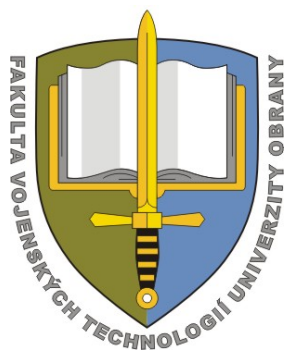
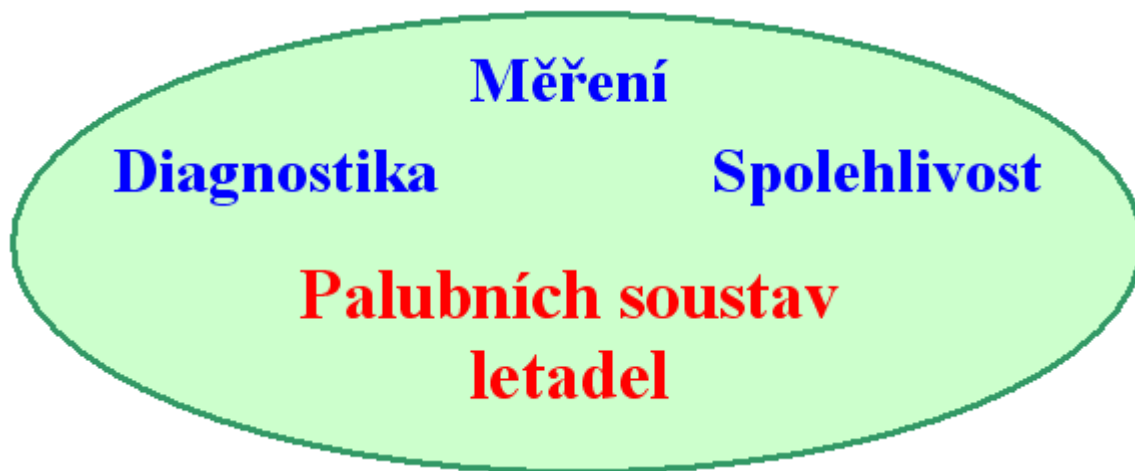


Univerzita obrany
Fakulta vojenských technologií
Katedra Leteckých elektrotechnických systémů



Sborník příspěvků

5. odborného semináře



ISBN 80-7231-022-4

Brno 20.10.2005

Programový výbor 5. odborného semináře

Odborný garant: pplk. doc. Ing. Miloš Andrlé, CSc.

Organizační garant: doc. Ing. Rudolf Jalovecký, CSc.

Členové:
Ing. Jiří Pařízek, CSc.
kpt. Ing. Petr Makula
kpt. Ing. Zbyněk Švec
kpt. Ing. Radim Bloudíček
npor. Ing. Radek Bystřický

Úvodní slovo garanta:

Vážené dámy a pánové, příznivci letecké techniky.

Hlavním cílem již pátého ročníku odborného semináře „Měření, diagnostika a spolehlivost palubních soustav letadel“ pořádaného na půdě Univerzity obrany je poskytnutí nových odborných informací a výměna zkušeností v oblasti elektrotechnických, strojních, speciálních a zabezpečovacích systémů letecké techniky. Předchozí ročníky našeho odborného semináře zároveň prokázaly, že výsledky vědeckotechnického rozvoje v letectví mohou být aplikovány i do zdánlivě nepříbuzných odvětví národního hospodářství a proto je tento seminář otevřen i široké veřejnosti a dalším zájemcům.

Věřím že i letošní ročník odborného semináře se stane dobrým místem pro navázání a posílení dobrých profesních vztahů vědeckých, odborných a pedagogických pracovníků, studentů technických a zejména leteckých oborů, pracovníků obranného průmyslu i zástupců soukromého sektoru.

S přátelským pozdravem

Proděkan Fakulty vojenských technologií
vedoucí Katedry leteckých elektrotechnických systémů
pplk. doc. Ing. Miloš Andrle, CSc.

Obsah:

kpt. Ing. Radim Bloudíček, Katedra LES, Univerzita obrany, Brno	
Diagnostika radiolokačního zobrazovacího systému simulací radiolokační informace. ...	5
kpt. Ing. Petr BOJDA, Ph. D., Katedra LES, Univerzita obrany, Brno	
Vliv odrazu od země při měření kmitočtové charakteristiky antény.	13
npor. Ing. Radek Bystřický, Katedra LES, Univerzita obrany, Brno	
Návrh zákonů řízení stranového pohybu bezpilotního prostředku.	22
Ing. Jan Čižmár, CSc., Katedra LES, Univerzita obrany, Brno	
pplk. doc. Ing. Miloš Andrle, CSc., Katedra LES, Univerzita obrany, Brno	
Přesnost měření výšky letu.	33
Ing. Jan Čižmár, CSc., Katedra LES, Univerzita obrany, Brno	
Vliv tření ložisek Cardanova závěsu na přesnost měření polohových úhlů gyroskopickými vertikálami.	45
kpt. Ing. Michal Dub, Katedra LES, Univerzita obrany, Brno	
Příspěvek k optimalizaci spínací frekvence při PWM řízení stejnosměrných elektromotorů.	53
pplk. Ing. Pavel Grecman, Katedra LES, Univerzita obrany, Brno	
pplk. doc. Ing. Miloš Andrle, CSc., Katedra LES, Univerzita obrany, Brno	
Možné zdroje chyb při přenosu polohových dat ve squitteru módu S.	62
Ing. Petr Hruška, Katedra měření, Fakulta elektrotechnická, ČVUT, Praha	
Doc. Ing. Karel Draxler, CSc., Katedra měření, Fakulta elektrotechnická, ČVUT, Praha	
Diagnostika kompasu s feromagnetickou sondou.	71
doc. Ing. Rudolf Jalovecký, CSc., Katedra LES, Univerzita obrany, Brno	
Nová konstrukce ukazovatelů pro kontrolu motorových systémů pro letoun L159.	77

Ing. Jaroslav Jeřábek, Katedra LES, Univerzita obrany, Brno	
Ing. Radim Bloudíček, Katedra LES, Univerzita obrany, Brno	
Problémy ekonomické optimalizace údržby a oprav prostředků radiotechnického zabezpečení letectva při zachování jejich vysoké spolehlivosti a provozuschopnosti.....	84
Ing. Petr Kaňovský, Katedra měření, Fakulta elektrotechnická, ČVUT, Praha	
Simulace AHRS jednotky.....	93
Ing. Josef Lazar, Dr., Ústav přístrojové techniky AV ČR Brno	
Nové trendy v metrologii geometrických veličin.....	97
Ing. Petr Makula, Katedra LES, Univerzita obrany, Brno	
Simulace rádiových kanálů pro radiokomunikační systémy bezpilotních prostředků..	105
Pavel Pačes, Katedra měření, Fakulta elektrotechnická, ČVUT, Praha	
Václav Mareš, Katedra měření, Fakulta elektrotechnická, ČVUT, Praha	
Systém měření a zobrazení parametrů motorů ultralehkých letadel.....	113
Ing. Jiří Pařízek, CSc., Katedra LES, Univerzita obrany, Brno	
Diagnostika přenosu informace – hlídací a opravné kódy.....	120
Ing. Stanislav RYDLO, CSc., Katedra LES, Univerzita obrany, Brno	
Ing. Milan VAŠEK, Ph.D., Katedra LES, Univerzita obrany, Brno	
Vliv spolehlivosti radioelektronických prostředků na bezpečnost letového provozu. ...	126
doc. Ing. Karel Třetina, CSc., Letecký ústav, Fakulta strojního inženýrství VUT, Brno	
Hydraulický akumulátor jako nouzový zdroj tlakové kapaliny.....	134
Ing. Milan VAŠEK, Ph.D., Katedra LES, Univerzita obrany, Brno	
Ing. Stanislav RYDLO, CSc., Katedra LES, Univerzita obrany, Brno	
Využití prognostických metod pro zvýšení odborné způsobilosti technického personálu v systémech CNS/ATM.	142

Diagnostika radiolokačního zobrazovacího systému simulací radiolokační informace

Kpt. Ing. Radim Bloudíček,

Katedra leteckých elektrotechnických systémů, Univerzita obrany, Brno,

email: Radim.Bloudicek@unob.cz, tel. 973-445-296

mjr. Ing. Jaroslav Jeřábek,

Katedra leteckých elektrotechnických systémů, Univerzita obrany, Brno,

email: Jaroslav.Jerabek@unob.cz, tel. 973-445-226

Resume:

Článek pojednává o principech a možnostech simulace radiolokační informace využívané pro diagnostiku zobrazovacích prostředků RTZ letectva. Ukazuje také způsob konkrétního řešení funkčního vzorku simulátoru radiolokační informace.

1. Úvod

Tento článek je zaměřen na zvýšení informační spolehlivosti zobrazovacích prostředků určených pro zobrazení radiolokační informace na místech řízení letového provozu, a to pomocí simulace samotné primární radiolokační informace, kterou poskytují okřskové přehledové radiolokátory PSR. Tyto prostředky hrají jednu z nejdůležitějších rolí v radiotechnickém zabezpečení letectva AČR.

Přehledový radiolokátor je určen ke kontrole pohybu letadel v letištním prostoru formou určování jejich souřadnic (azimut a délka) vztažených ke stanovišti radiolokátoru. Tuto informaci nese radiolokační informace. Na letištích AČR je hlavním používaným radiolokátorem pro získání primární radiolokační informace typ RL-5.

Zobrazovací systém radiolokačních informací je pracovním místem radarových řídících létání. Musí být vybaveno prostředky pro přenos a příjem radiolokační informace z přehledového i přesného přibližovacího radiolokátoru, indikátory pro zobrazení radiolokační informace, dálkovým ovládním a monitorováním činnosti radiolokátorů, komunikačními prostředky pro spojení s osádkami letadel i orgány řízení letů a záznamovými prostředky. Na letištích AČR je hlavním systémem zobrazení radiolokační informace systém RADARCENTRUM.

Cílem práce bylo navrhnout a sestrojít simulátor radiolokačních cílů radiolokátoru RL-5 pro systém RADARCENTRUM. Tento simulátor musí umět generovat všechny signály radiolokační informace, kterou poskytuje letištní přehledový radiolokátor RL-5 soupravy RPL-5. Jde o signály úhlové a video informace. Tento simulátor je připojen k systému RADARCENTRUM, který plně nahrazuje řídicí pracoviště ŘPr-5 celé soupravy.

Požadavkem na daný simulátor byla také jeho snadná obsluha, snadná možnost změny funkce simulátoru podle typu radiolokátoru a možnost snadného rozšíření.

2. Analýza vstupních signálů zpracovávaných systémem RADARCENTRUM

Pro samotnou simulaci signálů primárního radiolokátoru je nejprve třeba analyzovat signály samotných výstupů podporovaných radiolokátorů na vstupech systému RADARCENTRUM a samozřejmě je nutno znát na součástkové úrovni i obvody vstupního zpracování RADARCENTRA.

Radarcentrum je univerzální zobrazovací systém, určený prioritně pro připojení k radiolokační soupravě RPL-5. RADARCENTRUM svým provedením plně nahrazuje původní zpracování radiolokační informace v řídicím pracovišti ŘPr-5. RADARCENTRUM se propojuje s přehledovým primárním radiolokátorem RL-5, přehledovým sekundárním radiolokátorem RS-5 a přistávacím radiolokátorem RP-5 soupravy TESLA RPL-5 prostřednictvím výnosů řídicího pracoviště soupravy ŘPr-5 zemními, či televizními kabely podle jejího konkrétního umístění.

Tato část ukazuje na příkladu radiolokátoru RL-5 způsob signálové analýzy pro následnou simulaci. Konkrétní analyzované signály vstupující do RADARCENTRA jsou tyto:

2.1. Video AD

Video signál AD tvoří soubor jednotlivých impulsů VI odražených od radiolokačního cíle. Časové zpoždění těchto odražených impulsů VI od synchronizačních impulsů SI určuje vzdálenost cíle od radiolokátoru. Počet odražených impulsů od cíle je dán vztahem:

$$n_{VI} = \frac{T_{OT} \cdot f_{OP} \cdot \sigma}{360} \quad (1)$$

kde:

- n_{VI} počet odražených impulsů od cíle,
- T_{OT} doba jedné otáčky antény [s],
- f_{OP} opakovací kmitočet radiolokátoru [Hz],
- σ šířka vyzařovací charakteristiky RL [o].

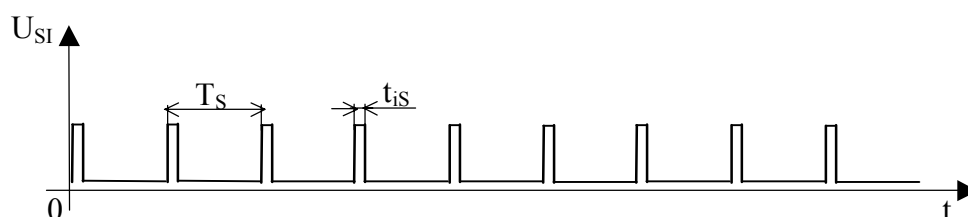
2.2. Synchronizační impulsy SI

Synchronizační impulsy jsou odvozeny od vysílacího kmitočtu radiolokátoru. Tyto impulsy slouží k synchronizaci časové základny indikátoru.

Radiolokátor RL-5 vysílá s opakovacím kmitočtem $f_{OP} = 600\text{Hz}$. Z toho lze odvodit průběh těchto synchronizačních impulsů. Opakovací perioda synchronizačních impulsů T_{SI} je dána vztahem:

$$T_{SI} = \frac{1}{f_{OP}} = \frac{1}{600} = 1667 \mu s \quad (2)$$

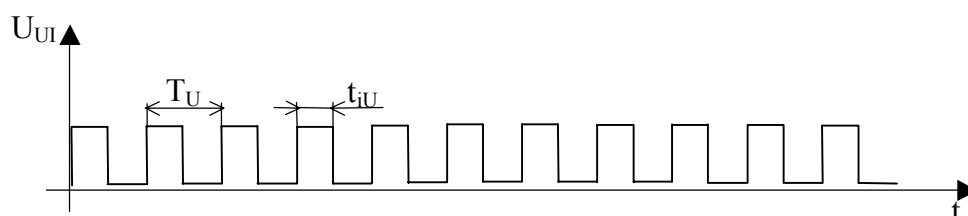
Šířka synchronizačních impulsů SI je $t_{iSI} = 0,4 \div 2 \mu s$.



Obr. 1: Průběh impulsů SI

2.3. Přírůstkové impulsy UI

Přenos natočení antény se uskutečňuje impulsním systémem, založeným na přenosu obdélníkového signálu se střídou 1:1. Na jednu otáčku je generováno 12868 těchto impulsů. Z tohoto počtu impulsů na jednu otáčku antény lze z následujících vzorců odvodit parametry přírůstkových impulsů UI. Na obr. 2 je znázorněn průběh přírůstkových impulsů UI.



Obr. 2: Průběh impulsů UI

2.4. Severová značka SZ

Severová značka je generována vždy v okamžiku, kdy anténa radiolokátoru směřuje na sever. Za jednu otáčku antény se generuje jeden impuls reprezentující SZ. Platí tedy, že doba opakovací periody SZ T_{SZ} je rovna době jedné otáčky antény T_{OT} .

3. Zvažované možnosti řešení simulátoru pro systém RADARCENTRUM

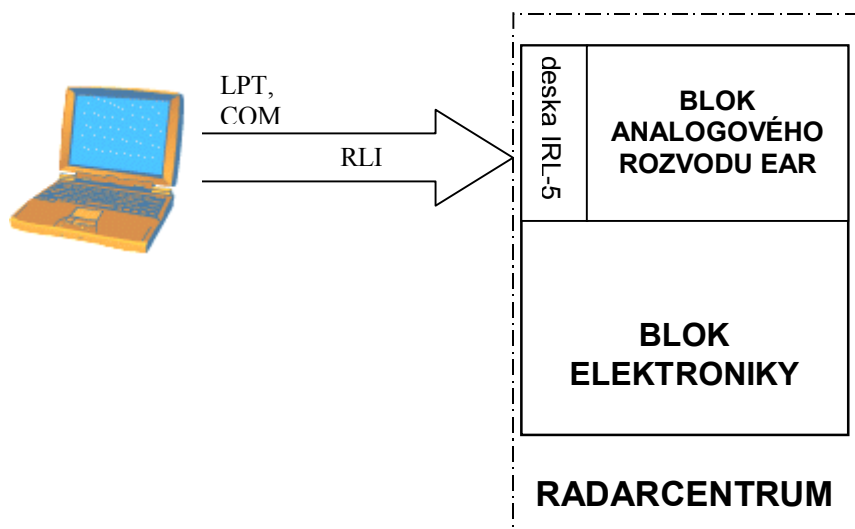
Pro simulaci RLI je zapotřebí navrhnout a zkonstruovat simulátor, jehož funkce bude spočívat v generování signálů, které jsou popsány v kapitole 1. Při návrhu realizace simulátoru byly uvažovány tyto varianty:

3.1. Realizace pomocí osobního počítače

Varianta řešení pomocí personálního počítače se jeví jako velmi dobré řešení z hlediska modernosti řešení, obvodové složitosti a velmi snadné změny vlastností simulátoru. Z toho vyplývá, že pokud by se změnila požadavky na funkčnost simulátoru, tak by bylo zapotřebí změnit pouze daný program. Úkolem by tedy bylo napsat program, který by vytvořil potřebné signály na určeném portu. Program by bylo možno napsat v libovolném programovacím jazyku například C, Delphi a jiných.

Vytvořené signály by bylo možno vyvést pomocí paralelního portu LPT, který se používá zejména pro připojení tiskárny.

Rozhodujícím faktorem pro nepřijetí takového řešení je fakt, že napsaný program spolu s hardwarovým řešením konkrétního osobního počítače (rychlost procesoru, takt paměti atd.) neumožňuje přesně dodržet dané periody signálů, a tak by simulátor bezchybně fungoval pouze na jednom konkrétním typu počítače.



Obr. 3: Simulace radiolokační informace pomocí PC

3.2. Použití logických polí nebo mikrokontrolérů

Alternativní variantou je řešení použitím logických polí nebo mikrokontrolérů. Logická pole by ovšem umožňovala pouze simulaci již přednastavené radiolokační informace a možnosti dalšího rozšiřování také nejsou reálné. Je tedy zřejmé, že jediným řešením je využití některé jednočipové platformy. Dá využít téměř libovolná platforma jednočipového mikropočítače (X51, PIC, AVR,...). Úkol tedy zahrnoval vytvoření přípravku a příslušného software pro mikrokontroléry. Program v realizovaném přípravku byl napsán pomocí jazyku symbolických

adres. Velkou výhodou je i malá obvodová složitost. Ovšem hlavní výhodou je, že v případě změny požadavků na simulátor je zapotřebí přepsat pouze určité pasáže programu. Ten plní zadané požadavky a do hardwarové části simulátoru by se nemusí jakýmkoliv způsobem zasahovat. Z následujícího výčtu je vidět, že tento způsob řešení dokáže bezezbytku splnit všechny nároky na simulátor, proto bylo přistoupeno k této variantě.

4. Realizace funkčního vzorku simulátoru

Na obrázku 4 jsou na blokovém schématu vidět jednotlivé obvody simulátoru a jejich připojení do systému RADARCENTRUM. Celý simulátor se skládá z těchto základních částí:

4.1. Jednotka CPU

Jednotka CPU je hlavní funkční částí celého simulátoru. Byla zvolena platforma X51. Konkrétně se skládá ze dvou jednočipových mikroprocesorů AT89S51 firmy Atmel. V paměti programu o velikosti 2x4kB těchto mikroprocesorů jsou programy, na základě kterých mikroprocesory generují požadované signály. Hlavní důvod použití tohoto typu mikroprocesoru je, že obsahuje velký počet (32) vstupně/výstupních linek a hlavně podporuje programování ISP.

4.2. Mikroprocesor CPU1

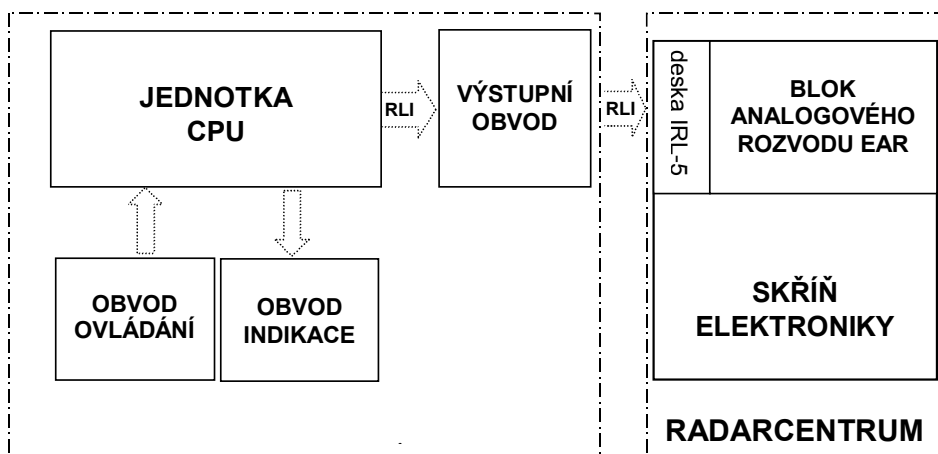
V paměti programu o velikosti 4kB tohoto mikroprocesoru je nahrán zkompileovaný program, na jehož základě generuje signály UI, SI a SZ popsané v části 2. Mikroprocesor pracuje na taktovacím kmitočtu 12 MHz. Je vyveden programovací interface pomocí konektoru ISP1 pro budoucí rozšíření možností simulátoru.

4.3. Mikroprocesor CPU2

V paměti programu tohoto mikroprocesoru je přítomen program, na jehož základě mikroprocesor generuje signály VI a ovládá LCD display. Jelikož výpočty cílů jsou časově náročné, je zvolen taktovací kmitočet 24 MHz. Ze stejného důvodu jako u CPU1 je vyveden programovací interface ISP2.

4.4. Obvod ovládání a indikace

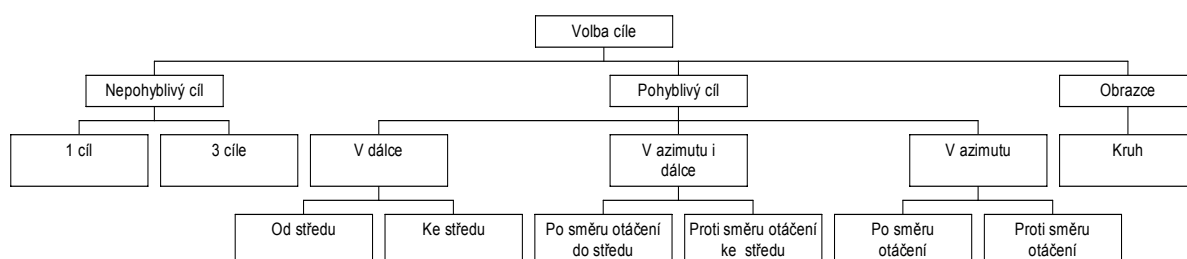
Obvod ovládání spolu s obvodem indikace tvoří rozhraní mezi uživatelem a simulátorem. Simulátor se ovládá pomocí několika kláves. Pomocí těchto kláves lze volit charakter cíle a jeho parametry. Dále je možno zvolit rychlost otáčení antény. Jako indikátor je použit 4-řádkový LDC displej



Obr. 4: Blokové schéma simulátoru

5. Funkce simulátoru

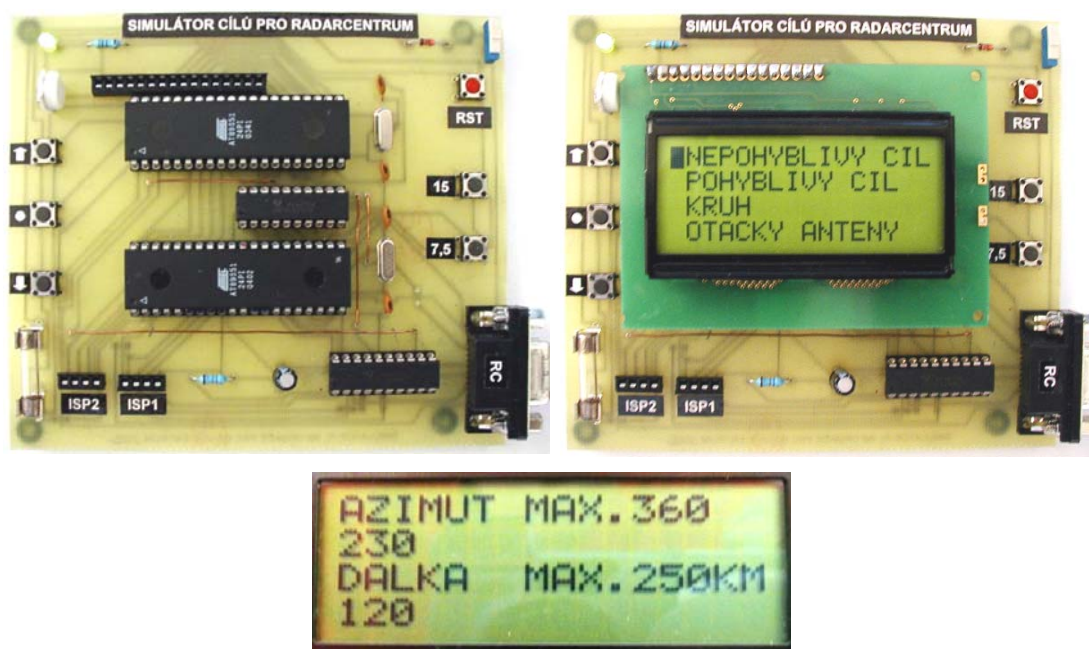
Simulátor je schopen generovat širokou škálu radarových informací. A to od informací typu tři pevné cíle v uživatelem zadané poloze, až po pohyblivý cíl nebo kontrolní obrazce, rovněž uživatelem zadané. Tato simulace je stále ve vývoji a v jednom z cílů je i zadávání libovolné radiolokační informace přes osobní počítač. Rovněž se chystá i podpora jiných typů



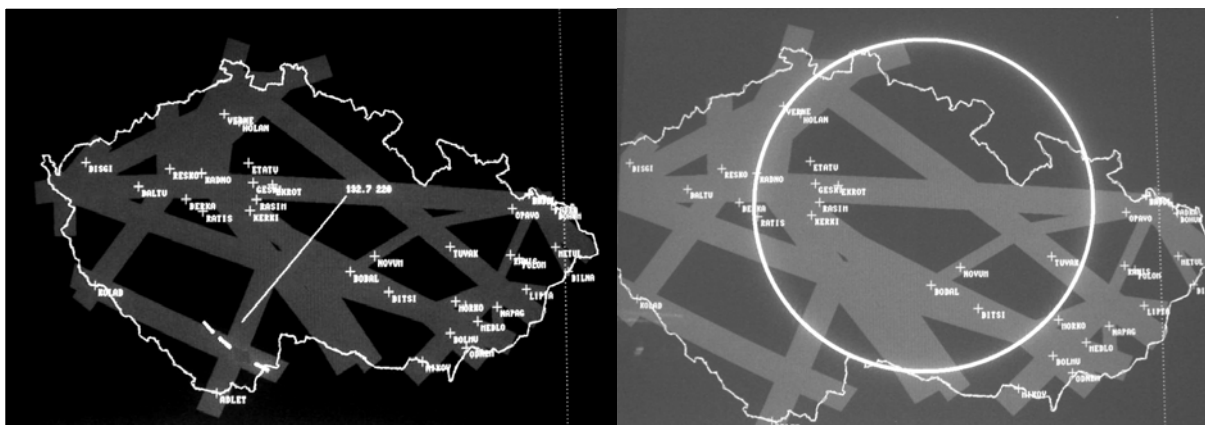
Obr. 5: Diagram generovaných cílů

přehledových radiolokátorů. Přehled současných možností simulace je na obrázku 5.

Na dalších obrázcích je již konkrétní provedení přípravku, zobrazovaný výstup cílů definovaných na uživatelem zadaných souřadnicích a generovaný obrazec.



Obr. 6: nahoře – realizace přípravku, dole – obrazovka zadávání cíle

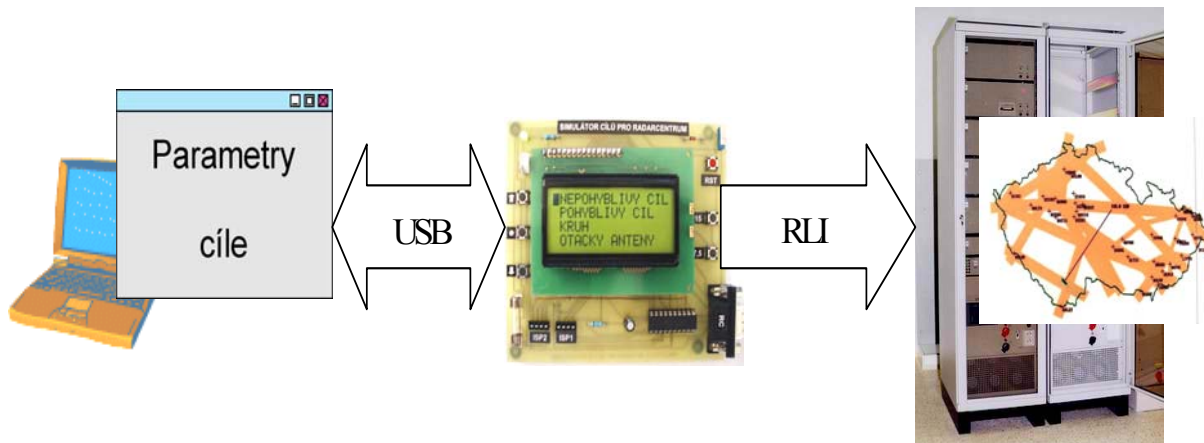


Obr. 7: vlevo – zobrazení uživatelem definovaných nepohyblivých cílů, vpravo – generovaný obrazec

6. Závěr

Cílem tohoto článku bylo nastínit způsob simulace radiolokačního cíle od primárního radiolokátoru a také ukázat konkrétní způsob řešení takového simulátoru. Z výše uvedeného vyplývá, že nejpodstatnějším a také nejsložitějším krokem samotné simulace je důkladná analýza radiolokačních signálů vstupujících do diagnostikovaného zobrazovacího systému (v našem případě je to systém RADARCENTRUM firmy ELDIS, s. r. o.).

Vyrobený funkční vzorek zatím podporuje jediný typ primárního radiolokátoru, a to přehledový radiolokátor RL-5, který je v radiotechnickém zabezpečení letectva AČR nejrozšířenějším typem. V softwarové části simulátoru se předpokládá další krok v propojení s osobním počítačem přes některý sériový port (USB, COM), tj. přenesení ovládací části na osobní počítač.



Obr. 8: Řešení ovládací části pomocí PC

7. Použitá Literatura

- [1] ELDIS, Technická dokumentace Radarcentrum RC 950, ELDIS Pardubice 1996
- [2] LUŽICA, Š. Systémy řízení letového provozu, část 1., Radarcentrum. Skripta VA, poř.č.tisku S-852, Brno 1997.
- [3] MOLNÁR, K. Radiolokační souprava RPL-5, textová část RL-5. Skripta VA, poř.č.tisku S-2608/1, Košice 1984.
- [4] MOLNÁR, K. Radiolokační souprava RPL-5, obrazová část RL-5. Skripta VA, poř.č.tisku S-2608/2, Košice 1984.
- [5] Ministerstvo obrany, LET-5-2 : Radiotechnické zabezpečení letectva, Praha 1998

Vliv odrazu od země při měření kmitočtové charakteristiky antény

Ing. Petr BOJDA, Ph. D.

Katedra leteckých elektrotechnických systémů, Univerzita obrany, Brno,

email: Petr.Bojda@unob.cz, tel.: 973-445-240

Resume:

Při měření charakteristik antén v podmínkách mimo bezodrazovou komoru dochází ke zkreslení měřených charakteristik odrazu od podložky. V článku je vypočten odhad intenzity tohoto odrazu s pomocí fyzikální optiky a ten je následně porovnán s reálným měřením. Podložkou byla rovinná plocha bez hran, na nichž by mohlo dojít k difracím.

1. Úvod

Při měření vyzařovacích charakteristik antén v reálném prostředí dochází k ovlivnění měřených parametrů mimo jiné i elektromagnetickou energií rozptýlenou na předmětech v okolí měřícího pracoviště nebo na podložce. Pro měření je možné vybrat prostředí, v němž se v blízkém okolí žádné předměty způsobující rozptyl vyslané elmg. vlny nebudou vyskytovat. A když se vyskytovat budou, potom tak daleko, že z hlediska úrovně intenzity rozptýlené vlny v místě příjmu bude jejich vliv na měření zanedbatelný.

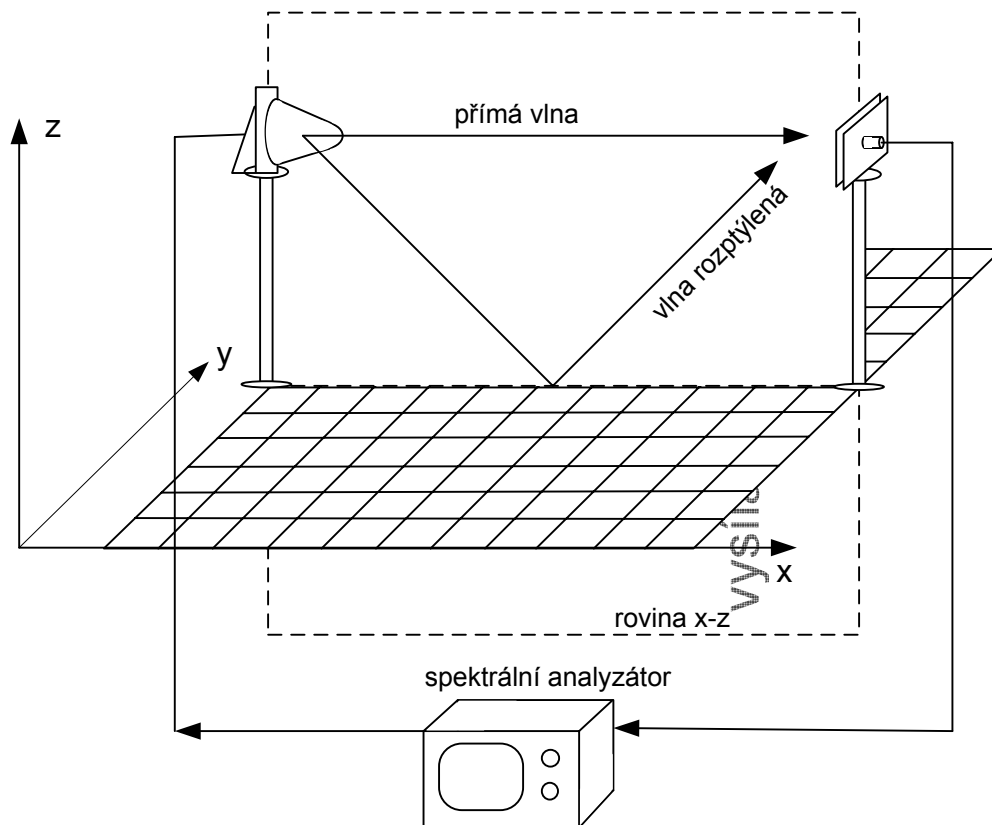
Problémem ovšem zůstává rozptyl elmg. vlny od podložky. Intenzita rozptýlené elmg. vlny od země, na níž jsou stojany s přijímací a s vysílací anténou postaveny, je srovnatelná s intenzitou vlny přímé. V místě příjmu dochází ke skládání těchto dvou vln a tím k interferenčním jevům významně ovlivňujících výsledné měření.

Cílem tohoto článku je provést odhad intenzity rozptýlené elmg. vlny. Tento odhad v místě příjmu je vypočten s pomocí metody fyzikální optiky. Matematická metoda byla zpracována do algoritmu v prostředí Matlab a byla vypočítána skupina intenzit rozptýlených elmg. vln pro různé kmitočty vln a vzdálenosti mezi vysílací a přijímací anténou.

V případě uspokojivého odhadu intenzity rozptýlené elmg. vlny bude možné odhadnout charakter interferenčního jevu v místě příjmu a jeho vliv na výsledek konkrétního měření. Lze předpokládat, že po korekci této chyby budou výsledky srovnatelné s výsledky měření v bezodrazové komoře.

2. Popis měření a hodnocené situace

Venku na volném prostranství byly umístěny vysílací a přijímací antény na vzdálenost 5-10 m od sebe. Antény byly upevněny na stativy ve výšce 1,5 m nad povrchem. Povrch byl tvořen asfaltovou plochou rozměrů asi 40 x 60 m. Situace je zobrazena na obr. 1.



Obr. 1: Uspořádání měřicího pracoviště.

3. Použité antény a přístrojové vybavení

3.1. Vysílací anténa

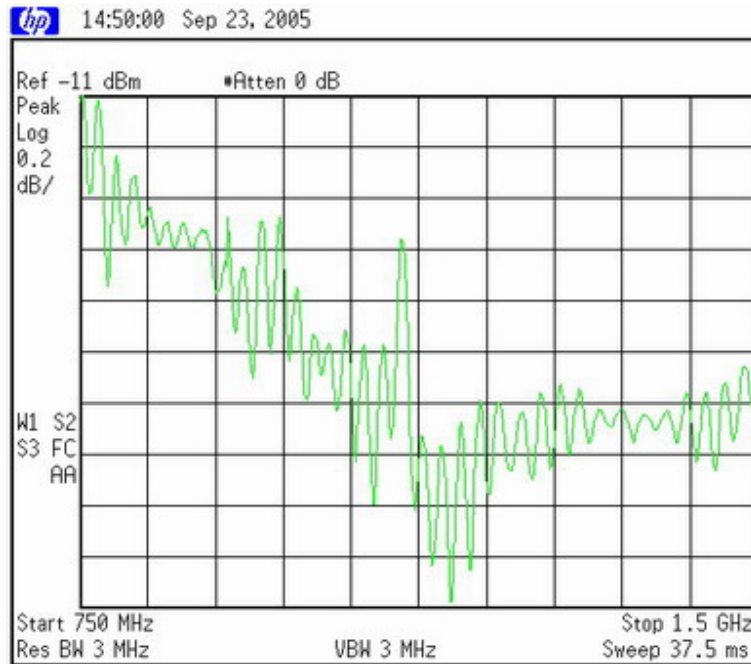
Do role vysílací antény byla zvolena anténa se známou směrovou vyzařovací charakteristikou. Jednalo se o logaritmicko periodickou anténu HL 050 firmy Rhode&Schwarz s kmitočtovým rozsahem od 850MHz do 26,5 GHz. Polarizace antény je lineární. Při pokusu byla anténa umístěna tak, aby polarizace vysílané elmg. vlny byla horizontální.

3.2. Přijímací anténa

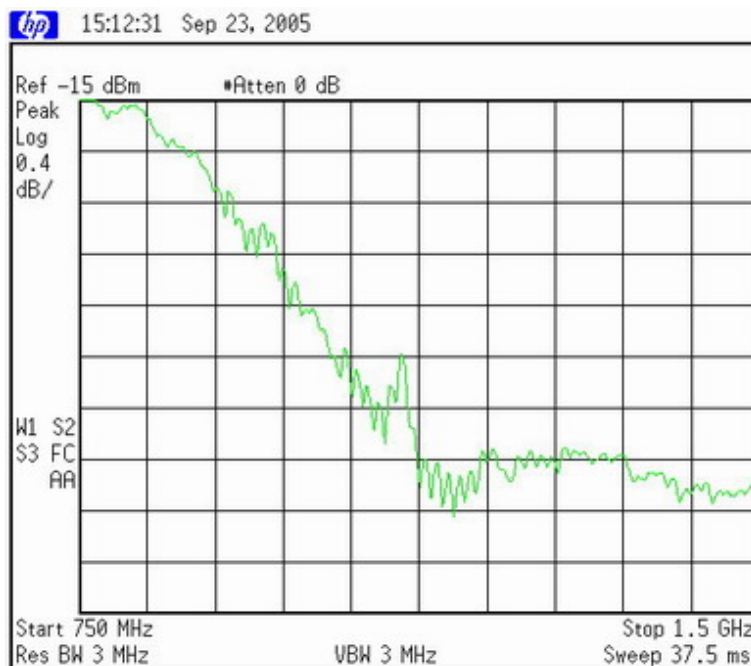
Jako přijímací anténa byla použita mikropásková anténa nízké kvality, vyrobená v laboratořích katedry. Její směrová vyzařovací charakteristika je prakticky neměnná v rozsahu $\pm 80^\circ$ od elektronické osy horizontálně i vertikálně. Nejmenší útlum přijímané vlny je na kmitočtech mezi 1,35 až 1,4 GHz. Šířka pásma měřená na úrovni 3 dB je u této antény přibližně 75 MHz (5% rezonančního kmitočtu). Polarizace použité přijímací antény byla kruhová.

3.3. Koaxiální kabely použité k připojení antén

K napájení vysílací antény byl použit originální mikrovlnný kabel dodaný spolu s anténou. Jeho kmitočtová útlumová charakteristika je na obr. 2. Přijímací anténa byla připojena k spektrálnímu analyzátoru koaxiálním kabelem s útlumovou kmitočtovou charakteristikou uvedenou na obr. 3.



Obr. 2: Kmitočtová charakteristika útlumu kabelu pro napájení vysílací antény.



Obr. 3: Kmitočtová charakteristika útlumu kabelu k přijímací anténě.

3.4. Přístrojové vybavení použité k měření útlumových charakteristik

Všechny kmitočtové charakteristiky byly měřeny pomocí spektrálního analyzátoru v rozsahu kmitočtů od 750 MHz do 1,5 GHz. Pro buzení vysílací antény bylo využito rozmítaného generátoru analyzátoru s úrovní výstupního signálu 3 dBm. Vstupní i výstupní impedance přístroje jsou 50 Ω.

4. Omezení pro umístění antén

Pokud je to možné, mělo by měření charakteristik antén probíhat v oblasti vzdálené zóny záření. Rozmístění antén v rozmezí jejich blízkých zón záření nebo dokonce v zónách blízkého reaktivního pole je problémem převážně bezodrazových komor. Tehdy je vzájemná vzdálenost antén omezena rozměry komory a vliv blízké zóny je potřeba následně korigovat výpočtem.

Popisovaný experiment proběhl v oblastech vzdálených zón záření obou antén. Hranice vzdálené zóny R_{krit} byla stanovena na základě podmínky pro kruhovou aperturu antény:

$$R_{krit} = \frac{2D^2}{\lambda}$$

Podmínka vychází z požadavku, aby maximální rozdíl fází sférické elmg. vlny (vlnové délky λ , vybuzené bodovým zdrojem ze vzdálenosti R a dopadající na anténu o průměru D) v různých bodech apertury nebyl větší než $\pi/8$. Odvození podmínky a podrobnější zdůvodnění je možno nalézt v literatuře [1].

Apertura přijímací antény je kruhová, s průměrem 62 mm. Pro rozsah měřených kmitočtů 750 MHz – 1,5 GHz to představuje hranici vzdálené zóny záření od 19,2 mm do 38,4 mm. Pro vysílací anténu s aperturou o průměru 17 cm leží hranice vzdálené zóny od 0,145 m do 0,289 m.

Experiment byl proveden pro vzdálenosti mezi vysílací a přijímací anténou od 5 do 10 m. Antény byly umístěny ve výšce 1,5 m nad povrchem. Tím pádem byly splněny podmínky měření ve vzdálené zóně jak pro vlnu šířící se přímo od vysílací antény k přijímací, tak i pro vlnu rozptýlenou od zemského povrchu.

5. Popis metody výpočtu odhadované intenzity rozptýlené vlny v místě příjmu

Aby bylo možno modelovat matematicky odraz elmg. vlny od povrchu, je potřeba nejprve vymodelovat daný povrch. Jeho model je složen z elementárních částí povrchu (anglicky „patches“) čtyřúhelníkových tvarů.

Pro výpočet odhadů intenzit byla vybrána metoda fyzikální optiky. Je to metoda z řady aproximačních technik predikce RCS určených převážně pro optickou oblast. Tato metoda pracuje tak, že nad každým elementem povrchu cíle aproximuje indukovaná pole Intenzita rozptýlované elmg. energie je řešena pro každý element povrchu zvlášť a výsledná intenzita v místě příjmu je počítána integrací příspěvků jednotlivých elementů kolem celého povrchu objektu. Protože intenzity indukovaných polí nad jednotlivými elementy jsou konečné, je konečná i intenzita celkového pole.

Základem metody je Strattonova – Chuova integrační rovnice. Samotná je tato rovnice určena pro uzavřené plochy. Pokud ozařovaná plocha není uzavřená, je nutné připojit k této rovnici ještě další výraz – křivkový integrál podél hranice otevřené plochy.

Jedním ze stavebních kamenů Strattonovy – Chuovy rovnice je Greenova funkce vyčísující obecně rozptýlení amplitudy a fáze v každém bodě vyšetřovaného elementu povrchu pro specifikovanou pozici zdroje. Greenova funkce pro vakuum má tvar:

$$G = \frac{e^{-jk\bar{R}_{V-S}}}{4\pi\bar{R}_{V-S}}$$

kde k je vlnové číslo dopadající vlny a \mathbf{R}_{V-S} je vektor od zdroje k bodu odrazu. Zjednodušením základní Strattonovy – Chuovy rovnice je, že uzavřený křivkový integrál po hranici povrchového elementu je možno nahradit otevřeným plošným integrálem.

Po dalších zjednodušeních, jež jsou podrobně rozebrána v [2] a [3] je možno pro intenzitu rozptýleného pole vypočítanou podle fyzikální optiky psát vztah:

$$\psi(\bar{R}_r) = 2j \int_{S_{n,m}} \Psi(\bar{r}_0)(\bar{n}_0 \cdot \bar{k}_{inc}) \left(\frac{e^{jk|\bar{r}_0 - \bar{R}_s|}}{4\pi|\bar{r}_0 - \bar{R}_s|} \right) \left(\frac{e^{jk|\bar{R}_r - \bar{r}_0|}}{4\pi|\bar{R}_r - \bar{r}_0|} \right) dS_{n,m}(\bar{r}_0)$$

$S_{n,m}$ je plocha (n,m) -tého elementu umístěného v souřadném systému na pozici $x_0=n\Delta x$ a $y_0=m\Delta y$. Vektory \mathbf{R}_s a \mathbf{R}_r jsou vektory zdroje, respektive přijímače s počátkem v počátku souřadného systému a vektor \mathbf{r}_0 je vektor středu počítaného povrchového elementu. Vektor \mathbf{n}_0 je normálový vektor daného elementu. Amplituda intenzity dopadající vlny $\Psi(\mathbf{r}_0)$ je pro každý povrchový element konstantní avšak v obecném případě může být funkcí úhlu vyzařování ve smyslu anténní charakteristiky při konstantně zaměřeném anténním systému, kmitočtových závislostí anténního systému, případně absorpčních vlastností prostředí a povrchu cíle.

Metoda fyzikální optiky dává správné výsledky, pokud není povrch počítaného objektu hodně malý. Dalším faktorem snižujícím přesnost je přílišné posunutí směru odrazu vlny od směru zrcadlového odrazu. Zcela špatné výsledky dává tato metoda pro veliké úhly dopadu, měřeno od normály povrchu cíle. To je způsobeno tím, že fyzikální optika nepočítá s poměrně silnými odrazy od hran objektu – do výpočtu není zahrnuta takzvaná hranová difrakce.

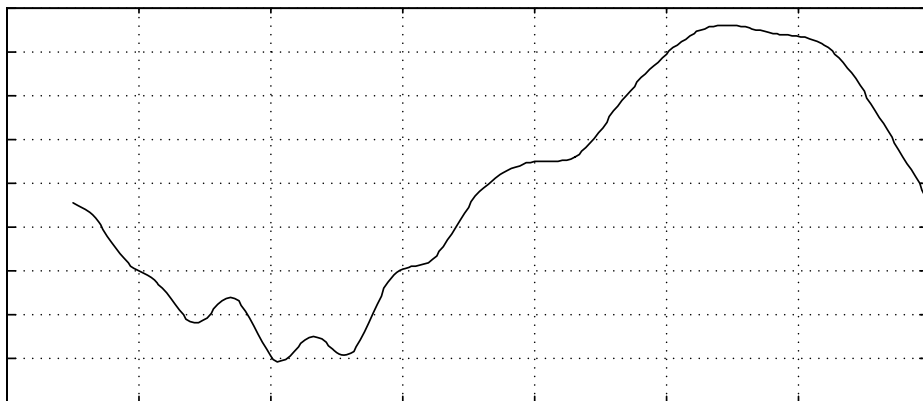
6. Provedení výpočtu odhadu intenzity rozptýlené vlny v místě příjmu

Algoritmus výpočtu podle výše popsaného postupu byl naprogramován v prostředí Matlab. Ve výpočtu nejsou zohledněny směrové charakteristiky antén.

$$D = 2 \cdot R \sin(30^\circ)$$

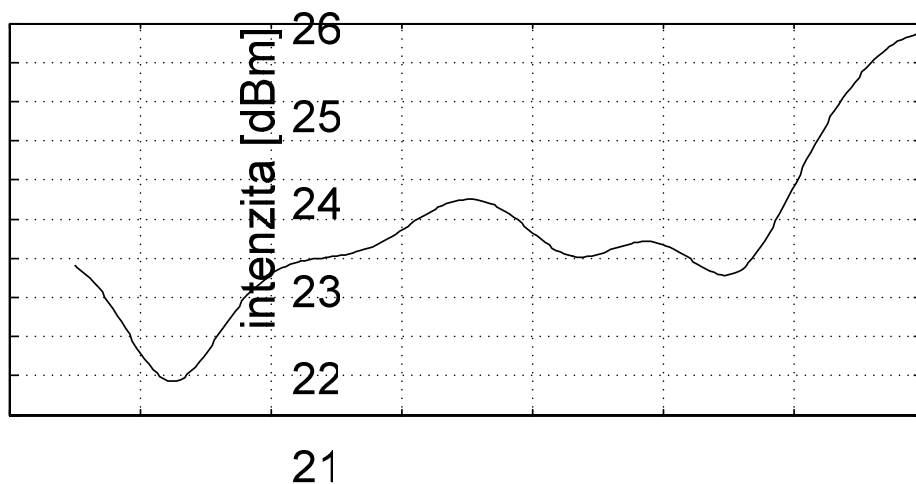
Vysílací anténa má šířku hlavního svazku $\pm 30^\circ$, měřeno na útlumu -3dB . V modelu je pás povrchu o šířce ozařován s konstantní intenzitou. Ve vzorci je D šířka pásu povrchu a R je šikmá vzdálenost mezi vysílací anténou a místem dopadu vlny. Přijímací anténa nemá z hlediska směrové charakteristiky žádné omezení. Intenzita příjmu jak vlny přímé tak i vlny rozptýlené od povrchu země je konstantní. Situace byla počítána pro povrch velikosti 5×9 m, rozprostřený v rovině x - y na souřadnicích 0 až 9 m x -ové osy a $-2,5$ až $2,5$ m osy y -ové. Vysílací anténa je umístěna ve výšce 1,5 m nad povrchem v bodě $(0; 0; 1,5)$. Přijímací anténa byla rovněž ve výšce 1,5 m byla posouvána po ose x v rozsahu 1 m až 9 m.

7. Výsledky výpočtů



Obr. 4: Průběh intenzity odražené vlny přijímané anténou 6,5 m vzdálenou od antény vysílací v závislosti na kmitočtu vysílané vlny.

pozice přijímací antény [6,5 ; 0 ; 1,5]



Obr. 5: Průběh intenzity odražené vlny přijímané anténou 9 m vzdálenou od antény vysílací v závislosti na kmitočtu vysílané vlny.

19

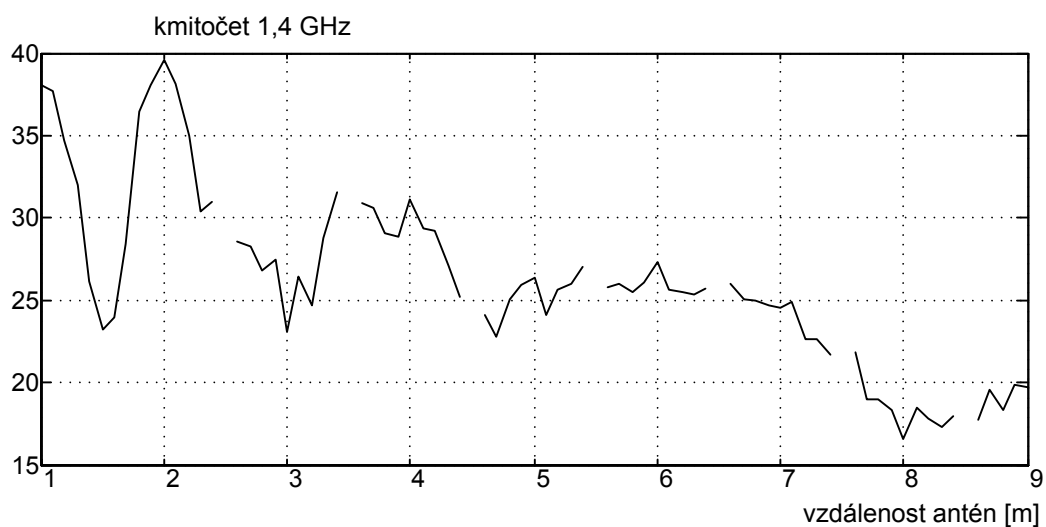
18 18

17 0 8

0 0

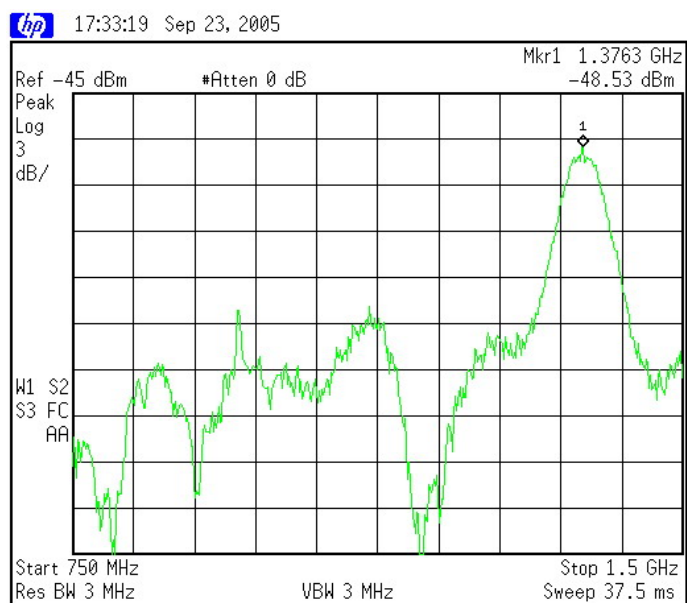
1

1 1

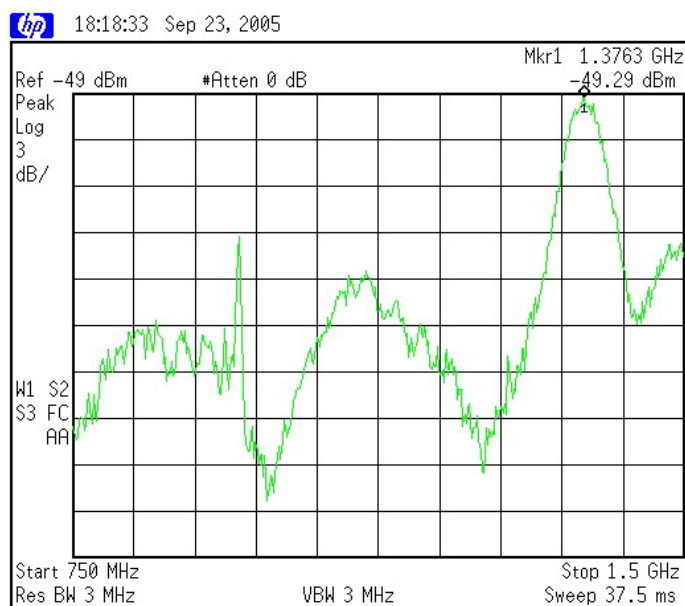


Obr. 6: Průběh intenzity odražené vlny o kmitočtu 1,4 GHz přijímané anténou umístěnou v rozmezí 1 – 9 m daleko od antény vysílací.

