



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA STROJNÍHO INŽENÝRSTVÍ

FACULTY OF MECHANICAL ENGINEERING

## ÚSTAV VÝROBNÍCH STROJŮ, SYSTÉMŮ A ROBOTIKY

INSTITUTE OF PRODUCTION MACHINES, SYSTEMS AND ROBOTICS

## SIMULAČNÍ MODELOVÁNÍ ELEKTRICKÝCH POHONŮ PRO VYBRANÉ KRITICKÉ APLIKACE

SIMULATION MODELING OF ELECTRIC ACTUATORS FOR SELECTED CRITICAL APPLICATION

### DIZERTAČNÍ PRÁCE

DOCTORAL THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Ing. Jiří Toman

### ŠKOLITEL

SUPERVISOR

doc. Ing. Vladislav Singule, CSc.

BRNO 2017

## Abstrakt

Disertační práce na téma „Simulační modelování elektrických pohonů pro vybrané kritické aplikace“ je zaměřena na oblast stanovených aplikací v civilním letectví. Vybranou aplikací, na kterou se tato práce zaměřuje, je elektricky poháněné a elektronicky řízené dávkovací palivové čerpadlo, které dodává palivo do leteckého motoru typu APU. Disertační práce ucelenou formou popisuje vývojový cyklus tohoto zařízení a prokazuje splnění všech vyžadovaných kritických funkcí. Při vývoji deklarovaného zařízení jsou maximální měrou aplikovány moderní přístupy z oblasti matematického modelování, simulace, verifikace, monitorování a predikce provozních stavů leteckých zařízení s cílem prokázat vhodnost jejich nasazení s ohledem na snížení času vývoje, snížení vývojových nákladů, prodloužení životnosti, prodloužení servisních intervalů, zvýšení uživatelského komfortu a snížení ceny, a to vše při zachování vyžadované spolehlivosti. Tato práce si rovněž klade za cíl prokázat a ověřit vhodnost nasazení elektronicky komutovaných stejnosměrných motorů do kritických aplikací v oblasti civilního letectví. K tomu je nezbytné navrhnout robustní řízení pohonu, které splní požadavky na stanovenou spolehlivost.

## Abstract

The dissertation thesis with the topic „Simulation Modelling of Electrical Drives for Selected Critical Applications“ focuses on the area of given applications in civil aviation. The selected application that the thesis deals with is an electrically driven and electronically controlled fuel pump supplying fuel to an aviation motor of the APU type. The thesis gives a comprehensive description of the design cycle of the unit and demonstrates implementing all the required critical functions. In the course of the design of the unit modern techniques in mathematical modelling, simulation, verification, monitoring and prediction of the operation status of airborne equipment were used to the utmost extent. The purpose of these was to show the suitability of their application with regard to decreasing design time and cost, increasing lifetime and servicing intervals, as well as increasing user comfort and decreasing price. At the same time the required reliability was to be kept. The thesis also aims to prove and verify the suitability of using electronically commutated dc motors in critical applications in civil aviation. To reach this goal, it is necessary to design a robust drive control which would meet the given reliability requirements.

## Klíčová slova

Elektronicky komutovaný (EC) motor, simulační modelování, Model Based Design, kritické aplikace, FTA, BIT, monitoring provozních stavů, HALT, AAT.

## Keywords

Electronically commutated (EC) motor, simulation modelling, Model Based Design, critical application, fault tree analysis, aerospace industry, built-in-test, health monitoring, highly accelerated life test, accelerated aging test.

## **Bibliografická citace**

TOMAN, J. *Simulační modelování elektrických pohonů pro vybrané kritické aplikace*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2017. 116 s. Vedoucí dizertační práce doc. Ing. Vladislav Singule, CSc.

## **Prohlášení autora**

Čestně prohlašuji, že jsem disertační práci na téma Simulační modelování elektrických pohonů pro vybrané kritické aplikace vypracoval samostatně pod vedením svého vedoucího doktorské práce s použitím odborné literatury, kterou jsem citoval v seznamu použité literatury.

V Brně, dne  
30.8.2017

Ing. Jiří Toman  
.....

## **Poděkování**

Na tomto místě bych chtěl poděkovat doc. Ing. Vladislavu Singulemu, CSc. za pomoc a metodické vedení při vypracování této práce. Rovněž bych chtěl poděkovat Ing. Radku Hrbáčkovu za naprogramování navržených řídicích a monitorovacích algoritmů do MCU.

## Obsah

Abstrakt .....	2
Abstract .....	2
Klíčová slova .....	2
Keywords .....	2
Bibliografická citace .....	3
Prohlášení autora .....	4
Poděkování .....	4
Obsah .....	5
1 Úvod a motivace disertační práce .....	8
2 Vymezení oblasti řešení .....	9
2.1 Kritické aplikace v letectví .....	9
2.2 Vývoj řídicí elektroniky pro letecké aplikace .....	9
2.3 Předpisová základna pro vývoj leteckých aplikací .....	10
3 Současný stav poznání .....	13
3.1 Elektricky komutovaný EC motor .....	13
3.2 Řízení EC motorů .....	14
3.2.1 Způsoby komutace .....	15
3.2.2 Detekce polohy rotoru .....	16
3.2.3 Řídicí algoritmy .....	23
3.3 Závěr k současnému stavu v oboru .....	25
4 Cíle disertační práce .....	27
5 Zvolená metodika zpracování .....	28
5.1 Popis vybrané aplikace .....	28
5.2 Uživatelské požadavky na FMP .....	29
5.2.1 Funkční požadavky .....	29
5.2.2 Požadavky na pracovní prostředí a životnost .....	30
5.3 Analýza chybových stavů .....	30
5.3.1 Ztráta regulace .....	31
5.3.2 Chybné hlášení poruchy FMP .....	32
6 Architektura řídicí jednotky FPC .....	33
7 Řízení motoru .....	37
7.1 Detekce polohy rotoru .....	37
7.1.1 Analýza senzorového snímání polohy .....	37
7.1.2 Analýza bezsenzorového snímání polohy rotoru .....	45
7.2 Návrh řídicího algoritmu .....	48

