007/s10832-007-9062-1
- [2] Hackenberger, W. a kol. High Temperature Electrostrictive Ceramics for a Venus Ultrasonic Rock Sampling Tool. 14th IEEE International Symposium on Applications of Ferroelectrics - ISAF-04, 2004. p. 130-133. ISBN 0-7803-8410-5
- [3] Hiršl, J., Černohlávek, D., Štefan, o., Čermák F. Keramická piezoelektrika – Vlastnosti a technické použití, Tesla Praha, 1970, 94 str.
- [4] Королев, М.В. Способ деполяризации пьезоэлементов. 1987, s. 3, Patent SU 1631756 A1
- [5] Miclea, C. a kol. Temperature Dependence of the Main Piezoelectric Parameters of a Nb-Li Doped PZT Ceramic. International Semiconductor Conference 2006. Bucharest-Magurele: National Inst. for Mater. Phys., vol. 2, p. 279-282. ISBN 1-4244-0109-7
- [6] Шнырев, П.Д. Технология частичной деполяризации пьезоэлементов. Дефектоскопия. 1978, no. 4, s. 95-97, УДК 620.179.16.
- [7] Turek, M., a kol. Elektrotechnická keramika, SNTL Praha, 1964, 420 str., ISBN 04-557-64.
- [8] Yang, G., Ren, W., Liu, S.-F., Masys, A.J., Mukherjee, B.K. Effects of uniaxial stress and DC bias field on the piezoelectric, dielectric, and elastic properties of piezoelectric ceramics. IEEE Ultrasonics Symposium, 2000. vol. 2, p. 1005-1008. ISBN 0-7803-6365-5, DOI: 10.1109/ULTSYM.2000.921494.
- [9] Zelenka, J. Piezoelektrické rezonátory a jejich použití, ACADEMIA Praha 1.vydání, 1983, 260 str.
- [10] Zhao, J., Zhang, Q.M. Effect of mechanical stress on the electromechanical performance of PZT and PMN-PT ceramics. ISAF '96 Proceedings of the Tenth IEEE International Symposium on Applications Of Ferroelectrics. 1996, vol. 2, p. 971-974. ISBN 0-7803-3355-1, DOI: 10.1109/ISAF.1996.598190.

Malý průzkumný robot – snímače, elektronika a komponenty

Tomáš FLORIÁN, František BURIAN, Luděk ŽALUD

Centrum aplikované kybernetiky, Vysoké Učení Technické v Brně

Kolejní 2906/4, 612 00 Brno

E-mail: florian@feec.vutbr.cz, burianf@feec.vutbr.cz, zalud@feec.vutbr.cz

Abstrakt:

Tento článek popisuje úpravu komerčně prodávané stavebnice dálkově ovládaného modelu auta na malého a lehkého průzkumného robota. Popisuje také využití jednotlivých snímačů, o které byl robot dovybaven a ovládacího prostředí, které zprostředkovává informace operátorovi. Největší část je věnována komponentám, ze kterých se skládá řídicí program robota. Robot bude sloužit jako člen skupiny robotů, která bude dálkově ovládaná a jejímž cílem je prohledávat neznámé prostředí nebo hledat zraněné při neštěstí.

Klíčová slova: mobilní robot, akcelerometr, GPS modul, MS Visual Studio, komponenta

1 Úvod

Tento článek popisuje přestavbu dálkově řízeného auta na mobilní robot. Zabývá se popisem komponent, které jsou použity pro ovládání a vizualizaci dat z připojených snímačů a realizací hlavního řídicího programu robota. V článku jsou také diskutovány možnosti využití tohoto projektu.

2 Přestavba modelu auta

Brontes vychází z komerční stavebnice společnosti NODE, která je určena primárně pro disciplínu zvanou „crawling“ (šplh po skalách, překážkách a jízda v extrémním terénu). Její specialitou jsou velká a měkká kola, která se „lepí“ na překážky a umožňují tak průjezd i velmi členitým terénem. Z původní koncepce zůstala pouze kostra a motory, všechno ostatní bylo vyměněno za vhodnější (regulátory, servomotory, baterie) nebo přidáno (baterie pro elektroniku, komunikační a řídicí modul, kamera, snímače a osvětlení). Současné parametry robota Brontes jsou uvedeny v následující tabulce.

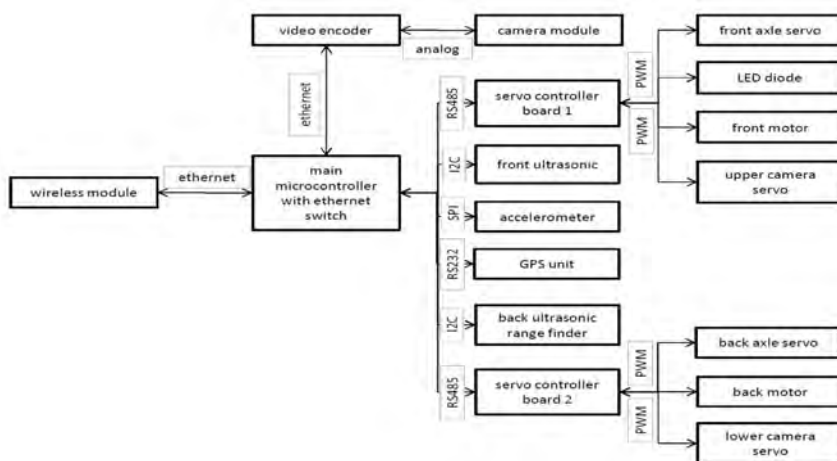
Tabulka 1: Parametry robota Brontes

délka	645 mm
šířka	379 mm
výška	410 mm (včetně kamery)
hmotnost	5,3 kg
baterie pro motory	Li-Pol, 7,4 V, 5.000 mAh
baterie pro elektroniku	Li-Pol, 11,1 V, 2.600 mAh
komunikace	wifi, 2,4 GHz
senzory	LED, GPS modul, akcelerometr, ultrazvukový snímač vzdálenosti, kamera

3 Řídicí jednotka robotu

Robot obsahuje hlavní řídicí desku, která komunikuje pomocí UDP protokolu přes ethernet s hlavním programem operátorské stanice a po různých sběrnících s jednotlivými moduly. Řídicí deska v některých případech pouze zprostředkovává komunikaci mezi modulem a hlavním programem, který tak zpracovává data přímo ze snímačů.

K hlavní řídicí desce jsou pomocí sběrnice RS485 připojeny dvě totožné desky určené pro řízení servomotorů a intenzity LED diod. Každá pozice pro servo má svoje unikátní ID, kterým ho adresujeme a nastavujeme jeho výchylku (úroveň osvětlení). Desky mají implementovanou funkci fail-safe, která po 0,5 sekundách absence validních zpráv (kontrola probíhá pomocí checksumu) uvede všechny porty do středové pozice (diody vypne) a tím zastaví motory. Hlavní jednotka je také vybavena osmi A/D převodníky. Dva z nich jsou použity pro kontrolu nabití baterií. Tato informace je operátorovi zobrazena a v případě nebezpečného vybití baterií je na tuto skutečnost upozorněn.



Obrázek 1: Blokové schéma zapojení modulů robotu

4 Popis komponent a řídicího programu

Řídicí program je napsán v programu Microsoft Visual Studio 2010 Professional v jazyce C#.

Každý snímač, který je k robotu připojen, má vytvořenou komponentu, pomocí které je možné jej řídit a vyčítat z něj data. Komponenty jsou tvořeny tak, aby byly kompatibilní s prostředím WPF (Windows Presentation Foundation). Je to z toho důvodu, že robot je součástí skupiny průzkumných robotů, které jsou řízeny jedním programem s názvem Cassandra, který je v tomto prostředí vytvořen.

4.1 Komponenta GPS

Komponenta slouží pro ovládání GPS modulu s integrovanou anténou UP500 od společnosti Fastrax. Tento modul vysílá po sériové lince zprávy podle standardu NMEA-0183 (The National Marine Electronics Association).



Obrázek 2: GPS modul Fastrax UP500 [1]

Tabulka 2: Parametry modulu Fastrax UP500 [1]

Receiver	GPS L1 C/A-code, SPS
Channels	32 channels
Update rate	1 Hz default (fix rate configurable up to 5Hz)
Navigation Sensitivity	-159dBm
Power consumption	90 mW typical @ 3.0V
Operating temperature range	-40°C...+85°C
Serial data speed (default)	NMEA: 9600 baud
I/O signal levels	CMOS compatible: low state: 0.0...0.4V; high state: 0.7...3.3V

Je naprogramované kompletní řízení modulu (nastavování přenosové rychlosti, četnost zasílání zpráv, výběr posílaných zpráv, cold/hot/full cold restart, apod.). Pro optimální funkčnost si komponenta na začátku komunikace nastaví modul na posílání těchto zpráv:

1. RMC – UTC čas a datum, zeměpisnou šířku a délku a rychlost
2. GGA – nadmořská výška, GPS kvalita, ID GPS satelitů použitých pro nalezení pozice
3. GSA – mód (manuální, automatický, 2D, 3D)
4. GSV – celkový počet satelitů v dohledu a jejich ID, elevaci, azimut a odstup signálům

Komponenta nám tedy dává informace o aktuálních zeměpisných souřadnicích, výšce, rychlosti, přesnosti výpočtu, koordinovaném světovém času, datu a kompletní informace o satelitech, které jsou použity pro navigaci. Tyto informace se aktualizují s příchodem každé zprávy (podle nastavení s rychlostí až pětikrát za vteřinu). V případě, že potřebuje přístup přímo ke zprávám NMEA, jsou tyto uloženy a zpřístupněny také.

4.2 Komponenta MAPA

Komponenta vychází z komponenty Panel a vykresluje na sebe mapu projeté trasy podle souřadnic, které dostává od hlavního programu. Pro jednoduchou orientaci je zvýrazněna startovní a aktuální poloha, máme také možnost měnit úroveň přiblížení v deseti krocích a libovolně posouvat zobrazení projeté trasy.



Obrázek 3: Řídicí program robotu

4.3 Komponenta AKCELEROMETR

Třiosí akcelerometr SCA3000 je připojen pomocí sběrnice SPI k hlavní řídicí desce, která se stará o vyčítání údajů s frekvencí 20 Hz. Tyto údaje (hodnoty osy x, y, z a teplota) jsou k dispozici komponentě v řídicím programu, která se stará o jejich převod na úhly v jednotlivých osách a upozorňuje operátora na nebezpečný náklon robotu.



Obrázek 4: SCA3000 module

Tabulka 3: Parametry akcelerometru SCA3000

Supply voltage	2.35 V – 3.6 V
Measuring range	±2 g
Resolution	0.75mg / 0.04°
Sensitivity	1333 counts/g
Output buffer	User enabled, 64 sampl./axis
Motion detection	User enabled
Free fall detection	User enabled
Interface	SPI max 1.6 MHz

4.4 Ostatní komponenty

4.4.1 Skládání příkazů pro servomotory

Pro komunikaci je využit protokol, který se využívá pro řízení servomotorů od společnosti Dynamixel [3] a využívá sběrnici RS-485. Pomocí tohoto protokolu řídíme všechna serva na robotu, ovládáme rychlost motorů a intenzitu LED diody. Příklad skládání příkazů pro nastavení polohy (z celého protokolu je pro modul implementován pouze tento příkaz):

$$0xFF, 0xFF, ID, 0x05, 0x03, 0x1E, val1, val2, checksum \quad (1)$$

Rozsah hodnot je v rozmezí 0x000 až 0x3FF, střed je v hodnotě 0x200. Do **val1** se uloží nižší byte a do **val2** vyšší byte pozice. Pro výpočet kontrolního součtu se používá následující rovnice:

$$checksum = \sim(ID + 0x05 + 0x03 + 0x1E + val1 + val2) \quad (2)$$

K implementaci byla vytvořena komponenta, které předáváme jen ID zařízení (servo, motor, LED) a hodnotu, která má být nastavena. Komponenta automaticky doplní hlavičku, potřebné parametry a kontrolní součet. Jednotlivé příkazy skládá za sebe, dokud nepřijde příkaz pro jejich hromadné odeslání.

4.4.2 Komponenta KOMUNIKAČNÍ PORT

Tato komponenta obstarává veškerou komunikaci mezi řídicím programem a mobilním robotem. Při její inicializaci definujeme, přes jaký port se má komunikovat (sériový port nebo ethernet přes UDP nebo TCP protokol). V případě sériového portu definujeme jeho číslo a přenosovou rychlost a v případě TCP či UDP protokolu uvádíme IP adresu cílového zařízení a port, na kterém jsou očekávána data. Po inicializaci se již s příchozími a odchozími daty pracuje stejně, je nám tedy jedno přes jaké rozhraní aktuálně komunikujeme.

4.4.3 Řízení bezdrátového modulu

Pro správu bezdrátového modulu byla vytvořena komponenta, která z něj vyčítá data a umí je nastavovat. Zobrazuje nám např. informace o síle signálu, odstupu signál-šum, aktuálním datovém toku každým směrem a kvalitě spojení. U modulu můžeme měnit SSID, frekvenci, výstupní výkon modulu, atd.

5 Závěr

V současné době je zhotoven prototyp robotu Brontes a jedna jeho lehce vylepšená verze. Oba roboty jsou osazeny stejnými snímači a jsou plně funkční. Robot je součástí velké skupiny robotů, která má sloužit pro průzkum člověku nebezpečných oblastí (po zemětřesení, požárech, atd.).

Další práce budou směřovat k implementaci funkcí pro mapování prostoru, ve kterém se roboty pohybují. To zajistí operátorovi lepší přehled o celkové situaci skupiny, tj. poloha jednotlivých robotů, překážek v terénu, atd. Tato činnost zahrnuje jednak tvorbu mapy založené na mřížkách obsazenosti a dále aktualizaci této mapy jednotlivými roboty podle aktuálních dat z jejich snímačů. Zároveň musí být roboty schopny se v této mapě lokalizovat a hlásit svoji polohu.

Poděkování

Tato publikace vznikla za podpory grantu “Podpora výzkumu moderních metod a prostředků v automatizaci “ financované z Interní grantové agentury Vysokého učení technického v Brně (číslo grantu FEKT-S-11-6).

Reference

- [1] Fastax UP500 datasheet, Technical description, *accessed on: 2.3.2011*
<http://www.fastraxgps.com/showfile.cfm?guid=f01240ea-addc-4df3-bfcf-4037e0832892>
- [2] SCA3000 datasheet, *accessed on: 2.3.2011*
<http://www.sparkfun.com/products/8791>
- [3] RX64 datasheet, <http://www.crustcrawler.com>, *Accessed on: 28.1.2010*
- [4] Virius, M. (2002). *Od C++ k C# (English: From C++ to C#)*, KOPP, ISBN: 80-7232-176-5, Czech Republic

Měřicí soustava pro sledování chybových artefaktů fotovoltaických solárních článků metodou elektroluminiscence

Kristýna FRIEDRISCHKOVÁ, Bohumil Horák

Katedra měřicí a řídicí techniky, VŠB – TU Ostrava

17. listopadu 15, 708 33 Ostrava

E-mail: kristyna.friedrichkova@vsb.cz, bohumil.horak@vsb.cz

Abstrakt:

Problematicke fotovoltaických solárních systémů je věnována v České republice v posledních dvou letech nebývalá a často širokou veřejností velmi negativně chápána mediální pozornost. Fotovoltaické solární systémy patří do skupiny alternativních zdrojů energií. Svým charakterem je jejich úspěšná aplikační implementace poplatná řadě podmínek. Životnost těchto energetických zdrojů souvisí ve velké míře s kvalitou výroby a schopností výrobců rozpoznat chyby technologie. V předloženém článku je popsána metoda měření fotovoltaických solárních článků a panelů metodou elektroluminiscence s využitím základních běžně dostupných laboratorních zařízení a programových nástrojů.

Klíčová slova: Fotovoltaické články, elektroluminiscence, měření

1 Úvod

Rozvoj aplikací fotovoltaických solárních systémů v minulých letech, zvláště v České republice je reakcí na politické tendence související s řadou faktorů. Nelze však přehlédnout rozvoj obecných technologických schopností, kdy na počátku 90. let dvacátého století došlo ke kvalitativní technologické změně výroby. Před tímto přelomem se vyráběly fotovoltaické solární články z odpadu z výroby polovodičů (pokud pomineme články vyráběné pro speciální účely, např. pro kosmický výzkum). Rozvoj standardizace a kvality výroby polovodičů, poptávka pro instalace fotovoltaických systémů v pozemních aplikacích expandoval specializaci materiálů a technologií pro jejich hromadnou výrobu. S rozvojem této výroby se rozvíjí i metody technologických a servisních měření, které mají za cíl standardizovat vyráběnou kvalitu a zajistit návratnost stále ještě vysokých počátečních investic na pořízení těchto energetických zdrojů. Během let byla vyvinuta řada metod a zařízení umožňujících sledovat parametry fotovoltaických solárních článků a z nich vytvořených panelů a jejich soustav. Předložený článek v první části klasifikuje nepoužívanější metody měření, v hlavní části se zaměřuje na problematiku elektroluminiscence, popis sestaveného laboratorního zařízení a výsledky měření. V závěru článku je shrnuto hodnocení dosažených výsledků a v krátkosti nastíněn postup dalších prací.

2 Metody měření FV článků

K zjištění správné funkčnosti FV panelu používáme různé metody. Tyto metody dělíme na dvě základní skupiny:

1. Elektrické metody

- a. Měření voltampérových charakteristik
 - Měření propustného napětí za osvětlení
 - Měření závěrného napětí za tmy
 - Měření napětí panelu za tmy s R_{ser} a R_{shunt} hodnotami.

2. Diagnostické metody

- a. Elektroluminiscenční metoda
- b. Metoda mikroplazmy
- c. Metoda světlem indukovaných paprsků LBI

- i. Metoda světlem indukovaných paprsků proudem (LBIC)
- ii. Metoda světlem indukovaných paprsků napětím (LBIV)
- d. Fotoluminiscenční metoda

2.1 Elektroluminiscence u FV článků

Tato metoda umožňuje detekci materiálových a procesních defektů – chybových artefaktů solárního článku. Ve výsledcích měření lze také pozorovat rozložení proudové hustoty v článku.

Měření začíná vybuzením fotonů přiloženým elektrickým polem, kdy se do FV článku pouští jmenovité stejnosměrné napětí a proud z regulovaného zdroje v propustném směru. Tento test se provádí v uzavřeném box za absolutní tmy a obraz z kamery je přenášen do počítače.

Jako snímací prvek jsou zde použity senzory citlivé na světlo, například CCD nebo CMOS [1].

Základem tohoto testování je nahlédnutí do vnitřní struktury panelů, která zůstává pohledu oka skrytá. Pro názornost uvádíme příklady fotovoltaických článků, které se jeví jako bezchybná.

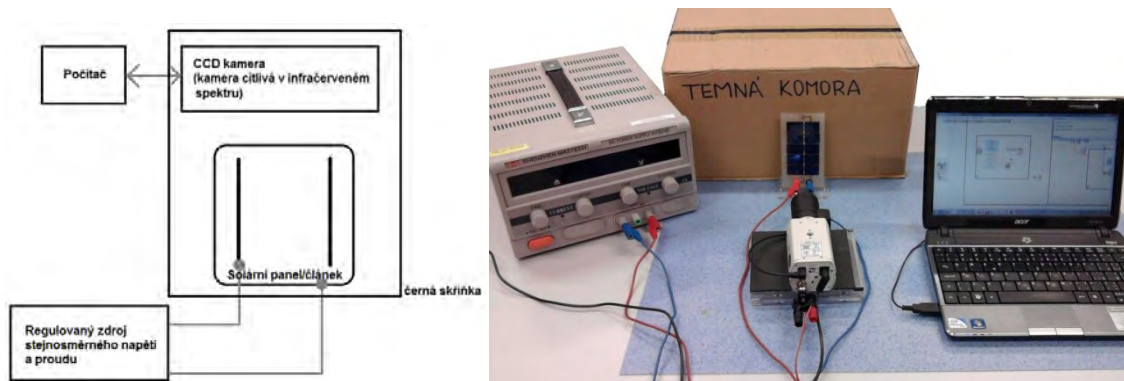
Elektroluminiscenční test dále jen ELCD test umožňuje detekci respektive zviditelnění materiálových a výrobních vad solárního článku. S jeho pomocí lze vyhodnotit jak kvalitu výrobního procesu článků, tak i případné defekty vzniklé při pozdější manipulaci s fotovoltaickými moduly. Dokáže odhalit skryté vady, nezjistitelné jinými metodami (např. flash test, V-A charakteristiky, termokamera).

Především mikropopraskliny mají zásadní vliv na dlouhodobou stabilitu výkonových parametrů fotovoltaických panelů.

Během měření můžeme pozorovat rozložení proudové hustoty v článku.

3 Demonstrační soustava pro laboratorní měření

Laboratorní soustava je založena na PC s I/O modulem pro vstup videosignálu, CCD kameře a laboratorním zdroji.



Obrázek 1: Demonstrační testovací zařízení pro měření elektroluminiscence FV panelů.

3.1 Zpracování naměřených dat

Při tomto testu se načítají data z kamery do prostředí Lab View (dále jen LW), kde jsou v daný okamžik uloženy, jako obrázek se kterým se dále pracuje.

Načtení obrazu je provedeno pomocí Vision Acquisition, ve kterém jsou nastaveny počáteční parametry kamery, např. snímání dat, rozlišení a jiné.

Uložený obraz je následně zpracováván v programu Matlab, ve kterém jsou prováděny filtrace a operace s obrazem.

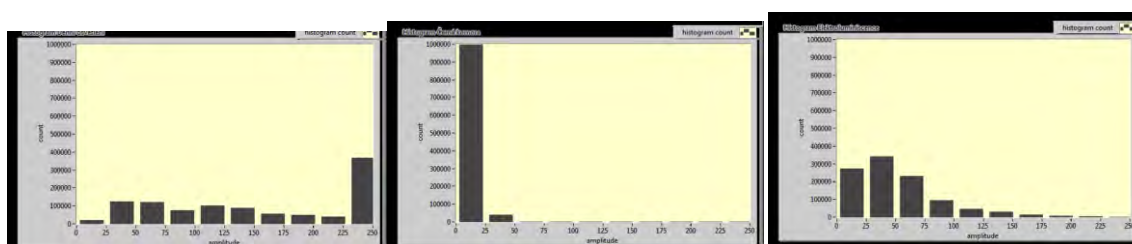
3.2 Výsledky měření

Pro porovnání obrazu byl solární panel nejdříve sejmut za denního osvětlení, následně na něj byla položena černá komora ve formě krabice a opět sejmut obraz. Následně byl připojen stejnosměrný zdroj a sejmut obraz.



a) b) c)

Obrázek 2: Ukázka sejmutí obrazu části FV článku a) FV článek za denního osvětlení, b) FV článek v temné komoře, c) FV článek připojený k zdroji ss proudu.



Obrázek 3: Histogramy sejmutých FV panelů za a, b, c podmínek.

Jelikož je při tomto měření použita relativně nekvalitní kamera je nutné od posledního sejmutého obrázku (FV panel připojen ke ss zdroji) odečíst šum kamery (sejmutý obraz za tmy).



Obrázek 4: Obraz po odečtení šumu.

4 Metody zpracování obrazu

4.1 Číslicová reprezentace obrazu

Z algoritmičeského hlediska je výhodné diskretizovaný kvantovaný videosignál (číslicový obraz) reprezentovat pomocí rastru R a kvantovaných hodnot definovaných v jeho bodech.

Metody zpracování obrazu:

- a) Metody korekce zkreslených obrazů a formulace úlohy korekce
 - Vymezení problematiky korekce
 - Metody potlačení šumu v obraze
 - Korekce lineárních, nelineárních a geometrických zkreslení

b) Metody a metodologie preparování a zlepšení vizuální kvality obrazů

- Prahové metody preparování obrazu
- Lineární a nelineární metody preparování
- Lineární metody
- Kombinované metody využívající specifika vizuálního vnímání
- Geometrické transformace

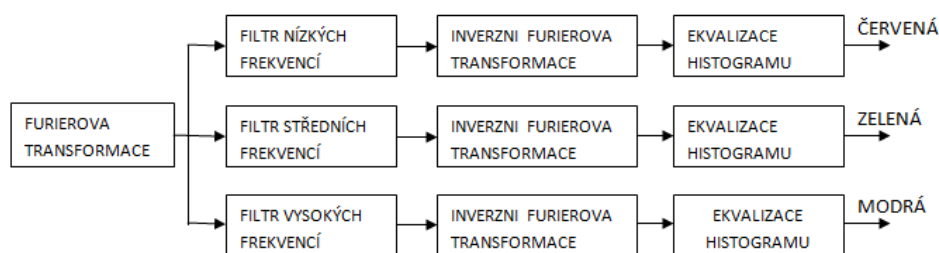
Lineární metody zpracování obrazu jsou v podstatě rozšířením metod korekce lineárních zkreslení. Je možno je chápat také jako optimální lineární filtraci signálu v šumu. Pod pojmem šum rozumíme detaily v obraze, které pro danou úlohu analýzy obrazu nejsou důležité. Tuto filtraci je možno realizovat v prostorové nebo spektrální oblasti. Pozorovaný obraz přitom považujeme za aditivní směs zvýrazňovaných objektů a pozadí obrazu.

Za lineární metody zpracování obrazu lze považovat metody sčítání a odčítání obrazů mezi sebou, superpozice obrazu obrazem extrahovaným nebo preparovaným z jiného obrazu či totožného obrazu.

Dle rozsahu implementace algoritmů mluvíme o globální adaptaci obrazu nebo jen lokální, kdy jsou algoritmické přepočty obrazu implementovány jen na jeho část.

Pokud uvažujeme filtraci ve spektrální oblasti, je zřejmé, že objekty mající malý geometrický rozměr budou mít frekvenční oblasti maximum ležící v oblasti vysokých prostorových frekvencí. Při extrakci větších detailů v obraze se maximum spektra posune oblastí nižších prostorových frekvencí

Z tohoto vyplývají i zásady používání při preparování obrazu. Chceme-li extrahovat malé detaily – potlačujeme nízké frekvence. Potlačovat vysoké frekvence – pokud nám jde např. o vyhlazení obrazu.



Obrázek 5: Blokové schéma preparování obrazu ve spektrální oblasti s pseudobarvením.

4.2 Zvýšení lokálního kontrastu pomocí transformace histogramu, Rankové metody preparování obrazu (dále jen RM)

RM se mohou používat ve všech operacích zpracování obrazů. Používají se pro standardizaci a vyhlazování obrazů, zvýraznění detailů obrazů, vyčleňování objektů z pozadí obrazu a detekci hranic objektů

Poslední výzkum metod preparování obrazu vedl ke zevšeobecnění prahových metod s metod využívajících histogram obrazu. V publikacích byly navrženy a prozkoumány rankové algoritmy zpracování obrazu, které vycházejí z rankových charakteristik posloupností obrazových bodů pro různé druhy okolí. Mnohé nelineární transformace mají společný metodologický základ a možno je považovat za speciální případy rankových transformací. Rankový algoritmus realizuje nelineární transformaci signálu. Tvar nelineární funkce závisí na dané podmnožině rankových statistik určitého výběru vzorků, tvořeného vzorkem signálu a nějakým jeho okolím. Výběr statistik a okolí bodů je velmi významné.

RM v porovnání s metodami lineární filtrace jsou více lokálně adaptivnější, protože vycházejí z histogramu okolí, které je lokální charakteristikou obrazu. Nemají prostorovou setrvačnost – vliv jednotlivých detailů se rozprostírá ve výsledném obraze do vzdálenosti

apertury použitého filtru. Důsledkem této setrvačnosti je např. rozmazávání hranic detailů nebo jejich zkreslení tvaru při extrakci z pozadí.

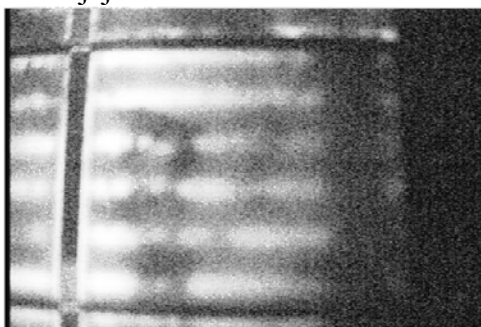
Principiálním nedostatkem RM je to, že tyto metody nevyužívají prostorovou souvislost mezi obrazovými body. Toto se projeví ve skutečnosti v histogramu relativních četností hodnot videosignálu v okolí daného bodu rastru.

4.3 Zvyšování detailnosti obrazu

Zvýraznění detailů v obraze je protikladem k metodám vyhlazování obrazů. Při vyhlazování se rozdíly detailů stírají. Při zvýrazňování detailů je cílem tyto rozdíly zvětšit. Proto se zvýšení detailnosti obrazu nazývá také zvýšením lokálních kontrastů (dále jen ZLK).

ZLK se dosahuje prostřednictvím měření hodnot videosignálu v daném obrazovém bodě a hodnot videosignálu v bodech jej obklopujících a pomocí zesílení těchto rozdílů.

Nejznámější a nejjednodušší metodou je metoda neostré masky, dále pak metody klouzavé ekvalizace histogramu a její zevšeobecněná varianta metoda mocninné intenzifikace.

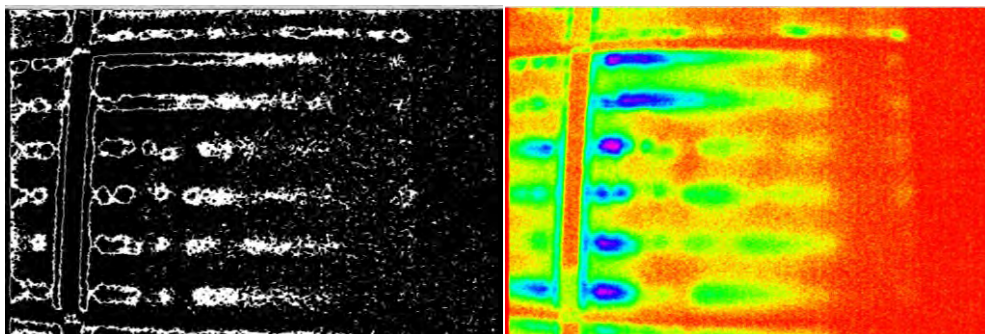


Obrázek 6: Obraz po ekvalizaci.

4.4 Detekce detailů a jejich hranic

Algoritmy pro zvýšení lokálních kontrastů a extrakce detailů jsou velmi podobné algoritmům detekce detailů a jejich hranic. Tyto algoritmy preparování obrazu zjišťují míru statistického nesouladu mezi charakteristikami rozdělení hodnot videosignálu v bodech celého okolí centrálního bodu a danými statistickými charakteristikami, které popisují rozdělení hodnot videosignálu v hranicích detailů.

V případě úlohy detekce detailů se rozměr okolí volí blízký rozměru detailů, které je třeba detekovat. V případě detekce hranic detailů, je třeba tento rozměr volit v rozsahu rozměru hranic detailů. Samotná detekce se sestává přitom z porovnání vypočítané míry shody se zvoleným prahem.



Obrázek 7: Zvýraznění hran, Lineární transformace rastru sledovaného článku s využitím zvýraznění artefaktů metodou pseudobarvení.