8. Naměřené výsledky



Obr. 7: Průběh útlumové kmitočtové charakteristiky naměřené s přijímací anténou umístěnou ve vzdálenosti 6,5 m od vysílací antény.



Obr. 8: Průběh útlumové kmitočtové charakteristiky naměřené s přijímací anténou umístěnou ve vzdálenosti 9 m od vysílací antény.

9. Vyhodnocení a závěr

Průběhy vypočtených a naměřených kmitočtových charakteristik jsou si do značné míry podobné. Je tedy možné usuzovat, že vypočtené odhady intenzit rozptýlené vlny budou odpovídat skutečným hodnotám měřeným v místě příjmu.

Při čtení grafů situace se vzdáleností antén 6,5 m (na obr. 4 a obr. 7) je možno zjistit, že minimální útlum přijímané vlny (součtu přímé a odražené vlny) je na kmitočtu 1,3763 MHz a rozdíl této maximální intenzity proti průměrné intenzitě v blízkém okolí kmitočtů je přibližně 14 dB. Odhad intenzity rozptýlené vlny má pro toto umístění své maximum na kmitočtu okolo 1,35 GHz a to s rozdílem až 7,5 dB oproti minimální hodnotě.

Podobně pro vzdálenost antén 9 m (grafy na obr. 5 a obr. 8) je maximum na stejném kmitočtu jako v předchozím případě. Maximum odhadu je na kmitočtu blízko hodnoty 1,5 GHz, ovšem změřená intenzita přijímané vlny vykazuje stejně jako vypočtený odhad nárůst s rostoucím kmitočtem.

Pro úplné a dostatečné srovnání a tím vyhodnocení vzájemné závislosti je nutno ještě vyhodnotit průběh kmitočtové charakteristiky antén. Toto měření probíhalo se zaměřením na relativně úzké kmitočtové pásmo 25% okolo nosného kmitočtu 1,3 GHz. Vysílací anténa byla širokopásmová, s šířkou pásma od 850 MHz až do 26 GHz. V měřeném pásmu lze tedy předpokládat konstantní přenosovou kmitočtovou charakteristiku. Šířka pásma přijímací antény nebyla změřena (pro dočasnou nedostupnost bezodrazové komory) a proto bylo pouze předpokládáno dostatečně široké kmitočtové pásmo vzhledem k nízké kvalitě této antény.

Aby mohl být vysloven konečný názor na vhodnost použití popsané metody odhadu intenzity rozptýlené vlny a ověřena její hodnověrnost, je třeba provést ověřovací měření na přijímací anténě se známou kmitočtovou charakteristikou.

Dalšího zpřesnění odhadu je možno dosáhnout zohledněním směrových vyzařovacích charakteristik antén.

Použitá literatura

- [1] Kupčák, J., Radiolokační antény systémů ŘLP, skripta TU Pardubice 1990.
- [2] Knott, E., Radar Cross Section – 2Rev. ed., Artech House, Norwood, 1993
- [3] Ruck, G. T., Barrick, D. E., Stuart, W. D., Krichbaum, C. K., Radar Cross Section Handbook, Plenum Press, New York, 1970
- [4] Mittra, R., Computer techniques for Electromagnetic, Hemisphere Publishing Corporation, Washington, 1987.
- [5] Lindell, V. I., Methods for Electromagnetic Field, Clarendon Press, Oxford, 1992.

Návrh zákonů řízení stranového pohybu bezpilotního prostředku.

npor. Ing. Radek Bystřický

Katedra leteckých elektrotechnických systémů, Univerzita obrany, Brno,

email: radek.bystricky@unob.cz, tel.: +420-973-445-036

Resumé:

Příspěvek se zabývá problematikou návrhu zákonů řízení stranového pohybu pro bezpilotní prostředek. Ukazuje možný návrh úpravy nevyhovujících poloh kořenů na několika možných postupech, včetně tzv. „optimálního řízení“.

1. Zadání úlohy

Mějme model bezpilotního letounu pro stranový pohyb dle obrázku (Obr. 1-1) zadaný pomocí následujícího stavového popisu, rovnice (1-1) respektive (1-2), který odpovídá klasickému stavovému popisu obecného dynamického systému.

$$\begin{bmatrix} \dot{\beta} \\ \dot{p} \\ \dot{r} \\ \dot{\psi} \\ n_y \\ p \\ r \\ \psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0,140 & 0,053 & -0,999 & 0,047 & 0 & 0,030 \\ -2,461 & -0,992 & 0,262 & 0 & 0,404 & 0,260 \\ 1,585 & -0,041 & -0,267 & 0 & 0 & -0,680 \\ 0 & 1,000 & 0,053 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0,0433 & -0,0003 & 0,0016 & 0 & 0,0001 & -0,0075 \\ 0 & 1,0000 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1,0000 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1,0000 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \beta \\ p \\ r \\ \psi \\ d_k \\ d_s \end{bmatrix} \quad (1-1)$$

Tento zápis lze provést také následujícím způsobem:

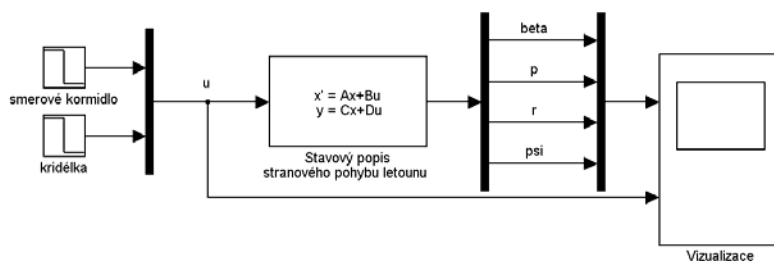
$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x \\ u \end{bmatrix} \quad \text{tedy} \quad \begin{aligned} \dot{x} &= A \cdot x + B \cdot u \\ y &= C \cdot x + D \cdot u \end{aligned} \quad (1-2)$$

Máme tedy následující systémové veličiny:

- 4 stavové proměnné: β , p , r , ψ
- 2 řídicí: d_k , d_s
- 4 výstupní proměnné: n_y , p , r , ψ

kde:

- β (vybočení), p (rychlost otáčení kolem osy X_1), r (rychlost otáčení kolem osy Z_1), ψ (kurz), d_k (výchylka křidélek), d_s (výchylka směrovky), n_y (zrychlení v ose Y_1)

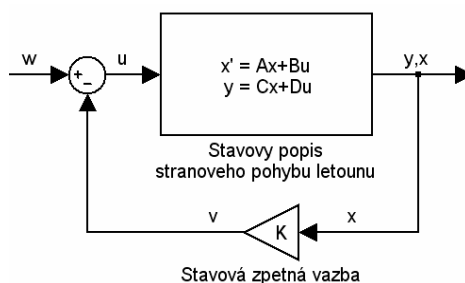


Obr. 1-1: Základní schéma pro modelování stranového pohybu letounu

Požadovaným výstupem je upravit polohu kořenů zadaného nevyhovujícího letounu a získat takové řízení letounu podle obrázku (Obr. 1-2), aby zákon řízení vyhovoval požadavku optimálního řízení v ustáleném stavu viz. rovnice (1-3).

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \begin{bmatrix} \beta(t) \\ \psi(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta_{\text{požadovaná}} \\ \psi_{\text{požadovaná}} \end{bmatrix} \quad (1-3)$$

Je tedy potřeba zavést zpětné vazby od stavů systému pro zlepšení parametrů letounu a vytvořit zpětnovazební regulátor vyhovující zvoleným požadavkům.



Obr. 1-2: Systém se stavovou zpětnou vazbou

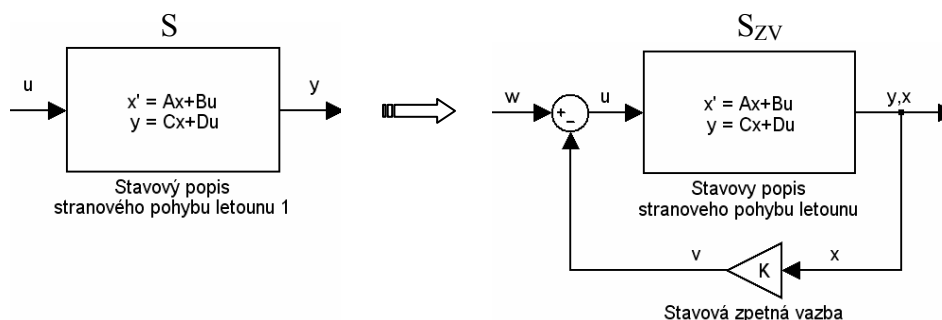
2. Teorie stavové zpětné vazby

Existuje-li lineární spojité dynamický systém S popsáný obecnou stavovou rovnicí (1-2), pak póly tohoto systému určují jeho dynamické vlastnosti jakými jsou např. stabilita, rychlost odezvy, apod. Tyto póly jsou totožné s vlastními čísly stavové matice A systému S . Základním požadavkem automatického řízení je zlepšit nevyhovující dynamické vlastnosti tohoto systému. Způsoby jak toho dosáhnout jsou v podstatě dva. Prvním je zapojení sériového kompenzátoru a druhým zavedení zpětné vazby, případně kombinace obou metod. Sériový předřadný člen má však velmi omezené použití a proto jediná inteligentní metoda je zavedení zpětné vazby respektive kombinace obou metod.

Při tomto řízení je nutné měřit na zvoleném systému vhodné veličiny, tyto veličiny pak zpracovat v zpětnovazebním regulátoru a použít jako standardní zpětnou vazbu od stavů

systemu. Jde zde pouze o to, jakým způsobem informace o stavu systému využijeme pro řízení a jakým způsobem s ní nakládáme.

Náš systém „S“ popsaný stavovou rovnicí (1-2) upravíme na zpětnovazební viz obrázek (Obr. 2-1). Předchozí řídicí vektor u se rozšíří na dvě složky v a w , kde v je zpětnovazební složka odvozená ze stavu systému.



Obr. 2-1: Způsob zavedení stavové zpětné vazby

Zpětnou vazbu lze tedy popsat rovnicí (2-1), kde matice K je maticí lineární zpětné vazby. Dosadíme-li rovnici zpětné vazby (2-1) do stavové rovnice (1-2) získáme stavové rovnice celého zpětnovazebního systému S_{ZV} , rovnice (2-2).

$$\begin{aligned} u &= v + w \\ v &= K \cdot x \end{aligned} \quad (2-1)$$

Dynamické vlastnosti nového systému S_{ZV} jsou určeny vlastními čísly matice systému, která je jak plyne z rovnice (2-2) rovna $A_C = A - B \cdot K$. Jelikož zpětnovazební regulátor můžeme měnit, je potřeba zjistit jakým způsobem ovlivňuje vlastní čísla matice A_C .

$$\begin{aligned} \dot{x} &= (A - B \cdot K) \cdot x + B \cdot w \\ y &= (C - D \cdot K) \cdot x + D \cdot w \end{aligned} \quad (2-2)$$

Tato úloha má velmi zásadní význam, neboť existuje-li řešení, není potřeba původní systém S co se týče dynamiky navrhovat nijak úzkostlivě. Jeho vlastnosti můžeme za pomoci zpětnovazebního regulátoru vylepšit, tj. máme-li bezpilotní prostředek, jehož dynamické vlastnosti nejsou úplně nevyhovující, lze jej upravit na dynamicky vyhovující. Technický cit nám ale říká, že takovýto způsob řešení má svá omezení. Toto omezení pramení z předpokladu lineárního systému a malých odchylek z rovnovážné polohy. Pokud totiž bude zpětnovazební signál v nabývat velkých hodnot úloha přestane být lineární. Druhým omezením je dosažitelnost původního systému S a třetím pak nutnost měřit všechny stavové veličiny vstupující do zpětnovazebního regulátoru.

3. Řešení stavové zpětné vazby v programu Matlab

3.1. Prosté umístění kořenů

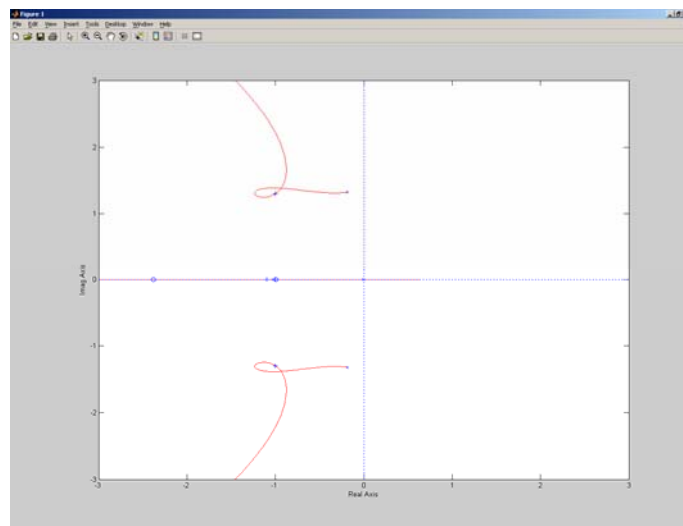
První možností při návrhu zákonů řízení je pouze umístění kořenů našeho letounu na požadované místo. Nejprve je potřeba nadefinovat jednotlivé matice stavového popisu (A, B, C, D). Poté utvoříme vektor $P=(-1.1; -1; -1+1.3i; -1-1.3i)$ požadovaných poloh kořenů nového systému Szv. Tento vektor je zvolen tak, aby vhodným způsobem upravil nevyhovující parametry letounu z původních $P=(-0.18+1.332i; -0.18-1.33i; -1.03; -0.0038)$ viz. „eig(A)“. Makro „place“ vypočítává matici stavové zpětné vazby K tak, aby vlastní čísla matice $[A-B*K]$ byli rovny zvoleným kořenům specifikovaným ve vektoru P. Makro „place“ přitom nerespektuje žádné optimalizační procesy, jde tedy jen o pouhé umístění kořenů.

$$Kx = \text{place}(A, B, P) \quad (3-3)$$

Můžeme velice snadno ukázat, kam se nám po použití tohoto makra přesunuly kořeny zpětnovazebního systému pomocí výpočtu vlastních čísel matice $[A-B*K]$ či otevřeného systému nebo vykreslením grafu „rlocusp“ systému s otevřenou smyčkou, který získáme po aplikaci makra „ss“.

$$So = \text{ss}(A, B, Kx, \text{zeros}(2,2)) \quad (3-4)$$

Po výpočtu vlastních čísel dostaneme vektor shodný s požadovaným vektorem $P=(-1.1; -1; -1+1.3i; -1-1.3i)$.



Obr. 3-2: Posunutí kořenů zpětnovazebního systému vzhledem k původnímu systému

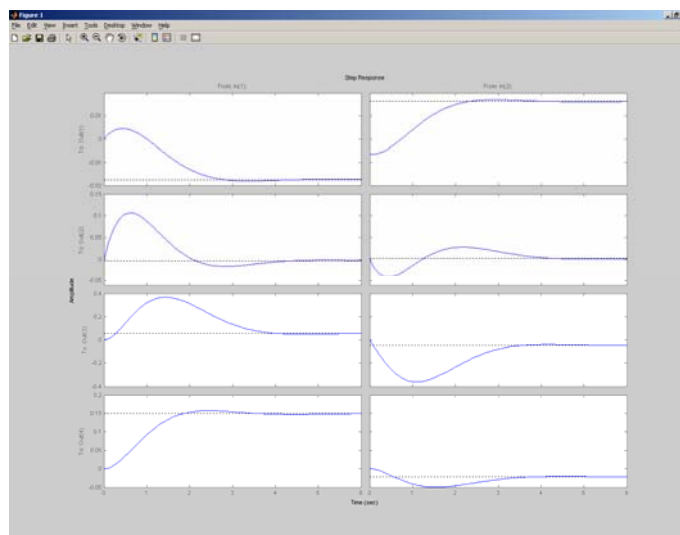
Nyní následuje výpočet matice zpětné vazby od výstupu systému K_y tak jak naznačuje vzorec (2-2).

$$K_y = K_x \cdot (C - D \cdot K_x)^{-1} \quad (3-5)$$

Nyní nezbyvá, než dokončit zákony řízení pomocí výpočtu systému v uzavřené smyčce. Pro zobrazení výstupu nám postačuje nadefinovat zpětnovazební systém S_{ZV} podle vypočítaných parametrů za využití makra „feedback“.

$$S_{zv} = \text{feedback}(S, K_y) \quad (3-6)$$

Lehce se přesvědčíme o správném umístění kořenů tohoto systému pomocí výpočtu vlastních čísel matice A zpětnovazebnímu systému S_{zv} viz. „eig(S_{zv})“. Pro vykreslení chování navrženého systému poslouží dobře odezva na jednotkový skok, pro který můžeme použít makro „step(S_{zv})“.



Obr. 3-3: Reakce systému S_{zv} na jednotkový skok

3.2. Stavová zpětná vazba s uvažováním křížových vazeb

Druhou možností jak navrhnout zákony řízení je pokusit se o zrušení křížových vazeb vlivů jednotlivých kořenů na zvolených výstupních veličinách. Vhodnou volbou na zrušení křížových vazeb je pokusit se o následující oddělení:

- holandský krok od kurzu ψ
- čisté otáčení kolem osy od úhlu vybočení β
- spirálové zatáčení od úhlu vybočení β

V tomto případě je potřeba postupovat tak, že nadefinujeme požadované polohy kořenů dle potřeby, v našem případě se tedy jedná o následující kořeny:

- $\lambda_{1,2} = -1 \pm 1,3i$

- $\lambda_3 = -1,1$
- $\lambda_4 = -1$

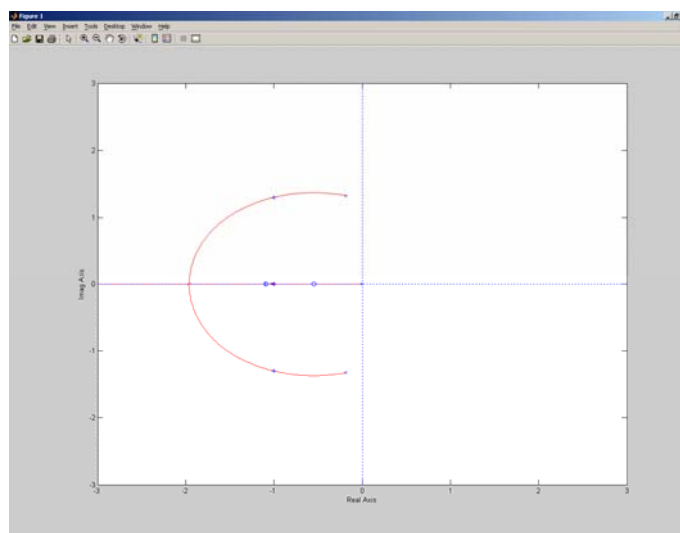
a vypočítat odpovídající prvky vektorů vstupujících do zpětnovazební matice K_x .

$$\begin{aligned}
 \text{vw1} &= \text{null}([A - \text{lambda1} * \text{eye}(4,4) B, \text{PP}(2,:) 0 0]) \\
 \text{vw2} &= \text{null}([A - \text{lambda2} * \text{eye}(4,4) B, \text{PP}(2,:) 0 0]) \\
 \text{vw3} &= \text{null}([A - \text{lambda3} * \text{eye}(4,4) B, \text{PP}(1,:) 0 0]) \\
 \text{vw4} &= \text{null}([A - \text{lambda4} * \text{eye}(4,4) B, \text{PP}(1,:) 0 0])
 \end{aligned}
 \tag{3-7}$$

Výsledná zpětnovazební matice K_x je pak tvořena záporně vzatou reálnou částí prvků vektorů vw1 až vw4 tak, aby splňovala podmínky minimalizace křížových vazeb. V našem případě je matice K daná těmito prvky:

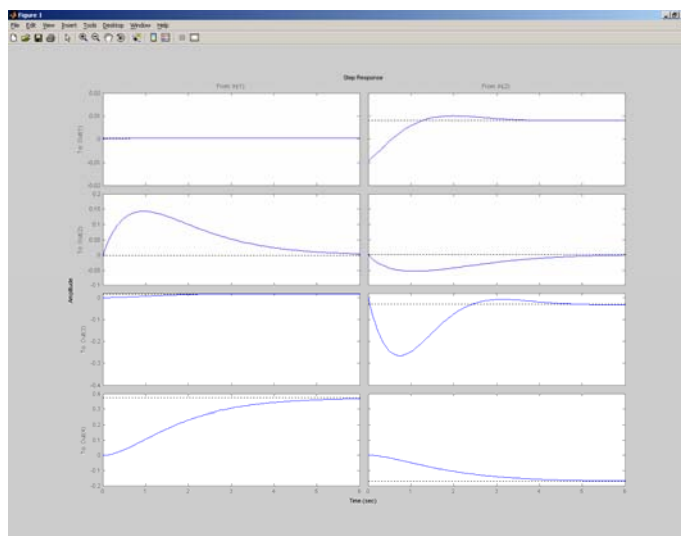
$$K_x = -\text{real}\left(\frac{[\text{vw1}(5:6) \text{vw2}(5:6) \text{vw3}(5:6) \text{vw4}(5:6)]}{([\text{vw1}(1:4) \text{vw2}(1:4) \text{vw3}(1:4) \text{vw4}(1:4)])}\right)
 \tag{3-8}$$

Pomocí již známého makra „ss“ můžeme zkontrolovat posunutí kořenů systému s otevřenou smyčkou.



Obr. 3-4: Posunutí kořenů zpětnovazebního systému vzhledem k původnímu systému

Zpětná vazba od výstupu systému je pak stejně jako v předchozím případě definována vzorcem (3-5). Pro sledování odezvy takového systému na jednotkový skok je pak potřeba vytvořit uzavřenou smyčku tohoto systému za použití maker „feedback“ a „step“ viz obrázek (Obr. 3-5)“ či makrem „eig“ zkontrolovat polohy kořenů.



Obr. 3-5: Reakce systému Szv na jednotkový skok

3.3. Zákony řízení podle lineárního kvadratického kritéria

Nejvýhodnějším způsobem tvorby zákonů řízení pro bezpilotní prostředky, je ale využití kvadratických kritérií. Kriteriaální funkce, které tyto metody používají umožňují minimalizovat zvolené parametry. V našem případě je požadovaná kriteriaální funkce J (3-9).

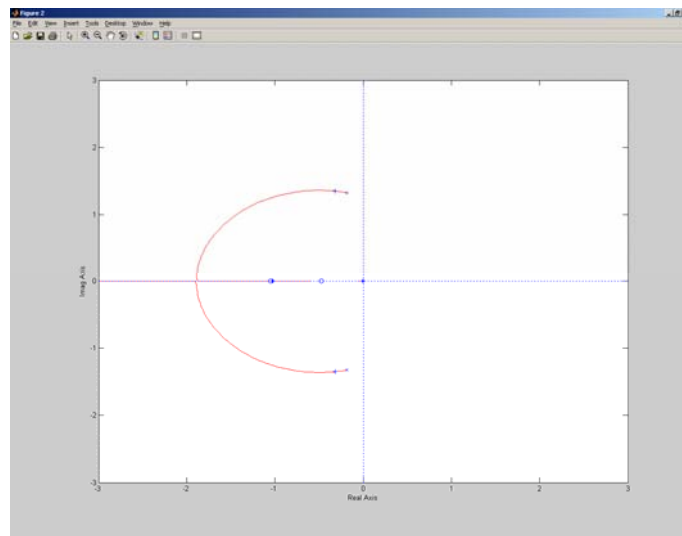
$$J = \int_0^{\infty} (x^{-1} \cdot Q \cdot x + k \cdot u^{-1} \cdot R \cdot u) dt \quad (3-9)$$

První část návrhu zákonů řízení spočívá ve stanovení parametru, který bude hrát roli při návrhu zákona řízení, čili vzhledem ke kterému parametru bude řízení optimální. První, který vyzkoušíme je úhel vybočení beta. Nadefinujeme matici Q následovně:

$$Q = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3-10)$$

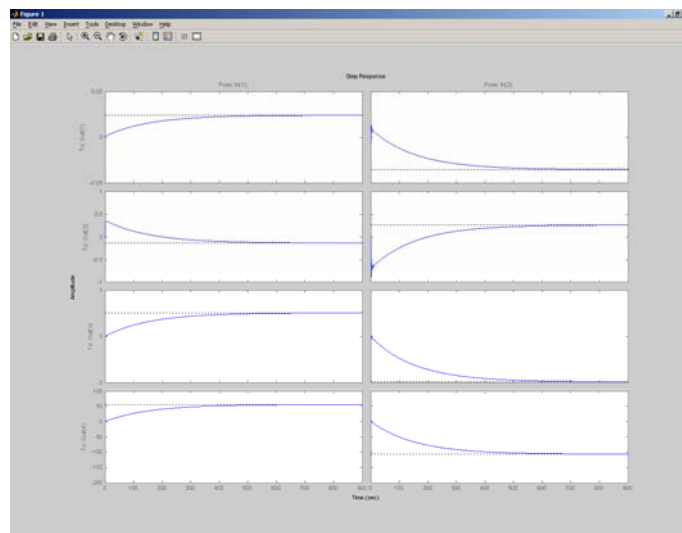
Nyní použijeme matice A , B , Q a vypočítáme lineární kvadratický regulátor za pomoci makra „lqr“. Pokud bychom se podívali na polohu kořenů systému navrženého pomocí kvadratického kritéria zjistíme, jakou polohu kořenů tento regulátor považuje za optimální $P=(-0.32+1.35i, -0.32-1.35i, -1.02, -0.0056)$. Na rozdíl oproti předchozím variantám, kde jsme polohu kořenů volili my, v případě návrhu optimálního řízení se o polohu kořenů stará sám

optimalizační proces. Jako v předchozích případech se můžeme podívat na změnu polohy kořenů otevřeného systému pomocí makra „rsqlocus“.



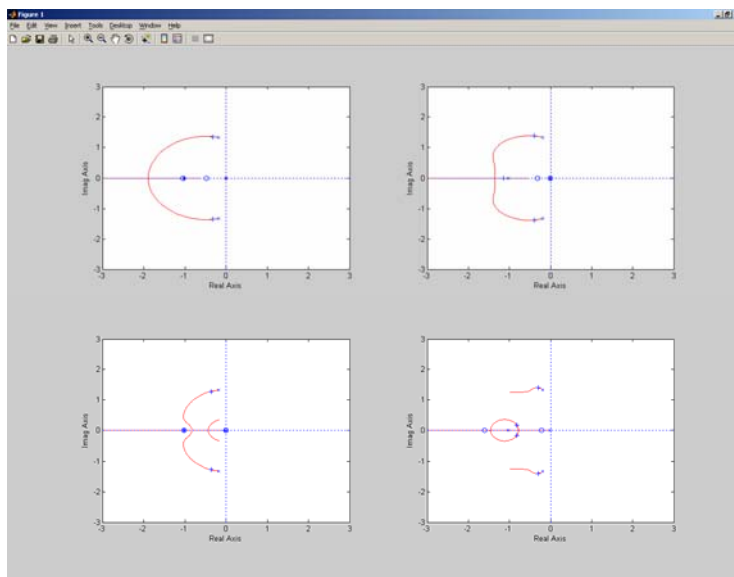
Obr. 3-6: Posunutí kořenů zpětnovazebního systému vzhledem k původnímu systému

Použitím již notoricky známého vztahu (3-5) můžeme systém uzavřít zpětnou vazbou a sledovat odezvu na jednotkový skok viz. obrázek (Obr. 3-7).



Obr. 3-7: Reakce systému Szv na jednotkový skok

Obdobným způsobem lze získat regulátory i pro ostatní parametry (p, r, ψ). Na obrázku (Obr. 3-8) jsou uvedeny polohy kořenů pro všechny čtyři parametry.

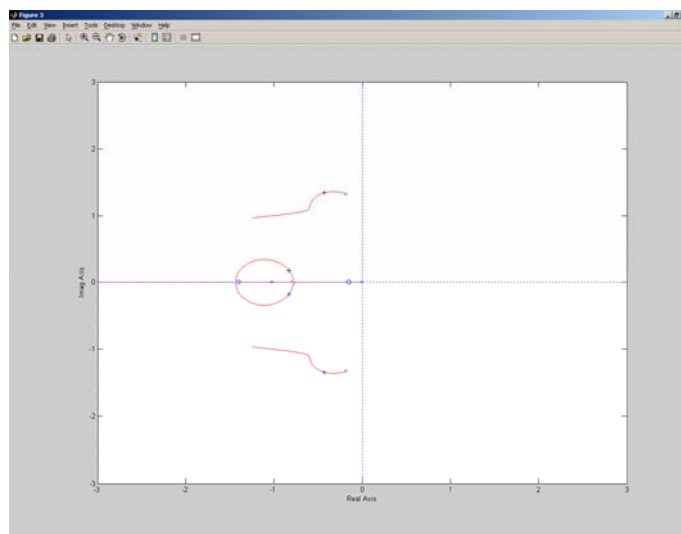


Obr. 3-8: Posunutí kořenů zpětnovazebních systémů vzhledem k původnímu systému

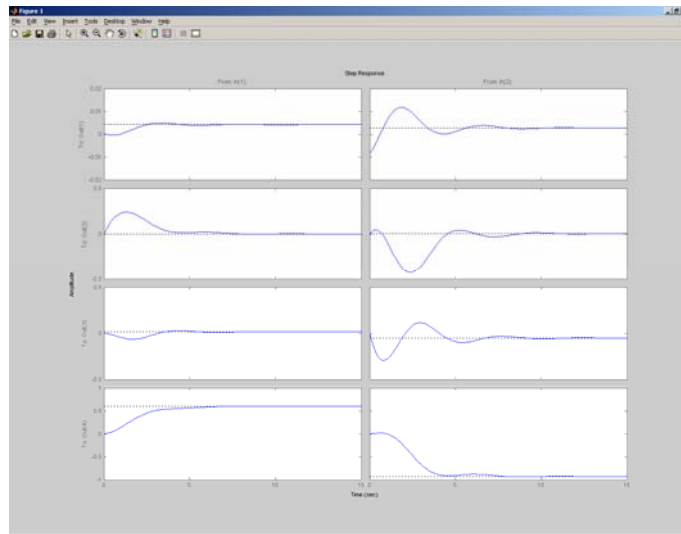
K praktickému využití je ale potřeba sdružit několik požadavků. Tedy například dva

parametry (r a ψ). Odpovídající matice je pak tedy $Q = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$. Pro tuto matici Q je

pak optimální poloha kořenů $P = (-0.42 + 1.34i, -0.42 - 1.34i, -0.83 + 0.19i, -0.83 - 0.19i)$. Odpovídající změny poloh kořenů otevřeného systému a reakce uzavřeného systému na jednotkový skok jsou pak na obrázcích (Obr. 3-9 a Obr. 3-10).



Obr. 3-9: Posunutí kořenů zpětnovazebního systému vzhledem k původnímu systému



Obr. 3-10: Reakce systému Szv na jednotkový skok

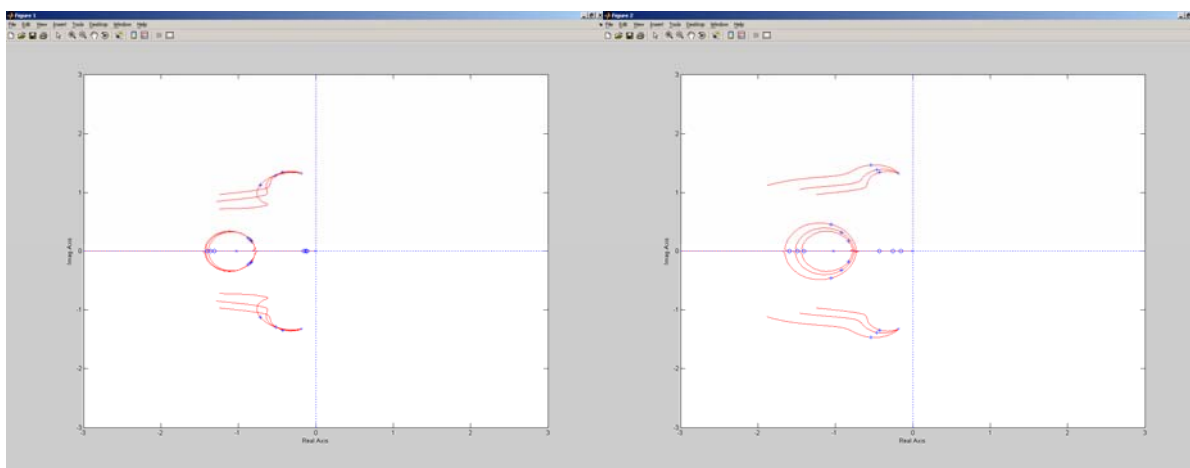
Vhodnou volbou vah v matici Q lze měnit parametry systému (tedy polohu kořenů) při zachování optimalizačního kritéria (3-9).

$$Q = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

respektive

$$Q = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 5 \end{bmatrix} \quad (3-12)$$

Na obrázku (Obr. 3-11) je vidět změnu polohy kořenů sledu uvedených v rovnici (3-11) a (3-12).



Obr. 3-11: Posunutí kořenů zpětnovazebních systémů vzhledem k původnímu systému

4. Závěr

Využití stavové zpětné vazby při návrhu zákonů řízení je moderní a velmi výhodný postup umožňující dodatečně zlepšit nevyhovující parametry navrhovaného systému. Za zmínku jistě stojí metoda eliminující vzájemné vazby mezi jednotlivými módy stranového pohybu a stavovými proměnnými. Jako nejvýhodnější se jeví využití některého z kritérií optimality. Zde ukázaná metoda využívá lineárně kvadratické kritérium. Ještě výhodnější je pak využití LQG návrhu.

Literatura

- [1] ŽIHLA, Z.: Automatické řízení letadel část I. Brno, Vojenská akademie, 1987, 394 s.
- [2] BYSTRICKÝ, R. col.: PEI mastere CSE. Toulouse, Supaero, 2003, 174 s.
- [3] ALAZARD, D.: Commande modale et LQG. Toulouse, Supaero, 2002, 68 s.
- [4] CHIAPPA, C.: Commande modale et LQG. Toulouse, Supaero, 2002, 30 s.
- [5] ALAZARD, D.: Représentation des systèmes multidimensionnels. Toulouse, Supaero, 2002, 68 s.
- [6] ŠTECHA, J, HAVLENA, V.: Teorie dynamických systémů. Praha, ČVUT, 2002, 248 s.
- [7] ŠTECHA, J, HAVLENA, V.: Moderní teorie řízení Praha, ČVUT, 1999. 297 s.

Přesnost měření výšky letu

pplk. doc. Ing. Miloš Andrlé, CSc.

Katedra leteckých elektrotechnických systémů, Univerzita obrany, Brno,

email: milos.andrle@unob.cz, tel. 973-445-174

Ing. Jan Čižmár, CSc.

Katedra leteckých elektrotechnických systémů, Univerzita obrany, Brno,

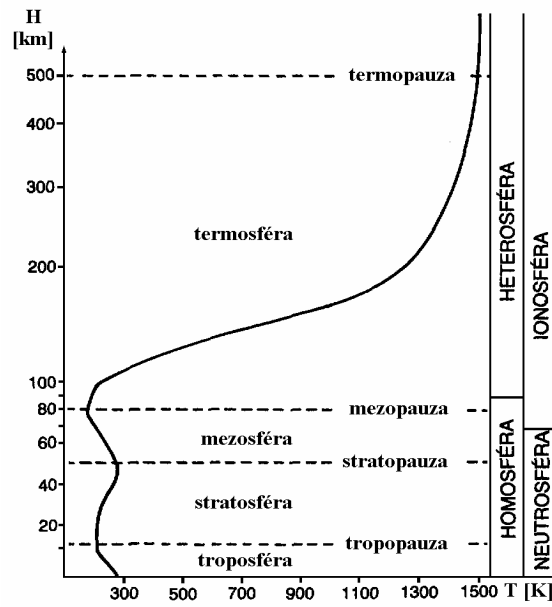
email: jan.cizmar@unob.cz, tel. 973-445-196,

Resumé:

Článek pojednává o přesnosti barometrických měření výšky letu barometrickými výškoměry a aerometrickými centrály. Modelové výpočty chyb měření byly řešeny jak pro zvolené hodnoty odchylek od standardních atmosférických poměrů, tak i pro tři reálné meteorologické situace, na jejichž základě byly porovnány metodické chyby barometrického výškoměru a aerometrické centrály.

1. Úvod

Výška se na palubách současných letadel měří jednak barometrickou metodou, tedy barometrickými výškoměry a aerometrickými centrály, jednak rádiovými metodami, pomocí radiovýškoměrů pro měření skutečné výšky (nad terénem) a družicových navigačních přijímačů pro měření výšky elipsoidické (nad zemským referenčním elipsoidem).



Obr. 1: Vrstvy zemské atmosféry

Přesnost aerometrických měření výšky je nižší než u měření rádiových, ale barometrické výškoměry a aerometrické centrály jsou relativně jednoduché a spolehlivé přístroje, schopné měřit mj. výšku nadmořskou a standardní (tedy výšku odpovídající standardnímu stavu atmosféry) a proto jsou povinnou součástí avionického systému soudobých letadel.

interval výšky [m]	absolutní teplota základny [K]	celsiova teplota základny [°C]	vertikální teplotní gradient [K·m ⁻¹]
0,0 to 11000,0	288,15	+15,00	-0,0065
11000,0 to 20000,0	216,65	-56,50	0,0000
20000,0 to 32000,0	216,65	-56,50	0,0010
32000,0 to 47000,0	228,65	-44,50	0,0028
47000,0 to 52000,0	270,65	- 2,50	0,0000
52000,0 to 61000,0	270,65	- 2,50	-0,0020
61000,0 to 79000,0	252,65	-20,50	-0,0040
79000,0 to 88743,0	180,65	-92,50	0,0000

Tab. 1: Vertikální členění zemské atmosféry

Aerometrické přístroje jsou cejchovány na základě mezinárodní standardní atmosféry [4]. Tento mezinárodně platný dokument standardizuje proměnlivé fyzikální parametry skutečné zemské atmosféry na základě hodnot aritmetických průměrů dlouhodobých meteorologických pozorování.

Zemská atmosféra je tak rozčleněna do vrstev (viz obr. 1), z nichž pro praktické využití v letectví mají význam hlavně nejnižší dvě vrstvy, a to troposféra a stratosféra.

MSA definuje následující, z hlediska předkládaných analýz nejdůležitější parametry:

- tlak v nulové nadmořské výšce $p_0 = 101325 \text{ Pa}$,
- tíhové zrychlení, na výšce nezávislé $g = 9,80665 \text{ m}\cdot\text{s}^{-2}$,
- plynovou konstantu vzduchu $r = 287,05307 \text{ J}\cdot\text{kg}^{-1}\cdot\text{K}^{-1}$,
- teplotu absolutní nuly $t_{0K} = -273,15 \text{ °C}$,
- teplotu vzduchu na hladině moře $T_0 = 288,15 \text{ K}$, $t_0 = 15 \text{ °C}$.

Standardní atmosféra definuje výškový teplotní profil jako soustavu lineárních úseků, jejichž směrnice, tzv. vertikální teplotní gradienty, jsou uvedeny v tabulce Tab. 1.

Pro běžný letový provoz jsou nejvýznamnější nejnižší dvě vrstvy, a to troposféra a stratosféra. Standardní teplota troposféry je charakterizována lineárním poklesem teploty, popsáným rovnicí:

$$T_H = T_0 + \alpha \cdot H, \text{ či } T_H = 288,15 - 0,0065 \cdot H, [\text{K}] \quad (1)$$

kde výška $H \in \langle 0, 11000 \rangle$ m.

Standardní teplota spodní části stratosféry je pak konstantní, na výšce nezávislá, a má hodnotu $T_{str} = 216,65$ K či $t_{str} = -56,5$ °C. Výškový rozsah této spodní izotermické části stratosféry je od 11 km do 20 km.

2. Metodické chyby aerometrických měření výšky

Barometrické či obecněji aerometrické výškoměry jsou mechanické či elektromechanické přístroje cejchované na základě standardní atmosféry pro troposféru a stratosféru podle rovnic:

$$H = -\frac{T_0}{\alpha} \cdot \left[1 - \left(\frac{p_H}{p_0} \right)^{\frac{r \cdot \alpha}{g}} \right], \quad H \in \langle 0, 11000 \rangle \quad (2)$$

$$H = -\frac{r}{g} \cdot T_{str} \cdot \ln \left(\frac{p_H}{p_{11000}} \right) + 11000, \quad H \in \langle 11000, 20000 \rangle \quad (3)$$

kde p_H je statický tlak ve výšce H a T_{str} je teplota stratosféry.

Zemská atmosféra je však velmi dynamická. Odehrávají se v ní (zejména v jejich nejnižších vrstvách) dynamické děje, které souhrnně označujeme termínem počasí. S časem se, kromě jiných parametrů, mění tlak, teplota i jejich vertikální profily.

Standardní hodnoty parametrů vystupujících v cejchovací rovnici (2) T_0, α, p_H, p_0 se tedy mohou lišit od hodnot skutečných, čímž působí metodické chyby měření.

Kvantifikaci metodických chyb je možné provést pomocí vztahů získaných z Taylorova rozvoje cejchovací rovnice (2), v němž členy s vyššími derivacemi zanedbáme jako nevýznamné:

$$H + \Delta H = H + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\partial^i H}{\partial T_0^i} \cdot \frac{\Delta T_0^i}{i!} + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\partial^i H}{\partial \alpha^i} \cdot \frac{\Delta \alpha^i}{i!} + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\partial^i H}{\partial p_H^i} \cdot \frac{\Delta p_H^i}{i!} + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\partial^i H}{\partial p_0^i} \cdot \frac{\Delta p_0^i}{i!} \quad (4)$$

Absolutní teplotní metodické chyby $\Delta \tilde{H}_{T_0}$ a $\Delta \tilde{H}_{\alpha}$, způsobené odchylkou teploty $\Delta \tilde{H}_{T_0}$ a odchylkou vertikálního teplotního gradientu $\Delta \alpha$ zemské atmosféry od standardních hodnot lze popsat vztahy:

$$\Delta\tilde{H}_{T_0} = -\frac{\Delta T_0}{T_0} \cdot H \quad (5)$$

$$\Delta\tilde{H}_\alpha = -\frac{T_0}{\alpha^2} \cdot \left\{ 1 + \left(1 + \frac{\alpha}{T_0} \cdot H \right) \cdot \left[\ln \left(1 + \frac{\alpha}{T_0} \cdot H \right) - 1 \right] \right\} \cdot \Delta\alpha \quad (6)$$

Podobně pro tlakové absolutní metodické chyby, způsobené odchylkami tlaků Δp_0 a Δp_H zemské atmosféry od standardních hodnot, tak získáme výrazy:

$$\Delta\tilde{H}_{p_H} = \left[g \cdot \rho_0 \cdot \left(1 + \frac{\alpha}{T_0} \cdot H \right)^{-\left(1 + \frac{g}{r \cdot \alpha} \right)} \right]^{-1} \cdot \Delta p_H \quad (7)$$

$$\Delta\tilde{H}_{p_0} = -\frac{r}{g} \cdot (T_0 + \alpha \cdot H) \cdot \frac{\Delta p_0}{p_0} \quad (8)$$

kde ρ_0 je hustota vzduchu v nulové nadmořské výšce.

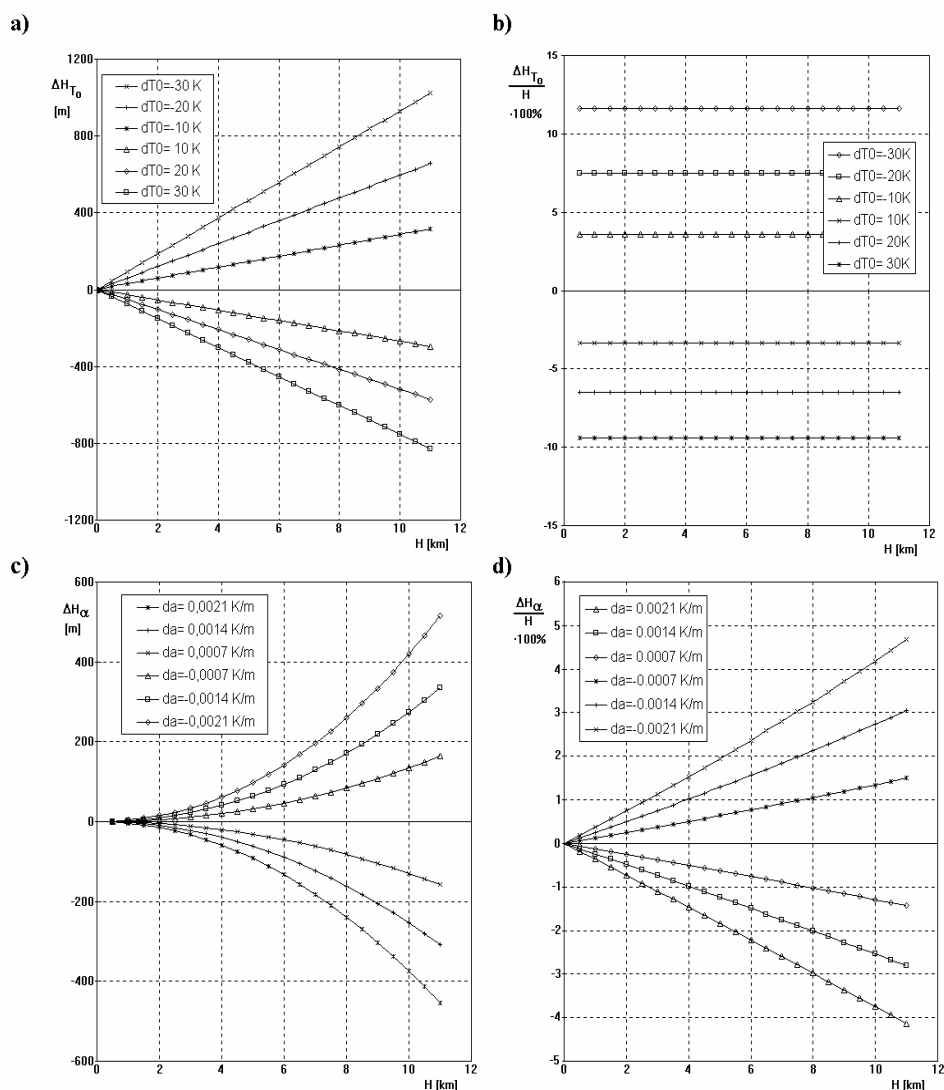
Pro relativní tvary teplotních a tlakových metodických chyb pak můžeme napsat výrazy:

$$\frac{\Delta\tilde{H}_{T_0}}{H} = -\frac{\Delta T_0}{T_0} \cdot 100\% \quad (9)$$

$$\frac{\Delta\tilde{H}_\alpha}{H} = -\frac{T_0}{\alpha^2} \cdot \left\{ \frac{1}{H} + \left(\frac{1}{H} + \frac{\alpha}{T_0} \right) \cdot \left[\ln \left(1 + \frac{\alpha}{T_0} \cdot H \right) - 1 \right] \right\} \cdot \Delta\alpha \cdot 100\% \quad (10)$$

$$\frac{\Delta\tilde{H}_{p_0}}{H} = -\frac{r}{g} \cdot \left(\frac{T_0}{H} + \alpha \right) \cdot \frac{\Delta p_0}{p_0} \cdot 100\% \quad (11)$$

$$\frac{\Delta \tilde{H}_{p_H}}{H} = \left[g \cdot \rho_0 \cdot \left(1 + \frac{\alpha}{T_0} \cdot H \right)^{-\left(1 + \frac{g}{r \cdot \alpha} \right)} \cdot H \right]^{-1} \cdot \Delta p_H \cdot 100\% \quad (12)$$



Obr. 2: Teplotní metodické chyby barometrického výškoměru:

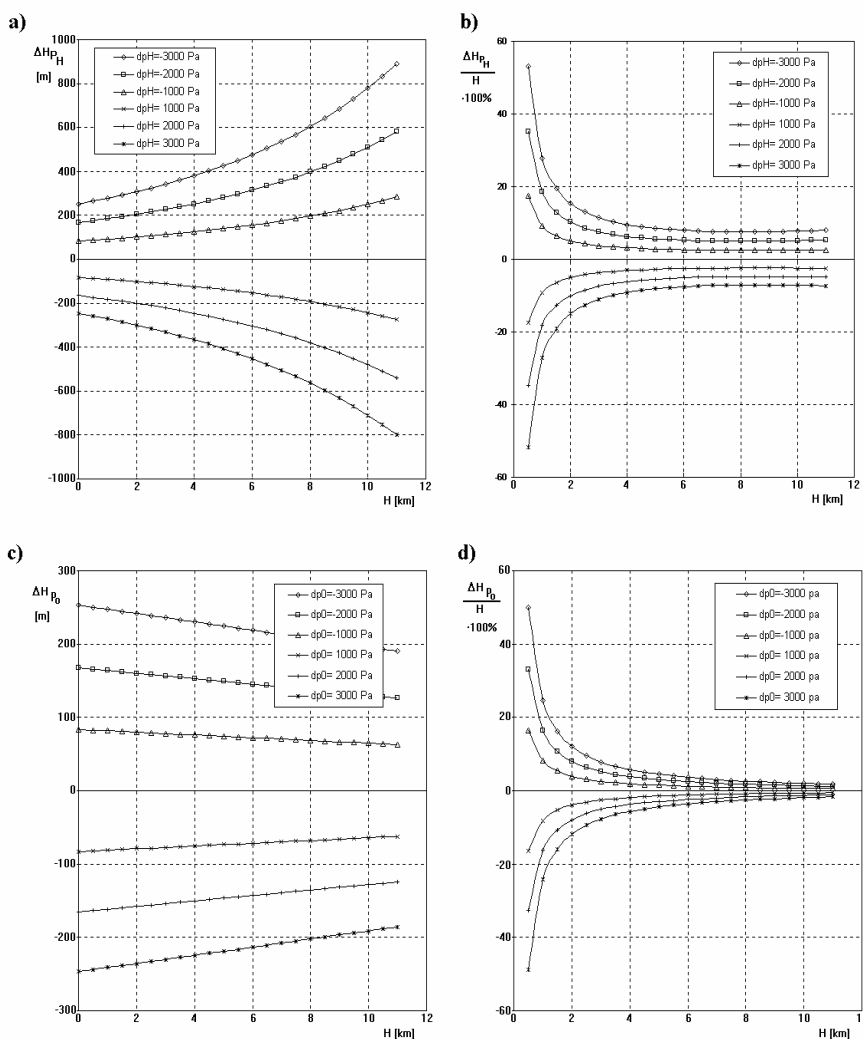
Výškové závislosti těchto chyb pro zvolené parametry odchylek ΔT_0 , $\Delta \alpha$, Δp_H a Δp_0 jsou znázorněny na přiložených grafech (viz obr. 2 a 3).

Z grafů teplotních absolutních metodických chyb měření výšky mechanickým barometrickým výškoměrem ΔH_{T_0} a ΔH_α , uvedených na obrázcích obr. 2 a 3, je zřejmé, že tyto chyby jsou

na úrovni hladiny moře nulové a s výškou jejich absolutní hodnoty rostou. Chyba ΔH_{T_0} roste lineárně a ΔH_α exponenciálně.

Relativní vyjádření chyb ΔH_{T_0} jsou nezávislá na výšce, zatímco relativní chyby ΔH_α s výškou téměř lineárně rostou.

Tlakové absolutní metodické chyby ΔH_{p_H} a ΔH_{p_0} jsou v nulové nadmořské výšce nenulové. Absolutní hodnoty chyb ΔH_{p_H} pak s výškou exponenciálně rostou, zatímco absolutní hodnoty chyb ΔH_{p_0} s výškou lineárně klesají.



Obr. 3: Tlakové metodické chyby barometrického výškoměru:

- a) absolutní met. chyba způsobená odchylkou Δp_H od standardní hodnoty
- b) relativní met. chyba způsobená odchylkou Δp_H od standardní hodnoty
- c) absolutní met. chyba způsobená odchylkou Δp_0 od standardní hodnoty
- d) relativní met. chyba způsobená odchylkou Δp_0 od standardní hodnoty

Velikosti relativních tlakových metodických chyb ΔH_{p_H} a ΔH_{p_0} s výškou nelineárně klesají.

Pro odstranění tlakových metodických chyb ΔH_{p_0} jsou letecké barometrické výškoměry vybaveny mechanismem určeným pro zadávání aktuálních hodnot tlaku p_0 do mechanického převodu přístroje podle meteorologické zprávy.

3. Metodické teplotní chyby aerometrických centrál

Aerometrické centrály jsou elektronické měřicí ústředny, které na základě snímání celkového a statického tlaku, celkové teploty, popř. i úhlu náběhu řeší vzdušné letové parametry jako rychlost, Machovo číslo, statickou teplotu, ale i výšku letu.

Výška je v aerometrické centrále v rozsahu troposférických a stratosférických výšek řešena podle vztahů:

$$H = -\frac{r}{g} \cdot T_m \cdot \ln\left(\frac{p_H}{p_0}\right), \quad H \in \langle 0, 11000 \rangle \quad (13)$$

$$H = -\frac{r}{g} \cdot T_{str} \cdot \ln\left(\frac{p_H}{p_{11000}}\right) + 11000, \quad H \in \langle 11000, 20000 \rangle \quad (14)$$

kde T_m je střední teplota vzdušné vrstvy pod letadlem, pro kterou můžeme ze vztahů 2 a 13 odvodit výraz:

$$T_m = (T_H - T_0) \cdot \left[\ln\left(\frac{T_H}{T_0}\right) \right]^{-1}, \quad H \in \langle 0, 11000 \rangle, \quad T_H \neq T_0 \quad (15)$$

Měření střední teploty vzdušné vrstvy pod letadlem je založeno na dvoubodovém měření teploty, tedy na měření T_0 pozemní meteorologickou stanicí a měření T_H aerometrickou centrálou. Z praktických provozních důvodů je hodnota teploty vzduchu na hladině moře T_0 do aerometrických centrál zadávána v souladu s hodnotou udávanou MSA, tedy $T_0 = 288,15 \text{ K}$, $t_0 = 15 \text{ °C}$.

Liší-li se skutečná teplota v nulové nadmořské výšce od hodnoty udávané MSA, dostaneme metodickou chybu měření. Tato metodická chyba má podobný charakter jako metodická chyba ΔH_{T_0} barometrického mechanického výškoměru (viz obr. 2 a, b). Podobný charakter jako chyby barometrického mechanického výškoměru mají i metodické chyby tlakové, tedy ΔH_{p_H} a ΔH_{p_0} (viz obr. 3). Výraz 15 platí přesně pouze za předpokladu lineárního rozložení teploty vzduchu mezi místy měření, tedy mezi hodnotami teplot T_0 a T_H .

V případě, kdy je teplota mezi místy měření rozložena nelineárně, dostáváme metodickou chybu měření, která je úměrná velikosti a charakteru nelinearity a významně ovlivňuje přesnost měření výšky letu.

V zemské atmosféře je nelinearita vertikálního teplotního profilu (variace vertikálního teplotního gradientu) atmosféry běžným jevem. Dochází např. k oteplení oblačností zakalené vrstvy vzduchu slunečním zářením či zejména v zimním období k vývoji přízemních inverzních situací.

Pro kvantifikaci metodických chyb měření výšky způsobených změnami vertikálního teplotního gradientu byl použit statický model měření výšky aerometrickou centrálou a barometrickým výškoměrem.