7.2.1	Model Based Design MBD .....	48
7.2.2	Systémová architektura SW .....	61
7.2.3	Návrh a optimalizace regulátoru .....	65
7.2.4	Ověření navrženého algoritmu .....	69
8	Návrh diagnostických algoritmů .....	77
8.1	Detekce chybových stavů .....	77
8.1.1	HW BIT test MCU .....	78
8.1.2	SW BIT testy .....	79
8.2	Monitoring provozních stavů a odhad životnosti .....	81
8.2.1	Predikce životnosti řídicí jednotky .....	81
8.2.2	Detekce aktuálního životního stavu zařízení .....	83
9	Metodika pro odhalení slabých míst návrhu .....	84
9.1	Nastavení testů .....	84
9.2	Zatěžování zápornou teplotou po krocích .....	85
9.2.1	Popis testu .....	85
9.2.2	Výsledky testu .....	86
9.3	Zatěžování kladnou teplotou po krocích .....	86
9.3.1	Popis testu .....	86
9.3.2	Výsledky testu .....	87
9.4	Zatěžování teplotními šoky .....	87
9.4.1	Popis testu .....	87
9.4.2	Výsledky testu .....	89
9.5	Zatěžování vibracemi po krocích .....	89
9.5.1	Popis testu .....	89
9.5.2	Výsledky testů .....	90
9.6	Kombinované zatěžování teplotou a vibracemi .....	90
9.6.1	Popis testů .....	90
9.6.2	Výsledky testů .....	93
9.7	Analýza dosažených výsledků .....	94
10	Metodika a prokázání vyžadované životnosti .....	96
10.1	Stanovení podmínek a délky AAT .....	96
10.1.1	Určení teploty FPC .....	98
10.2	Návrh testovací procedury .....	102
10.2.1	Testovací prostředí pro vykonání AAT .....	103
10.2.2	Detailní testovací postup .....	105
10.3	Výsledky AAT .....	107

11	Přínos disertační práce .....	109
12	Závěr .....	111
	Reference.....	113
	Seznam vlastních publikací – publikace vztahující se k tématu DDP.....	115
	Příložený CD disk .....	116
	A.1 Model magnetického pole FEMM .....	116
	A.2 Modely v Matlab/Simulink.....	116
	A.3 Teplotní model .....	116
	A.4 Testovací program pro AAT testy .....	116

## 1 Úvod a motivace disertační práce

Oblast aplikací elektrických akčních členů určených k nasazení v civilním letectví se v posledních letech začíná rozvíjet především díky podpoře EU v rámci strategické agendy ACARE 2020 all-electric aircraft a projektů jako je např. CLEAN SKY, ACTUATION 2015 a ESPOSA. V rámci těchto strategických agend a velkých projektů probíhá výzkum a vývoj za účasti předních světových výrobců a technologických firem v oboru. V rámci jednotlivých projektů jsou testovány moderní technologie, stanovovány metodiky vývoje pro prokazování spolehlivosti, definovány postupy testování atd., a to vše za účelem zvýšení spolehlivosti a bezpečnosti, snížení provozních nákladů, emisí a celkové pořizovací ceny. Hlavními aspekty jsou pak zkrácení vývojového času, s tím souvisejícího procesu certifikace, prodloužení doby života zařízení a snížení nákladů spojených s údržbou a servisem.

Proto je hlavní motivací disertační práce prokázat vhodnost nasazení EC motorů do těchto aplikací, a to právě kvůli příznivým vlastnostem těchto motorů z pohledu ceny, spolehlivosti a bezporuchovosti provozu. Z tohoto záměru plyne i nutnost návrhu řídicího systému, který bude řídit komutaci EC motoru a komunikovat s nadřazeným řídicím systémem tak, aby EC motor s řídicí jednotkou mohl nahradit stávající koncepci mechanicko-hydraulických aktuátorů. Tato nová koncepce přináší následující výhody:

- zvýšení spolehlivosti a robustnosti řídicího systému,
- snížení zástavbového prostoru a hmotnosti aktuátoru,
- větší variabilitu a přesnost řízení,
- možnost monitoringu provozních stavů,
- prodloužení životnosti,
- prodloužení servisních cyklů.

Tyto pozitivní vlastnosti podporují hlavní ukazatele, které ovlivňují rozvoj a technickou úroveň inovací letecké techniky a dále stávající environmentální, bezpečnostní a ekonomické aspekty letecké dopravy.



## 2 Vymezení oblasti řešení

Disertační práce je primárně zaměřena na návrh řídicích algoritmů určených k řízení vybraných palubních systémů, které jsou nasazeny v kritických aplikacích, v nichž jako akční člen je použit motor s elektronickou komutací (EC motor), někdy označovaný jako Brushless Direct Current motor (BLDC). Pojmem kritické aplikace jsou pak označovány aplikační oblasti, ve kterých je kladen maximální důraz na bezpečnost, spolehlivost, odolnost vůči prostředí, a které musí být vyvíjeny v souladu s definovanou předpisovou základnou. Dodržení všech pravidel kladených na vývojový cyklus zařízení je kontrolováno patřičnou certifikační autoritou.

### 2.1 Kritické aplikace v letectví

Na kritické aplikace v letectví jsou kladeny enormně vysoké požadavky na jejich bezpečnost, a proto prosazení nových technologií do této oblasti je velice složité a hlavně nákladné. Především musí být prokázána minimálně stejná spolehlivost a bezpečnost, jakou mají v současnosti používané technologie. Vývoj a prosazení nových technologií trvá i několik let, a proto je zapotřebí na začátku vývoje aplikovat a prosadit nejnovější trendy, aby na konci vývoje byla dosažena potřebná užitná hodnota navrženého systému.