5 Závěr

V rámci řešení se tým seznámil s problematikou měření charakteristik fotovoltaických solárních článků a panelů. Byla navázána těsnější spolupráce se společností Schot Solar a jejím výrobním závodem ve Valašském Meziříčí. Problematika byla zpracována do výukových materiálů a praktických cvičení realizovaných v rámci výukového procesu na VŠB-TUO.

Popisovaná metoda elektroluminiscence je použitelná jak pro mezioperační kontrolu, tak servisní měření a sledování vývoje chybových artefaktů sledovatelných v ploše solárních fotovoltaických článků nebo panelů např. během životnostních zkoušek.

Cílem laboratorní realizace bylo seznámení se s problematikou a vytvoření jednoduchého laboratorního systému podpořeného schopnostmi nástrojů pro preparaci obrazu matematickými metodami pro získání výsledků alespoň přibližně porovnatelných s profesionálními nástroji.

Shrme-li dosažené laboratorní výsledky měření, je možno konstatovat, že se podařilo sestavit funkční měřicí řetězec ze standardně dostupných komponent a pomocí jednoduchých programových nástrojů získat výsledky velmi podobné poskytnutým profesionálním snímkům.

Řešitelský tým předpokládá další práci nad tematikou související budoucí realizací do komerčně využitelné aplikace technologického, provozního i servisního měření stavu fotovoltaických solárních článků a panelů.

6 Poděkování

Problematika byla podpořena řešením a výsledky řešení projektu „Komplexní automatizace řízení sluneční clony“ podpořeného z veřejných prostředků MPO ČR v programu TIP FR TI1/231.

Literatura

- [1] Vaněk Jiří, Vysoká učení technické v Brně [online]. 16.8.2010 [31.12.2010]. Dostupné z < <http://www.asb-portal.cz/tzb/energie/diagnosticke-metody-fotovoltaickych-clanku-2100.html> >
- [2] Hofman Pavel, Pospíšil Jiří. firma ABOT fotovoltaická zařízení s.r.o, [online], 2010 [31.12.2010], Dostupné z < <http://www.abot.cz/cs/o-nas> >
- [3] Wikipedia [online], 6.2.2010 [23.2.2011], Dostupné z http://cs.wikipedia.org/wiki/Optické_jevy_v_polovodičích
- [4] Solární novinky, 2010 [23.2.2011], Dostupné < <http://www.solarninovinky.cz/2010/index.php?rs=4&rl=2010070104&rm=15:91> >
- [5] Leonid Jaroslavskij, Ivan Bajla, Metódy a systémy číslicového spracovania obrazov, 1.vyd, Bratislava: Alfa, 1989. ISBN 80-05-00046-4

MEASUREMENTS OF MULTI-COPTER PROPULSION SYSTEMS

Jan GEBAUER

Department of Control Systems and Instrumentation VŠB-Technical University Ostrava

Ostrava, Czech Republic

E-mail: jan.gebauer@vsb.cz

Abstract:

This contribution describes the usage of the ducted fan as a possible actuator of a multi-copter vehicle. The measurements are focused on both dependence of forward thrust on current consumption and on dependence of forward thrust on RPM. The measurement results of the ducted fan are compared with the measurement results of a regular propeller. The dependence of actual efficiency on static thrust, playing an important part in stability control of multi-copter vehicle, creates one of the most interesting sections of this article.

Keywords: UAV; ducted fan; quadro-copter; multi-copter; static thrust

1 Introduction

While most of today's RC scale model was created as a functional copy of the actual machinery and transport equipment, the quadro-copter was the opposite. Even the Nazis tried to make a flying device, based on a similar principle, known as the hovercraft today. Their studies failed on the high demands of power consumption. Another was Boeing, which had attempted to make a four-propeller hovercraft as the combination of four helicopters and airships in one platform. The machine crashed shortly after takeoff, four pilots died. For long period of time the development of similar devices was almost stopped. Turnover came today, when experiments are safer thanks to computer simulations. What has changed is the approach to the production of prototypes, because today's operational models of quadro-copter have been formed from the small RC models. Development of the quadro-copter is still ahead, and models are becoming increasingly sophisticated. Development is separated to several directions. The first research direction is multi-copter hovercraft for military purposes (espionage, launch vehicles, etc.). Another research direction is the entertainment industry (toys and RC models). The last direction is the research for civilian purposes such as monitoring of terrain or building roofs. An important contribution is usage of the quadro-copter for the fire or police purposes. The civilian application is important for VSB-TUO. The most important elements of quadro-copter research are equipment sensors, control system, precise navigation, wireless communication and finally extension of the flight time. Prolongation of the flight time is briefly elaborated in this article.

2 Description Of The Measurement

Quadro-copter consists of several components, including:

- Chassis
- Propulsion
- Control electronics
- Batteries

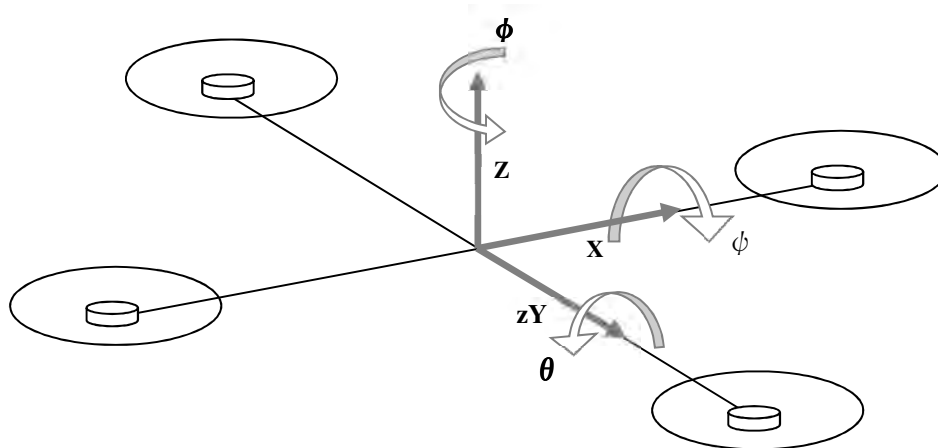


Figure 1. Six degrees of freedom on quadcopter

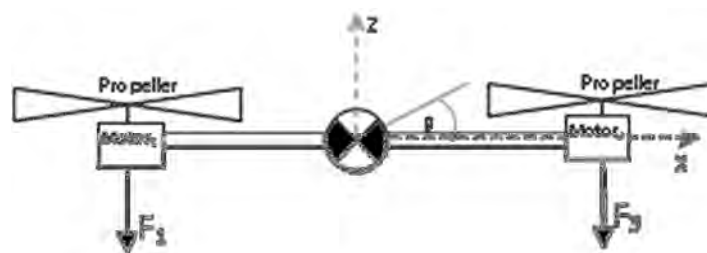


Figure 2. Force decomposition of the one axis of quadcopter

Control system has to work in a very short time intervals. That is the reason why the drive of the propeller plays the most significant part in control loop. Dynamic characteristics of the propeller drive are dependent on many factors. The most important factor is the density of the surrounding air, which is dependent on altitude, temperature and humidity. Selection of the appropriate propeller can significantly affect the dynamic properties of the drive. The traffic delay that occurs during changes in static thrust of the propeller drive is the most significant nonlinearity. The control is significantly refined by minimization of nonlinearities. To improve the power consumption, it is important to focus on engines and their properties. We are focused to improve the performance of the whole propeller drive system, which consists of a propeller, engine and speed controller. The testing stand is composed of the propulsion system and the frame, which is located on a flexible beam. By measuring the deflection of the beam, we can measure the static thrust of the propulsion system.

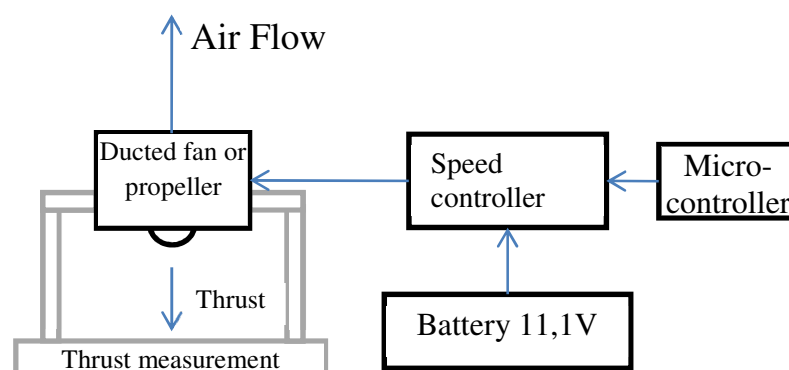


Figure 3. Scheme testing stand for ducted fan



Figure 4. Testing stand for propeller drive

The propulsion system must have a quick response. Above all, it must be able to change the static thrust quickly. This can be achieved by the AC motors. The AC motors are used in the vast majority of today's applications. To control the speed of AC motor, it is necessary to use a frequency converter. In our case, the frequency converter with high power efficiency is used. Control of an engine speed is performed using data connection between the frequency converter and the microcontroller. The feedback control and faster changes of speed are enabled by the data connection between frequency converter and micro-controller. Compared to conventional frequency converter, which are controlled by PWM signal, the data connection is much more preferable. Efficiency of the frequency converter is approximately 95 %. Another element of the propulsion system is the motor, which should have a minimum rotating mass and high efficiency. The engines we use to measure are from LaHeli and Himax. Parameters of both used engines can be found in Table 1.

TABLE I. PREFERENCES OF USED MOTORS LAHELI AND HIMAX

	LaHeli LAU 20-1300	Himax A2825-3600
Weight [g]	25	138
Max. power [W]	70	400
Max. speed [RPM]	17 000	50 000
RPM on Volt [RPM/V]	1 300	3 600
Optimal current [A]	4 - 7	15 - 35

The engines are intentionally different as each one is determined to a different propulsion system. Two propulsion systems were tested. The drive of current quadro-copter (from the original model) was tested at first. It is a less powerful propulsion system which uses 70W engine and 180mm propeller. Shapes of the propeller are optimized by the manufacturer for the best static thrust. The effectiveness of the propeller is approximately 65 % at operating speed.

The second drive system is a ducted fan MULTIPLEX DF-69, which should replace the original propulsion system. The reason for the exchange of the propeller drive is its higher efficiency due to the influence of different aerodynamic accessories. The ducted fan was driven by the above-described engine HiMax A2825-3600. Parameters of the DF-69 are described in Table 2.

TABLE II. PROPERTIES OF THE DUCTED FAN DF-69

Rotor diameter [mm]	69
Static thrust [N]	8,70
Amount of rotor blades	5
Amount of stator blades	4
Max. speed [RPM]	46 000



Figure 5. Ducted fan MULTIPLEX DF-69

The frequency converter used in the measurement is a Jeti JES / Advance 40-3P. Unlike regular drivers, Jeti allows to set two different values in advance (pre-ignition) to optimize the operation of double-pole and six-pole engines.

Batteries used for measuring were the G3 Hyperion Li-Poly 2500mA-3S 11.1V.

3 Prolongation Of The Flight Time

In order to meet the objectives of extending the flight time it is necessary to focus on maximizing the effectiveness of each of the components of the propulsion system. The total time that is possible to spend with quadro-copter in the air depends on energy consumption and capacity of used batteries. A very important factor is the total time of flight mass which affects the amount of energy needed to maintain quadro-copter in the air.

Total flight time can be extended by lowering the quadro-copters weight, increasing efficiency of the propulsion system and using appropriate batteries. A suitable battery is when the ratio of stored capacity per kilogram (Wh/kg) is the highest possible. For the measuring commercially available Li-Po batteries are used. They are able to reach up to 600Wh/kg and can deliver current up to 25 times higher than the nominal capacity of the battery.

4 Measuring conditions

Properties of the both two propulsion systems were measured on the same stand. The same set of components (stand, battery, frequency converter, microcontroller, sensors and measuring instruments) was used to measure the propulsion system. Changes in the measurement were only in the terminal stages (engine + propeller / ducted fan). During the measurement the temperature was 18,3°C. Laboratory humidity was 51 %, atmosphere pressure 98945,3Pa, density of air 1,2016kg.m³. Measurements were performed using the following devices:

- Speed - Laser tachometer EXTECH.
- Static thrust - Using a tensometer placed on the deformed beam.
- Current - Current clamp CA60 attached to an oscilloscope Agilent U1604A.
- Voltage - Using an oscilloscope Agilent U1604A.
- Air flow - Anemometer LTLutron YK-2001TM.

Measurement results are shown in the charts below.

At first the properties of the current propeller of the quadro-copter were measured. Dependence of static thrust and power consumption of the propeller drive according to speed can be observed in Fig. 6. Power consumption was determined by the value of current flowing through the battery and voltage.

The optimal values of energy consumption were calculated, results are shown in the following chart (Fig. 7.). Fig. 7 shows the dependence of P/T on RPM. P/T is ratio of power in Watts on 1 Newton so the unit is [W.N⁻¹]. The lower the value of P/T means the better the energy balance.

At Fig. 7 an optimal value of RPM (operating point) is recorded when the propulsion system works with maximum efficiency. For the propeller it is at about 4163RPM. This equates to 50 % of range of full speed and matching static thrust 0,94N.

Quadro-copter with four engines using a propeller drive and one battery weighs 550g. Therefore it is a need to develop thrust about 5,7N for hover flight. This needed thrust also includes losses during movement of the cushion of air near the ground.

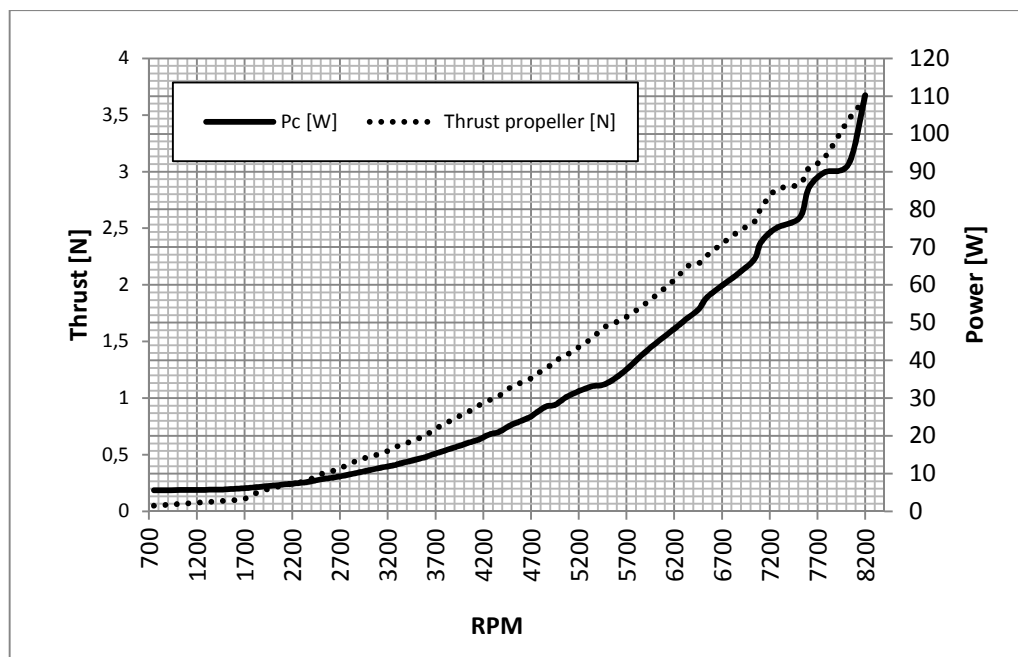


Figure 6. Measurement of static thrust and power consumption of the propeller drive, depending on the RPM

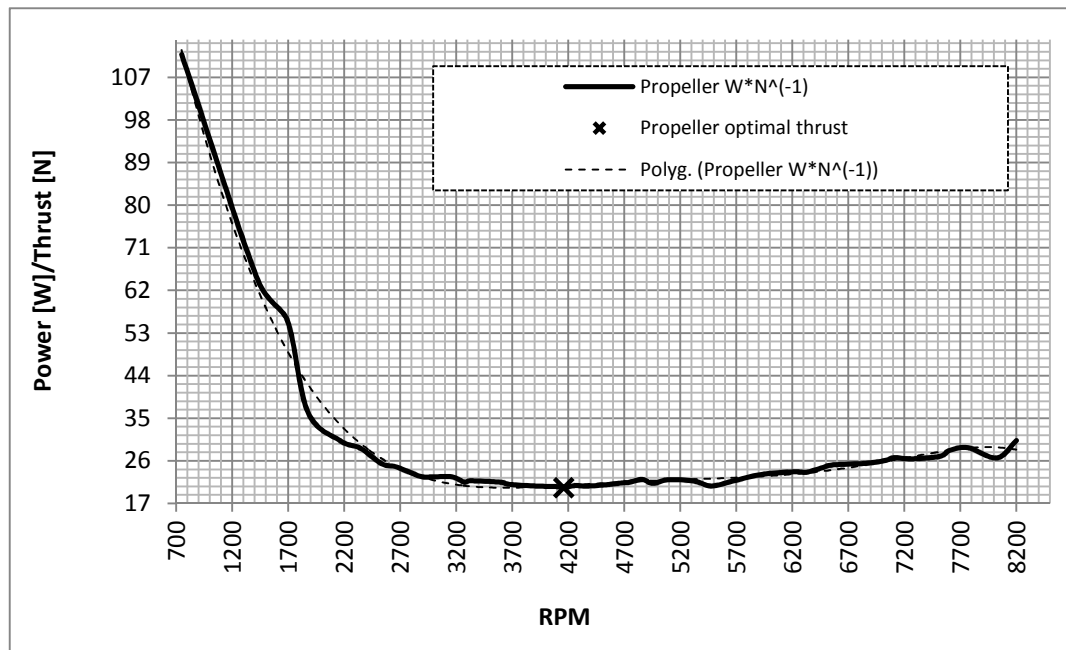


Figure 7. Dependence of P/T on RPM

In order to make this hover flight, it is necessary to adjust the engine speed around 5100RPM corresponding to the necessary thrust of 5,7N. But the drive is working inefficiently at this speed setup.

Using a single battery the flight time is approximately 15,31min. When using two batteries, weight increases to 750g. The engine speed must be increased to 6000RPM and flight time is extended only to the 21,29min. It can be concluded that the manufacturer supplied propellers are not selected well because they have a working point at lower value of speed than is needed. The capacity of battery was increased to 200 % of previous capacity and the flight time was extended only to 139,06 % which is inefficient.

In another measurement the ducted fan was tested. By the manufacturer indicated static thrust 8,7N was observed only briefly at 37800RPM. It was caused by a battery which has a 12,6V charged state, but the voltage at load drops and settles to approximately 11,9V. At this reduced voltage is propulsion system able to stably maintain the 34500RPM. Compared to propeller drive, the ducted fan is using higher RPM.

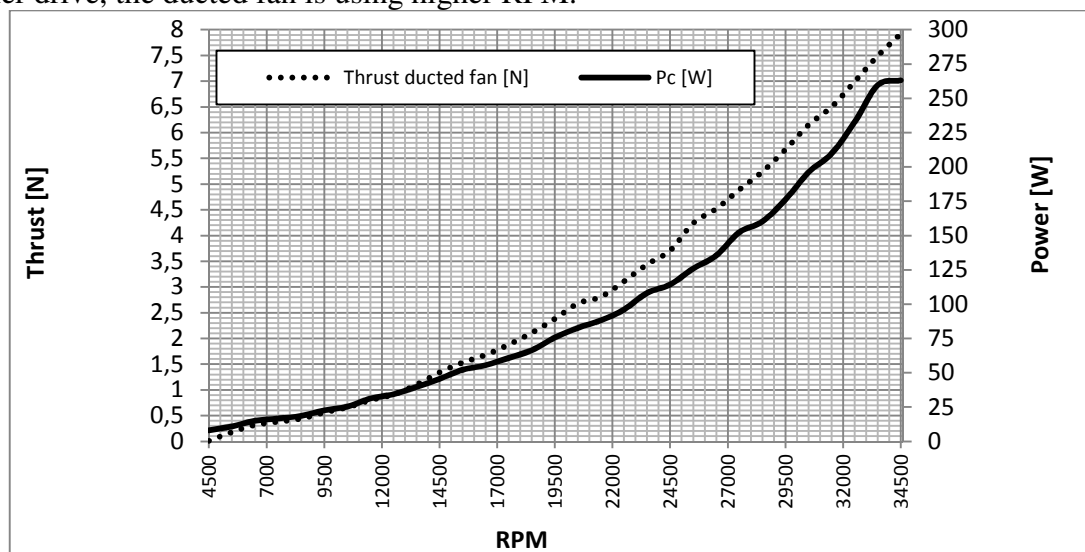


Figure 8. Measurement of static thrust and power consumption of the ducted fan drive, depending on the RPM

Curves in Fig 6 and 8 have a similar pattern. Dependence of P/T on RPM shows that the operating point of the ducted fan drive is about 25500RPM which corresponds to 72 % of range of full speed.

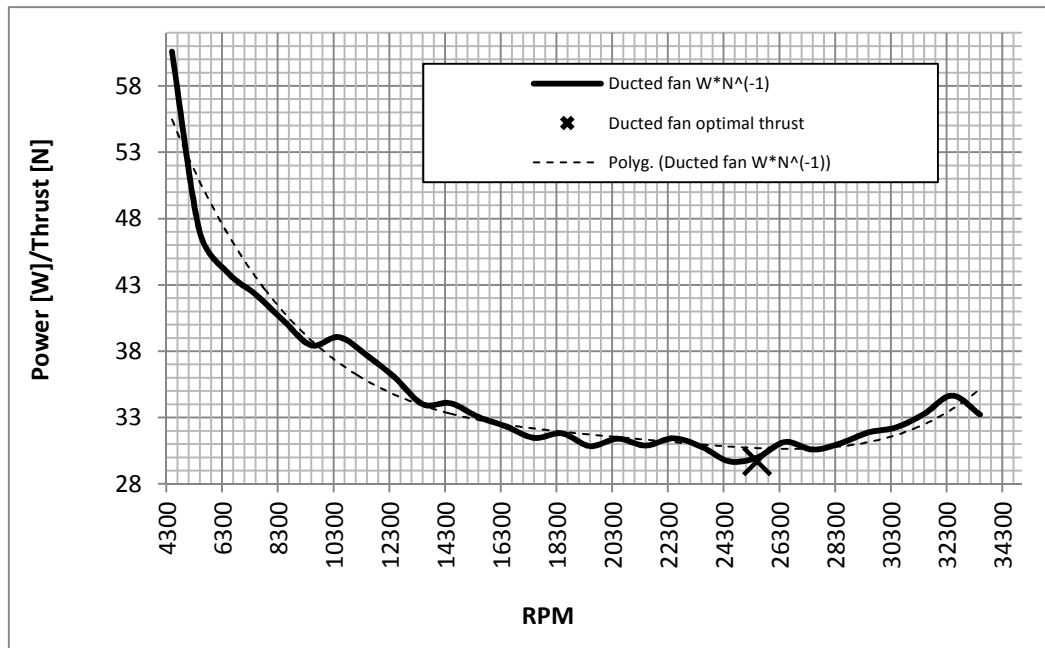


Figure 9. Dependence of P/T on RPM

If this type of drive is used instead of a propeller drive, the weight of quadro-copter with one battery will increase from 550g to 1268g, which corresponds to the necessary thrust 12,80N. This thrust will be reached by four ducted fans at 23000RPM.

When using two batteries, quadro-copter will weigh 1468g and required thrust is 14,88N. This thrust will be reached at 24600RPM. The working point is very close to the desired value, but power consumption is significantly higher than with the propeller drive. Flight time with one battery is 4,93min. When using two batteries, the flight time is extended to 8,26min. The capacity of battery was increased to 200 % of previous capacity and the flight time was extended to 167,5 % which is more efficient than the propeller drive.

The progress of the current at maximum load of the ducted fan can be observed at Fig 10. Note that the inducted energy is returned from engine to the battery.

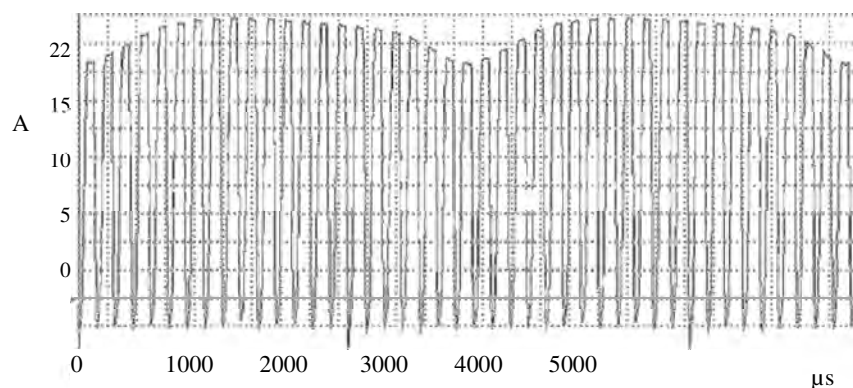


Figure 10. Current waveform at 100% load of ducted fan

5 Conclusion

The measured data show that the use of power of the ducted fan has much higher efficiency. Figures 7 and 9 show the dependence of consumption P/T on RPM, both drives are not very different. The lower value of P/T of the propeller drive is $20,3W.N^{-1}$ and of the ducted fan drive P/T is $29,6W.N^{-1}$. The critical problem is ducted fan's weight which is 210g against the weight of the propeller engine, which is 42g. Another finding is the higher efficiency of the ducted fan drive, which is approximately 72 %. This value is counted as losses in the motor, frequency converter and fan. The effectiveness of the propeller drive is only about 50 %.

Ducted fan DF-69 is an ideal propulsion system for the quadro-copter, but it can't be used because of its weight. Using the ducted fan drive has the advantage of higher static thrust. Quadro-copter with this drive has a higher cruising speed and can carry additional mass.

A more rational solution is to increase the efficiency of the existing propeller drive. To solve this tendency the propeller must be supplemented by ring with diffusers, like the ducted fan to optimize airflow around the propeller. The propulsion system must be kept at low weight and high efficiency in advantage of the prolongation of flight time.

6 Acknowledgement

This work was partially supported by project FRVŠ č.2943/2010 - Experimentální výuka nového předmětu "Řídicí systémy letadel".

7 References

- [1] Astrom K. J. and Wittenmark B., Computer-Controlled Systems: Theory and Design, Prentice-Hall, Information and Systems Sciences Series, third edition, 1996. ISBN 0133148998.
- [2] 8. Automated Imaging Association, Machine vision online. May 2009.<http://www.machinevisiononline.org/>
- [3] Barnes W. McCormick, Aerodynamics Aeronautics and Flight Mechanics, John Wiley & Sons, New York, 1995. ISBN 0-471-57506-2.
- [4] Gordon Leishman J., Principles of Helicopter Aerodynamics, Cambridge University Press, 2000. ISBN 0-5216606-0-2.

VYUŽITÍ MEMS AKCELEROMETRU PRO MĚŘENÍ JÍZDNÍHO POHODLÍ NA SEDADLE

Martin JURÁNEK, Jiří KULHÁNEK

Katedra automatizační techniky a řízení, VŠB TU Ostrava

Kolejní 2906/4, 612 00 Brno

E-mail: martin.juranek@vsb.cz, jiri.kulhanek@vsb.cz

Abstrakt/Abstract:

Vibrace působící na člověka za provozu vozidla prostřednictvím sedadla mohou být nejen zdrojem sníženého pohodlí, ale mohou způsobovat například předčasnou únavu či dokonce různé nemoci především zad. Sedadla se proto navrhují i s ohledem na minimalizaci těchto nežádoucích vibrací. Měřením jízdního pohodlí se zabývá několik norem, ve kterých je specifikováno za jakých podmínek a jakými nástroji by se takováto měření měla provádět. Je zde i popis vyhodnocení naměřených dat. V této práci je popsáno měření jízdního pohodlí pomocí digitálního tříosého MEMS akcelerometru, který komunikuje pře CAN. Jako měřicí zařízení je použit systém cRIO.

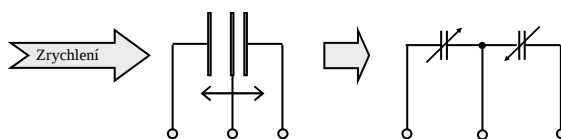
Klíčová slova/Keywords: cRIO, MEMS, accelerometers, ride comfort

1 Úvod/Introduction

Pro měření jízdního pohodlí a to nejen na sedadle se používají různé snímače zrychlení – akcelerometry. Pro měření jízdního pohodlí na sedadle se používají snímače, které by měly být schopny měřit zrychlení (RMS) od $0,1 \text{ m/s}^2$ do 10 m/s^2 na frekvencích od 0,1 až 80 Hz a to nejlépe ve třech navzájem kolmých osách současně.

V této práci byl pro měření jízdního pohodlí použit MEMS akcelerometr (Micro-Electro-Mechanical Systems) typ MMA7456. Jde o miniaturní a levné typy snímačů zrychlení, které dokážou pracovat v několika uživatelem volitelných režimech. Použitý snímač je tříosý s volitelnými rozsahy $\pm 2g$, $\pm 4g$, $\pm 8g$. Snímač je digitální, dokáže komunikovat přes SPI nebo I²C sběrnici, díky tomuto řešení je možné snadno provádět změny nastavení snímače. Zrychlení přečtené ze sběrnice může být v podobě 8 nebo 10 Bit čísla a to pro všechny osy. V praxi to vypadá tak, že pro každou osu je zde jeden registr pro 8 Bit přesnost a dva registry pro 10 Bit přesnost (čte se zvlášť horní a dolní úroveň). V této práci je využíván pouze rozsah $\pm 8g$ a je využíváno 10 Bit čísel. To znamená, že na celý rozsah připadá 1024 hodnot, tím je dána citlivost snímače která je 64 hodnot / 1g.

Tento typ snímače dokáže měřit i statické zrychlení (gravitační). Po zapnutí snímače je vhodné nastavit offset (posunutí os na očekávanou hodnotu statického zrychlení-gravitace), k tomu zde slouží 6 registrů, do nichž se zapisuje hodnota vypočítaná z naměřeného zrychlení. Nastavené hodnoty ve snímači zůstanou do odpojení napájecího napětí. Snímač má dvě volitelné vnitřní frekvence měření a to 125 Hz a 250 Hz. Tento akcelerometr je kapacitní, je tvořen poměrnými kondenzátory s pohyblivou částí a třemi elektrodami (Obrázek 1).

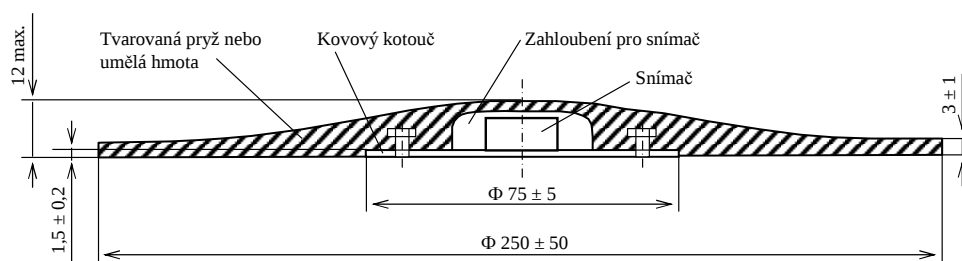


Obrázek 1 Princip MEMS akcelerometru

Celý snímač se skládá ze dvou desek plošných spojů, které jsou připájeny dohromady. Na jedné desce je MEMS akcelerometr, který přes SPI komunikuje s druhou deskou, na které je jednočipový procesor, ten obstarává komunikaci s okolím přes CAN, takže je možné využívat celou síť snímačů. Pro propojení je použit síťový konektor RJ-45. Díky tomu je propojování jednoduché a síť senzorů snadno rozšiřitelná. Výhodou je i to, že síťové kabely jsou tvořeny 8 vodiči, které jsou v párech smotaný dohromady – stejně jako u sběrnice CAN. Jsou využity všechny vodiče kabelu (2 - napájení, 2 - CAN, 4 – programovací pro konfiguraci mikroprocesoru).