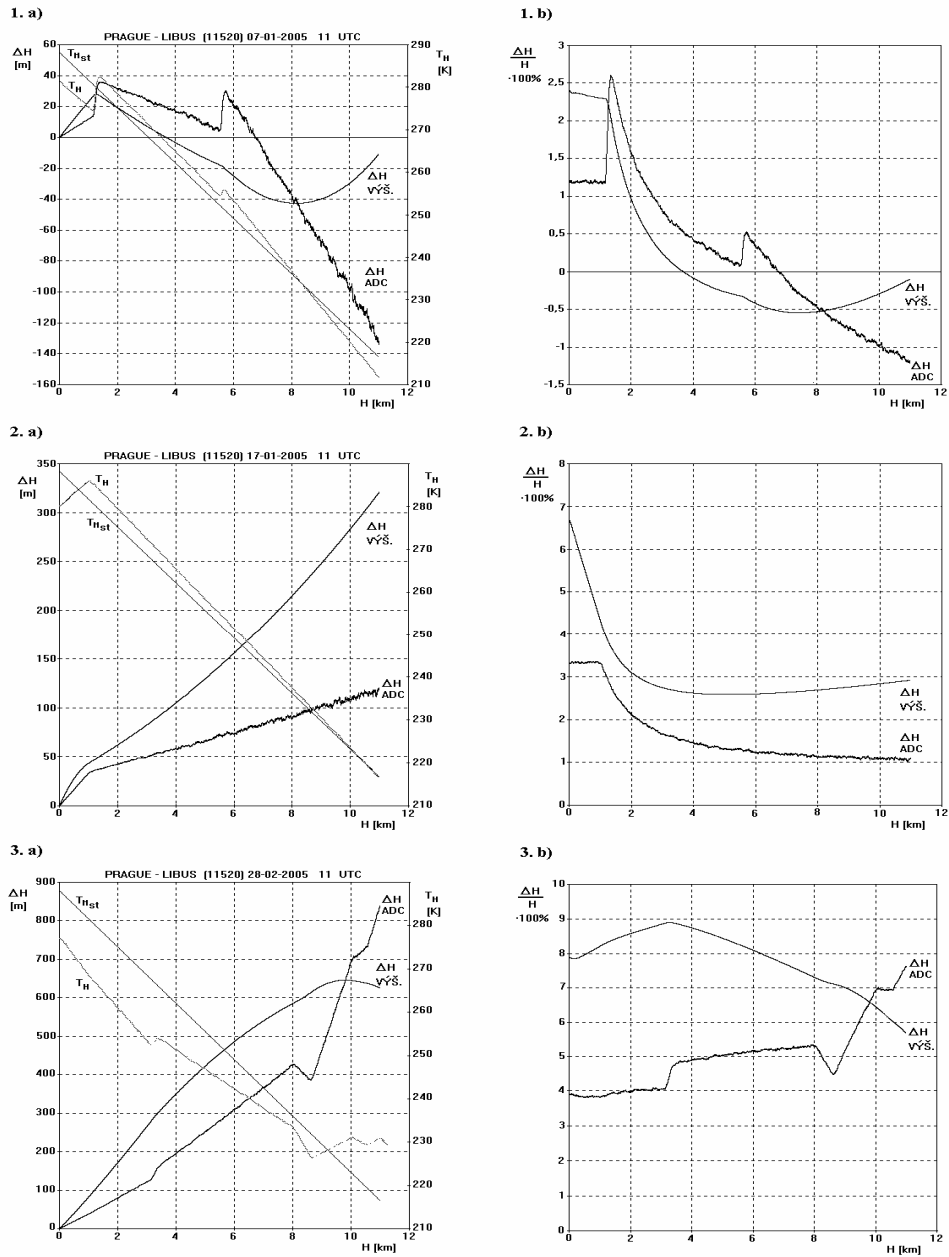
Výsledky modelování pro konkrétní meteorologické situace ze dnů 7. 1., 17. 1. a 28. 2. 2005 jsou uvedeny na obrázcích 4.1, 4.2 a 4.3. Jde o aerologické výstupy prováděné v Praze Libuši Českým hydrometeorologickým ústavem, publikované na internetu [3].

Z omezeného vzorku publikovaných dat byly vybrány aerologické výstupy s velkými nelinearitami vertikálního teplotního profilu.

Vertikální teplotní profil ze dne 17. 1. 2005 (viz obr. 4. 2a) obsahuje inverzi v oblasti malých výšek. Vertikální teplotní gradient je kladný a téměř konstantní až do výšky cca 1000m. Od této výšky až do výšky standardní tropopauzy (11000 m) je vertikální teplotní gradient záporný a téměř konstantní a teplota vzduchu ve výšce 11000 m je téměř rovna standardní hodnotě.

Dne 7. 1. 2005 (viz obr. 4. 1a) vertikální teplotní profil obsahoval dvě inverzní oblasti ve výšce cca 1700 m a 5800 m. Celkově se však vertikální teplotní profil liší od standardního jen málo.

Vertikální teplotní profil ze dne 28. 2. 2005 (viz obr. 4. 3a) obsahoval tři inverzní úseky přibližně ve výškách 3200 m, 8700 m až 10000 m a 10800 m, přičemž vertikální teplotní profil se výrazně liší od standardního průběhu.



Obr. 4: Teplotní metodické chyby barometrického měření výšky

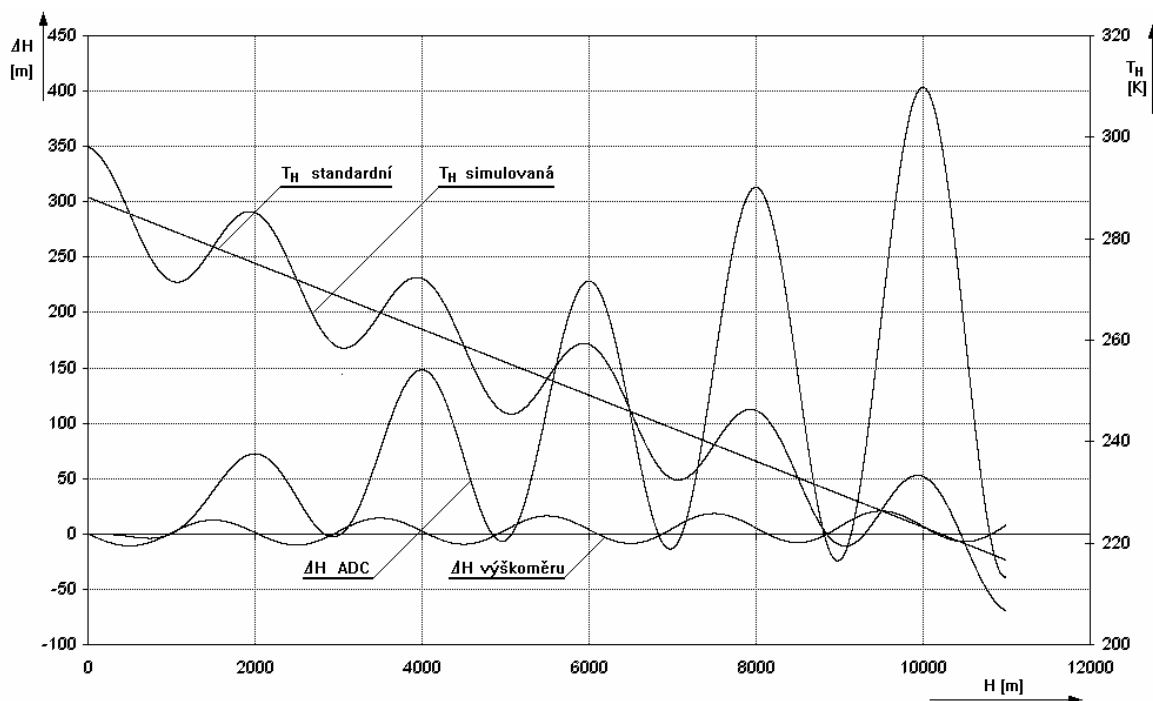
T_H - skutečný průběh teploty,

T_{Hst} - standardní průběh teploty,

$\Delta H ADC$ - chyba měření centrálou,

$\Delta H V\check{Y}\check{S}$ - chyba měření barom. výškoměrem

Na obr. 5 je znázorněna modelová situace metodických chyb barometrického měření výšky, kdy ke standardnímu výškovému průběhu teploty je připočtena odchylka harmonického charakteru o amplitudě 10 K a periodě 2000 m.



Obr. 5: Teplotní metodické chyby barometrického měření výšky pro harmonický výškový teplotní profil odchylky teploty od standardních hodnot

Z grafů je zřejmé, že teplotní metodická chyba měření výšky aerometrickou centrálou i barometrickým výškoměrem je na úrovni mořské hladiny vždy nulová. V oblastech zlomů výškového teplotního profilu roste chyba měření výšky aerometrickou centrálou podstatně více než chyba barometrického výškoměru. Obsahuje-li výškový teplotní profil více zlomů, pak může být, zejména v horní polovině troposféry, měření výšky aerometrickou centrálou zatíženo podstatně většími teplotními metodickými chybami než měření jednoduchým mechanickým barometrickým výškoměrem.

4. Přístrojové chyby aerometrických výškoměrů a centrál

Další chyby, které snižují přesnost měření výšky barometrickými mechanickými výškoměry, jsou chyby přístrojové, způsobené vlastnostmi tlakoměrných krabic, tedy hysterezí a dopružováním, dále chyby způsobené třením v převodovém mechanismu.

Tyto chyby lze do značné míry snížit pomocí vibrátorů dnes obvykle montovaných přímo do pouzder přístrojů.

Teplotní přístrojové chyby, tvořící poslední skupinu přístrojových chyb, jsou způsobeny odchylkou teploty přístroje od hodnoty, za které byl přístroj cejchován. Tato teplotní odchylka ovlivňuje především hodnotu modulu pružnosti materiálu tlakoměrných krabic, zbytkový tlak vzduchu uvnitř vakuových tlakoměrných krabic a rozměry součástí převodového mechanismu. Teplotní chyby jsou v mechanismech kvalitních výškoměrů kompenzovány pomocí bimetalických mechanických členů vkládaných do mechanismu přístroje.

Další možností, jak snížit přístrojové chyby barometrických měření výšky, je použití servovýškoměrů či aerometrických centrál.

V servovýškoměrech uvádí tlakoměrný orgán do pohybu jen pohyblivou část elektrického senzoru a pohon ukazovací části je zajištěn servomechanismem.

U digitálních aerometrických centrál se dnes nejčastěji používají ocelové válcové vibrační senzory tlaku. Válcová stěna snímače je pomocí elektronického obvodu a dvou elektromagnetů buzena do kmitání. Napětí stěn, a tedy i frekvence kmitů tlakoměrného válce, je ovlivňována měřeným tlakem. Informaci o hodnotě měřeného tlaku nese kmitočet výstupního napětí elektronického obvodu, zajišťujícího i teplotní kompenzaci senzoru.

Tím, že tlakoměrný válec kmitá, jsou do značné míry potlačeny chyby způsobené jeho dopružováním a hysterezí. Přístrojová přesnost takových aerometrických centrál bývá v nulové nadmořské výšce cca +/- 1 m, zatímco pro mechanické výškoměry bývá pro nulovou nadmořskou výšku uváděna hodnota okolo +/-3 m.

Vysoká přesnost moderních aerometrických centrál umožnila zavést nový systém letových hladin, „snížené minimum vertikálního rozstupu“, označovaný anglickou zkratkou RVSM (Reduced Vertical Separation Minimum).

Řízení letového provozu České republiky (ŘLP ČR, s.p.) zahájilo dne 24. 1. 2002 v 01,01 hodin středoevropského času provozní využívání tohoto systému, jehož cílem je významné zvýšení propustnosti horní části českého vzdušného prostoru.

Zavedení RVSM umožnilo snížení vertikálních rozstupů mezi letovými hladinami FL290 a FL410, tedy od výšky 29 000 ft (8 800m) do výšky 41 000 ft (12 500 m), vytvořením šesti nových letových hladin.

Tím se dosáhlo významného zvýšení propustnosti českého vzdušného prostoru, což kromě toho, že se minimalizuje zpoždování jednotlivých letů, umožňuje také dosáhnout významného snížení provozních nákladů, amortizace letecké techniky, značných úspor paliva a tedy i snížení negativních dopadů letového provozu na životní prostředí

5. Závěr

- Současné aerometrické centrály mají přístrojové chyby tak malé, že spolu s řadou dalších moderních a velmi přesných systémů řízení letového provozu umožnily zavést systém „sníženého minima vertikálního rozstupu“ (RVSM), který dovoluje podstatně zvýšit hustotu letového provozu ve výškách od 8 800 m do 12 500 m.
- V běžném letovém dopravním provozu jsou teplotní metodické chyby měření výšky nevýznamné, neboť letové hladiny jsou z bezpečnostních důvodů přidělovány podle standardních hodnot tlaku a teploty s dostatečnou rezervou výšky vzhledem k charakteru terénu.
- Bezpečnostní význam teplotních a tlakových metodických chyb měření výšky v dopravním letovém provozu je však nutné respektovat zejména za situací, kdy letadlo vybočí z letové trasy.
- Charakter teplotních metodických chyb je však nutné respektovat trvale v oblasti letového provozu vojenských bojových letadel, letadel záchranné služby apod., a to především při létání v horských oblastech, popř. v tropech.
- Za meteorologických situací, kdy vertikální teplotní profil obsahuje dva či více zlomů, mohou být teplotní metodické chyby aerometrické centrály podstatně větší než chyby mechanického barometrického výškoměru.

Literatura:

- [1] Duda, T.: „Letecké přístroje I“, VAAZ, Brno 1968
- [2] Pallet, E., H., J.: „Aircraft Instrument Integrated Systems“, Longman Sc & Tech (November 1, 1992), ISBN: 0582086272
- [3] Internetové stránky Českého hydrometeorologického ústavu:
<http://www.chmu.cz/meteo/oap/data/ozon>
- [4] <http://www.meteo.koksijde.be/MetInfo/StandAtmosfeer.html>

Vliv tření ložisek Cardanova závěsu na přesnost měření polohových úhlů gyroskopickými vertikálami

Ing. Jan Čižmár, CSc.

Katedra leteckých elektrotechnických systémů, Univerzita obrany, Brno,

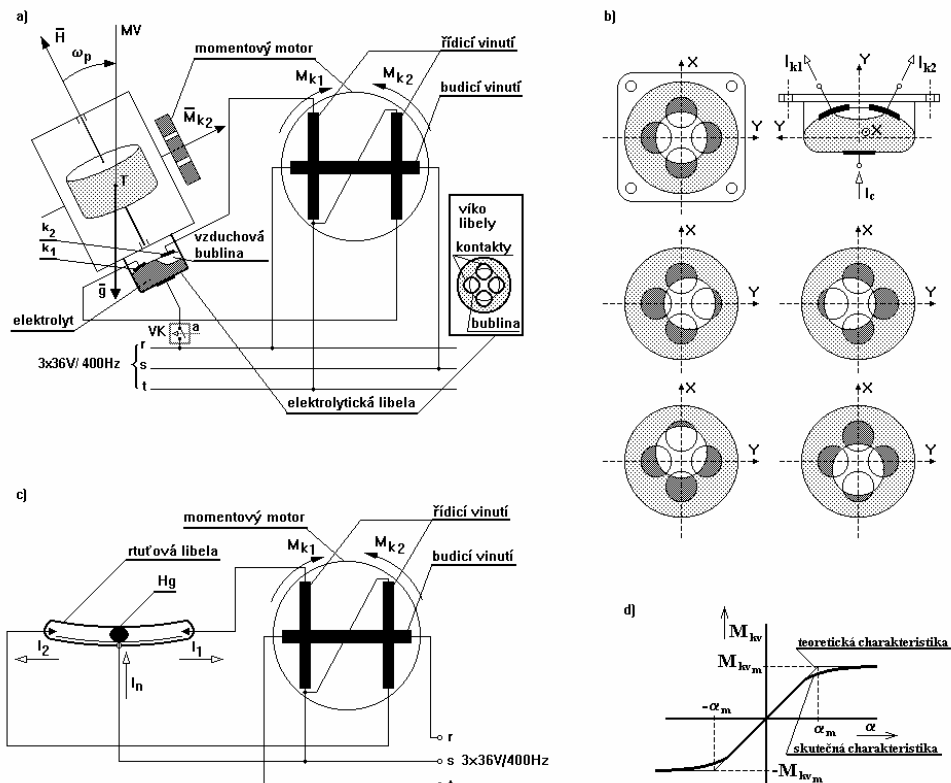
email: jan.cizmar@unob.cz, tel.: 973-445-196

Resumé:

Článek pojednává o přesnosti měření polohových úhlů gyroskopickými vertikálami či umělými horizonty, které využívají gyroskopy se třemi stupni volnosti. Konkrétně je v příspěvku analyzována přístrojová přesnost charakterizovaná tzv. remanentními úhly, jež jsou dány jednak momentem tření v ložiskách Cardanova závěsu, jednak zesílením korekčního zařízení.

1. Úvod

Většina dnes používaných gyroskopických přístrojů jsou složitá elektromechanická a elektronická zařízení. Na správnost jejich funkce, ale i na jejich přesnost má zásadní vliv kvalita ložisek Cardanova závěsu a zesílení korekčních zařízení.



Obr. 1: Korekční zařízení gyroskopické vertikály

Ložiska Cardanova závěsu gyroskopických vertikál či umělých horizontů jsou zdrojem nežádoucího tření, jehož moment působí proti pohybu hřídelí Cardanových rámců, tedy i proti momentu korekčního zařízení.

Korekční zařízení gyroskopické vertikály slouží k potlačení driftu způsobeného zemskou rotací, letem okolo Země a nedokonalostmi konstrukce. Na vnitřním Cardanově rámu je senzor odklonu od těžnice (od místní vertikály) nejčastěji v podobě elektrolytické či rtuťové libely (viz obr. 1). Signál ze senzoru je pak veden do momentového motoru, jehož moment vyvolává precesi gyroskopu v takovém smyslu, aby odchylka hlavní osy rotace gyroskopu od těžnice zanikla.

Důležitým diagnostickým testem kvality korigovaných gyroskopických vertikál může být zjištění trajektorie návratu hlavní osy rotace gyroskopu ze zadané polohy do směru místní vertikály v důsledku působení korekčního zařízení.

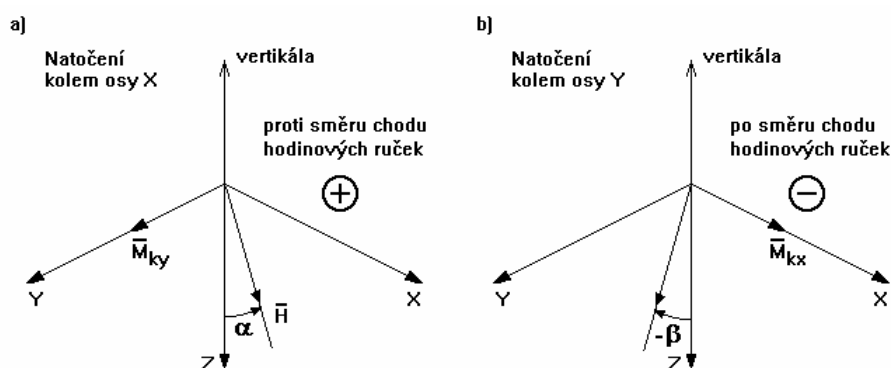
Trajektorie a doba procesu návratu hlavní osy rotace gyroskopu poskytuje informaci o kvalitě ložisek Cardanova závěsu, o kvalitě vyvážení celého gyroskopického uzlu a o správnosti funkce korekčního zařízení. Představuje proto důležitou diagnostickou informaci, která je v provozu gyroskopických vertikál často využívána.

2. Gyroskopická vertikála s proporcionálním korekčním zařízením

Východiskem při matematickém popisu dynamického chování gyroskopické vertikály je zkrácený tvar tzv. technických rovnic gyroskopu (nutační pohyb gyroskopu je zanedbán) přepsaných do tvaru:

$$M_x = H \cdot \dot{\beta}, \quad M_y = -H \cdot \dot{\alpha} \quad (1)$$

kde H je moment hybnosti gyroskopu a $\dot{\alpha}$ a $\dot{\beta}$ jsou úhlové rychlosti rotace gyroskopu okolo os X a Y pevné soustavy souřadnic (hlavní osu rotace gyroskopu je osa Z).



Obr. 2: Úhly odchýlení osy rotace gyroskopické vertikály z vertikálního směru

Momenty korekčního zařízení M_{kx} a M_{ky} , jehož snímačem je elektrolytická libela, jsou (v souladu se situací na obr. 2) v proporcionální části charakteristiky (cca $\pm 0,5^\circ$) popsány výrazy:

$$M_{kx} = -k_x \cdot \beta, \quad M_{ky} = k_y \cdot \alpha, \quad (2)$$

kde k_x , k_y je zesílení korekčních zařízení příslušejících osám X a Y , tedy podélné a bočné (příčné) ose letadlové souřadnicové soustavy a α , β jsou úhly odchýlení hlavní osy rotace gyroskopu ze směru místní vertikály kolem os X a Y (Proto se v praxi často používá termínů podélná, popř. příčná korekce.)

Úhly α a β jsou orientované úhly natočení, jejichž znaménko závisí na tom, v jakém směru byl vektor momentu hybnosti (hlavní osa rotace) gyroskopu vychýlen z vertikální polohy (viz obr. 2 b).

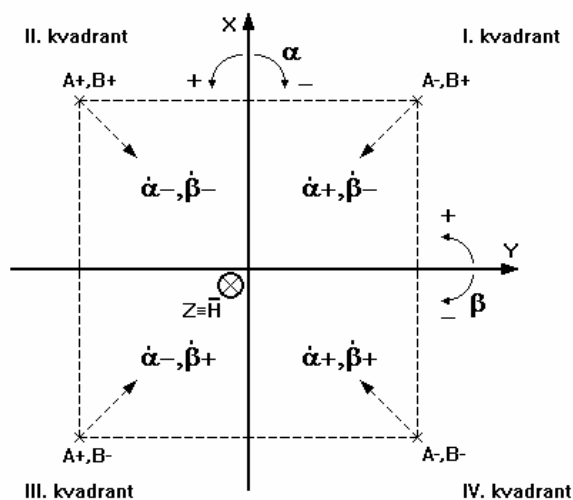
Momenty tření působící v ložiskách Cardanova závěsu lze považovat za momenty tření suchého a matematicky je lze popsat pomocí funkce signum, tedy pomocí výrazů:

$$M_{\alpha} = -f_{tx} \cdot \text{sign}(\dot{\alpha}), \quad M_{\beta} = -f_{ty} \cdot \text{sign}(\dot{\beta}), \quad (3)$$

kde f_{tx} a f_{ty} jsou koeficienty, jejichž hodnota vyjadřuje kvalitu ložiska a velikost jeho zatížení. Momenty tření pak spolu s momenty korekčního zařízení působí na gyroskop a vyvolávají jeho precesní pohyb, který lze popsat pomocí zkráceného tvaru technických rovnic:

$$-k_x \cdot \beta - f_{tx} \cdot \text{sign}(\dot{\alpha}) = H \cdot \dot{\beta}, \quad k_y \cdot \alpha - f_{ty} \cdot \text{sign}(\dot{\beta}) = -H \cdot \dot{\alpha}. \quad (4)$$

Tuto soustavu rovnic je možné řešit buď simulací na analogových či číslicových počítačích, anebo analyticky.



Obr. 3: Úhly a úhlové rychlosti pohybu osy gyroskopu

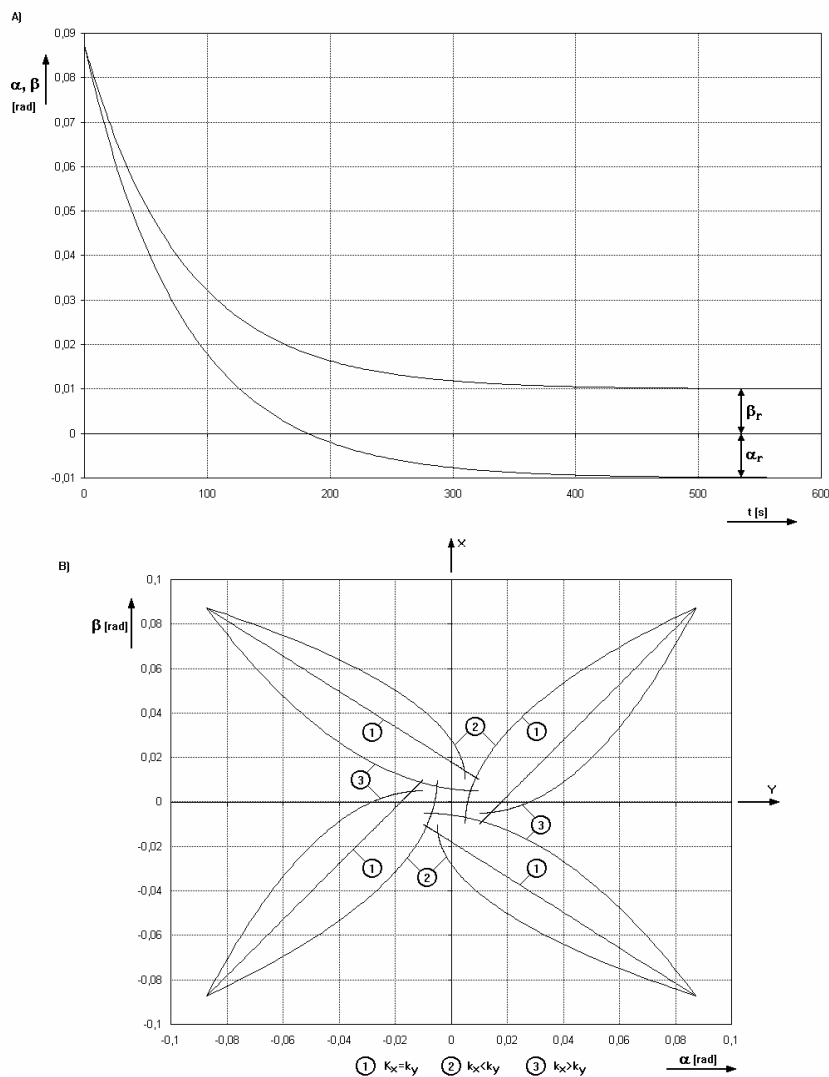
Funkce signum je v nule nespojitá, a proto ji nelze v tomto bodě integrovat. Při analytických výpočtech ji lze nahradit hodnotou ± 1 , přičemž znaménko je určeno počátečními úhly A a B . Má-li např. počáteční orientovaný úhel A kladný smysl, je smysl návratové úhlové rychlosti $\dot{\alpha}$ záporný a její signum je rovno -1 . Smysl vektoru úhlové rychlosti se v průběhu návratu do vertikály nemění.

Situace počátečních polohových úhlů osy rotace gyroskopu A a B a jejich úhlových rychlostí $\dot{\alpha}$ a $\dot{\beta}$ při působení korekce je znázorněna na obr. 3.

Rovnice (4) lze tedy upravit do tvaru:

$$\frac{d\beta}{dt} = -\frac{k_x}{H} \cdot (\beta \mp f_{tx}/k_x), \quad \frac{d\alpha}{dt} = -\frac{k_y}{H} \cdot (\alpha \pm f_{ty}/k_y) \quad (5)$$

a integrovat pro podmínky, které platí v jednotlivých kvadrantech.



Obr. 4: Trajektorie návratu osy gyroskopu gyrovertikály

Rovnice (5) představují soustavu dvou lineárních diferenciálních rovnic s konstantními koeficienty a separovanými proměnnými. Levé strany rovnic budeme integrovat v mezích od $\pm A$ a $\pm B$ do α a β , pravé strany pak v mezích od času 0 do t . Lze tedy napsat:

$$\int_{\pm B}^{\beta} (\beta \mp f_{tx}/k_x)^{-1} d\beta = -\frac{k_x}{H} \cdot \int_0^t dt, \quad \int_{\pm A}^{\alpha} (\alpha \pm f_{ty}/k_y)^{-1} d\alpha = -\frac{k_y}{H} \cdot \int_0^t dt. \quad (6)$$

Např. ve druhém kvadrantu (viz obr. 4) mají úhly A a B kladný smysl a úhlové rychlosti $\dot{\alpha}$ a $\dot{\beta}$ naopak smysl záporný. Potom lze napsat:

$$\int_B^{\beta} (\beta - f_{tx}/k_x)^{-1} d\beta = -k_x/H \cdot \int_0^t dt, \quad \int_A^{\alpha} (\alpha + f_{ty}/k_y)^{-1} d\alpha = -k_y/H \cdot \int_0^t dt. \quad (7)$$

Po integraci přejde soustava rovnic (7) do tvaru:

$$\ln[(\beta - f_{tx}/k_x)/(B - f_{tx}/k_x)] = -k_x/H \cdot t, \quad \ln[(\alpha + f_{ty}/k_y)/(A + f_{ty}/k_y)] = -k_y/H \cdot t. \quad (8)$$

Interpretují-li se členy $f_{tx}/k_x = \beta_r$, $f_{ty}/k_y = \alpha_r$ jako tzv. remanentní úhly a členy $T_{kx} = H/k_x$, $T_{ky} = H/k_y$ jako časové konstanty, pak rovnice 8 přejdou po úpravě do tvaru:

$$\beta(t) = (\beta - \beta_r) \cdot e^{-t/T_x} + \beta_r, \quad \alpha(t) = (A + \alpha_r) \cdot e^{-t/T_y} - \alpha_r. \quad (9)$$

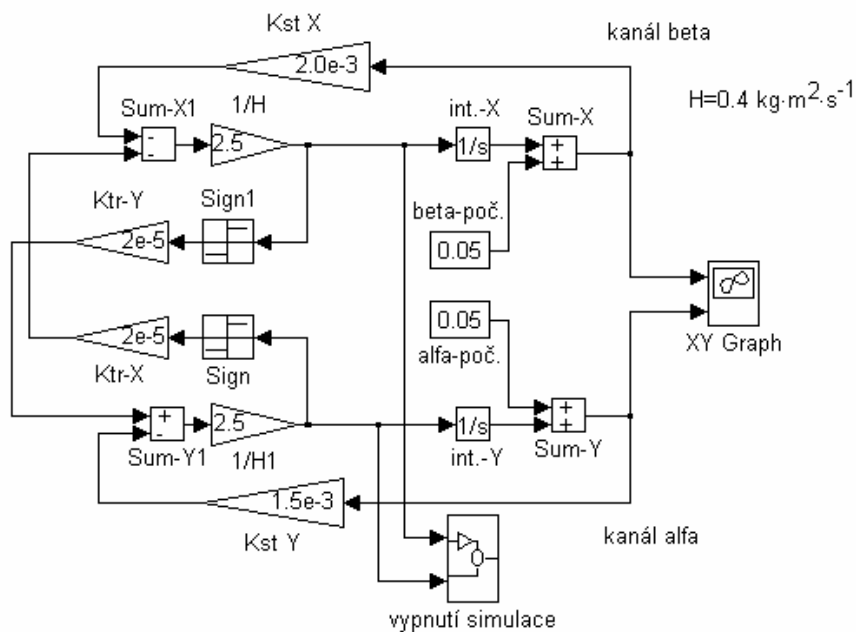
Vyloučí-li se z rovnic (9) parametr t (čas), pak elementárními úpravami přejde soustava rovnic (9) v rovnici trajektorie návratu osy gyroskopu, která má tvar:

$$\beta = (B - \beta_r) \cdot [(\alpha + \alpha_r)/(A + \alpha_r)]^{k_x/k_y} + \beta_r \quad (10)$$

Grafické vyjádření průběhu trajektorie návratu, tedy úhlů $\alpha(t)$, $\beta(t)$ či $\beta(\alpha)$ podle rovnic (9) a (10), je na obr. 4.

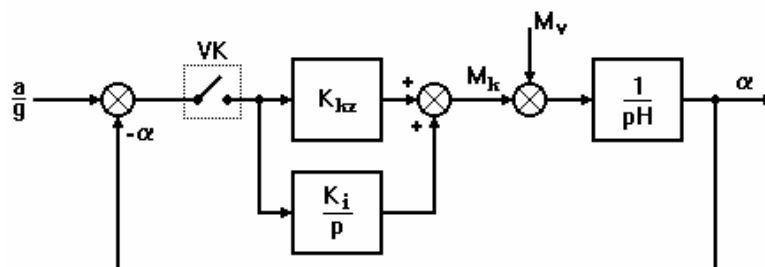
Je zřejmé, že momenty tření působící v ložiskách Cardanova závěsu mají významný vliv na přesnost měření polohových úhlů gyroskopickou vertikálou, neboť spolu se zesílením korekčního zařízení určují velikost remanentních úhlů.

Na obr. 5 je uvedeno schéma sestavené v prostředí SIMULINK pro simulaci procesu návratu hlavní osy rotace gyroskopu gyrovertikály:



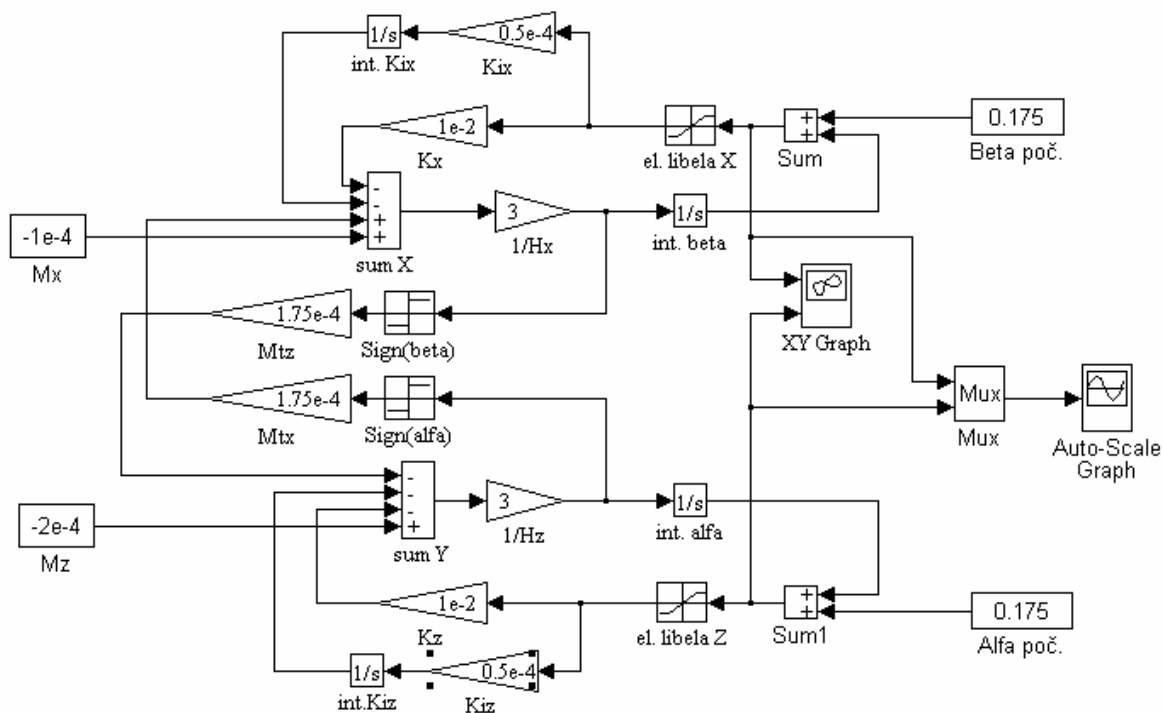
Obr. 5: Schéma pro simulaci návratu osy gyrovertikály v prostředí SIMULINK

3. Gyroskopická vertikála s integrální korekcí



Obr. 6: Blok. schéma gyrovertikály s integrální korekcí a s vypínáním při působení rušivého zrychlení

Proporcionální korekční zařízení gyroskopických vertikál má při působení rušivého konstantního momentu M_v ustálenou odchylku α_{ust} , která je dána výrazem $\alpha_{ust} = M_v/k_{kz}$, kde k_{kz} je zesílení korekčního zařízení. Pro odstranění této ustálené odchylky se používají korekční zařízení s integrální korekcí. Blokové schéma gyroskopické vertikály s integrální korekcí je uvedeno na obr. 6.



Obr. 7: Schéma pro simulaci návratu osy gyrovertikály s integrální korekcí v prostředí – SIMULINK

Signál je zde ze snímače odchylky osy gyroskopu od vertikálního směru (např. elektrolytické či rtuťové libely) přiváděn na momentový motor příslušné korekce nejen přes proporcionální člen charakterizovaný zesílením k_{kz} , ale i přes integrační člen se zesílením k_i .

Z přenosových funkcí takové gyroskopické vertikály

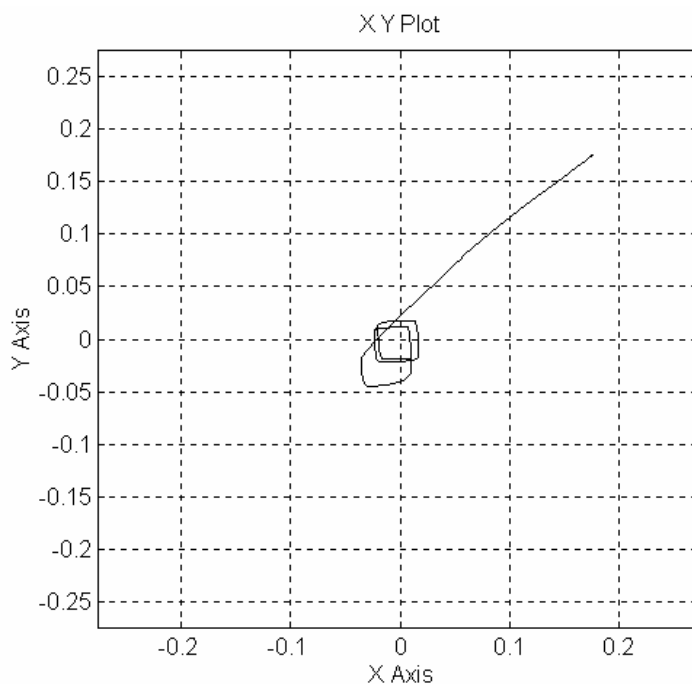
$$\alpha(p) = \frac{p \cdot k_{kz} / k_i + 1}{p^2 \cdot H / k_i + p \cdot k_{kz} / k_i + 1} \cdot \frac{a}{g}(p) + \frac{p / (k_i \cdot H)}{p^2 \cdot H / k_i + p \cdot k_{kz} / k_i + 1} \cdot M_v(p) \quad (11)$$

plyne, že ustálená odchylka přenosu momentu je nulová.

Analytický výpočet trajektorie návratu, a tedy i remanentních úhlů, by byl pro tento případ již poněkud složitější.

Průběh trajektorie návratu a remanentních úhlů zjistíme snadno simulací v prostředí SIMULINK (viz simulační schéma na obr. 7).

Z výsledku simulace trajektorie návratu gyrovertikály s integrální korekcí plyne, že integrální korekce nemá vliv na remanentní úhly, které v ustáleném stavu zůstávají stejné jako u čistě proporcionální korekce (viz obr. 8).



Obr. 8: Trajektorie návratu osy gyroskopu gyrovertikály s integrální korekcí

4. Závěr

- Remanentní úhly jsou dány poměrem momentu tření ložisek Cardanova závěsu a zesílení korekčního zařízení (podélné či příčné korekce).
- Remanentní úhly ohraničují uzavřený prostor, do kterého není korekční zařízení schopno hlavní osu rotace gyroskopu přivést, reprezentují tedy statickou přesnost gyrovertikály.
- V praxi jsou voleny poměry mezi momenty tření ložisek a zesíleními korekcí tak, že remanentní úhly jsou nevýznamné. Pro prověření správnosti funkce korekce gyroskopických vertikál pak postačí měřit pouze rychlost návratu hlavní osy rotace gyroskopu a prověřit kvalitu ložisek, např. za kuželového pohybu.
- Na velikost remanentních úhlů nemá integrální korekce vliv.
- Je-li gyroskopický uzel kvalitně dynamicky a staticky vyvážen, pak není zapotřebí gyroskopickou vertikálu vybavovat integrální korekcí, protože ustálená odchylka způsobená statickými rušivými momenty bude minimální.

Literatura:

- [1] Duda, T.: „Letecké přístroje I“, VAAZ, Brno 1968
- [2] Pallet, E., H., J.: „Aircraft Instrument Integrated Systems“, Longman Sc & Tech (November 1, 1992), ISBN: 0582086272

Příspěvek k optimalizaci spínací frekvence při PWM řízení stejnosměrných elektromotorů.

kpt. Ing. Michal Dub

Katedra leteckých elektrotechnických systémů, Univerzita obrany, Brno,

e-mail: michal.dub@unob.cz, tel.: 973-445-036

Resumé:

Příspěvek se zabývá pulsně šířkovým (PWM) řízením stejnosměrných elektromotorů pomocí čtyřkvadrantového měniče, konkrétně vlivem spínací frekvence napájecího napětí kotvy elektromotoru na velikost zvlnění proudu v kotvě elektromotoru. Vlivem zvlnění proudu v kotvě elektromotoru dochází ke vzniku dodatečných ztrát, což vede ke zhoršení energetické účinnosti celého systému PWM regulátor – stejnosměrný elektromotor.

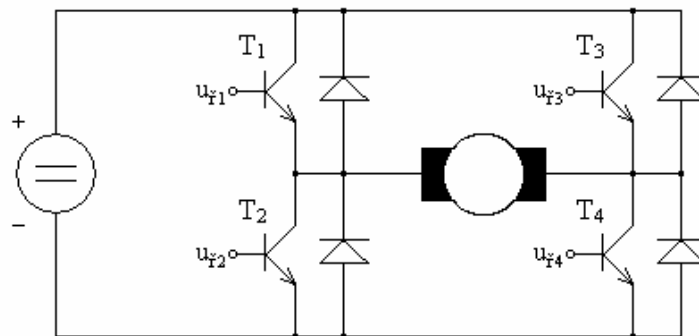
1. Čtyřkvadrantové PWM řízení stejnosměrných elektromotorů

Podstatou impulsní regulace otáček stejnosměrných elektromotorů je impulsní změna napájecího napětí. Na kotvu stejnosměrného elektromotoru se přivádí napětí obdélníkového průběhu s konstantní periodou a proměnnou střídou impulsů. Odtud tedy název této metody PWM – Pulse Width Modulation (pulsně šířková modulace). Opakovací perioda tohoto napájecího napětí je mnohem nižší než elektromechanická časová konstanta elektromotoru. Motor se za těchto podmínek chová jako dolní propust a z napájecího napětí filtruje stejnosměrnou složku, která determinuje výstupní otáčky elektromotoru.

Realizace čtyřkvadrantového PWM řízení otáček stejnosměrného elektromotoru je provedena polovodičovým měničem, jehož základní zapojení je na obr. 1. Stejnosměrný elektromotor s cizím buzením má kotvu připojenou k polovodičovým spínačům, které jsou ovládané řídicími napětími u_{F1} až u_{F4} . Polovodičový spínač, jenž je základním prvkem měniče, sestává z výkonového tranzistoru a nulové diody, přičemž tranzistor se na vedení proudu podílí vždy s protilehlou diodou ve větvi měniče (nikoliv s diodou, která je k němu antiparalelně zapojena). Polovodičový měnič je napájen stejnosměrným napětím [6].

Tento polovodičový měnič by měl splňovat následující požadavky – zajištění práce motoru ve všech kvadrantech, malý a na proud nezávislý výstupní odpor, tvrdou zatěžovací charakteristiku, vysokou účinnost, přiměřenou přetížitelnost, vysokou spolehlivost, malou hmotnost a rozměry a neovlivňování sítě [4].

Podle algoritmu spínání jednotlivých tranzistorů je možné jednotlivé PWM řídicí systémy stejnosměrných elektromotorů rozdělit na bipolární a unipolární. O bipolárním způsobu spínání se hovoří pokud se na kotvě elektromotoru v průběhu jedné periody opakovacího kmitočtu pravidelně střídají impulsy obojí polarity, unipolární spínání obsahuje impulsy pouze jedné z polarit. Oba způsoby lze dále třídit podle způsobu spínání tranzistorů v rámci jedné větve měniče. První možností je spínání obou tranzistorů jedné větve preventivně v rytmu spínacího kmitočtu bez ohledu na směr proudu zátěží, druhou možností je spínání pouze jednoho tranzistoru ve větvi s ohledem na směr proudu v zátěži [5].



Obr. 1: Polovodičový měnič pro PWM řízení otáček stejnosměrného elektromotoru.

Při spínání obou tranzistorů ve větvi může docházet k dodávání elektrické energie elektromotoru zpět do zdroje. Pokud je zdrojem akumulátorová baterie, pak je vše v pořádku a dochází k nabíjení akumulátoru. Je-li však zdrojem síťový napáječ (můstkový usměrňovač s filtračním kondenzátorem), potom se energie ukládá v kapacitě filtračního kondenzátoru, usměrňovací diody se uzavřou a napětí na kondenzátoru neomezeně vzrůstá. Pak je nutno paralelně ke kondenzátoru připojovat pomocí tranzistoru výkonový brzdový vybíjecí odpor, nebo energii z kondenzátoru složitým způsobem vracet zpět do sítě [5].

Při spínání jednoho tranzistoru ve větvi k této situaci nedochází. Naopak může dojít ke vzniku přerušovaného proudu v kotvě elektromotoru – dojde k poklesu okamžité hodnoty proudu na nulu a tam setrvává až do opětovného sepnutí původního tranzistoru. V každé periodě tak proud kotvou začíná narůstat znovu od nuly. Režim přerušovaného proudu má nepříznivý vliv na mechanické momentové charakteristiky elektromotoru, které jsou v tomto režimu velmi měkké (na rozdíl od režimu spojitých proudů).

2. Matematický popis zvlnění proudu v kotvě elektromotoru

Výkonové ztráty v kotvě stejnosměrného elektromotoru jsou dány součtem Jouleových ztrát ve vinutí kotvy elektromotoru a dodatečných ztrát způsobených pulsační proudem v kotvě elektromotoru. Časový průběh proudu se určí řešením diferenciálních rovnic popisujících proud v obvodu kotvy elektromotoru. Zvlnění (pulsace) proudu dány rozdílem hodnot proudů na konci jednotlivých spínacích a rozpínacích intervalů. Pro bipolární řízení platí pro časový úsek γT (viz obr. 2.) diferenciální rovnice (1), pro časový úsek $(1-\gamma)T$ diferenciální rovnice (2).

$$U_a = R_a i_1 + L_a \frac{di_1}{dt} + c \phi \omega \quad (1)$$

$$-U_a = R_a i_2 + L_a \frac{di_2}{dt} + c \phi \omega \quad (2)$$

Řešením těchto diferenciálních rovnic jsou časové průběhy proudu kotvou v obou intervalech:

$$i_1 = \frac{U_a - c\phi\omega}{R_a} \left(1 - e^{-t/T_a}\right) + I_0 \cdot e^{-t/T_a} \quad (3)$$

$$i_2 = \frac{-U_a - c\phi\omega}{R_a} \left(1 - e^{-(T-t)/T_a}\right) + I_1 \cdot e^{-(T-t)/T_a} \quad (4)$$

Konstanty I_0 a I_1 se určí z podmínky spojitosti na okraji časových intervalů:

$$I_1 = \frac{U_a - c\phi\omega}{R_a} \left(1 - e^{-\gamma T/T_a}\right) + I_0 \cdot e^{-\gamma T/T_a} \quad (5)$$

$$I_0 = \frac{-U_a - c\phi\omega}{R_a} \left(1 - e^{-(1-\gamma)T/T_a}\right) + I_1 \cdot e^{-(1-\gamma)T/T_a} \quad (6)$$

Zvlnění proudu je dáno rozdílem hodnot proudů na konci časových intervalů:

$$\Delta I = \frac{\frac{2 \cdot U_a}{R_a} (1 - e^{-\gamma T/T_a}) (1 - e^{-(1-\gamma)T/T_a})}{1 - e^{-T/T_a}} \quad (7)$$

Maximální hodnoty zvlnění proudu opět nastávají při $\gamma = 0,5$, tj.

$$\Delta I_{\max} = \frac{\frac{2 \cdot U}{R} (1 - e^{-T/2T_a})^2}{1 - e^{-T/T_a}} \quad (8)$$

Obdobně pro matematický popis zvlnění proudu v kotvě stejnosměrného elektromotoru při unipolárním řízení čtyřkvadrantového měniče v režimu nepřerušovaných proudů platí vztahy (9) a (10).

$$\Delta I = \frac{\frac{U}{R_a} (1 - e^{-\gamma T / T_a}) (1 - e^{-(1-\gamma)T / T_a})}{1 - e^{-T / T_a}} \quad (9)$$

$$\Delta I_{\max} = \frac{\frac{U}{R} (1 - e^{-T / 2T_a})^2}{1 - e^{-T / T_a}} \quad (10)$$

3. Použitá realizace PWM řízení

Pro experimentální měření při PWM řízení stejnosměrných elektromotorů jsem realizoval hardwarový PWM přípravek pro řízení výkonových tranzistorů, který umožňuje bipolární i unipolární způsob PWM řízení stejnosměrných elektromotorů. Ovladač vychází z dřívějších návrhů, je však přepracován pro činnost s proměnnou spínací frekvencí [1] [2] [3].

Pro činnost ovladače je nutný externí zdroj frekvence. Výslednou spínací frekvenci výkonových tranzistorů lze měnit v rozsahu 250 Hz až 25 kHz, což představuje spínací frekvenci napětí na kotvě elektromotoru 250 Hz až 25 kHz při bipolárním řízení a 500 Hz až 50 kHz při unipolárním řízení.

Mezi sestupnou a nástupnou hranou komplementárních řídicích signálů ($u_{f1} - u_{f2}$, $u_{f3} - u_{f4}$) je nutná určitá doba zpoždění pro zabránění sepnutí horního a dolního spínače v jedné větvi měniče v jednom časovém okamžiku a tím zkratováním zdroje. V přípravku je tato doba nastavena přibližně na 5 μ s, což je dostatečná doba na uzavření sepnutého tranzistoru.

Jako výkonové spínací prvky jsem použil pouze výkonové tranzistory MOSFET IRF540 firmy International Rectifier (Tab. 1.). Vzhledem k nízké hodnotě napájecího napětí můstku a dostatečné době zpoždění mezi komplementárními řídicími signály jsem nemusel použít externí nulové diody, jejich funkci dostatečně zabezpečily integrované inverzní diody tranzistorů IRF540. Měření jsem provedl na vzorku několika stejnosměrných elektromotorů s cizím buzením (Tab. 2.).

Typ	Parametry				
	U_{DS} [V]	I_D [A]	U_{GS} [V]	$R_{DS(ON)}$ [m Ω]	P_{tot} [W]
IRF 540	100	33	± 20	44	130
	Q_G [nC]	t_r [ns]	t_f [ns]	t_{rr} [ns]	Q_{RR} [nC]
IRF 540	71	35	35	115	505

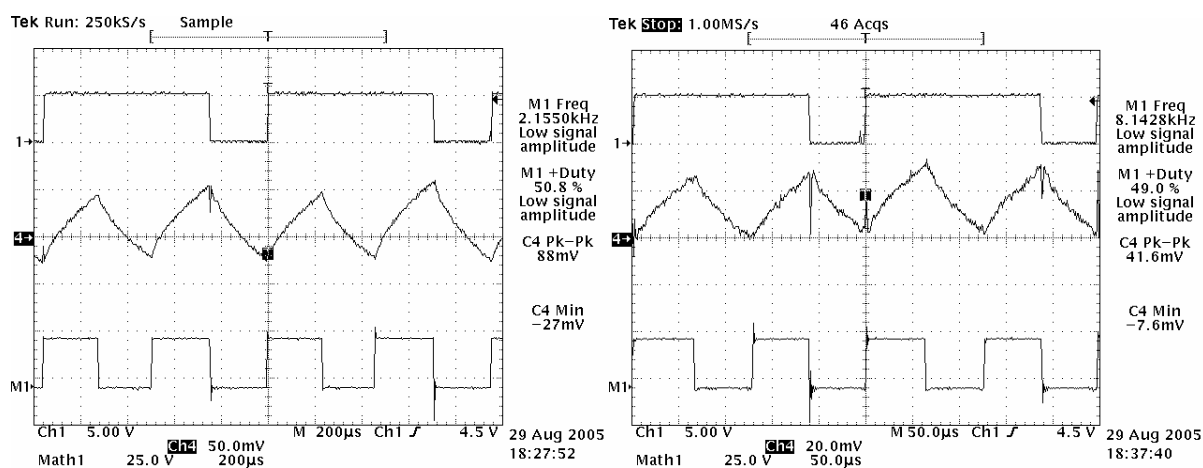
Tab. 1: Katalogové parametry tranzistoru IRF540

Elektromotor		Štítkové údaje			Poznámka
Číslo	Označení	U_a [V]	I_a [A]	n [min^{-1}]	
1	D-25V	28	-	-	Pohon mechanismu RAU-107M
2	D-35	26	3	2000	
3	DU-40	28	3,1	3900	
4	PAL	24	-	2600	Buzení permanentními magnety
5	4MI-12FZ	24	-	-	Pohon věže tanku T-55

Tab. 2: Měřené elektromotory

4. Měření průběhu proudu v kotvě elektromotoru

Pro měření průběhu proudu kotvou elektromotoru jsem použil osciloskopickou proudovou sondu E3N od firmy CHAUVIN ARNOUX, což je osciloskopická proudová sonda využívající Hallova jevu pro měření stejnosměrného a střídavého proudu, která umožňuje měřit proud v rozmezí od 50 mA až 100 A v rozsahu frekvencí do 100kHz. Průběh proudu měřený pomocí této sondy je znázorněn na obr. 5. (kanál Ch4). Nastavenému napěťovému rozsahu 50 mV/dílek odpovídá proudový rozsah 0,5 A/dílek.



Obr. 2: Ukázka naměřených průběhů proudu v kotvě stejnosměrného elektromotoru D-25V pro unipolární řízení obou tranzistorů ve větvi při různé spínací frekvenci

5. Experimentálně naměřené výsledky

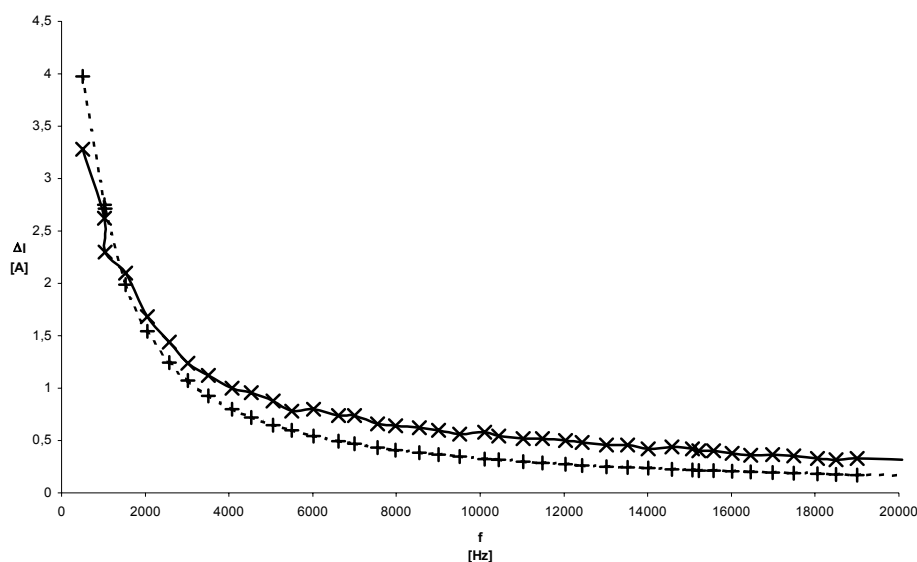
Pro zvolené metody PWM řízení jsem na přípravku vždy pro zvolenou frekvenci napájecího napětí kotvy elektromotoru nastavil poměrnou dobu sepnutí (střidu impulsů napájecího

napětí) na hodnotu $\gamma = 0,5$, při níž je zvlnění proudu kotvy největší. Frekvenci napájecího napětí kotvy elektromotoru jsem volil od 500 Hz do 20 kHz.