Současné technologické trendy v letectví v rámci koncepce „more-electric aircraft“ vedou k nahrazení stávajících hydraulických systémů inteligentními akčními členy na bázi elektrických servopohonů, které zvyšují výslednou užitnou hodnotu, snižují rozměry, výslednou hmotnost, servisní náklady, atd.

Ve prospěch náhrady stávajících typů aktuátorů hovoří i analýzy provedené v EU, které předpokládají nasazení nových technologií šetrných k životnímu prostředí a zajišťujících udržitelný technologický rozvoj, jmenovitě „More Electric Aircraft, Green Aircraft, Clean Sky, Horizont 2020“ po r. 2020 [1], [2]. Již nyní jsou tyto trendy podporovány aktivní politikou EU ve formě finanční podpory projektů VaV v oblasti letecké techniky, jako např. projekty MOET, CESAR, SCARLETT, ACTUATION 2015 a ESPOSA. V rámci ČR v oblasti letecké techniky jsou garantem těchto trendů zájmové a profesní skupiny sdružená pod názvem Asociace leteckých výrobců České republiky (ALV ČR) a Svaz českého leteckého průmyslu (SČLP).

### 2.2 Vývoj řídicí elektroniky pro letecké aplikace

Elektrické akční členy v kritických aplikacích musí splňovat náročné požadavky na extrémní provozní podmínky, které se pohybují na samotné hranici možností technického řešení. To s sebou nese značné nároky, jak na samotné elektromotory, tak na řídicí elektroniku i další části akčního členu. Proto je zapotřebí při vývoji aktuátoru vzít v úvahu především vyžadovanou spolehlivost, životnost a odolnost vůči prostředí, kde jsou mimo jiného i v specifikovány provozní teplotní rozsahy okolí, které se v těchto aplikacích pohybují standardně od  $-55^{\circ}\text{C}$  do  $+85^{\circ}\text{C}$ , přechodně až do  $125^{\circ}\text{C}$ . Tento extrémní teplotní rozsah je na samé hranici funkčnosti všech běžně dostupných elektrických komponent a elektrických motorů. Tento fakt vyvolává značné požadavky na řídicí elektroniku včetně navrženého řídicího algoritmu, který musí být adaptivní a schopný kompenzovat změnu elektrických, magnetických i mechanických vlastností aktuátoru v závislosti na pracovním prostředí. Dalšími požadavky na elektrický aktuátor jsou:

- spolehlivý rozběh při všech provozních podmínkách,
- vysoká akcelerace pohonu,
- plynulé řízení s minimální chybou v ustáleném stavu,
- kontrolované zastavení,

- při poruše okamžité zastavení,
- vysoká spolehlivost,
- dlouhá životnost,
- monitoring provozních stavů a jejich vyhodnocení,
- odhad poruchových stavů,
- validace vstupních signálů,
- zachování primárních funkcí při nekritické poruše,
- zálohování řídicích signálů atd.

Proti těmto všem požadavkům stojí v poslední době především požadavek na finální cenu zařízení, která je naopak vyžadována co nejnižší. Proto jsou výrobci nuceni využívat komerčně dostupné součástky, tzv. „Commercial-Off-The-Shelf (COTS)“. U těchto součástek je ovšem daleko vyšší tlak na prokázání jejich vhodnosti a musejí projít sadou vývojových testů.

Vývoj SW i HW pro letecké aplikace musí probíhat dle leteckých norem RTCA/DO-178 [3], RTCA/DO-254 [4] a RTCA/DO-160 [5], jejichž dodržení musí být prokázáno a schváleno příslušnou certifikační autoritou, kterou pro Evropský kontinent je European Aviation Safety Agency (EASA). Tyto normy udávají 5 kategorií událostí, které jsou rozděleny podle kritičnosti daného systému vzhledem k celkové činnosti letadla. Jednotlivé kategorie jsou:

- A. katastrofické,
- B. hazardní,
- C. více závažné,
- D. méně závažné,
- E. bez efektu.

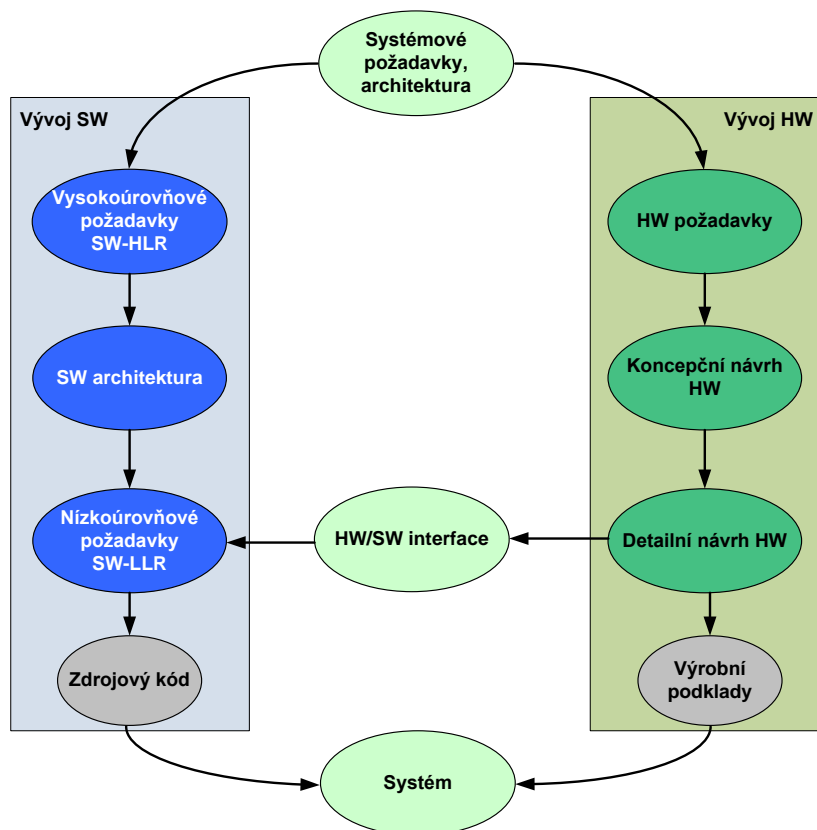
Ke splnění a prokázání těchto požadavků jsou v dnešní době stále častěji používány moderní SW i HW nástroje (Matlab/Simulink, Polyspace, dSPACE, NI LabVIEW, Cantata atd.) a moderní vývojové trendy založené na metodě Model Based Design, jejichž souslednost je popsána vývojovým V-cyklem [6], [7].