2 Umístění snímače

Umístění akcelerometru a jeho uchycení je popsáno v normách, akcelerometr by měl být připevněn na tenkém disku o průměru $250 \text{ mm} \pm 50 \text{ mm}$. Disk se snímačem nesmí nepříznivě ovlivňovat komfort člověka ani nadměrně deformovat sedadlo. Na následujícím obrázku je polotuhé řešení uchycení snímače.



Obrázek 2 Polotuhé uchycení snímače

Měření jízdního pohodlí se provádí v závislosti na tom, co považujeme za zdroj vibrací. V tomto případě jsou ověřovány vibrace působící na řidiče přes sedačku. Snímač by měl být umístěn tak, aby měřil vibrace, které jsou přenášeny ze sedadla na lidské tělo (přibližně uprostřed sedačky pod kyčelními klouby řidiče).



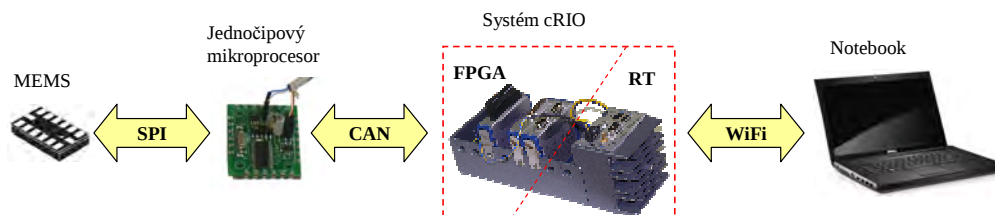
Obrázek 3 Umístění snímače na sedačce a vyznačení směrů měření

Pro měření je možné použít i dalších snímačů (zádová opěrka na sedadle, snímač pod nohama, snímač na podlaze), je pak možné zjistit i tlumení sedačky, protože pak máme k dispozici i změřený budicí signál [3] a [5].

3 Popis sběru dat

Pro měření je zde použito zařízení cRIO, které je produktem National Instrument (NI). Toto zařízení se skládá z controlleru (NI cRIO – 9014) a boxu (NI cRIO – 9104) do kterého se zasouvají I/O moduly a v němž je programovatelné hradlové pole (FPGA). Controller má vlastní procesor, operační paměť, 2 GB flash paměť pro ukládání dat. Toto zařízení bylo zvoleno pro svou robustnost, odolnost, nízkou spotřebu energie, malé rozměry, přesnost a variabilitu možností použití různých I/O modulů. Díky těmto vlastnostem je možné ho používat i pro měření za jízdy, kdy na něj působí vibrace. cRIO může být ovládáno přímo

počítačem, ale může také pracovat zcela nezávisle. Pro komunikaci se snímačem byl použit CAN modul NI cRIO – 9853, který je vybaven dvěma vysokorychlostními porty. Data jsou přenášena rychlostí 1 Mb/s.

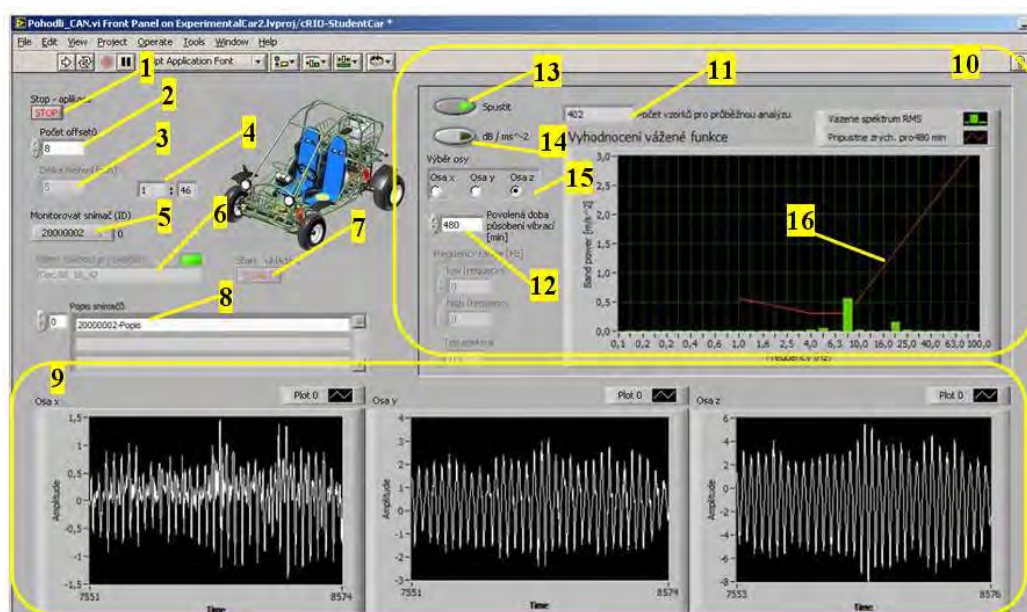


Obrázek 4 Blokové schéma měření zrychlení MEMS senzorem přes CAN.

Sběr dat je řízen pomocí skupiny aplikací vytvořených v LabView a spouštěných přímo na cRIO. Ovládání měřicí aplikace se v tomto případě provádí přes notebook, který je připojený k cRIO přes WiFi. Pro realizaci měření jízdního pohodlí zde stačí přes CAN připojit alespoň jeden výše popsaný akcelerometr. Jednotlivé I/O moduly cRIO se zasouvají do programovatelného pouzdra, kde v FPGA běží aplikace, která vysokou frekvencí sbírá data z CAN a zpátky posílá různé příkazy. Hlavní část aplikace je vytvořená v realtimeové části cRIO, která se chová podobně jako PC, ale umožňuje realizaci úloh v reálném čase. Mezi oběma aplikacemi jsou vytvořeny 2 DMA FIFO fronty, které zabraňují ztracení dat jak při čtení nebo zápisu. Ty by jinak vznikaly při komunikaci mezi aplikacemi s různou rychlostí (na RT části rychlost jednotlivých paralelních smyček aplikace kolísá v závislosti na právě prováděné operaci). Všechny potřebné aplikace zde byly vytvořeny v programu LabView 2009.

4 Popis měřicí aplikace

Měřicí aplikace je navržena tak, aby před spuštěním měření nebylo nutné cokoli nastavovat. Po spuštění se automaticky provede načtení všech připojených snímačů, jejich vnitřní nastavení (frekvence vzorkování, rozsah,...) a automatické nastavení offsetu. Měřená data se průběžně ukládají do binárního souboru. Po skončení měření je potřeba provést převedení dat do Excelu pomocí jednoduché pomocné aplikace určené pro PC. Ta byla původně automaticky spouštěná po ukončení každého měření, ale z důvodu práce s velkým množstvím dat a tedy i časové náročnosti byla přizpůsobena pro PC. Během měření je možné zobrazovat signál ze snímače a spustit průběžný výpočet váženého 1/3 oktávového spektra pro vybraný snímač a osu. V grafu je zobrazena i povolená hladina vibrací pro zvolený čas.



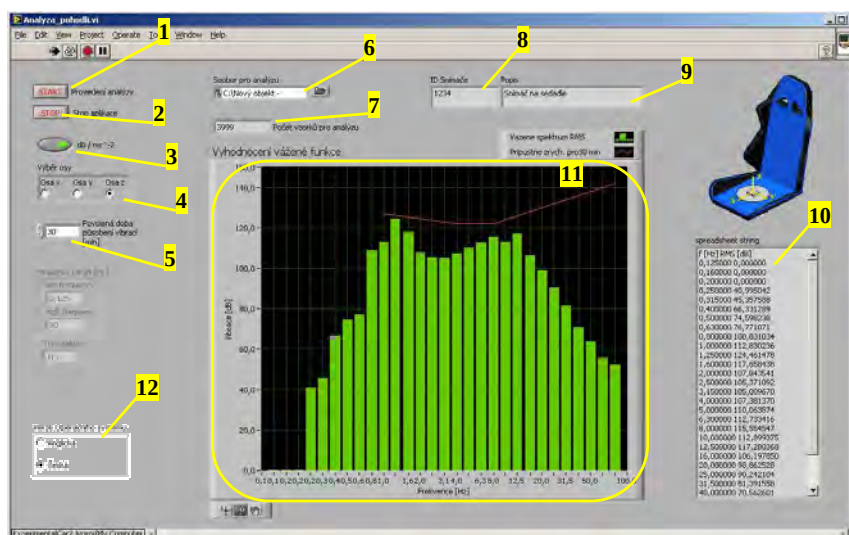
Obrázek 5 Aplikace pro měření vibrací s CAN senzory.

- | | |
|--------------------------------------|--|
| 1 Zastavení aplikace | 9 Časový průběh zrychlení |
| 2 Nastavení počtu offsetů | 10 Průběžná analýza |
| 3 Nastavení délky měření | 11 Počet vzorků použitých pro analýzu |
| 4 Čas probíhajícího měření | 12 Čas, pro který se nastaví povolená úroveň vibrací |
| 5 ID snímače pro zobrazení a analýzu | 13 Spuštění analýzy |
| 6 Název souboru | 14 Zobrazení zrychlení v dB |
| 7 Spuštění ukládání dat | 15 Výběr osy k analýze |
| 8 Možnost popsání připojených sním. | 16 Hranice povolených vibrací pro daný čas |

Tato aplikace je vytvořena především z důvodu měření jízdního pohodlí na sedadle vozidla, ale může být bez jakéhokoli zásahu použita i pro jiná měření s využitím jednoho i více výše popsanych snímačů.

5 Vyhodnocení dat

Konečné vyhodnocení dat se provádí po ukončení měření, k tomuto účelu byla v LabView vytvořena aplikace, kterou lze spouštět na PC pomocí LabView, nebo po nainstalování přímo. Analýza dat je zde téměř stejná jako v aplikaci pro měření s tím rozdílem, že v měřicí aplikaci se provádí průběžná analýza z části naměřených dat a zde jsou vyhodnocována data z celého záznamu. Data se načítají ze zvoleného souboru, každá osa snímače se analyzuje zvlášť. V aplikaci je z naměřených dat vytvořeno 1/3 oktávové spektrum, pomocí něhož se posuzuje jízdní pohodlí. Pro 1/3 oktávové spektrum byla nastavena nejnižší střední frekvence 0,125 Hz a nejvyšší střední frekvence 80 Hz. Jednotlivá pásma spektra jsou v aplikaci vážena váhovou funkcí (Obrázek 7) podle normy a směru působení vibrací. Vážení se používá proto, že vibrace na různých frekvencích mají na lidský organismus jiný vliv.



Obrázek 6 Ukázka aplikace pro vyhodnocování měření

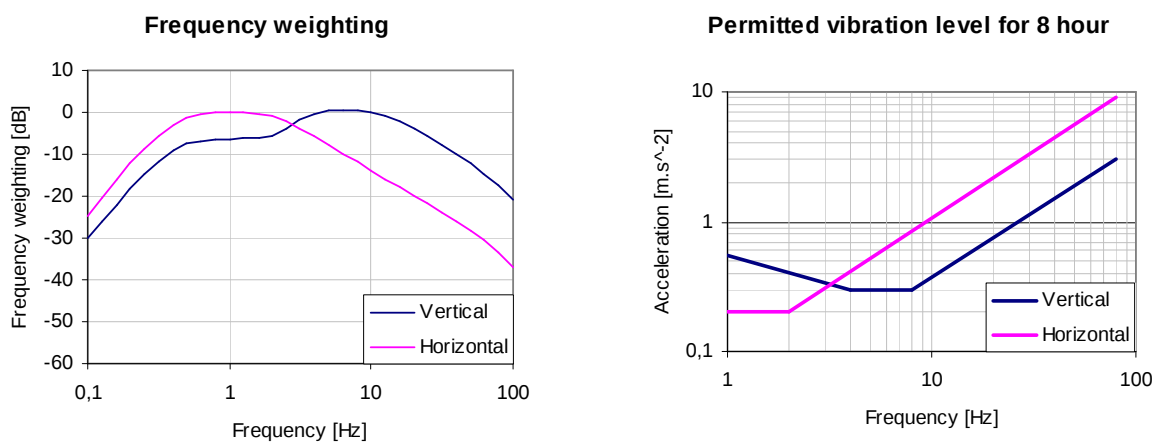
- | | |
|---|--|
| 1 Spuštění analýzy vybraného souboru | 7 Počet vzorků v souboru (pro každou osu) |
| 2 Zastavení aplikace | 8 ID použitého snímače |
| 3 Zobrazení dat v $[m.s^{-2}]$ nebo $[dB]$ | 9 Popis použitého snímače |
| 4 Výběr osy snímače | 10 Data z 1/3 oktávového spektra – vážené hodnoty vibrací v jednotlivých pásmech |
| 5 Čas, pro který se nastaví povolená úroveň vibrací | 11 Vážené 1/3 oktávové spektrum |
| 6 Načtení souboru pro analýzu | 12 Volba verze operačního systému |

Při měření vibrací se často výsledky nezobrazují v $m.s^{-2}$, ale v dB (decibely). Proto je v těchto aplikacích možnost používat oba typy zobrazení. Pro efektivní hodnoty (RMS) veličin se decibely vypočítají:

$$dB = 20 \cdot \log_{10} \frac{RMS}{RMS_0} \quad (1)$$

RMS_0 – referenční hodnota efektivní hodnoty.

Pro vibrace ve zrychlení je $RMS_0 = 1.10^{-6} m.s^{-2}$ [7].



a

b

Obrázek 7 Křivky frekvenčního vážení (a) a nejvyšší přípustné hodnoty vibrací pro 1/3 oktávová spektra (b)

Frekvenční vážení udává jak bude na různých frekvencích změřené zrychlení tlumeno. Vážené 1/3 oktávové spektrum se pak může vyhodnotit podle povolených hodnot zrychlení na daných pásmech nebo srovnávat s jinými záznamy (úpravy na sedačce, jiná rychlost, různé povrchy). Vyhodnocení naměřených vibrací se posuzuje podle maximální hladiny zrychlení, ta je stanovena nařízením vlády o ochraně zdraví před nepříznivými účinky hluku a vibrací. Pro vertikální a horizontální směr zrychlení jsou různé maximální hladiny zrychlení. Tyto limitní hodnoty slouží pro hodnocení vážených 1/3 oktávových spekter. Na předchozím obrázku jsou zobrazeny povolené hodnoty vibrací pro 8 hodinovou expozici. Pro jinou dobu než 8 hodin se musí použít přepoččet:

$$K = 10 \cdot \log \frac{480}{T} [dB] \quad \text{nebo} \quad k = \frac{480}{T} [-] \quad (2)$$

Přípustná hladina vibrací se posune o korekci K [dB] nebo vynásobí korekcí k . T je skutečná doba působení vibrací v minutách. Čas T (t) tedy udává jak dlouho může být člověk naměřeným vibracím vystaven. V aplikaci je přípustná hodnota vibrací vypočítávána podle nastaveného času a přímo zobrazena v grafu 1/3 oktávového spektra, takže lze snadno, rychle a bez nutnosti další analýzy zjistit, splňuje-li dané sedadlo za daných podmínek limity povolených vibrací. Aplikace již obsahuje jak základní, tak i dodatečné vážení zahrnující náhodné rázy. [1], [2], [4].

6 Závěr/Conclusions

V tomto článku je popsáno, jak je možné realizovat měření jízdního pohodlí na sedadle vozidla s využitím systému cRIO a levných digitálních MEMS akcelerometrů, které díky své rozmanitosti mohou být voleny pro danou úlohu. Nabízí se tak další využití snímačů, které jsou již dnes běžně využívány v řadě zařízení určených pro každodenní použití.

Reference/References

- [1] Brüel&Kjær A, Nařízení vlády o ochraně zdraví před nepříznivými účinky hluku a vibrací.
- [2] Kökörčený M. Nařízení vlády o ochraně zdraví před nepříznivými účinky hluku a vibrací. [online] PS Bárta s.r.o. 2006, aktualizováno 10.10.2010 Dostupné z: <http://www.pravnipredpisy.cz/predpisy/ZAKONY/2000/502000/Sb_502000_-----_.php>.
- [3] Odborná norma ČSN EN 30326-1 Vibrace-Laboratorní metoda hodnocení vibrací vozidlových sedadel.
- [4] Odborná norma ČSN ISO 2631-1 Vibrace a rázy-Hodnocení expozice člověka celkovým vibracím.
- [5] Odborná norma SAE J1013 Measurement of whole body vibration of the seated operator of off-highway work machines.
- [6] Smetana S. a kolektiv. Hluk a vibrace Měření a hodnocení. Praha: Sdělovací technika, 1998. ISBN 80-901936-2-5.
- [7] Tůma J. Signal processing - Kapitoly o Zpracování signálů. Ostrava: Katedra ATR VŠB TU Ostrava, 2006.

HEAD TRACKING - SENSORS AND TEST BED REQUIREMENTS

Lukas Kopecny, Ludek Zalud

Centre for Applied Cybernetics, Brno University of Technology
Kolejní 2906/4, 612 00 Brno

E-mail: kopecny@feec.vutbr.cz, zalud@feec.vutbr.cz

Abstract:

This paper inspects parameters of human head movements and deduces limiting parameters for inertial head tracking sensors and for design of robotic manipulator achieving these parameters. An outline scheme of a human head movement model is described.

Keywords: Head movement angles, velocities, acceleration, head movement mathematical model, head tracking, high speed, high torque manipulator, inertial MEMS sensors

1 Introduction

Head tracking becomes topical issue whether in field of virtual reality or telepresence. There are two main approaches for head tracking. First – sensing relative movements of human head against fixed environment using of mechanical, electromagnetic or optical auxiliary sensors (Fig. 1). Second – using of inertial sensors mounted on operator's head. It is clear, that in first case we have to interact in any way with ambient environment – e.g. place camera or fix some sensors. More versatile and user friendly is therefore the second method, especially for mobile use.

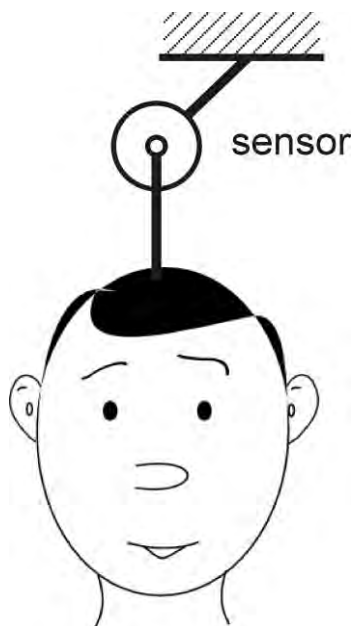


Fig. 1: Sensing of relative head movement

2 Inertial sensors – parameter determination

Using of inertial sensors for three axes head tracking has number of difficulties. Precise optical gyroscopes are very expensive and too heavy to be carried by human head. On the other hand, small and cheap MEMS sensors suffer from non precise, noise and drifted output.

The signal from MEMS inertial sensors needs sophisticated processing, e.g. Kalman filtering and data fusion with auxiliary absolute sensors like inclinometers and magnetometers to compensate drift of inertial MEMS sensors.

The key parameters for setup of complex sensing and processing system based on inertial MEMS sensors are maximal sensed velocities and maximal accelerations.

3 Maximal velocity and acceleration determination

To determine a maximal velocity and maximal rotational acceleration about the z-axis (yaw angle) the set up from Fig. 1 was build. An incremental encoder with resolution of 8000 pulses per rev was used for angle sensing. The obtained data was processed in Matlab Simulink with Real-time Toolbox and using first and second difference the velocity and acceleration was derived. An examples of measured data are on Fig. 2 (position), Fig. 3 (velocity) and Fig. 4 (acceleration).

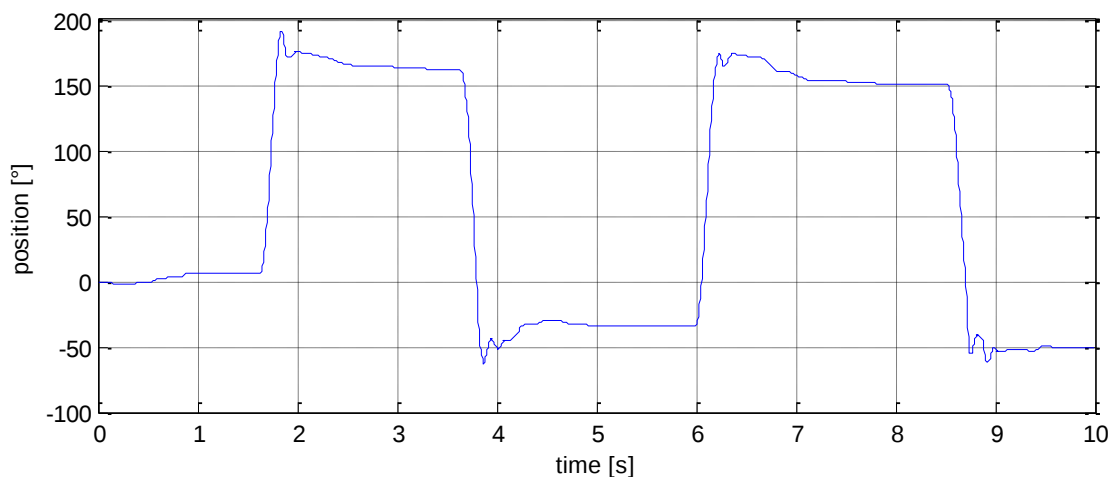


Fig. 2: Measured position – yaw angle

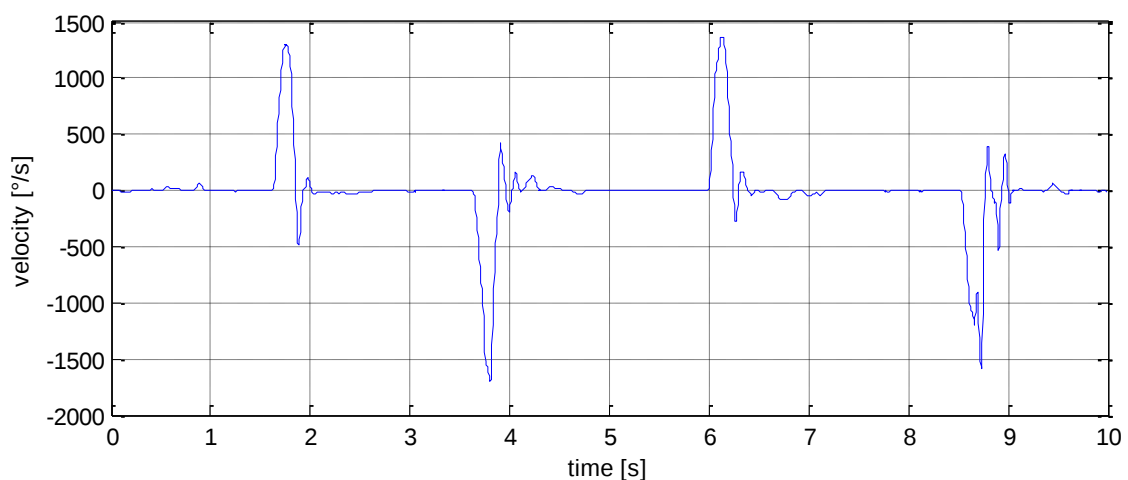


Fig. 3: Measured velocity – yaw angle

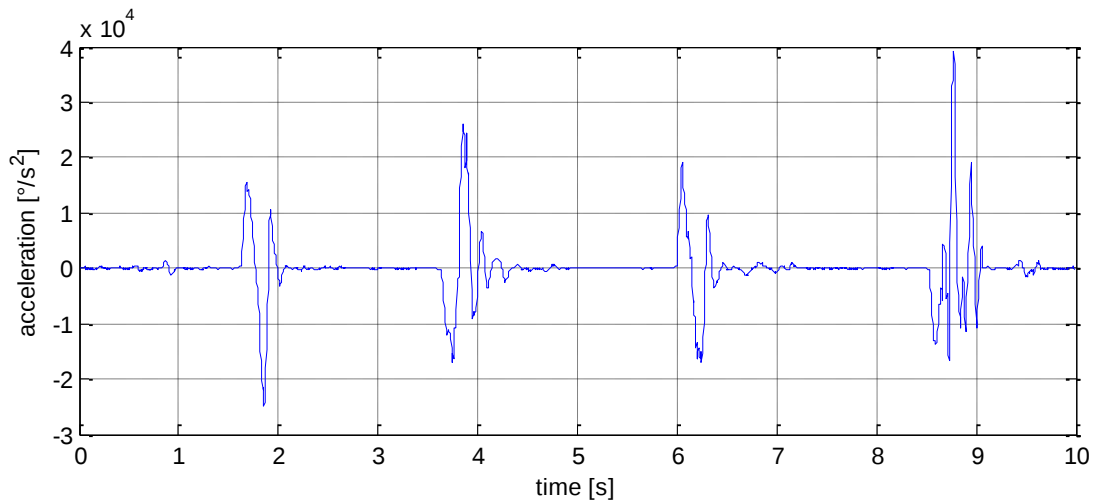


Fig. 4: Measured acceleration – yaw angle

It arises from figures above, that for a tested person the maximal velocity is more than $1500\text{ }^{\circ}/\text{s}$ and $2 \cdot 10^4\text{ }^{\circ}/\text{s}^2$ for acceleration. That is shocking assessment in the light of fact, that standard commercial sensors have their limits far below these values. For example quite widespread commercial head tracking sensor InterTrax2 [1] has its maximum of sensed angular rate at $360 - 720\text{ }^{\circ}/\text{s}$ and also suffer from drifting output.

Measured data should be also used for model parameters settings. An example of head movement model from [2] is on Fig. 5.

Where K_P , K_{PL} , K_{PR} , B_P , J are parallel elasticities, viscosity and inertia of the head; K_{SL} , K_{SR} , B_L , B_R left and right series elasticities and viscosities; T_A , T_D time constant of muscle activation and deactivation; HTL , HTR hypothetical left and right tensions; NR , NL left and right neural control signal; X , V , A position, velocity, acceleration; I is 1.

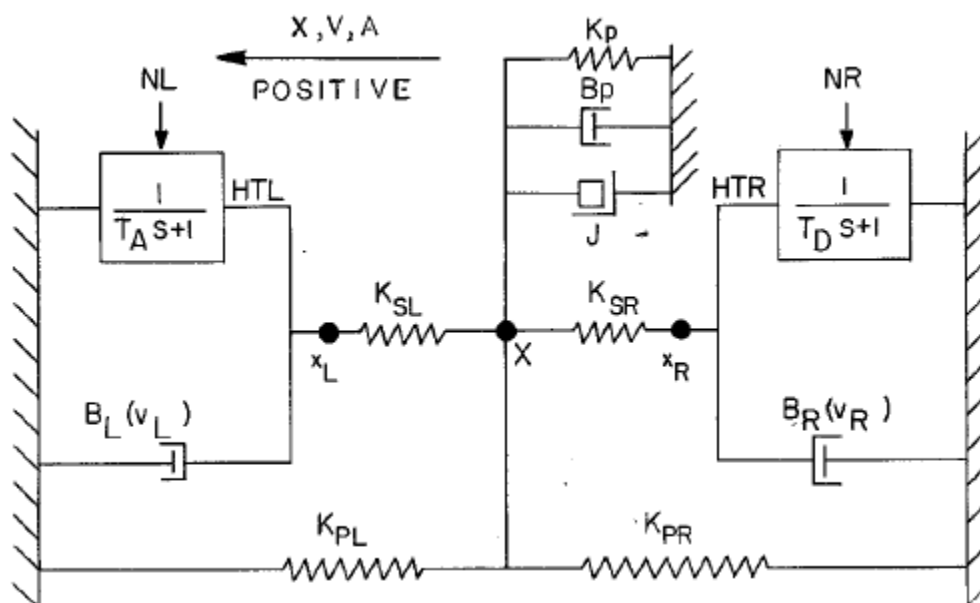


Fig. 5: Model of head movement [2]

Well, our task is not to quest for hypothetical muscle tensions, but design robotic manipulator able to perform similar movements like human head do.

4 Manipulator design

The main purpose of manipulator is testing of inertial (and other) head tracking sensors. Maximum load 500 g was determined. Kinematic design is simple, focused on low inertia and high movement range of all three axes (see Fig. 6).

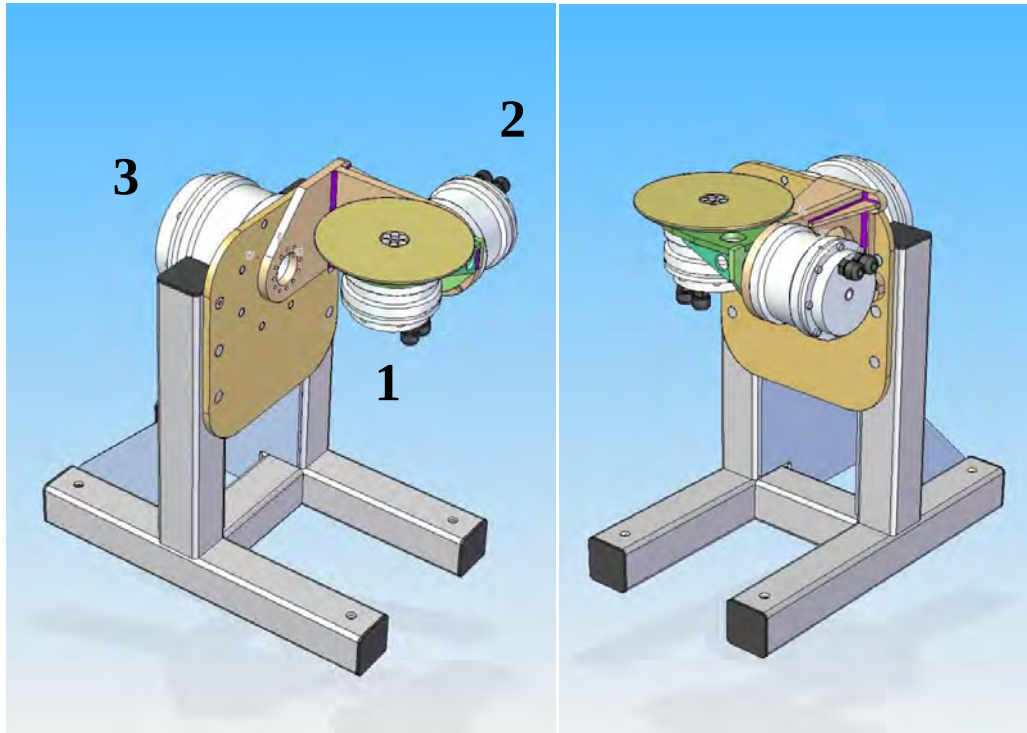


Fig. 6: High speed high torque manipulator

Let us examine required actuator's output torques T for axes 1,2 and 3 (Fig. 6). Desired acceleration $\dot{\omega}$ for all three axes is 350 rad/s^2 .