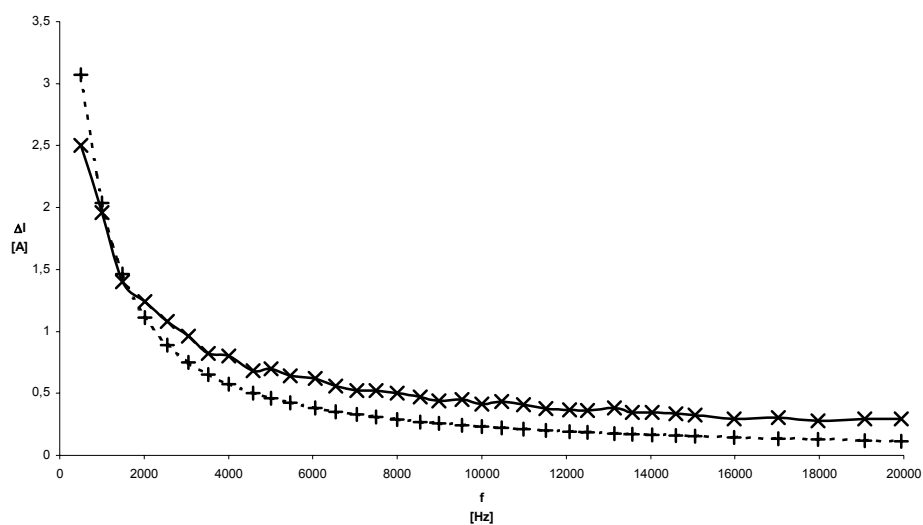
Měření bylo provedeno pro bipolární a unipolární řízení při spínání obou tranzistorů v rámci jedné větve měniče. Grafické srovnání naměřených a teoretických hodnot zvlnění proudu dle vztahů (8) a (10) pro stejnosměrné elektromotory D-25V a D-35 znázorňují obr. 3. až obr. 6. Na obrázcích jsou plnou čarou znázorněny naměřené hodnoty a čárkovanou čarou teoretické hodnoty. Pro výpočet teoretických hodnot zvlnění proudu v kotvě bylo nutné zjistit hodnoty odporu a indukčnosti kotvy elektromotoru. Tyto hodnoty jsem získal přímým měřením na svorkách kotvy elektromotoru pomocí RLCG-metru (Tab. 3.).

Elektromotor		Odpor kotvy R_a [Ω]	Indukčnost kotvy L_a [mH]
Číslo	Označení		
1	D-25V	12,3	4,1
2	D-35	14,6	5,6
3	DU-40	11,6	8,5
4	PAL	15,6	4,7
5	4MI-12FZ	2,7	3,5

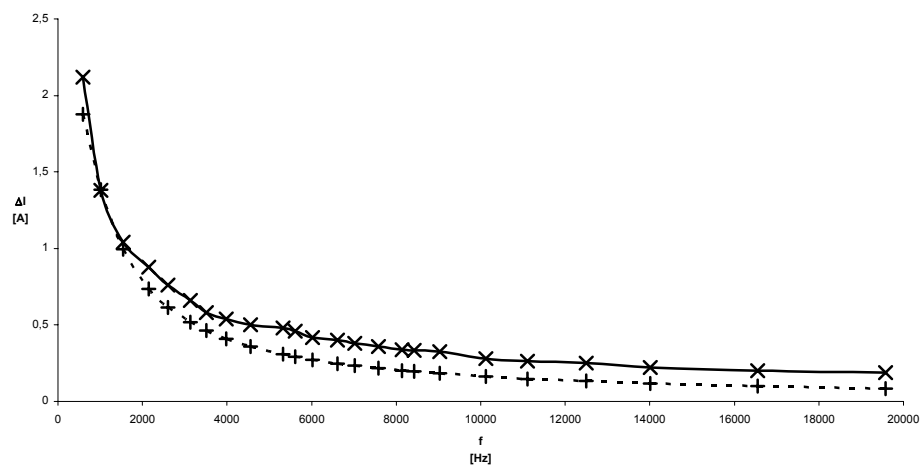
Tab. 3: Změřené parametry kotvy použitých elektromotorů



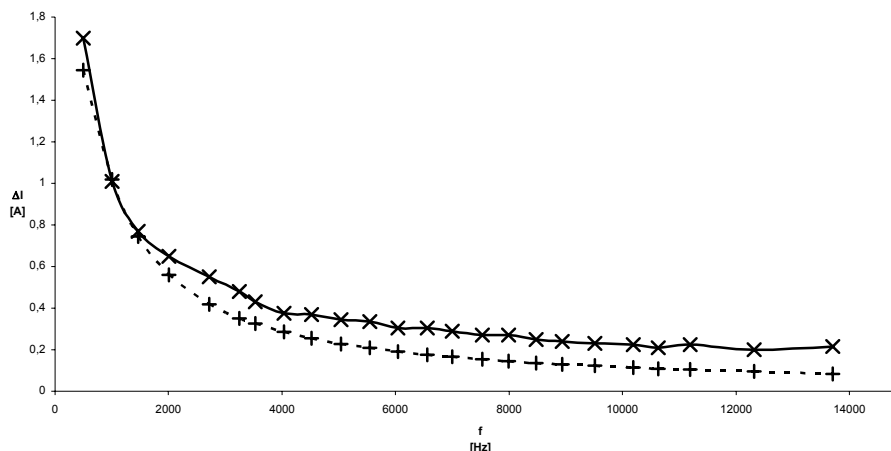
Obr. 3: Zvlnění proudu v kotvě stejnosměrného elektromotoru D-25V pro bipolární řízení obou tranzistorů ve větvi



Obr. 4: Zvlnění proudu v kotvě stejnosměrného elektromotoru D-35 pro bipolární řízení obou tranzistorů ve větvi



Obr. 5: Zvlnění proudu v kotvě stejnosměrného elektromotoru D-25V pro unipolární řízení obou tranzistorů ve větvi



Obr. 6: Zvlnění proudu v kotvě stejnosměrného elektromotoru D-35 pro unipolární řízení obou tranzistorů ve větvi

6. Závěr

Ze zobrazených grafů je patrné, že zvlnění proudu v kotvě stejnosměrného elektromotoru při PWM řízení je opravdu frekvenčně závislé a lze jej vhodnou volbou spínací frekvence minimalizovat. Uvedené matematické vztahy (8) a (10) lze po provedení statisticky významného vzorku měření využít pro vytvoření kritériálních funkcí popisujících zvlnění proudu v kotvě stejnosměrného elektromotoru. Tyto kritériální funkce potom s dalšími frekvenčně závislými kritériálními funkcemi vytvoří optimalizační úlohu spínací frekvence při PWM řízení stejnosměrných elektromotorů.

Tato úloha je charakterizována více než jednou účelovou (kritériální) funkcí spínací frekvence, proto by se k jejímu řešení užilo metody vícekritériálního programování. Řešením sestavené optimalizační úlohy se poté pro každý elektromotor a daný algoritmus řízení stanoví optimální hodnoty spínací frekvence.

Prameny

- [1] Dub, M.: Návrh PWM ovladače pro řízení stejnosměrného pohonu. In CD-ROM z odborného semináře „Měření, diagnostika a spolehlivost palubních soustav letadel 2003. Brno, Vojenská akademie, 2003. 8 s.
- [2] Dub, M.: Optimalizace spínací frekvence při PWM řízení stejnosměrných elektromotorů pomocí čtyřkvadrantového měniče. Brno, Univerzita obrany, 2005. 46 s., 23 s. příloh. Disertační práce. Školitel doc. Ing. Rudolf Jalovecký, CSc.
- [3] JALOVECKÝ, R.; Dub, M.: Vývoj ovladače stejnosměrného motoru s možností číslicového řízení otáček. Brno, Vojenská akademie, 2004. 28 s. Výzkumná zpráva.
- [4] Kyncl, L...: Řízení elektrických motorů. Brno, Vojenská akademie, 1999. 205 s.

- [5] PATOČKA, M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky. Svazek II, Měníče bez impulsního transformátoru. 2. vydání. Brno, Vysoké učení technické, 2004. 76 s. ISBN 80-214-2743-4.
- [6] Skalický, J.: Elektrické servopohony. 2. vydání. Brno, Vysoké učení technické, 2001. 86 s. ISBN 80-214-1978-4.
- [7] Souček, P.: Pohony výrobních zařízení. Servomechanimy. Dotisk 1. vydání. Praha, České vysoké učení technické, 1997. 163 s. ISBN 80-01-01159-3.

Možné zdroje chyb při přenosu polohových dat ve squitteru módu S

pplk. Ing. Pavel Grecman

Katedra leteckých elektrotechnických systémů, Univerzita obrany, Brno,

email: pavel.grecman@unob.cz, tel.: 973-445-061

pplk. doc. Ing. Miloš Andrlé, CSc

Katedra leteckých elektrotechnických systémů, Univerzita obrany, Brno,

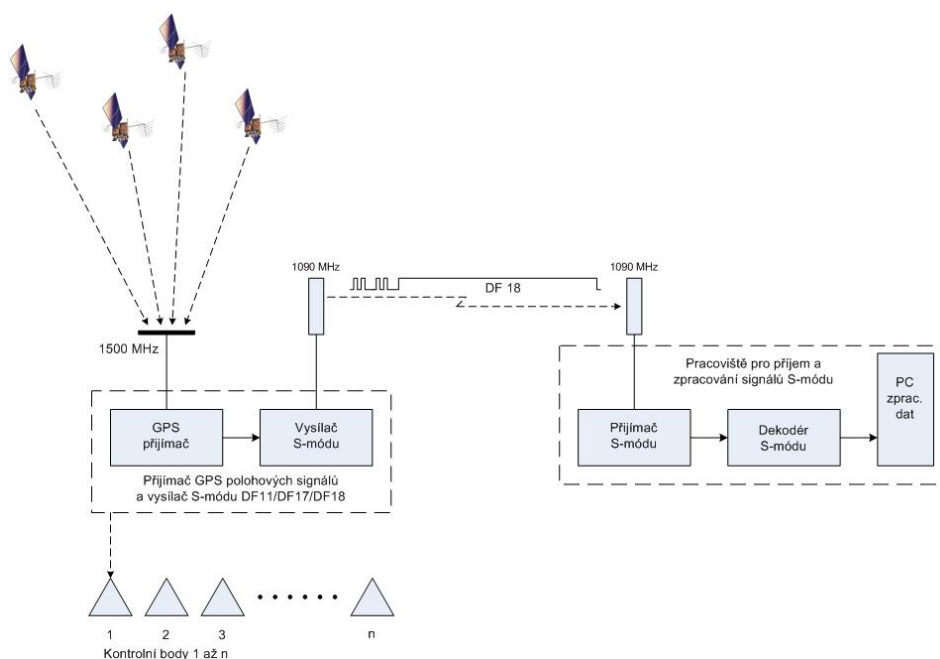
e-mail: milos.andrle@unob.cz, tel.: 973-442-296

Resumé:

Článek pojednává o možných zdrojích chyb, které mohou výrazněji ovlivnit přesnost měření polohových souřadnic, jejich přenos datovým kanálem módu S a samotné vyhodnocení polohové přesnosti v programovém prostředí MATLAB. V příspěvku se zmíním o možných zdrojích chyb, se kterými jsme se setkali při experimentálním měření polohových chyb GPS/S-mód. Rovněž uvedu některé získané poznatky a zkušenosti, kterých jsme dosáhli při těchto praktických měřeních polohových chyb a jejich vliv na výslednou přesnost určení polohy.

1. Pracoviště experimentálního měření polohových chyb GPS/S mód

Pro experimentální měření polohových chyb GPS/S mód bylo ve spolupráci s o.z. VTÚL a PVO zřízeno pracoviště, jehož náskres je na obr. 1. Toto pracoviště se skládá ze dvou základních částí. První část tvoří vysílací, druhou přijímací a vyhodnocovací aparatura.



Obr. 1: Pracoviště pro experimentální měření polohových chyb GPS/S mód

K měření polohy přijímačem GPS a následnému přenosu ve squitteru módu S byl použit mobilní vysílač módu S pod označením SQB (Squitter Beacon). Zařízení SQB je mobilní vysílač polohových dat s jednoznačnou identifikací (celosvětově platnou adresou) a polohou. Tento systém je určen především pro podporu přehledových funkcí ATC, v rámci konceptu A-SMGCS a představuje cenově výhodnou alternativu běžných komerčních vysílačů COTS vyráběných v letectví. Provedení tohoto zařízení zabezpečuje poměrně jednoduchou integraci do dalšího multilateračního systému nebo systému ADS-B. Jednotka SQB odpovídá požadavkům ICAO Annex 10 a specifickým servisním doporučením módu S. Pro podporu různých přehledových úkolů v rámci ATC, může být jednotka SQB instalována na letištní vozidla, na dočasné pozemní překážky, letadla, případně vzdálená stanoviště jako testery dosahu a kalibrační zařízení.

Důležitou částí vysílače SQB je implementovaný přijímač GPS. Jedná se o 12-ti kanálový přijímač Jupiter 11, který je dodáván v pěti modifikacích pod technickým označením TU30-D400 až 440 a vyráběný firmou NAVMAN. Podrobné technické údaje jsou uvedeny v literatuře [7].

Jak je z obr. 1 zřejmé, vysílací část je složena z vícekanálového přijímače GPS, který získává polohové informace ze systému GPS a vysílače módu S, který vysílá tato polohová data ve squitteru S-módové zprávy. Pro experimentální účely využíváme tzv. „Extended Squitter/Non Transponder“ (ES/NT), čili zprávu DF 18 (s obsahem registru BDS 06 nebo BDS 05 obsaženým v poli ME) [2]. DF 18 je 112 bitový formát zprávy navržený k vysílání extended squitter ADS-B zpráv jinými zařízeními než palubním odpovídačem, kde se v poli ME přenáší buď pouze informace o poloze na zemi (BDS 06) nebo se přenáší informace o poloze letadla ve vzduchu (BDS 05), pokud je tato informace dostupná ze systému GPS. Jinak je v registrech BDS pouze 56 nul. V současné době je podle ICAO navrženo několik typů rozšířených zpráv (Extended Squitter) lišících se přenášenými daty v 56 bitovém poli ME. Přesný obsah pole ME v jednotlivých typech zpráv je definován v [2].

Přijímací část pracoviště je složena z bloku přijímače, dekodéru S-módových zpráv a pracovní stanice. V pracovní stanici dochází ke zpracování přijatých S-módových zpráv a je možno z nich extrahovat užitečná data pro následné vyhodnocení, jako např. S-módovou adresu letounu (vysílače), identifikační kód letounu (tzv. ALFA kód), parametr polohové přesnosti (FOM), polohu v souřadném systému WGS 84 [4], barometrickou výšku s krokem (diskrétnou) 25 ft. atd. Výstupní tvar těchto dat je ve formátu ASTERIX.

Pro vyhodnocení přesnosti určení polohy vysílače jsou ze zprávy ADS-B extrahovány polohové souřadnice. Tyto souřadnice jsou uloženy do textového nebo excelovského souboru a v programovém prostředí MATLAB je následně vyhodnocena chyba určení polohy vysílače.

Byla provedena série měření statických na předem přesně geodeticky zaměřených bodech. Rovněž byla provedena měření za pohybu vysílače módu S, který byl umístěn na jedoucím automobilu. Při experimentálním měření a následném vyhodnocování naměřených polohových dat byly získány poznatky o možných zdrojích chyb, které mohou ovlivňovat výsledky měření. Cenné zkušenosti jsme získali při eliminování nebo alespoň snížení vlivu těchto zdrojů chyb na výslednou přesnost měření.

2. Možné zdroje chyb

Možné zdroje chyb lze rozdělit na ty, které ovlivňují přesnost měření polohy přijímačem GPS a ty, které ovlivňují přenos dat ve squitteru módu S, případně výsledné zpracování dat.

Nebudu zde uvádět všechny zdroje chyb, ale pouze ty, které mají výrazný vliv na přesnost měření a vyhodnocení polohových dat.

2.1. Zdroje chyb ovlivňující přesnost přijímače GPS

Ionosférické zpoždění: Velikost ionosférického zpoždění signálu družice závisí na jeho úhlu dopadu do ionosféry a na koncentraci volných elektronů podél dráhy, kterou signál ionosférou prochází. Přesné stanovení vertikálního ionosférického zpoždění je velmi problematické. Rozložení elektronové koncentrace v ionosféře závisí na mnoha faktorech, jako je intenzita sluneční činnosti, roční období, denní doba nebo stav magnetického pole Země.

Nejvýznamnější je závislost vertikálního ionosférického zpoždění na denní době. Tato závislost dosahuje svého minima, které nebývá vyšší než 2 m, v časných ranních hodinách. Maximálních, několikanásobně vyšších, hodnot dosahuje asi ve 14 hodin místního času. Méně výrazná je závislost na roční době, která dosahuje maxima na podzim [5].

Velikost ionosférického zpoždění rovněž významně závisí na činnosti Slunce. Sluneční aktivita vykazuje zřetelnou jedenáctiletou periodicitu a tento dlouhodobý průběh sleduje i ionosférické zpoždění. V období maxima sluneční aktivity dosahuje ionosférické zpoždění alespoň třikrát vyšších hodnot než v období, kdy je sluneční činnost minimální.

Troposférické zpoždění: Troposférické zpoždění závisí především na elevaci družice a nadmořské výšce přijímače. Zbytková chyba způsobená troposférickým zpožděním se nejvíce projevuje při velmi nízkých elevacích. Nejjednodušším opatřením, které vede ke snížení tohoto vlivu, je proto zvýšení elevační masky přijímače GPS z běžných 5° na takovou hodnotu, která je ještě přijatelná z hlediska viditelnosti družic a odpovídajících koeficientů DOP.

Velikost troposférického zpoždění je možné, na rozdíl od ionosférického zpoždění, modelovat poměrně přesně. I jednoduchý model poskytuje pro elevaci větší než 5° přesnost kolem 1 m a ještě lepší přesnosti se dosáhne, pokud model respektuje aktuální meteorologické údaje o stavu atmosféry [5]. Zbytkovou chybu způsobenou troposférickým zpožděním lze proto do značné míry korigovat. Tato korekce vede k významnému zvýšení přesnosti především v leteckých aplikacích.

Vícecestné šíření: K vícecestnému šíření signálu dochází především v členitém terénu nebo městské zástavbě. Na anténu přijímače GPS pak dopadají vedle přímého signálu i zpožděné odražené signály, které zhoršují přesnost měření. Za nepříznivých podmínek dosahují chyby způsobené vícecestným šířením až několik desítek metrů [5].

O tom, zda se signál po dopadu na nějakou překážku odrazí nebo nikoliv, rozhoduje především komplexní permitivita překážky, velikost nerovností jejího povrchu a úhel, pod kterým signál na překážku dopadá. podle Rayleighova kritéria odraz nastane v případě, že fáze dílčích odrazů od jednotlivých elementů plochy se liší méně než o $\pi/8$. To znamená, že je splněna podmínka

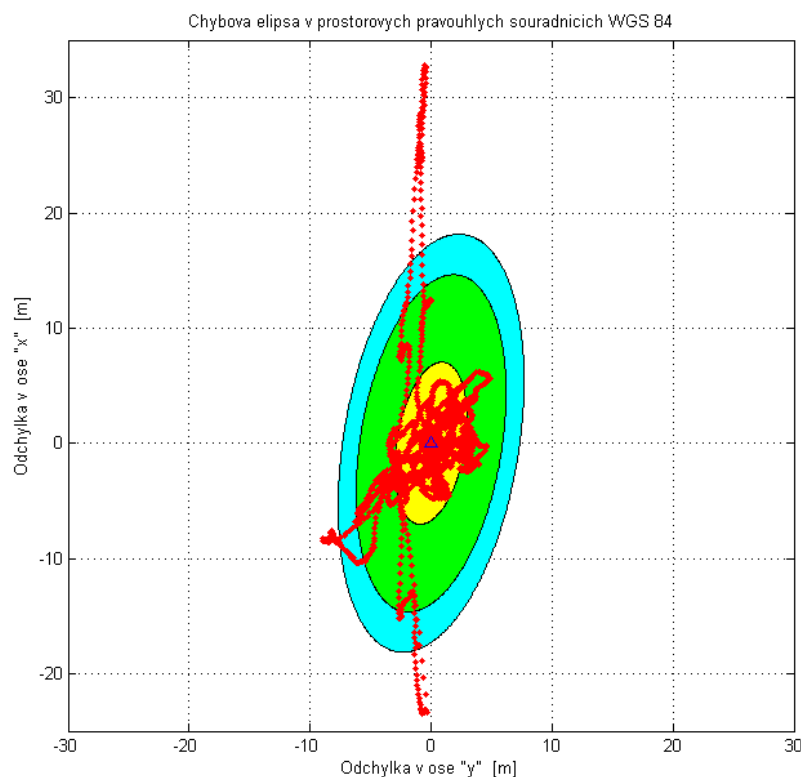
$$h < \frac{\lambda}{32 \sin \alpha} \quad 1.$$

kde h je výška nerovností povrchu překážky, α je úhel dopadu a λ je vlnová délka. Signál se nejlépe odráží od vodivých překážek s hladkým povrchem a při kolmém dopadu. S klesajícím úhlem dopadu možnost odrazu klesá. Signál GPS (L_1) má vlnovou délku $\lambda = 19 \text{ cm}$.

V prvním přiblížení proto můžeme předpokládat, že od překážek, jejichž povrch má nerovnosti větší než 6 mm, se signál GPS neodráží.

Předpokladem pro omezení vlivu vícecestného šíření je především použití kvalitní a správně umístěné antény, jejíž směrová charakteristika zajistí dostatečné potlačení signálů z malých a záporných elevačních úhlů. Určitého snížení vlivu vícecestného šíření je možné dosáhnout díky kruhové polarizaci signálu GPS. Kruhově polarizovaný signál s každým odrazem mění směr polarizace z pravotočivé na levotočivou a opačně. Pokud se tedy k příjmu používá anténa s kruhovou polarizací, odražené signály s opačným směrem polarizace se potlačí. Dosažení dobrých polarizačních vlastností antény ve všech směrech je však problematické. Potlačení odražených signálů proto nebývá vysoké [5].

Při některých měřeních byly naměřeny soubory dat s velkým rozptylem souřadnic (obr. 2).



Obr. 2: Ukázka souboru dat s velkým rozptylem souřadnic

Již při prvním pohledu na naměřené body je zřejmý velký rozptyl těchto bodů v určitých částech grafu. Je patrné, že poloha bodů přímo putuje po grafu. Nejprve jsme se domnívali, že by se snad mohlo jednat o náběh přijímače GPS na začátku měření, kdy přijímač nemá informace od dostatečného počtu družic. Abychom ověřili tuto domněnku, vypustili jsme ze souboru naměřených dat (6858 bodů) prvních 1200 bodů. Tyto vypuštěné body však byly z oblasti těsné blízkosti střední hodnoty naměřených bodů a na nežádoucím rozptylem neměly žádný podíl. Dále by bylo možno usuzovat, že se jedná o aktivovaný režim SA. Ten však byl v roce 2000 vypnutý. Jedná se tedy s největší pravděpodobností o vliv vícecestného šíření signálu GPS při špatné konstelaci družic. Tuto domněnku podporuje rovněž Ing. Macho z VTÚO Brno, když při monitorování polohy budovy ústavu se poloha budovy občas vyskytne na druhém břehu řeky Svitavy.

Nevhodná konstelace družic: S konstelací družic souvisí přesnost a dostupnost GPS. Rozmístění družic na drahách je dáno plánem označovaným jako GPS 21 Primary Space Vehicles Constellation. Pokud jsou všechny družice v činnosti, je zajištěna s pravděpodobností 0,996 možnost určit polohu s vysokou přesností (PDOP<6) všude na Zemi s výjimkou několika oblastí, které se postupně přesouvají ve směru rovnoběžek po Zemi. V těchto oblastech, které mají velmi malou plochu, není přesnost s uvedenou pravděpodobností zajištěna po dobu asi tří minut za den. Příčina spočívá v tom, že na několik okamžiků jsou k dispozici pouze 4 družice, které jsou ve vzájemně nepříznivé poloze a konstelace má proto velký činitel DOP (podstatně větší než 6) a tedy prudce vzroste velikost chyby určení polohy. Tuto situaci lze zlepšit doplněním (rozšířením) družicového segmentu dalšími družicemi, např. družicemi systému GLONASS nebo v budoucnu družicemi systému GALILEO.

2.2. Zdroje chyb ovlivňující přenos a zpracování dat módu S

Výpadky polohy v hluchých prostorách antény: Stejně jako u antény GPS pro zamezení vlivu vícecestného šíření, tak i v případě přijímací antény módu S je nutné dbát na použití kvalitní a správně umístěné antény, aby její směrová charakteristika zajistila dostatečné pokrytí zájmové oblasti, která má být monitorována.

Algoritmus kompaktního hlášení polohy: V tomto bodě chci prezentovat především získanou zkušenost při dekódování polohových dat ze squitteru módu S. Velkým problémem v počátcích měření byly zcela náhodně se vyskytující chybné souřadnice měřených bodů. Jednou byla poloha správná, jindy ne. Hlubší analýzou zprávy ELM bylo zjištěno, že ke kódování zeměpisné délky/šířky se využívá tzv. algoritmu kompaktního hlášení polohy (CPR), který zabezpečuje efektivní kódování zeměpisné délky a šířky do zpráv [3]. Výsledné zprávy ELM jsou kompaktní v tom smyslu, že se v každé zprávě nevysílá několik vyšších bitů, které jsou normálně po dlouhou dobu konstantní (neměnné). Například v přímém binárním vyjádření zeměpisné šířky by jeden bit určoval, zda je letadlo na severní nebo jižní polokouli. Tento bit by se po dlouhou dobu neměnil, možná i po celou dobu životnosti letadla. Vysílání tohoto bitu při každé zprávě o poloze letadla by tedy nebylo efektivní.

Vzhledem k tomu, že se nevysílají vyšší bity, řada míst (lokalit na Zemi) má stejnou kódovanou polohu. Je-li přijata jedna zpráva o poloze, dekódování by vyvolalo pochyby o tom, které z mnoha možných řešení je správná poloha letadla. CPR proto obsahuje technologii, která umožňuje přijímacímu systému jednoznačně určit polohu letadla, a to kódováním dvěma způsoby, které se od sebe nepatrně liší. Každý z těchto způsobů, zvaných lichý a sudý formát, se vysílá 50 % času. Po přijetí obou typů je přijímací systém v relativně krátké době (asi 10 sekund) schopen jednoznačně určit polohu letadla. Po ukončení tohoto procesu již přijímací stanice vyšší bity zná a příjem každé následující zprávy tak slouží k jednoznačnému určení polohy letícího letadla.

Při podrobnější analýze přijatých dat bylo zjištěno, že jsou přijímány následující údaje:

```

CPR | coded lat | coded lon | lat   | lon   |
----|-----|-----|-----|-----|
0 | 54710 | 38958 | 50.126106 | 14.914483 |
----|-----|-----|-----|-----|
1 | 112780 | 127702 | 50.126100 | 14.532054 |
----|-----|-----|-----|-----|

```

Výsledkem tedy je, že ve výstupní zprávě jsou udávány dvě různé polohy cíle. Ověřením vyhodnocených souřadnic bylo zjištěno, že poloha lichého formátu je správná a sudého formátu posunutá v souřadnici zeměpisné délky o přibližně 25 km. Po dalších analýzách a testování byla zjištěna chyba v SW použitým v prototypu vysílače módu S. Po výměně vysílače již bylo možno provádět další experimentální měření s následným vyhodnocením bez dalších problémů.

Vystředěná polohová data: V tomto případě se jedná spíše o nevýhodu a časovou náročnost měření. Měření polohové přesnosti bylo realizováno přijímačem GPS Jupiter 11 implementovaným ve vysílači SQB. Jistou nevýhodou tohoto přijímače GPS při stacionárním měření polohy na kontrolních bodech je neměnnost měřené polohy po jejím počátečním ustálení, což je dáno použitým firmware v uvedeném přijímači. Jeho nastavení není možno měnit. Tato vlastnost je důležitá z toho důvodu, aby nedocházelo k hlášení „hazardů“ na řídicí stanoviště např. při dlouhodobém stání prostředku s instalovaným vysílačem SQB poblíž přistávací dráhy. Z toho důvodu nebylo možné měřit rozptyl polohových dat přímo, ale bylo nutno provádět opakovaná měření na kontrolních bodech. Pro další statická měření byl proto použit přijímač GPS HNV-500C od firmy Rockwell Collins, který umožňuje plynulé měření rozptylu polohových dat i při statickém vyhodnocování polohy.

Transformace souřadnic: Abychom získali souřadnice bodů v jednom systému a v jednotném tvaru, musíme provést transformaci souřadnic. Její podstata spočívá ve změně souřadnic vybrané skupiny bodů, aniž by došlo ke změně jejich polohy v terénu.

Pro ověření možné dosažitelné přesnosti při transformacích souřadnic byla provedena konzultace u firmy GEODIS Praha, s.r.o. Z této konzultace vyplynuly následující poznatky:

- systém WGS 84 poskytuje pouze zprostředkující souřadnice pro systém S-JTSK,
- v klasické matematické kartografii se řeší úloha transformace tam a zpět exaktními matematickými postupy, např. z Besselova elipsoidu do roviny S-JTSK a zase zpět pomocí inverze zobrazovacích rovnic. Pokud se použije dostatečný počet členů polynomů pro konvergenci, tak je možno dosáhnout přesnost tam i zpět až na cm, takže např. elipsoid – rovina, exaktní matematické vztahy, rovina – elipsoid, matematická inverze těchto vztahů pomocí slušně konvergujících polynomů. Vše je z hlediska matematické kartografie a matematiky jako takové naprosto korektní.

Problémy však nastávají v případě přepočtu geodetických zeměpisných souřadnic (zeměpisná šířka a délka na elipsoidu) na pravoúhlé souřadnice v rovině kartografického zobrazení S-JTSK (Y, X). Zde jako by matematická kartografie vůbec neexistovala.

Je definován soubor WGS souřadnic bodů v síti DOPNUL (doplnění nultého řádu) a souřadnic stejných bodů v soustavě S-JTSK. Jedná se tedy o zobrazení jednoho souboru nějakých souřadnic na jiný soubor opět nějakých souřadnic a to pomocí polynomu velmi vysokého stupně, který navíc poměrně pomalu konverguje. Z toho vyplývá, že výpočty z elipsoidu do roviny a zpět jsou dva matematicky na sobě naprosto nezávislé procesy, a proto se přesnost přepočtu pohybuje do jednoho metru. Pokud chceme mít pouze jeden globální vztah pro celou republiku, není možno dosáhnout lepší přesnosti.

Kardanový zámek: Při vyhodnocování polohových chyb v prostoru bude výsledným obrazcem elipsoid. Ke správné orientaci chybového elipsoidu v prostoru je nutné vypočítat úhly natočení v jednotlivých rovinách a provést rotaci okolo jeho os. Rotaci je možno provádět obdobným způsobem jako v případě chybových elips, tedy buď pomocí metody nejmenších čtverců a transformace souřadnic [1] nebo pomocí kovarianční matice [6]. K tomu se používají matice směrových kosinů [6], kde však může za určitých podmínek nastat případ, který se označuje jako „Gimbal Lock“, neboli kardanový zámek.

Kardanový zámeček je označení problému, ke kterému dochází při využití Eulerových rovnic pro rotaci matic. Protože finální rotace matic závisí na pořadí násobení, dochází občas k případu, kdy místo požadované rotace okolo jedné osy je prováděna rotace okolo osy jiné. Problém spočívá tedy v tom, že skutečně může nastat případ, kdy nemůže objekt rotovat okolo požadované osy. Tomu stavu se říká kardanový zámeček.

Například předpokládejme, že objekt bude rotovat kolem os v pořadí Z, Y, X a rotace okolo osy Y bude 90° . V tomto případě je nejdříve provedena rotace okolo osy Z, nicméně korektně. Rotace v ose Y je rovněž provedena korektně. Avšak po rotaci okolo osy Y dochází k rotaci opět okolo osy Z. Tudíž nedošlo k žádné rotaci okolo osy X, ve skutečnosti došlo k další rotaci kolem osy Z. Bohužel, objekt nemůže rotovat okolo osy X. Naštěstí je možno tento problém překonat. Vhodným řešením je provádění rotace matic pomocí kvaternionů.

2.3. Úmyslné rušení

V současné době se vyrábí a prodává celá škála družicových přijímačů k měření polohy pomocí jak signálů amerického družicového systému GPS, tak i ruského družicového systému GLONASS. Efektivnost naváděcích střel „země – země“, „vzduch – země“, nové letecké navigační a přistávací systémy, některé typy výzbroje a soudobé civilní aplikace jsou založeny právě na využití systémů GPS a GLONASS, protože poskytují vysokou přesnost měření zeměpisných souřadnic.

K zamezení činnosti těchto systémů ruská firma AVIACONVERSIYA Ltd. vyrábí a prodává dvě varianty přenosných rušičů systémů GPS a GLONASS. První varianta je zaměřena na pokrytí velkých oblastí na zemi nebo ve vzduchu. Tato varianta je vhodná pro použití především v systému protivzdušné obrany. Instalace rušičů GPS/GLONASS v libovolné zemi v blízkosti důležitých objektů umožňuje ochranu státu před napadením protivníka, který používá vysoce přesné zbraně jako hlavní útočné zbraně. Obě varianty rušiče znemožňují měření zeměpisných souřadnic přijímači GPS instalovanými na palebných systémech využívajících kód C/A a P a rovněž analogické kódy přijímačů systému GLONASS.

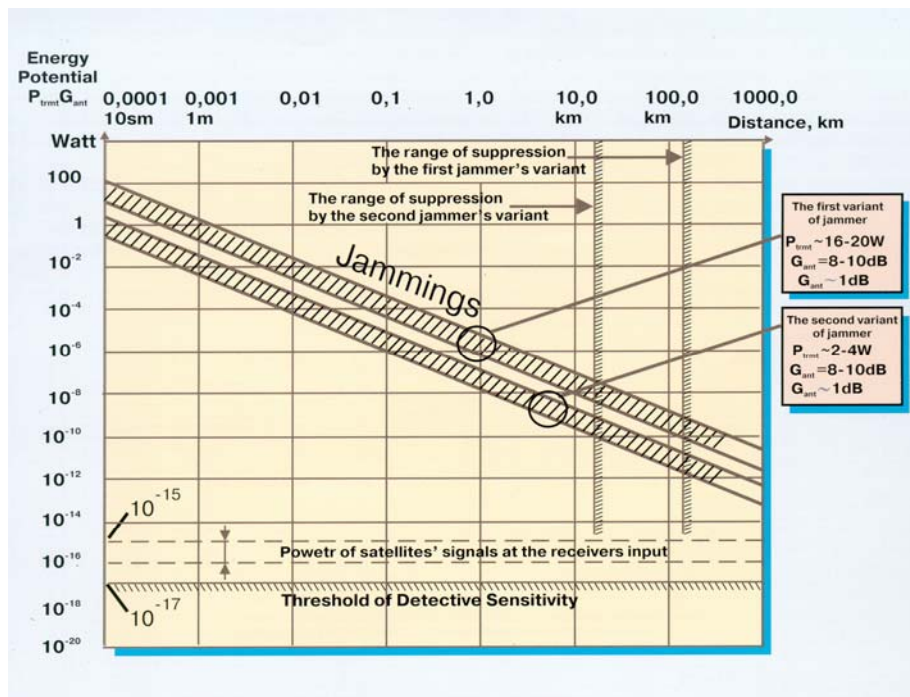
Rušič vysílá rušící signály ve čtyřech kmitočtových pásmech. Ve dvou pásmech pro GPS (L1 a L2 mají nosné kmitočty 1227,6 a 1575,4 MHz) a dvou pásmech pro GLONASS v kmitočtovém rozsahu 1243 až 1251 MHz a 1598 až 1608,7 MHz. Vysílací výkon první varianty rušiče je 16 až 20 W v obou kmitočtových pásmech. Tento výkon je dostatečný pro zarušení přijímačů desítky kilometrů na přímou viditelnost mezi anténami rušiče a družicových přijímačů. Dosah závisí na vzájemné výšce antény družicového přijímače a rušiče. Například, pokud je přijímač umístěn na palubě letícího letadla, které letí ve výšce 2000 – 2500 m a anténa rušiče je umístěna ve výšce 250 m (např. TV věž), potom bude dosah rušiče kolem 200 km.

Vysílací výkon druhé varianty rušiče je 2 až 4 W v každém kmitočtovém pásmu. Takový výkon je dostatečný pro zarušení družicových přijímačů ve vzdálenosti do 15 až 20 km. Pokud je anténa přijímače umístěna ve výšce 2 – 2,5 m (např. vojenské vozidlo) a anténa rušiče ve výšce 3 – 4 m (např. střecha budovy nebo teleskopický stožár), bude účinný dosah rušení 12 až 15 km.

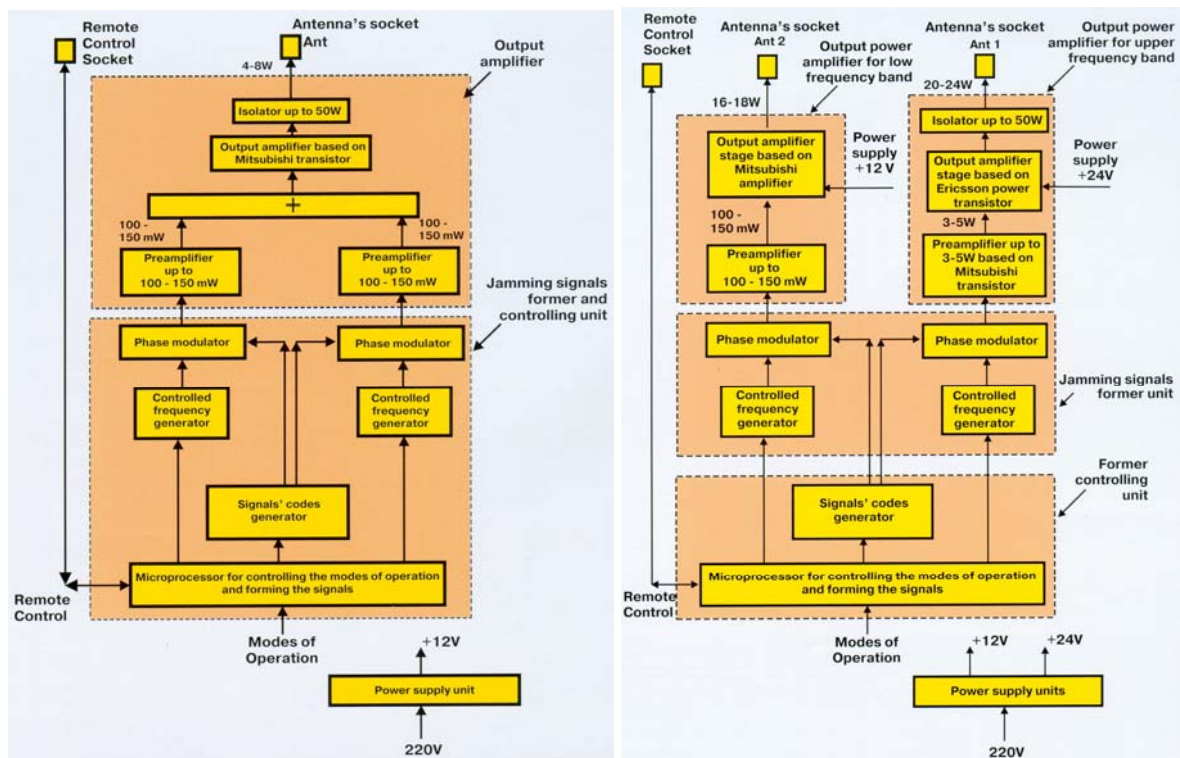
Signály vysílané družicemi GPS a GLONASS přicházejí na vstup přijímačů těchto systémů s velmi nízkou úrovní, která se pohybuje v rozmezí od 10-15 do 10-16 W, viz. obr. 3.

Výkon rušiče vysílaný v každém kmitočtovém pásmu je přibližně 16 až 20 W (u první varianty) a 2 až 4 W (u druhé varianty). Taková úroveň výkonu společně se směrovou anténou, jejíž zisk je 8 – 10 dB, je dostatečná do vzdálenosti kolem 150 km pro první variantu a kolem 15 km pro druhou variantu. Výkon rušiče na vstupu přijímače převyšuje výkonovou

úroveň 105 až 106-krát (nebo 50 – 60 dB), pokud rušení přichází na vstup přijímače hlavním vyzářovacím lalokem. Bloková schémata obou variant rušičů jsou na obr. 4.



Obr. 3: Oblast působnosti obou variant rušičů



Obr. 4: Bloková schémata první a druhé varianty rušičů GPS/GLONASS

3. Závěr

Z dosavadních výsledků lze učinit závěr, že je žádoucí pokračovat v experimentálních měřeních S-módových dat s polohou GPS a vyhodnocovat dosahované reálné polohové chyby za různých typických podmínek.

Je nutno konstatovat, že reálný rozptyl polohových měření (dat GPS) a vliv podmínek příjmu signálů (GPS i S-módu) není dosud objektivně znám, ale hlavně zveřejňován. Proto byla vypracována metodika, navržena příslušná měřicí aparatura a SW pro experimentální měření a vyhodnocení polohových chyb, které v ŘLP představují jednu ze základních otázek bezpečnosti letového provozu.

První série vyhodnocení stacionárních polohových měření, získaných dekodováním obsahu přijatých signálů S-módu, ukazují na velkou závislost podmínek měření – vlivu okolí antény, elektromagnetické koexistence a kvality použitého přijímače GPS.

Pro ŘLP může být použitelný pouze takový systém, který bude naprosto otevřený a nezávislý. Pokud takový systém bude ovládán pouze jedinou světovou mocností, která do něj může kdykoliv zasáhnout nebo jej vyřadit z provozu, není možno tento systém použít jako referenční pro ŘLP ani při dosažení vysoké přesnosti. Určité možnosti se otevírají kombinací systémů GPS a GLONASS nebo v budoucnu využitím evropského systému satelitní navigace GALILEO, který má být v plném provozu v roce 2008.

Ze závěrečné kapitoly, týkající se rušení satelitních navigačních systémů, vyplývá, že je žádoucí nejenom zvyšovat přesnost navigačních systémů, ale rovněž se zaměřit na vývoj prostředků ochrany proti jejich úmyslnému rušení.

Literatura

- [1] BÖHM,J. a RADOUCH,V. Vyrovnávací počet. Praha : TISK, 1978. 510 s.
- [2] EUROCONTROL. Mode S Harmonisation of the Transition Arrangements for State Aircraft. 2001
- [3] EUROCONTROL. Mode S Programme, ICAO Annex 10 Amendment 73 – 77 Comparison for SSR Mode S system, Edition 4
- [4] EUROCONTROL. WGS84 Implementation Manual, Version 2.4, 1998
- [5] HRDINA,Z.; PÁNEK,P.; VEJRAŽKA,F. Rádiové určování polohy (Družicový systém GPS. Praha : ČVUT, 1996. 267 s.
- [6] KRATOCHVÍL,V. Polohové geodetické sítě. Brno : Vojenská akademie v Brně, 2000. 213 s.
- [7] NAVMAN OEM, TU30-D400 Series Data Sheet, Revision A

Diagnostika kompasu s feromagnetickou sondou

Ing. Petr Hruška

Katedra měření, Fakulta elektrotechnická, ČVUT, Praha

Doc. Ing. Karel Draxler, CSc.

Katedra měření, Fakulta elektrotechnická, ČVUT, Praha

email: draxler@fel.cvut.cz , tel.: 224-352-185

Resume:

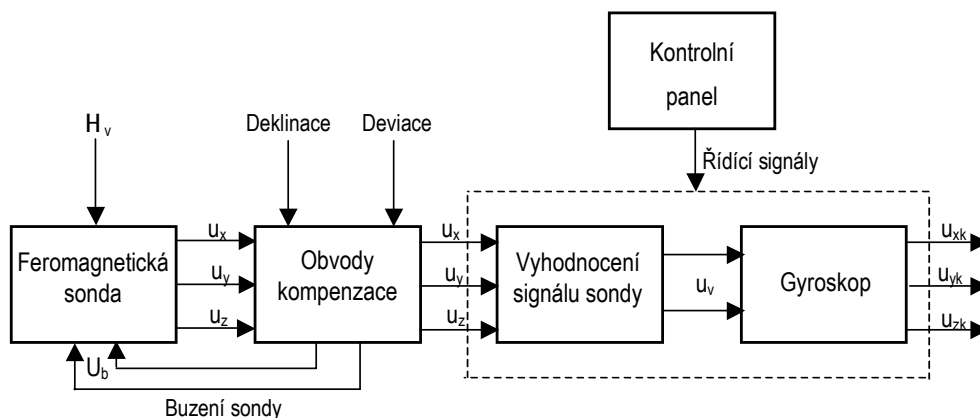
Článek pojednává o návrhu a realizaci diagnostické jednotky vyhodnocovacích obvodů magnetické části gyromagnetického kompasu s feromagnetickou sondou. Je v něm uvedena charakteristika snímače, potřebná pro návrh diagnostického systému.

1. Úvod

Magnetický kompas s feromagnetickou sondou je zpravidla používán jako součást kursového systému malých dopravních letadel a vrtulníků. U starších gyromagnetických kompasů slouží ke korekci polohy hlavní osy gyroskopu v režimu magnetického podporování a je zde primárním zdrojem kursu. Je ale i součástí inerciálních navigačních jednotek s vláknovými laserovými gyroskopy, které v současné době nahrazují systémy s mechanickými gyroskopy. Tady se kompas s feromagnetickou sondou používá k rychlému sesouhlasení kursu, který je plynule vyhodnocován integrací úhlové rychlosti, měřené vláknovým gyroskopem. V následujícím textu je popsána diagnostika obvodů, které vyhodnocují signály feromagnetické sondy v systému gyromagnetického kompasu vyráběného firmou Sperry a použitého např. na vrtulníku Bell 412 HP, používaném Policií České republiky.

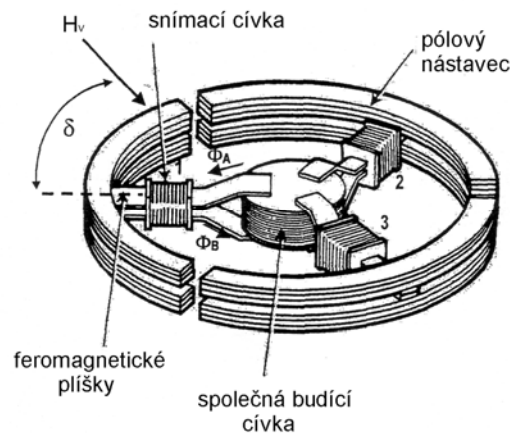
2. Systém gyromagnetického kompasu

Jednoduché blokové uspořádání gyromagnetického kompasu Sperry popisuje blokové schéma na obr.1. Magnetický kurs je dán směrem vodorovné složky zemského magnetického pole H_v ,



Obr.1: Blokové schéma gyromagnetického kompasu

kteřá je snímána pomocí třísložkové feromagnetické sondy, buzené napětím U_b o frekvenci 400 Hz.



Obr.2: Snímač vodorovné složky zemského magnetického pole

Konstrukční uspořádání snímače vodorovné složky zemského magnetického pole je na obr.2. Společná budicí cívka magnetuje feromagnetické plíšky tří dvoujádrových sond 1, 2 a 3 střídavým magnetickým tokem Φ_A a Φ_B , které mají v každém plíšku obrácený směr. V ideálním případě, pokud na sondy nepůsobí vnější stejnosměrné magnetické pole, jsou napětí indukovaná ve snímacích cívkách, vinutých přes oba plíšky nulová. Působí-li na sondu stejnosměrné magnetické pole ve směru plíšků,

dojde k posuvu charakteristiky magnetování a vlivem její nelinearity se ve snímací cívce indukují periodická napětí U_x , U_y , U_z , obsahující sudé harmonické frekvence budicího napětí U_b . Pro další zpracování se využívají složky druhé harmonické, které lze pro třísložkový snímač s osami citlivosti posunutými po 120° v souladu s obr.1 a obr. 2 vyjádřit ve tvaru

$$\begin{aligned}
 U_1 &= K_s H_v \cos \delta \sin 2\omega t \\
 U_2 &= K_s H_v \cos(\delta + 120^\circ) \sin 2\omega t \\
 U_3 &= K_s H_v \cos(\delta - 120^\circ) \sin 2\omega t
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

kde:

- K_s je citlivost sondy [V/A.m-1],
- H_v intenzita vodorovné složky zemského magnetického pole [A.m-1],
- δ úhel, který svírá směr H_v se sondou č.1,
- ω frekvence napětí U_b , které napájí společnou budicí cívku snímače.

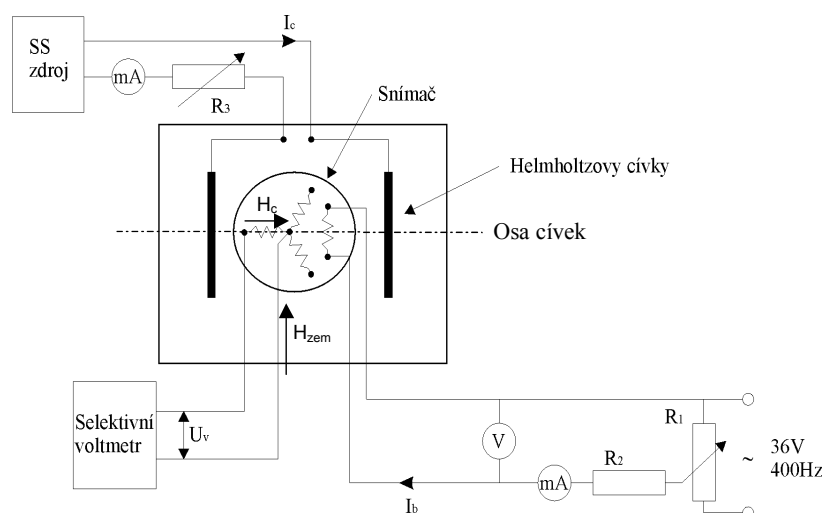
Obvody kompenzace podle obr.1 slouží k odstranění deviační chyby kompasu, způsobené feromagnetiky na letadle a ke korekci magnetické deklinace. Kompenzace se provádí nastavením stejnosměrného proudu procházejícího snímacím vinutím sond, který vyvolá stejnosměrné magnetické pole, které kompenzuje rušivé pole letadla. Ke kompenzaci se využívají pouze dvě ze tří sond.

Složky napětí druhé harmonické budící frekvence ω , U_1 , U_2 , U_3 jsou z výstupních napětí U_x , U_y , U_z získány ve vyhodnocovacích obvodech, kde se pomocí selsynu, selektivního zesilovače a fázově citlivého usměrňovače získá výstupní napětí U_v , odpovídající zeměpisnému kursu. Toto napětí slouží ke korekci polohy hlavní osy gyroskopu, který slouží k měření kursu. Jedná se o gyroskop s třemi stupni volnosti, umístěný v Kardanově závěsu. Hlavní osa gyroskopu je ve vodorovné rovině udržována pomocí elektrolytické libely a momentového motoru umístěného ve svislé ose závěsu. Dalším momentovým motorem napájeným signálem odpovídajícím napětí U_v se koriguje poloha hlavní osy odpovídající kusu snímanému magnetickým kompasem. Výstupní napětí selsynu U_{xk} , U_{yk} , U_{zk} jehož rotor je spojen se svislou osou gyroskopu, slouží k dálkovému přenosu úhlu na ukazatel.

Diagnostické zařízení, které je dále popsáno, umožňuje generovat napětí druhé harmonické, daná vztahem (1), získaná z výstupu snímače magnetického pole v závislosti na zvoleném magnetickém kursu a velikosti intenzity magnetického pole. Pro jeho návrh a realizaci bylo nutno změřit charakteristiku sond snímače a určit citlivost sond K_s .

3. Měření charakteristiky sond snímače

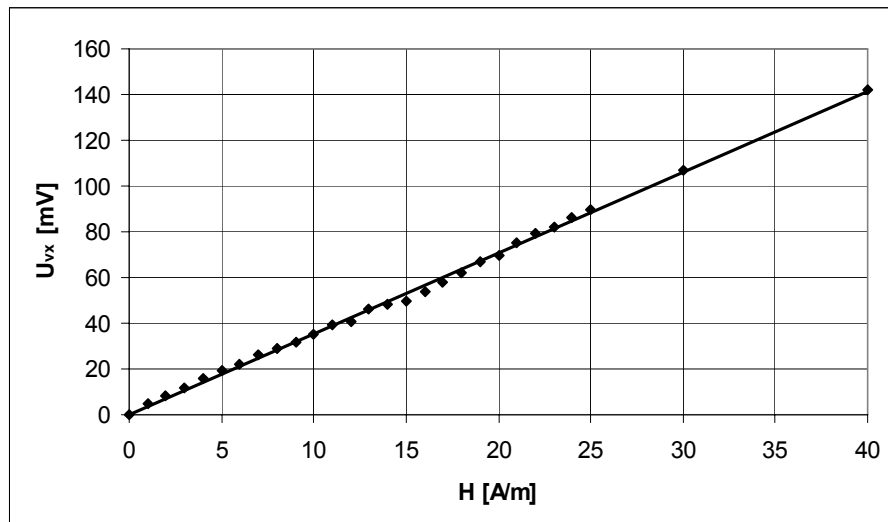
Zapojení obvodu pro měření charakteristik sond snímače vodorovné složky zemského magnetického pole je na obr.3. Jako zdroj stejnosměrného magnetického pole slouží Helmholtzovy cívky v jejichž středním prostoru je homogenní magnetické pole, úměrné stejnosměrnému proudu I_c . Regulací proudu I_c se nastavuje velikost intenzity měřeného stejnosměrného magnetického pole H_c . V tomto prostoru je umístěn snímač tak, aby osa citlivosti sondy s měřenou charakteristikou byla totožná s osou Helmholtzových cívek. Společná budící cívka snímače je napájena ze zdroje jmenovitým napětím o frekvenci 400 Hz. Výstupní napětí snímací cívky se měří selektivním voltmetrem, nastaveným na 800 Hz, což odpovídá druhé harmonické budící frekvence. Před měřením je nezbytné vyloučit vliv zemského magnetického pole. To se provede při vypnutém napájecím proudu Helmholtzových cívek ($I_c = 0$) postupným natáčením celého systému do polohy, kdy je výstupní napětí snímací cívky nulové resp. minimální.



Obr. 3: Obvod pro měření charakteristiky sond snímače

To odpovídá pozici podle obr.3, kdy je směr intenzity zemského magnetického pole H_{zem} kolmý na osu citlivosti měřené sondy.

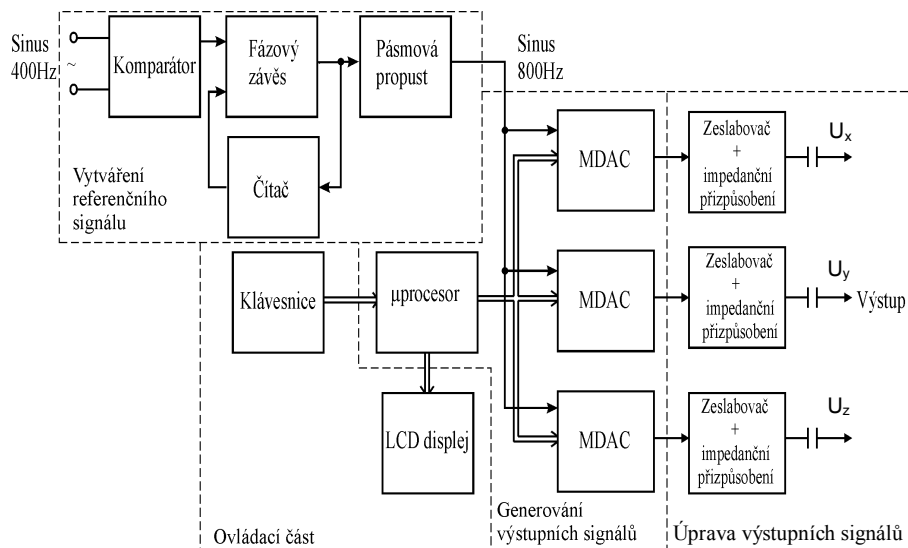
Závislost výstupního napětí druhé harmonické na stejnosměrném magnetickém poli je na obr.4. Je z ní patrná minimální odchylka od linearity, způsobená patrně rušivým magnetickým polem v laboratoři. Z charakteristiky byla určena konstanta sond snímače $K_s = 3,5 \text{ mV/A}\cdot\text{m}^{-1}$.



Obr. 4: Charakteristika sond snímače

4. Diagnostický systém

Navržený diagnostický systém se do systému gyromagnetického kompasu připojuje na místo snímače horizontální složky zemského magnetického pole. Z toho plynou základní požadavky na vstupy a výstupy.