### **2.3 Předpisová základna pro vývoj leteckých aplikací**

Na začátku vývoje leteckých aplikací musí být vždy definována předpisová základna, podle které je vývoj zařízení řízen. Je určena kategorie kritičnosti, do které zařízení spadá a podle které bude následně zařízení vyvíjeno a prokazováno. Základní normy pro vývoj civilních leteckých aplikací, které se skládají z HW a SW jsou následující:

- ARP4761 – definuje požadavky a pokyny pro posouzení bezpečnosti (stanovení kritičnosti zařízení nebo funkcí) civilních palubních systémů a zařízení
- ARP4754 – definuje požadavky a proces pro vývoj civilních letadel a systémů
- RTCA/DO-178 – definuje požadavky a procesy vyžadované při vývoj SW,
- RTCA/DO-254 – definuje požadavky a procesy vyžadované při vývoji HW,
- RTCA/DO-160 – definuje požadavky na odolnost zařízení vůči prostředí a jeho prokazování.

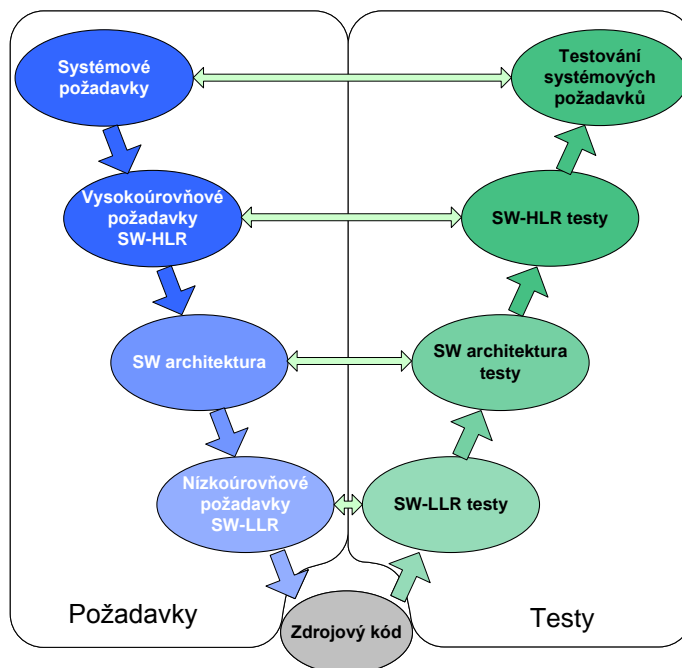
Provázanost systémové úrovně s vývojem SW a HW je znázorněna na následujícím blokovém schématu – viz Obr. 1. Toto blokové schéma popisuje jednotlivé úrovně (fáze) vývoje leteckých aplikací v souladu s normami RTCA/DO-178 a RTCA/DO-254. Směr šipky stanovuje souslednost jednotlivých fází a pro přechod z jedné fáze vývoje do druhé musejí být splněna takzvaná přechodová kritéria. Kritéria stanovují minimální požadavky, které musejí být v dané fázi naplněny, tak aby vyvíjené zařízení bylo certifikovatelné a jeho vývoj probíhal v souladu s plány vývoje. Vývoj HW a SW může probíhat paralelně a ke spojení těchto větví dochází na systémové úrovni. Z vývoje HW do vývoje SW vstupuje datová položka, která se nazývá HW/SW interface, kde je popsán interface HW na SW. Tento dokument definuje např. přiřazení signálů na I/O MCU jejich rozsahy a typy, logické úrovně a jejich význam, nastavení registrů atd.



Obr. 1. Vývoj SW a HW dle norem DO-178, DO-254

Podrobnější popis vývoje HW a SW lze provést pomocí V-cyklu v souladu s postupy a metodikami definovanými normami. Tento V-cyklus lze rozdělit na dvě části, a to na požadavky a na testy, pro SW je tento cyklus znázorněn na Obr. 2. Pro každou úroveň požadavků musejí být sestaveny testovací případy a testovací procedury, podle kterých je prokázáno jejich splnění. Stejný vývojový diagram po záměně jednotlivých vývojových fází platí i pro vývoj HW.

Takto definovaný V-cyklus a jeho jednotlivé kroky je třeba uplatnit při jakémkoliv metodice vývoje např. Model Based Design.



Obr. 2. Vývojový V-cyklus znázorňující průběh certifikace SW

### 3 Současný stav poznání

Elektrický akční člen, který má nahradit stávající mechanicko-hydraulický palubní systém, je v podstatě polohově/otáčkově řízený servopohon, který je nejčastěji složen z elektromotoru, snímače polohy rotoru vůči statoru, elektronické řídicí jednotky a převodovky. Z výše uvedeného je zřejmé, že elektromotorem zkoumaných servomechanizmů bude EC (BLDC) motor.