Axis 1:

$$T_1 = I_1 \cdot \dot{\omega} = 10^{-2} \cdot 350 \doteq 3.5 \text{ Nm} \quad (1)$$

Axis 2:

$$T_2 = I_2 \cdot \dot{\omega} = 5 \cdot 10^{-2} \cdot 350 \doteq 18 \text{ Nm} \quad (2)$$

Axis 3:

$$T_3 = I_3 \cdot \dot{\omega} + T_g = 0.2 \cdot 350 + 2 = 72 \text{ Nm} \quad (3)$$

Where I is moment of inertia and T_g gravitation torque.

Actuator's mechanical maximum output power P for desired angular velocity $\omega = 26 \text{ rad/s}$ is:

Axis 1:

$$P_1 = T_1 \cdot \omega = 3.5 \cdot 26 \doteq 90 \text{ W} \quad (4)$$

Axis 2:

$$P_2 = T_2 \cdot \omega = 18 \cdot 26 \doteq 470 \text{ W} \quad (5)$$

Axis 3:

$$P_3 = T_3 \cdot \omega = 72 \cdot 26 \div 1.9 \text{ kW} \quad (6)$$

Especially for 2nd and 3rd axis it is difficult to find such a powerful and lightweight actuator. It seems, only modern high torque motors with direct-drive technology can fulfil these parameters (Fig. 7).

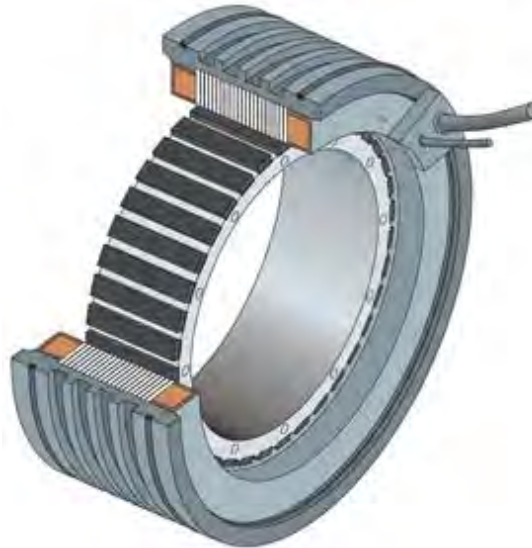


Fig. 7: High torque direct drive motor [4]

For example, motor designed to direct-drive 3rd axis weights only 2 kg (80 Nm, 2 kW peak power). Precise velocity/position control is achieved by incremental encoders with 10 000 pulses per rotation.

5 Conclusion

A standard (commercial) head tracking sensor has its limits far below measured values of head movement of tested person. The test bed for evaluating and design of sensors was introduced, and its torque and power requirements were examined. The modern high torque direct drive motors satisfy these demanding parameters.

Acknowledgement

This research has been supported by the Czech Ministry of Education in the frame of MSM 0021630529 Research in Intelligent Systems in Automation.

References:

- [1] InterTrax2 datasheet [online]. 2010-5-15. <<http://www.5dt.com/downloads/3rdparty/itrax2.pdf>>.
- [2] Zangemaister, W., Lehman, S, Stark, L., Simulation of Head Movement Trajectories: Model and Fit to Main Sequence, *Biological Cybernetics*, Vol. 41, 1981, pp 19-32.
- [3] Biswal, P., Mathematical model for accurate measurement of head movements in simulators with frontal field visual display, *International Journal of Aerospace Medicine*, Vol. 53, No. 1, 2009, pp. 11-18.
- [4] Torque motors do the trick [online]. 2011-6-6. <<http://machinedesign.com/article/torque-motors-do-the-trick-0403>>.

Vestavěný senzorový systém pro sběr a vyhodnocování biomedicínských dat v reálném čase

Tereza OTÁHALOVÁ, Zdeněk SLANINA, David VALA

Katedra měřicí a řídicí techniky, Vysoká škola Báňská technická univerzita Ostrava
17. listopadu 15/2172, 708 33 Ostrava

E-mail: tereza.otahalova.st@vsb.cz, zdenek.slanina@vsb.cz, david.vala@vsb.cz

Abstrakt:

Návrh prototypu vestavěného senzorového systému pro sběr a vyhodnocení biomedicínských dat. Má za úkol seznámit s problematikou měření životních funkcí a zpracování dat v reálném čase a návrh mobilního vestavěného systému pro měření biometrických dat. Hlavním cílem diplomové práce je realizace prototypu senzorového systému. Údaje snímané z těla měřené osoby jsou v reálném čase přenášena do nadřazeného systému, kde jsou zpracovávána, vyhodnocována a archivována. K přenosu dat do nejbližšího nadřazeného systému je využito rozhraní bluetooth.

Klíčová slova: biosenzor, senzorový systém, biotelemetrie, elektrokardiografie.

1 Úvod

Lékařské přístroje pro monitorování a diagnostiku se stále více stávají přenosnými díky miniaturizaci elektronických obvodů, pokroku ve vývoji baterií (velikosti a výdrži), rozšiřování možnosti bezdrátových technologií a v neposlední řadě snižování cen všech potřebných technologií. Bezdrátovým přenosem biometrických dat se zabývá biotelemetrie, která se v dnešní době stává nedílnou součástí každodenního života.

Stále více se rozvíjí myšlenka bezdrátových systémů s vestavěnými biosenzory, kdy jeden přístroj snímá více životních funkcí. Vyhodnocením monitorovaných veličin je možno sledovat fyzickou a psychickou zátěž snímané osoby a vyhodnotit zátěžové a stresové vlivy. Umožňuje také pozorovat reakce snímané osoby na změny v prostředí. Pomocí vzdáleného monitorování je přístupná reakce podpůrného týmu na neočekávané změny. Tyto změny mohou být fyziologického charakteru, např. změna chování, stres, nebo to mohou být reakce na změny v prostředí. Bezprostřední reakce na případné změny či poruchy životních funkcí může mnohdy zabránit ohrožení života nebo jakékoliv nežádoucí změně zdravotního stavu.

Vestavěný senzorový systém zpracovaný je určen pro využití v prototypových vozidlech Kaipan nebo Hydrogenix. popisovaný senzorový systém je určen pro snímání životních funkcí a ke zhodnocení aktuálního fyzického stavu pilota vozidla.

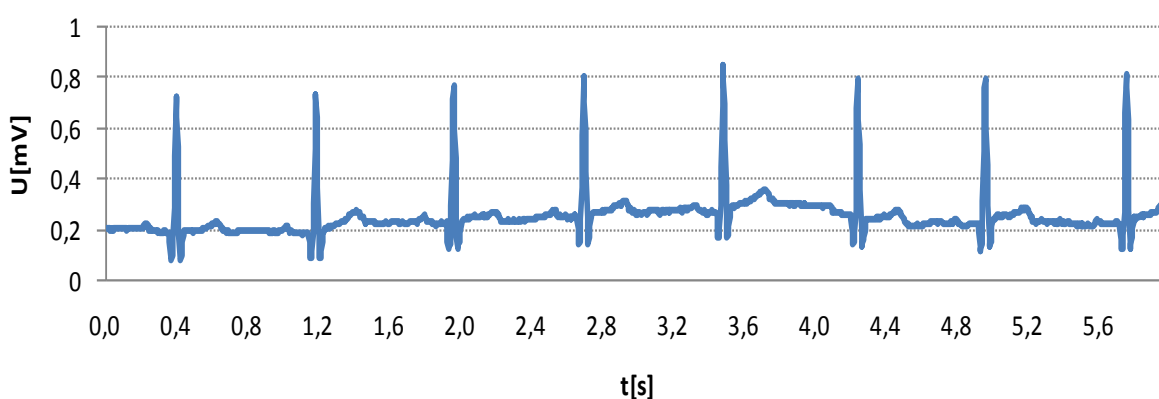
2 Elektrokardiografie

Elektrokardiografie (dále jen EKG) je jednoduchá, nenáročná a neinvazivní diagnostická metoda umožňující snímání a záznam elektrické aktivity srdce. Záznam časové změny elektrického potenciálu způsobené srdeční aktivitou se nazývá elektrokardiogram. EKG je základem funkčního vyšetření elektrické aktivity srdečního svalu. Elektrický signál

vytvářený srdečními svalovými vlákny se šíří všemi směry, protože tělesné tkáně jsou dobrými elektrickými vodiči. Signál proniká do okolních orgánů a dosahuje až ke kůži s malým zeslabením. Proto lze EKG záznam pořádit prakticky kdekoli na povrchu lidského těla. [1]

Elektrické pole srdce vzniká šířením akčního potenciálu převodním systémem srdečním a okolní svalovinou. Měřením potenciálů tohoto pole pomocí elektrod získáme záznam elektrického pole srdce.

Impuls pro kontrakci vzniká v uzlu předsíňovém v oblasti pravé předsíně. Tento signál je malý a v záznamu EKG nezaznamenanatelný. Dále nastává depolarizace předsíní počínající kontrakce, která se na EKG záznamu projeví, jako vlna P. Následuje repolarizace předsíní, kterou nerozpoznáme, protože je zastíněna depolarizací komor. Depolarizace komor je zaznamenána jako komplex QRS a následná repolarizace komor jako vlna T.

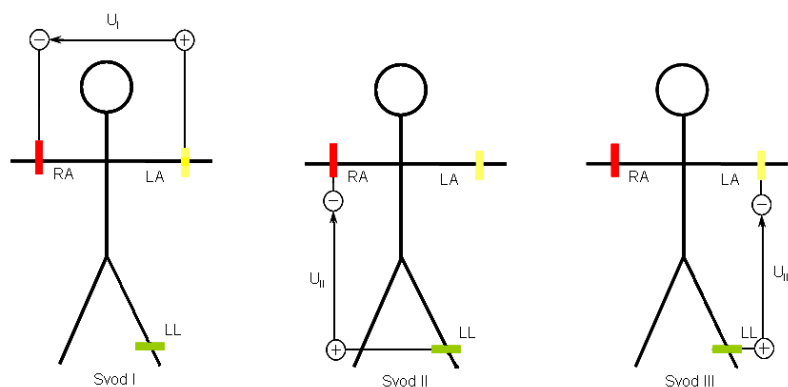


Obrázek 1: Naměřená křivka EKG s promodulováním dechové frekvence

Elektrickou aktivitu srdce zaznamenáváme elektrokardiografem. Během každého cyklu elektrické aktivace se vytváří elektrické pole, které přístroj zaznamenává systémem elektrokardiografických svodů z povrchu těla a vykresluje elektrokardiogram v závislosti na čase.

EKG se snímá z unipolárních svodů dle Einthovena, bipolárních svodů dle Goldbergera a z hrudních svodů dle Wilsona. EKG bude měřeno dle konvence Einthovena. Einthovenovy končetinové svody zaznamenávají rozdíly elektrických potenciálů mezi dvěma elektrodami na končetinách, viz obrázek 2. Pravá ruka se označuje písmenem R (z angl. right, standardně označena červenou barvou) a levá ruka písmenem L (left, žlutá barva), pak signál R-L označujeme jako I Einthovenův svod. Třetí elektroda se upevňuje poblíž kotníku levé nohy a označuje se písmenem F (foot, zelená barva). Rozdíl potenciálů F-R označujeme jako II Einthovenův svod a rozdíl potenciálů F-L jako III Einthovenův svod. Elektroda N (neutrální, černá barva) se připojuje na pravou nohu a do snímání se nezapočítává, slouží jako uzemnění.

Bipolárně zapojené Einthovenovy svody I, II, III tvoří strany rovnostranného tzv. Einthovenova trojúhelníka. Jeho vrcholy vytvářejí elektrody R, L a F, vznikne tak souřadný systém tří os natočených o 60 stupňů, do kterého se promítá vektor srdeční osy.[1]



Obrázek 2: Bipolární končetinové svody podle Einthovena

Pro měření bude využit Svod I, tedy elektrody RA a LA. Průběh EKG je v tomto svodu nejlépe viditelný. Elektrody však nejsou umístěny na končetinách, ale jsou posunuty blíže k oblasti srdeční. Jsou umístěny pod klíční kostí zhruba v jejím středu.

3 Vestavný senzorový subsystém

Vestavný senzorový systém sbírá fyziologická a mechanická data pomocí vestavěných senzorů. Zařízení obsahuje senzorový systém, zpracování signálu a systém pro zobrazení dat. Údaje snímané z těla měřené osoby jsou shromažďovány v senzorové síti. Získaná data jsou přenášena do vozidla přes komunikační rozhraní bluetooth, to se využívá pro přenos dat na krátké vzdálenosti. Z vozidla jsou data předávána na webový server pomocí databází.

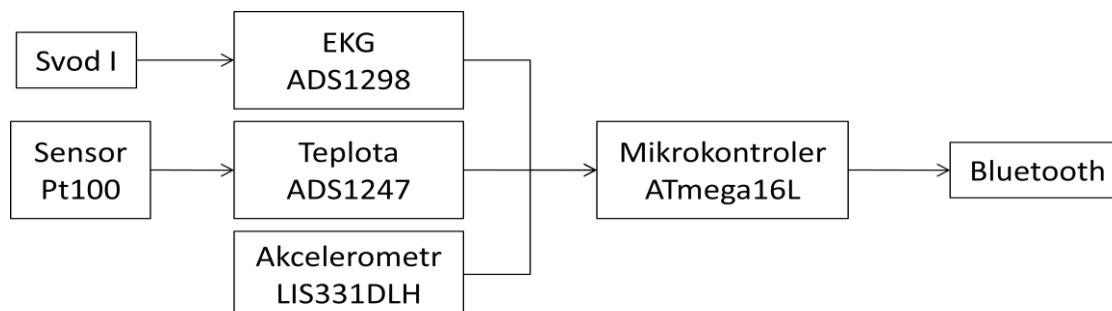


Obrázek 3: Měřicí řetězec

Vestavný systém se skládá z EKG modulu, z kterého se dále určuje tepová a dechová frekvence, senzoru pro měření teploty a systému pro zjištění zrychlení a polohy snímané osoby. Na obrázku 3 je blokový návrh měřicího řetězce. Na pilotovi jsou umístěny dvě elektrody pro měření EKG, ty jsou označeny červenými body. Žlutým bodem je označený senzor pro měření teploty a senzor pro měření zrychlení a polohy.

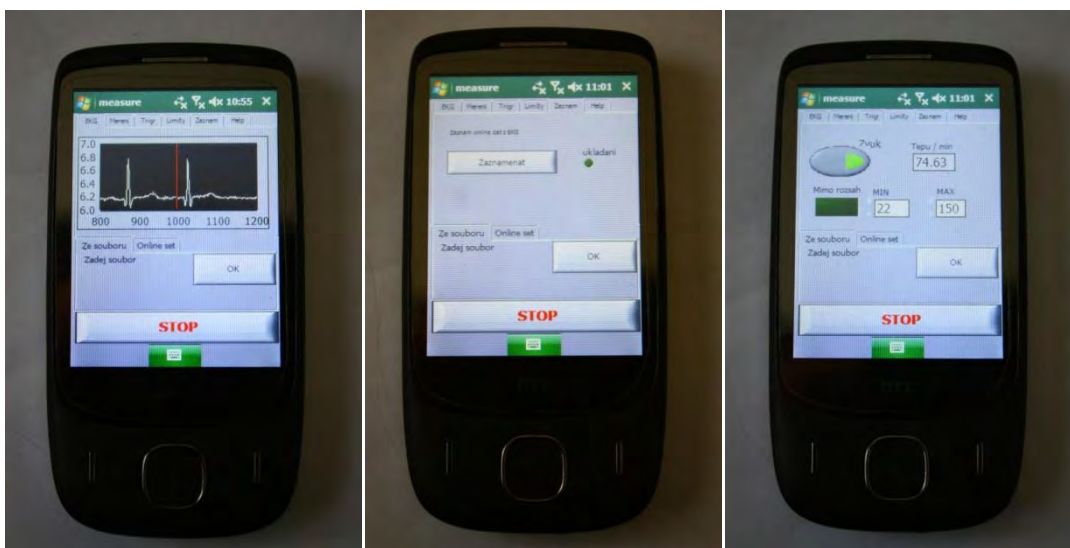
Zařízení se sestává ze zapojení jednotlivých IO pro měření EKG, teploty, polohy a zrychlení a mikroprocesoru viz blokové schéma na obrázku č.. Mikroprocesor komunikuje s IO pomocí periferního rozhraní SPI. Data jsou dále posílána pomocí Bluetooth. Pro snímání EKG bylo vybráno koncové zařízení ADS1298. Je to vícekanálový, 24 bitový analogově-digitální převodník delta-sigma s vestavěným programovatelným zesílením. Zahrnuje všechny

funkce, které jsou běžně vyžadované v aplikacích pro měření EKG. Je možno měřit až 12-ti svodové EKG.



Obrázek 4: Blokové schéma

Pro snímání teploty je vybrán senzor Pt 100. Signál ze senzoru je následně zpracován pomocí ADS1247. Pro zařízení je vybrán miniaturní 3 osý akcelerometr LIS331DLH, který má digitální 16-ti bitový výstup, vysoké rozlišení a citlivost. Lze jej využít pro nízké hodnoty g v 16-ti vývodovém pouzdru Land Grid Array (LGA). Kompletní zařízení obsahuje snímací prvek a rozhraní IC, které je schopno přijmout informace z čidla a poskytnout signál do vnějšího světa prostřednictvím I2C nebo SPI sériového rozhraní. Je ho tedy možné přímo napojit na libovolný CPU či MCU a informace o hodnotách zrychlení ve všech směrech X, Y a Z se přenáší společně po jedné sériové sběrnici.

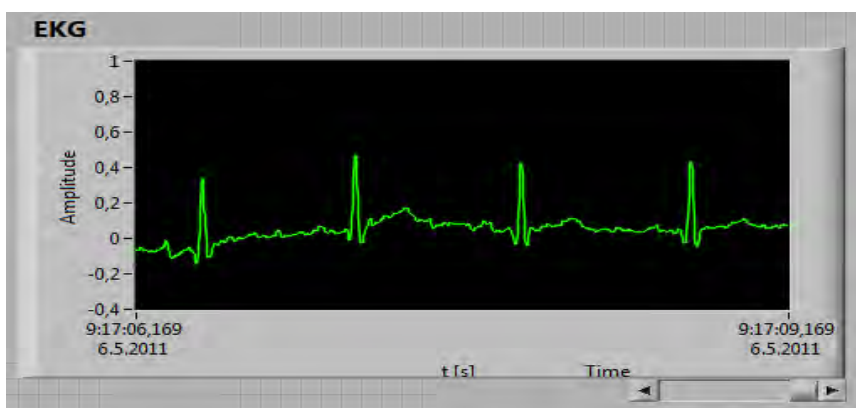


Obrázek 5: Demonstrační aplikace na PDA

4 Vizualizace

Pro potřeby testování vestavného systému byla navržena mobilní verze vizualizační aplikace. To umožňuje připojení se k senzorovému systému přes bluetooth. Jednou z realizovaných verzí je aplikací pro PDA běžící na systému Windows Mobile. Tato aplikace je využitelná jednak pro zobrazování senzorických dat v reálném čase. Rovněž může sloužit pro záznam měřených dat do vnitřní paměti PDA či popřípadě na jiné datové medium. Dále jdou touto cestou zobrazit i archivní data uložená v zařízení. Aplikace pro zpracování a vizualizaci naměřených byla vytvořena v grafickém programovacím jazyku LabView.

Uložená data je možné dále zpracovávat i pomocí jiných softwarových nástrojů (např. Matlab).



Obrázek 6: Graf EKG v Prostředí LabView

Aplikace pro zpracování a vizualizaci naměřených byla rovněž vytvořena v grafickém programovacím jazyku LabView. Umožňuje zobrazit příchozí data v reálném čase, provádět jejich analýzu jako je dýchací a tepová frekvence, analýzu silového působení na posádku a analýzu teploty snímané osoby. V aplikaci je možné rovněž zobrazovat historické trendy a archivovaná data. Uložená data je možné dále zpracovávat i pomocí jiných softwarových nástrojů (např. Matlab).

5 Závěr

Realizovaný prototyp senzorového subsystému je určený zejména pro využití v prototypových vozidlech řady Kaipan Voltage. V současné podobě se jedná o technologický prostředek demonstrující možnosti měření biotelemetrie v dopravních prostředcích, zejména pak jako nástroj určený pro účely návrhu ergonomie vozidla vedoucí k optimalizaci psychické a fyzické zátěže osádek vozidel. V případě využití komunikačního rozhraní vozidla jsou data přiřazena k jeho telemetrii a předávána k uložení prostřednictvím GPRS modemu databázovému systému založeného na nástrojích firmy Oracle. Zařízení je navrženo pro implementaci standardní výbavy prototypového vozidla. Rovněž je možné jej modifikovat i pro využití v jiných oblastech lidské činnosti, zejména pak tam, kde přesné informace o fyziologickém stavu snímané osoby umožňují zlepšit fyzickou výkonnost či odvrátit možné zdravotní rizika.

Poděkování

Problematika byla podpořena řešením a výsledky řešení projektu „Komplexní řešení pohonné jednotky elektromobilu“ podpořeného z veřejných prostředků MPO ČR v programu TIP FR-TI1/223.

Reference

- [1] BÍLEK, J.: Přístrojová technika a monitorování pacientů v urgentní medicíně, Ostrava, 2007
- [2] ENHAKER, M., IMRAMOVSKÝ, M., TIEFENBACH, P.: Lékařské diagnostické přístroje učební texty, ISBN 80-248-0751-3, Ostrava, 2004
- [3] FRADEN, J.: Handbook of Modern Sensors: Physics, Designs, and Applications, Springer Science, 2010

Vizuální inspekce v klinické praxi

Radka PUSTKOVA, David VALA, Zdenek SLANINA

Katedra měřicí a řídicí techniky, Vysoká škola Báňská – technická univerzita Ostrava
17. listopadu 15, 708 33 Ostrava

E-mail: radka.pustkova@vsb.cz, david.vala@vsb.cz, zdenek.slanina@vsb.cz

Abstrakt/Abstract:

Tento příspěvek pojednává o možnosti zavedení vizuální inspekce etiket krevních konzerv pro potřeby transfuzní služby v návaznosti na zvyšování stupně automatizace a zavádění RFID technologií v této oblasti. Při současném rozvoji zobrazovací techniky a počítačového vidění a zejména pak vzhledem ke snižování pořizovacích nákladů je možné efektivně využívat průmyslové technologie pro náročné procesy vizuální inspekce. Dalším přínosem aplikace je možnost dosažení vyšší bezpečnosti při nakládání s biologickým materiálem v těchto kritických aplikacích. Rovněž při zavedení RFID technologie umožní automatickou verifikaci a párování RFID tagů a čárových kódů. Toto rovněž vede k vyšší bezpečnosti zvláště v době kdy všechny pracoviště stále ještě nejsou vybaveny RFID čtečkami a tudíž stále pouze používají čárové kódy. V současné době, ve spolupráci s krevním centrem fakultní nemocnice v Ostravě v rámci řešení problematiky zavedení RFID technologií do transfuzní služby, jsou ověřovány možnosti součinnosti obou technologií a jejich vzájemné systémové kompatibility.

Klíčová slova/Keywords: Blood, tin, visual, inspection, RFID, image processing

1 Úvod/Introduction

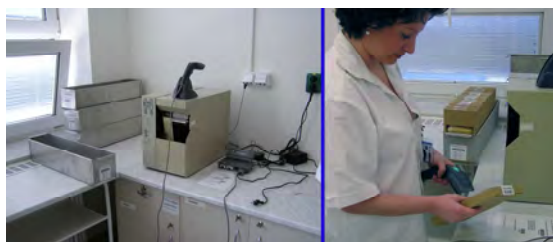
Transfuzní služba, zpracování krve a koncepce krevních center je nedílnou součástí soudobé medicíny. Díky všeobecnému tlaku na snižování nákladů při současném vzrůstajících nárocích na kvalitu zdravotní péče je nutné zvyšovat stupeň automatizace i v biomedicínských procesech. Dalším faktorem, který výrazně ovlivňuje postupy od samotného léčebného procesu přes laboratoře až po přípravu či výrobu krevních konzerv jsou stále zpřísnující se pravidla pro nakládání s biologickým materiálem. Oba výše zmíněné hlavní důvody vedou k zavádění moderních technologií z průmyslu a logistiky jako je např. využívání technik RFID. V průmyslové oblasti je zcela běžná vizuální inspekce konečných produktů nebo polotovarů. Spolehlivost těchto procesů je ověřena dlouholetou praxí v rozličných technických oborech. V současné době je ve spolupráci s krevním centrem fakultní nemocnice v Ostravě v rámci řešení problematiky zavedení RFID technologie do transfuzní služby. V rámci tohoto projektu je rovněž řešena otázka bezpečnosti a spolehlivosti RFID technologií pro značení krevních konzerv. Zejména pak spolehlivost označení RFID tagů vzhledem k náročným klimatickým podmínkám na rozličných typech krevních konzerv, kdy je nutnost zachovat čitelnost jak rádiové identifikace tak i vizuální informace na etiketách. Systém pro automatickou vizuální a RFID kontrolu je vyvíjen v dle požadavků v prostředí Matlab 2009 a současně je prováděna modelová studie navrženého řetězce vizuální kontroly pomocí standardního automatizačního softwaru NI Vision Builder.

2 Pracoviště expedice

2.1 Vyskladnění krevních konzerv

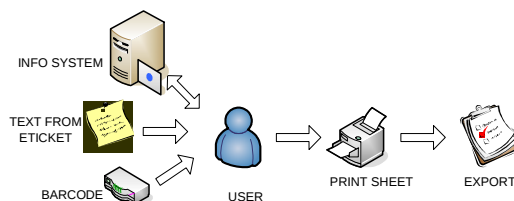
Oddělení expedice je místem kde krevní konzerva opouští krevní centrum. Transfuzní přípravky jsou předávány subjektům v rámci fakultní nemocnice i jiným organizacím. Dle pracovní instrukce je při výdeji transfúzního přípravku kontrolován vzhled a neporušenost

obalů, krevní skupiny, expirace, shoda údajů transfúzního přípravku s údaji v informačním systému. Tyto operace provádí pracovník pouze vizuálně zrakem bez žádných dalších záznamů o provedené kontrole. Krevní konzerva je dále identifikována dle čárového kódu, který je načtený ruční čtečkou. Tato informace je přenesena do informačního systému. [1]



Obr.1) Stávající pracoviště vizuální kontroly krevních konzerv.

Následně jsou zobrazeny na monitoru informace o expedované krevní konzervě. Pracovník porovnává zobrazené údaje s informacemi na štítku krevní konzervy, které jsou zapsány v textové formě. Samotný čárový kód nelze tímto způsobem kontrolovat. Dle typu krevní konzervy a cílového odběratele vyhotoví obsluha průvodní a dodací list a zapíše do informačního systému expedici transfúzního přípravku. Následně je tento transfúzní přípravek předán k přepravě na místo určení.



Obr.2) Blokové schéma stávajícího procesu. Pracovník expedice je zde ústředním prvkem a tedy může do celého systému vnést chybu.

Štítek s čárovým kódem musí být umístěn na viditelném místě pro čtecí zařízení a tím je zároveň vystaven vlivům poškození - odtržení, poškození, teplotní vlivy, povětrnostní vlivy.

2.2 Přínos RFID

Značení RFID tagy má hned několik zásadních výhod. Jednou z nich je snížení vlivu mechanického, tepelného či povětrnostního poškození umístěním vně značeného objektu. Bezespornu největší výhodou je možnost načíst najednou větší množství tagů na větší vzdálenost v reálném čase, přičemž dojde k úspoře času pro manipulaci s objekty. Další nespornou výhodou je možnost zápisu či změny informací přímo do RFID tagu a tak mohou být již použité tagy opět přepsány a využity dále v procesu. Rovněž možnost čtení tagu bez přímého vizuálního kontaktu je výhodné z hlediska bezpečnosti, kdy je možné identifikovat manipulaci s krevní konzervou i v případě jejího umístění mezi jiné předměty. Užití pasivní RFID tagů z hlediska čtecího dosahu až 10m a kapacity paměti až 256 bitů v aplikaci užití pro krevní centrum jeví jako dostatečná. Také z hlediska finanční náročnosti je užití pasivních RFID tagů efektivní. [1] , [2]

2.3 RFID výstupní kontrola

Při zavedení RFID tagu jako primárního identifikátoru je nutné ověřit konzistenci RFID značení z vizuálním značením krevní konzervy včetně správnosti čárových kódů. Proto bude pracoviště expedice dále vybaveno čtečkou RFID kódu, jejíž čtecí zóna bude totožná s čtecí zónou vizuální identifikace. Zároveň zavedení RFID tagu může přispět pro zjednodušení a zrychlení vyhledávání potřebných transfúzních přípravků v prostorách expedice a příručních

skladech. Rovněž každé vynesení takto značeného přípravku bude zaznamenáno a tyto informace předány do informačního systému a ztotožněny s údaji s expedice. [1]

3 Použitá Metoda

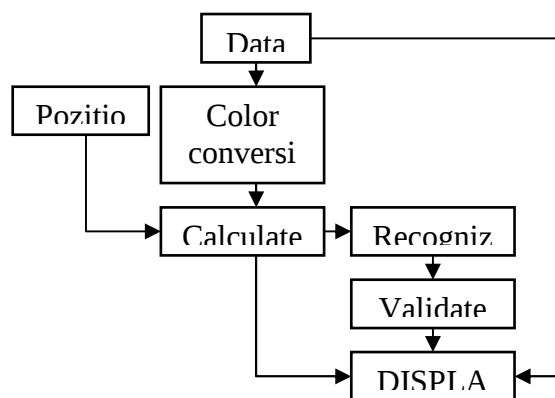
Takto navržený inspekční systém v sobě spojuje několik kontrol prováděných současně. Vizuální kontrola krevních konzerv je v současné době prováděna manuálně zaměstnancem krevního centra. Kvůli vyčerpání personálu není možné zaručit 100% kontrolu všech údajů na etiketě konzervy. Některé vybrané čárové kódy nejsou v normálním procesu skenovány vůbec. Manuální skenování všech kódů a kompletní vizuální inspekce krevní konzervy by byla časově velmi náročná a proto je spoléháno na správnost zapsaných údajů a jejich totožnost s údaji v databázi systému. V navrhovaném systému se kontrola rozšiřuje o kompletní kontrolu všech položek na etiketě krevní konzervy. Čtení čárového kódu, čtení RFID tagu, pokud je přítomen, a vizuální kontrolu krevní konzervy jsou prováděny v reálném čase.



Obr.3) Ukázka vaku krevní konzervy a konzervy s krevní plazmou. Oba vaky jsou totožné, proto je možné provést kontrolu neporušenosti obalu pro oba tyto transfúzní přípravky.

3.1 Kontrola obalu

Systém vizuálně ověřuje kvalitu stěny vaku konzervy. Detekce defektu je zaměřena na rozpoznání poškození sváru a vniku krevního koncentrátu do mezistěny. Konzervy se zjištěným poškozením nesmí být expedovány a proto jsou při kontrole z procesu odstraněny. Je prováděna také kontrola velikosti konzervy. Systém umožňuje detekci nejen krevních konzerv, ale také detekci jednotlivých typů vaku a porovnání s daty z databáze. Rovněž je prováděna vizuální kontrola obsahu konzervy a jeho totožnost s etiketou. Detekce defektu vaku krevní konzervy je provedena pomocí algoritmů počítačového vidění. Potřebná hloubka segmentace objektu je nasazena automaticky a to s ohledem na nároky tohoto procesu. Software automaticky provede kontrolu a vak se zjištěným defektem je označen a z procesu odstraněn. [3]



Obr.4) Blokové schéma vizuální inspekce vaku.