Obr.5: Blokové schéma diagnostického systému

Vstupem do diagnostického systému je budící napětí snímače o frekvenci 400Hz s efektivní hodnotou 26V. Výstupem jsou tři tříslůžková střídavá napětí s frekvencí 800 Hz, odpovídající podle vztahu (1) druhé harmonické složce vstupního signálu, na němž musí být fázově zavěšeny. Zadávání kursu je požadováno v rozsahu 0° až 360° s krokem $0,5^\circ$, zadávání

intenzity magnetického pole v rozsahu (0 až 20) A/m s krokem 0,5 A/m. Blokové schéma systému je na obr.5. Referenční signál o frekvenci 800 Hz, fázově zavěšený na budicím napětí 400 Hz je generován pomocí fázového závěsu realizovaného obvodem 4046 a filtrován pásmovou propustí. Výstupní napětí jsou generována pomocí násobících 16-ti bitových D/A převodníků AD 7849. Na jeden vstup převodníku je přiváděno referenční harmonické napětí 800 Hz a na druhý vstup číslo, odpovídající kursu a intenzitě magnetického pole. Vzhledem k tomu, že natočení sondy o 180° vzhledem k nulové poloze vyvolá změnu fáze výstupního napětí o 180° , je nejvyšší bit použit pro znaménko a pro číselné vyjádření kursu a intenzity je tedy k dispozici pouze 15 bitů. Referenční napětí s fázovým posuvem 0° a 180° jsou přivedena na vstupy + a – převodníku a pomocí znaménkového bitu přepínána na výstup. Pro zjištění nejistoty v určení kursu se jeho třísložkové vyjádření vztahem (1) převede do pravoúhlé soustavy, kde lze z definice určit nejistotu úhlu v závislosti na nejistotách jednotlivých napětí. Lze ukázat, že tato nejistota závisí pouze na nejistotách jednotlivých napětí a není závislá na nastaveném úhlu. Pro generování čísla odpovídajícího intenzitě magnetického pole a kursu je použit mikroprocesor AT89S8252 s jádrem procesoru 8051. V bloku úpravy výstupních signálů jsou výstupní napětí převodníku zeslabena na úroveň odpovídající parametrům sond snímače a je zde rovněž realizováno impedanční přizpůsobení odpovídající výstupní impedanci sond.



Obr. 6: Realizovaný systém

5. Závěr

Popsaný systém pro diagnostiku magnetické větve gyromagnetického kompasu Sperry byl realizován a umožňuje simulovat signály snímače vodorovné složky intenzity zemského magnetického pole v rozsahu (0 až 20) A/m s krokem 0,5 A/m a nastavení kursu v rozsahu 0° až 360° s krokem $0,5^\circ$. K nastavení slouží klávesnice a dvouřádkový displej (viz. obr.6). Funkce přístroje byla ověřena měřením jednotlivých složek napětí, odpovídajících zadanému úhlu a intenzitě magnetického pole. Odchylka od zadaného kursu byla určena výpočtem z měřených napětí. K největší odchylce $0,7^\circ$ dochází při simulované intenzitě magnetického pole 0,5 A/m.

Literatura

- [1] Hruška.P: Diagnostika magnetické části gyromagnetického kompasu. Diplomová práce, ČVUT FEL Praha 2005

- [2] Draxler.K: Diagnostika magnetické části gyromagnetického kompasu. Sborník konference, Měření a metrologie v armádě. VA Brno 1991
- [3] Dokumentace k vrtulníku Bell 412: Gyromagnetic compass systems
- [4] Duda.T : Letecké přístroje I. VAAZ Brno 1968

Tato práce byla podporována výzkumným záměrem MSM6840770015 "Výzkum metod a systémů pro měření fyzikálních veličin a zpracování naměřených dat" ČVUT v Praze, sponzorovaném Ministerstvem školství, mládeže a tělovýchovy České republiky.

Nová konstrukce ukazovatelů pro kontrolu motorových systémů pro letoun L159.

doc. Ing. Rudolf Jalovecký, CSc.

Katedra leteckých elektrotechnických systémů, Univerzita obrany, Brno,

email: rudolf.jalovecky@unob.cz, tel.: 973-445-217

Resumé:

Příspěvek se zabývá novou konstrukcí palubních přístrojů pro kontrolu motorových systémů na letounů řady L159A i L159B, které vyvíjí a bude mít ve svém výrobním programu firma Mesit Přístroje spol. s r.o. a na jejichž vývoji se podílel autor příspěvku.

1. Úvod

Vývoj palubních přístrojů pro indikaci letových parametrů a přístrojů pro kontrolu draku či motoru podléhá v poslední době mohutnému vývoji s využitím nových technologií. Stále více se uplatňují i v této oblasti číslicové systémy, pro svou stále se snižující ekonomickou náročnost a zvyšující se funkčnost přístrojů. Dominantní roli v České republice při vývoji těchto palubních přístrojů hraje firma Mesit Přístroje spol. s r.o.. Když v roce 1996 začala firma vyvíjet a následně i zhotovila a do projektu L159(A) nabídla ukazovatel podélného vyvážení, který byl postaven na bázi jednočipového mikroprocesoru, nikdo v té době neočekával další výrazné rozšíření. Následoval však vývoj víceprocesorového palivoměru pro letoun L159B a v současnosti firma Aero Vodochody zadala firmě Mesit Přístroje spol. s r.o. vývoj tří palubních přístrojů, které by měly nahradit stávající přístroje dodávané firmou AMETEK. Jedná se o spotřeboměr, otáčkoměr a teploměr výstupních plynů.

2. Klasifikace přístrojů a podmínky zástavby

Stávající sestava palubních přístrojů na letounu L159B je zobrazena na Obr. 1. Jde o situaci, kdy palivoměr je již z produkce firmy Mesit Přístroje s r.o. a ostatní tři přístroje jsou vyrobeny firmou AMETEK. Nově vyvíjené přístroje a jejich základní funkce uvedených přístrojů včetně nového označení jsou:

Spotřeboměr LUN 1662 - měří okamžitou hodnotu hmotnostní spotřeby paliva, tuto hodnotu vyhodnocuje a zobrazuje, současně počítá celkovou hmotnostní spotřebu paliva.

Otáčkoměr LUN 8300 - měří otáčky motoru, tyto otáčky vyhodnocuje a zobrazuje v procentuálním rozsahu 0 až 110%.

Teploměr LUN 8390 - měří teploty výstupních plynů, tuto teplotu vyhodnocuje a zobrazuje.

V technickém zadání pro vývoj tří palubních přístrojů na letouny L159A i L159B se objevila celá řada zajímavých podmínek, mezi ně např. patří zcela pochopitelný požadavek shodného vzhledu přístrojů se stávajícími ukazovateli, shodné přípojovací konektory, shodné měřící rozsahy apod. Za velmi tvrdou podmínkou se zdál požadavek zachování stávajících vysílačů. To však bylo na začátku, jak vývoj dále ukázal, nakonec se z tohoto tvrdého požadavku stává výhoda, neboť výrobce vlastního palubního přístroje nemusí řešit problém převodu neelektrické veličiny na vhodnou elektrickou veličinu, přesnost tohoto převodu a rozvod měřenosné veličiny na letounu.



Obr. 1. Sestava přístrojů na palubní desce letounu L159B

zleva nahoře – otáčkoměr, teploměr výstupních plynů,

zleva dole – spotřeboměr, palivoměr

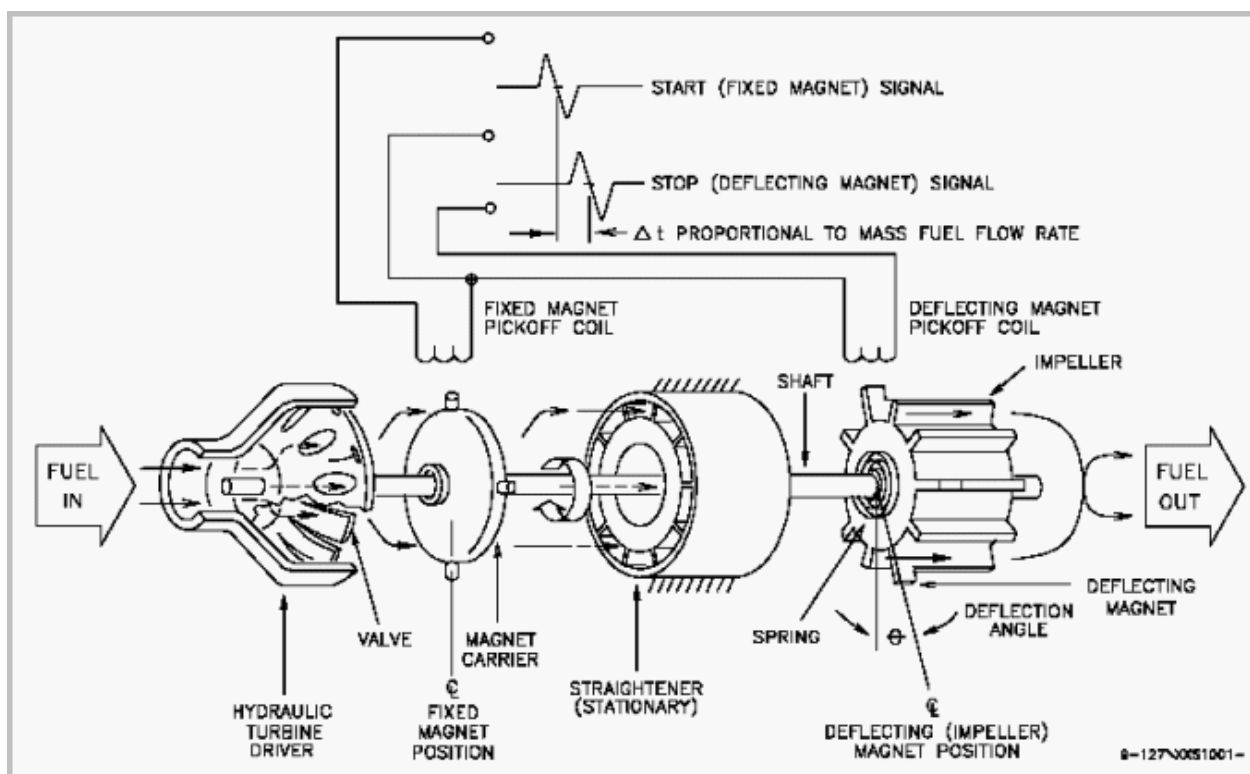
Zvýšený jas palivoměru je způsoben nevhodným barevným filtrem umístěným před žárovkovým displejem.

3. Charakteristika stávajících vysílačů

Vysílač okamžité spotřeby paliva firmy Eldec corporation (part no. 9-127-79 Fuel Flow Transmitter) má zajímavou konstrukci a proto si jej přiblížíme více. Na Obr. 2 je zobrazen princip měření průtoku paliva. Palivo svým průtokem roztáčí vstupní turbínku, která dále otáčí cylindrem dvou pevných magnetů a přes pružinku i s výstupním otáčivým segmentem s dvěma dalšími magnety. Dvojice pevných magnetů budí v první cívice „startovací“ impuls. Tím, že je palivo vedeno přes vyrovnávací vedení, které jej usměrňuje na otočný segment, který je přes pružinku poháněn, dochází k přibrzdění otáčejícího segmentu o úhel, který je roven množství protékajícího paliva. Otočné magnety připevněné na otáčivém segmentu generují v druhé cívice signál „stop“. Fázový posun mezi start a stop signálem je přímo úměrný průtoku paliva. Výrobce garantuje linearitu převodu v rozsahu od 200 do 6200 PPM (Pounds Per Hour - liber za hodinu).

Vysílač otáček firmy Sekura eng. co. (transducer, motional P/U P/N K379-C42100), je prostým generátorem impulsů s výstupním sinusovým signálem o frekvenci 0 až 18414 Hz. Indikovaná hodnota 100 % RPM (Revolutions per Minute - počet otáček za minutu) je definována frekvencí signálu 16740 Hz, s prahovou citlivostí při cca 10% RPM otáček s frekvencí signálu 1679 Hz.

Vysílačem teploty výstupních plynů je termočlánek typu K (chromel-alumel) firmy Honeywell (P/N 3094705-2) s rozsahem měření do 1150°C.



Obr. 2: Principiální funkce vysílače průtoku paliva

4. Konstrukce ukazvatelů

Vlastní konstrukci ukazvatelů motorových systémů lze rozdělit na elektrickou a mechanickou část. V obou případech byla snaha vývojářů co nejvíce sjednotit obě konstrukce ukazvatelů a tím maximálně zefektivnit jejich výrobu.

4.1. Elektrická konstrukce

Elektrická konstrukce všech tří ukazvatelů vychází z výzkumných studií [1,2] a z dříve vyvíjených souprav palivoměrů pro letouny L159, RAVEN a otáčkoměrů pro letouny řady Zlín 141, 142. Na obrázku 3 je uvedeno blokové schéma elektrické konstrukce ukazvatelů. Přesto, že původní směr vývoje těchto tří přístrojů směřoval na použití oblíbeného a v podniku velmi často používaného procesoru ADuC812, došlo v průběhu vývojových prací k „přesedlání“ na novější a výkonnější typ ADuC841. Firma Analog Devices zavedla tento procesor jako přímou náhradu předchozího typu a patřičně jej dovybavila. Vzhledem k obecnému trendu firem zabývajících se vývojem jednočipových mikroprocesorů má i tento typ podstatně větší paměť na program (64kB), vestavěnou „externí RAM“ (2kB), větší interní SRAM (4kB) a několik dalších vestavěných periférií jako např. 2 kanály PWM (pulsně šířková modulace) a „čtvrtý“ interní čítač (použitelný pouze na řízení komunikace po sériovém rozhraní s rychlostí až 115 kBd s nulovou chybou při generování komunikační rychlosti).

Mimo integrované periferie jsou k mikroprocesoru připojeny další externí moduly.

4.1.1. Vstupní moduly

Jediným modulem, který se v každém ukazovateli liší, je modul úpravy vstupního signálu. Ve spotřeboměru opravuje oba vstupní signály z již zmíněného vysílače tak, aby na vstup čítače v mikroprocesoru byl přiveden obdélníkový signál (TTL) o proměnné šířce, který 16-ti bitový čítač v mikroprocesoru vyhodnotí s přesností 0,5 μ s. Vzhledem k měření šířky impulsu od 2,0 do 60 ms je tato přesnost dostačující.

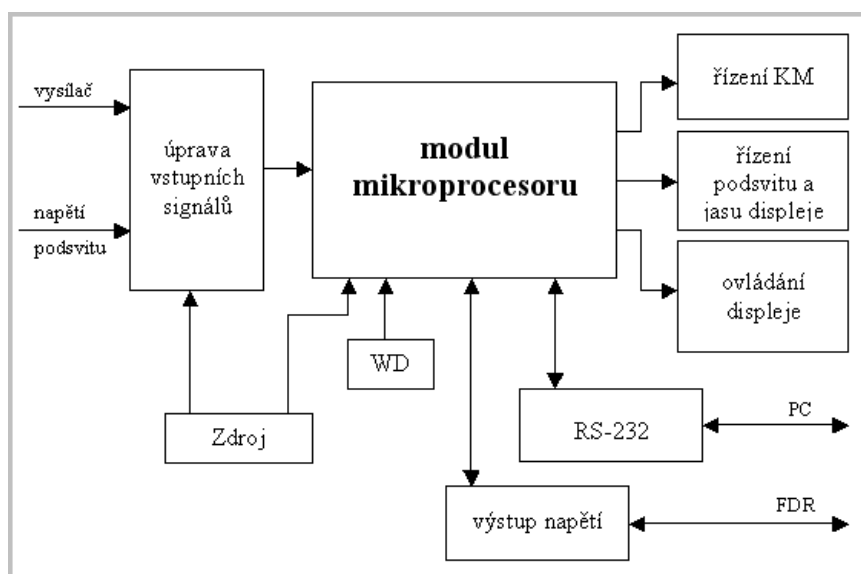
Také v otáčkoměru zajišťuje vstupní modul úpravu generovaného signálu na obdélníkový signál o proměnné šířce impulsu úměrné rychlosti otáčení. Další zpracování je shodné jako u spotřeboměru.

Vstupní modul pro teploměr vstupních plynů zajišťuje zpracování velmi malého napětí z termočlánku, jeho zesílení na napětí 2,5V (odpovídající teplotě 1200°C) a samozřejmě kompenzaci studeného konce.

4.1.2. Moduly pro zobrazení naměřených údajů

Pro zobrazení naměřených údajů je ve všech třech ukazovateli použita kombinace analogového a digitálního zobrazení naměřené veličiny.

Analogová informace se zobrazuje pohybem ručky nad stupnicí, přičemž k pohybu ručky se používá krokový motor se svým ovladačem. Jádrem ovladače krokového motoru je tvořeno integrovaným obvodem IMT901, který umožňuje až 8-mi násobné elektronické dělení kroku, čímž se pohyb ručky nad stupnicí ještě více zjemní (Krokový motor má hodnotu jednoho kroku 0,9°, při mikrokrokování to je 0,1125°). Ze strany mikroprocesoru je ovladač řízen pouze dvěma impulsy udávající směr otáčení a počet vykonaných kroků, což umožňuje realizovat velmi jednoduchý algoritmus ovládání polohy ručky v mikroprocesoru, ale přináší to i nutnost úvodního zesynchronizování „nulové“ polohy ručky nad stupnicí při zapnutí napájení. Proto všechny tři ukazovatele (a vlastně i čtvrtý – palivoměr), vykonají při zapnutí tzv. „nulovací“ pohyb ručky nad optický snímač se zpětným pohybem na 0 nad stupnicí ukazovatele. Zatímco u spotřeboměru a otáčkoměru je celá stupnice lineární, u teploměru je stupnice nelineární, respektive lomená v hodnotě 300°C. Tuto nelinearitu řeší programové vybavení mikroprocesoru.



Obr. 3: Blokové schéma elektrické konstrukce ukazovatelů

K zobrazení digitální informace se používá čtyřnásobný sedmsegmentový žárovkový displej s vysokou životností a definovanou vlnovou délkou vyzařovaného žlutozeleného světla. Tento displej je ovládán sadou čtyř posuvných 8-mi bytových registrů, které jsou ze strany mikroprocesoru ovládány protokolem SPI (čtyři vodiče).

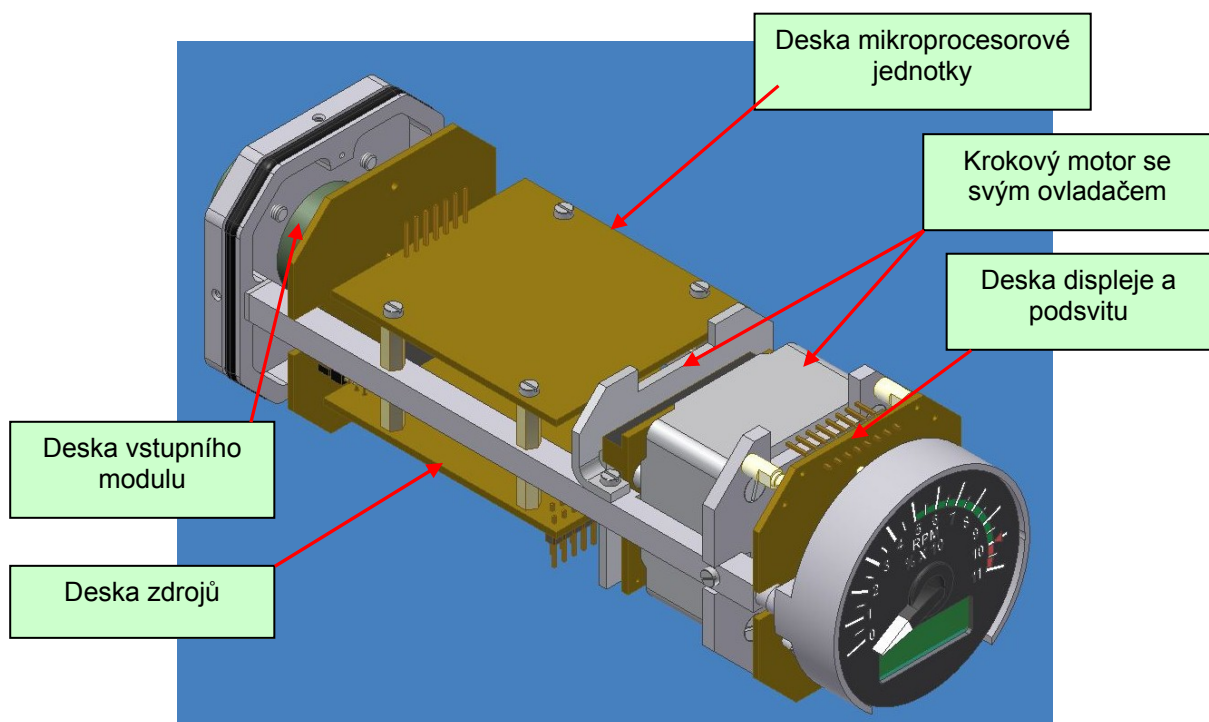
Protože se přístroje na letounu používají jak ve dne, tak i v noci, jsou ukazovatele vybaveny podsvitem. Intenzita tohoto podsvitu a současně jas displeje řídí mikroprocesor dvěma kanály s využitím PWM modulace na základě digitalizace vstupního řídicího napětí podsvitu.

Pro potřebu zavedení informací o měřených veličinách do jednotky FDR (Flight Data Recorder - letový zapisovač) je u všech přístrojů vyveden analogový signál v rozsahu 0,25 – 4,75V, který je rozprostřen do rozsahu měřené veličiny. Úpravu rozsahu a veškeré ovládání řídí mikroprocesor, přičemž využívá jeden ze dvou 12-ti bytových D/A převodníků. Impedanční přizpůsobení, zesílení napětí a ochranu proti zkratu na výstupu zajišťuje operační zesilovač v základním zapojení.

Protože mikroprocesor ADuC841 je vybaven možností programování v zapájeném stavu (In-Circuit Programmable) a také pro možnost nastavování všech parametrů každého přístroje je modul mikroprocesoru vybaven standardním sériovým rozhraním RS232, který komunikuje s PC rychlostí 19200 Bd. Veškeré nastavování a samozřejmě i kontrola funkcí je realizován speciálním programem v PC.

4.2. Mechanická konstrukce

Mechanická konstrukce ukazovatelů vychází z odzkoušených konstrukcí předcházejících přístrojů konstruovaných na podobném principu (několik palivoměrů a otáčkoměrů). Na Obr. je naznačena mechanická konstrukce přístrojů.



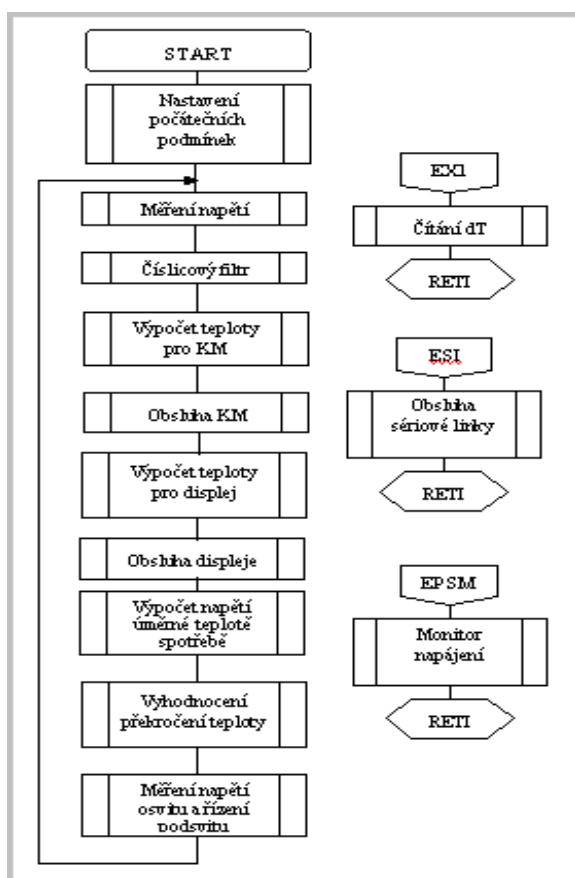
Obr. 4: Mechanická konstrukce – prototyp

Tak jak jsou uvedeny elektrické moduly na obrázku 4, tak jsou i konstrukčně shodné moduly desek plošných spojů. Přístroje tak obsahují :

- Desku mikroprocesoru, kde je umístěn mikroprocesor ADC841, krystal, obvody RS232 a další pomocné obvody (hradla, filtry v obvodech napájení apod.).
- Desku zdroje, kde je sestaven DC/DC měnič, zajišťující funkci přístrojů v rozsahu napájecího napětí 15-36V, nezbytnou ochranu proti přepólování a ochranu proti elektromagnetickým impulsům.
- Desku displeje, kde je umístěn čtyřnásobný sedmsegmentový displej, čtyři posuvné registry, žárovky podsvitu s řídicím tranzistorem zajišťující PWM regulaci jasu a optočlenem pro snímání výchozí polohy krokového motoru.
- Desku ovladače motoru, obsahující vlastní integrovaný motor ovladače a diagnostické odpory pro realizaci diagnostiky bez chybné funkce krokového motoru.
- Desku vstupního modulu, která je připájena přímo na vstupní konektor a obsahuje všechny obvody pro úpravu vstupního signálu podle typu ukazovatele.

5. Programové vybavení přístrojů a nastavovací program v PC

Veškeré programové vybavení všech tří ukazovatelů je napsáno v assembleru pro jádro procesoru 8051 a je realizováno modulovým způsobem. Funkce jednotlivých programových modulů je popsána v Plánu softwarových aspektů [3,4,5] a lze je rozdělit do několika oblastí :



Obr. 5: Vývojový diagram SW vybavení

- Obsluha integrovaných periférií procesoru (čítačů, A/D a D/A periférií, interní EEPROM paměti, PWM výstupů atd.).
- Obsluha externích periférií ukazovatele (krokového motoru, displeje, žárovek podsvitu, RS 232, apod.).
- Obsluha vektoru přerušení (RS 232, čítačů impulsů, RTC obvodu apod.).
- Realizace všech požadovaných matematických operací při zpracování měřenosné veličiny (číslíkový filtr, výpočty otáček, množství paliva, teploty výstupních plynů) vždy v jednotkách vhodných pro ovládání krokového motoru, displeje resp. D/A převodníku.
- Diagnostiky ukazovatele (krokového motoru, připojenosti vysílače, apod.)

Na Obr. 5 je zobrazen příklad vývojového diagramu teploměru výstupních plynů. Po nezbytném nastavení počátečních podmínek se v nekonečné smyčce řeší následující úkoly :

- Měří se vstupní napětí z termočlánků a digitalizuje se na číslicovou veličinu.
- Proběhne diagnostika hodnoty digitalizovaného napětí.
- Proběhne výpočet číslicového filtru na úrovni klouzavého průměru s trojúhelníkovou závislostí.
- Samostatně se vypočte poloha ručky krokového motoru pro zobrazení teploty (současně se řeší nelinearita průběhu stupnice).
- Vypočte se teplota výstupních plynů pro zobrazení na displeji přístroje (číslice).
- Vypočte se teplota pro analogové výstupní napětí pro MFD (12-ti bitový údaj pro D/A převodník).
- Měří se řídicí napětí pro řízení jasu displeje a realizuje se řízení intenzity jasu žárovek a svitu displeje.
- Realizuje se diagnostika celého přístroje (činnost krokového motoru, připojenost vysílače apod.).

Obdobným způsobem je realizováno programové vybavení pro otáčkoměr a spotřeboměr. Samozřejmě jsou změněny všechny algoritmy pro zpracování měřené veličiny. U spotřeboměru je navíc v cyklu výpočtu zařazen modul pro výpočet celkové spotřeby paliva, která se realizuje časovou integrací okamžité spotřeby paliva a obsluhu dvou tlačítek, která jsou umístěna na pouzdře přístroje. První z nich slouží ke krátkodobému zobrazení celkové spotřeby paliva na displeji a druhé tlačítko pak, při současném zmáčknutí i prvního, vynulování celkové spotřeby paliva.

Programové vybavení pro PC, které slouží k nastavování a ovládání funkcí všech tří ukazovatelů je realizováno ve vývojovém prostředí Delphi 7 Profesional. Tento program obsahuje opět společnou část pro obsluhu shodných periférií a pak samostatné tři moduly, které se aktivují volbou typu ukazovatele.

Literatura

- [1] Jalovecký, R. a kol.: Ukazovatele s krokovými motory pro letecké použití. Úvodní výzkumná zpráva, Brno, březen 1996.
- [2] Jalovecký, R. a kol.: Ukazovatel s krokovým motorem pro letecké použití. Technické řešení elektrické části ukazovatele s krokovým motorem pro letecké použití, Brno, říjen 1996.
- [3] MeSIT Přístroje spol. s r.o., Plán softwarových aspektů pro LUN1662
- [4] MeSIT Přístroje spol. s r.o., Plán softwarových aspektů pro LUN8300
- [5] MeSIT Přístroje spol. s r.o., Plán softwarových aspektů pro LUN8390

Problémy ekonomické optimalizace údržby a oprav prostředků radiotechnického zabezpečení letectva při zachování jejich vysoké spolehlivosti a provozuschopnosti

Ing. Jaroslav Jeřábek

Katedra leteckých elektrotechnických systémů, Univerzita obrany, Brno,
email: jaroslav.jerabek@unob.cz, tel.: 973-445-226

Ing. Radim Bloudíček

Katedra leteckých elektrotechnických systémů, Univerzita obrany, Brno,
e-mail: radim.bloudicektel@unob.cz, tel.: 973-445-296

Resumé:

Tento článek stručně popisuje životní cyklus prostředku radiotechnického zabezpečení (dále jen RTZ) letectva. Zejména se dotýká organizace oprav a údržby prostředků RTZ. Pojednává o metodách výpočtu nákladů na opravu těchto prostředků. Ukazuje možnost využití metodiky analýzy nákladů životního cyklu LCC při výpočtu nákladovosti oprav prostředku RTZ. Poukazuje na nutnost vytvoření informačního systému zpracovávajícího provozní data

1. Úvod

Ekonomičnost každého výrobku je také chápána jako integrální součást celkového souhrnu znaků, které ovlivňují schopnost uspokojovat stanovené a předpokládané potřeby uživatele. Tuto schopnost souhrnně nazýváme jakost (kvalita). Vedle ekonomičnosti jakost zahrnuje celou řadu dalších dílčích vlastností objektu jako jsou technická funkčnost, spolehlivost, bezpečnost, ergonomičnost, ekologičnost, estetičnost a další.

Autoři si v tomto článku dali za úkol ukázat způsob vyhodnocení nákladů v oblasti provozu a údržby zařízení, kterým v tomto případě je prostředek radiotechnického zabezpečení (dále jen RTZ) letectva. Konkrétně se zaměřil na oblast oprav, jako způsobu obnovy provozuschopnosti zařízení. Důvodem je zjistit, jaký vliv má výše provozních a údržbových nákladů na provozuschopnost prostředku RTZ.

2. Prostředek RTZ

Prostředky radiotechnického zabezpečení letectva (RTZ) jsou letecká pozemí zařízení používána k zabezpečení řízení letového provozu v letectvu Armády České republiky (AČR). Jejich provoz je specifikován předpisy, nařízeními a doporučeními výrobce a dalších směrnic upravující jejich provoz. V současné době musejí být v AČR všechny certifikovány podle směrnic Odboru vojenského letectva Ministerstva obrany (OVL MO) AČR a prostředky provozované na letišti se smíšeným civilním a vojenským provozem též podle směrnic Úřadu civilního letectví (ÚCL). Personál provádějící obsluhu, údržbu a opravy musí mít patřičné vzdělání a průkaz způsobilosti vydaný OVL MO. Dále musí být patřičně zaškolen na danou techniku. Diagnostika poruch a opravy prostředků RTZ musejí být prováděny obsluhou nebo specialisty útvarové dílny s patřičnou kontrolní a měřicí technikou (KMT). Opravy a údržby vyššího typu provádějí specialisté vojenských oprav RTZ nebo výrobních podniků.

Podle fyzikálních principů činnosti a poskytovaných druhů údajů se jednotlivé prostředky RTZ rozdělují na radiolokační prostředky, letištní zobrazovací prostředky, radionavigační prostředky, komunikační prostředky, světelné zabezpečovací prostředky, a záznamové prostředky. Prostředek RTZ je provozován za účely zabezpečení letového provozu, výcvik personálu, testování a měření zařízení.

Provoz prostředku RTZ u letectva AČR začíná jejím začleněním do stavu letecké základny a končí vyřazením z této sestavy. Doba provozu prostředku RTZ je dána jeho technickým životem, což je přípustná doba provozu (počet odpracovaných hodin), po jejímž vyčerpání by měl být vyřazen z provozu. Toto určuje výrobce. Ovšem v praxi se tak neděje a provoz prostředku RTZ je ukončen většinou v těchto případech:

- míra intenzity poruch je tak vysoká, že se nevyplatí daný prostředek opravovat,
- míra intenzity poruch může mít vliv na bezpečnost letového provozu,
- prostředek RTZ je morálně a technicky zastaralý a neodpovídá současným normám,
- prostředek RTZ je nahrazen novým modernějším zařízením,
- prostředek RTZ je vyřazen z výzbroje letectva AČR bez náhrady.

Trvalé připravenosti techniky RTZ k použití se dosahuje pravidelnou údržbou. Rozsah jednotlivých úkonů a prací se pravidelně opakuje v posloupnosti určené uplynulou dobou nebo po vyčerpání stanoveného počtu provozních jednotek. Technika RTZ se udržuje v rozsahu stanoveném jednotlivými technologickými postupy za dodržení zásad bezpečnosti, ochrany zdraví a ekologie. Rozsah prací a doba vyčleněná k údržbě techniky RTZ se nesmějí zkracovat na úkor kvality. Podle konkrétních podmínek však může odborný náčelník upřesnit rozsah údržby. Veškeré závady, zjištěné při údržbě techniky, se musí ihned odstranit. Po ukončení údržby musí být zařízení plně provozuschopné.

Údržba techniky RTZ je souhrn všech činností (organizačních, technických, ekonomických, ekologických apod.), jejichž cílem je zabezpečit stálou pohotovost prostředků RTZ, udržet vysokou spolehlivost po celou dobu technického života zařízení a zajistit dodržování bezpečnosti při práci obsluhy. Údržba spočívá v pravidelné kontrole technického stavu techniky RTZ a včasném uskutečňování předepsaných prací.

Údržba prostředků RTZ zahrnuje:

- kontrolní prohlídku,
- údržbu po použití techniky,
- základní údržba,
- technická údržba č. 1,
- technická údržba č. 2,
- přípravu techniky na letní (zimní) provoz,
- údržba po krátkodobém a dlouhodobém uložení,
- periodická údržba v průběhu uložení.

Opravou prostředku RTZ se rozumí činnost vedoucí k odstranění poruchy. Oprava se zabezpečuje nejčastěji výměnou nebo opravou vadných přístrojů, bloků, desek plošných spojů a součástek. Moderní elektronické polovodičové systémy jsou vyráběny tak, aby se dal vyměnit celý blok a blok s poruchou se opravil u výrobce zařízení nebo opraven RTZ. U staré techniky (např. elektronkové) je možno opravovat systémy s dostupnými náhradními díly.

Součástí opravy prostředků RTZ se rovněž rozumí seřízení zařízení takovým způsobem, aby jeho technické parametry byly ve stanovených tolerancích. Jednotlivé druhy techniky RTZ jsou oprávněni opravovat výhradně mechanici a technici příslušné specializace z počtu obsluhy, dílny útvaru nebo opravny techniky RTZ. Opravy mohou uskutečňovat jen v rozsahu, který odpovídá technologickému vybavení dílny (opravny) a stupni své připravenosti (kvalifikaci).

Podle místa uskutečnění se opravy prostředků RTZ dělí na opravy:

- vojenské (dílny RTZ útvarů, opravny RTZ),
- mimovojskové (opravárenský nebo výrobní podnik).

Podle rozsahu se opravy dělí na:

- běžné opravy (BO),
- servisní opravy (SO),
- revize (RE),
- nálezové opravy (NO), vojenské nálezové opravy (VNO).

3. Náklady na životní cyklus prostředku RTZ

Náklady na životní cyklus jsou sumarizací všech nákladů na výrobek tedy prostředek RTZ a jeho projekt, od fáze koncepce po vyřazení, pomocí analytických metod, jimiž lze tyto předpokládané náklady odhadnout a obecně stanovit.

V současné době se uvádí pět hlavních etap životního cyklu výrobku:

1. etapa stanovení koncepce a požadavků,
2. etapa výroby,
3. etapa instalace,
4. etapa provozu a údržby,
5. etapa vypořádání (likvidace).

V současných podmínkách provozu je nutné i v rozpočtových organizacích (tedy i v AČR) znát náklady na pořízení, provoz, údržbu a vyřazení techniky. K vyhodnocení nákladů životního cyklu by se daly použít dvě dnes používané metody - Kalkulace nákladů a Analýza nákladů životního cyklu (LCC).

Kalkulace nákladů je vhodnější pro použití v civilním sektoru tedy výrobních závodech, obchodních organizacích atd. Je vhodná pro vyhodnocení kratších časových úseků velikosti jednotek roků. Je v hodnější pro oblasti, kde se vytváří zisk. Její nevýhoda spočívá v tom, že pro pracovníky technického zaměření je nepřehledná. Je problematické její použití v počáteční fázi plánování využití zařízení (návrhu, konstrukce, akvizici, ...).

Náklady kalkulace nákladů jsou především v její vhodnosti pro velké i malé účetní celky, pokrývá všechny náklady, vyčísluje zisk, je to systém předběžného i výsledného plánování. Nedostatkem je její menší přehlednost, různá hlediska kalkulace a pro její použití je nutné alespoň částečné ekonomické vzdělání.

Analýza nákladů životního cyklu LCC je vysoce účinným nástrojem pro posouzení celkových nákladů na daný produkt. Je jí možné aplikovat na veškerou provozovanou techniku tedy i na prostředky RTZ. Menší problém nastává v okamžiku kdy ji potřebujeme aplikovat na

prostředky využívající starších technologií a to hlavně řešíme-li problematiku ošetřování a oprav. Potom je nutné terminologii analýzy LCC přizpůsobit na současnou terminologii a používané technologie.

Výhodou této metody je to, že je určena přímo pro výpočet nákladů na životní cyklus, je přehledná (možno grafického znázornění), pokrývá všechny náklady, umí vypočítat náklady na životní cyklus ve všech fázích života výrobku a je vhodná pro státní rozpočtové organizace. Nevýhodou je její úzké zaměření a je méně vhodná do obchodního sektoru.

Analýza nákladů životního cyklu je vhodnou metodou při vyčíslení nákladů na údržbu a opravy prostředků RTZ, proto se jí tento článek bude dále zabývat.

4. Analýza nákladů životního cyklu – LCC

Analýza nákladů životního cyklu je definována jako proces ekonomické analýzy zaměřený na posouzení celkových nákladů na pořízení a vlastnictví výrobku.

Náklady životního cyklu jsou označovány anglickou zkratkou LCC (Life Cycle Cost). Tento pojem budu dále v tomto článku používat. Analýzu nákladů životního cyklu budu označovat jako Analýzu LCC. Tato analýza poskytuje důležité vstupní údaje při procesu rozhodování v etapách návrhu, vývoje a používání produktu. Dodavatelé výrobku mohou optimalizovat své návrhy vyhodnocením alternativ a provedením studií optimalizace nákladů a zisků. Mohou vyhodnotit různé strategie provozu a údržby za účelem optimalizace nákladů životního cyklu. Analýza LCC se může efektivně uplatnit při vyhodnocování nákladů spojených se specifickou činností, například při vyhodnocování vlivů různých přístupů údržby, při řešení problémů týkajících se specifické části produktu nebo při řešení problémů týkajících se pouze vybrané etapy (nebo etap) životního cyklu produktu.

4.1. Cíle Analýzy LCC

Cílem analýzy nákladů životního cyklu je vyhodnocení a optimalizace nákladů životního cyklu výrobku při splnění specifikovaných požadavků na výkonnost, bezpečnost, bezporuchovost, udržovatelnost a jiné vlastnosti. Účelem je poskytnout vstupní údaje pro rozhodnutí činěná ve všech etapách životního cyklu produktu.

V případě, že se jedná o nově získávaný výrobek je cílem analýzy výběr nejefektivnějšího přístupu ze série alternativ za účelem zjištění optimálních nákladů na jeho životní cyklus.

V případě, že se jedná o výrobek, který je již zaveden do výzbroje a je zapotřebí optimalizovat náklady na jeho provoz, analýza slouží k vyjádření provozních nákladů a je podpůrným nástrojem pro rozhodování o jeho modernizaci a nebo vyřazení z používání.

4.2. Struktura Analýzy LCC

Celkové náklady „C“ jsou tvořeny pořizovací náklady „CA“ a náklady na provoz a údržbu „CO“ a tedy platí následující vztah:

$$C = C_A + C_O \quad (1)$$

Pořizovací náklady „CA“ jsou dány především součtem předvýrobní a výrobní nákladů „CR“ a investiční náklady „CI“.

$$C_A = C_R + C_I \quad (2)$$

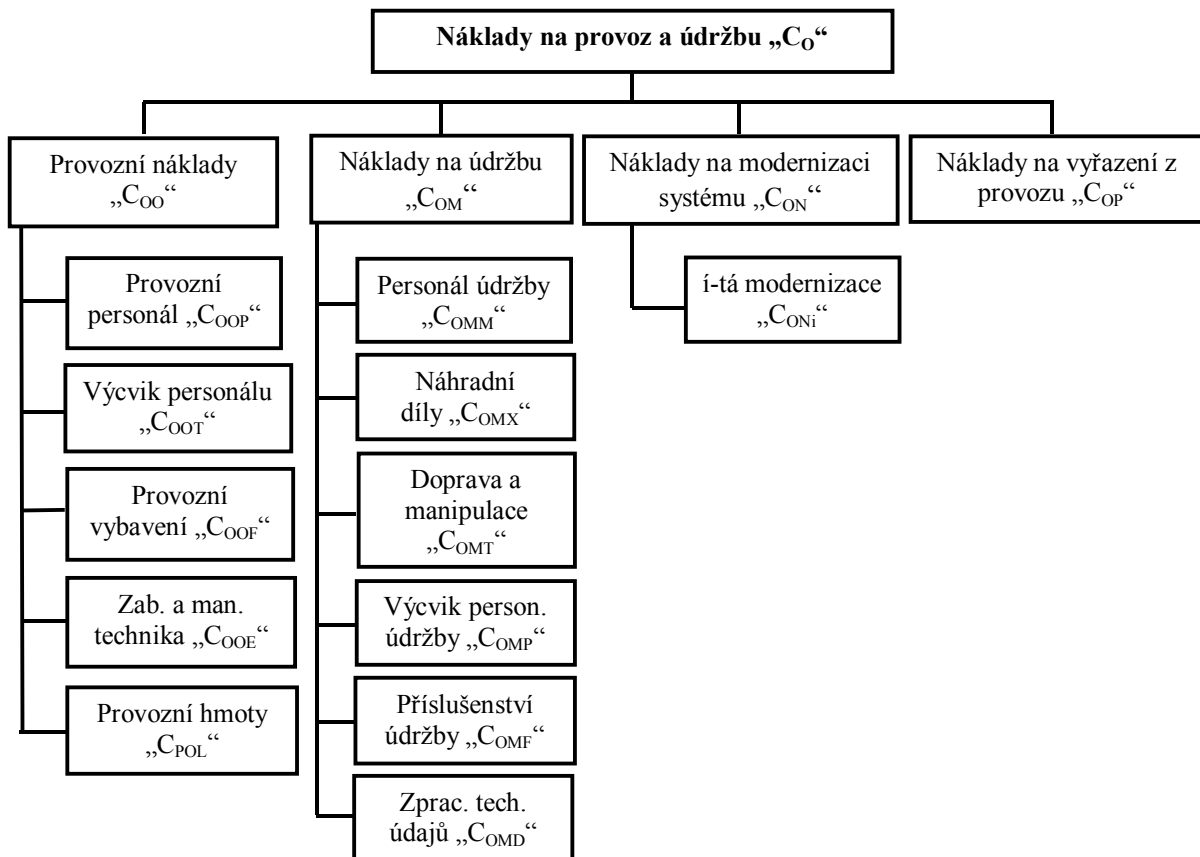
Strukturu nákladů lze zobrazit i graficky. Na obr. č. 1 je graficky znázorněna struktura nákladů na provoz a údržbu „CO“ a je dána následujícím vzorcem:

$$C_O = C_{OO} + C_{OM} + C_{ON} + C_{OP} \quad (3)$$

Jednotlivé položky ze vzorce jsou podle zmíněného obrázku lehce identifikovatelné. Každá položka je dána součtem dalších položek. Například náklady na údržbu jsou dány součtem následujících:

$$C_{OM} = C_{OMM} + C_{OMX} + C_{OMS} + C_{OMT} + C_{OMP} + C_{OMF} + C_{OMD} \quad (4)$$

Analýzu LCC je možné provádět do takové hloubky, do které je to nutné nebo možné. Některé části nákladů nelze v daném případě již dále rozložit.



Obr.1: Struktura nákladů na provoz a údržbu „CO“

5. Náklady na opravy prostředků RTZ

Výpočet celkových nákladů na životní cyklus prostředku RTZ je náročný proces. Zvláště získání některých hodnot potřebných k výpočtu je problematické. V této části bude názorně ukázán postup výpočtu nákladů na opravu prostředku RTZ ve vojenských opravárnách RTZ s využitím metodiky analýzy LCC. Analýza LCC je metodika obecně zpracovávající způsob výpočtu nákladů na technický život zařízení – výrobku. Proto ji je možné aplikovat na většinu času technického života prostředku RTZ. Je jí nutné přizpůsobit stále používané terminologii technických ošetření a oprav, protože analýza LCC s těmito pojmy nepracuje.

Opravná RTZ z ekonomického hlediska slouží k různým činnostem, jejichž cílem je úspora finančních prostředků AČR. Podstata spočívá v tom, že opravy provedené ve vlastních dílnách jsou (nebo by měly být) výhodnější než u civilních firem, které by pro RTZ opravovaly jejich prostředky. Opravny RTZ zabezpečují i jiné úkoly než jsou přímo opravy techniky, která je k nim zasílána od leteckých základen a jiných zařízení letectva AČR. Jedním z důležitých úkolů je provádět technickou údržbu č. 2 (TÚ-2) přímo na leteckých základnách a jiných zařízeních letectva. Dalším stěžejním úkolem je zabezpečit nepřetržitý servis vysílačů a přijímačů na retranslačních stanovištích, sloužících k zabezpečení řízení letového prostoru České republiky.

Vytvořit metodiku pro výpočet nákladů nebo postup na posouzení nákladovosti oprav techniky RTZ je komplikovaný. Dostupná literatura tuto činnost řeší jen okrajově. Účetní způsoby kalkulace nákladů jsou velmi obtížné, jedná-li se o větší množství druhů výrobků, ale zejména jedná-li se o údržby a opravy. Tyto kalkulační výpočty jsou nejtěžší a neexistuje u nich žádná konkrétní a přesná metodika určení velikosti nákladů. Podotknul bych, že obzvláště v rámci AČR je to v současné době velmi složité.

6. Návrh metodiky výpočtů nákladů na opravy techniky RTZ

V této části bude stručně předveden způsob určení nákladů na opravy prostředku RTZ ve vojenské opravárně metodou analýzy LCC. Aby symbolika kritérií byla přehledná, bude použito jiných než v části 1. Tímto autor chce zdůraznit, že více záleží na postupu výpočtu než na používané symbolice.

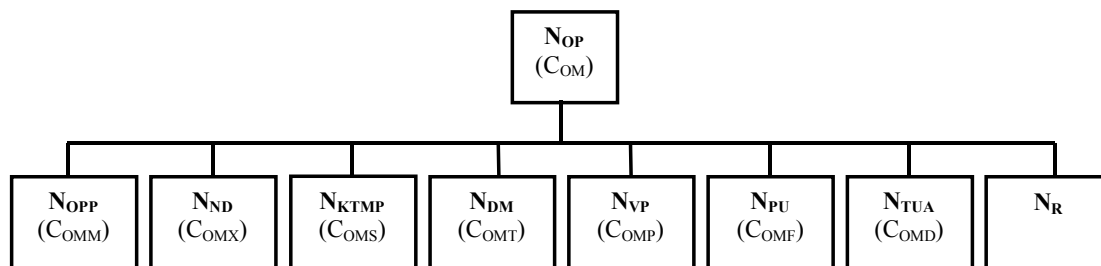
Při návrhu výpočtu nákladů na opravu prostředku RTZ ve vojenské opravárně techniky RTZ je vycházeno z následujících úvah. Oprava je jedním ze způsobů jak obnovit provozuschopnost zařízení. Je možno říci, že pojem obnova provozuschopnosti se rovná pojmu údržba. Z toho důvodu je možné využít metodiku analýzy LCC k výpočtu nákladů na opravu prostředku RTZ. Náklady na opravu jednoho prostředku RTZ „N_{OP}“ se skládají z těchto položek:

- náklady na personál provádějící opravu „NOPP“,
- náklady na náhradní díly „NND“,
- náklady na kontrolní měřící techniku (KMT) a pomocné vybavení „NKMTTP“,
- náklady na dopravu a manipulaci vadného zařízení „NDM“,
- náklady na výcvik personálu údržby „NVP“,
- náklady na příslušenství opravny „NPO“,
- náklady na zpracování zjištěných technických údajů a další administrativu spojenou s opravou „NTUA“,
- režijní náklady „NR“.

Pro výpočet nákladů na opravu jednoho prostředku RTZ „NOP“ platí tento vztah:

$$N_{OP} = N_{OPP} + N_{ND} + N_{KTMP} + N_{DM} + N_{VP} + N_{PO} + N_{TUA} + N_R \quad (5)$$

Na obrázku číslo dva je graficky interpretováno zobrazení struktury nákladů na opravu prostředku RTZ. I zde je možné volit různou hloubku analýzy vynaložených nákladů. Údaje v závorce odpovídají značení z metodiky v angličtině.



Obr. 2: Struktura nákladů na opravy prostředků RTZ „NOP“

Tento postup při určování nákladů lze použít pro všechny etapy životního cyklu prostředků RTZ. Je vhodné použít i grafické znázornění struktury počítaných nákladů.

7. Návrh informačního systému sledující provozuschopnost prostředků RTZ

Provozní údaje prostředků RTZ je nutné shromažďovat, evidovat, vyhodnocovat a dále distribuovat k uživatelům, řídicím orgánům a výrobcům. Jen tak je možné efektivně vyhodnocovat provozuschopnost. K tomuto účelu je vhodné využít moderních informačních systémů.

Pro oblast komplexního integrovaného systému zabezpečení a řízení letového provozu neexistuje jednotný a ucelený informační systém, který by řešil evidenci techniky nacházející se na leteckých základnách, sběr dat o jejím zasazení, provozování a sledování amortizace, evidenci nákladů na provoz a údržbu, dále evidenci zaměstnanců atd. Nebylo účelné navrhnout celý nový fungující databázový systém. Databáze, která by v budoucnu řešila problematiku vyhodnocování provozu techniky RTZ by mohla být součástí už nějaké provozované aplikace jako její modul. Nebo, v případě nutnosti, by měla být vytvořena nová aplikace. Tento systém by zjednodušil, zefektivnil a zkoordinoval práci jednotlivých funkcionářů na LZ a umožnil by rychlý přístup k informacím nadřazeným složkám.

Databáze by měla obsahovat evidenci osob, evidenci techniky, evidenci prováděných oprav, evidenci nákladů oprav.

Databáze evidence osob by měla umožňovat editaci, vložení, mazání, aktualizaci, vyhledání a prezentaci údajů např. hodnost, jméno, příjmení, titul, osobní číslo, ČVO, zastávaná funkce, nejvyšší dosažené vzdělání a rok ukončení jazykové znalosti, kurzy a osvědčení o práci, v armádě od, adresa bydliště, telefon, atd.

Databáze evidence techniky by měla umožňovat editaci, vložení, mazání, aktualizaci, vyhledání a prezentaci údajů např. evidenční číslo, výrobní číslo, typ, účtováno, název,

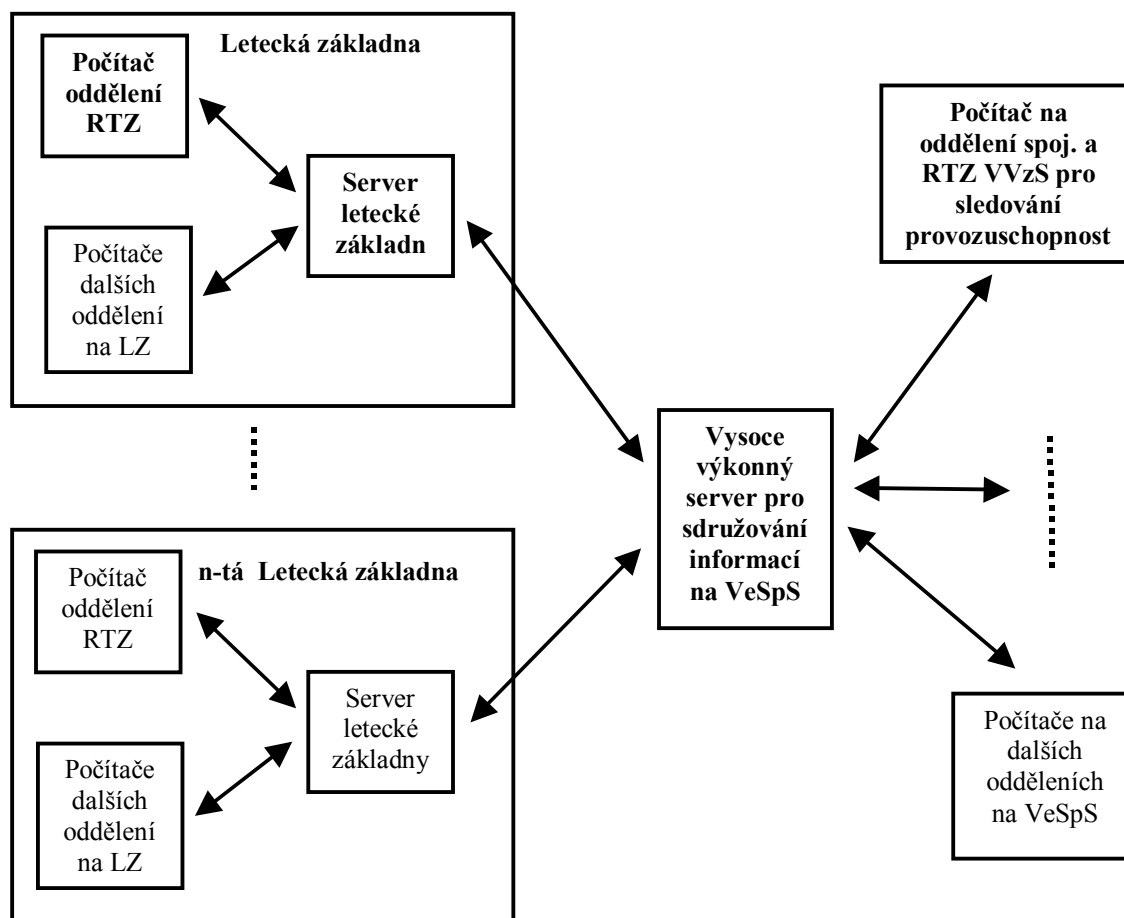
stanoviště techniky, materiálová třída, systém, zodpovědná osoba, rok výroby, zařazení techniky, počty provozních hodin, atd.

Databáze evidence oprav by měla umožňovat editaci, vložení, mazání, aktualizaci, vyhledání a prezentaci údajů + **vyhodnocování spolehlivosti prostředků** např. číslo požadavkového listu útvaru, číslo útvaru, název prostředku, evidenční číslo, počet kusů, požadovaná práce, násun do opravy, ukončení opravy, spotřeba normohodin, provozní hodiny v době poruchy atd.

Databáze evidence nákladů by měla umožňovat editaci, vložení, mazání, aktualizaci, vyhledání a prezentaci údajů + **vyhodnocování ekonomičnosti oprav** např. platové prostředky vojáků a občanských zaměstnanců, celkový počet odpracovaných hodin, náklady na opravy, režie útvaru, cena normohodiny, atd.