Polohové řízení servopohonu je nejčastěji realizováno tzv. kaskádní regulační strukturou, která obsahuje tři regulační smyčky. Základní polohové smyčce je podřízena vnitřní rychlostní smyčka a jí je podřízena další vnitřní proudová smyčka, přičemž každá z těchto smyček je řízena příslušným regulátorem, který ovlivňuje parametry soustavy tak, aby bylo dosaženo požadovaného chování. Pro návrh struktury i parametrů regulačních obvodů v technické praxi zobecnělo několik metod, především metody optimálního modulu a symetrického maxima a Ziegler-Nicholsonova metoda [35], [36].

V současnosti je potřeba navrhovat regulační obvody v diskrétním tvaru, mimo jiné z důvodu použití různých členů regulované soustavy, které pracují diskrétně, ať už to jsou např. snímače, filtry a další, a také řídicí obvody, které pracují ve strojovém čase. K tomuto řízení se využívají mikrokontroléry DSP, PLC a další speciální řídicí jednotky, které jsou dodávány přímo výrobcem k pohonům zvoleným pro danou aplikaci. Takto řízené soustavy vykazují vyšší dlouhodobou statickou přesnost, menší citlivost na elektromagnetické rušení a necitlivost ke změnám např. teploty.

#### 3.1 Elektricky komutovaný EC motor

Princip činnosti a konstrukční uspořádání EC motoru lze nalézt v mnoha literárních pramenech, např. [8], [9], [10], [17], [21], [22], či na stránkách výrobců EC motorů, např. [11], [15]. Na toto téma bylo zpracováno mnoho odborných článků, disertačních, diplomových i bakalářských prací, např. [12], [13], [14], [16], [18], [23]. Proto v následujících kapitolách uvádím pouze základní principy řízení EC motorů s odkazem na literární prameny. Dále pak budou uvedeny informace, které jsou ve výše zmíněných literárních pramenech jen velice obtížně dohledatelné a následně budou pouze sumarizovány rozdíly, výhody a nevýhody jednotlivých přístupů. Do skupiny EC motorů bývají někdy řazeny dva typy motorů, které jsou konstrukčně velice podobné, a to:

- stejnosměrný motor s elektronickou komutací (EC motor), v anglické literatuře označován jako BLDC (BrushLess Direct Current) motor,
- synchronní motor s permanentními magnety, který je v anglické literatuře označován jako PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor).

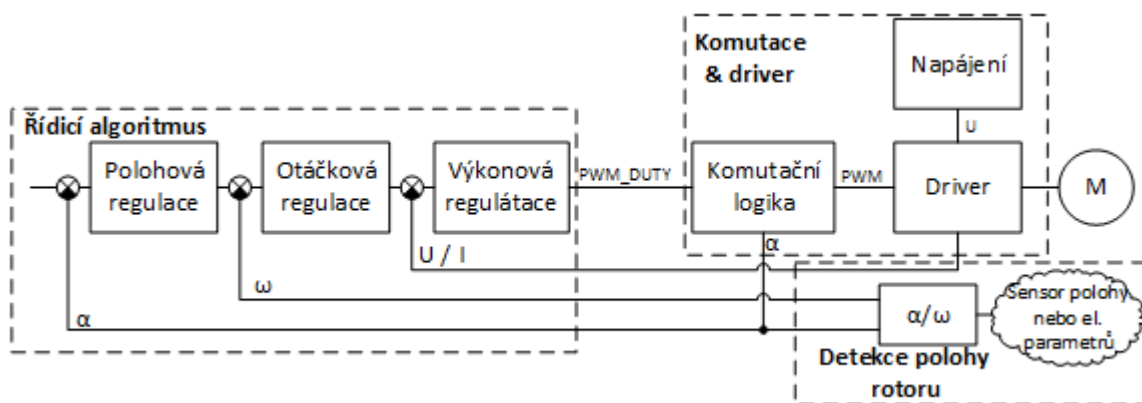
Principiálně jsou oba motory synchronní a lze je tedy řídit téměř stejným řídicím algoritmem. Rozdíl mezi BLDC motorem a synchronním motorem spočívá ve tvaru křivky indukovaného napětí – BLDC motor má indukované napětí obdélníkového tvaru, oproti tomu synchronní motor má sinusový tvar indukovaného napětí.

### 3.2 Řízení EC motorů

Způsob řízení EC motorů se vždy odvíjí od požadavků na aplikaci, do které má být pohon zastavěn. U každé aplikace proto musíme navrhnout vhodné řešení následujících bloků:

- detekce polohy rotoru,
- řídicí algoritmus,
- komutace & driver.

Typické blokové schéma polohové smyčky s podřízeným otáčkovým a výkonovým regulátorem servomechanizmu s EC motorem je uvedeno na Obr. 3.



Obr. 3. Typické blokové schéma řízení EC motoru

Při řešení bloku Komutace & driver musíme vzít v potaz typ napájení, vhodně zvolit výkonové prvky, navrhnout komutační logiku a způsob komutace, který je závislý na způsobu detekce polohy rotoru. Detailní popis možných řešení je uveden v kapitole 3.2.1.