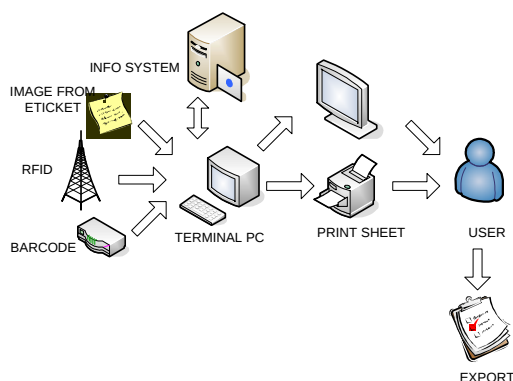
3.2 Rozpoznání etikety

Každý štítek obsahuje 5 čárových identifikačních kódů, které kódují nejen číslo produktu, krevní skupinu, Rh faktor ale také datum plnění a spotřeby. Etiketa také obsahuje ostatní textové a grafické informace jako jsou slovní popisy jednotlivých krevních skupin, typy přípravků, Rh faktor a také schválení uvolnění a biologická nezávadnost.



Obr.5) Ukázka čárového kódu krevní konzervy a jeho rozmístění v rámci etikety.

V prvním kroku je provedena identifikace polohy etikety. Dále jsou kontrolovány jednotlivé prvky v segmentovaných blocích etiky. Následně jsou pomocí zabudované manuální čtečky čárového kódu přečteny informace z jednotlivých bloků a porovnány s databází. V rámci procesu jsou rozpoznávány barevné kódy krevních skupin a současně jsou verifikovány s textovou informací a informací v čárovém kódu. Jednotlivé kódy jsou v etiketě na pevně daných pozicích. Při vizuální inspekci však nelze zaručit uložení vaku obsluhou vždy do stejného místa, stejně tak umístění etikety na vaku. Z toho důvodu je nutné nejdříve identifikovat pozici etikety a její natočení a dále segmentování na jednotlivé informační bloky.



Obr.6) Schéma vizuální inspekce štítku se zvýšeným stupněm automatizace. Zaměstnanec expedice zde má již pouze podpůrnou funkci, čímž je odstraněna možnost zanesení chyby způsobené člověkem.

Je-li zjištěna odchylka ve zjištěných hodnotách, je-li při inspekci zachycen vak s prošlou dobou trvanlivosti nebo jiným defektem, je o tomto obsluha informována. Konzerva se zjištěným defektem je obsluhou odstraněna. Současně s obrazovým čtením informací z kamery a čtečky čárového kódu je sejmuta informace RFID čtečkou.

4 Bezpečnost procesu

Jedním z hlavních důvodů realizace navrženého systému je zvýšení bezpečnosti nakládání s potenciálně nebezpečným biologickým materiálem. Krevní konzervy patří z hlediska definice do stejné kategorie jako ostatní lidské orgány. Jak biologická tak věčná

bezpečnost je v tomto provozu kritická, protože na ni záleží důvěryhodnost celé organizace. [1]

4.1 Verifikace RFID tagů

V případě krevní konzervy obsahující RFID tagy je zapotřebí provést porovnání informace uložené v RFID tagu s informacemi na etiketě krevní konzervy. K tomuto účelu je čtecí místo vybaveno rovněž RFID čtečkou. Zjištěné hodnoty jsou vzájemně porovnány. Z důvodu formální kontrolou správnosti jsou data z databáze jsou porovnány s vizuálně zjištěnými daty z etikety konzervy. V případě nesouhlasu je identifikována chyba a takováto krevní konzerva je obsluhou čtecího místa vyřazena.

4.2 Časová optimalizace – Time management

Kromě zvýšení bezpečnosti a kvality výstupní kontroly může toto řešení přinést rovněž úsporu času nutnou při provedení kompletní vizuální kontroly krevního vaku. Při manuální inspekci čárového kódu krevní konzervy při použití ruční čtečky je obsluha nucena provádět opakované snímání čárových kódů v předem definovaném pořadí. Toto vede k nárůstu potřebné doby vydání jedné konzervy oproti běžné praxi, kdy je kontrolováno pouze číslo transfúzního přípravku. Z tohoto důvodu je velmi obtížné zavést poloautomatickou kontrolu všech informací uložených na etiketě čárového kódu. V případě použití definovaného čtecího místa dochází ke snížení počtu potřebných úkonů ze strany personálu pracoviště expedice. Automatické vyhodnocování etikety vyžaduje pouze jediný snímek pořízený automaticky po umístění konzervy do čtecí zóny. Rovněž dochází ke snížení manipulace se samotnou krevní konzervou neboť je redukována na umístění pouze ve čtecí zóně, což může snížit pravděpodobnost poškození vaku krevní konzervy. Navrhovaná metoda vyhodnocování čárových kódů a celkové inspekce krevní konzervy vyžaduje mnohem vyšší výpočetní výkon, než samotné čtení čárového kódu ruční čtečkou je v současné době realizována vyšší výpočetním výkonem. Doba rozpoznání a provedení celé vizuální inspekce než čtení jednoho čárového kódu manuálně.

4.3 Komunikace se serverem

Centrální databáze krevního centra obsahuje všechna data vzniklé při výrobě krevní konzervy. Z hlediska bezpečnosti a omezení možnosti neautorizovaného přístupu k uloženým datům, nejsou přenášena kritická data ze serveru. Naopak snímaná data jsou zaslána serveru, kde se provede jejich vyhodnocení a jejich spárování s údaji v databázi. Následně je inspekčnímu subsystému vrácen údaj o správném či chybném značení krevní konzervy. Tímto je odstraněna nutnost vzdálené autorizace inspekčního modulu pro přístup k databázi a znemožnění vyžádání dat uložených na centrálním serveru. Toto řešení vyžaduje instalaci verifikačního software přímo na serveru krevního centra. Na druhou stranu výpočetní výkon nutný pro provedení verifikace krevní konzervy je zanedbatelný z pohledu jiných operací probíhajících na tomto serveru. Ve své podstatě se jedná o vykonání jednoho “one database query” pro ověření správnosti všech údajů na krevní konzervě.

5 Aktuální výsledky

Navržené řešení je v současné době testováno na reálných krevních konzervách i samostatných štítcích. Hledá se optimální umístění čtecí zóny aby vyhovovalo nárokům na ergonomii pracoviště expedice. Příklady výsledků aplikací jsou na Obr.7).



Obr.7) Vlevo je ukázka snímané krevní konzervy, uprostřed je zobrazena totožná konzerva po segmentaci inspekce obalu, vpravo tatáž konzerva po segmentaci pro počítačové čtení etikety.

Zároveň je v současné době řešen návrh rozhraní informačního systému s pohledu maximální bezpečnosti komunikace mezi modulem vizuální inspekce a informačním systémem krevního centra. RFID technologie je pouze testována a v tuto chvíli ještě není nenasazena v přímém provozu krevního centra FNS Ostrava. V blízké budoucnosti se nasazení tohoto řešení uvažuje.

6 Závěr/Conclusions

Zavedením automatické vizuální inspekce do procesu expedice krevních konzerv pro pacienty se zvýšila efektivita tohoto procesu a snížila časová náročnost provedené inspekce a zejména pak se zvýšila bezpečnost celého procesu. I přesto, že samotné zavedení RFID technologií v transfuzní službě a zejména pak v rámci krevního centra, vede ke zvýšení bezpečnosti zacházení s biologickým materiálem, neřeší však problém s vizuálním rozpoznáním krevní konzervy jak člověkem tak i v případě počítačového čtení s využitím pouze čárového kódu. Z důvodu, že minimálně v přechodném období, budou systémy pracující s krevními konzervami využívat z velké části mimo samotné krevní centrum vizuální identifikaci krevní konzervy je nezbytně nutné, aby z hlediska bezpečnosti s v klinické praxi byla zajištěna synchronnost a jednoznačná identifikace obou typů značení. Vzhledem k technologickým postupům při zpracování a značení krve v krevním centru je provádění automatické výstupní kontroly krevních konzervy vhodné zařadit právě na pracoviště expedice, kde dochází k přebírání biologického materiálu jinými subjekty.

Poděkování/Acknowledgement

Tato aplikace je vytvářena společně s krevním centrem Fakultní nemocnice v Ostravě. Tato práce je podporována Ministerstvem školství České Republiky v rámci projektu M0567 – Centre of Applied Cybernetics.

Reference/References

- [1] Cermakova, Z.; Valova, D.; Klement, P.; Kebo, V., RFID TECHNOLOGY IN BLOOD CENTER OSTRAVA - WHY TO IMPLEMENT?, VOX SANGUINIS, 99: 100-100 Suppl. 1 JUL 2010 ISSN: 0042-9007
- [2] Van Der Togt, R., Van Lieshout, E.J., Hensbroek, R., Beinat, E., Binnekade, J.M., Bakker, P.J.M., Electromagnetic interference from radio frequency identification inducing potentially hazardous incidents in critical care medical equipment, (2008) JAMA – Journal of the American Medical Association, 299 (24), pp. 2884-2890.
- [3] Machacek, Z., Hercik, R., Slaby, R. Smart use adaptive system for intelligent object recognizing (2011) Studies in Computational Intelligence, 351, pp. 197-206.

TIME MEASUREMENT SYNCHRONIZATION USING GPS UNITS

Zdenek SLANINA, Vladimír KASIK, Karel MUSIL

Katedra měřicí a řídicí techniky, VŠB-TU Ostrava

17. listopadu 15,708 33, Ostrava

E-mail: zdenek.slanina@vsb.cz

Abstract:

This article deals with methods research for synchronization pulses utilization provided by some GPS units for measurement synchronization. Initially there are problems of GPS described. Further there are drawn out realized prototypes of measurement systems based on microcontrollers where is expected milliseconds measurement accuracy followed by description GPS synchronized time source implementation in logic gate arrays (FPGA), which allows accurate measurement of microseconds and better. This article describes the theoretical premises and selected measured properties of realized solutions. In conclusion there are prepared experiments described which should be realized during research of this issue.

Keywords: GPS, synchronisation, measurement

1 Introduction

Nowadays GPS units are widely used commercially especially in combination with mobile devices as PDA with relevant application and map background such a car or outdoor navigation, etc. However many GPS units provides not only information about the current position, there is also a very precise timestamp (with an accuracy of microseconds), which is used as the key function of this work.

Considering the cost of GPS units there is no complicated measuring units realization for GPS services utilization. Moreover, GPS synchronization allows synchronization of large distances units, where a wired solution would be either very costly or impossible. Therefore, the transmission of measured data or remote control-driven GPS units use the wireless communication (wireless serial port radio-transmission tested yet, we prepare Wi-Fi connection version). The realization of this research is focused on principles described above.

As a disadvantage can be mentioned the possibility of disconnection of the GPS system of American government (primarily GPS has been designed for military applications). But there are new navigation systems prepared (Glonass, Galileo) and their implementation into described solution in the case of assumed similarity solutions should not be a greater problem.

2 GPS Overview

GPS (Global Positioning System) was created and realized by the U.S. Department of Defense (DOD) and originally established for military purposes of US army. There was the effort to reduce the large number of navigation aids and to overcome the limitations of previous navigation systems and make it universal, portable and easy accessible. The design of GPS is based partly on similar two ground-based radio navigation systems. In the eighties the GPS was allowed for civilian purposes (in degraded version).

The current GPS consists of three major segments: Control segment, User segment and Space segment.

The control segment is composed of set of ground stations for GPS satellites monitoring, control and maintenance.

The space segment is composed of the orbiting GPS satellites, or Space Vehicles (SV) in GPS parlance. The GPS design originally called for 24 SVs, eight each in three circular orbital planes but this was modified to six planes with four satellites each. Satellites orbits are in defined altitude and radius.

The user segment is composed of U.S. and allied military users of the secure GPS Precise Positioning Service, and civil, commercial and scientific users of the Standard Positioning Service.

2.1 GPS Concepts

The principle is based on the theory of relativity. To determine the position there is the need two different time intervals, or at least three transmitters, satellites. Next additional satellites refining measurements and provides additional extra information (altitude). Measurement of time differences is not primitive process and there is a set of error sources (GPS receiver clock error, etc.). It is also dependent on a constellation of satellites (for example receiver on one line with satellites). To minimize errors, the system is made up of 24 satellites in six circular orbits. Using the appropriate distribution is the availability of the GPS signal almost ideal.

Service which provides civil GPS user segment is called SPS (Standard Positioning System). This allows the positioning and time information receiving. All satellites transmit at the same frequency (L1), for more precision it is possible to use the military and second frequency (L2) for the information improvement. PRN (Pseudo Random Noise) is associated for each signal which determines the satellite source of the signal (ordinal number). The receiver must be able to receive the signals from at least four satellites (nowadays all twelve). The quality and rate of the receiver has a major impact on the entire measuring chain.

On each satellite is a very accurate time source, atomic clocks, which are precisely synchronized. This time is also included in the message which is decoded by receiver.

GPS has its limitations. Generally it is mainly the availability of the satellite signal (a problem in buildings and estates which prevent signals receiving from satellites).

2.2 NMEA Protocol

NMEA 0183 is a combined electrical and data specification for communication between marine electronic devices such as echo sounder, sonars, GPS receivers and many other types of instruments. There exists a new standard NMEA 2000 which was extended with number of sentences used for communication. Each sentence has established structure. Most of the available GPS receivers provide this protocol. This feature is very useful for microcontrollers processing.

3 Experimental Work with Microcontrollers

To test the processing of data and synchronization from the GPS unit there was created the application with microcontroller, which is not strictly industrial in nature, however we can find an area of possible use of this measuring chain thanks to the obtained results.

Experimental application was a system of few measuring units actually used for sport purposes, specifically for the time measurement of fire attack. We realized three units for tests. First unit is a master (start) unit for measurement control and communication with

personal computer where is running data processing. Next two units are measuring slaves (targets). The basic concept is on the picture 1 [2].

3.1 START Unit

The start unit is based on sufficient powerful microcontroller NPX P89LPC952 including a number of next functional blocks. Whole unit consists of a microcontroller, which allows to communicate with a supervisor workstation (combination of personal computer and appropriate application), target units and GPS module and control next block as it shown at picture 2.

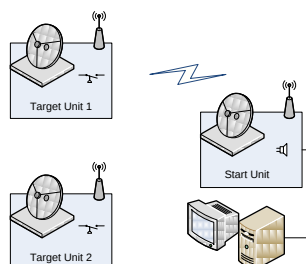


Figure 1: Basic measurement concept

Microcontroller and all other circuits are powered from a source with “very low drop” stabilizer to satisfy power requirements for the best use of the proposed current source. The start unit is powered by lead-acid accumulators commonly used in automobiles (great capacity). This means several weeks of operation with the average operating current time of entire start unit approximately 60 mA.

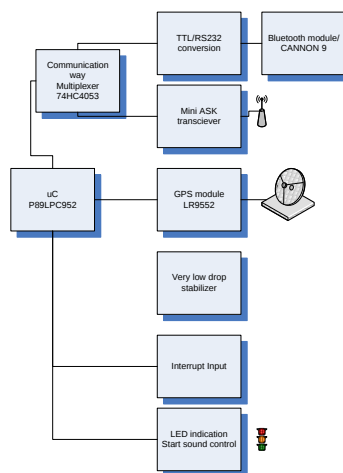


Figure 2: Block scheme of start and/or target unit

As a trigger circuit there is a starter gun used which is connected with a separator to the microcontroller interrupt input. After interrupt signal invoked by gun the current time value is read from the GPS receiver, calculated and stored. For the start unit has been used and tested the GPS module from Leadtec LR9552. The output of the module is designed as RS232 or TTL serial device, in this case we use TTL levels because it brings advantages. Microcontroller does not need any additional support circuits for conversion. For other types there is a possibility to convert RS232 to TTL.

GPS module also has an output that provides a-second pulses with an accuracy of one microsecond. These pulses are connected to the second microcontroller interrupt input and we are able to synchronize internal clock by them.

Given the need for serial communication with more than two units one of the microcontroller serial input has to share more data sources. Standard multiplexer is used for this task. If we need we can switch to communicate with a PC (personal computer) or ASK (Amplitude-shift keying) transceiver that implements wireless serial port. This unit is used to communicate with a remote target units (the distance between start and target unit is about 70 meters in our case), respectively, it sends orders to target units and read the measured data and service conditions of units.

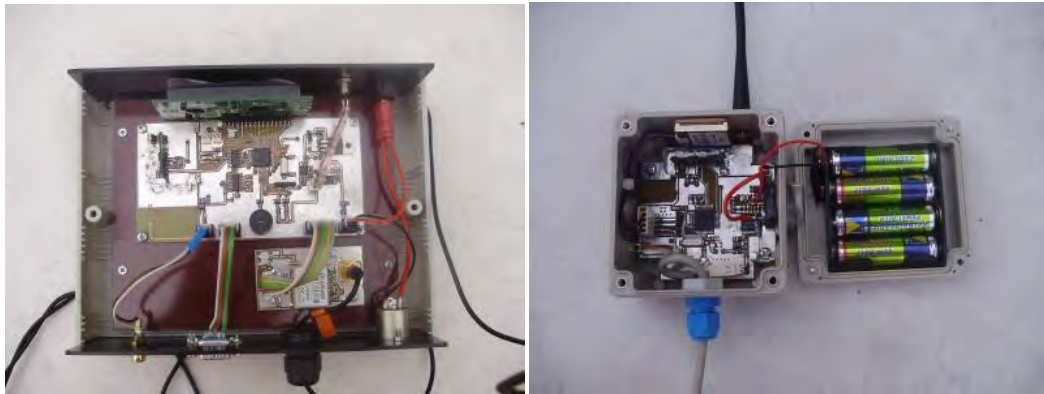


Figure 3: Realized Start and Target Unit

For communication between the microcontroller and remote units, or PC, communication protocols were developed. For bi-directional communication we can use commands such as:

- RESET - after receiving the target unit completely reset all settings to the initial state and sends the confirmation
- STATUS - after receiving the target unit has to return information about current time stamp or synchronization message. Without confirmation of the synchronization message by all units the system cannot start measurement because it means that it has not completely initialize GPS module or a hardware error has occurred that prevents the perfect function of unit.
- MEASURED DATA - data consisting responses from the target units. They are designed for superior system, in this case PC, where they are also inserted into database and analyzed. In this set we can find start time value and break time of targets and the state of power source in each target.

Due battery powered system there are measured voltage values on batteries with integrated A/D converter. We can decode the state of battery and this information is then used in a PC application, which monitors and user is prompted to exchange in case of a fall below the lower limit.

The start unit also enables autonomous operation when the LCD is displays time, which represent the difference between start and break time of appropriate target.

The last part of the start unit is the digital output of the microcontroller to control the alarm, indicating a start of the race (measurement).

3.2 TARGET Unit

Target unit is based on the same microcontroller NPX P89LPC952 block and its structure is very similar. The main difference is in the firmware implementation.

Target unit is battery powered but due limits of extension there are used NiHM triple A batteries. The main reason was to minimize it to be built into the target stands. Current

consumption is at average about 40 mA. It means we can use target units about two days which satisfies requirements for given application.

After power on the target unit try to communicate with GPS module. In the case of correct start-up (cold start consumes about 40 seconds) and met requirements for the number of visible satellites and power over the low limit, the unit responds positive to periodic query of start unit.

The actual time is synchronized by pulses from the GPS unit and appropriate corrections are made. On the second interrupt input is connected an electromagnetic sensor with an electronic converter, which senses the presence of the target. If the message about start of measurement is received, the unit is waiting for a pulse generated from the interruption signal of the sensor. After interruption the time is read by GPS module and corrected by target unit. This information with the state of battery is sent to the start unit. In other cases, the message is sent on failure (the target must be positioned correctly). Correct setting of the target unit is indicated by an LED.

Communication runs over wireless serial module and other tasks are directed by the starting unit. Target unit only reflects the present state of the time, battery power supplies, etc. on demands.

3.3 Measurement Application

The application for easy operation and data processing was developed in Microsoft Visual Studio 2008. Application controls the whole measurement process by starting the unit. The output is formatted ordered table which is exported to MS Excel format. Communication between PC and start unit is realized by simple message on serial port or by virtual port offered by Bluetooth devices.

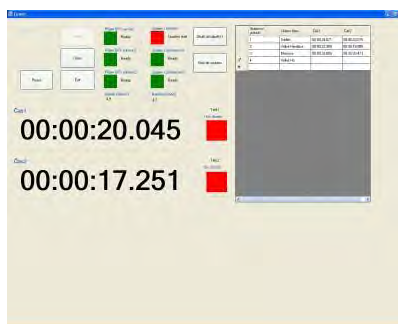


Figure 4: Measuring application.

3.4 Results by Microcontroller Experiments

The entire measurement chain has been tested in preparation for competition and at sharp competition only once. Originally developed time measurement application provides time with linear growing delays. GPS based version has not these problems however need to fix time corrections. The problem that arises in this particular case is that we cannot display timing in real-time because the speed of wireless communication is not sufficient to transfer the time and status. Against the old version where the measurement was limited by long metallic wires but there was only one measuring unit and the time could to be displayed, this is very uncomfortable limitation. Range of units in the open field is limited by used wireless technology for data transmission. With a small antenna this means about hundreds of meters distance. Wireless technologies for more transparent network (as wi-fi, etc.) bring more complications for used simple microcontrollers.

This method allows the solution with time precision in milliseconds, which is sufficient for developed application.

4 Experiments with Gate Arrays

For simple measurements of on/off values the methodology described in the previous chapter and validated on the real task is sufficient. GPS provides more accurate pulses and even if it is possible to use more powerful and faster microcontroller, we choose the gate arrays for next steps. This concept is shown in Figure 6.

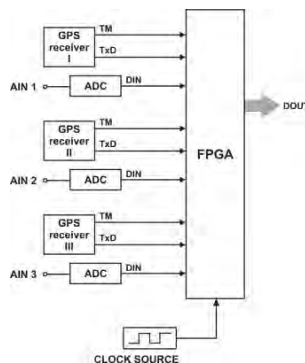


Figure 6: FPGA implementation.

Basic part was implemented in Xilinx Spartan 3 which is connected with connected with A/D circuits and GPS unit. First tests were not successful due bad PCB design (A/D circuits were generated noise with constant voltage on input due thermal conditions near stabilization circuit). NMEA protocol sentences are partly implemented with a source of accurate pulses controlled by synchronization pulses by GPS. In addition calculation of moving average was implemented for more precise time determination. In this time we work on memory scope based on described technologies.

5 Conclusions

Use of GPS modules for measurement with need of precise time based is possible and it brings very interesting results. The implementation of devices based on GPS could not be expensive against wired measuring networks. For next generation of devices there is necessary to find better wireless connection solution for faster data transmission. For microseconds accuracy there is an open range of industrial applications as in the near future designed impact measurement in product pipelines [1].

Acknowledgement

This work was supported by the Ministry of education of the Czech Republic under project 1M0567 – Centre of Applied Cybernetics.

References

- [1] Nevřiva, P., Ozana, S., Vilimec, L. The Finite Difference Method Applied for the Simulation of the Heat Exchangers Dynamics. Proceedings of the 13th WSEAS International Conference on SYSTEMS. 2009. Rhodes Island, Greece. ISBN 978-960-474-097-0. ISSN 17902769.
- [2] Atkinson, S., Heyes, C. GPS synchronisation of WAM systems – pros and cons. WAM study report. ESVAVS 2010. Berlin, Germany.

PHOTOGRAMMETRY IN MINING HOLE INSPECTION USING MCU CONTROLLED LED FLASH

Dagmar ŠELIGOVÁ,

Institute of Geodesy and Mine Surveying, HGF, VSB-TU Ostrava,
17. listopadu 15, Ostrava-Poruba, 708 33

E-mail: ildagmar.bohmova@vsb.cz, igdm.vsb.cz

David VALA

Department of measurement and control, FEI, VSB-TU Ostrava,
17. listopadu 15, Ostrava-Poruba, 708 33

E-mail: david.vala@vsb.cz, dmc.vsb.cz

Abstract: Safety working conditions are on first place in mining industry. Periodical inspection and analysis of mining shaft profiles are necessary for safety transportation of worker and materials and so contact less profile measurement methods like photogrammetry are used for this purpose. This contribution describes advantages and disadvantages of usages solid state flash as light source in photogrammetry for mining industry as well as control of scene light, flash timing and spectral distribution of light. Especially of replacement xenon flash tube by solid state LED diodes and followed process of computer aid analysis of mining shaft profiles for rapid diagnostics and risk management in controlled.

Keywords: photogrammetry, LED, mining shaft, measurement, intrinsic safety

1 INTRODUCTION

Large underground rooms are created during the mining activities. Some of them are unable to mapping and analysis for their inaccessibility. This category includes also the rooms which is form technical point of view accessible but is dangerous to life or measurement is extremely hard. Exact determining shape and position of underground rooms is one of main aspect of mines safety operation and for optimizing mining process and economical efficiency.

Different tools then tape measures and plumb lines are better to choose in cease of upper describes condition. Photogrammetry is one of suitable method for this type of measurement, but photogrammetry is used sporadically in underground conditions from several reasons.

This reason could be divided by specific condition of mining spaces and rooms one side like are condition of light, wall materials, mud and fog, camera sensitivity, post processing method etc. and safety and security requirements on other one that include task like specific regulation of using instruments in deep colliery. Advance of photogrammetric method for staff safety and economic benefit of rapid re-measurement key parts of mines compensated higher technical and technological investment for successful implementing of this method.

Time of measurement is another task for measurement in mining spaces which could be accord with regulation of people exposure in danger environment or technical and technological time schedule of mine operation. This could be one of most important point in selection of measurement technology for periodic in fulltime run industry. Well adapted

photogrammetric method could be right solution of this time based problem of measurement. We are decide designed new devices for inspection of mining hole using photogrammetry method based on upper described reasons. And so when we are redesign and optimizing existing tool we are also designed brand new MCU controlled light source using LED diodes.

2 SINGLE SHOT FOTOGRAMMETRY

Single shot photogrammetry is one of photogrammetric method suitable to dynamic condition of measurement, especially useable in motion. There are two parts in photogrammetric tool. One of them is the camera, which make the picture of the measured scene second one is the light source. Light source is mounted under the camera container and distance between camera and light source depend of used objective and maximum radius of scene. In our system are modules connected by steal cable and self stabilized by earth gravity. Both of modules ale hang on the mine lift and move with them trough scanning mining hole. Schematic and photo of complete hang device for photogrammetry are on figure1.

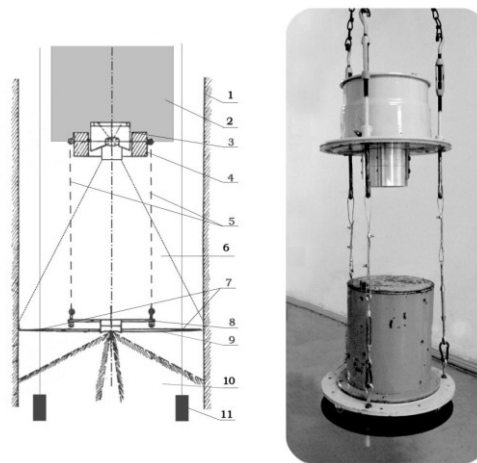


Figure 1: Photogrammetry device for mining hole inspection

Figure 2 show the measurement in real mining hole and difficult light condition of scene. Second part of this figure show 2D result from first one computed by photogrammetry method. This result of equipped mining hole is very useful for maintenance and for measurement of distortion of mining hole by geological condition. Figure 3 Show vertical profile and 3D model of laboratory shaft located on our university.

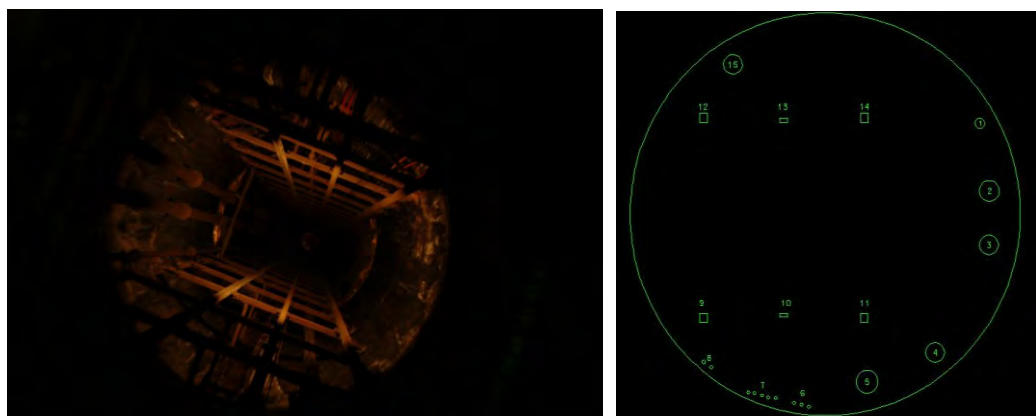


Figure 2: Real picture from mining hole and computed position of object inside

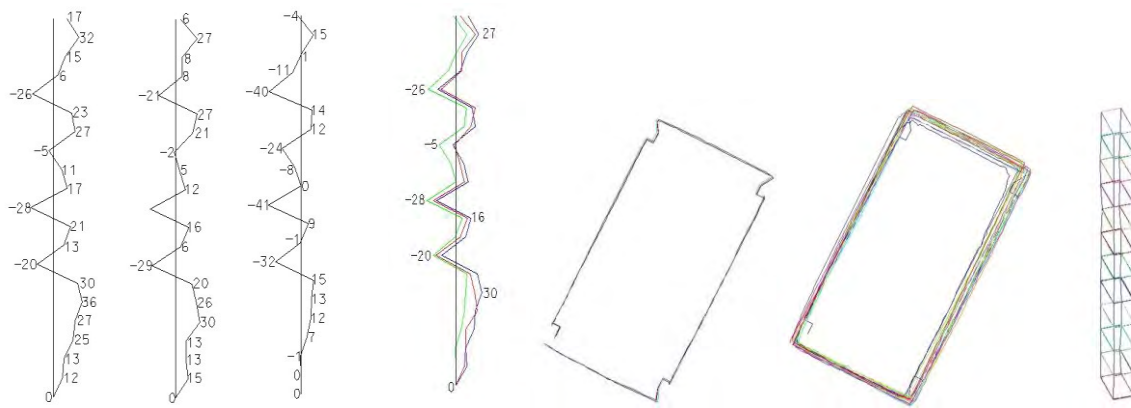


Figure 3: Vertical distortion, component and 3d model of laboratory shaft.

3 CONTROL AND DRIVE LED LIGHT SOURCE

LED diodes have several advantages in comparison with xenon flash tube. But it's necessary complete redesigning of control system for LED diodes. We are designed new control system based on 8-bit MCU for this purpose. Primary function is control light in captured scene and communication with camera. Our system support control of this attributes of light source:

- Length of flash
- Intensity of light
- Periodic repeated flash
- Continuous light – unable by Xenon Flash source
- Control of LED segments

Synchronization is by wire form standard camera-flash interface with optical galvanic separation of both part of system. Also is possible replace wire by optical cable for reduce possibility of interference in long cable (distance between camera body and light source could be more the ten meters).