V AČR byla zpracována celá řada studií na rozvoj informačních technologií. Některé byly realizovány, některé zanikly ve svém počátku. V současné době je provozováno několik slibně se rozvíjejících informačních systémů (ŠIS, ISL, APIS s aplikací AirBaseII/2003, atd.). Z toho důvodu by nebylo účelové navrhnout celý fungující databázový systém. Jeví se vhodnější využít současných systémů a buď je přizpůsobit současným požadavkům nebo vytvořit samostatnou či přídatnou aplikaci k již provozovaným databázím.

Na obrázku číslo 3 je jednoduchý schematický návrh toku informací obsahující provozní údaje prostředků RTZ.



Obr. 3: Návrh systému pro přenos provozních údajů a jejich vyhodnocení

8. Závěr

Na základě současných poznatků lze konstatovat, že při zvyšování úrovně spolehlivosti objektu rostou náklady na jeho výzkum, vývoj a výrobu (pořizovací náklady), ale současně se snižují náklady na zabezpečení provozuschopného stavu objektu v uživatelské sféře (provozní náklady). Naopak při provozování objektu s nízkou úrovní spolehlivosti jsou sice nižší pořizovací náklady, ale objekt se nám značně prodražuje v provozu. Z těchto důvodů je třeba provádět optimalizaci nákladů. Optimalizační řešení by mělo zajistit minimalizaci celkových nákladů (tj. na pořízení a udržení objektu v provozuschopném stavu za jeho celkový život) při stanovené úrovni výkonnosti, maximalizaci výkonnosti objektu při stanovených celkových nákladech.

Vzhledem k tomu, že výkonnost objektu je ve většině případů stanovena, respektive zadána či zdůvodněna, z časového hlediska dříve než zmíněné celkové náklady, lze výkonnost považovat v optimalizačních úlohách za konstantu, takže optimalizační řešení má pak charakter minimalizace celkových nákladů. Kritériem optimalizace jsou jednotkově vyjádřené (měrné) celkové náklady. Optimalizovanými veličinami jsou hodnoty ukazatelů spolehlivosti.

Ekonomická optimalizace nákladů je jen jednou z metod vedoucí ke zvyšování provozuschopnosti techniky.

Nezbytností je i vytvořit jednotný informační systém, který by zpracovával a distribuoval provozní data o jednotlivých prostředcích a zařízeních. Jeho nedílnou součástí musejí být i ekonomické informace popisující náklady na jeho životní cyklus.

Simulace AHRS jednotky

Ing. Petr Kaňovský

Katedra měření, Fakulta elektrotechnická, ČVUT, Praha,

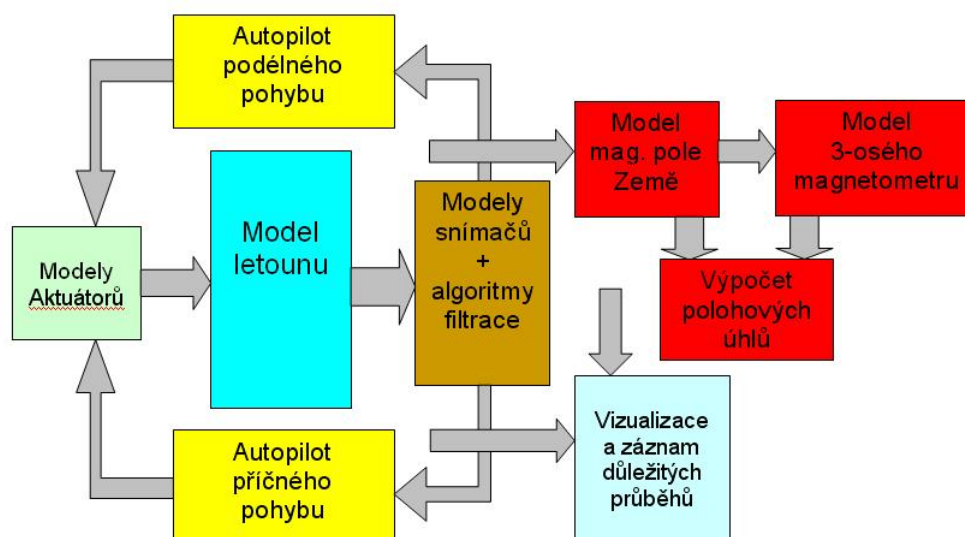
email: kanovsp@fel.cvut.cz, tel.: 224-352-061

Resumé:

Tato práce se zabývá problematikou měření polohových úhlů letounu a vytvoření jednoduché a levné AHRS jednotky. Řešení spočívá ve využití 3-osého magnetometru a GPS. Tento projekt je navázán na program vývoje bezpilotního letounu SOJKA armády ČR.

1. Úvod

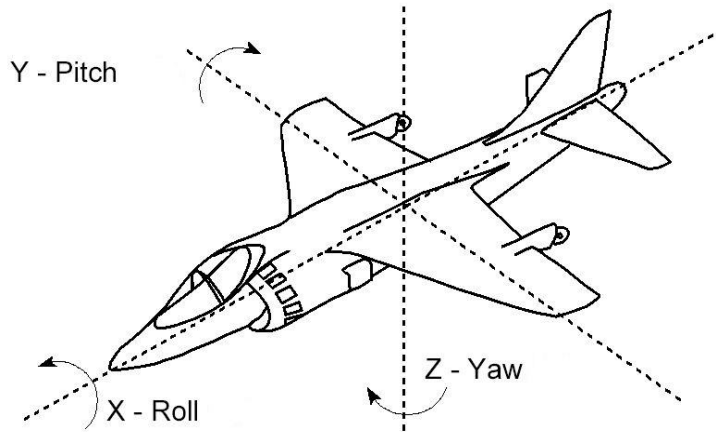
Tento projekt je zaměřen na problematiku měření polohových úhlů letounu a vytvoření jednoduché AHRS jednotky (Attitude Heading and Reference System-systém pro určování polohy letadla a kursu letu). Projekt vznikl ze spolupráce s VTÚL a PVO Praha o.z. [1] a je úzce spjat s bezpilotním letounem SOJKA III, vyvinutým výše uvedenou firmou a od roku 1998 ve výzbroji české armády. V rámci projektu zdokonalování bezpilotního letounu SOJKA III je žádoucí vylepšovat jednotlivé subsystémy letounu, ale zároveň i minimalizovat čas a náklady potřebné na vývoj a testování. Z těchto požadavků vyplynula koncepce řešení záložního AHRS systému, založeného na použití již odzkoušených komponent – 3-osého magnetometru [2] a GPS přijímače (Global Positioning System-Globální satelitní navigační systém). Výsledky této práce lze obecně aplikovat nejen v letectví.



Obr. 1: Schéma řešení simulace

2. Model systému

Pro ověření správnosti celého řešení byl sestaven model (viz obr. 1) v programu Matlab s modulem Simulink [3]. Značení polohových úhlů (viz obr. 2) odpovídá normě ISO a je uváděno jako Roll (klonění), Pitch (klopení), Yaw (zatačení).



Obr. 2: Referenční osy letounu dle normy ISO

Matematický aparát pro výpočet polohových úhlů je obecně známý. Je možné využít například metodu kvaternionů [4] nebo výpočtu Eulerových úhlů [5] z matice směrových kosinů (1). V této práci byla zvolena druhá uvedená varianta. Matice směrových kosinů (DCM -Direction Cosine Matrix) umožňuje transformaci vektoru ze zemské do letadlové souřadnicové soustavy a zpět. Vztažná poloha soustav je definována pomocí Eulerových úhlů odpovídajících Roll (Φ), Pitch (Θ), Yaw (Ψ).

$$DCM = \begin{bmatrix} \cos \theta \cos \psi & \cos \theta \sin \psi & -\sin \theta \\ (\sin \phi \sin \theta \cos \psi - \cos \phi \sin \psi) & (\sin \phi \sin \theta \sin \psi + \cos \phi \cos \psi) & \sin \phi \cos \theta \\ (\cos \phi \sin \theta \cos \psi + \sin \phi \sin \psi) & (\cos \phi \sin \theta \sin \psi - \sin \phi \cos \psi) & \cos \phi \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1)$$

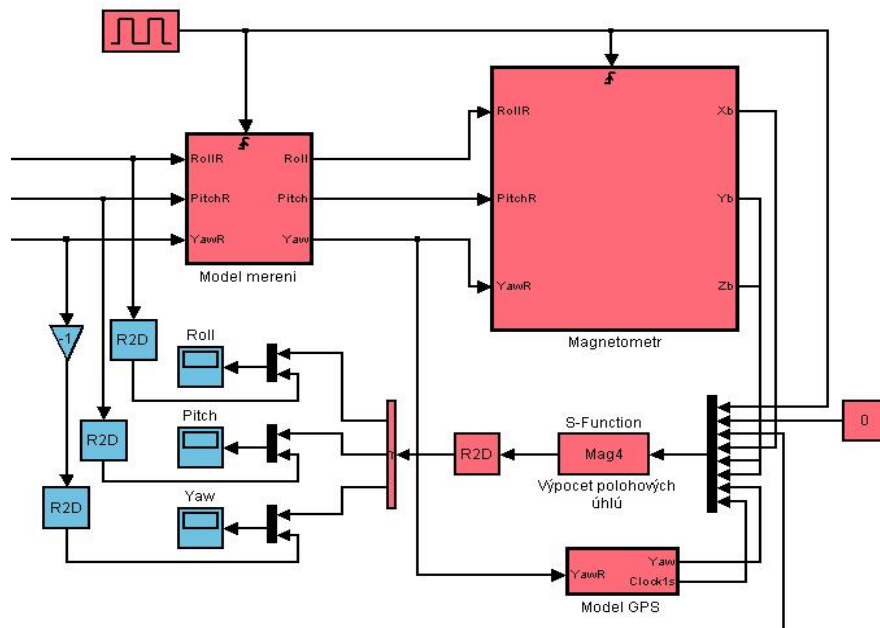
Vztah mezi souřadnicemi v zemské (ox_0, oy_0, oz_0) a letadlové (ox_3, oy_3, oz_3) soustavě je definován pomocí DCM matice rovnicí

$$\begin{bmatrix} ox_3 \\ oy_3 \\ oz_3 \end{bmatrix} = DCM \begin{bmatrix} ox_0 \\ oy_0 \\ oz_0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Obecné řešení vztahu (2), aplikované na magnetometr, neumožňuje zpětně získat jednoznačné hodnoty všech polohových úhlů. Pro jednoznačný výpočet polohových úhlů je nutné jeden z úhlů znát a zbylé dva lze již dopočítat.

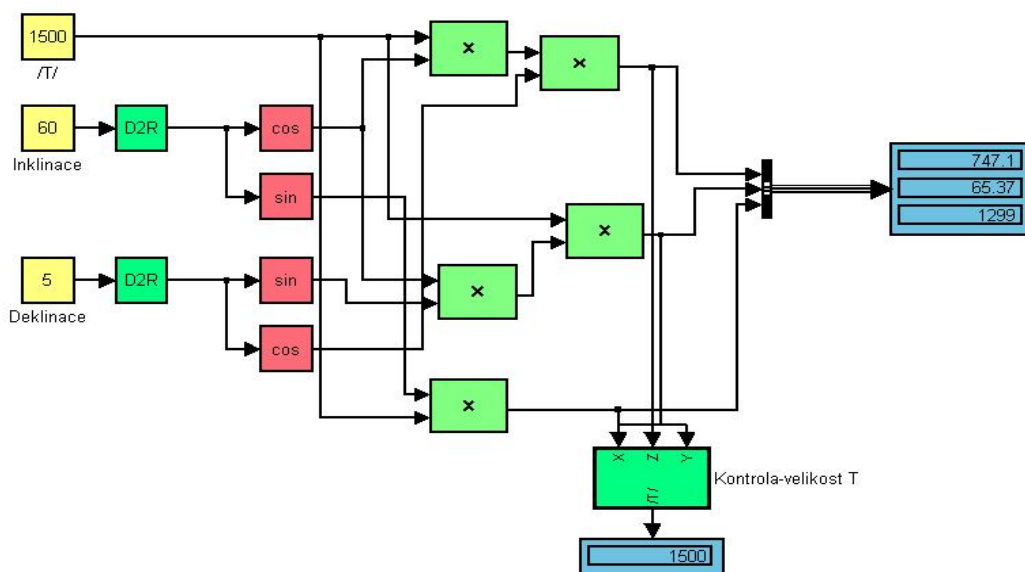
3. Simulace

Pro simulaci funkce AHRS jednotky byl použit model letounu Sojka III [6]. Tímto řešením bylo dosaženo simulace pohybů odpovídajících reálnému letu. Blok AHRS jednotky zahrnuje modely měření vektoru magnetického pole Země 3-osým magnetometrem, údajů získaných pomocí GPS jednotky a konečně implementaci algoritmů pro výpočet polohových úhlů (obr.3). Tento výpočet byl realizován pomocí s-funkce.



Obr. 3: Model AHRS jednotky v Simulinku

Pro simulaci měření magnetometrem bylo třeba namodelovat vektor magnetického pole Země. Tato transformace je provedena jednoduchým sin/cos rozkladem (obr.4) při znalosti inklinace a deklinace vektoru magnetického pole Země.



Obr. 4: Reprezentace vektoru magnetického pole Země v Simulinku

4. Realizace

Celková koncepce řešení vychází z použití provozem ověřených komponent. Jedná se o 3-osý magnetometr a GPS jednotku. Nezbytnou podmínkou pro správnou funkci magnetometru je dostatečná vzdálenost od rušivých magnetických polí. Splnění této podmínky do značné míry usnadňuje základní konstrukční materiál letounu SOJKA III, kterým je nekovový kompozit.

Byla provedena měření pro ověření základních nasimulovaných principů a algoritmů. Výsledné naměřené hodnoty, získané stacionárním měřením v laboratoři, vykazovaly systematickou a tedy korigovatelnou chybu. Tato chyba byla patrně způsobena neortogonalitou jednotlivých os magnetometru. Pro testování bylo nezbytné dodržet homogenitu magnetického pole v malém objemu, ve kterém se při měření magnetometr pohyboval. Tuto podmínku se podařilo dodržet i v laboratoři, kdy měřený magnetometr byl připevněn na speciálně upravený teodolit. Toto řešení umožnilo v kombinaci s náklonným stolem odměřit polohové úhly v rozsahu $\pm 40^\circ$. Po lineární korekci bylo dosaženo chyby měření do 1° . Vliv GPS na nepřesnost výpočtu polohových úhlů je pro dynamické děje významný, ale z hlediska autopilota akceptovatelný. Při ustáleném letu se vliv nepřesnosti z GPS minimalizuje.

5. Závěr

V rámci tohoto projektu byla nasimulována a úspěšně odzkoušena nová koncepce AHRS jednotky založená na použití 3-osého magnetometru a GPS přijímače. Celá práce je ve svém principu limitována parametry magnetického pole Země. Nehomogenity tohoto pole by mohly při delších vzdálenostech letu způsobit významnou chybu určení polohových úhlů. V blízké budoucnosti jsou v plánu letové zkoušky na bezpilotním letounu SOJKA III.

Literatura

- [1] VTUL a PVO o.z. Praha, Česká republika, <http://www.vtul.cz/>
- [2] RIPKA P.: Magnetic sensors and magnetometers, Artech house, 2001, str.129-169
- [3] <http://www.mathworks.com/>
- [4] TITTERTON D. H., WESTON J. L.: Strapdown inertial navigation technology, IEE series, 1997, str. 39-47
- [5] ZIPFEL H. P.: Modeling and simulation of aerospace vehicle dynamics, AIAA Educ.series, 2000, str. 71-81
- [6] Prokš M.: Měření modelu letounu Sojka-M4 v aerodynamickém tunelu, Technická zpráva Z-3763/02, VZLU Praha, 2002.

Tato práce byla podporována výzkumným záměrem MSM6840770015 "Výzkum metod a systémů pro měření fyzikálních veličin a zpracování naměřených dat" ČVUT v Praze, sponzorovaném Ministerstvem školství, mládeže a tělovýchovy České republiky.

Nové trendy v metrologii geometrických veličin

Ing. Josef Lazar, Dr.

Ústav přístrojové techniky AV ČR Brno,

email: joe@isibrno.cz, tel.: 541-514-253

Resume:

Příspěvek uvádí přehled směrů, kterými se v současné době ubírá fundamentální metrologie geometrických veličin. Tato je od zavedení definice jednotky metru odvozené od rychlosti šíření světla ve vakuu doménou laserové optiky a interferometrie. Základní etalony délky jsou vysoce stabilní optické oscilátory – lasery a primární měření délek je realizováno interferometry. Přehled zahrnuje nejnovější výsledky vývoje stabilizovaných laserů a interferometrie velkého rozlišení v subnanometrové oblasti se zaměřením na výsledky Oddělení koherenční optiky Ústavu přístrojové techniky AVČR na tomto poli.

1. Úvod

Zavedením definice jednotky délky – jednoho metru – jakožto délky, kterou urazí světlo ve vakuu za interval $1/299\,792\,458$ sekundy, která současně vedla k zavržení délkových etalonů na bázi kovového artefaktu znamenala v metrologii opravdovou revoluci a zapříčinila, že se nadále nejpřesnější délková měření stala doménou optiky. Dalším průlomem byl objev laseru, optického generátoru produkujícího záření dosud nevídané koherence. Co nejstabilnější laser se tak stal zdrojem vysoce přesné vlnové délky, která mohla být prostřednictvím interferometru převedena na inkrementální měřítko pro praktické měření vzdáleností.

Jak dále vyplývá z definice, je vazba mezi stabilitou optické frekvence laserového generátoru a stabilitou vlnové délky bezproblémová pouze ve vakuu. Index lomu prostředí – nejčastěji vzduchu – ovlivňující rychlost šíření světla vnáší do měření chybu, kterou je nutno kompenzovat, zvláště obtížně, je-li prostředí málo homogenní. Probíhá-li interferometrické měření ve vakuu je jeho přesnost a rozlišení limitovány pouze absolutní přesností optického kmitočtu laserového zdroje a šumovými poměry laseru a detekčního systému interferometrického systému.

Úsilí metrologů na poli měření délky se tedy soustředilo do dvou směrů. Vskutku základního, kde dominuje snaha o vývoj laseru s co nejvyšší stabilitou optického kmitočtu a více na praktické měření orientované interferometrie, kde jsou výsledky snažení poměřovány velikostí (resp. spíš malostí) zlomků nanometrů přesnosti a rozlišení.

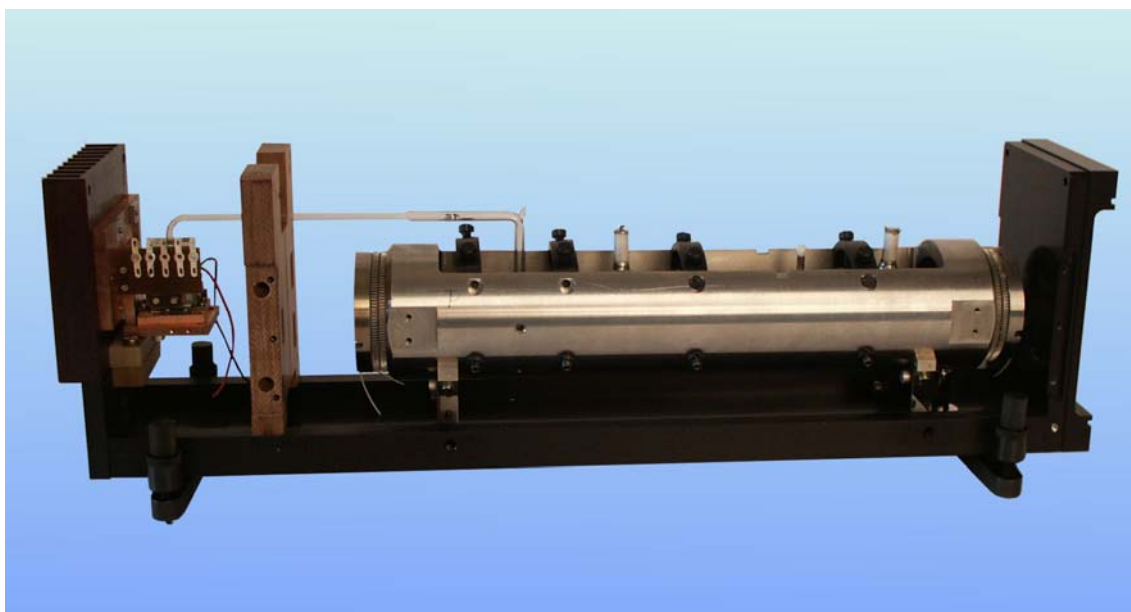
2. Etalonáž optických frekvencí

Mluvíme-li o metrologii délek, může se jevit zavádějící, že na etalony délky je ve fundamentální metrologii nahlíženo jako na oscilátory – generátory optických frekvencí. Porovnávání přesnosti (stability) optického kmitočtu je nezávislé na indexu lomu prostředí a snadno realizovatelné v atmosféře. Porovnávané lasery velmi blízkých optických kmitočtů produkují záznamový signál detekovatelný rychlým fotodetektorem a spadající do radiofrekvenčního pásma. Je možné jej měřit číslicovým čítačem s velkou přesností.

Prvním laserem splňujícím metrologická kritéria byl helium-neonový laser. Brzy se do stabilizace optické frekvence laserů vložila spektroskopie velkého rozlišení a ve viditelné

oblasti spektra získaly dominantní postavení nasycené páry molekulárního jodu, jako vhodného absorpčního prostředí. To především pro bohaté spektrum velmi úzkých absorpčních čar vhodných jako reference pro zpětnovazební regulaci frekvence laseru. He-Ne laser stabilizovaný prostřednictvím saturované absorpční spektroskopie v molekulárním jodu se na dlouhá léta stal základním normálem v metrologii délek a doposud slouží v laboratořích mnoha národních metrologických ústavů světa.

První plynový – He-Ne laser v Československu byl vyvinut v laboratořích Ústavu přístrojové techniky (ÚPT) a jejich další vývoj byl směřován právě s ohledem na metrologické aplikace k dosažení co nejvyšší přesnosti optického kmitočtu a koherence. Jodem stabilizovaný He-Ne laser vyvinutý v ÚPT slouží též jako primární normál délky v ČR (obr. 1).

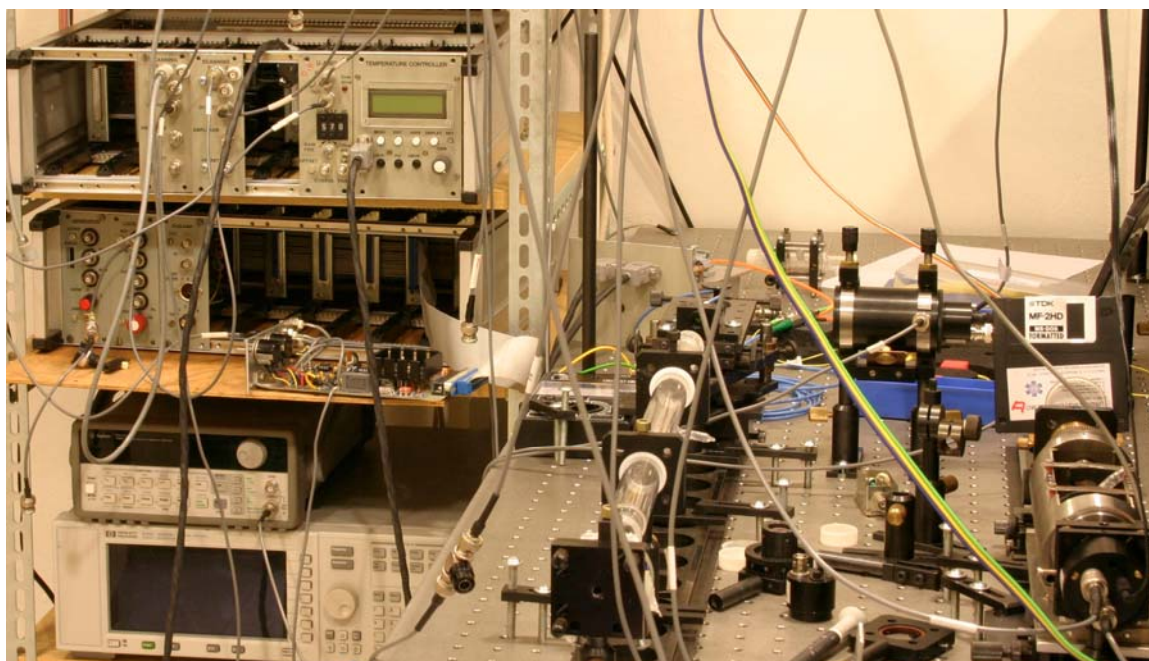


Obr. 1: Vnitřní uspořádání hlavice jodem stabilizovaného He-Ne laseru ÚPT

Postupně se ukázalo, že o další přesné optické frekvence je zájem i mimo jinak úzkou oblast metrologie délek. Spektroskopická měření v optické části spektra potřebují opřít frekvenční škálu o co nejvíce přesných bodů a podobně další specifické aplikace laserů, kde je kladen důraz na přesnost vlnové délky vytvořily tlak na vývoj dalších vysoce přesných laserů na různých vlnových délkách. Nadnárodní instituce bdící nad mírami a vahami, Bureau International des Poids et Mesures (BIPM), jmenovitě její komise CCDM vydává pravidelně doporučení pro realizaci etalonů optických frekvencí odvozených od atomových přechodů v různých absorpčních látkách, které jsou výsledkem vývoje metrologických laboratoří. Tento seznam stále utěšeně narůstá.

Na našem pracovišti jsme se podíleli ve spolupráci s Českým metrologickým institutem na vývoji etalonu optické frekvence v infračervené spektrální oblasti, na vlnové délce 1552 nm. Motivem vývoje tohoto laserového systému byly potřeby optických telekomunikací. Se stoupajícími nároky telekomunikačního trhu na přenosovou kapacitu se začínají stále více prosazovat systémy s hustým frekvenčním multiplexem – s více optickými nosnými frekvencemi v jednom optickém vlákne. S tím samozřejmě rostou nároky na přesnost a stabilitu optické frekvence laserových vysílačů. Následně je nutné tuto vlnovou délku měřit a měřicí vlnoměry kalibrovat podle příslušného etalonu. Realizací etalonu byl v našem případě polovodičový laser s rozprostřenou zpětnou vazbou (DFB) stabilizovaný na přechody v acetylenu s izotopem uhlíku ^{13}C . Vzhledem ke slabé absorpci v acetylenu bylo nutné zvýšit

poměr signál/šum v detekčním řetězci prodloužením absorpční délky až ½ m dlouhou absorpční kyvetou (obr. 2). Pracujeme též na kompaktní verzi s kyvetou ve pasivním rezonátoru, kde jeho vysoká jakost přispěje k „zesílení“ absorpčních čar.



Obr. 2: Experimentální sestava stabilizace DFB polovodičového laseru s acetylenovou kyvetou

Pro He-Ne laser stabilizovaný na hyperjemné komponenty vibračně-rotací struktury v jodu na vlnové délce 633 nm byl limit relativní stability pro integrační dobu řádově sekund až desítek sekund na hodnotě 10^{-11} . Snaha o realizaci přesnějšího normálu se ubírala různými směry. Byly hledány nové fyzikální principy pro odvození reference optické frekvence. Pravděpodobně nejdále pokročily práce na laserovém systému stabilizovaném na bázi Ramseyovských rezonancí v atomech vápníku chycených a chlazených v magnetooptické pasti. laserovým zdrojem zde byl zpočátku komplikovaný barvivový laser, později úzkospektrální polovodičový laser s externím rezonátorem. Limit přesnosti tohoto systému dosáhl hodnoty 10^{-13} . Složitost byla hlavním omezujícím faktorem širšího metrologického využití.

Vysněnou metou konstruktérů stabilizovaných laserů je již léta etalon času, veličiny, kterou současná technika dokáže měřit s největší přesností. Atomové hodiny na bázi cesiové fontány pracují s dlouhodobou stabilitou až v řádu 10^{-15} . Velké přiblížení k této výzvě přišlo s využitím léty osvědčeného absorpčního média – molekulárního jodu. Nd:YAG laser vybavený nelineárním optickým členem generujícím druhou harmonickou frekvenci na vlnové délce 532 nm je v koincidenci s velmi silnými absorpčními čarami v jodu. Výborný poměr signál/šum v detekci umožnil mimo jiné snížit výrazně teplotu absorberu a tím přes snížení hodnoty absorpce dosáhnout značného zúžení absorpčních čar. Stabilita Nd:YAG jodem stabilizovaného laseru se nyní pohybuje kolem hranice 10^{-14} .

Je na místě také zmínit nástup polovodičových laserů do nejnáročnějších metrologických aplikací. Představují segment početně nejvíce zastoupených laserů v průmyslové produkci a některé speciální typy (DFB, DBR, VCSEL) vykazují výborné spektrální vlastnosti a jednofrekvenční provoz. Na kratších vlnových délkách zatím však nejsou k dispozici, což vedlo v mnohých laboratořích k vývoji polovodičových laserů s externím rezonátorem

(ECL). Lasery tohoto typu byly úspěšně vyvíjeny i na našem pracovišti (obr. 3) a na jejich bázi byl též realizován etalon optické frekvence na vlnové délce 633 nm se stabilitou srovnatelnou s tradičním He-Ne laserem.



Obr. 3: Kompaktní verze polovodičového laseru s externím rezonátorem

3. Femtosekundové pulzní lasery v metrologii

Jak bylo zmíněno výše, je etalon délky de facto oscilátorem generujícím na optické frekvenci. Principiální podobnost s etalonem času je evidentní. O vzájemné navázání těchto dvou normálů se metrologové snaží již dlouho. Výsledkem těchto snah byly v největších světových metrologických laboratořích budované řetězce radiofrekvenčních oscilátorů, maserů a laserů násobících nelineárními prvky kmitočty a vzájemně svázané smyčkami fázových závěsů. Tímto bylo realizováno první porovnání relativní stability cesiových hodin a stabilizovaného laseru.

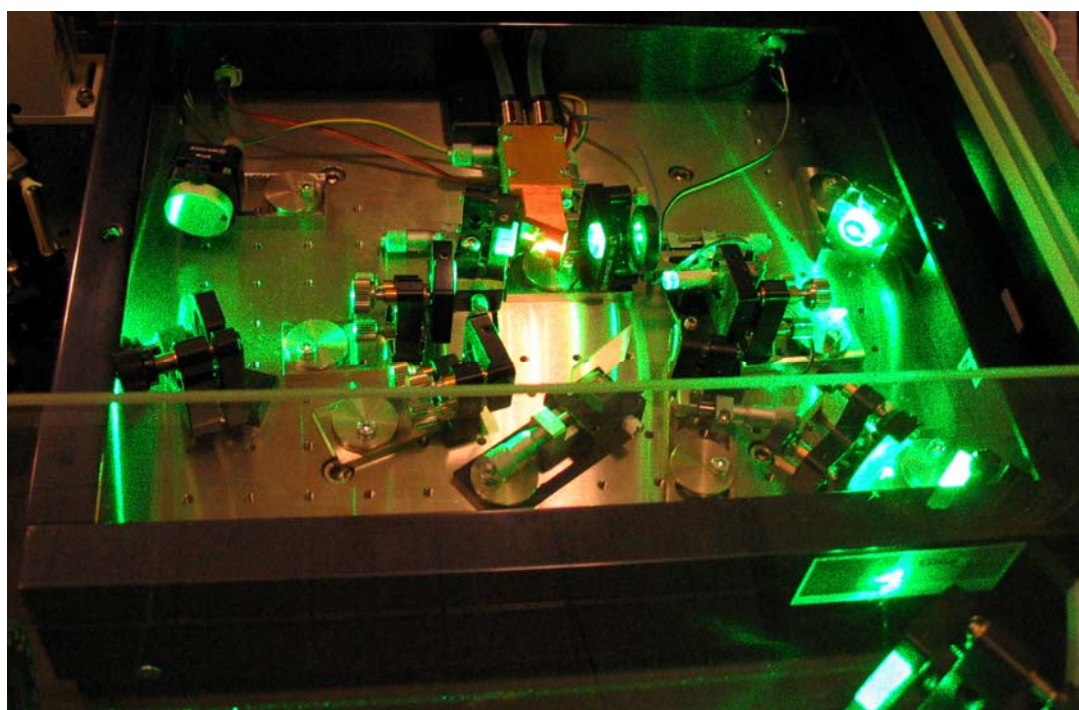
Relativně poklidné vody metrologie optických frekvencí kde léta dominovalo úsilí o posunování hranice relativní přesnosti nemálo rozčeřil objev pulzního laseru generujícího ultrakrátké pulzy o délce v řádu femtosekund. Ještě před tím byly publikovány studie, které predikovaly možnost vytvoření „hřebene“ diskretních optických frekvencí laserem generujícím periodické, velmi krátké pulzy. Aktivní prostředí titan:safírového krystalu se ukázalo být tím, které při optickém čerpání dokáže nabídnout dostatečně široké spektrum zesílení pro vznik krátkých pulzů. Spektrální reprezentace optického pulzu je tím širší, čím je pulz kratší, takže stovky nm široká spektrální křivka zesílení aktivního prostředí je nutností pro vznik fs pulzů. Pulzní laser pracuje v tzv. mode-lock režimu, který je možné navodit různými mechanismy, které zajistí v rezonátoru laseru menší ztráty pro krátké pulzy s vysokým špičkovým výkonem.

Stabilizace opakovacího kmitočtu pulzního fs laseru na frekvenci atomových hodin prostřednictvím radiofrekvenčního syntezátoru vede k tomu, že periodicky se opakující spektrální komponenty „hřebene“ zachovávají relativní stabilitu svého kmitočtu danou primárními hodinami až do sféry optických frekvencí. Pulzní generátor optického hřebene se tak stal oním ideálním nástrojem schopným překlenout celé frekvenční spektrum od rf až po optické kmitočty. Umožnil tak realizovat laser s přesností normálu času, nebo zpětně „optické hodiny“. Mimo to vytvořil frekvenční měřítko pokrývající téměř celou viditelnou a blízkou infračervenou oblast spektra řadou přesných kmitočtových komponent vzdálených od sebe o

opakovací kmitočet pulzů. Tato řada dále slouží jako reference při spektroskopických měřeních. Není vyloučeno, že blízká budoucnost opravdu přinese sloučení normálu času a délky. Vzhledem k tomu, že vývoj stále přesnějších optických laserových oscilátorů probíhá, je možné, že se opravdu dočkáme optických hodin.

Velká atraktivita pulzního fs laseru pro metrologii podnítila úsilí rozšířit jeho rozsah do mírně vzdálenější infračervené spektrální oblasti. Vhodným kandidátem by mohl být buďto chrom:fosteritový laser, nebo spíše dnes velmi perspektivní optovláknové lasery pracující v mode-lock režimu. Dominantním motorem této snahy je zde opět telekomunikační průmysl.

Na pracovišti ÚPT je nyní pulzní fs laser k dispozici a v rámci plánovaného projektu je počítáno s jeho navázáním na naše současné etalony optických frekvencí: jodový He-Ne laser a polovodičový, acetylenem stabilizovaný telekomunikační normál, jehož frekvence bude nelineárním optickým prvkem zdvojnásobena a převedena tak do viditelné oblasti.



Obr. 4: Pohled do rezonátoru pulzního femtosekundového laseru s opakovacím kmitočtem 1 GHz.

4. Interferometrie v subnanometrové oblasti

Interferometrie orientovaná na měření vzdáleností je nejčastěji založena na Michelsonově interferometru s referenčním a měřicím ramenem. Laser, jako zdroj záření obvykle převyšuje s velkou rezervou svojí koherenční délkou rozsah měření. Měření je inkrementální, kdy je střídání interferenčních proužků detekováno fotodetektozem a zpracováno jako elektronický signál čítačem. V této základní konfiguraci je rozlišení dáno polovinou vlnové délky (svazek prochází měřenou drahou tam a zpět), která odpovídá dvěma sousedním maximům, resp. minimům. Inkrementální charakter měření reprezentuje fakt, že lze měřit pouze vzdálenost mezi dvěma body, kterou během čítání urazí zrcadlo (koutový odražeč) měřící větve interferometru.

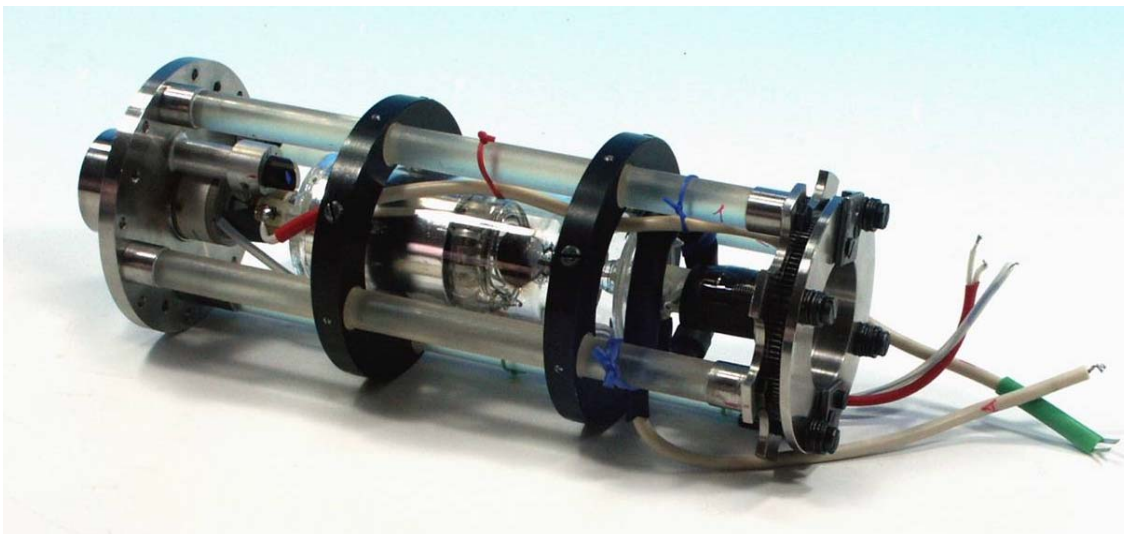
Při použití obvyklého zdroje záření – He-Ne laseru na 633 nm vede cesta k vyššímu rozlišení prostřednictvím jemnějšího rozlišení interferenčního signálu realizovaného obvykle elektronicky. V praxi se lze setkat se systémy tzv. homodynními a heterodynními. Homodynní detekce využívá jednofrekvenčního laseru a převedení interferenčního signálu na rotující fázor v komplexní rovině se děje částečně opticky s pomocí polarizační optiky a fázových zpožďovacích destiček. Heterodynní systém vyžaduje laser generující dvě optické frekvence a je založen na elektronickém směšování záznamového signálu mezi těmito dvěma frekvencemi na výstupu z interferometru a referenčního přímo z laseru. Lze říci, že metody jsou co do parametrů v zásadě identické, limitované poměrem signál/šum a díky moderním metodám digitálního zpracování signálů je dosažitelné rozlišení až $1/1024$ vlnové délky.

Reálná přesnost měření je však ovlivněna, jak již bylo řečeno, přesností vlnové délky laserového zdroje, přesností stanovení indexu lomu prostředí a zvláště pak linearita stupnice závisí na vlastnostech polarizačních optických komponent vlastního interferometru. Ty vnášejí do systému fázové posuvy, jež je velmi obtížné korigovat.

Kalibraci interferometrických měřicích systémů je možné provádět nepřímou, kalibrací přesnosti vlnové délky laseru a kalibrací jednotky pro kompenzaci vlivu indexu lomu vzduchu. Přímé měření vyžaduje náročný interferometrický komparátor. Stanovení a kompenzace indexu lomu vzduchu vycházející z parametrů atmosféry (teplota, tlak, vlhkost) není je limitována přesností cca 10^{-6} , v laboratorních podmínkách cca 10^{-7} . Komparační měření lze tedy považovat za jediné opravdu průkazné. Úplná eliminace vlivu indexu lomu vzduchu je možná jedině umístěním komparátoru do evakuovatelného prostoru. Zvláště komparátory pro subnanometrovou oblast bývají konstruovány jako vakuové.

Běžně používanými snímači s nejvyšší citlivostí a rozlišením (nikoli ovšem relativní přesností) jsou kapacitní snímače. Potřeba jejich kalibrace je jedním z popudů k vývoji interferometrických metod nejvyššího rozlišení. Měření v malém rozsahu a s malou relativní přesností přestává být dominantní index lomu vzduchu, ale vystupují do popředí problémy s linearitou stupnice. Tu je možné kompenzovat kalibrací a následným elektronickým s softwarovým zpracováním interferenčního signálu. Opticky čistší řešení pak představuje použití Fabry-Perotova interferometru, pasivního optického rezonátoru, který reprezentuje velmi přesný převod mezi svojí délkou a hodnotou rezonančního kmitočtu. Prostřednictvím pomocného laseru a optického směšování frekvence laseru do radiofrekvenční oblasti lze získat signál snadno měřitelný elektronickým čítačem.

V laboratoři ÚPT jsme realizovali systém pro odměřování velmi malých, subnanometrových vzdáleností jak na bázi frekvenčních rezonátorových metod, tak i s pomocí víceprůchodového interferometru a následnou linearizací stupnice metodami digitálního zpracování signálu. Bylo tím mj. umožněno porovnání obou metod v diferenčním uspořádání a kalibrace linearizačního algoritmu. Jako zdroje záření byly použity osvědčené He-Ne lasery a jako reference optického kmitočtu jodem stabilizovaný He-Ne laser.

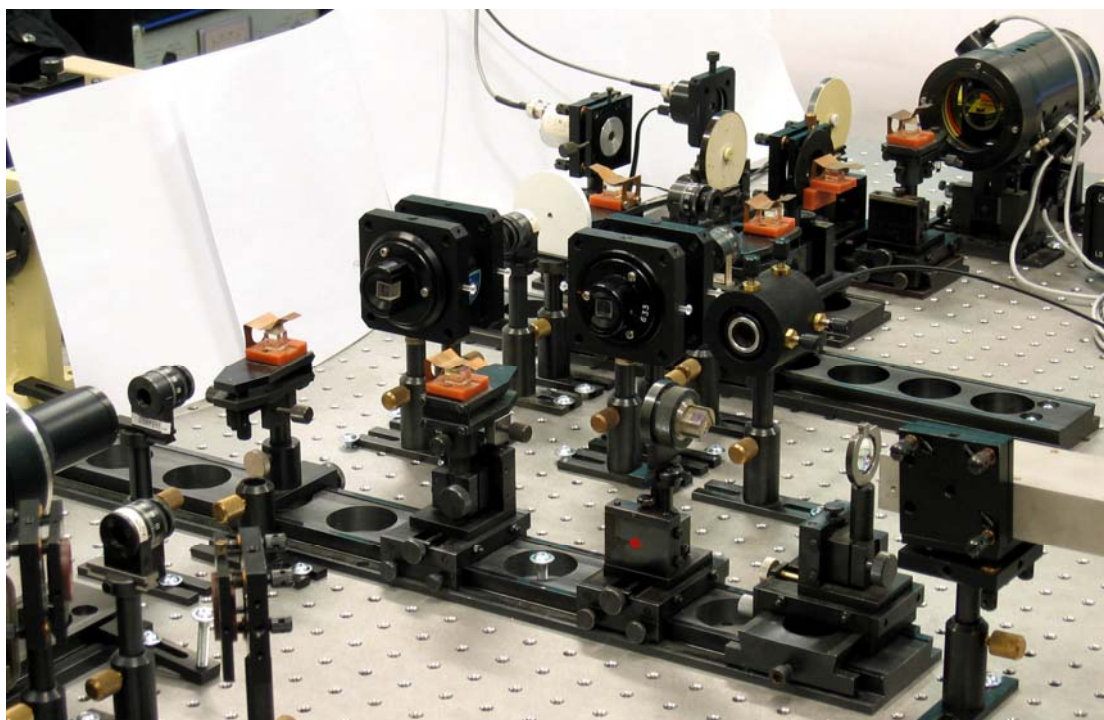


Obr. 5: Tělo rezonátoru pro měření subnanometrových posuvů převodem na optický kmitočet. Stabilita délky rezonátoru je zajištěna zerodurovými tyčemi.

5. Refraktometrie

Měření indexu lomu vzduchu má v metrologii geometrických veličin již dlouho své místo a stalo se z něj téměř věčné téma. S problémem vlivu indexu lomu se nezbytně potýká každý, kdo se snaží o co nejpřesnější měření vzdáleností optickými metodami. Nejsnazším řešením je použití tzv. Edlénovy formule, empirického vztahu aproximujícího hodnotu indexu lomu vzduchu z parametrů atmosféry – tlaku, teploty, vlhkosti, eventuálně i obsahu oxidu uhličitého. i v laboratorních podmínkách reprezentuje limit dosažitelné přesnosti řádu 10^{-7} .

Přímé měření hodnoty indexu lomu vzduchu lze provádět opět interferometricky, kdy předmětem měření je změna optické dráhy způsobená změnou rychlosti šíření světla v atmosféře. Základním uspořádáním je diferenční interferometr, kdy jedna jeho větev prochází vzduchem, druhá pak kyvetou, kterou je možno evakuovat. Čítáním interferenčních proužků během čerpání lze získat údaj o dráhovém rozdílu. Pro přesnost interferenčního refraktometru platí v zásadě totéž, co bylo již uvedeno v předchozí stati o interferometrii. Opět zde figurují problémy s přesností optické frekvence laserů, linearitou stupnice, šumem apod. Zlepšení rozlišení je možné, ale nepraktické cestou prodlužování měřené optické dráhy, samo vakuové čerpání je nepříjemnou zátěží jak pro praktická měření, tak pro laboratorní experimenty. Na pracovišti v ÚPT jsme se vydali opět cestou rezonátorových metod, slibujících velkou přesnost a linearitu. S trvale evakuovanou kyvetou ve Fabry-Perotově rezonátoru jsme schopni měřit index lomu vzduchu s přesností pod 10^{-8} , ale jen ve velmi malém rozsahu. Toto omezení se nám podařilo obejít kombinací empirické metody s Edlénovou formulí, stanovující hodnotu indexu lomu přibližně a rezonátorové interferometrické metody zajišťující příslušné zpřesnění.



Obr. 6: Sestava refraktometru s Fabry-Perotovým rezonátorem

Simulace rádiových kanálů pro radiokomunikační systémy bezpilotních prostředků

Ing. Petr Makula

Katedra leteckých elektrotechnických systémů, Univerzita obrany, Brno,

email: petr.makula@unob.cz, tel.: 973-442-914,

Resume:

Současný radiokomunikační systém pro řízení bezpilotního prostředku představuje multifunkční datový spoj, který umožňuje přenášet vizuální informace zájmového prostoru, telemetrické a jiné údaje. Je většinou realizován jako paketový systém využívající modulaci OFDM. Příspěvek řeší problematiku volby parametrů radiokomunikačního systému s ohledem na model rádiového kanálu, ve kterém bezpilotní prostředek působí.

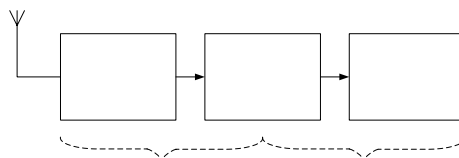
1. Úvod

Bezpilotní prostředky (BP – UAV) představují moderní trend vedení průzkumné, bojové a špionážní činnosti, jehož výhodou je kromě snížení hmotnostních ukazatelů oproti konvenčním pilotovaným prostředkům i minimalizace rizika lidských ztrát. BP poskytují uživatelům mnoho výhod, především v oblasti operativního nasazení, snížené možnosti detekce protivníkem, prodloužené době sledování oblasti zájmu aj. Uvedené výhody jsou ale vykoupeny požadavkem na moderní, sofistikované elektronické systémy, jež zaručují deklarované vlastnosti BP.

2. Koncepce digitálních datových spojů u bezpilotních prostředků

Koncepce digitálních komunikačních systémů pro přenos informací (převážně obrazových, ale i jiných) vychází z obecného (Shannonova) skupinového zapojení radiokomunikačního systému, ale postihuje specifické vlastnosti obrazu a nároků kladených na jeho přenos.

V komunikačních systémech přenosu obrazu z bezpilotního prostředku k pozemnímu řídicímu personálu se v hojné míře uplatňuje koncepce softwarového rádia a vzhledem k potřebné šířce pásma jsou tyto systémy realizovány na vyšších nosných kmitočtech. Z toho vyplývá, že jsou výhradně realizovány jako hybridní, kde proces zpracování signálu od kodéru zdroje informace (komprese obrazu) k modulátoru na vysílací straně a od demodulátoru k dekodéru zdroje informace na přijímací straně je digitální a vř, případně i mf část vysílače i přijímače analogová.



Obř. 2-1: Hybridní koncepce softwarového rádia

Na Obr. 2-1 je naznačeno blokové zapojení typického radiokomunikačního systému (RKS).

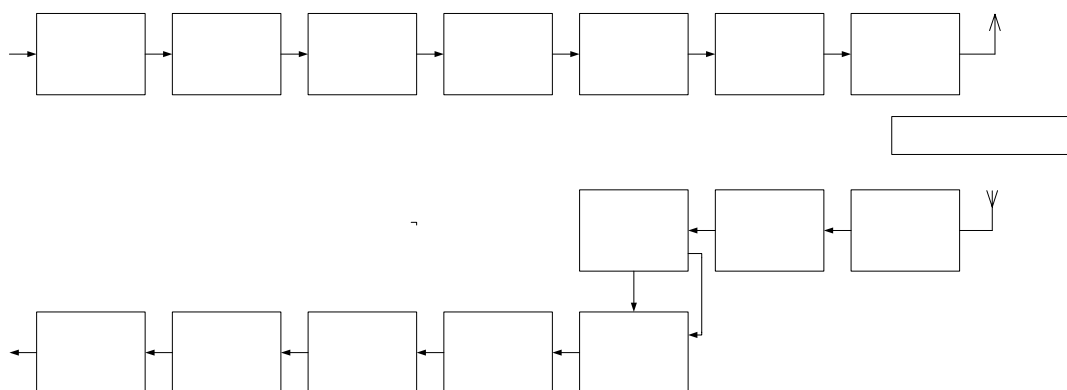
Digitální přenos obrazové informace vyžaduje vzhledem k velkému objemu informací v analogovém tvaru předzpracování obrazového signálu (digitalizaci a zdrojové kódování) a širokopásmový digitální přenos.

Obrazové modulační signály analogových televizních systémů zaujímají relativně široké kmitočtové pásmo, okolo 4 až 6 MHz. Tomu by po převodu do digitálního formátu PCM odpovídala bitová rychlost vyšší než 200 Mb/s a u systémů s velkou rozlišovací schopností HDTV ještě značně vyšší. Např. pro rozlišení luminanční složky 720×480 a chrominanční složky 360×480 (tj. subvzorkování 4:2:2), rychlost snímkování 25 Hz lze psát:

$$\text{bitová rychlost} = [(720 \cdot 576) + 2 \cdot (360 \cdot 576)] \cdot 25 \cdot 8 = 165888000 \text{ b/s} \quad (2-1)$$

Z uvedené závislosti vyplývá, že komunikační systém by musel přenášet více než 158 Mb/s, což je z praktického hlediska obtížně splnitelná ne-li nereálná podmínka. Proto je nutno na vysílací straně realizovat účinné zdrojové kódování a tak podstatně redukovat požadavek na bitovou rychlost přenášených signálů. U digitálních komunikačních systémů určených pro přenos obrazových signálů, u nichž byla potlačena redundance, nesmí být bitová chybovost přenosu BER horší než 10^{-10} . Tento požadavek nelze zajistit pouze dokonalými metodami modulace a demodulace přenášených signálů, ale je nutno jej zajistit vhodným ochranným kódováním signálu nesoucího informaci v kodéru kanálu vysílače, s odpovídající detekcí a korekcí chybně přijatých dat v dekodéru kanálu přijímače. Moderní zdrojové kodéry videosignálu umožňují použitím moderních metod zdrojového kódování redukovat bitovou rychlost přenosu TV signálů z 216 Mb/s na 5 až 10 Mb/s. Pro kódování „pomaleho živého videa“ (průmyslová televize) umožňují moderní metody dosáhnout redukci bitové rychlosti až na 1,5 Mb/s.

Systém schopný přenášet výše uvedený datový tok lze realizovat použitím modulace OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Základním principem systémů OFDM je rozdělení datového toku s vysokou bitovou rychlostí do mnoha datových toků s úměrně pomalejšími datovými rychlostmi. Vlivem prodloužení datového symbolu je redukována možnost disperze v čase vlivem mnohacestného šíření. V OFDM systémech je aplikován ochranný interval, který téměř kompletně eliminuje možnost mezisymbolové interference (ISI).



Obr. 2-2: Blokové zapojení vysílače a přijímače OFDM systému

Při návrhu OFDM systémů lze ovlivňovat mnoho parametrů, jako např. počet subnosných, ochranný interval, rozptřeni subnosných, délka symbolu, typ modulace a typ FEC.

Typické blokové zapojení vysílače a přijímače systému OFDM je obsahem obrázku Obr. 2-2. U OFDM systémů se uplatňují především modulace PSK a QAM.

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s-1}{2}} d_{i+N_s/2} \exp \left(j2\pi \left(f_c - \frac{i+0,5}{T} \right) (t-t_s) \right) \right\}, \quad t_s \leq t \leq t_s + T \quad (2-2)$$

V literatuře se často udává komplexní tvar rovnice, který je ve tvaru:

$$s(t) = \sum_{i=\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s-1}{2}} d_{i+N_s/2} \exp \left(j2\pi \frac{i}{T} \right) (t-t_s), \quad t_s \leq t \leq t_s + T \quad (2-3)$$

Při návrhu koncepce digitálních datových spojů z bezpilotního prostředku na zem je nutné přihlížet k následujícím faktorům:

- Volba formátu digitálního videa (HDTV....) => výpočet přenosové rychlosti „hrubého“ videesignálu,
- volba kompresního algoritmu (MPEG2, MPEG4, aj.), výstupní bitová rychlost,
- volba metody kanálového zabezpečení (turbokód nebo zřetěžený kód s blokovým a konvolučním kódováním),
- volba parametrů OFDM systému (délka ochranného intervalu, koeficient odrolování – roll-off factor, počet subnosných, atd.) s přihlédnutím k povaze a vlastnostem kanálu a provozu BP,
- volba modelu kanálu, který postihuje provozní podmínky RKS na BP.

Po pečlivém zvážení a rozboru výše specifikovaných bodů, lze objektivně posoudit koncepci rádiového komunikačního systému pro přenos obrazu. V dalším textu příspěvku bude analyzována pátá část, tj. model komunikačního kanálu a jeho simulace v prostředí Matlab©.

3. Model komunikačního kanálu

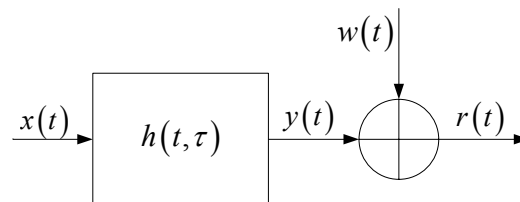
Chování přenosu signálu mezi vstupem a výstupem kanálu je obecně popsáno operátorem kanálu $y(t) = g[x(t)]$, který zahrnuje všechny vlivy, které působí na signál mezi modulátorem a demodulátorem. Komunikační kanály se podle jejich chování dělí do různých kategorií:

- časově neměnné (invariantní) nebo časově proměnné,
- frekvenčně neselektivní (ploché) nebo frekvenčně selektivní,
- deterministické nebo náhodné,
- lineární nebo nelineární.

Do modelu kanálu se zahrnují pouze nejdůležitější vlivy, vytváří se tedy matematický model, který je aproximací reálného kanálu. Matematický model kanálu se snáze realizuje modulárním způsobem z jednodušších subsystémů komunikačního kanálu. Mezi nejdůležitější základní bloky modelů kanálů náleží:

- kanál s aditivním bílým gaussovským šumem (AWGN),
- lineární časově invariantní kanál (LTI),
- náhodný lineární časově proměnný kanál (RLTV),
- nelineární kanál s AM/AM a AM/PM konverzí.