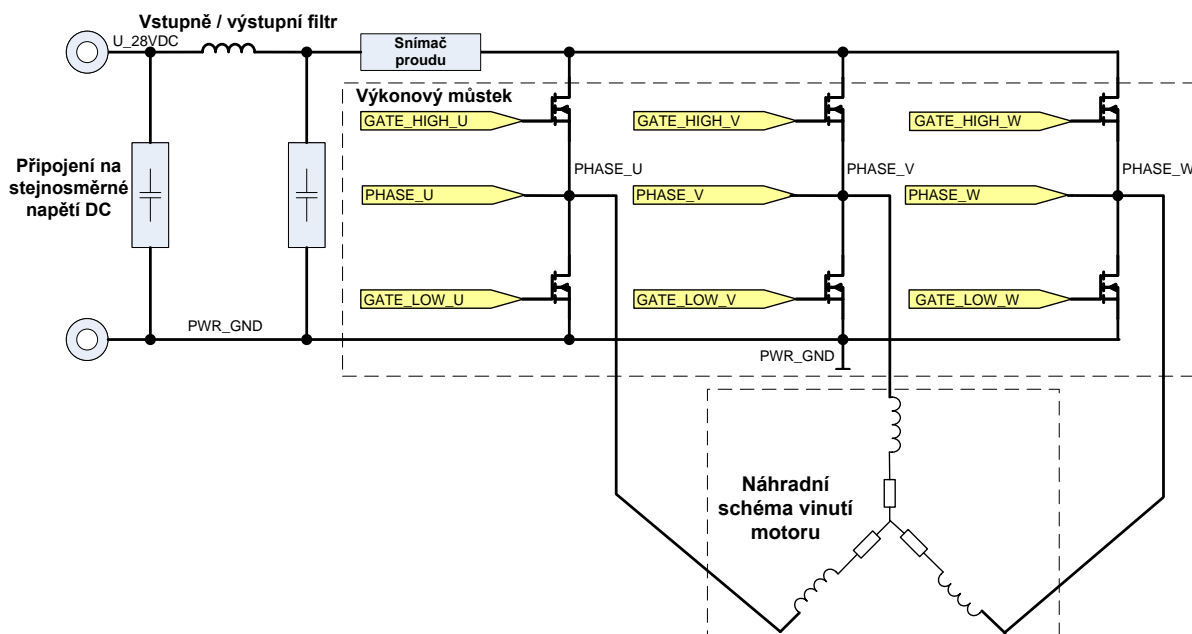
Další částí řízení EC motorů je blok Detekce polohy rotoru. Vhodně navrhnout tuto část je klíčové pro správnou funkci ostatních bloků. U každé aplikace se potýkáme s rozhodnutím, zda zvolit k detekci polohy rotoru snímač polohy, nebo určovat polohu rotoru z elektrických parametrů motoru (bezsenzorová detekce polohy rotoru). Použití snímače polohy znamená větší hmotnost pohonu, větší zástavbové rozměry, složitější konstrukci pohonu, vyšší cenu atd. Výhodou ovšem je přesná detekce polohy rotoru, a to i od nízkých otáček a jednodušší HW a SW řízení.

U bezsenzorového snímání polohy rotoru postačí pouze snímání elektrických parametrů statoru motoru, ale o to komplikovanější je jejich HW a SW zpracování pro určení aktuální polohy. Zásadními výhodami tohoto přístupu jsou minimální zástavbové rozměry a hmotnost, interface mezi motorem a řídicí elektronikou je minimalizována a spočívá pouze v připojení fází motoru, jednodušší konstrukce motoru a díky tomu i jeho cena. Tyto vlastnosti společně se spolehlivostí jsou klíčové hlavně u leteckých aplikací. Díky těmto pozitivním vlastnostem se oblast bezsenzorové detekce polohy rotoru stále rozvíjí a hledají se nové metody, jak spolehlivě a přesně detekovat polohu rotoru zvláště pak od nízkých otáček. Základní principy a metody detekce jsou uvedeny v kapitole 3.2.2.

Poslední částí, kterou je třeba navrhnout, je řídicí algoritmus. Volba řídicího algoritmu je závislá na požadavku cílové aplikace, tedy jaká veličina se má regulovat. Nejčastější jsou otáčková nebo polohová regulace, ale vyskytují se i aplikace, které vyžadují řízení na konstantní moment nebo výkon. Základní rozbor způsobů řízení je proveden v kapitole 3.2.3.

### 3.2.1 Způsoby komutace

EC motory jsou napájeny ze stejnosměrného zdroje prostřednictvím trojfázového výkonového můstku. Výkonový můstek se skládá ze tří větví po dvou tranzistorech v každé větvi, což dohromady činí 6 tranzistorů. Středky jednotlivých větví jsou pak připojeny na jednotlivé fáze statorového vinutí BLDC motoru. Typické zapojení včetně vstupně / výstupního filtru a snímače proudu je na Obr. 4. Pro vytvoření požadované soustavy napětí na výstupu můstku existuje několik způsobů spínání jednotlivých tranzistorů.



Obr. 4. Trojfázový výkonový můstek

#### Unipolární a bipolární spínání fází motoru

Při unipolárním spínání jsou tranzistory třífázového střídače spínány tak, že se na svorkách motoru střídavě objevuje napětí DC meziobvodu a nulové napětí. Střídavě dochází k připojení svorek motoru na napětí meziobvodu a ke spojení svorek motoru. U bipolárního spínání jsou tranzistory spínány tak, že se na svorkách motoru střídavě objevuje kladné a záporné napětí meziobvodu. Toto spínání souvisí přímo s napájecím napětím můstku AC vs. DC.

#### Nezávislé a komplementární spínání tranzistorů

U komplementárního spínání jsou vždy tranzistory ve stejné větvi (nad sebou) spínány tak, že vždy je jeden sepnutý, a druhý rozepnutý, a naopak. Samozřejmě je nutné mezi sepnutím a rozepnutím tranzistoru dodržet tzv. „deadtime“ tak, aby nedošlo ke zkratu DC meziobvodu. Řídící PWM signály jsou komplementární. Díky komplementárnímu sepnutí spodního tranzistoru dochází ke snížení výkonových ztrát v době off time PWM (v době kdy motor není připojen na  $U_{28VDC}$ , tak proud teče přes tento sepnutý spodní tranzistor, a nikoliv přes jeho zpětnou diodu).