Main disadvantage of this solution is longer time of minimal “LED flash” due the lower peak energy. This could cause some problem with longer exposure time for camera and distortion of picture captured in higher speed.

4 SAFETY OPERATION

All stuff used in mines, especially in deep coal mines, has to fulfill the conditions and regulations with is specific for this industry. At the basic we can look on this equipment like an electric device and must be safety for operators by this point of view. This is clear and could be solved for both types of light sources – xenon tube and LED diodes. LED diodes simplify the circuit because used low voltage power supply like NiMH battery without any DC-DC convertors or voltage multiplier. Xenon flash (stroboscopic) tube need hi voltage for its operation and specific hi voltage impulse to ignition of flash discharge. This part must be well isolated and protected.

Second important task is intrinsic safety. There are many limits and restriction in this category of devices. Generally are limited prospective quantities of energy, which could be released in one moment. Maximum value of impedance, capacitance, battery capacity or minim battery resistance and so on is limited to reach it. Tested xenon flash tube has energy of flash 60 W/s that it's enough ignite methane in case of malfunction or damaged device. Exist some way to protect this kind of devices and make it possible to operate like intrinsic safe devices, but all of them have only one effect add enough mass to final measurement tool. This is one of reason why we switch form xenon flash tube light source to LED one. However today our light source (and whole device too) is not classified as intrinsic safety device, we would like to approach to this category in future.

5 CONCLUSION

Using of MCU controlled LED flash in photogrammetry, especially for mining hole inspection, could take some advantages in comparison of conventional solution. Solid state or bulb less light source, possibility of controlling intensity and time of flash or continual operating, lower energy consumption and shift of devices mass from payload to enclosure make possible to build robust and reliable tool that can operated in rough environment with different light condition which is usual in mining and raw material industry. This device can also simplify and speed up photogrammetry method and so make it more important and affordable of daily used based inspection of critical part of mining technology and environment. Finally - In spite of much work will be necessary to build commercial devices, its look like right way to solve our goal, especially with regard to rapid development of LED light sources.

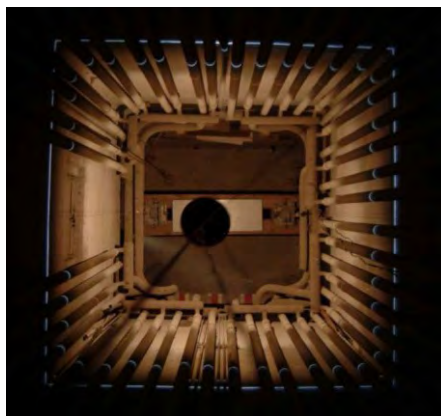


Figure 4.: Light source testing in laboratory shaft.

ACKNOWLEDGMENT

This work is supported by grant of the Grant Agency of the Czech Republic GA105/09/P212 - Innovation of the device for the vertical face diagnostic

REFERENCES

- [1] BŮHMOVÁ, D. : Využití digitální fotogrammetrie při diagnostice svislých důlních děl. Disertační práce doktorského studia. VŠB – TU Ostrava 2005.
- [2] ČERNÝ, I.: Vývoj a ověřování fotogrammetrické soupravy, měřických postupů a metod vyhodnocování pro měření deformací výztuže jam o velkém průměru. Závěrečná technická zpráva. Ostrava 1988

METHODOLOGY FOR ASSESSING EFFICIENCY OF PHOTOVOLTAIC POWER PLANT

Michal TUTSCH, Petr VOJČINÁK

VSB – Technical University of Ostrava

17. listopadu 2172/15, 708 00 Ostrava – Poruba, the Czech Republic

E-mail: michal.tutsch@vsb.cz, petr.vojcinak@vsb.cz

Abstract:

The paper deals with the methodology for assessing the production of solar photovoltaic power plant. Operational quality of a solar power is given to early detection of possible failures of individual components. This can be achieved only by constantly monitoring the status of the plant and their proper evaluation.

It is described design of whole data acquisition system based on data mining and automatic detection of failures and follow-up evaluation of data.

According to a number of newly installed plants, such as in the Czech Republic, it is a very topical issue. The proposed procedures are validated in operation and maintenance of solar power with the performance 350 kWp built in campus of VSB Technical University of Ostrava (also VSB-TUO).

Keywords: datalogger, efficiency, PV Plant

1 Introduction

Quality of service of a solar power plant and thus yield ultimately is subjected to proper monitoring and servicing components. The whole system control status of the plant should be finalized with periodic balance of power production and calculation of the efficiency of power plants. The data should be compared with the data guaranteed by component manufacturers and also with those of the energy audit. In case of different results, it should be approached to financially costly and more accurate ways to verify the status of components, such as power testing of panels or inverters in the test room.

In general, the immediate production of solar plant is directly proportional to solar radiation incident at any given moment on the PV (photovoltaic) panels. Solar radiation is transformed in panels to electrical energy and interlinked in strings to inverters, where it is transformed from a DC voltage to AC one. Inverters are usually the closest device to the panels, which provide information in regular time samples not only on production. In real operation, the actual amount of solar radiation incident on the individual panels influenced by rapidly changing weather during the day, month, year and function of plant components.

The comparison of selected monthly summary exposure in individual years may not coincide with each other and thus do not correspond with the long-term average values reported irradiance in the energy audit. On the other hand, we can assume that the ultimate total production from the plant, which is dependent on the sunshine with a little variation, will be equal to the audit and also in view of decreasing effectiveness of panels over the years. [1]

Proper evaluation of production can only be done by continuous monitoring values, which consist of recorded data of all inverters and monitoring equipment including measuring devices. Then it must be carried out by filtering the data (taking into account the operational status of the device, etc). The advantage is that VSB-TUO has got own solar power plant and now we are developing own monitoring SCADA system, which is mainly intended for purposes of monitoring solar power plants.

The project itself aims to design a comprehensive monitoring system of solar power plant, which consists of both - optimal hardware solution and the software one. The system will automatically collect data and in case of failures or underproduction, it will alert technicians. It will analyze and calculate the effectiveness of PV plant and its changes over the long term. In future, we assume the system will evaluate alerts fully autonomously.

There are some objectives of the project, which are focused on these 4 consecutive stages, thus:

- 1st stage – to identify factors that influence the efficiency of solar power plant, that is both short-term effects of factors - such as an overcast sky, clouds, and long-term factors, for example the change in efficiency of PV panels and other components in terms of long-term operation.
- 2nd stage – to propose a hardware monitoring system so that the data were obtained to confirm the assumptions set out in point 1. The proposed monitoring system should be usable in industry.
- 3rd stage – to acquire data to analyze, filter, and specify production efficiency.
- 4th stage – to propose a comprehensive application for real-time assessment of power plant failures.

Why do we want to achieve this? Comparison of the developed system with existing systems used industrially leads us to idea that there are currently industrially used devices (e. g. dataloggers) to monitor the operation of the plant. But these devices have a very limited ability to detect faults (e. g. different number of PV panels connected to an inverter, lower efficiency of PV panels after several years of operation, etc.), and on some types of disorders it responds inappropriately (e. g. shading of the plant by trees, etc.). These dataloggers are also located on our power plant. Therefore, we have decided to supply the existing system for further and more accurate measurements and suggest new methods to monitor the complete system in terms of both hardware and software, in such a way that our solution would be applicable in the industry without dominant changes. According to a given number of newly installed plants in the Czech Republic, it is a very topical issue. The proposed procedures are validated in operation and maintenance of own VSB-TU solar power plant, with the performance about 350 kW peak value.

2 Factors affecting the efficiency of solar power

Factors influencing the determination of plant efficiency can be divided into these categories:

Photovoltaic (PV) panels:

- type of panels and their involvement,
- azimuth and flatness of panels,
- panel location.

Inverters:

- power of inverters versus irradiation characteristics of current and voltage,
- inverter efficiency at different load,
- software of the inverter (measurement of MPP, Maximum Power Point).

Natural factor:

- course-year exposure irradiation (clouds, thunderstorms, fog, morning, evening),
- ambient temperature and associated temperature of PV panels,
- shading panels (trees, buildings, dust, snow).

Long-term factors are centered on:

- PV panel efficiency viewpoint,
- re-calibration of irradiance sensor,
- changes of all inverters efficiency.

3 Development of monitoring system

For the purposes of design of methods to evaluate plant efficiency, we have developed monitoring system based on real-time measurement by dataloggers, PLCs (Programmable Logical Controllers) and other sensors and devices. All data acquisition devices are connected to the Ethernet, so real-time data are transferred and sent into SQL database. This database can be easily accessed by some client application, developed in MS Visual Studio and written in C# programming language. This application is also used to detect segment faults in the system of the plant, communication errors as well as differences in generated power among inverters. The scheme of our system is shown in **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů..**

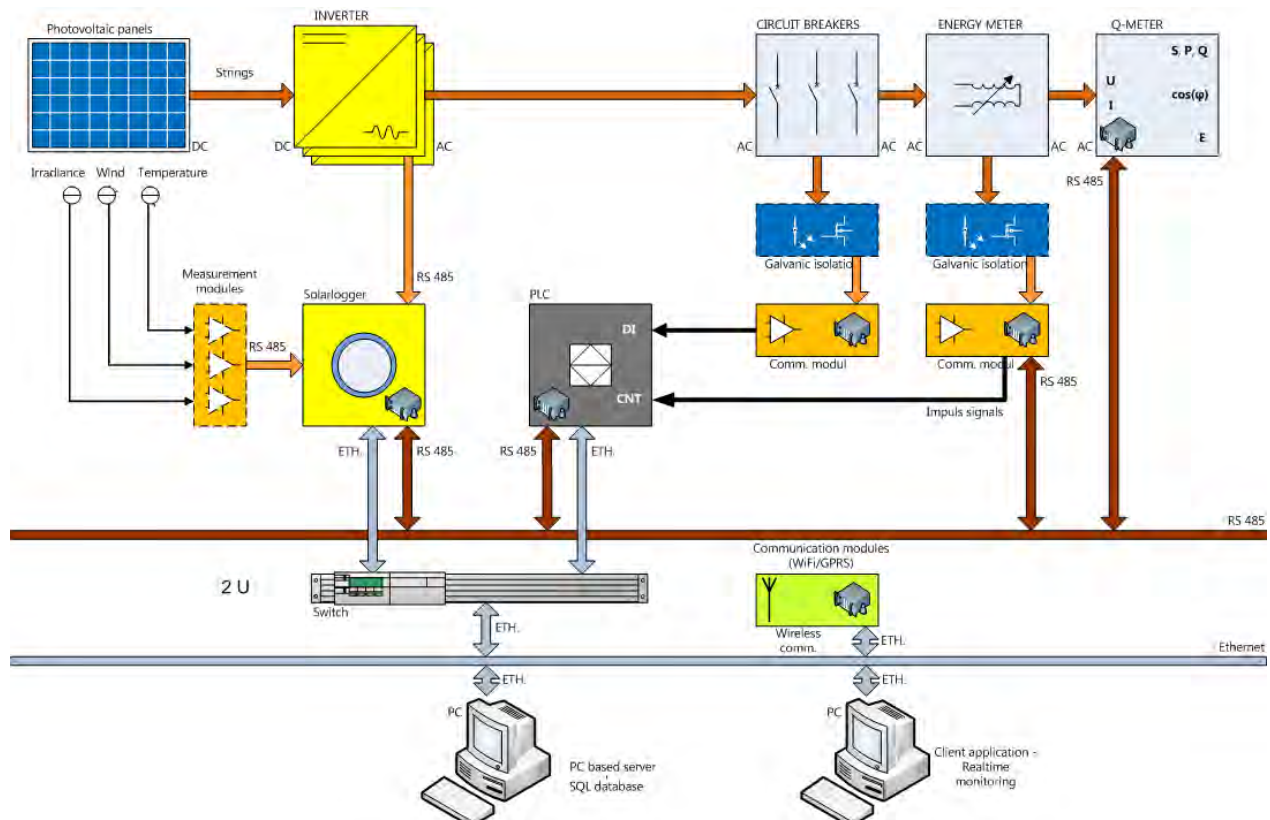


Figure 1: Scheme of developed data acquisition system for the PV plant.

Based on our assumption, we found necessary to measure at least these variables of the plant to determine proper plant features, thus:

- power and energy of inverters,
- current in string boxes,
- actual delivery of the electricity meter,
- irradiance,
- temperature of the PV panels and ambient temperature,
- Q-meter values.

Based on the irradiance measurement, we can predicate production and retroactively compare the actual electricity supply corresponding to the expected production. Irradiance conditions of the plant can dramatically change during the day, especially when it is variable cloudiness. In this case, the analysis must be much more sophisticated. Of course, next issue is to synchronize sample time among devices due to comparing measured data at the same time moment.

Collecting data from the device is as follows, whereas all inverters provide data about:

- current performance and the total or daily supply,
- AC and DC currents and voltages,
- the status of the inverter – its operation mode in the form of some fault status or some error report.

These data values are provided by means of RS-485 bus, through which the datalogger accesses these values. After their transfer and conversion into a suitable format, data are stored into SQL database. Another device used in monitoring system is a PLC (Programmable Logical Controller), which has several functions:

- the PLC monitors the signals from the circuit breaker, i. e. PLC monitors if any part of the plant would be disconnected in case of overload or short circuit,
- the signals from temperature sensors and irradiance sensor are connected to PLC, which also communicates via RS-485 with a network analyzer,
- data are sent at precise moments into the database, when events like the dropping of the circuit breaker are sent immediately to be evaluated as soon as possible and malfunction fixed. [2]

4 Measured and analyzed data

Our monitoring system already collects data for a few weeks and first analyses have just been done.

At first, it was chosen the day, when there was the optimal irradiance, i. e. there were no clouds. In this day, we compared the total supply of real power plants with expected energy output. This expected supply calculation approach depends on these factors, such as total irradiance, flat panels, panels and efficiency – see (1) in simplified form (at specified conditions).

(1)

Where

$E_{est.}$ estimated energy supply of the PV plant (Wh),

- $i_{r(akt.)(t)}$ momentary irradiance value ($\text{W} \cdot \text{m}^{-2}$),
 S total area of PV panels (m^2),
 η_j non-dimensional j -th component efficiency (-),
 T_c stop calculation time (s),
 t_0 start calculation time (s).

Equation (1) is valid only at constant efficiency values of components, whereas operating points of them and PV panel temperature are not considered and discussed. For example:

- PV panel efficiency equals to 13.8 % (at irradiance of $1000 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ and temperature of 25°C), [3]
- inverter efficiency is equalled to 98 % (at maximum power value of 15 kW), [4]

Differences between real and expected energy outputs is shown in Figure 2 (see graph). It is evident that the real supply and the calculated ideal one vary by 2.5 % (neglecting the error of measurement about 1 % of energy). [5]

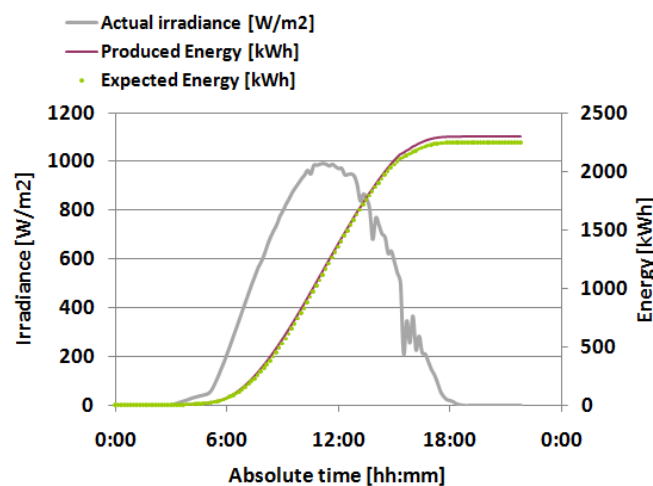


Figure 2: Comparison of power plant supplies – real energy supply and estimated energy supply.

To calculate the percentage efficiency of electricity production from solar energy (the percentage of amount of sunlight energy which is converted into electricity), we use the following equation – see (2):

$$\eta_{\text{plant}(\%)} = \frac{E_{\text{real}}}{E_{\text{expected}}} \cdot 100 \quad (2)$$

Where

- $\eta_{\text{plant}(\%)}$ total plant efficiency (%),
 E_{real} real energy supply of the PV plant (Wh),

The course of the production efficiency is shown in Figure 3.

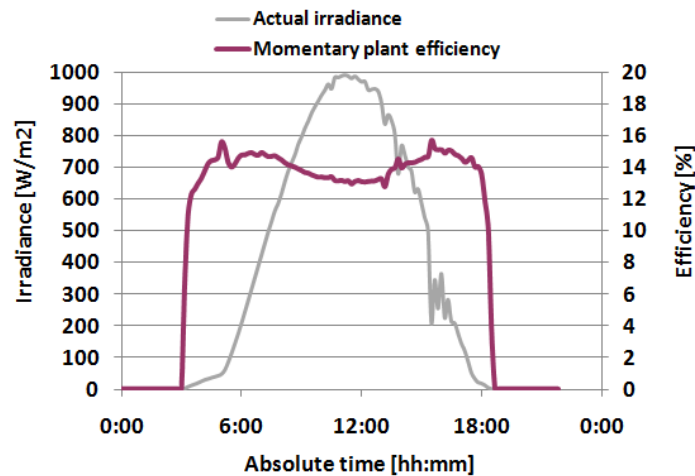


Figure 3: Graph of production efficiency versus power plant irradiation.

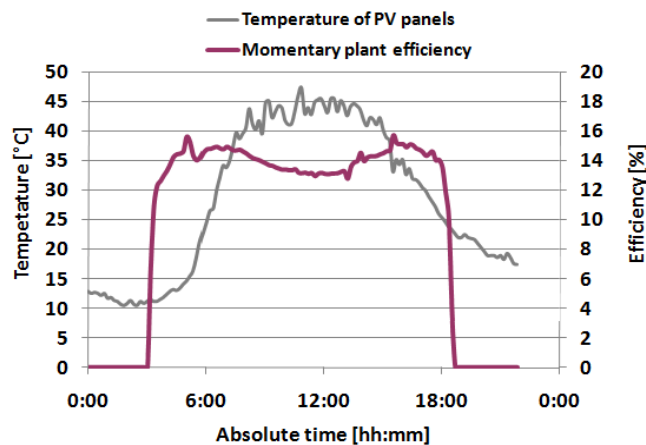


Figure 4: Graph of production efficiency versus temperature of PV panels.

Course of effectiveness is dependent on many factors, however, most significantly it is affected just by temperature of PV panels. Evident dependence of efficiency on temperature is shown in Figure 4. [6]

5 Conclusion

The article brought a presentation of a design of the monitoring system of solar photovoltaic power plant. It presents two areas – at first development of hardware for monitoring system, second area is the software for analyzing efficiency of each part of solar power plant.

The presented solution is widely applicable in industry because it is implemented on commonly available hardware and it extends features of existing facilities for monitoring and analysis of data. There are described advantages of our system against existing solutions.

First measurements and analyzes have been done and the results are presented in this paper. Now we are developing a PC based application in Microsoft C#, that would analyze data both, in real-time and retroactively.

Acknowledgement

This research has been carried out under the financial support of research grant “Methodology for assessing the effectiveness of energy transformation in the solar power plant”, SP2011/117, GACR, Grant Agency of the Czech Republic.

References

- [1] G. Blaesser, “PV System Measurements and Monitoring, the European Experience”, *Solar Energy Mater Solar Cells*, vol. 47, pp. 167-176, 1997.
- [2] Z. Machacek, V. Srovnal, “Automated System for Data Measuring and Analyses from Embedded Systems”, *In 2005 Proceedings of 7th WSEAS International Conference on Automatic Control, Modeling and Simulation*, 13th – 15th March 2005, pp. 43-48, Prague, Czech Republic, 2005.
- [3] BP Solar. *225W Photovoltaic Module BP 3225T* [Online]. 2 pages. Available at: <<https://na3.salesforce.com/sfc/p/3000000001pz9EhQCWjbfLv1qQX6uil1DWTFCFqw=>>>.
- [4] Danfoss Solar Inverters A/S. *TripleLynx Inverter Range* [Online]. Available at: <http://www.danfoss.com/NR/rdonlyres/0/DanfossTripleLynxGB_TLX006.pdf>
- [5] S. Vergura, G. Acciani, V. Amoruso, G. Patrono, F. Vacca, “Descriptive and Inferential Statistics for Supervising and Monitoring the Operation of PV Plants”, *IEEE Transactions on INDUSTRIAL Electronics*, November 2009.
- [6] N. Forero, J. Hernandez, G. Gordillo, “Development of a Monitoring System for a PV Solar Plant”, *Energy Conversion and Management*, vol. 47, pp. 2329-2336, 2006.

SROVNÁNÍ METOD ANALÝZY SIGNÁLU AKUSTICKÉ EMISE V ČASOVÉ A FREKVENČNÍ OBLASTI PŘI MĚŘENÍ PRŮTOKU DVOUFÁZOVÝCH MÉDIÍ

Miroslav UHER

Ústav automatizace a měřicí techniky, Vysoké Učení Technické v Brně

Kolejní 2906/4, 612 00 Brno

E-mail: xuherm02@stud.feec.vutbr.cz

Abstrakt:

Cílem článku je srovnání dvou skupin metod pro měření parametrů průtoku dvoufázových médií složených z pevných částic a z plynu. Do první skupiny metod založené na analýze signálu v časové oblasti se řadí zkoumaná metoda měření energie signálu. Do druhé skupiny metod postavených na frekvenční analýze signálu se pak řadí metoda výpočtu střední hodnoty amplitudy výkonového spektra. Článek se snaží uvedené metody mezi sebou srovnat a představit jejich výhody, nevýhody a možnosti dalšího zkoumání v měřicích aplikacích.

Klíčová slova: akustická emise, měření průtoku dvoufázových médií, analýza v časové a frekvenční oblasti.

1 Úvod

Obecně se metody analýzy měřených signálů dělí na dvě základní skupiny a to na metody analýzy v časové a frekvenční oblasti. Tyto metody lze také v praxi aplikovat na signál akustické emise. Signálem akustické emise je pak nazýván signál, který vzniká v materiálech samovolně na základě působení vnějšího mechanického namáhání. Protože se na pracovišti zabýváme měřením průtoku dvoufázových médií pevné částice/plyn bude článek zaměřen právě na signály pocházející právě z této oblasti.

Zvolená metoda měření průtoku pevných částic, respektive dvoufázového média složeného z pevných částic v plynu pomocí analýzy akustického signálu získaného při nárazu částice na překážku lze analyzovat na základě Hertzovy teorie rázu. Tato teorie je popsána včetně nezbytného matematického aparátu v mnoha stěžejních světových dílech týkajících se mechanického rázu částic, např. [5], v české odborné literatuře ji popisuje např. Brepta [3]. Hertzova teorie definuje ráz dvou ideálních sférických těles (koulí) a jejím výsledkem jsou vztahy pro dobu rázu T a velikost maxima působící síly během rázu F_{max} . Pro specifický případ rázu koule na rovinnou desku lze pomocí původních vztahů v limitním přechodu pro poloměr jedné z koulí ($r_2 \rightarrow \infty$) snadno získat vztahy popisující ráz koule na rovinnou desku. Z této teorie odvozuje Beneš a Zehnula [2] vztahy z nichž vyplývají jak parametry, na kterých závisí výstupní měřené veličiny akustického signálu, tak závislosti jaké jsou mezi vstupními parametry a výstupními veličinami. Je nutné ale mít na zřeteli, že uvedené závislosti pro výstupní veličiny (1), (2) platí pro malé rychlosti srážky, protože sama Hertzova teorie zanedbává vliv vlnového charakteru rázu a předpokládá, že doba trvání rázu je alespoň o řád vyšší než je doba, kterou potřebují vlny k proběhnutí tělesem a k návratu na místo kontaktu [3]. Konstanty α_1 a α_2 jsou materiálové konstanty definované pomocí vztahů (3) a (4).

$$T \approx (\alpha_1 + \alpha_2)^{0,4} \rho^{0,4} v^{-0,2} r \quad (1)$$

$$F_{max} \approx (\alpha_1 + \alpha_2)^{-0,4} \rho^{0,6} v^{1,2} r^2 \quad (2)$$

kde:

T je doba trvání rázu,

F_{max} je maximální hodnota působící síly během rázu,

ρ je hustota materiálu sférického tělesa,

v je rychlost narážejícího tělesa a

r je poloměr sférického tělesa.

$$\alpha_1 = \frac{1 - \mu_1}{G_1} \quad (3)$$

$$\alpha_2 = \frac{1 - \mu_2}{G_2} \quad (4)$$

kde:

μ_1 a μ_2 jsou Poissonovy konstanty materiálů částice a nárazové desky a

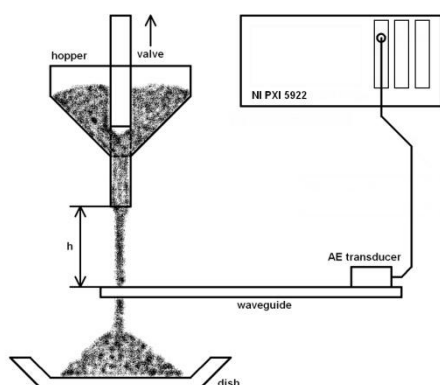
G_1 a G_2 jsou moduly pružnosti obou materiálů částice a desky ve smyku.

Skutečnost, že jsou veličiny popisující signál akustické emise závislé na několika parametrech lze využít k tomu, že lze pomocí signálu akustické emise měřit více parametrů než je samotná velikost rychlosti průtoku pevných částic ve dvoufázovém médiu. Dalšími možnými měřenými parametry kromě rychlosti částic může být hustota materiálu částic, jeho vlastnosti z hlediska pružnosti, velikost narážejících částic a všechny vlivy, které uvedené veličiny nepřímo ovlivňují. Existuje předpoklad, že při analýze signálu ve frekvenční oblasti bude možné obě získané veličiny z Hertzovy teorie rázu (doba trvání rázu T a maximální síla během rázu F_{max}) ve spektru identifikovat. Amplitudy spektrálních čar by měly být úměrné maximální síle F_{max} a reciproké hodnoty jejich frekvencí by měly odpovídat době trvání rázu částic T . Uvedený předpoklad je převzat ze studií [1] a [2], které jej potvrzují na příkladu měření rozložení velikosti částic. Tyto předpoklady by měly být potvrzeny zvolenou frekvenční analýzou, kdy bude stanovena střední hodnota amplitudy naměřeného spektra signálu akustické emise. Pro srovnání byla v časové oblasti zvolena metoda stanovení střední hodnoty energie signálu, pomocí které by mělo být možné pozorovat viditelné rozdíly mezi získanými signály při různých parametrech.

Metodami měření energie signálu akustické emise se již v minulosti zabývala řada autorů. Žádný z nich se však nezabýval komplexní otázkou, které metody, popřípadě jaké jejich kombinace poskytují nejlepší podmínky pro statistickou analýzu dat naměřeného signálu. Za všechny jmenujme některé následující práce. Ověřováním teorií vycházejících z Hertzovy teorie se věnuje Guinto a kol. [6]. Autoři se zabývají emisí, která vzniká při nárazech skleněných částic o známých poloměrech rozptýlených v organické kapalině. Zvýšením počtu částic v tekutině došlo ke vzrůstu kolizí, a ke zvýšení energie signálu a výkonového frekvenčního spektra. V další práci se Cao a kol. [4] zabývají možností sledování hmotnostního průtoku přenášeného pevného materiálu mj. pomocí energie signálu. Autory poslední jmenované práce, zabývající se měřením průtoku shluků jemných křemíkových částic pomocí akustické emise je Hou a kol. [7]. Naměřené signály byly analyzovány ve spektrální oblasti a bylo zjištěno, že energie spektra roste se zvyšující se rychlostí průtoku.

2 Experimentální část

Měřicí systém pro provádění experimenty je ukázán na Obrázku 1 a 2. Měřicí aparatura se skládala ze zásobníku, umístěného nad záchytnou nádobou. Zásobník byl ovládán ventilem. Jako měřený materiál byly využity keramzitové granule, používané ve stavebnictví. Mezi zásobníkem a nádobou byla pak vložena překážka tak, aby na ni dopadaly protékající pevné částice. Jako překážka byl použit duralový úhelník, který sloužil zároveň jako vlnovod pro přenos ultrazvukových vln AE ke snímači AE. Jako snímač AE byl použit piezoelektrický snímač AURA SV 416. Signál ze snímače byl bez dalších úprav přiveden přímo na vstup měřicí karty NI PXI 5922. Tato karta obsahuje 24bitový vysokorychlostní A/D převodník. Naměřený signál byl zpracován pomocí NI LabVIEW 8.5. Pro zpracování dat byla sestavena vhodná měřicí aplikace. Tato aplikace umožnila přímý výpočet krátkodobých spekter přiváděného signálu pomocí FFT. Aplikace zároveň prováděla záznam vypočítaného spektra na pevný disk počítače. Ze záznamu spektra byly nejprve pro následující frekvenční analýzu vypočítány průměrné hodnoty spektrálních čar. Průměr byl získán ze souboru 1000 po sobě jdoucích spekter, které byly získány v době, kdy na překážku dopadaly granule. Signál AE byl na měřicí kartě měřen při zvoleném rozsahu 10 V. Pro výpočet výkonového spektra pomocí FFT bylo použito 1024 vzorků se zvolenou Hanningovou oknovací funkcí. Záznamová rychlost karty byla nastavena 256 kS/s. Pro analýzu v časové oblasti byly v druhé fázi pro časovou analýzu vypočítány z výkonového spektra odpovídající matematickou operací (sumace frekvenčních složek výkonového spektra a násobení této sumy časem) hodnotu energie signálu.



Obrázek 1: Schéma aparatury.



Obrázek 2: Uspořádání pracoviště.