Provoz BP je charakteristický snahou o jeho udržení v dosahu přímé viditelnosti, tj. je trvale přítomná přímá, neodražená složka rádiové vlny. Pro takový provoz je nejcharakterističtější náhodný lineární časově proměnný kanál riceovského typu. Ten je následně doplněn modelem kanálu s aditivním bílým gaussovským šumem, takže nakonec vznikne kompozitní model komunikačního kanálu v podobě znázorněné na Obr. 3-3.



Obr. 3-3: kompozitní model komunikačního kanálu

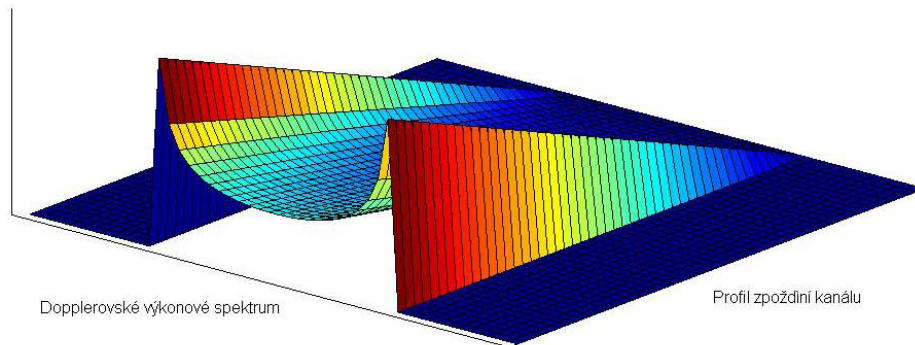
Riceovský kanál obsahuje přímou i odraženou složku signálu, a proto je střední hodnota impulsové odezvy nenulová. Pro tento typ kanálu se stanovuje riceovský faktor kanálu (poměr přímého a difuzního výkonu riceovského kanálu).

4. Simulace komunikačního kanálu v prostředí Matlab

4.1. Konfigurace náhodného lineárního časově proměnného kanálu

Při konfiguraci náhodného lineárního časově proměnného kanálu riceovského typu se kromě riceovského faktoru kanálu stanovuje i počet zpoždění a zisk odražených rádiových vln. Pro vnitřní prostředí se volí zpoždění v rozmezí 1÷100 ns a pro vnější prostředí v rozmezí 0,1÷10 μ s. Budeme-li předpokládat, že námi uvažovaný BP je provozován ve volném vnějším prostředí, budeme volit zpoždění v druhém specifikovaném rozsahu. Průměrný zisk jednotlivých odražených složek vychází z jejich zpoždění.

Rozptylová funkce kanálu



Obr. 4-4: Příklad rozptylové funkce kanálu

Závislost může být pro zjednodušení výpočtu lineární, nebo podle charakteru kanálu závislá na profilu zpoždění kanálu. Dopplerův posun kmitočtu vychází z vlastnosti uniformně distribuovaných odražečů, které charakterizuje tzv. Jakesovo dopplerovské výkonové spektrum. Profil zpoždění kanálu a dopplerovské výkonové spektrum představují jednodimenzionální charakteristiky tzv. rozptylové funkce kanálu, jejíž příklad je naznačen na obrázku Obr. 4-4.

Riceovský faktor kanálu K se zpravidla volí v rozmezí $1 \div 10$, kdy v případě $K=0$ přechází riceovský kanál v rayleighův (není přítomna přímá rádiová vlna).

4.2. Konfigurace kanálu s aditivním bílým gaussovským šumem

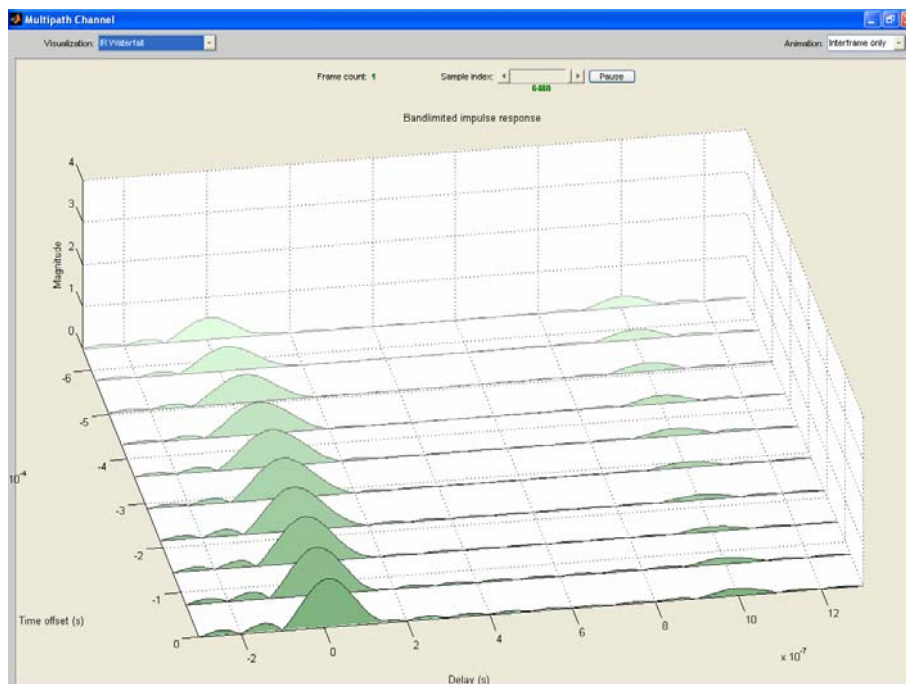
Už z názvu kanálu vyplývá jednoduchá implementace uvedeného kanálu do kompozitního modelu, kdy je k signálu vystupujícímu z náhodného lineárního časově proměnného kanálu přičten aditivní bílý gaussovský šum s definovaným výkonem.

4.3. Realizace modelu náhodného lineárního časově proměnného kanálu

Prostředí Matlab disponuje užitečnými výpočetními i grafickými funkcemi, které zjednodušují a zrychlují návrh a simulaci modelu komunikačního kanálu. Pro konkrétní simulaci byla riceovského kanálu byly použity následující parametry BP:

- Rychlost 200 km/h
- Nosný kmitočet 5GHz => $\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{5 \cdot 10^9} = 6 \text{ cm}$
- Dopplerovské rozptření $Bd = \frac{v}{\lambda} \cong 1 \text{ kHz}$

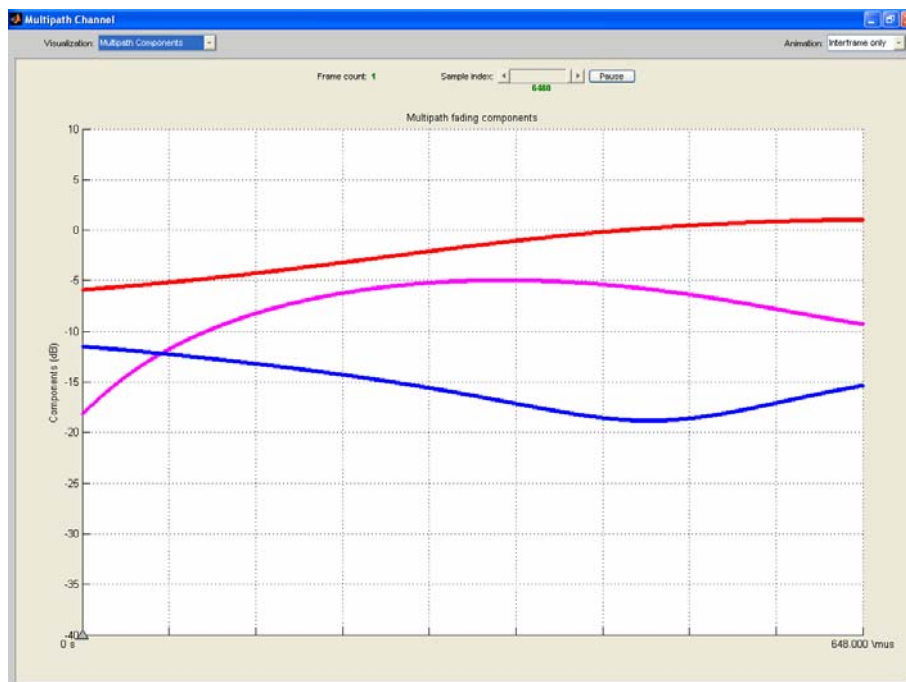
Jako vstupní signál byl použit vektor výstupního signálu modelu vysílače OFDM systému vytvořeného v prostředí Simulink.



Obr. 4-5: Impulsní odezva kanálu

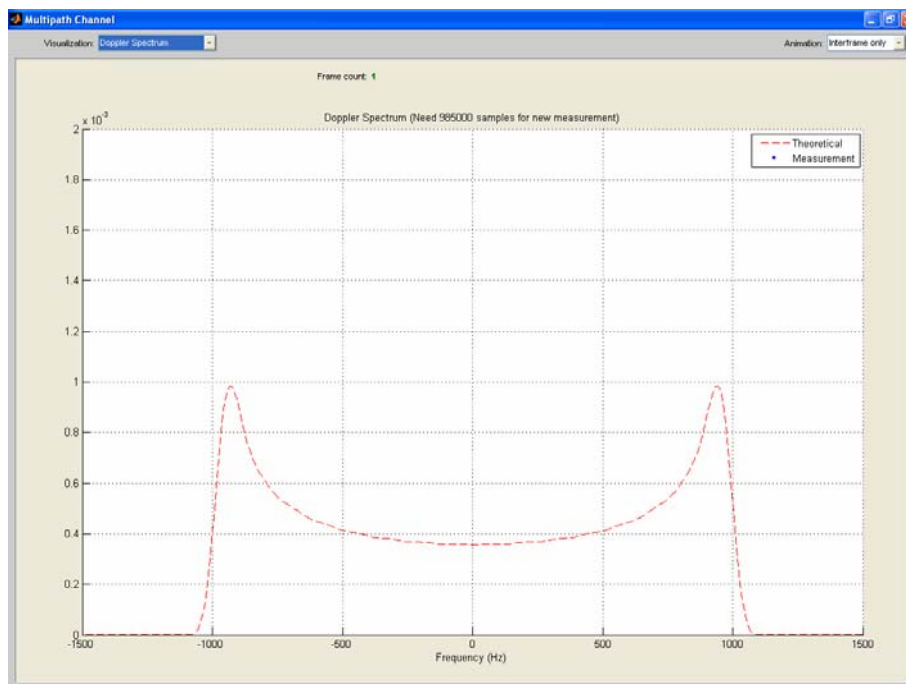
Model kanálu simuloval dvě odražené cesty rádiového signálu se zpožděními 100 ns a 1 μ s a zisky -5 a -10 dB. Vypočítané časově proměnné impulsní odezvy jsou zobrazeny na Obr. 4-5.

Na následujícím obrázku Obr. 4-6 je znázorněn zisk jednotlivých komponent signálu v průběhu času.



Obr. 4-6: Komponenty signálu

Poslední zobrazenou charakteristikou je Jakesovo dopplerovské výkonové spektrum.



Obr. 4-7: Dopplerovské výkonové spektrum

5. Závěr

V příspěvku byly naznačeny trendy v koncepci RKS pro BP, které se realizují na principu modulace OFDM. Byly rozebrány jejich základní parametry a faktory, které ovlivňují výslednou koncepci. Příspěvek naznačuje možnosti simulace modelů kanálů, které jsou charakteristické pro provoz BP v prostředí Matlab.

Literatura

- [1] Proakis, J.G.: Digital Communications. McGraw – Hill, 1995
- [2] Žalud, V.: Moderní radiokomunikace. BEN, 2000
- [3] Nee, R., Prasad, R.: OFDM for Wireless Multimedia Communications. Artech House, 2000
- [4] Bahai, A. R.S., Saltzberg, B.R., Ergen, M.: Multi-Carrier Digital Communications: Theory and Applications of OFDM. Springer, 2004
- [5] Sadka, A.H.: Compressed Video Communications. John Willey & Sons, 2002
- [6] Sýkora, J.: Teorie digitální komunikace. ČVUT, 2003
- [7] Riley, M.J., Richardson, I.E.G.: Digital Video Communications. Artech House, 1997
- [8] Al-Mualla, M.E., Canagarajah, C.N., Bull, D.R.: Video Cosiny for Mobile Communications: Efficiency, Komplexity, and Resilliece. Academic Press, 2002
- [9] Říčný, V., Videotechnika. VÚT, 2002
- [10] Naider, J., Zelinka, J., Makula, P.: Využití datových přenosů pro moderní řízenou municí, výzkumná zpráva, Brno, 2000

- [11] Naider, J., Zelinka, J., Makula, P.: Koncepce systémů přenosu dat a obrazové informace mezi pevnou a pohyblivou vzdušnou službou, výzkumná zpráva, Brno, prosinec 2001
- [12] Keller, C.S.L, Hanzo, L.: Turbo-Coded Digital Video Broadcasting for Mobile Enviroments. ECMCS'99, EURASP Konference, 1999
- [13] Matlab User's Guide, Mathworks, 2005

System měření a zobrazení parametrů motorů ultralehkých letadel

Pavel Pačes

Katedra měření, Fakulta elektrotechnická, České vysoké učení technické, Praha

e-mail: pacesp@feld.cvut.cz, tel.: 224-352-061, fax: 233-339-929

Václav Mareš

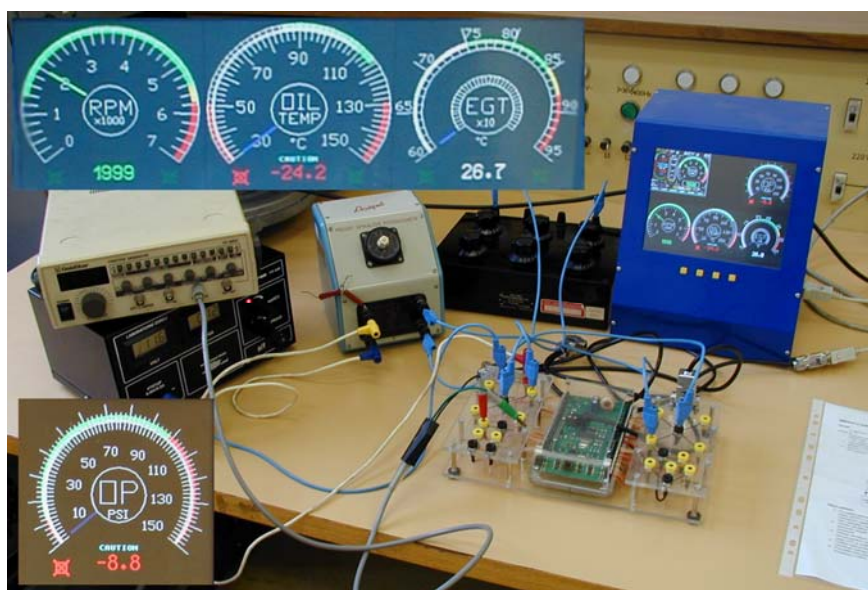
Katedra měření, Fakulta elektrotechnická, České vysoké učení technické, Praha

Resumé:

Článek pojednává systému sběru motorových parametrů ultralehkých letadel. Jedná se o dvě elektronické jednotky. První z nich měří a sbírá příslušné veličiny a druhá jednotka se stará o zobrazení naměřených hodnot. V příspěvku je popsán návrh systému, jeho realizace a současné využití jako laboratorní úlohy.

1. ÚVOD:

V poslední době dochází k velkému nárůstu počtu ultralehkých letadel (dále ULL). Může za to jejich cenová dostupnost, zdůrazněná faktem, že ultralehký letoun může být postaven vlastními silami. V České republice je až 60% aerodynamicky řízených ULL postaveno amatérsky. Mnoho lidí si pořízením ultralehkého letadla realizuje dětský sen. Ultralehká letadla jsou tak řízena neukázněnými lidmi s minimem pilotních zkušeností, což potvrzuje současný trend nárůstu havárií ULL. Výrok vyšetřovací komise potom ve většině případů zní: „Chyba pilota“.



Obr. 1: Celkový pohled na realizovanou jednotku sběru dat a jednotku zobrazení naměřených veličin spolu s přístroji simulujícími senzory motoru ULL.

Naším cílem je vytvořit systém, který by kontroloval zásahy pilota do řízení a upozorňoval na možné následky prováděného manévru. Jelikož se jedná o systém, kde cílová skupina jsou ULL, je jedním z hlavních požadavků nízká cena celého zařízení. Prvním kouskem celého systému kontroly letu, jsou jednotky měření a zobrazení motorových parametrů ULL (viz. Obr. 1).

Měřicí přístroje základních motorových parametrů jsou neodmyslitelnou součástí přístrojového vybavení každého letadla. Jsou důležité jak pro kontrolu správné funkce leteckého motoru, tak pro pilotáž. U malých letadel, jako jsou ultralehká letadla, se jedná o samostatné měřicí celky, skládající se ze snímače, převodníku a zobrazovacího prvku. Pilot podle hodnot na zobrazovacích přímo řídí chod motoru, zajišťuje, aby hodnoty nepřekračovaly povolené meze a nedošlo k jeho poškození.

U velkých dopravních nebo vojenských letadel je chod motoru zpravidla řízen automatickým systémem. Vstupními hodnotami do systému jsou nejen parametry měřené přímo na motoru, ale i parametry z pilotně-navigačních systémů. Množství snímaných parametrů na motoru je podstatně větší než u malých letadel. Z toho jen malá část je vyhodnocována samostatnými systémy. U moderních letadel se motorové parametry vyhodnocují a zpracovávají centrálními systémy, umístěnými zpravidla na motoru odkud jsou ve formě číslcových dat distribuovány do ostatních systémů po vhodné datové sběrnici.

2. ROZBOR:

Zařízení montovaná do ULL nepodléhají certifikaci ani homologaci. Odpovědnost za vybavení použité na palubě ultralehkého letadla je jen a pouze na pilotovi. Také přesnost měření jednotlivých motorových veličin pro ULL není upravena žádným předpisem, existují pouze doporučení výrobce použitého motoru. Jedná se o tabulku minimálních a maximálních hodnot příslušné veličiny [5]. Případně je uvedena doba, po kterou může veličina nabývat dané hodnoty.



Obr. 2: Palubní deska letounu Ekvator-Harmony

Přesnost odečtu hodnot z analogových indikátorů je poměrně nízká. Můžeme také prohlásit, že dokud jsou hodnoty údajů v zelených polích, tak pilot nepotřebuje znát přesnou hodnotu měřené veličiny. Proto jsou motorové přístroje umísťovány mimo přímý pohled pilota (viz. Obr. 2 – kde jsou motorové přístroje umístěny před sedadlem cestujícího.).



Obr. 3: Motor Rotax 914 F/UL

Cílem našeho projektu je dostat systém digitálního zpracování a zobrazení motorových a letových údajů I do takové kategorie letadel jako jsou malá sportovní a ULL. Naše zařízení by mělo pokrývat co největší množinu používaných motorů a senzorů příslušných veličin. Nahradit tak dosud v hojné míře vyráběné a používané analogové přístroje s mechanickým převodem měřené veličiny na zobrazovaný signál.

Pro ULL jsou oblíbeny zejména motory Rotax řady 912/914 (viz. Obr. 3). Standardní senzorové vybavení těchto motorů a tedy i hodnoty, které výrobce [5] doporučuje měřit jsou:

- 2x NTC termistorový snímač teploty chladicí směsi
- 1x NTC termistorový snímač teploty oleje
- 1x piezo-odporový snímač tlaku oleje
- 1x impulsní výstup z AC generátoru pro měření otáček motoru

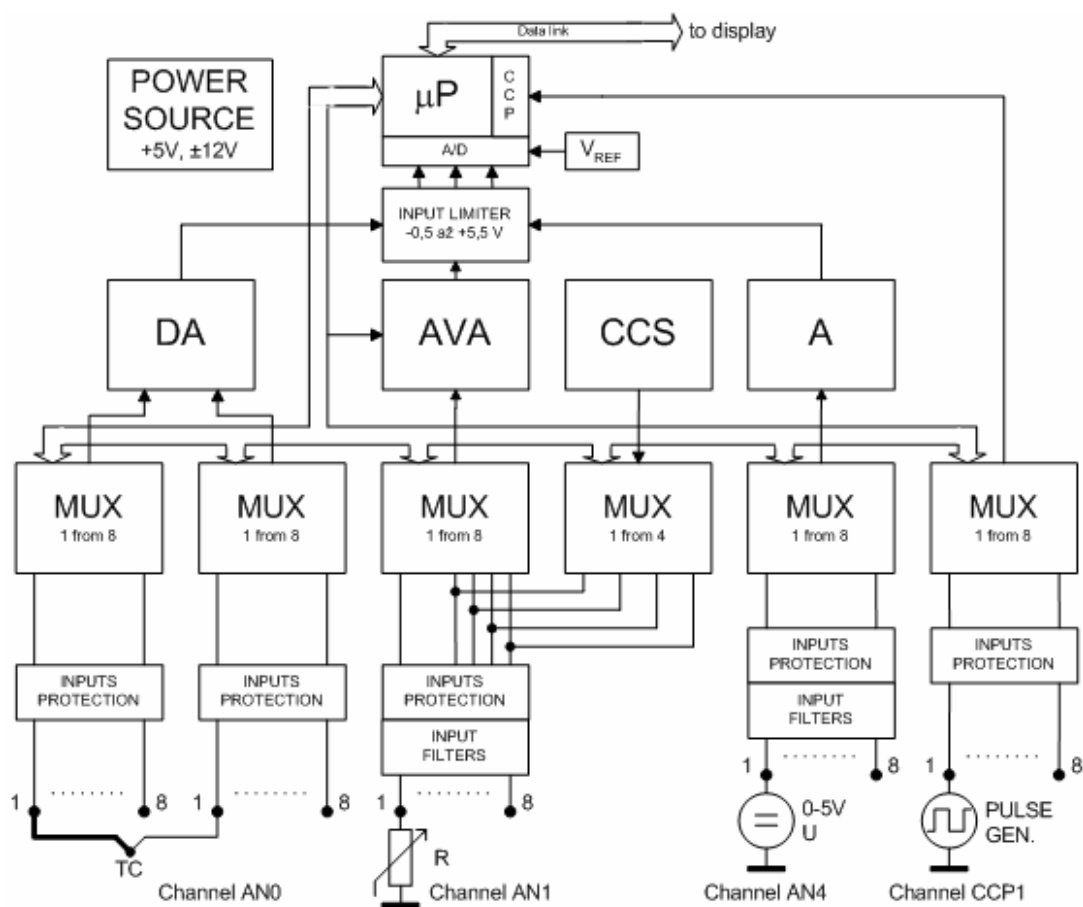
Tabulka č.1 ukazuje v dnešní době nejrozšířenější používané senzory jednotlivých měřených veličin [1][2][3] a jejich operační limity.

Senzor	Hodnota signálu	Parametr	Rozsah hodnot
Termočlánky (J nebo K)	0-45 mV	Teplota hlav válců (4x)	0 ÷ 400 °C
		Teplota výstupních plynů (4x)	0 ÷ 1000 °C
Odporové senzory	0 – 250 Ω	Tlak oleje	0 ÷ 500 kPa
		Tlak paliva	15 ÷ 40 kPa
		Tlak vzduchu v karburátoru	
		Množství paliva	
NTC termistory	0 – 10 kΩ	Tlak chladicí směsi (2x)	-20 ÷ 150 °C
		Teplota vzduchu v karburátoru	-25 ÷ 50 °C
		Teplota oleje	-20 ÷ 150 °C
PWM senzory	TTL	Teplota okolního vzduchu	-25 ÷ 50 °C
		Teplota studeného konce termočlánku	
		Teplota v gondole motoru	max 80°C
		Teplota v kabině letadla	
Generátory impulsů	TTL (2000-15000) imp.l ⁻¹	Průtok paliva	3 – 30 l.h ⁻¹
	TTL (1 6) imp.ot ⁻¹	Otáčky rotoru	0÷10000ot.min ⁻¹
Analogové signály	0 – 5 V DC	Napětí palubní sítě	8 ÷ 20 V
		Tlak oleje	0 ÷ 500 kPa
		Tlak paliva	15 ÷ 40 kPa
		Tlak vzduchu v karburátoru	
		Množství paliva v nádrži	

Tab. 1: Měřené veličiny a rozsah jejich hodnot

3. REALIZACE – MĚŘICÍ ČÁST

Hodnoty jsou snímány ze senzorů doporučených nebo dodávaných výrobcem motoru. Měřicí část převádí analogové hodnoty na digitální pseudo-hodnoty, které jsou posílány zobrazovacímu systému, ten je přepočítá na reálné údaje a zobrazí. Jedná se o hodnoty zobrazené v tabulce 1.

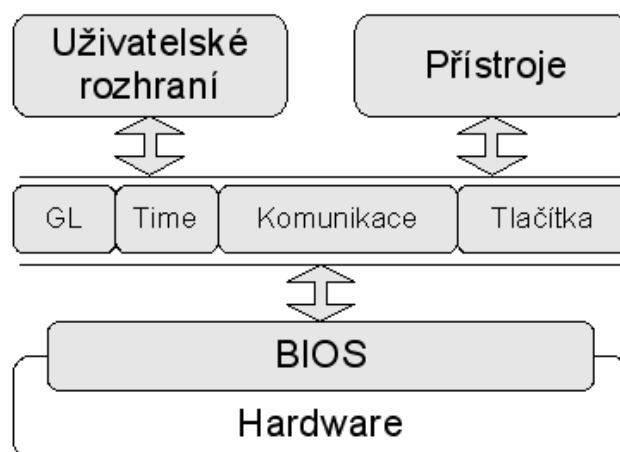


Obr. 4: Blokové schéma jednotky sběru dat

Základem jednotky sběru dat je mikrokontroler PIC 18F258 s 10-ti bitovým A/D převodníkem s postupnou aproximací, který je použit k digitalizaci měřených veličin. Měřené údaje jsou před převodem předzpracovány dalšími obvody. Viz. obrázek 4. Jedná se o obvody ochrany vstupů, vstupních filtrů, omezovač a zesilovače (A), diferenciálního zesilovače (DA) a zesilovače s přepínatelným zesílením (AVA). Spojení se zobrazovacím systémem je realizováno přes sériovou linku RS-232. Do budoucna se počítá s využitím sběrnice CAN.

4. REALIZACE – ZOBRAZOVACÍ ČÁST

Zobrazovací jednotka je v současné době postavena na jednodeskovém embedded počítači s RISC procesorem Motorola PowerPC MPC 880. Počítač je osazen 8Mb RAM pamětí a 64Mb FLASH pamětí. Počítač je také osazen grafickým 2D/3D akcelerátorem MB86291 Scarlet firmy Fujitsu, který umožňuje využít hardwarově akcelerovaných funkcí pro kreslení základních geometrických objektů. LCD displej je výrobkem firmy SHARP s rozlišením 800x600 pixelů a možností zobrazit 262 144 barev. Spojení displeje s počítačem je realizováno 30-ti žilovým vodičem. Každá barva je přenášena šesti-bity, je použito šest zemí, signály CLK, ENABLE a napájení displeje, které je 3.3V.



Obr. 5: Blokové schéma programového vybavení.

Software zobrazující motorové údaje je napsán v jazyce ANSI C. Aplikace je realizována jako několik autonomních asynchronních bloků s definovaným rozhraním. Lze ji rozdělit na tyto části:

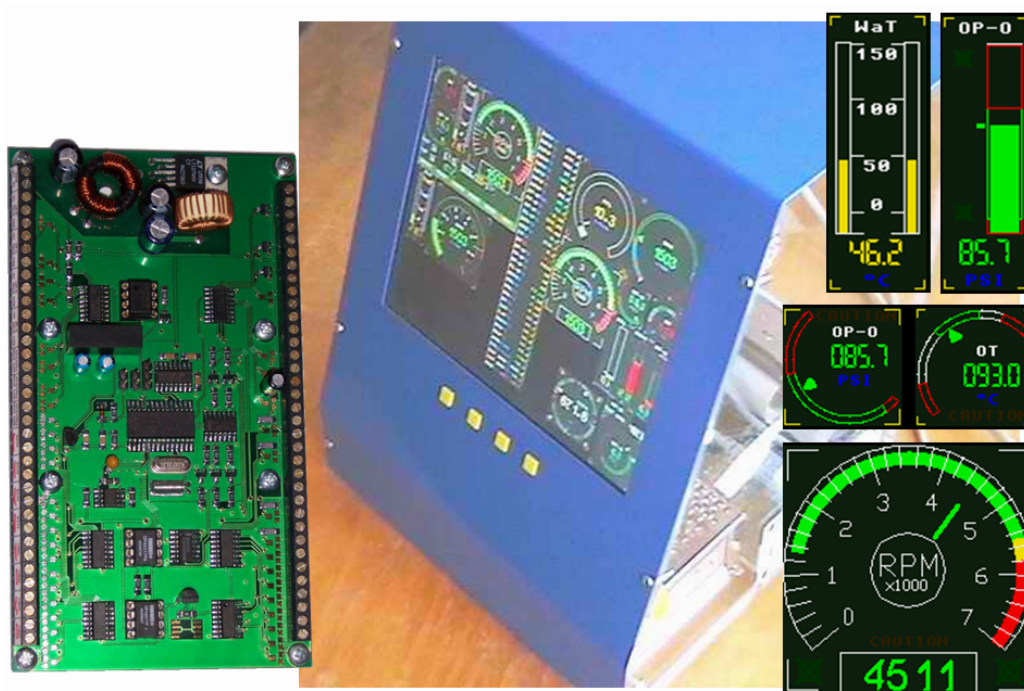
- Část komunikace a zpracování dat
- Uživatelské rozhraní
- Část generující motorové přístroje

Software je napsán pokud možno co nejvíce modulárně a objektově (jak jen je to možné při omezeních daných normou ANSI C) a umožňuje zobrazit všechny veličiny snímané jednotkou sběru dat.

Obě jednotky spolu komunikují dohodnutým protokolem. Po zapnutí obou systémů dojde ke konfiguraci jednotky sběru dat podle údajů zadaných v konfiguračním módu jednotky zobrazení dat. Zobrazovací část přijímá pseudo-hodnoty snímané jednotkou sběru dat, dopočítává z nich reálné údaje a kreslí údaje na displej ve formátu, který si uživatel může vybrat z několika předprogramovaných možností zobrazení.

Pro nahrání programu je využit free zavaděč U-boot [4], který zajišťuje stažení realizovaného programového vybavení přes protokol FTP a poté jeho vypálení do programové paměti.

Obrázek 6. zobrazuje realizovaný systém sběru, měření a zobrazení parametrů leteckého motoru.



Obr. 6: Modul sběru dat a zobrazovací jednotka monitorovacího systému

5. ZÁVĚR:

Výsledkem projektu je část měřícího systému, která umožňuje zobrazit na LCD displej parametry leteckého motoru malého sportovního nebo ultra-lehkého letadla. Měřicí desku je možné použít s jakýmkoliv motorem, který je vybaven podmožinou podporovaných senzorů. Je snímáno a zobrazováno 32 motorových údajů. Aplikace dopočítávající a zobrazující parametry motoru je napsána s důrazem na možnost postupného rozšiřování a vylepšování současného programového vybavení.

Celý systém (viz. Obr. 1) je v současné době využíván jako laboratorní úloha, kde jsou jednotlivé senzory simulovány různými zdroji signálu (viz. Tabulka 1.).

Do budoucna se předpokládá návrh a realizace jednotky sběru letových údajů a úprava stávajícího programového vybavení jednotky zobrazení dat pro umožnění zobrazení letových údajů.

LITERATURA:

- [1] Draxler, Karel.: Přístrojové systémy letadel I. ČVUT FEL, Praha 2003
- [2] A. Vaněk, M. Jiráček, K. Novotný, V. Šilhánek: Letecká přístrojová technika II. ČVUT, Praha 1990
- [3] Helfrick, Albert.: Principles of avionics – 3rd.ed. (Chapters 8-11). Avionics Communications Inc., 2004
- [4] Denk, Wolfgang: The DENX U-Boot and Linux Guide (DULG). 2005
- [5] ROTAX GmbH: Operator's Manual for all version of ROTAX 912, 1998

Diagnostika přenosu informace – hlídací a opravné kódy

Ing. Jiří Pařízek, CSc.

Katedra leteckých elektrotechnických systémů, Univerzita obrany, Brno,

email: Jiri.Parizek@unob.cz, tel.: 973-445-196.

Resume:

Článek pojednává o principech kódování informace, možnostech detekce chyb jednotlivých kódů způsobených šumem v přenosových kanálech a možnostech korekce těchto chyb.

1. Úvod

V současných aplikacích je žádoucí, aby všechny prvky měřicího řetězce (včetně snímačů a komunikačních kanálů) byly podrobovány diagnostice ve smyslu detekce, případně lokalizace či korekce chyb a poruch. Metody diagnostiky bloků zpracování informace jsou již dostatečně rozpracovány a vzhledem k rozšíření tzv. inteligentních snímačů, tedy snímačů mj. s digitálním výstupem, resp. s digitální komunikací je splnění tohoto základního požadavku reálné.

Informace vytvořená zdrojem (např. inteligentním snímačem) je obvykle zakódována v kódovacím zařízení, přenášena komunikačním kanálem (případně zkreslena náhodným šumem), na straně příjemce dekodována, zpracována, uložena či příjemci zobrazena. Konstrukce kodéru, komunikačního kanálu a dekodéru má zajistit několik funkcí či cílů:

- rychlé kódování zprávy,
- snadný přenos zakódované zprávy,
- rychlé dekodování přijaté zprávy,
- detekci, případně opravu chyb způsobených šumem během přenosu zprávy,
- maximalizaci množství informace přenesené za jednotku času.

Z hlediska diagnostiky přenosu zprávy je hlavní čtvrtý z těchto cílů, což však nemusí být (a obvykle není) v souladu s ostatními cíly. Jakékoliv řešení tohoto problému je nutně kompromisem mezi těmito pěti cíly.

V naprosto spolehlivém kanálu (bez šumu) se nepředpokládá chyba přenosu (žádné bity se neztratí ani nezmění), přijatá informace je stejná jako vyslaná a není tedy třeba informaci kódovat ve smyslu detekce chyb. Reálně existující přenosové kanály vždy nějaký šum obsahují a tak vzrůstá i pravděpodobnost chyby. Přesto lze ve většině případů předpokládat, že vlivem šumu se žádné bity informace neztratí ani nepřibudou, ale pouze se změní. Jestliže pravděpodobnost bezchybného přijetí bitu nezávisí na tomto bitu, je binární kanál symetrický. Pro správný příjem informace je rovněž důležité rozpoznat její počátek, tedy první bit přenášených slov.

Spolehlivost binárního symetrického kanálu (zpravidla zjistitelná pouze na základě dlouhodobého sledování) je vyjádřena reálným číslem $p \in (0; 1)$, kde p je pravděpodobnost, že vyslaný bit je stejný jako bit přijatý. Je-li $p = 1$, je kanál absolutně spolehlivý, je-li $p = 0,5$, je kanál nepoužitelný, protože pravděpodobnost chyby je stejná, jako pravděpodobnost bezporuchového přenosu.

Kód s paritním bitem je vytvořen tak, že ke každému slovu kódu je přidán jeden (paritní) bit tak, aby počet bitů 1 v každém kódovém slově byl sudý (sudá parita), nebo lichý (lichá parita). Pro dvoubitový kód a sudou paritu dostaneme kód (000; 011; 101; 110), pro lichou paritu (001, 010, 100, 111). Je zřejmé, že dokáže kód s paritním bitem jednu chybu detekovat, nedokáže ji ale lokalizovat ani opravit. To však je možné pouze za předpokladu vzniku jedné chyby, resp. lichého počtu chyb. Při sudém počtu chyb budou tyto chyby maskovány. Je rovněž zřejmé, že informační poměr kódů je mnohem příznivější než u opakovacích kódů – pro dvoubitové informační slovo dostaneme $K_{p2} = 0,66$, pro čtyřbitové $K_{p4} = 0,8$, atd.

Kód s kontrolním součtem je založen na provedení součtu všech znaků zprávy v binární reprezentaci a připojení tohoto součtu na konec zprávy. Jinak řečeno, jednotlivé byty (slova, dvojslova) tvořící přenášený blok se interpretují jako čísla a sečtou se. Výsledný součet se použije jako zabezpečovací údaj, přičemž se může použít jen část součtu (např. nižší byte). Takový kód dokáže jednu (v příznivém případě i více chyb) detekovat, nikoli však lokalizovat a opravit. Informační poměr závisí na počtu zabezpečovaných slov v bloku.

Hammingův kód (americký matematik Richard W. Hamming) je založen na použití několika testů na sudou paritu. Nejjednodušší Hammingův kód má čtyři informační a tři kontrolní bity, jeho délka je tedy 7 a označuje jako $H(7; 4; 3)$, nebo $H(7, 4)$. Kódování probíhá tak, že pro každou informační část kódu $a_3; a_5; a_6; a_7$ se dopočítají kontrolní bity $a_1; a_2$ a a_4 , a to tak, aby platilo:

$$\begin{aligned} a_1 + a_3 + a_5 + a_7 &= 0 & a_1 &= a_3 + a_5 + a_7 \\ a_2 + a_3 + a_6 + a_7 &= 0 & \text{tedy} & a_2 = a_3 + a_6 + a_7 & 2. \\ a_4 + a_5 + a_6 + a_7 &= 0 & a_4 &= a_5 + a_6 + a_7 \end{aligned}$$

Např. pro informační slovo $(a_3; a_5; a_6; a_7) = 1\ 0\ 1\ 0$ bude $a_1 = 1 + 0 + 0 = 1$, $a_2 = 1 + 1 + 0 = 0$ a $a_4 = 0 + 1 + 0 = 1$. Kódové slovo potom bude (1 0 1 1 0 1 0).

Po přijetí slova (b) se vypočítá kód chyby e :

$$\begin{aligned} e_1 &= b_1 + b_3 + b_5 + b_7 \\ e_2 &= b_2 + b_3 + b_6 + b_7 \\ e_3 &= b_4 + b_5 + b_6 + b_7 \end{aligned} \quad 3.$$

Je-li $e_1 = e_2 = e_3 = 0$, je přijaté slovo kódovým slovem a přenos byl bezchybný (nebo došlo k sudému počtu „šikovných“ poruch). Je-li např. $e_1 = 1$, $e_2 = 1$ a $e_3 = 0$, je zřejmé, že chyba je v bitu b_3 , protože v rovnicích 3. pro e_1 a e_2 je b_3 jediným společným prvkem. Hammingův kód $H(7, 4)$ tedy detekuje a lokalizuje jednu chybu. Cenou za tuto schopnost je ovšem informační poměr kódu $K_{H(7,4)} = 0,571$.

Binární kód se nazývá Hammingův, jestliže má kontrolní matici, jejíž sloupce jsou **všechna nenulová** slova dané délky $n-k=r$ a žádné z nich se neopakuje a má při daném počtu $r=n-k$ kontrolních bitů co nejmenší redundanci (co nejvíce informačních znaků). Počet sloupců kontrolní matice je tedy $n = 2^r - 1 = 2^{n-k} - 1$. Tento vztah udává závislost mezi počty datových a kontrolních bitů Hammingova kódu, které nemohou být libovolné. Možná řešení pro celá čísla n, k, r jsou v následující tabulce:

n	k	r	$K_H = k/n$
3	1	2	0,333
7	4	3	0,571
15	11	4	0,733
31	26	5	0,839
63	57	6	0,905
127	120	7	0,944
255	247	8	0,968

Např. kontrolní matice Hammingova kódu H(15,11,4) je:

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

Cyklické kódy (CRC - Cyclic Redundancy Code) jsou charakteristické tím, že, současně s každým kódovým slovem $(v_{n-1} v_{n-2} \dots v_1 v_0)$ obsahuje i kódové slovo vzniklé cyklickým posuvem: $(v_0 v_{n-1} v_{n-2} \dots v_1)$. Například obsahuje-li cyklický kód kódové slovo (10110), pak musí obsahovat i tato další kódová slova: (01011), (10101), (11010), (01101). To ale neznamená, že daný kód již nebude obsahovat další kódová slova a jako u každého lineárního kódu platí, že n -místné slovo cyklického kódu obsahuje k datových a $r = n-k$ zabezpečovacích bitů.

Cyklické kódování je způsob, jak nalézt r zabezpečujících bitů ke k informačním bitům tak, abychom vygenerovali kódové slovo cyklického kódu.

Dekódování je způsob zjištění k informačních bitů z přijatého slova včetně informace, zda jsou v těchto bitech chyby (detekce), případně kde jsou chyby (lokalizace a korekce).

Matematickým prostředkem pro usnadnění kódovacích a dekodovacích procedur je teorie polynomů (mnohočlenů) - n -bitové binární slovo lze zapsat buď jako vektor $(v_{n-1} v_{n-2} \dots v_1 v_0)$ nebo jako binární polynom $v_{n-1}x^{n-1} + v_{n-2}x^{n-2} + \dots + v_1x + v_0$. Např. kódové slovo (110101) lze zapsat jako $x^5 + x^4 + x^2 + 1$.

Cyklický kód má svůj **generující (vytvářecí) polynom** $g(x)$, který musí mít následující vlastnosti:

- řád $g(x)$ je $n-k = r$,
- polynom $x^n + 1$ je beze zbytku dělitelný polynomem $g(x)$.

Z těchto vlastností vyplývá, že ne každý polynom může být generujícím polynomem cyklického kódu. Například vynásobíme-li tři vhodně zvolené polynomy, dostaneme:

$$\begin{aligned} (x^3 + x^2 + 1) \cdot (x + 1) \cdot (x^3 + x + 1) &= (x^4 + x^3 + x + x^3 + x^2 + 1) \cdot (x^3 + x + 1) = \\ &= (x^4 + x^2 + x + 1) \cdot (x^3 + x + 1) = x^7 + x^5 + x^4 + x^3 + x^5 + x^3 + x^2 + x + x^4 + x^2 + x + 1 = \\ &= x^7 + 1. \end{aligned}$$

Je zřejmé, že polynom $x^7 + 1$ je beze zbytku dělitelný následujícími polynomy:

$$g_1(x) = x + 1,$$

$$g_2(x) = x^3 + x^2 + 1,$$

$$g_3(x) = x^3 + x + 1,$$

$$g_4(x) = (x^3 + x^2 + 1) \cdot (x + 1) = x^4 + x^2 + x + 1,$$

$$g_5(x) = (x^3 + x + 1) \cdot (x + 1) = x^4 + x^3 + x^2 + 1,$$

$$g_6(x) = (x^3 + x^2 + 1) \cdot (x^3 + x + 1) = x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + x + 1.$$

Z definice generujícího polynomu vyplývá, že pro $n = 7$ existuje celkem 6 generujících polynomů a tedy i 6 potenciálně použitelných cyklických kódů - viz následující tabulka.

č. kódu	k	r	generující polynom	
1	6	1	$x + 1$	(11)
2	4	3	$x^3 + x^2 + 1$	(1101)
3	4	3	$x^3 + x + 1$	(1011)
4	3	4	$x^4 + x^2 + x + 1$	(10111)
5	3	4	$x^4 + x^3 + x^2 + 1$	(11101)
6	1	6	$x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + x + 1$	(1111111)

Tabulka 1: Možné generující polynomy

Obecný postup vytvoření kódového slova délky n pro určité slovo datové (délky k) lze vyjádřit následujícím způsobem:

1. Datové slovo rozšíříme na délku n přidáním $r = n - k$ nul vpravo. Vzniklému slovu odpovídá polynom $f(x)$.
2. Vybereme generující polynom $g(x)$ řádu r .
3. Polynom $f(x)$ podělíme polynomem $g(x)$, získáme zbytek po dělení - polynom řádu $r-1$, resp. r -bitový vektor.
4. Zbytkem po dělení nahradíme r nul, původně přidaných k datovému slovu. Získali jsme kódové slovo k danému slovu datovému.

Základní vlastností kódového slova je, že ho lze beze zbytku dělit jeho generujícím polynomem a to je daným postupem zaručeno. Toho je využito při testování chyb přijatých slov, tedy zda přijatá slova patří do kódu či nikoliv.

Mějme např. datové slovo (101), tedy $k = 3$ a to je třeba zakódovat cyklickým kódem. Z tabulky generujících polynomů cyklických kódů vybereme vhodný řádek - např. kód č. 4, $r = 4$ a generující polynom $g(x) = x^4 + x^2 + x + 1$. Postupujme podle bodů obecné kódovací procedury:

1. $(101) \rightarrow (1010000) \rightarrow f(x) = x^6 + x^4$.
2. Generující polynom $g(x) = x^4 + x^2 + x + 1 \rightarrow (10111)$.
3. $(x^6 + x^4) : (x^4 + x^2 + x + 1) \rightarrow (1010000) : (10111) = 100\dots$ (na podílu nezáleží)

$$\underline{10111}$$

$$1100 \leftarrow \text{zbytek.}$$

4. Kódové slovo je (1011100).

Dojde-li při přenosu tohoto kódového slova k chybě, lze ji detekovat tak, že přijaté slovo dělíme generujícím polynomem a vyjde nenulový zbytek (u bezchybného slova nulový zbytek). Dejme tomu, že došlo k chybě při přenosu daného kódového slova na čtvrtém bitu zleva, tedy přijaté slovo (1010100) podělíme generujícím polynomem (10111):

$$(1010100) : (10111) = \dots (\text{na podílu nezáleží})$$

$$\underline{10111}$$

1000 ← zbytek je nenulový, chyba je detekována.

3. Hammingova vzdálenost a váha

Důkazy schopnosti lineárních kódů detekovat a opravovat chyby přenosu jsou založeny na definici Hammingově vzdálenosti a váze. Jsou-li $u, v \in Z_2^n$ dvě binární slova stejné délky n , jejich **Hammingova vzdálenost** $d(u; v)$ je definována jako počet souřadnic, ve kterých se oba vektory liší.

Hammingova váha $wt(u)$ slova $u \in Z_2^n$ se rovná počtu souřadnic ve slově u rovných 1. Obsahuje-li kód C aspoň dvě slova, je Hammingova vzdálenost $d(C)$ kódu C definována jako nejmenší ze vzdáleností $d(u; v)$, kde $u \neq v$ jsou libovolné dva různé prvky kódu C . Pro libovolné dva prvky $u, v \in Z_2^n$ platí rovnost $d(u, v) = wt(u + v)$.

Kód C dokáže detekovat chybu typu $e \neq 0$, jestliže pro každé kódové slovo $v \in C$ platí, že $v + e \notin C$. Kód C dokáže detekovat t chyb, jestliže dokáže detekovat každou chybu $e \neq 0$ s váhou $wt(e) \leq t$.

Kód C dokáže opravit chybu typu $e \neq 0$, jestliže pro každé kódové slovo $v \in C$ a libovolné slovo $w \in C$, $w \neq v$ platí $d(v; v + e) < d(v + e; w)$, kód C dokáže opravit t chyb, jestliže dokáže opravit každou chybu $e \neq 0$ s váhou $wt(e) \leq t$.

Má-li kód C délky n vzdálenost $d(C) = d$, pak dokáže detekovat všechny chyby typu $e \neq 0$ s váhou $d - 1$ a existuje aspoň jedna chyba s váhou d , kterou odhalit nedokáže. Takový kód tak dokáže odhalit $d - 1$ chyb a nedokáže odhalit d chyb.

Má-li kód C délky n vzdálenost $d(C) = d$, pak dokáže opravit všechny chyby s váhou menší nebo rovnou $(d - 1)/2$ a existuje aspoň jedna chyba s váhou $1 + [(d - 1)/2]$, kterou opravit nedokáže. Takový kód tak dokáže opravit $(d - 1)$ chyb a nedokáže opravit $1 + [(d - 1)/2]$ chyb.

4. Závěr

Je zřejmé, že diagnostika přenosu informace je důležitou součástí diagnostiky digitálních měřicích řetězců. Při volbě metod detekce, případně lokalizace poruch přenosu informace je nutné posoudit především vliv použitých metod a prostředků na rychlost přenosu a zpracování dat, dodatečné náklady spojené s diagnostickými prostředky i vliv spolehlivosti těchto prostředků na celkovou spolehlivost měřicího řetězce.

Vliv spolehlivosti radioelektronických prostředků na bezpečnost letového provozu

Ing. Stanislav RYDLO, CSc.

Katedra leteckých elektrotechnických systémů, Univerzita obrany, Brno,

email: stanislav.rydlo@unob.cz, tel.: 973-445-779

Ing. Milan VAŠEK, Ph.D.

Katedra leteckých elektrotechnických systémů, Univerzita obrany, Brno,

email: milan.vasek@unob.cz, tel.: 973-445-233

Resume:

Článek se zabývá problematikou elektromagnetické kompatibility (EMC) při posuzování umístění nových radiotechnických prostředků z hlediska jejich vlivu na stávající prostředky zabezpečující letový provoz. Spolehlivost radiotechnických prostředků zabezpečujících letový provoz je dána jak jejich správnou činností tak jejich vzájemnou koexistencí. Je zde uveden metodologický postup pro řešení elektromagnetické kompatibility a základní matematický aparát.

1. Úvod

Současný rozvoj letecké dopravy a zvyšování její hustoty, klade stále vyšší požadavky na systémy zabezpečení a řízení letového provozu. Zavádění nových složitějších systémů, především radioelektronických – radionavigačních a komunikačních, které mají stále větší výkonnost, klade vysoké nároky na jejich spolehlivý provoz a tedy i na elektromagnetickou kompatibilitu (EMC). Tato problematika však není vždy zcela doceněna a studie, které by ji řešily před zavedením nového systému nebývají často vůbec zpracovány.

EMC je vědní obor, jehož rozvoj začal v druhé polovině dvacátého století jako následek rychlého vývoje radioelektroniky a elektrotechniky. Zabývá se zkoumáním vzájemného chování různých radioelektronických (elektronických) systémů (prostředků) z hlediska elektromagnetické kompatibility ve společném pracovním (zájmovém) prostoru, který je v současné době velmi nasycen různými vysílači a přijímači elektromagnetických signálů. Zkoumá jak nízkofrekvenční systémy (nf) tak i systémy vysokofrekvenční (vf). Všechny prostředky, které jsou zaváděny do provozu, musejí vykazovat maximálně takové vyzařování, aby neovlivňovaly svou činností vlastní okolí a to jak okolní elektronické systémy tak životní prostředí. Nově zaváděné, prostředky (systémy) před uvedením do provozu, musejí podstoupit zkoušky na EMC ve speciálních zkušebnách, kde se určuje jejich míra vyzařování rušivých signálů jak na nosném kmitočtu tak na parazitních (nežádoucích) kmitočtech.

Rušivý signál do obvodů přijímače proniká různými cestami, ale v případě radioelektronických zabezpečovacích prostředků na letišti, kdy signál je přenášen vzduchem, se na příjmu rušení nejvíce podílejí antény. Nejhorší variantou jsou otáčející se antény (např. radiolokátory proti sobě), kdy energie vyzařovaná vysílačem je druhým přijímačem zpracovávána. Tomuhle jevu se dá předejít jenom správnou synchronizací systémů.

Vedle prostředků a systémů na letišti existuje celá řada jiných radioelektronických prostředků a systémů, které se mohou ovlivňovat. Na letišti jsou rozmístěny radionavigační, radiolokační, radiokomunikační prostředky a systémy, ale mimo letiště se nacházejí další systémy používané civilními službami a různými uživateli (např. televizní přijímače a vysílače, síť mobilních komunikačních systémů, radiostanice pro civilní sektor atd.), na které mohou mít letecké radioelektronické systémy nežádoucí (rušící) vliv a naopak.

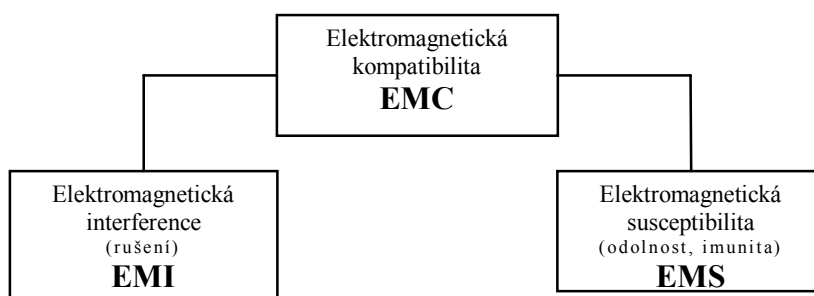
Článek se zabývá postupem při řešení problematiky elektromagnetické kompatibility a provádění výpočtu kmitočtové analýzy i úroňové analýzy na základě znalosti matematického aparátu výpočtu. Kmitočtová analýza je na výpočet poměrně náročná, poněvadž zkoumá jak kmitočtové spektrum vysílače, tak přijímače a porovnáním těchto spekter hledá kmitočty, které se vzájemně kryjí. Druhá část výpočtu (úroňová analýza) je podmíněna výsledkem kmitočtové analýzy a provádí se v případě kmitočtové neslučitelnosti šetřené dvojce. Při hodnocení elektromagnetické kompatibility jsou výsledné (vypočítané) hodnoty získané úroňovou analýzou porovnávány s dovolenou úroň, kterou daný přijímač dokáže zpracovat a která nemá vliv na funkčnost systému.

V závislosti na intenzitě rušení může dojít k omezení provozu rušeného systému a nebo systém může být úplně vyřazen z činnosti důsledkem zahlcení kanálu příjmu rušivým signálem.

2. Problematika EMC

Elektromagnetická kompatibility (též koexistence, slučitelnost) EMC [2] je definována jako schopnost zařízení, systému či přístroje vykazovat správnou činnost i v prostředí, v němž působí jiné zdroje elektromagnetických signálů, přírodních nebo uměle vyvolaných, a ve stejnou dobu svým elektromagnetickým vyzařováním neovlivňuje své okolí. Elektromagnetická kompatibility tedy vyjadřuje schopnost současné správné funkce zařízení (systémů) nacházejících se ve společném elektromagnetickém prostředí a to bez závažného ovlivňování jejich normálních funkcí.

Základní problematiku EMC můžeme rozdělit do dvou podskupin, jak je uvedeno na obr. 1. Problémy EMC na straně vysílače řeší elektromagnetická interference a na straně přijímače elektromagnetická susceptibilita.

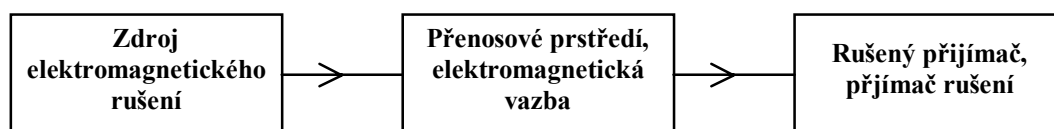


Obr. 1: Základní členění EMC

Elektromagnetická interference (EMI) je proces, při kterém se signál, generovaný zdrojem rušení, přenáší prostřednictvím elektromagnetické vazby do rušených systémů. Úkolem EMI je zabývat se především identifikací zdrojů rušení, popisem a měřením rušivých signálů a identifikací parazitních přenosových cest. EMI se hlavně týká příčin rušení a jejich odstraňování.

Elektromagnetická susceptibilita či imunita (EMS) vyjadřuje schopnost zařízení a systému pracovat bez poruch nebo s přesně definovaným přípustným vlivem v prostředí, v němž se vyskytuje elektromagnetické rušení. EMS se tedy zabývá především technickými opatřeními, které zvyšují u objektu jeho elektromagnetickou imunitu, tedy jeho odolnost proti vlivu rušivých signálů. Úkolem EMS je odstraňování důsledků rušení, bez odstraňování jejich příčin.

Elektromagnetická kompatibilita zkoumá tři důležité oblasti, na které poukazuje základní řetězec EMC zobrazený na obrázku 2. Tento řetězec vymezuje nejdůležitější oblasti, které mají vliv na vzniku rušení, na přenosové cesty rušících signálů a pronikání rušících signálů do přijímače. Při řešení tyto části musíme brát v úvahu.