U nezávislého spínání jsou tranzistory v jedné větvi spínány nezávisle. Způsob spínání tranzistorů je třeba volit s ohledem na způsob snímání polohy rotoru a použitý řídicí algoritmus. Proto se někdy využívá i kombinace těchto metod.

### 3.2.1.1 Six step komutace

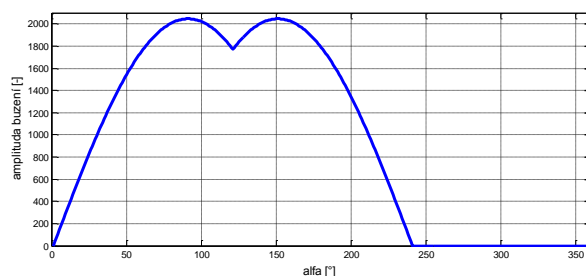
Základním řídicím algoritmem BLDC motoru je tzv. "six step komutace". Standardně se otáčky BLDC motoru řídí podobně jako u klasického DC motoru – otáčky jsou úměrné napětí v případě nezátíženého stavu s tím rozdílem, že mechanický komutátor je nahrazen elektronickým komutátorem. Proto je nutné znát polohu rotoru. Pro správnou komutaci je dostačující znát úhel natočení rotoru diskretně po  $60^\circ$  elektrických (senzorově, bezsenzorově). Pro elektronickou komutaci mezi jednotlivými fázemi statorového vinutí je nutné nezávislé řízení napájení všech tří fází motoru. Důsledkem správné komutace je vytvoření točivého magnetického pole motoru a po iteraci s magnetickým polem magnetů umístěnými na rotoru dojde ke vzniku momentu, který způsobí otočení rotoru.

V případě "six step" komutace jsou vždy napájeny pouze dvě fáze motoru. Odpovídající fáze jsou napájeny na základě znalosti aktuální polohy rotoru a požadovaného směru otáčení. Jelikož na jednu elektrickou otáčku generujeme pouze 6 spínacích vzorů, mění se vektor magnetického pole po skocích  $60^\circ$  elektrických, což způsobuje zvlnění momentu, které je pro některé aplikace nepřijatelné. Proto je zapotřebí zvážit, jestli je algoritmus "six step" komutace vhodný pro daný pohon.

Tvar statorového proudu má obdélníkový charakter. Motorem teče vždy jeden proud (přes dvě fáze motoru) a pro zpětnou vazbu proudové smyčky stačí měřit pouze proud v meziobvodu. Díky napájení dvou fází zůstává třetí fáze volná a lze na ní měřit indukované napětí, které je úměrné otáčkám. Proto je tato komutace vhodná pro metody detekce polohy rotoru založené na měření indukovaného napětí.

### 3.2.1.2 Sinusová komutace

Při sinusové komutaci jsou napájeny všechny tři fáze motoru současně a můstek pracuje jako trojfázový střídač a napětí na jednotlivých fázích jsou o  $120^\circ$  posunuty. Nejčastěji je EC motor napájen sinusovým průběhem (v případě symetrického napájecího napětí). Pokud je motor napájen DC napětím, je  $1/3$  průběhu uzemněna. Sinusový průběh se také různě tvaruje tak, aby bylo dosaženo maximálního momentu motoru. Příklad takového buzení je uveden na Obr. 5.



Obr. 5. Průběh budicího napětí při napájení DC

Při sinusové komutaci teče proud všemi fázemi současně, což eliminuje zvlnění momentu a přináší hladší chod motoru, nelze však použít bezsenzorové metody detekce polohy rotoru.

## 3.2.2 Detekce polohy rotoru

Správná volba způsobu snímání polohy rotoru je nejkritičtější fází návrhu řízení pohonu, a proto je třeba vzít v potaz všechny požadavky na finální aplikaci, ale také mít již jasno o použité metodě řízení. O způsobech detekce polohy rotoru EC bylo napsáno mnoho publikací např. [8], [9], [31], přesto nalezení spolehlivého způsobu detekce polohy rotoru v celém provozním rozsahu pohonu je velkou výzvou. Tato detekce je vždy založena na měření a vyhodnocení



statorových elektrických veličin motoru. K rozvoji této oblasti přispívají i moderní technologie, výkonné procesory, FPGA atd., které umožňují např. implementovat pozorovatele, fázové závěsy, rychle vzorkovat a s velkým rozlišením měřit elektrické veličiny což je pro tyto způsoby detekce zásadní. Nejmodernější trendy v této oblasti reflektují např. články [27], [28], [29], [30].

Pro zajištění korektní komutace EC motoru nám stačí diskrétně snímat polohu rotoru po  $60^\circ$  elektrických.

### **3.2.2.1 Senzorové snímání polohy rotoru**

Do této kategorie senzorů polohy se řadí snímače, které pro svoji funkci musí mít pevnou mechanickou vazbu s rotorem. Mezi tyto snímače patří Halovy snímače, resolvery, rotační enkodéry atd.

Nejjednodušším polohovým snímačem v této kategorii je diskrétní Hallův snímač. Pro snímání se používá vždy trojice těchto snímačů, které jsou umístěny na víku motoru. Jejich vzájemné rozložení je dáno počtem pólů motoru. Snímače využívají Hallova jevu a snímají magnetické pole vyvolané řídicími magnety rozmístěnými na čele rotoru. Výstupem z tohoto snímače jsou tři diskrétní signály, které udávají polohu rotoru s rozlišením  $60^\circ$  elektrických. Mezi výhody tohoto snímání patří relativně jednoduchá konstrukce, malé zástavbové rozměry, nízká cena, velká odolnost vůči vnějším vlivům. Mezi nevýhody se řadí nutnost kompenzace mechanických nepřesností, při velkém pracovním rozsahu teplot může dojít k dilataci vzdálenosti mezi snímači a řídicími magnety což může mít za následek nerovnoměrné spínání.