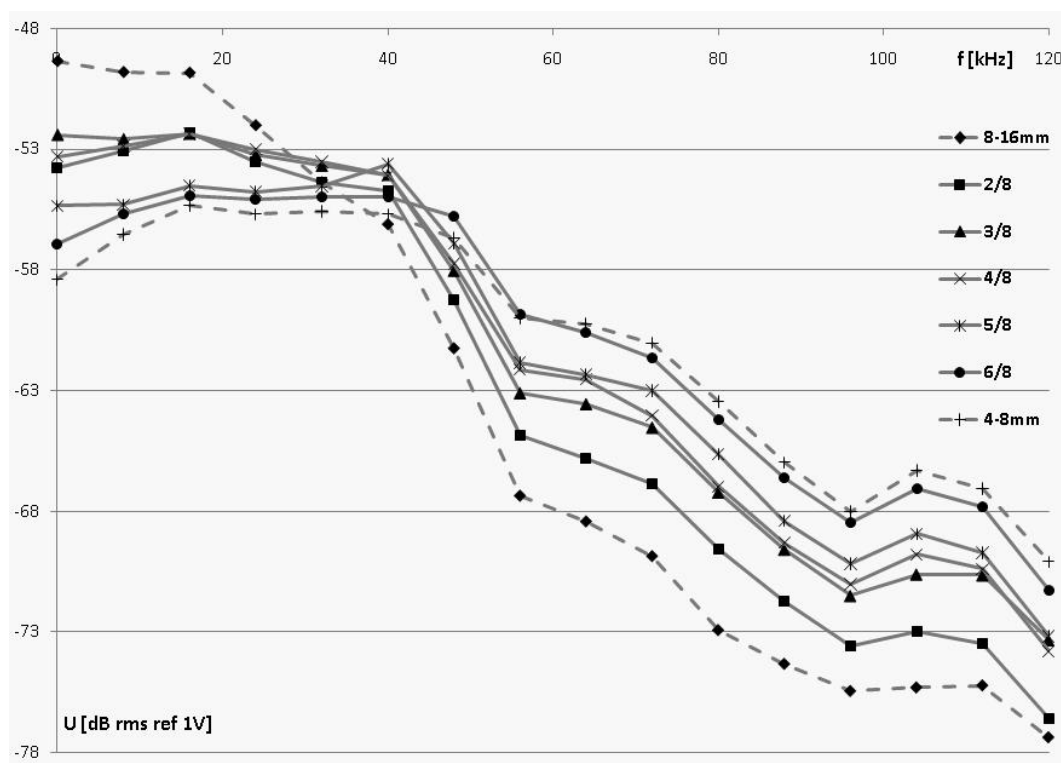
Měření pro určení vlastností obou metod probíhala pomocí následujícího experimentu. K dispozici byly dvě frakce keramzitových granulí s velikostí částic 4-8 mm a 8-16 mm. Obě frakce byly pomocí měřicí aparatury sypány ze stejné výšky (15 cm) a byla změřena výkonová spektra takto vzniklého signálu AE. V další fázi bylo vytvořeno pět hmotnostních směsí těchto frakcí. Tyto směsi byly míchány v poměru malé granule/celková hmotnost jako směsi 2/8, 3/8, 4/8, 5/8 a 6/8. Pro uvedené směsi byla rovněž naměřena výkonová spektra (výška, ze které částice dopadaly, byla opět 15 cm). Pro statistické zpracování signálu ve frekvenční oblasti bylo zvoleno výše uvedené zpracování naměřených amplitud v pásmech frekvencí se stejným krokem. Krok jednotlivých frekvenčních intervalů byl zvolen 8 kHz, v těchto frekvenčních pásmech byly vypočítány průměrné hodnoty amplitud spekter a tyto hodnoty byly zakresleny do příslušných grafů v následující kapitole. Pro porovnání byly v časové oblasti vypočítány energie signálů jednotlivých směsí. Na základě těchto dvou analýz by pak mohlo být rozhodnuto, která z těchto dvou metod je vhodnější a bohatší na množství informací.

3 Výsledky a diskuse

3.1 Výsledky analýzy ve frekvenční oblasti

První částí provedených měření bylo experimentální ověření vlivu parametru velikosti částic. Z uvedené Hertzovy teorie rázu vyplývá, že doba rázu částic T a maximální síla působící během rázu F_{max} ovlivňuje velikost amplitudy spektrálních čar. Mělo by tedy platit, že menší částice by měly vykazovat nižší amplitudy spektrálních čar na nižších frekvencích, kdežto na vyšších frekvencích by měly mít spektrální čáry vyšší amplitudy. Naopak u větších granulí by mělo platit, že vyšší amplitudy spektrálních čar by se měly nacházet na nižších frekvencích, zatímco na frekvencích vyšších by pak měly mít spektrální čáry nižší amplitudu.

Graf získaný výše uvedenou analýzou ve frekvenční oblasti je uveden na Obrázku 3. Z tohoto grafu je zřejmé, že stanovené předpoklady se naplnily a že je tedy možné pomocí této metody ve frekvenční oblasti jasně rozlišit jednotlivé směsi granulí od sebe. Směsi s převahou menších částic jsou charakterizovány vyrovnanějším spektrem, sahajícím do vyšších kmitočtů, kdežto směsi s převahou částic větších mají vyšší amplitudy spektra na nižších kmitočtech.

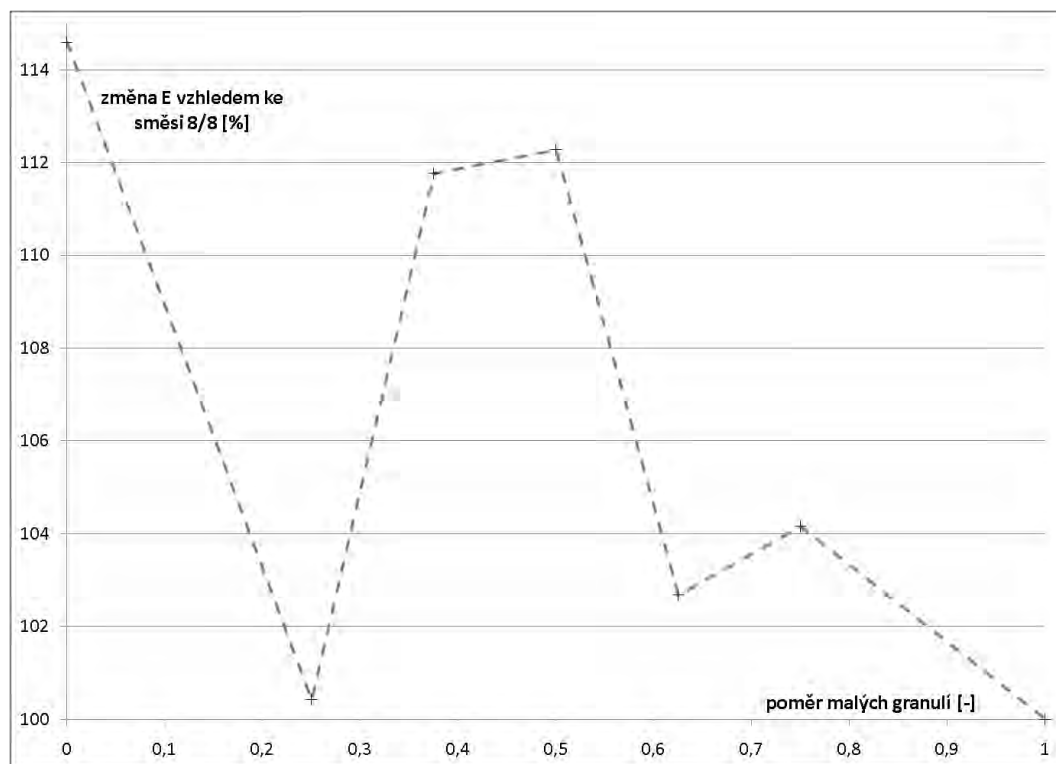


Obrázek 3: Analyzovaná data měření směsí částic ve frekvenční oblasti.

3.2 Výsledky analýzy v časové oblasti

Výpočtem energie spektra byly dosaženy výsledné hodnoty z grafu na Obrázku 4. V tomto grafu je na ose x vyneseno poměry malých granulí k celkové hmotnosti vytvořené směsi a na ose y je pak zobrazen poměr energie měřeného signálu k energii signálu získaného měření ve směsi, která obsahovala pouze malé částice. Toto zobrazení je zvoleno kvůli velmi jednoduché orientaci ve výsledcích analýzy. Z uvedeného grafu je vidět, že pokud na základě znalosti teoretických předpokladů připustíme, že energie signálu by měla růst

s rostoucím poměrem větších částic, pak toto zobrazení již není pro provedené experimenty tak výhodné a velmi zřetelně se v něm projevují nahodilé chyby. Chyba pro směs s poměrem menších granulí 2/8 se projevila i ve frekvenční analýze, kdežto odchylky od myšlené lineární spojnice trendu viditelné pomocí této analýzy v časové oblasti pro směsi 3/8 a 5/8 se ve frekvenční oblasti zřetelně neprojevily.



Obrázek 4: Vypočítaná energie signálu v časové oblasti.

3.3 Srovnání obou metod

Z provedených měření vyplynulo, že výpočet energie signálu v časové oblasti je velmi citlivý na různé výkyvy měřených parametrů. Předpokládaný důvod, proč se v časové oblasti analýza plně neshoduje s teoretickými předpoklady, je zřejmě fakt, že se nám s dostupnou aparaturou zřejmě nepodařilo zcela splnit požadavek konstantních vstupních parametrů těch veličin, které byly v průběhu měření považovány za konstantní (hustota částic, spíše však jejich střední rychlost, vliv počáteční rychlosti apod.). Naproti tomu zvolená metoda analýzy ve frekvenční oblasti dokázala velmi dobře tyto výkyvy potlačit, metoda je tedy k těmto vlivům odolnější. Dá se proto očekávat, že energie signálu spolehlivě nese informaci o parametrech měřeného průtoku. Pomocí energie signálu se však velmi špatně určují parametry průtoku v případě, že je nutné použít vícerozměrnou analýzu (mění-li se více parametrů průtoku zároveň). Analýza ve frekvenční oblasti definuje více parametrů, které je možné sledovat a poskytuje tak lepší data využitelná pro následnou vícerozměrnou statistickou analýzu.

4 Závěr

V článku byly studovány dvě metody analýzy signálu akustické emise. Analýza velikosti spektrálních čar ve frekvenční oblasti se ukázala jako vhodnější pro vícerozměrnou

analýzu signálu, avšak není příliš citlivá ke stabilitě vstupních parametrů. Další prováděný výzkum však musí ukázat, zda je tato skutečnost výhodou či zda bude bránit věrohodnému statistickému zpracování dat. Metoda měření energie signálu v časové oblasti ukázala, že je sice citlivější na výkyvy vstupních parametrů, nicméně jediný parametr nemusí být pro vícerozměrnou analýzu dat výhodný. Ideálně se proto jeví možnost kombinace obou těchto metod, které by ideálně spojovala pouze jejich výhody.

Možnost kombinace obou metod a dále přesné stanovení počátečních podmínek měření při průtoku pevných částic bude předmětem dalšího výzkumu na ÚAMT FEKT VUT v Brně.

Poděkování

Tato práce je částečně podporována Ministerstvem školství, mládeže a tělovýchovy České republiky (Výzkumný záměr MSM0021630529 Inteligentní systémy v automatizaci), Grantovou agenturou České republiky (102/09/H081 SYNERGY – Senzory a inteligentní senzorové systémy) a grantem "Podpora výzkumu moderních metod a prostředků v automatizaci" financovaným z Interní grantové agentury Vysokého učení technického v Brně (číslo grantu FEKT-S-11-6). Bez podpory výše uvedených agentur a institucí, by předložený výzkum a vývoj nebyl možný.

Reference

- [1] Beneš, P., Klusáček, S., Pikal, P.: In process measurement of particle size distribution. In Proceedings of IEEE Sensors 2004. Vienna University of Technology, Vienna, 2004. ISBN: 0-7803-8692-2.
- [2] Beneš, P., Zehnula, K.: New design of two-phase flowmeters. Elsevier: Sensors and Actuators A: Physical. November 2000, Volume 48, s. 220-225. ISSN: 0924-4247.
- [3] Brepta, R., Prokopec, M.: Šíření napěťových vln a rázy v tělesech. Praha: Academia, 1972. 524 s. č. 21-056-72.
- [4] Cao, Y., Wang, J., Yang, Y.: Multi-scale analysis of acoustic emissions and measurement of particle mass flowrate in pipeline. Journal of Chemical Industry and Engineering. June 2007, Volume 58, No. 6, s. 1404-1410. ISSN: 0438-1157.
- [5] Goldsmith, W.: Impact: The theory and physical behaviour of colliding solids. London: Edward Arnold Publishers Ltd., 1960. 396 s. ISBN: 0-486-42004-3.
- [6] Guinto, W., et al.: Noise emission of suspended particles in an agitated environment. Elsevier: Advanced Powder Technology. 1993, Volume 4, s. 143-157. ISSN: 0921-8831.
- [7] Hou, R., Hunt, A., Williams, R. A.: Acoustic monitoring of pipeline flows: particulate slurries. Elsevier: Powder Technology. November 1999, Volume 106, s. 30-36. ISSN: 0032-5910.

MALÝ DATALOGGER S FLASH KARTOU

Martin VÁGNER

Ústav automatizace a měřicí techniky, Vysoké Učení Technické v Brně
Kolejní 2906/4, 612 00 Brno

E-mail: xvagne04@stud.feec.vutbr.cz

Abstrakt:

Práce se zabývá konstrukcí jednoduchého záznamníku analogových a číslicových signálů. Cílem je vytvořit datalogger schopný zaznamenávat jeden analogový a osm číslicových signálů a jejich průběhy ukládat na paměťovou kartu. Číslicové vstupy mohou být navíc nastaveny jako události pro spouštění záznamu.

Klíčová slova: datalogger, paměťová karta, SD, SDHC, MMC, rozhraní USB, SCPI

1 Úvod

Sběr dat je nezbytnou součástí v oblasti řízení a regulace procesů. Záznamníky (dataloggery) se obvykle využívají především pro diagnostiku a ladění zařízení. Existuje celá řada univerzálních zařízení pro záznam jak analogových tak číslicových signálů, ale jejich nevýhodou je především vysoká cena a komplikované ovládání.

2 Cíle

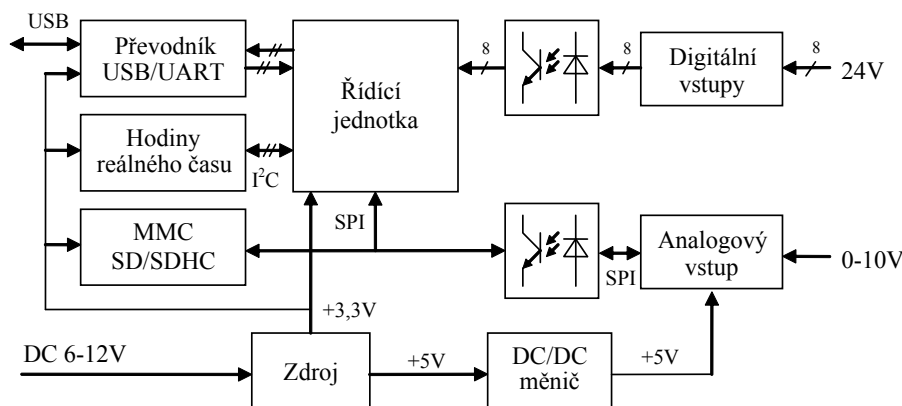
Cílem práce je zkonstruovat jednoduchý datalogger pro dlouhodobý záznam jednoho analogového a osmi číslicových signálů kompatibilních s úrovněmi používaných v průmyslové praxi. Nezbytnou součástí je galvanické oddělení analogových i číslicových vstupů a v případě potřeby možnost napájet zařízení z akumulátoru. Parametry dataloggeru shrnuje tabulka 1.

Tabulka 1: Parametry dataloggeru

Analogové vstupy	1x napěťový 0 až 10 V
Číslicové vstupy	8x aktivní úroveň 24 V
Galvanické oddělení vstupů	skupinové
Časové značky	absolutní
Trigger	periodický (min. 10ms), externí, alarm, SW, uživatel.
Paměťová karta	MMC/SD/SDHC
Komunikační rozhraní	USB
Napájecí napětí	minimálně 6 až 12 V DC

3 Popis hardwarového řešení

Datalogger se skládá z několika základních částí, kterými jsou řídicí jednotka, převodník USB/UART, hodiny reálného času, paměťová karta, obvody digitálních vstupů, obvody analogového vstupu a napájecí zdroj. Blokové schéma zařízení se nachází na obrázku 1.



Obrázek 1: Blokové schéma zapojení [1]

3.1 Řídicí jednotka

Základní prvek dataloggeru tvoří mikrokontrolér AT89C51ED2. Jedná se o MCU s osvědčenou architekturou Intel 8051 se zvýšeným výkonem, řadou podpůrných periférií a možností programování v zapojení prostřednictvím vestavěného bootloaderu. Pro zvýšení spolehlivosti je MCU chráněn obvody POR (Power On Reset) a PFD (Power Fail Detect), které zabráňují vzniku nedefinovaných stavů.

3.2 Hodiny reálného času

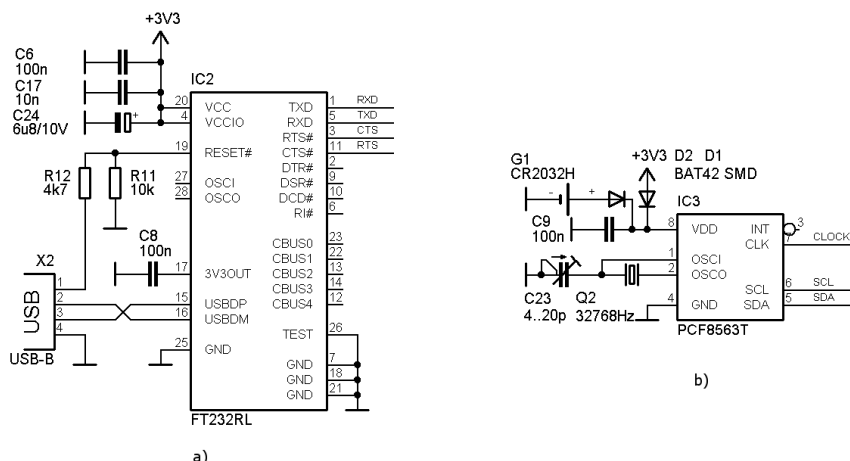
Obvod hodin reálného času (RTC) slouží k označení vzorků absolutní časovou značkou. Pro tuto funkci byl zvolen obvod PCF8563 a to především z důvodu přítomnosti programovatelného výstupu hodinového kmitočtu. Kmitočet generovaný obvodem hodin reálného času se přivádí na vstup časovače T2 hlavního mikrokontroléru a představuje tak referenci pro vzorkování vstupních signálů. Tím se zároveň řeší jinak problematická synchronizace vzorkování s externím RTC obvodem. Komunikace s MCU probíhá po sběrnici I2C a zálohování času při vypnutém napájení zajišťuje lithiová baterie. Hodiny odvozují svůj kmitočet od krystalového oscilátoru, ale pro dosažení vysoké přesnosti je nutná jeho kalibrace (přizpůsobení oscilátoru kapacitě krystalu). Schéma zapojení se nachází na obrázku 2b.

3.3 Rozhraní USB

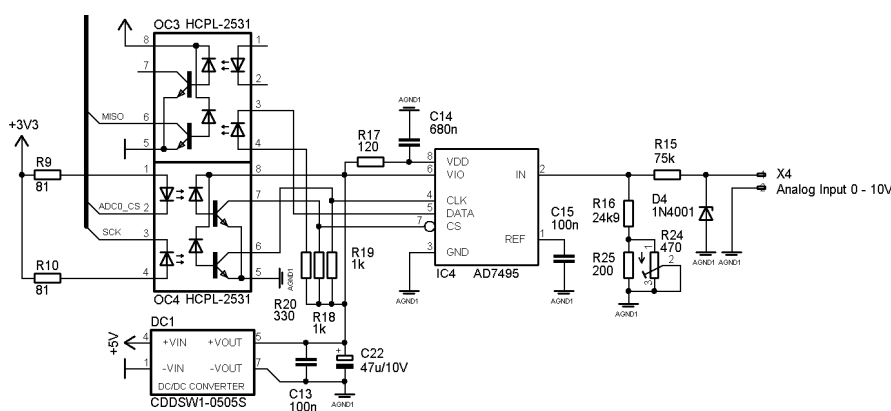
Protože mikrokontrolér AT89C51ED2 nemá integrované rozhraní USB, ale pouze sériový asynchronní kanál, byl použit integrovaný převodník USB/UART obvod FT232RL. Výhodou řešení s převodníkem na sériovou linku je jednodušší realizace software pro PC, kde se převodník dodávanými ovladači emuluje jako virtuální sériový port. Prevodník disponuje rozhraním USB 2.0 a ke své činnosti potřebuje minimální počet externích součástek. K mikrokontroléru je připojen rozhraním UART s hardwarovým řízením toku dat (obrázek 2a).

3.4 Paměťová karta

Pro ukládání naměřených údajů se jako nejvýhodnější řešení jeví standardní paměťová karta používaná v přenosných zařízeních. Datalogger byl z důvodu snadného připojení, otevřených specifikací komunikace a malých rozměrů vybaven slotem pro karty



Obrázek 2: (a) Rozhraní USB (b) Hodiny reálného času [1]



Obrázek 3: Analogový vstupní kanál [1]

SD [3], SDHC a MMC, které jsou po mechanické stránce vzájemně kompatibilní. Datová komunikace s MCU probíhá po rozhraní SPI, kterým je mikrokontrolér vybaven v rámci integrovaných periférií.

3.5 Analogový vstupní kanál

Analogový vstup tvoří převodník s postupnou aproximací s rozlišením dvanáct bitů. Protože galvanické oddělení na úrovni analogového signálu je příliš komplikované, probíhá oddělení až ve fázi číslicového přenosu do MCU. Z tohoto důvodu byl vybrán převodník AD7495 s rozhraním SPI, které využívá pouze jednosměrných linek, které byly na MCU jednoduše navázány prostřednictvím optočlenů. Přizpůsobení vstupního rozsahu AD převodníku k vstupnímu rozsah dataloggeru probíhá pomocí odporového děliče s poměrem 1:3 a ochranné antiparalelní diody zabraňující zničení převodníku při přepólování. Napájení AD převodníku je zajištěno izolovaným DC-DC měničem. Schéma zapojení popisuje obrázek 3.

3.6 Digitální vstupy

Osm digitálních vstupů tvoří osmice optočlenů, které zároveň plní funkci galvanického oddělení od řídicí části dataloggeru. Aktivní úroveň je přizpůsobena napětí 24 V.

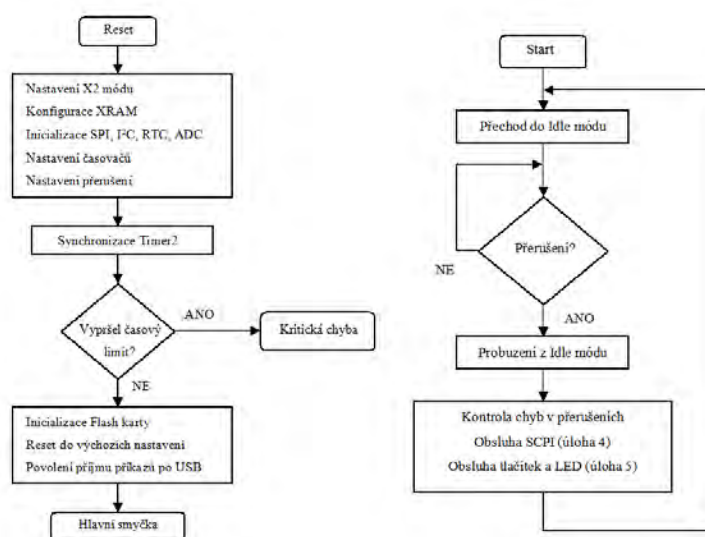
4 Popis softwarového řešení

V rámci jednoduchosti celého zařízení byla snaha minimalizovat počet ovládacích prvků. Proto je datalogger koncipován jako samostatná záznamová jednotka, která se parametrizuje přes komunikační rozhraní pomocí příslušného programu z PC. Program dovoluje nakonfigurovat parametry záznamu a zároveň slouží pro přenesení zaznamenaných průběhů zpět do PC. Pomocí ovládacích prvků na dataloggeru lze bez připojeného PC načíst z předvoleb požadované parametry záznamu a spustit měření. Program pro PC tak zahrnuje většinu ovládacích prvků a firmware mikrokontroléru odpovídá za sběr dat.

Pro komunikaci s PC byl využit standardní protokol SCPI (Standard Commands for Programmable Instruments, [2]), který vychází z komunikace definované standardem IEEE-488.2. Díky komunikaci prostřednictvím rozhraní USB je možné použít vysokou bitovou rychlost (460800 bit/s), což zajišťuje rychlý přenos dat z paměťové karty do PC. Hardwarové řízení toku je nutné z hlediska zpracování příkazů mikrokontrolérem, aby nedošlo ke ztrátě dat při přeplnění vstupního bufferu.

4.1 Firmware mikrokontroléru

Mikrokontrolér není vybaven operačním systémem reálného času, protože jeho nasazení by vyžadovalo výkonnější HW. Firmware lze rozdělit do několika logických částí. Jako první se provádí inicializace periférií MCU, následuje synchronizace interního časovače s hodinami reálného času, inicializace paměťové karty a nakonec komunikačního rozhraní. Popsanou proceduru znázorňuje vývojový levý vývojový diagram na obrázku 4. Hlavní smyčka programu naznačená vývojovým diagramem v pravé části obrázku 4 vykonává sekvenčně úkoly s nízkou prioritou. Těmi jsou dekodování komunikace s PC a obsluha tlačítek. Pro minimalizaci spotřeby se v době nečinnosti uvádí MCU do úsporného režimu, ze kterého je probuzen přerušením. V přerušeních probíhají ostatní činnosti dataloggeru, čímž jsou hardwarově dány jejich priority.



Obrázek 4: Vývojový diagram inicializace dataloggeru a hlavní smyčky [1]

Vyhodnocení spouští a záznam dat probíhá v přerušení časovače T2, který je synchronizován na obvod hodin reálného času. Nejdříve jsou načteny digitální vstupy a následně analogový vstup. Na základě úrovní digitálních vstupů a konfigurace záznamu je

vyhodnocena externí spoušť. Dle aktivace alarmu jsou porovnány mezní hodnoty a z veškerých údajů je generován příznak pro uložení vzorku do paměti. Zápis na paměťovou kartu probíhá přes vyrovnávací paměť (o velikosti jednoho sektoru), jenž je zapisována při jejím naplnění. Vyrovnávací paměť snižuje počet zápisů, a tak opotřebení paměťových buněk.

Data jsou na paměťovou kartu ukládána v binárním formátu. Na začátku každého souboru hodnot jsou uloženy parametry záznamu (aktivované spouště, hodnoty alarmů, interval časovače). Každý jednotlivý vzorek je opatřen časovou značkou a hodnotou analogového i digitálních vstupů, masku aktivovaných spouští a kontrolní součet.

4.2 Parametrizační software pro PC

Projekt zahrnuje také návrh obslužného SW pro PC, který umožňuje konfigurovat datalogger a načítat naměřené průběhy do PC. Pro snadné ovládání je vybaven grafickým rozhraním. Naměřená data jsou zobrazována jak tabulárně, tak graficky s možností exportu.

5 Závěr

V projektu bylo dosaženo stanovených cílů. Na zhotoveném prototypu byla provedena kalibrace a ověřena funkčnost na reálných signálech a různých paměťových kartách. Slabým místem návrhu je vstupní obvod analogového kanálu, který není vybaven antialiasing filtrem. Analogová realizace filtru je kvůli proměnné a nízké vzorkovací frekvenci příliš náročná. Metoda převzorkování a číslicová filtrace není možná z důvodu nízkého výpočetního výkonu mikrokontroléru.

Poděkování

Tato publikace vznikla za podpory grantu “Moderní metody a prostředky v automatizaci“ financované z Interní grantové agentury Vysokého učení technického v Brně (číslo grantu FEKT-S-10-12) a operačního programu EU CVVOZE (CZ.1.05/2.1.00/01.0014).

Reference

- [1] VÁGNER, Martin. Malý datalogger s flash kartou. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. stran 65, příloh 4. Vedoucí práce Ing. Zdeněk Bradáč, Ph.D.
- [2] Standard Commands for Programmable Instruments. [Online]. Dostupné z <<http://www.ivifoundation.org/docs/scpi-99.pdf>>. Navštíveno 17.6.2011.
- [3] SD Group: SD Specifications Part 1 Physical Layer [Online]. Dostupné z <http://www.sdcard.org/developers/tech/sdcard/pls/Simplified_Physical_Layer_Spec.pdf>. Navštíveno 17.6.2011.

USING SOFTWARE APPLICATIONS FOR MODELLING OF TEMPERATURE CONDITIONS INSIDE GEOTHERMAL RESOURCES

Petr VOJČINÁK, Radovan HÁJOVSKÝ, Jiří KOZIOREK, Martin PIEŠ

Department of Measurement and Control, VSB – Technical University of Ostrava

Ave. 17. listopadu 2172/15, 708 33 Ostrava – Poruba

E-mail: petr.vojcinak@vsb.cz, radovan.hajovsky@vsb.cz, jiri.koziorek@vsb.cz, martin.pies@vsb.cz

Abstract:

This paper deals with some usage of mathematical apparatus for modelling of temperature conditions inside geothermal resources. In this case, we are interested in low-temperature ones (i. e. research polygons of the BRP and the SRP) and rocks, whereas it is required to consider lots of factors to describe this problem correctly by using relevant mathematical formulas, based on famous Fourier partial differential equation and other empirically developed equations. Using some sophisticated software applications and tools, it is possible to evaluate the acquired data, whereas there are mentioned not only software applications of EED and SVHeat, but also self-developed tool of TRTViewer. Only EED borehole design process, including practical example of approximate calculation of borehole length, and its results are described and discussed.

Keywords: boreholes, geothermal systems, heat pump, modelling, research polygons, temperature conditions, thermal field

1 Introduction

Geothermal resources are economically used parts of geothermal energy, whereas its resources are utilized nowadays and specified via some number of boreholes, and geophysical and geochemical data. In case of potential geological localities, resources could be used, but relevant data have not been acquired to evaluate them quantitatively.

Usage of geothermal resources is dependent on geological structure, which influences possibilities of their utilization. Naturally, it may be price-limited, when procured energy price should not exceed the price of energy used for its pumping. It is also important that geothermal energy is a resource for local utilization.

From temperature viewpoint, geothermal resources are classified into 3 categories, thus:

- **high-temperature** – temperatures exceeding 200 °C temperature level, whereas these resources are located in volcanic territories; they could be used for direct electricity production,
- **mid-temperature** – temperature range from 150 °C to 200 °C; they could be used not only for direct heating, but also for electricity production,
- **low-temperature** – temperature is up to 150 °C temperature level, whereas these resource can be located not only in volcanic territories, but also in sedimentary ones; they could be used for building space heating (houses, green-houses) via heat pumps, or heating of industrial processes.

If we consider a classification into volcanic and non-volcanic geothermal resources, then it could accord with a temperature-based classification.

At the VSB – TUO district, there are two territories including some low-potential geothermal resources in the forms of experimental polygons used for some applied research of any temperature changes of rock massif:

- the Big Research Polygon (BRP),
- the Small Research Polygon (SRP).

Installation of measurement systems for these research polygons was realized to acquire some data about heterogeneous system behaviour of a ground exchanger for heat pumps installed at the district of the Nova aula VSB – TUO building (for the BRP) and the Energy Research Centre building (for the SRP, see Figure 1).

Ground exchanger temperature measurement during heat pumps operation is used not only for mathematical modelling and simulation of space thermal exchange, but also for system behaviour prediction in the future [1].

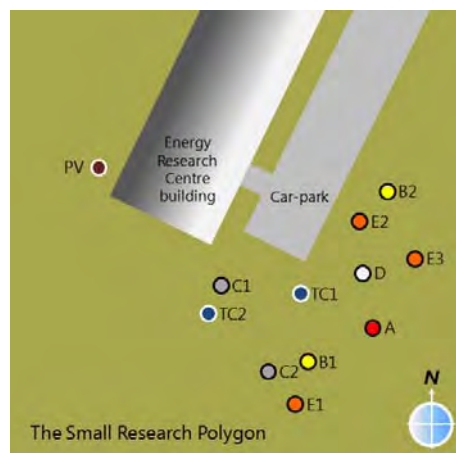


Figure 1: Layout configuration of the SRP – placement of boreholes, and localizations of the Energy Research Centre with car-park

2 Important Parametres of Thermal Field

Heat is defined as some energy, transferred by virtue of a temperature difference. It flows from regions of higher temperatures to lower temperatures ones. It is customary to refer to different types of heat transfer mechanisms as modes [5]. The basic modes of heat transfer are:

- radiation,
- conduction,
- convection.