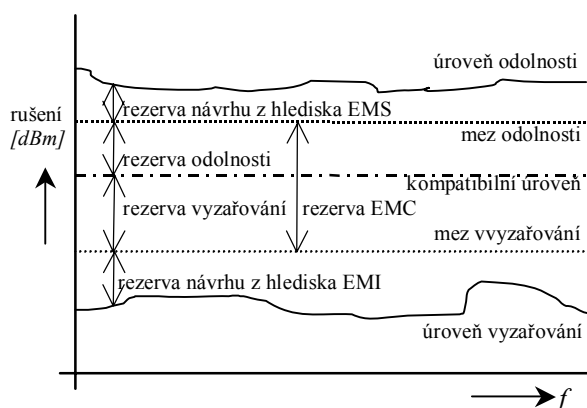


Obr. 2: Základní řetězec EMC

Obecně oblast zdrojů elektromagnetického rušení (motory, relé, zářivky, elektrostatické výboje aj.) zahrnuje zkoumání obecných otázek mechanismů vzniku rušení, jeho charakteru a intenzity. Druhá část, přenosové prostředí a elektromagnetické vazby (vzdušný prostor, energetické kabely, datové vodiče atd.), se zabývá způsoby a cestami, kterými energie ze zdroje rušení proniká do rušených objektů.

Problematika přijímačů rušení (telekomunikační systémy, televizní přijímače, navigační systémy, výpočetní technika atd.) se zabývá klasifikací a podrobnou specifikací rušivých účinků a to na základě analýzy konstrukčních a technologických parametrů zařízení.

Obrázek 3 vymezuje základní pojmy týkající se problematiky elektromagnetického rušení. Vysvětlení jednotlivých pojmů je uvedeno pod obrázkem.



Obr. 3: Definice úrovní a mezí vyzářování

Úroveň vyzářování je rušení generované samotným spotřebičem či zařízením, měřené předepsaným způsobem a vyjádřené v dBm pro daný kmitočet.

Mez vyzářování je maximální přípustná úroveň vyzářování, která je definována normou, daného zařízení.

Rezerva návrhu je dána rozdílem předchozích dvou úrovní a to z hlediska EMI. Z hlediska EMS je to rozdíl úrovně odolnosti a meze odolnosti.

Úroveň odolnosti je maximální úroveň působícího rušení na konkrétní zařízení a to tak, aby nedošlo ke zhoršení jeho provozu.

Mez odolnosti je nejnižší normou požadovaná úroveň odolnosti zařízení.

Rezervu EMC daného zařízení určuje rozdíl mezi odolností a vyzařováním.

Z obrázku je zřejmé, že k tomu, aby zkoušené zařízení vyhovělo požadavkům EMC, musí být jeho úroveň vyzařování vždy nižší než maximální přípustná úroveň, tj. než mez vyzařování. Úroveň odolnosti zařízení musí být vždy větší než minimální požadovaná úroveň, tj. než mez jeho odolnosti. Pro dosažení dostatečné rezervy EMC zařízení musí být mez odolnosti vyšší než mez vyzařování.

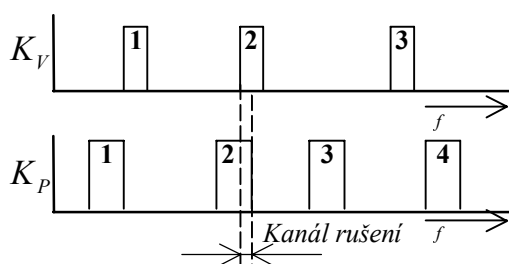
3. Metodologický postup řešení EMC

Každá změna pracovního parametru (kmitočet, výkon aj.) přijímače nebo vysílače může vyvolat změnu chování systému ve vztahu k okolním systémům a mít za následek, že vysílač resp. přijímač bude nechtěně rušit jiný systém nebo jiným systémem bude rušen. To stejné platí pro nově zaváděné systémy, kdy mohou ovlivňovat už existující prostředky rozmístěné v rádielektronickém prostoru nebo mohou být těmito prostředky ovlivňovány. V každém případě, než začneme přeladovat technické parametry (kmitočet, výkon) nebo složitě rozmisťovat pracovitě a prostředky v terénu, je lepší udělat matematický rozbor kmitočtové analýzy a následně, vyžaduje-li to situace, provést úrovnovou analýzu a tímto předejít pozdějším problémům, které by se mohly projevit elektromagnetickou neslučitelností systémů.

Při analýze elektromagnetické kompatibility dvojice vysílač-přijímač (V-P) vycházíme ze znalostí technických parametrů jak zkoumaného vysílače tak přijímače. Na základě technických parametrů a použitím matematického aparátu provedeme analýzu elektromagnetické kompatibility zkoumané dvojice V-P.

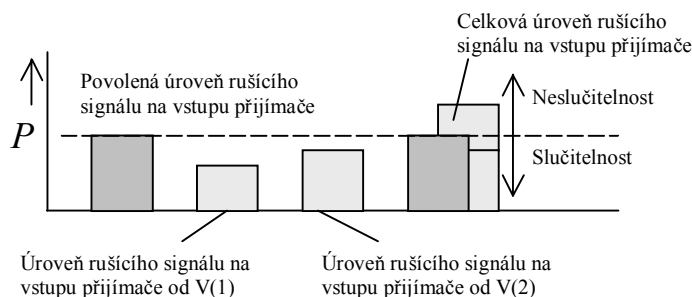
Prvním krokem řešení elektromagnetické kompatibility je kmitočtová analýza, při které určíme kmitočtové kanály vysílače a přijímače. Na základě spočítaných kanálů (kmitočtových spekter) stanovíme kmitočtově neslučitelné dvojice vysílač-přijímač pro danou konfiguraci. Kmitočtovou analýzu dvou systémů můžeme vysvětlit jako překrývání kmitočtových spekter (složek) vysílače a přijímače, tak jak je znázorněno na obrázku 4.

Mějme kmitočtové kanály vysílače K_V (1, 2, 3), na kterých vysílač vysílá rušivý signál a kanály přijímače K_P (1, 2, 3, 4), přes které rušivý signál může pronikat do přijímače. Ke kmitočtové neslučitelnosti, podle znázorněné situace uvedené na obrázku 4, dochází mezi kanály číslo 2 přijímače a vysílače. Část elektromagnetické energie touto cestou (kanálem) z vysílače může být přenesena na vstup přijímače a tím funkčnost přijímače může být narušena. V některých případech může nastat situace, že se kryje více kanálů a tím vzniká několik kanálů rušení. Samotný postup řešení spočívá ve zkoumání všech možných kombinací V-P.



Obr. 4: Znázornění překrývání kanálů

Úrovňová analýza má za cíl definitivně rozhodnout o slučitelnosti nebo neslučitelnosti kmitočtově neslučitelné dvojice vysílač-přijímač. Úrovňová analýza spočívá v tom, že spočítáme velikost rušivého signálu na vstupu přijímače a na základě znalostí povolené úrovně rušivého signálu na vstupu přijímače zjistíme, je-li úrovňová podmínka splněna (splnění úrovňové podmínky znamená úrovňovou neslučitelnost dvojice) či nikoli. Problematický je případ, kdy je přijímač kmitočtově neslučitelný se dvěma vysílači. I v tomto případě provedeme úrovňovou analýzu pro dané dvojice vysílač-přijímač. Může nastat případ, že každá dvojice V-P je úrovňově slučitelná, ale každý vysílač na vstupu přijímače přispívá určitou úrovní (množstvím) rušivého signálu. V tomto případě musíme stanovit celkovou úroveň rušivého signálu na vstupu přijímače od obou (všech) vysílačů, které nebyly kmitočtově slučitelné s kritickým přijímačem a rozhodnout o slučitelnosti konfigurace.



Obr. 5: Celkové hodnocení úrovňové analýzy

Obrázek 5 ukazuje povolenou úroveň rušícího signálu na vstupu přijímače, úrovně rušících signálů na vstupu přijímače, kterými přispívají jednotlivé vysílače a celkovou úroveň rušících signálů na vstupu přijímače od všech vysílačů.

Po provedení úrovňové analýzy a stanovení celkové úrovně rušícího signálu na vstupu přijímače mohou nastat dva případy. Je-li celkový příspěvek rušivých signálů na vstupu přijímače od všech vysílačů menší než je hodnota povolená, konfigurace je elektromagneticky slučitelná. V případě, převyšuje-li celková úroveň rušivých signálů hodnotu povolenou, je třeba provést příslušná opatření, která by přispěla k odstranění nedostatků. Stanovíme vysílač jenž má největší vliv svým rušením na přijímač a změnou parametrů (změna pracovního kmitočtu, výkonu vysílače aj.) se snažíme vytvořit podmínky vhodné pro elektromagnetickou kompatibilitu konfigurace.

Porovnáváním skutečné hodnoty rušivého signálu na vstupu přijímače s dovolenou hodnotou, tj. hodnotou, kterou musí přijímač ještě zpracovat (potlačit) aby nedošlo k rušení, se zabývá oblast zvaná hodnocení elektromagnetické kompatibility.

3.1. Stanovení možných kanálů příjmu radioelektronických prostředků

Každý přijímač má nějaké nedostatky v konstrukci. Z tohoto důvodu se musí počítat s tím, že přijímač nebude přijímat jenom na naladěném pracovním kmitočtu, ale i na kmitočtech vedlejších. V přijímači vzniká celá řada kmitočtových kanálů příjmu K_p , které lze obecně matematicky popsat a to na základě znalostí vlastností přijímače. Možné kanály příjmu přijímače lze popsat následujícím vztahem:

$$K_p = K_{pu} \cup K_{p1} \cup K_{p2} \cup K_{p3} \cup K_{p4} \quad (1)$$

kde:

- K_{pu} - kanál pracovního kmitočtu,
- K_{p1} - kanál zrcadlového kmitočtu,
- K_{p2} - kanál mezifrekvenčního kmitočtu,
- K_{p3} - kanál intermodulačních kmitočtů,
- K_{p4} - kanál křížové modulace.

Každý z kanálů představuje určitý interval kmitočtů, ve kterém mohou signály pronikat na výstup přijímače. Přepsáním rovnice (1) můžeme kanály příjmu vyjádřit v následujícím tvaru:

$$\begin{aligned} K_p = & \left\{ f_p \pm \frac{1}{2} B \right\} \cup \left\{ f_p + [\text{sign}(f_{MO} - f_p)] 2 \cdot f_{mf} \pm \frac{1}{2} B \right\} \cup \\ & \cup \left\{ f_{mf} \pm \frac{1}{2} B \right\} \cup \left\{ \frac{1}{n} \left[(m \pm 1) f_p \pm \frac{1}{2} B \right] \right\} \cup \\ & \cup \left\{ \frac{1}{n} \left[(m \pm 1) f_p \pm 2 f_{mf} \pm \frac{1}{2} B \right] \right\} \cup \left\{ \frac{1}{n} \left[m \cdot f_p \pm f_{mf} \pm \frac{1}{2} B \right] \right\} \end{aligned} \quad (2)$$

kde:

- f_p - naladěný pracovní kmitočet přijímače,
- B - šířka pásma propustnosti přijímače,
- f_{MO} - kmitočet místního oscilátoru,
- f_{mf} - mezifrekvenční kmitočet přijímače,
- $m, n = 1, 2, 3, \dots$, a zároveň musí platit $(m + n) \geq 3$.

Rovnice (2) je kmitočtovým modelem přijímače a umožňuje vymezit intervaly kmitočtů, ve kterých může dojít k příjmu nežádoucích signálů.

3.2. Matematický aparát úrovnové analýzy

Matematický aparát úrovnové analýzy se zabývá komplexním řešením problematiky týkající se stanovení velikosti úrovně rušivého signálu na vstupu přijímače a následným porovnáváním této úrovně s úrovní dovolenou.

Aby bylo možné hodnotit vzájemné rušení dvojice vysílač-přijímač je třeba pro potenciální kanály rušení, stanovené pomocí kmitočtové analýzy, nejprve určit úroveň rušivého signálu na vstupu přijímače. Pak se tato hodnota porovnává s dovolenou (přípustnou) úrovní rušivého signálu, která je dána požadovaným odstupem užitečného signálu od rušivého na výstupu přijímače. Velikost úrovně rušivého signálu vysílače na vstupu rušeného přijímače stanovíme pomocí vzorce:

$$P_{pvst} = \frac{P_V \cdot G_V \cdot G_p \cdot f_r^2}{(4\pi)^2 \cdot D_{\min}^2 \cdot c^2} \cdot k_1 \cdot k_2 \cdot k_3 \cdot k_4 \cdot k_5 \cdot k_6 \cdot k_7 \cdot k_8 \cdot k_9 \quad (3)$$

kde:

- P_V - výkon vysílače rušivého signálu,
- G_V - zisk antény vysílače,
- G_p - zisk antény přijímače,
- f_r - kmitočet rušivého signálu,
- c - rychlost šíření světla,
- D_{\min} - nejmenší vzdálenost mezi vysílačem a přijímačem,
- k_1 až k_9 jsou koeficienty zeslabení rušivého signálu vlivem reálných podmínek šíření a jsou bezrozměrné, nabývají hodnot z intervalu (0, 1).

Hodnota P_{pvst} představuje výkon signálu na vstupu přijímače, ale nejsou zde zahrnuty ztráty vzniklé v obvodech přijímače. V druhé části úrovnové analýzy se hodnotí vliv nežádoucích rušivých signálů na kvalitu zpracování a vyhodnocení užitečného signálu. Vyhodnocuje se vliv charakteristik vf a nf částí na přenos rušivých signálů.

Vliv charakteristik přijímače na přenos rušivého signálu vyjádříme přepočítáním výkonu rušivého signálu na vstupu přijímače:

$$P_{pvst}^{pr} = P_{pvst} \cdot k_{10} \cdot k_{11} \cdot k_{12} \cdot k_{13} \cdot k_{14} \quad (4)$$

kde:

- P_{pvst} - výkon rušivého signálu na vstupu přijímače určený vztahem (3),
- k_{10} až k_{14} - jsou bezrozměrné koeficienty, vyjadřující vliv charakteristik přijímače a nabývající hodnot z intervalu (0, 1).

Stanovení koeficientů zeslabení je velmi náročné. Rozhodujícím kritériem je velikost kmitočtu rušivého signálu, která se mění na úrovni 500 MHz. Vliv těchto koeficientů je menší u kmitočtů menších než 500 MHz a nad touto hodnotou koeficienty přispívají větším zeslabením.

V rámci úroňové analýzy existuje možnost, vyžadují-li to okolnosti, pomocí vzorce (3) a (4) stanovit minimální přípustnou vzdálenost, která musí být zachována mezi vysílačem a přijímačem, aby byla zachována úroňová slučitelnost dvojice. Další možností je stanovení požadovaného kmitočtového odstupu, aby nedocházelo k rušení.

3.3. Hodnocení elektromagnetické slučitelnosti

Pro zhodnocení elektromagnetickou slučitelnosti RE prostředků je třeba definovat přípustnou úroveň výkonu rušivého signálu přepočteného na vstupu přijímače, při které jsou zachovány požadované funkce přijímače. O elektromagnetické slučitelnosti se rozhodne porovnáním celkového rušivého výkonu na přijímači s dovolenou hodnotou, která je dána úrovní výkonu užitečného signálu na vstupu přijímače a odstupem výkonu užitečného signálu od výkonu rušivého signálu. Nastane-li situace, kdy rušivý signál je větší než dovolený, musí se stanovit dvojice, která je hlavní příčinou neslučitelnosti a musí se hledat řešení pro odstranění tohoto nedostatku. Zde vycházíme z možností přeladění kmitočtu vysílače, úpravou vzdálenosti mezi vysílačem a přijímačem, případně v závislosti na okolnostech a reálných podmínkách hledáme nějakou jinou alternativu řešení.

4. Závěr

V současné době, kdy roste hustota leteckého provozu, jsou zaváděny nové výkonné radioelektronické prostředky zabezpečení letového provozu, je kladen velký důraz na spolehlivost poskytovaných informací orgánům řízení letového provozu. Na druhé straně je prostor neustále zahušťován kmitočty komerčních uživatelů. Především bezdrátová komunikace systémů bezpečnostních složek klade z hlediska koexistence těchto prostředků vysoké nároky. Článek popisuje řešení jedné části tohoto složitého problému, tj. co nejspolehlivější činnosti radioelektronických prostředků zabezpečujících letový provoz a možný přístup k metodologii řešení elektromagnetické koexistence a také upozorňuje na docenění této problematiky v oblasti bezpečnosti letového provozu.

Literatura

- [1] Charvát, Z. Návrh řešení elektromagnetické koexistence radioelektronických prostředků na letišti. Závěrečná práce, Vojenská akademie v Brně, Brno 1993.
- [2] NOVOTNÝ, M., PILNÝ, P.: Elektromagnetická slučitelnost, Vojenská akademie v Brně, Brno, 1983
- [3] Vaculíková, P. a Vaculík, E. Elektromagnetická kompatibilita elektronických systémů. Praha: Grada Publishing, 1998.
- [4] Žáček, J. Elektromagnetická kompatibilita a projektování elektrotechnických systémů. Automatizace, roč. 41, č. 1, s. 10-16. Praha 1998,

Hydraulický akumulátor jako nouzový zdroj tlakové kapaliny

doc. Ing. Karel Třetina, CSc.

Letecký ústav, Fakulta strojního inženýrství VUT, Brno.

email: tretina@fme.vutbr.cz, tel.: 541-143-201

Resumé:

Článek pojednává o činnosti hydraulického akumulátoru při nouzové dodávce tlakové kapaliny do pracovních válců. Jsou odvozeny základní rovnice pro pracovní kapacitu a celkovou dodanou energii akumulátorem s uvážením korekce na okamžitou pracovní teplotu, ve které akumulátor pracuje. Jsou uvedeny výsledky experimentálního měření polytropického exponentu expanze plynu v závislosti na intenzitě odběru tlakové kapaliny.

1. Úvod

Ve většině hydraulických soustav letadel je paralelně k vysokotlaké větvi potrubí připojen hydraulický akumulátor, který slouží jako:

- tlumič tlakových pulsací a hydraulických rázů, kdy akumulátor spolu s hydraulickým odporem potrubí, filtrů, ventilů apod. vytváří tlakový filtr, tzv. RC článek,
- přídatný zdroj tlakové energie v případě intenzivního odběru tlakové kapaliny hydromotory, kdy dodávka hydrogenerátoru je menší než odběr hydromotorů a v pracovním okruhu dochází k poklesu tlaku. Akumulátor kryje odběrové špičky tlakové kapaliny,
- zdroj tlakové energie v případě, že nepracují hydrogenerátory a je požadavek na činnost hydromotorů.

Akumulátor jako nouzový zdroj tlakové kapaliny je použit u letounů typové řady L-39. V současné době je projektován malý dopravní letoun, pro který se navrhuje použití akumulátoru pro nouzové vysunutí podvozku. Změna konfigurace podvozku musí být provedena v určitém čase, který vyplývá z podmínek bezpečnosti přistání. Tento čas spolu s průběhem sil a pohybu při nouzovém vysouvání podvozku určuje i energetické poměry hydraulického akumulátoru.

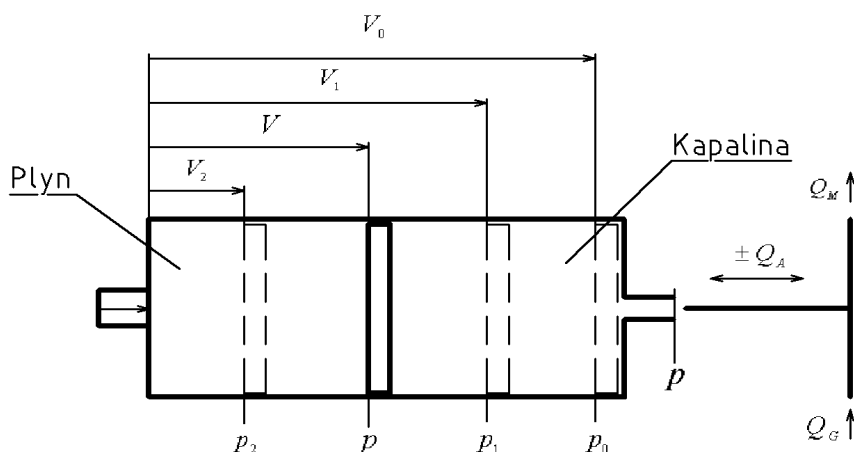
V letadlových hydraulických soustavách se v současné době téměř výlučně používají deformační akumulátory, ve kterých je základním deformačním elementem plyn, obvykle dusík nebo méně častěji vzduch. Pro správnou činnost akumulátoru v libovolných polohách letounu, příslušných násobcích a také pro zamezení značné pohltivosti plynu hydraulickou kapalinou při vysokých tlacích, jsou prostory akumulátoru pro plyn a kapalinu odděleny. Pro oddělení uvedených prostorů se používá pružný gumový vak pro akumulátory kulové nebo píst pro akumulátory válcové. Tyto jsou často řešeny jako dvoukomorové. Jedna komora je vysokotlaká, slouží k akumulaci tlakové energie. Druhá komora, nízkotlaká, je kompenzační nádržkou v nízkotlaké větvi soustavy.

Činnost a vlastnosti akumulátoru v hydraulické soustavě letadla jsou dány jeho základními parametry a to:

- celkovým objemem V_0 plynové části odpovídající krajní poloze pístu nebo vaku, ve které ustává výtok kapaliny z akumulátoru (akumulátor je vyprázdněn),
- plnicím tlakem plynu p_0 v celkovém objemu V_0 . Akumulátor se plní plynem při nulovém přetlaku kapaliny v tlakové větvi,
- teplotou plynu T_0 při naplnění objemu V_0 tlakem p_0 ,
- velikostí polytropického exponentu n změny stavu plynu, který je závislý především na rychlosti vyprazdňování nebo naplňování akumulátoru tlakovou kapalinou.

2. Hydraulická kapacita ideálního akumulátoru

Z dynamického hlediska se ideální akumulátor chová v zapojení do obvodu jako hydraulická kapacita. Za ideální akumulátor se bude považovat akumulátor při zanedbání vlivu kapalného tření mezi pístem a válcem nebo deformační energie pro vak, setrvačné hmotnosti pístu nebo vaku a příslušného objemu kapaliny, tlakové ztráty vzniklé při proudění kapaliny z a do akumulátoru. Při těchto zjednodušujících podmínkách lze pístový akumulátor a obdobně i akumulátor s pružným vakem schematicky znázornit na obr. 1.



Obr. 1: Schéma a označení hlavních parametrů akumulátoru

Hydraulická kapacita ideálního akumulátoru se může, v souladu s definicí hydraulické kapacity (případně odporu proti deformaci) tekutiny, definovat základní rovnicí vyjadřující průtok Q_A v závislosti na tlakové změně.

$$Q_A = C_A \frac{dp}{dt} = \frac{dV}{dt} \quad (1)$$

Z této rovnice plyne základní vztah pro výpočet hydraulické kapacity respektující pružnost plynu i kapaliny v akumulátoru

$$C_A = \frac{dV}{dp} \quad (2)$$

S uvážením, že objemová stlačitelnost plynu je podstatně větší (řádově 10^3) než hydraulické kapaliny, je možné v dalším uvažovat pouze hydraulickou kapacitu a deformační energii plynné části akumulátoru. Derivováním základní rovnice vyjadřující polytropickou změnu stavu plynu ($pV^n = konst.$) je

$$npV^{n-1}dV + V^n dp = 0$$

z čehož je hydraulická kapacita akumulátoru

$$C_A = \frac{dV}{dp} = -\frac{V}{np} \quad (3)$$

Pro objem V při polytropické změně stavu platí, že $\left(\frac{V}{V_0}\right)^n = \frac{p_0}{p}$. Pak hydraulická kapacita akumulátoru je dána vztahem

$$C_A = -\frac{V_0}{np_0} \left(\frac{p_0}{p}\right)^{\frac{1+n}{n}} \quad (4)$$

Je-li akumulátor pomalu plněn plynem při teplotě T_0 a plyn má po naplnění také teplotu T_0 , potom však pracuje v teplotě T , znamená to, že okamžitý, pracovní, plnicí tlak je jiný. Pro korekci hydraulické kapacity akumulátoru, který pracuje v tlaku p a v teplotě T je možno využít představy isochorické změny naplněného plynu, z níž je možno plnicí tlak p_0 korigovaný na pracovní teplotu T dosadit do rovnice (4) a získat

$$C_A = -\frac{V_0}{np_0} \left(\frac{p_0}{p}\right)^{\frac{1+n}{n}} \left(\frac{T}{T_0}\right)^{\frac{1}{n}} \quad (5)$$

což je výraz pro výpočet hydraulické kapacity akumulátoru pro daný pracovní tlak p a teplotu T , tedy s uvážením korekce plnicího tlaku plynu na teplotu, ve které právě pracuje.

Poznámka:

Záporné znamení v rovnicích (3, 4, 5) značí, že změna objemu a změna tlaku mají vždy rozdílná znamení. Je proto žádoucí z fyzikální představy práce hydraulické soustavy určit znamení průtokových a tlakových změn.

3. Pracovní kapacita hydraulického akumulátoru

Množství kapaliny z hydraulického akumulátoru použitelné pro pracovní činnost hydraulické soustavy, je principiálně omezeno především dvěma tlaky, které jsou určující pro správnou činnost soustavy z hlediska požadovaných funkcí. Jsou nazvány jako:

- - maximální pracovní tlak (podle obr.1 označen p_2), který je udržován regulačním čerpadlem případně jiným regulačním prvkem. Je to nejvyšší pracovní tlak v hydraulické soustavě při kterém ještě spolehlivě a správně pracují všechny hydraulické prvky. Obvykle se jeho hodnota shoduje s provozním tlakem.
- - minimální pracovní tlak (podle obr.1 označen p_1), je to hodnota minimálního provozního tlaku, při němž už správně a spolehlivě pracují všechny prvky a hydraulická soustava plní své poslání. Při poklesu tlaku v soustavě pod minimální provozní tlak se obvykle zapínají a uvádějí do činnosti nouzové nebo zdvojené soustavy.

Množství kapaliny, které se využije z hydraulického akumulátoru při poklesu tlaku z hodnoty maximálního na minimální pracovní tlak je možno nazvat pracovní kapacitou akumulátoru. Podle obr.1 je pracovní kapacita akumulátoru dána objemem $W_A = V_1 - V_2$ nebo výpočtem využitím definice hydraulické kapacity dle rovnice (4).

$$W_A = \int_{p_2}^{p_1} C_A dp = \int_{p_2}^{p_1} - \frac{V_0}{np_0} \left(\frac{p_0}{p} \right)^{\frac{1+n}{n}} dp = V_0 \left[\left(\frac{p_0}{p_1} \right)^{\frac{1}{n}} - \left(\frac{p_0}{p_2} \right)^{\frac{1}{n}} \right] \quad (6)$$

Z této rovnice je možné vyjádřit celkový objem akumulátoru V_0 , který zajistí požadované množství tlakové kapaliny W_A při poklesu tlaku z p_2 na tlak p_1 .

$$V_0 = W_A \left(\frac{p_0}{p_1} \right)^{\frac{1}{n}} \frac{\left(\frac{p_2}{p_1} \right)^{\frac{1}{n}}}{\left(\frac{p_2}{p_1} \right)^{\frac{1}{n}} - 1} \quad (7)$$

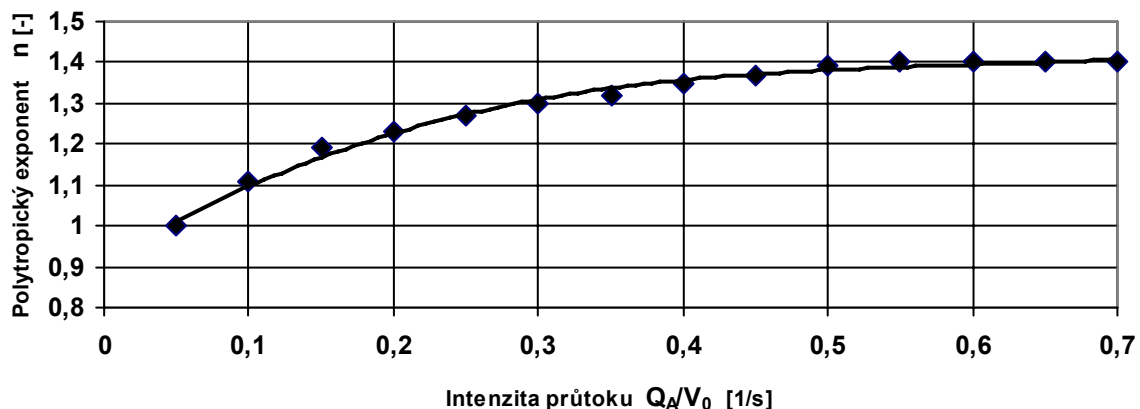
Tlak p_1 je vyjádřen hodnotou zajišťující spolehlivé dokončení všech požadovaných funkcí prvků, které akumulátor napájí.

S uvážením korekce plnicího tlaku p_0 naplněného při teplotě T_0 a využívání pracovní kapacity akumulátoru při teplotě T je pracovní kapacita akumulátoru

$$W_A = V_0 \left[\left(\frac{p_0}{p_1} \right)^{\frac{1}{n}} - \left(\frac{p_0}{p_2} \right)^{\frac{1}{n}} \right] \left(\frac{T}{T_0} \right)^{\frac{1}{n}} \quad (8)$$

4. Experimentální určení polytropického exponentu akumulátoru

Hydraulická i pracovní kapacita akumulátoru je závislá i na velikosti polytropického exponentu n změny stavu plynu. Jeho reálné hodnoty se pro dusík nebo vzduch (dvouatomové plyny) mohou pohybovat v rozpětí $1 \leq n \leq 1,4$ a to především v závislosti na rychlosti vyprazdňování (expanzi) a naplňování (kompresi) plynu v akumulátoru. Experimentálně byly stanoveny polytropické exponenty pro válcový akumulátor s celkovým objemem $V_0 = 2410 \text{ cm}^3$ a pro plnicí tlaky $p_0 = 3; 5; 7 \text{ MPa}$. Polytropický exponent se vyhodnocoval z průběhu tlaků a objemů při různých velikostech průtoku Q_A při odběru kapaliny z akumulátoru.



Obr.2: Vliv intenzity průtoku při dodávce kapaliny z akumulátoru na velikost polytropického exponentu změny stavu plnicího plynu.

Pro vyhodnocení byla intenzita průtoku akumulátoru definována vztahem $\overline{Q_A} = Q_A/V_0$.

Polytropický exponent byl vyhodnocován z hodnot dvou stavů (A a B) objemů a tlaků na lineárních úsecích průběhu objemů, tedy pro podmínky $\overline{Q_A} = konst.$ a to z rovnice polytropické změny stavu plynu, tedy

$$n = \frac{\log \frac{p_A}{p_B}}{\log \frac{V_B}{V_A}} \quad (9)$$

Výsledky měření jsou uvedeny na obr.2. Z provedeného měření nebyl patrný vliv počátečního plnicího tlaku. Pro malé intenzity průtoku, podle výsledků měření pro $\overline{Q_A} \leq 0,05$ je možné počítat s polytropickým exponentem $n=1$, pro větší intenzity průtoků $\overline{Q_A} \geq 0,5$ a pro akumulátor plněný dusíkem je možno považovat změnu stavu plynu za změnu adiabatickou a počítat s hodnotou $n=1,4$.

5. Energetická bilance akumulátoru

Energie potřebná ke stlačení kapaliny a plynu v akumulátoru z tlaku p_0 na provozní tlak p_2 případně p_1 se posléze může využít pro práci výkonných prvků hydraulické soustavy. S ohledem na obvykle téměř zanedbatelnou stlačitelnost kapaliny vůči plynu, je možné energetické poměry akumulátoru vztahovat pouze na energii vynaloženou na stlačování nebo získanou při expanzi plynu.

Poznámka:

Poměr energií obsažených v 1 dm³ plynu a kapalině při jejich stlačení na 10 MPa je kolem 360.

Podle obr.1 a rovnic pro hydraulickou kapacitu akumulátoru je energie dodaná do akumulátoru při stlačení z tlaku p_0 na tlak p_2 vyjádřena vztahem

$$E_{0-2} = \int_0^2 Q_A p dt = \int_0^2 C_A p \frac{dp}{dt} dt = \int_0^2 - \frac{V_0}{np_0} \left(\frac{p_0}{p} \right)^{\frac{n+1}{n}} p dp \quad (10)$$

Za předpokladu, že polytropický exponent se v průběhu stlačování, případně expanze nemění a po integraci rovnice (10) a úpravách je energie akumulátoru při tlaku p_2 dána rovnicí

$$E_2 = \frac{V_0 p_0}{n-1} \left[1 - \left(\frac{p_2}{p_0} \right)^{\frac{n-1}{n}} \right] \quad (11)$$

Energie uvolněná při odběru tlakové kapaliny z akumulátoru při poklesu tlaku z tlaku p_2 na tlak p_1 (za stejného předpokladu jako pro rov.11) je

$$E_{2-1} = \frac{V_0 p_0}{n-1} \left[\left(\frac{p_2}{p_0} \right)^{\frac{n-1}{n}} - \left(\frac{p_1}{p_0} \right)^{\frac{n-1}{n}} \right] \quad (12)$$

Z rozboru rovnic (11) a (12) je zřejmé, že pro isotermickou expanzi i kompresi, tedy pro $n=1$, jsou uvedené tvary rovnic bezprostředně nepoužitelné. Je třeba vyjádřit jejich limitu pro $n \rightarrow 1$. Po naznačeném výpočtu a úpravách je hodnota energie akumulátoru při tlaku p_2 dána vztahem

$$E_2 = V_0 p_0 \ln \frac{p_2}{p_0} \quad (13)$$

Energie akumulátoru využitelná pro práci na akumulátor napojených spotřebičů, při poklesu jeho tlaku z p_2 na tlak p_1 je za předpokladu isotermické změny stavu plynu

$$E_{2-1} = V_0 p_0 \left[\ln \frac{p_2}{p_0} - \ln \frac{p_1}{p_0} \right] = V_0 p_0 \ln \frac{p_2}{p_1} \quad (14)$$

Je-li při odebírání tlakové kapaliny z akumulátoru teplota plynu jiná (T), než teplota po naplnění plynu s tlakem p_0 , je nutné korigovat hodnotu plnicího tlaku poměrem T/T_0 .

6. Závěr

Z pohledu využití hydraulického akumulátoru jako nouzového zdroje tlakové kapaliny, např. pro vysunutí podvozku letounu, je rozhodující množství energie, kterou je schopen akumulátor uvolnit. Tato energie ve závislá na požadovaném množství kapaliny mající dostatečně vysoký tlak na překonání všech silových odporů vzniklých při vysouvání a uzamykání podvozku. Množství kapaliny s tlakem $p_2 \leq p \leq p_1$ je dáno pracovní kapacitou akumulátoru (rov. 6), která kromě velikosti akumulátoru V_0 a plnicím tlaku p_0 , závisí na polytropickém exponentu plynu. Pro požadovanou rychlost odběru kapaliny z akumulátoru je možné polytropický exponent určit z experimentální závislosti uvedené na obr.2. Teplotní korekce pracovní kapacity akumulátoru je vyjádřena rovnicí (7). Jak vyplývá z rovnic (6) a (7) největší hodnota pracovní kapacity akumulátoru je za podmínky velmi malého průtoku Q_A , tedy pro isotermickou změnu plynu a pro plnicí tlak p_0 rovnajícím se minimálnímu pracovnímu tlaku p_1 . Pracovní kapacita akumulátoru je poměrně silně ovlivněna teplotními poměry, jak ukazuje rovnice (7). Z tohoto hlediska by bylo výhodné v průběhu letu udržovat teplotu akumulátoru na ustálené hodnotě T_0 . Množství akumulované energie v akumulátoru vyjadřují rovnice (13) a (14).

7. Seznam označení

C_A	- $[m^5 N^{-1}]$	hydraulická kapacita
E	- [J]	energie akumulátoru
Q_A	- $[m^3 s^{-1}]$	průtok kapaliny
T_0	- $[^{\circ} K]$	plnicí teplota plynu
T	- $[^{\circ} K]$	teplota plynu
V	- $[m^3]$	objem
V_0	- $[m^3]$	celkový objem plynu
W_A	- $[m^3]$	pracovní kapacita
n	- [-]	polytropický exponent
p	- [Pa]	tlak
p_0	- [Pa]	plnicí tlak plynu
p_1	- [Pa]	minimální pracovní tlak
p_2	- [Pa]	maximální pracovní tlak

Literatura

- [1] Kopáček, J.: Hydrostatické převodové mechanismy, Praha, SNTL, 1986
- [2] Pivoňka, J a kol.: Tekutinové mechanismy, Praha, SNTL, 1985.
- [3] Třetina, K.: Letadlové instalace III, skripta VA, Brno, 1986
- [4] Zymák, V.: Dynamika pulzujícího proudu, PC-DIR, naklad. Brno, 1996

Využití prognostických metod pro zvýšení odborné způsobilosti technického personálu v systémech CNS/ATM

Ing. Milan VAŠEK, Ph.D.

Katedra leteckých elektrotechnických systémů, Univerzita obrany, Brno,

email: milan.vasek@unob.cz, tel.: 973-445-233

Ing. Stanislav RYDLO, CSc.

Katedra leteckých elektrotechnických systémů, Univerzita obrany, Brno,

email: stanislav.rydlo@unob.cz, tel.: 973445779

Resume:

Článek se zabývá problematikou lidského faktoru v letectví z hlediska technického personálu v systémech CNS/ATM. Ve vztahu člověk – technický systém je položen důraz na člověka operátora a jeho odborné znalosti mající vliv na bezpečnost letového provozu. Pro stanovení skladby a množství odborných znalostí je použita expertní prognostická metoda Delfy.

1. Úvod

Lidský faktor v letovém provozu představuje jednu z významných složek systému zabezpečení a řízení letového provozu. Podle všech dostupných statistik je selhání lidského činitele velmi významnou položkou příčin nejrůznějších leteckých nehod. Jakýkoliv příspěvek ke snížení rizika selhání člověka za letu, na zemi i ve vzduchu má velký ekonomický a morální význam.

Téma článku přispívá k vyplnění určité mezery v dosavadním zájmu o člověka – operátora, který je pro potřeby tohoto příspěvku označován jako „technický personál“. Pod pojmem „lidský faktor“ ve vztahu k bezpečnosti je dosud zpravidla chápán a tudíž je i středem pozornosti především člověk - pilot a člověk - řídicí (dispečer). Na rozdíl od toho, subjektem zkoumání v tomto příspěvku je člověk - operátor (příslušník technického personálu), který řídí, obsluhuje nebo diagnostikuje systémy CNS/ATM (Communication, Navigation, Surveillance/Air Traffic Management).

Příslušník technického personálu ve složitém systému může selhat ze dvou principiálně odlišných důvodů, buď pro vlastní nezpůsobilost, která může vyplývat z nedostatečné odborné připravenosti, vycvičenosti, nedbalosti a nekázně. V dalším případě proto, že v aktuální situaci není s to nahradit nebo dostatečně kompenzovat nedostatky nebo výpadek některé ze složky systému, na nichž je spolehlivost a bezpečnost letů postavena. Propracovaným systémem odborného výcviku a vzdělávání může získat schopnosti, jak některé výpadky systému korigovat. Tyto schopnosti budou však vždy limitovány.

Oblast člověka – operátora, zejména týkající se jeho odborných znalostí je pro technický personál zpracována pouze obecně. Většinou nejsou definovány potřebné znalosti a dovednosti pro každé systematizované místo a nejsou pro jednotlivé vzdělávací stupně objektivně stanoveny programy odborného vzdělávání a výcviku.

K určení potřebného množství odborných vědomostí a zpracování nových programů odborné přípravy technického personálu je možné využít metod operačního výzkumu, konkrétně

metod prognózování. Z širokého okruhu prognostických metod je vhodné zvolit expertní metodu Delfy (DELPHI) v kombinaci s metodami vícekritériálního rozhodování. Volba expertní metody je výhodná proto, že jedině experti – odborníci z praxe jsou schopni posoudit náplň a rozsah odborných znalostí technického personálu z hlediska jejich zastávané funkce. Experti mohou též prognózovat v oboru očekávané události a vývojové trendy a tyto je možné s určitým předstihem zahrnout do odborné přípravy.

2. METODA DELFY

Tato metoda je stejně jako ostatní metody expertního hodnocení založena na ohodnocení daného jevu, který je skupině expertů předložen. Metoda Delfy vznikla v polovině 60-tých let, kdy její principy popsali Helmer a Dalkey [3]. Je metodou, která má svůj původ v oblasti vojenství při prognózování složitých problémů. Podstatou metody je zjistit a v několika krocích porovnat názory expertů na řešení problému. Tito jsou dotazováni zpravidla formou písemné ankety v několika kolech s několikátýdenními intervaly a vyjadřují předpověď hodnotami zvolených parametrů podle předem vydaných instrukcí. Individuální odpovědi expertů mohou být založeny jak na logické analýze, tak i na intuici a zkušenosti. V průběhu tvorby předpovědi zůstává každý expert pro ostatní experty anonymní. Hlavním cílem metody je identifikovat nebo předpovědět budoucí události, vývojové problémy nebo trendy. Cílem metody je tedy hledání takového řešení zadaného problému na kterém se skupina expertů nejvíce shoduje. Statistické zpracování je zaměřeno na získání zobecňujících charakteristik mezi něž patří střední hodnoty, rozptyl, míry sjednocení, párové korelace aj.

Metoda Delfy má řadu předností (anonymita expertů, možnost zapojení velké skupiny expertů bez nutnosti jejich shromáždění na jedno místo, vyloučení skupinového ovlivňování názorů atd.), pro které je považována za jednu z nejlepších a nejpropracovanějších metod k získávání expertních odhadů. Mezi výhody můžeme zařadit i to, že proces tvorby předpovědi je strukturovaný, zvláštní časový prostor je vymezen produkcí nápadů a rozvoj vybraných alternativ je podpořen informační základnou. Procedura metody a výsledky jsou dobře dokumentovatelné a srozumitelné. Metoda nachází uplatnění v případech, kdy je potřeba získat větší počet názorů na potenciální možnosti řešení určitého problému.

K jejím nedostatkům patří relativně vysoké náklady na organizaci, zpracování a čas, potřebný k získání výsledného názoru expertů. Pro statistické zpracování je výhodné použít (vytvořit) software, který by umožnil řešit prognostické a rozhodovací problémy metodou Delfy pomocí výpočetní techniky a zejména s využitím sítě Internet. Pro zrychlení a automatizaci celého procesu bude nutné navrhnout a vytvořit systém, který by umožňoval uživateli snadné vytváření dotazníku, definovat experty a zejména zjednodušil práci pomocí zcela, nebo alespoň částečně automatizovaného zpracování kompletní metody Delfy. Nevýhodou metody je nutnost získat pro spolupráci potřebný počet expertů, jejich motivace a nemožnost ústního vysvětlení otázek. Metoda se nehodí pro ty případy, kdy výsledkem expertní odpovědi mají být různá tvrzení, verbální odpovědi, popisné scénáře, apod.

2.1. Metodický postup anketního výzkumu

Jak vyplývá z grafického znázornění na obrázku 1, metoda je založena na zobecnění a statistickém zpracování mínění skupiny expertů.

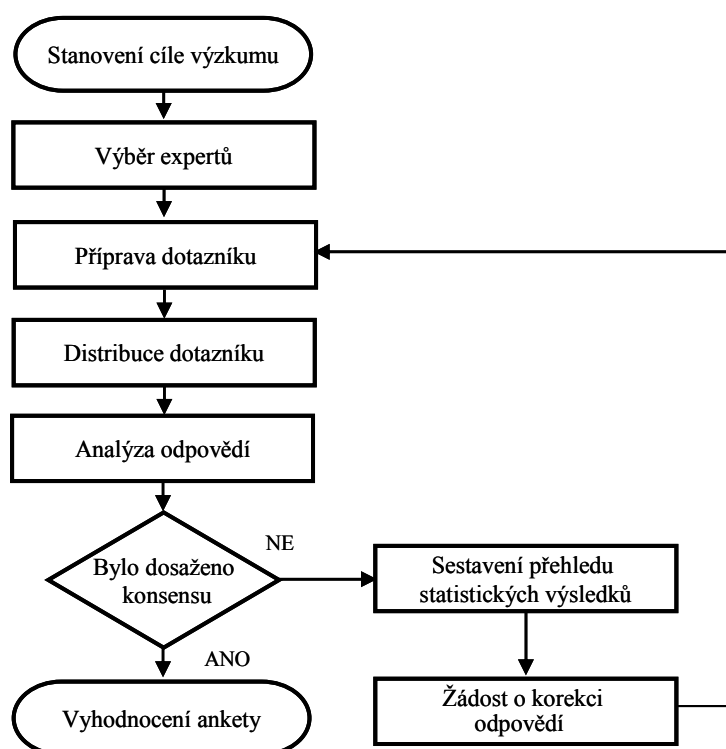
Po definování cíle výzkumu, v našem případě stanovení odborných požadavků na technický personál, se vymezí potřebná odbornost expertů a provede jejich výběr. Pro výběr expertů je možné volit mezi metodou, dokumentární, experimentální, hlasovací a sebeohodnocovací. Z

těchto metod je nejuvhodnější použít sebehodnocovací metodu. Pro účast v anketě se doporučuje volit počet expertů v rozmezí 10 až 15 [4].

Sestaví se dotazník s množinou možných odborných znalostí požadovaných od technického personálu při výkonu funkce. Expertům je dotazník zaslán pro bodové ohodnocení důležitosti jednotlivých znalostí. Současně je výhodné expertům zaslat popis cíle a použité metody anketního výzkumu. V dotazníku jsou experti též vyzváni k uvedení svých připomínek a námětů na posuzovanou problematiku. Experti jsou tedy dotazováni formou písemné ankety v několika kolech průzkumu a podle předem vydaných instrukcí vyjadřují své mínění hodnotami příslušných parametrů.

Při analýze odpovědí se zkoumá zda došlo k dosažení konsensu. Pokud ano, anketa se vyhodnotí a výsledky se použijí při zpracování výzkumné zprávy. Když nedojde ke konsensu sestaví se přehled statistických výsledků a experti, jejichž hodnocení je mimo toleranci se požádají o korekci nebo zdůvodnění svých odpovědí. Na základě připomínek expertů je možné též upravit obsah dotazníku.

Mezi experty s počátečně rozdílnými názory se hledá takové řešení na kterém se skupina expertů nejvíce shoduje. Tato metoda pomocí daných výpočetních postupů objektivizuje subjektivní názory expertů.



Obr. 1: Kroky Delfské metody

2.2. Statistické vyhodnocení odpovědí

Získané odpovědi je nutné statisticky vyhodnotit, čímž získáme přesné informace o názoru expertů na způsob řešení námi předloženého problému. Tyto statistické hodnoty můžeme rozdělit na hodnoty, které vypovídají o názorech expertů na konkrétní otázku a na ty hodnoty, které nám vyjadřují stupeň sjednocení mínění všech expertů.

2.2.1. Statistické hodnoty vypovídající o názorech expertů na danou otázku

a) Medián

Medián (též střední hodnota znaku) dělí rozdělení četnosti na dvě části o 50 % rozsahu souboru. Získá se po uspořádání získaných hodnocení O_i v rostoucí posloupnost, jako hodnota X , jejíž index při lichém rozsahu n hodnocení je $(n+1)/2$.

$$\text{medián} = \frac{X_{n+1}}{2} \quad (1)$$

Při sudém rozsahu n hodnocení medián je vyjádřený jako aritmetický průměr z hodnocení s indexy $n/2$ a $(n/2)+1$

$$\text{medián} = \frac{X_{n/2} + X_{(n/2)+1}}{2} \quad (2)$$

b) Střední bodová hodnota

$$M_j = \frac{1}{m_j} \sum_{i=1}^{m_j} C_{ij} \quad (3)$$

kde:

- $j \in \langle 1, 2, \dots, n \rangle$ - označení čísla otázky
- m_j - počet expertů, vyjadřujících se k j -té otázce
- C_{ij} - počet bodů, které dal i -tý expert j -té otázce
- M_j - aritmetický průměr bodů, který ukazuje zobecněné mínění o důležitosti dané otázky
- $i \in \langle 1, 2, \dots, m \rangle$ - číslo experta

c) Relativní četnost maximálního počtu bodů

$$K'_j = \frac{m'_j}{m_j} \quad (4)$$

kde:

- K'_j - relativní četnost, která ukazuje prioritu otázky
- m'_j - počet případů udělení maximálního počtu bodů (100) j-té otázky
- m_j - počet expertů, kteří se vyjádřili k j-té otázce

d) Suma ranků

Odpovědi každého experta očíslováme podle pořadí od nejvyššího počtu bodů do nejnižšího, čísla od 1 do n. Jsou-li všechny odpovědi od sebe různé tvoří číselné označení každé odpovědi přímo ranky. V případě odpovědí se stejnou hodnotou tvoří ranky aritmetický průměr z pořadových čísel pro stejně ohodnocené odpovědi.

$$S_j = \sum_{i=1}^{m_j} R_{ij} \quad (5)$$

kde:

- R_{ij} rank hodnocení j-té otázky i-tým expertem.

Největší důležitost je přisuzována otázce s minimální sumou ranků.

e) Koeficient variace

Koeficient variace nám udává míru sjednocenosti názorů jednotlivých expertů na danou otázku. Čím bude koeficient variace menší, tím větší bude sjednocenost názorů jednotlivých expertů.

$$V_j = \frac{\sigma_j}{M_j} \quad (6)$$

- určíme středně kvadratickou odchylku σ_j podle vztahu:

$$\sigma_j = [D_j]^{1/2} \quad (7)$$

- vypočteme disperzi D_j hodnocení j-té otázky podle vztahu :

$$D_j = \frac{1}{m_j - 1} \sum_{i=1}^{m_j} (C_{ij} - M_j)^2 \quad (8)$$

2.3. Statistické hodnoty vyjadřující stupeň sjednocení mínění všech expertů

a) Kvartily

Shoda názorů ve skupině se může vyjádřit kvartilovým rozpětím, které zahrnuje 50% ocenění (s vyloučením 25% nejnižších a 25% nejvyšších hodnot). Toto rozpětí by nemělo být větší než $\pm 10\%$ hodnoty mediánu. Kvartily jsou hodnoty, které rozdělují uspořádanou monotónní posloupnost hodnot odhadů na čtyři skupiny o stejných četnostech. Určují se podobně jako medián.

b) Koeficient konkordance

Vyjadřuje stupeň sjednocení expertů o relativní důležitosti daných otázek. Nabývá hodnot v intervalu $\langle 0,1 \rangle$. Při úplném sjednocení mínění expertů má hodnotu 1. Čím bude hodnota menší, tím je rozptýl mínění větší.

Určíme jej pomocí vzorce:

$$W = \frac{12}{m^2(n^3 - n) - m \sum_{i=1}^m U_i} \sum_{j=1}^n d_j^2 \quad (9)$$

kde:

- d_j - je odchylka sum ranků j-té otázky od matematické naděje vypočítaná podle vzorce (11)
- U_i - ukazatel stejných ranků vypočítaný podle vzorce (12)

➤ určíme matematickou naději sum ranků podle vzorce:

$$M[S_j] = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n S_j \quad (10)$$

➤ určíme odchylky sum ranků příslušné otázky od matematické naděje podle vzorce:

$$d_j = S_j - M[S_j] \quad (11)$$

➤ určíme ukazatel U_i stejných ranků. Jestliže všechny ranky hodnocení i -tého experta jsou od sebe různé, potom $U_i = 0$. Jsou-li mezi nimi stejné hodnoty, potom U_i určíme pomocí vzorce:

$$U_i = \sum_{l=1}^L (U_l^3 - U_l) \quad (12)$$

kde:

- $l \in \langle 1, 2, \dots, L \rangle$ - počet skupin stejných ranků u i -tého experta
- U_l - počet stejných rangů v l -té skupině

c) Koeficient párové rankové korelace

Před dalším kolem hodnocení je v některých případech výhodné vyčlenit mezi experty skupinu s vysokou úrovní sjednocení mínění. Toto může být provedeno na základě koeficientů párové rankové korelace. Koeficient párové rankové korelace vyjadřuje stupeň shody názorů daných dvou expertů. Nabývá hodnot v intervalu $\langle -1, +1 \rangle$. Je-li roven $+1$, jde o naprostou shodu názorů. Je-li roven -1 , jde o dva zcela opačné názory. Pro všechny kombinace dvojice expertů se vypočte pomocí vzorce:

$$\rho_{\alpha, \beta} = 1 - \frac{\sum_{j=1}^n \Psi_j^2}{\frac{1}{6}(n^2 - n) - \frac{1}{12}(U_\alpha + U_\beta)} \quad (13)$$

kde:

- U_α, U_β - ukazatelé stejných rangů expertů α a β
- $R_{\alpha j}, R_{\beta j}$ - hodnoty ranků j -té odpovědi od expertů α a β
- Ψ_j - modul rozdílu ranků j -té otázky daných expertem α a expertem β vypočítaný podle vzorce

$$\psi_j = |R_{\alpha j} - R_{\beta j}| \quad (14)$$

3. Závěr

V důsledku transformace vojenského letectva AČR došlo a stále dochází k organizačním a personálním změnám, které se projevují snížením odborné připravenosti technického personálu jako celku, což je v rozporu s požadavkem na zvyšování odborné kvality lidí zapojených do činnosti technického zabezpečovacího systému. Vzniká tak potřeba nově vytvořit a obsahově naplnit systém odborné přípravy.

Bez stanovení potřebného množství odborných vědomostí, které by v sobě s určitým časovým předstihem neustále zohledňovalo znalosti nových technologií CNS/ATM nebude možné bez určitého rizika snížení bezpečnosti letového provozu tyto technologie zavádět a používat. Vzdělávací aktivity musí také pružně reagovat na dlouhodobě prognózované technické a organizační změny. Ideální báze požadovaných znalostí musí být velmi přizpůsobivá a měla by lidem umožnit přípravu na rychlé změny a z nich vyplývající možné eventuality.

Dosud je tvorba a modernizace obsahu plánů odborné přípravy založena na zkušenostech zpracovatele, který do jejich obsahu většinou promítá své subjektivní názory a znalosti, které mnohdy neodpovídají objektivním požadavkům praxe.

K vytvoření kvalifikovaného odhadu optimálního množství odborných vědomostí je účinné použití metod operačního výzkumu a metod prognózování. Nabízí se použití Delfské metody, která je v podmínkách ČR většinou rozpracovávána pouze v teoretické rovině, BUŘITA [1] uvádí tuto metodu mezi hlavními prognostickými metodami použitelnými pro řízení vědy, obranného výzkumu, vývoje a technologií v podmínkách ČR. LACKO [2] doporučuje její použití při ohodnocování síťových grafů plánů projektů.

V článku uvedená metodika byla autory prakticky ověřena při tvorbě odborné části nového učebního programu bakalářského studia. Výsledky experimentu prokázaly plnou aplikovatelnost zpracované metodiky v reálných podmínkách vojenského školství došlo též k výraznému snížení rozdílů požadavků mezi teorií a praxí. Tato metoda by mohla být též využita v oblasti vývoje, výzkumu, nákupu nové techniky k provedení různých kvalifikovaných odhadů nebo pro řešení prognostických úkolů pracovišť a institucí na všech úrovních vojenského letectva.

Literatura

- [1] BUŘITA, L.: Přehled prognostických metod použitelných pro řízení vědy, obranného výzkumu, vývoje a technologií v podmínkách AČR. Studie POV-MANA-008. Ústav strategických studií VA Brno, Brno, 2001.
- [2] LACKO, B.: Expertní odhady při ohodnocení síťového grafu. Sborník z konference „PRONT 2002“, Plzeň, 2002.
- [3] ŠTĚPÁNEK, M.: Efektivní metody pro prognózování v oblasti rozvoje speciální techniky. Státní plánovací komise, Praha, 1985.
- [4] VAŠEK, M.: Příspěvek k zvýšení bezpečnosti letového provozu aplikací metod prognózování pro stanovení odborných požadavků na lidský faktor v systémech CNS/ATM, doktorská disertační práce, Brno, 2005

**Sborník příspěvků z 5. odborného semináře Diagnostika, měření, spolehlivost
palubních soustav letadel, Brno 20.10.2005**

ISBN 80-7231-022-4

Sestavili: doc. Ing. Rudolf Jalovecký, CSc.
npor. Ing. Radek Bystřický

Vydavatel: Univerzita obrany, Brno

Počet stran: 151

Náklad: 30 výtisků

Publikace neprošla jazykovou úpravou. Za správnost odpovídají v plném rozsahu autoři příspěvků.