Inside lithospheric rocks, there is some stored heat from these resources:

- **internal resources** – it is generated heat owing to tectonic and volcanic activities at nuclear disintegration, exothermal geochemical reactions, overburden compression of subsoil (gravitational heat), gravitational differentiation, absorption of seismic waves energy, or passive de-excitation of Earth's heat,
- **external resources** – solar radiation energy.

2.1 Solar Radiation

Approximately 47 % of solar radiation is directly converted into heat – it is power equals to 81.31 TW. If we refer this value to total Earth's surface one (the Earth planet is a 510083058 km² spheroid), then irradiance equals to 159 W · m⁻², whereas total Earth's inner power is about 33 TW, which is 0.04 % of solar radiation power only or 65 mW · m⁻²

(average heat flux of the Earth) at referring to total Earth's surface. Consequently, solar radiation power (referred to 1 m² of Earth's surface) is about 2400 times higher than heat flux, so Earth crust rocks represent some heat accumulator of solar radiation. This heat permeates the surface very shallowly – at specific conditions (e. g. 20 °C surface temperature, and 10 °C temperature in 2 m depth), heat flux densities are about 0.08 mW · m⁻² in depth of 1 m, 0.04 mW · m⁻² in depth of 2 m, and 0.01 mW · m⁻² in depth of 4 m. Equation (1) represents this steady state mathematically, thus:

$$T(x) = T_1 = T(x = 0) + \frac{q}{\lambda_T} \cdot x = T_0 + \frac{q}{\lambda_T} \cdot x \quad (1)$$

Where

T_0	surface thermodynamic temperature (K),
T_1	depth thermodynamic temperature (K),
q	heat flux (W · m ⁻²),
λ_T	thermal conductivity of rocks (W · m ⁻¹ · K ⁻¹),
x	depth (m).

In Central Europe, there is some zone with no influence of depth or atmosphere, namely in depth up to 10 meters. Thickness of this intact (or neutral) bed is dependent on these factors:

- geological situation – cover thickness, subsoil depth,
- thermal conductivities of rocks and moulds,
- locality topography,
- surface exposition versus solar radiation,
- depth of underground water level,
- human intervention.

2.2 Heat Flux

One-dimensional heat flux (i. e. heat transfer rate per unit area normal to direction of heat flow [5]) of the Earth is some heat quantity, which permeates the surface unit area per time unit, see (2):

$$q = \varphi = \frac{Q}{S \cdot \tau} = -\frac{\Delta T}{x} \cdot \lambda_T = \frac{T_1 - T_0}{x} \cdot \lambda_T \quad (2)$$

Where

Q	heat permeating the surface (J),
S	unit area of surface (m ²),
τ	time constant (s).

A value of heat flux depends upon geological structure of a specific locality, whereas:

- average value is about (60 ± 10) mW · m⁻²,
- in case of localities with strong Earth crust consolidation, value of heat flux is from 35 mW · m⁻² to 40 mW · m⁻²,
- in case of localities with cainozoic folding, this value is from 70 mW · m⁻² to 80 mW · m⁻².

Determination of some heat flux value can be quite difficult and tedious, whereas its temperature-based value is measured inside boreholes via ultra-precision resistance thermometers at steady state of thermal field, located in the surrounding of some borehole. In the Czech Republic, a map of Earth's heat flux isolines has been elaborated by the Institute of Geophysics of the Academy of Sciences of the Czech Republic.

In practical use, the heat flux value may be derived from the average value of heat flux, equalled to $60 \text{ mW} \cdot \text{m}^{-2}$. For example, if we consider some 1000 m^2 area, then surface heat power is about 60 W only, whereas it is possible to get heat power from 4.0 kW to 7.5 kW , namely in case of a borehole with 120 mm diameter and 100 m depth. Consequently, Earth's heat flux is not a fundamental resource of low-potential heat energy; solar radiation is the most fundamental one. According to some research of Oklahoma State University (1988), share of solar radiation (used for heat accumulation inside rocks) is approximately from 97% to 98% , whereas the rest hits upon internal Earth's resources. It is possible to suppose, locations with higher volcanic and tectonic activities contain higher percentage share of internal resources.

Some chilling of rock massif makes oneself felt during heating period, when a heat pump (HP) operates. Well, at sufficient depths, chilling stabilizes, when temperature of heat transfer fluid is quasi-constant (usually $0 \text{ }^{\circ}\text{C}$ temperature). During transitional period and in the summer, some rock massif charging is noticeable at solar radiation, and heat pump generates heat energy used for hot service water (HSW) heating. Another possibility of using heat pump is to air-condition some building, when surplus heat is carried into boreholes to reach faster charging of rock massif and higher COP (Coefficient of Performance) parameter value. In case of some number of boreholes, long-time temperature decrease of rock massif is impossible due to some temperature interactions among boreholes.

If heat pump is attached to some borehole collector, then some temperature imbalance can be invoked, because there is some rock/borehole heat transfer. This is so-called heat conduction or "dry" Earth heat to differentiate terms of conduction and convection (heat transferred by underground water flux). Inside homogeneous isotropic space, conduction heat transfer is mathematically represented by the Fourier partial differential equation (parabolic type, Cartesian coordinates), see (3), (4), and (5):

$$\frac{\partial T}{\partial t} = a \cdot \left\{ \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right\} \quad (3)$$

And

$$T = T(x, y, z, t) = f(x, y, z, t) \quad (4)$$

And

$$a = \frac{\lambda_T}{c \cdot \rho} \quad (5)$$

Where

T	thermodynamic temperature dependent on continuous time t , X-axis coordinate x , Y-axis coordinate y , and Z-axis coordinate z (K),
a	thermal diffusivity ($\text{m}^2 \cdot \text{s}^{-1}$),
λ_T	thermal conductivity of rocks ($\text{W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$),
c	thermal capacity (specific heat) of rocks ($\text{J} \cdot \text{kg}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$) at constant pressure (Pa),
ρ	natural density of rocks ($\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}$),
x	X-axis coordinate (m),
y	Y-axis coordinate (m),
z	Z-axis coordinate (m),
t	continuous time (s).

2.3 Thermal Conductivity

In case of homogeneous isotropic space, thermal conductivity is constant for specific rock; it characterizes some heat-transfer possibility of rock, and it equals to some heat quantity, which permeates the surface unit area per time unit, see (2), and at unit temperature difference. This parameter's mathematical description is very complicated – that is some multivariable function dependent on these factors:

- mineralogical structure,
- structural texture features of rock,
- rock density,
- rock porosity,
- water content inside rock.

Thermal conductivity can be anisotropic. In case of deeper depths, this depends on rock temperature and rock pressure, but we can ignore these factors, because there are most of boreholes with 150 m depth. While the highest value is for flint ($\lambda = 8.4 \text{ W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$), the lowest one is for some kinds of clays and mudstones (from $0.4 \text{ W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$ to $0.8 \text{ W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$). In case of other rocks inside Earth crust, a value of thermal conductivity is from $2.1 \text{ W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$ to $4.2 \text{ W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$.

The value of thermal conductivity parameter is mostly measured in laboratory conditions, when there are some rock samples from so-called core drill. The most extensive research method has been so-called divided bar, practically applied by the Institute of Geophysics of the Academy of Sciences of the Czech Republic.

The thermal conductivity parameter is the most important one to dimension boreholes for heat pumps.

3 Modelling

Modelling of temperature conditions in the surrounding of boreholes need not be prerequisite for operation of heat pumps (HP). It is required to review their necessity by somebody, who is erudite (i. e. experience and knowledge) to analyze some geological conditions in the place of projected borehole (e. g. kinds of rocks, underground water affluents, and other specifics). From economic viewpoint, it is required to study locality conditions (a borehole location for a heat pump) very carefully, because it is possible the planned borehole could be overdesigned, so it is needlessly expensive. On the other hand, this borehole could be under-designed; in this case, effectiveness of this system is lower. From pieces of knowledge, observed via modelling, it is possible to guesstimate these (optimal) parameters:

- length of borehole collectors,
- number of boreholes,
- localization of boreholes.

In practice, some user-developed application for modelling of temperature field in the neighbourhood of boreholes can be used. The next stage of some borehole design (e g. COP parameter calculation, borehole length, or number of boreholes) has to be solved via either some other software tool (or application), or traditional “paper” calculation. In this case, it is very advantageous to use sophisticated software application of EED 2.0 or higher (version 3.0). In case of a polygon of boreholes or some special conditions, it is required and useful to know how the temperature field is conceived and how it will act at steady state or long-time operation of heat pump or heat pumps. Some user-friendly software application, which could realize both modelling and generation of the data used for the borehole design, has not been developed yet or its development is in progress now. [2]

Reservoir engineers and structural dynamicists, for example, routinely use advanced finite difference and finite methods. But drillers have traditionally relied upon simpler handbook formulas and tables, which are convenient at the rigsite. Simulation methods are powerful, to be sure, but they also have their limitations. [4]

3.1 Borehole Dimensioning Approach

Process of borehole dimensioning for systems with heat pumps includes these items:

- determination of borehole number,
- determination of depth of each borehole,
- determination of distance between two boreholes and among more ones,
- determination of placement of two boreholes and more ones.

There are several fundamental formulas used for mathematical modelling. Three-variable function of rock temperature in the borehole neighbourhood $T(r, z, t)$ conforms to Fourier partial differential equation of heat transfer in cylindrical coordinates [3], compare (3) with (6):

$$\frac{1}{a} \cdot \frac{\partial T}{\partial t} = \frac{\partial^2 T}{\partial r^2} + \frac{1}{r^2} \cdot \frac{\partial^2 T}{\partial \varphi^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial T}{\partial r} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \quad (6)$$

And

$$T = T(r, \varphi, z, t) = f(r, \varphi, z, t) \quad (7)$$

Where

- r radial distance from borehole symmetric axis, i. e. borehole radius, (m),
- φ angle of radius vector (rad),
- z borehole vertical coordinate in z-axis, i. e. borehole depth (m),
- t continuous time (s),
- T rock thermodynamic temperature (K).

If T is linearly dependent on φ (in this case, the first-order partial derivative of T depending on φ is constant), then:

$$\frac{\partial^2 T}{\partial \varphi^2} = \frac{\partial^2 T(r, \varphi, z, t)}{\partial \varphi^2} = 0 \quad (8)$$

And

$$\frac{1}{a} \cdot \frac{\partial T}{\partial t} = \frac{\partial^2 T}{\partial r^2} + \frac{1}{r^2} \cdot 0 + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial T}{\partial r} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} = \frac{\partial^2 T}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial T}{\partial r} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \quad (9)$$

Where

$$T = T(r, z, t) = f(r, z, t) \quad (10)$$

A numerical simulation, focused on this problem, showed, that some simplifications can be used to determinate a borehole depth very accurately, namely at real geological conditions. During mathematical modelling, only one average value of rock thermal conductivity could be used, if a rock surrounding is homogeneous from thermal conductivity value viewpoint.

Due to seasons, air/surface thermal resistance, snow cover and frost have not effect on borehole with heat pump. In this case, annual average air temperature for specific locality is important parameter. Simplified and boundary conditions are as follows [3]:

Simplified initial condition of rock temperature:

$$T(r, z, t = 0) = T(r, z, 0) = T_g \quad (11)$$

Simplified boundary conditions inside borehole:

$$T(r, z = 0, t) = T(r, 0, t) \quad (12)$$

Basic boundary conditions inside borehole:

$$T(r_B, z, t) = T_B(t) \quad (13)$$

And

$$q(t) = \frac{2 \cdot \pi \cdot \lambda}{h_B} \cdot \int_0^{h_B} r_B \cdot \left(\frac{\partial T}{\partial r} \right)_{r=r_B} \cdot dz \quad (14)$$

Where

- r_B borehole radius (m),
- $T_B(t)$ thermodynamic sidewall temperature (K),
- $q(t)$ average heat consumption ($W \cdot m^{-1}$),
- λ rock thermal conductivity ($W \cdot m^{-1} \cdot K^{-1}$),
- h_B borehole depth (m).
- T_g average rock temperature in the neighbourhood of uninfluenced borehole (K).

During process of borehole design, some influence of underground water affluent is not impeached. Rock thermal response (borehole neighbourhood and time interval) is converted into a file of thermal response non-dimensional coefficients or G-functions. Then, total heat consumption is converted into a file of finite thermal pulses, whereas temperature of borehole sidewall is set by that G-function (for $T_B(t)$ calculation), thus [3]:

$$T_g(t) + \sum_{i=1}^N \frac{q_i - q_{i-1}}{2 \cdot \pi \cdot \lambda} \cdot g \left\{ \frac{t_i - t_{i-1}}{t_s}, \frac{r_B}{h_B} \right\} \quad (15)$$

And

$$t_s = \frac{1}{a} \cdot \left(\frac{h_B}{3} \right)^2 = \frac{h_B^2}{9 \cdot a} \quad (16)$$

Where

- t_s stationary time of heat consumption (s),
- $g(.)$ G-function of rock thermal response,
- q_i borehole heat consumption for a period of i th thermal pulse ($W \cdot m^{-1}$),
- t_i time period of i th thermal pulse (s).

Size of G-function depends upon number of boreholes and their placement.

Parameter of total thermal resistance R_B , i. e. borehole resistance versus rock-antifreeze mixture heat transfer, is very important to borehole design and is dependent upon borehole filling, position of collector pipes inside borehole, material of collector pipes, and mode of collector anti-freeze mixture flow. It is desired to minimize the R_b value from viewpoint of effective rock-collector heat transfer. It was simulationally verified, that this condition is qualified, when [3]:

- thermal conductivity of the borehole filling material is very high,
- equidistance between collector pipes is available along the borehole depth,
- minimal distance between collector pipes and sidewall is available,
- mode of anti-freeze mixture flow is turbulent.

Equation (15) mathematically denotes some calculation of total thermal resistance value between sidewall and anti-freeze mixture inside collector, thus [3]:

$$R_B = \frac{T_B(t) - T_F(t)}{q(t)} = \frac{T_B(t)}{q(t)} - \frac{T_{IN} - T_{OUT}}{2 \cdot q(t)} \quad (17)$$

And

$$T_{IN} = T_F - \frac{q \cdot h_B}{2 \cdot c_F \cdot \rho_F \cdot V_F} \quad (18)$$

$$T_{OUT} = T_F + \frac{q \cdot h_B}{2 \cdot c_F \cdot \rho_F \cdot V_F} \quad (19)$$

Where

$T_F(t)$	average input temperature value of anti-freeze mixture (K),
$T_B(t)$	average output temperature value of anti-freeze mixture (K),
T_F	temperature value of collector (K),
T_{IN}	input temperature value of anti-freeze mixture (K),
T_{OUT}	output temperature value of anti-freeze mixture (K),
c_F	specific thermal capacity of collector anti-freeze mixture ($J \cdot kg^{-1} \cdot K^{-1}$),
ρ_F	collector anti-freeze mixture density ($kg \cdot m^{-3}$),
V_F	volume-flow of collector anti-freeze mixture ($m^3 \cdot s^{-1}$).

Above-mentioned formulas and quantities are used for EED 2.0 borehole design process.

3.2 Features of Evaluation Software Application

At present time, there are some software applications, which are very useful for modelling of thermal transmittance inside rock massif. The most important ones are as follows, e. g.:

- SVHeat,
- TRTViewer,
- EED.

3.2.1 SVHeat

This software application, developed by Canadian company of SoilVision Systéme, appears very well for heat pump modelling of temperature conditions in the neighbourhood of boreholes. It is able to model SVHeat's outputs in desired scale (in the cut), whereas particular isolines with the same temperature value are displayed.

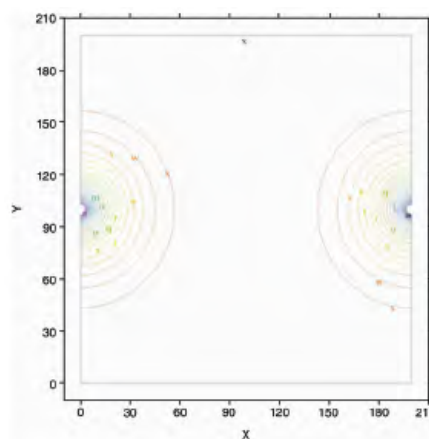


Figure 2: Example of SVHeat graphical output – a horizontal cut of two vertical boreholes (specific depth) with their isotherm curves

At geological conditions of the Czech Republic, where it is possible to take account of geothermal energy utilization in the low-potential form, SVHeat suffices, because there are mostly homogeneous zones with [2]:

- minimal differences in rock physical properties along the borehole depth (typical depth is about 150 meters),
- minimal distances between two boreholes,
- temperature increasing in vertical direction.

In case of horizontal direction, rock temperature changes in dependence on heat pump operation, which is taken into account.

3.2.2 TRTViewer

This self-developed application (ver. 1.0) has been developed via integrated development environment of National Instruments LabVIEW (ver. 8.2), and enables to process only offline temperature visualization of the experimental borehole for some temperature profile analysis. TRTViewer analyzes data from DS18B20 digital sensors, saved in TXT files.

Some features of this application are as follows:

- **multiple loading of selected TXT files** – user can select some preferred number of open files, whereas the maximum of them is equal to 29, which is the number of digital sensors inside the experimental borehole,
- **automatical checking of loaded file structure** – this application includes some mechanism for loading of the correct files, whereas they must meet specific requirements for file name (string length must equal to 16; at the same time that is a unique sensor address) and file header (this application tests, if string of “Date; Time; Temp °C” is not missing). If a file does not meet application’s requirements, that is not possible to open it. Naturally, the application displays both number of open files and number of the files, which are not to be analyzed (e. g. 26 / 3). In case of 29 open files a temperature profile of the PV borehole is completed,
- **automatical re-ranking of open files in dependence on sensor depth level** – that is the most important algorithm, based on testing of array elements (array indexing, searching of array elements, and various combination of these functions). This algorithm has to test all the open files (their sequence could be random), diagnose missing ones, and finally to compare with a specimen table including sensor depth levels and corresponding unique addresses of digital sensors. This table is only available for the PV borehole,
- **loaded data presentation in the forms of table, 2D graph, and 3D graph** – processed data array is represented as some table with a timestamp (generally, that is a time section) and ascending depth-arranged columns,
- **graphical temperature profile** – an application purpose is mainly to present this profile graphically, so 2D graph and 3D one are used.

In this case, data representation via 2D graph has one disadvantage – no information about order of time sections. This problem has a simple solution in the form of 3D graph (see Figure 3).

For better data presentation, this graph (type of CW Graph 3D) uses these VI files named “Set Colormap to Spectrum” and “3D Surface”. User can rotate this graph and change its projection (XY projection is default), whereas X-axis is for number of time sections (-), Y-axis is for sensor depth (m), and Z-axis is for temperature (°C).

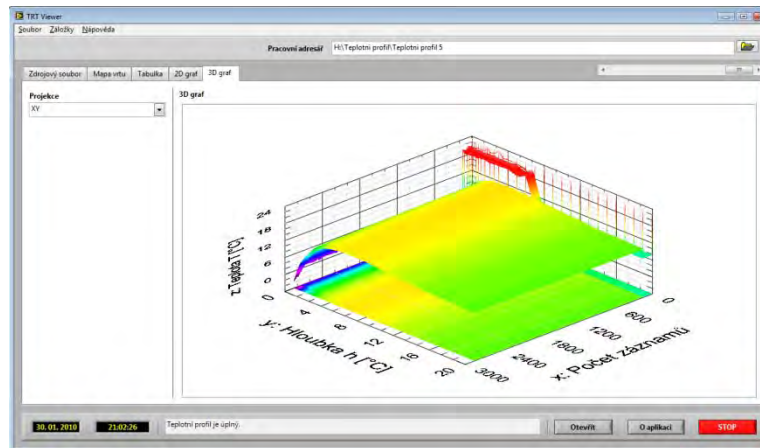


Figure 3: Front panel of TRTViewer application – the 5th tabpage of “3D graph” includes graph projection setting and 3D graph of the experimental borehole (PV) depth temperature profile

There are two kinds of temperature profiles, thus:

- **depth/temperature profile** – temperature inside collector depends on specific depth levels,
- **time/temperature profile** – temperature inside collector depends on timestamps, whereas TRT test’s resulting curve is just based on this graph.

3.2.3 EED (Earth Energy Designer)

This software application (2.0 version), developed by collective of Swedish and German researchers (they are specialists for the fields of building object physics and mathematical physics), is only useful for ground/water system borehole design, whereas finite depth equals to 200 meters. EED enables to calculate these parameters [3]:

- average temperature values of anti-freeze mixture inside collectors (at specific borehole depth),
- borehole depth (at specific temperature range of anti-freeze mixture inside collectors).

In practice, we prefer applying the second approach, i. e. calculation of borehole depth at specific temperature range, because the first one often leads to borehole depth undersizing and undesirable rock chilling inside borehole. Specific input conditions naturally determine the corresponding (maybe optimal) borehole depth to ensure:

- minimal rock temperature increasing in the neighbourhood of boreholes,
- constant value of HP heating power.

Software application of EED 2.0 includes these database systems:

- various borehole diameters,
- thermal conductivity value (i. e. minimal, maximal, or recommended one) of various rock kinds,
- thermal conductivity value of various grouts,
- about 2465 G-functions for various borehole distances and depths,
- about 308 borehole configurations,
- physical properties of anti-freeze mixtures inside collectors,
- physical properties of materials used for collectors,
- earth heat flux values for various European localities,
- average surface temperature values for various European localities.

User of this application has to specify these input parameters:

- thermal conductivity λ of drilled rock – one specific value for each borehole,
- earth heat flux ψ for specific locality,

- annual average surface temperature, which approximately equals to annual average air temperature for specific locality,
- type of borehole concrete mixture,
- litre volume of circulating pumps inside HP primary circuit – this volume is related to one borehole only,
- type of anti-freeze mixture inside HP collectors,
- monthly energy balance of specific building,
- monthly estimation of HP operation at its maximum value of heating power.

In case of thermal conductivity of rocks, it is very important physical parameter affecting borehole depth. So, if we have some group of boreholes (maybe in the form of research polygon), then it is very required to determine a value of thermal conductivity of drilled rocks. Subsequently, this value can be used as input parameter for calculation. Nowadays, there are two methods (or procedures) enabling to determine the value of thermal conductivity, thus [3]:

- **laboratory methods** – it is required to realize so-called borehole inventing to get some analysis samples of rocks,
- **measurement methods inside fully-equipped borehole** – in Europe, we talk about so-called TRT (Thermal Response Test) tests; in the USA, we talk about FTCT (Formation Thermal Conductivity Testing) tests.

In practice, results of laboratory methods are only approximate, because they can not respect many factors operating inside borehole (e. g. rock moisture, tectonics influence, structurally textural properties influence on thermal conductivity, influences of grout type, borehole diameter, and collector pipe placement). So, measurement methods are explicitly preferred. [3]

A quantity of average surface temperature is quite important to design of boreholes, because their dilatation or contraction can be about 10 percent (and more) at low temperature of this polygon. So, it is required to specify this value for each locality to a nicety. The authors of the EED software application recommend the users to identify this quantity value with average air temperature value, whereas this simplification is not so important to the borehole design.

There are also some other technological parameters having an influence on borehole depth design, thus:

- mode of collector anti-freeze mixture flow,
- influence of distance between boreholes,
- influence of more boreholes configuration,
- higher minimal temperature of collector anti-freeze mixture.

One of many EED 2.0 graphical outputs is focused on behaviour of collector anti-freeze mixture temperature versus HP long-time operation. If this temperature is higher, then COP parameter value is also higher.

3.3 Example of Approximate Calculation of Borehole Length (EED 2.0)

In Ostrava – Poruba, a TRT test was practiced to determine some physical properties of rock massif inside two boreholes, equipped with PE collector and grout. These parameters, i. e. real input data of EED calculation process, are as follows [3]:

- thermal conductivity of rock massif $\lambda = 2.15 \text{ W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$,
- thermal resistance $R_B = 0.16 \text{ K} \cdot \text{m} \cdot \text{W}^{-1}$ (“classical” grout) and $R_B = 0.12 \text{ K} \cdot \text{m} \cdot \text{W}^{-1}$ (grout with sand ingredient).

On the basis of energy balance, some other parameters were also used for EED 2.0 calculation of borehole length:

- planned heat power of HPs equals to 650 kW,
- annual yield of HP heat energy equals to 1352 MW · h,
- annual average air temperature (year 2002) equals to 8.45 °C.

Table 1 summarizes the results of these tests. Figure 4 shows some curves of collector anti-freeze mixture temperature (in Celsius degrees) versus long-time operation mode of heat pump (in years). [3]

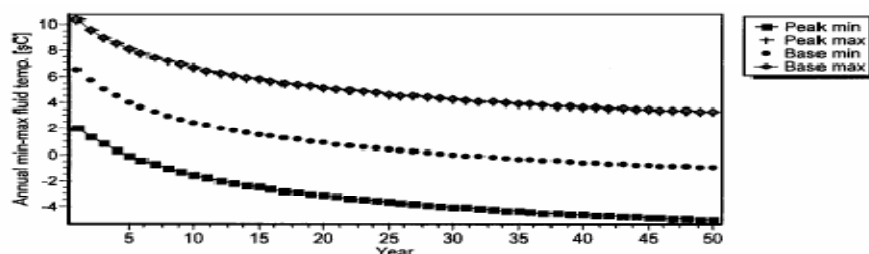


Figure 4: Three curves of collector anti-freeze mixture temperature (in Celsius degrees) versus long-time operation mode of heat pump (in years)

A curve of “Base min” is fundamental for some dimensioning of borehole depth. Figure 3 also shows that long-time decrease of minimal temperature of heat carrier fluid (inside collector and rock) settles on level of 0 °C due to HP operation. This statement does not take account of “rock massif charging” by air-conditioning heat in summer. Though, borehole depth of 130 meters should ensure reliable building heating for a long time. A curve of “Peak min” shows some short-time fluctuations due to bitter cold and requirement of heat energy supply.

Table 1: Summary of the TRT test results

Borehole Info	Grout Types	
	Classical type	Type with sand ingredient
Depth of boreholes	130 m	130 m
Approx. collector length	cca 15 km	cca 14 km
Tot. number of boreholes	116 pieces	108 pieces

4 Conclusions

There are two important parts in this paper, namely some description and meaning of parameters of thermal field, and mathematical modelling, whereas it is possible to carry out the applied research of systems with boreholes and heat pumps (the Big Research Polygon, the Small Research Polygon), located at the district of VSB – Technical University of Ostrava.

The first part of this paper is focused on some theoretical description of heat, internal and external geothermal resources, physical processes inside rocks, and distinguished thermal field parameters (in this case, solar radiation, heat flux, and thermal conductivity) at specific conditions and mathematical formulas, based on Fourier partial differential equation in Cartesian coordinates.

The second part is very important, because it focuses on mathematical modelling of temperature conditions in the surrounding of boreholes, when relevant formulas are mentioned and discussed in connection with practical use. There is also some borehole

dimensioning approach based on Fourier partial differential equation in cylindrical coordinates and other ones, based on P. Eskilson's work, knowledge, and parameters useful for modelling via some sophisticated evaluation software applications (e. g. EED, SVHeat) or self-developed one (e. g. NI LabVIEW TRTViewer). Features of them are either mentioned, but any rigorous comparison of them has not been done in this paper. Only EED borehole design process, including practical example of approximate calculation of borehole length, and its results are described and discussed. A TRT test approach is very complicated, so it is not described.

Acknowledgement

This work is supported by project SP2011/45, named "Data acquisition and processing from large distributed systems." of Student Grant System (VSB – Technical University of Ostrava) and by project TA01020932, named "Using Geothermal Energy for Renewable Energy Sources Systems Including Verification of Energy Accumulation." of Technology Agency of the Czech Republic.

References

- [1] Koziorek, J., Horak, B., Hajovsky, R., Bujok, P.: Measurement of Thermal Conditions in Rock Massif. Proceedings of 9th IFAC Workshop on Programmable Devices and Embedded Systems, Ostrava (CZ), pp. 230-235, 2009.
- [2] Lukes, P.: Use of Computer Modelling in Geothermal Energy Utilization. The Czech Geological Survey, Prague (CZ), pp. 225-228, 2008. ISSN 0514-8057.
- [3] Bujok, P., Vrtek, M., Horak, B., Hajovsky, R., Hellstrom, G.: Study of Thermal Response of Rock Massif for Installation of Heat Pumps. The Czech Energy Agency, Ostrava (CZ), 2005.
- [4] Chin, W. C.: Borehole Flow Modelling in Horizontal Deviated, and Vertical Wells. Gulf Publishing Company, Houston, TX (USA), 1992. ISBN 0-88415-034-8.
- [5] Rohsenow, W. M., Hartnett, J. P., Cho, Y. I.: Handbook of Heat Transfer. The McGraw-Hill Companies, Inc., New York, NY (USA), 1998. ISBN 0-07-053555.

INDEX AUTORŮ**B**

Babinec, Tomáš	89, 139
Balda, Pavel	69
Burian, František	76, 151
Burlak, Vladimír	95
Buršík, Filip	81

Č

Číp, Pavel	89, 139
------------	---------

D

Dočkal, Karel	3
Dokoupil Jakub	95

Ď

Ďaďo, Stanislav	9
-----------------	---

F

Fialka, Jiří	145
Florián, Tomáš	151
Friedrichsková, Kristýna	156

G

Gebauer, Jan	162
--------------	-----

H

Hájovský, Radovan	220
Halva, Tomáš	19
Henš Martin	81
Horák, Bohumil	156

J

Juránek, Martin	170
-----------------	-----

K

Kašík, Vladimír	192
Kopečný, Lukáš	176
Koziolek, Jiří	220

L

Lorenc, Vlastimil	102
-------------------	-----

M

Musil, Karel	192
--------------	-----

O

Otáhalová, Tereza	181
-------------------	-----

P

Pachner, Daniel	22
Pekař, Jaroslav	22
Pieš, Martin	220
Piši, Daniel	107
Pohl, Lukáš	112
Pustkova, Radka	186

S

Schlegel, Miloš	27,69
Slanina, Zdeněk	181, 186, 192
Sýkora, Martin	81

Š

Šeligová, Dagmar	198
------------------	-----

T

Tůma, Jiří	41
Tutsch, Michal	202

U			Vojčinák, Petr	202, 220
	Uher, Miroslav	209	Vrba, Pavel	59
V			Z	
	Vágner, Martin	215	Zámečník, Dušan	118, 130
	Vala, David	181, 186, 198	Ž	
	Veselý, Ivo	118, 130	Žalud, Luděk	76, 151, 176
	Veselý, Libor	124		



Centrum pro rozvoj výzkumu pokročilých řídicích a senzorických technologií
CZ.1.07/2.3.00/09.0031

Ústav automatizace a měřicí techniky
VUT v Brně
Kolejní 2906/4
612 00 Brno
Česká Republika

<http://www.crr.vutbr.cz>
info@crr.vutbr.cz

ISBN 978-80-214-4297-9