Na bázi Hallova jevu pracuje také např. tříramenný vertikální Hallův snímač, jehož výstupem je spojitá analogová informace o poloze rotoru. Tento snímač lze využít pro spojitě řízení PMSM motoru bez nutnosti odhadu polohy. Nevýhodou snímače je požadavek na přesné umístění snímače vůči řídicímu magnetu. Jakákoliv změna následně zanáší do měření nepřesnost. Čímž klade vysoké nároky na konstrukci a vhodnou volbu materiálů.

Další skupinou senzorů polohy rotoru jsou rotační enkodéry. Tyto snímače se vyrábí, jak v provedení relativních snímačů polohy, tak v provedení absolutního snímače polohy. Technologie snímání je založena na prosvěcování kódovaného disku. Snímač musí být pevně spojen s hřídelí motoru. Nevýhodou těchto snímačů je jejich vysoká pořizovací cena, malá odolnost vůči vnějším vlivům a životnost dána životností ložisek.

Posledním typem snímače polohy je resolver. Konstrukčně se jedná o elektrický stroj, který má jedno vinutí na rotoru a tři vinutí na statoru. Jedno statorové vinutí je buzeno napájecím napětím sinusového tvaru. Díky tomu to buzení se do rotorového vinutí indukuje napětí, které má konstantní velikost nezávisle na poloze rotoru. Zbylé dvě vinutí na statoru jsou na sebe kolmá a díky otáčení rotoru se do nich indukují sinusová napětí, která jsou mezi sebou o  $90^\circ$  posunuta. Díky fázovému posunutí lze z těchto napětí určit polohu a rychlost otáčení rotoru. Bohužel i tento způsob měření zvyšuje požadavky na zástavbové rozměry, navyšuje hmotnost a cenu.

### **3.2.2.2 Bezsenzorové snímání polohy rotoru**

Jako bezsenzorové snímání polohy jsou označovány způsoby, založené na snímání statorových elektrických veličin motoru. Všechny tyto metody jsou náročnější na řídicí algoritmus, protože při startu není známa přesná poloha rotoru. Další úskalí těchto metod spočívá v měření analogových elektrických veličin, které mohou být různě zarušené, a při nízkých otáčkách nelze díky nízké úrovni měronosných signálů přesně detekovat požadovanou polohu.

Všechny publikované metody spojuje snaha o estimaci a predikci polohy rotoru z elektromagnetických dějů v motoru, které jsou více či méně účinné. Bohužel u většiny publikací chybí, jak autor řeší nejkritičtější fázi řízení EC motoru, kterou je rozběh. S ohledem na zvolený způsob snímání polohy rotoru je však nutné zvolit i strategii jeho řízení.

Bezsenzorové snímání polohy rotoru dle zvolené strategie lze rozdělit do následujících tří skupin:

- metody založené na měření elektrických veličin,
- metody založené na injektáži vysokofrekvenčního signálu,
- metody využívající umělou inteligenci.

### **3.2.2.2.1 Metody založené na určování průchodu BEMF nulou**

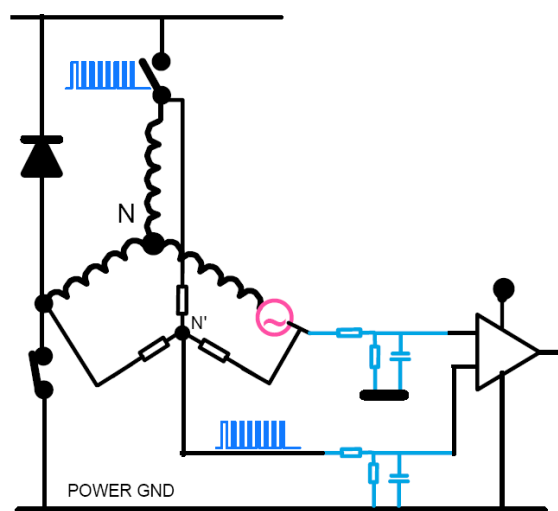
Tato metoda patří mezi metody založené na měření elektrických veličin a skládá se ze dvou následujících fází:

1. určení průchodu indukovaného napětí nulou nebo polovičním napájecím napětím,
2. určení doby do komutace.

#### **1. Určení průchodu nulou**

Cílem je detekovat okamžik, ve kterém indukované elektromotorické napětí (BEMF) prochází nulou nebo v případě stejnosměrného napájení jeho poloviční hodnotou. Indukované napětí lze jednoduše měřit právě při použití six step komutace na volné fázi. Při tomto způsobu řízení není vždy jedna fáze motoru připojena k napájení a lze ji využít k měření indukovaného napětí. Pro použití této metody je důležité, aby indukované napětí mělo dostatečně velkou amplitudu. V takovém případě je mnohem jednodušší určit správný okamžik průchodu indukovaného napětí nulou i při nižších otáčkách. Udává se, že rozsah použití je cca 10 % až 100 % jmenovitých otáček.

Při kontinuálním měření indukovaného napětí na odpojené fázi motoru je nutné eliminovat parazitní jevy, způsobené spínáním výkonových tranzistorů pulsně šířkovou modulací (PWM). Potenciál středu vinutí motoru se vlivem PWM modulace neustále mění. Dochází tak ke generování vysokofrekvenčního rušení. K potlačení těchto vlivů se používá filtr typu dolní propust a dělič napětí podle Obr. 6.



Obr. 6. Detekce průchodu BEMF nulou s děličem a filtrem dolní propust [37]

Problémem takové detekce průchodu BEMF nulou je útlum vlivem děliče napětí, takže při nízkých otáčkách motoru je citlivost detekce průchodu nulou velmi malá, a další problém představuje fázové zpoždění měřeného signálu filtrem.

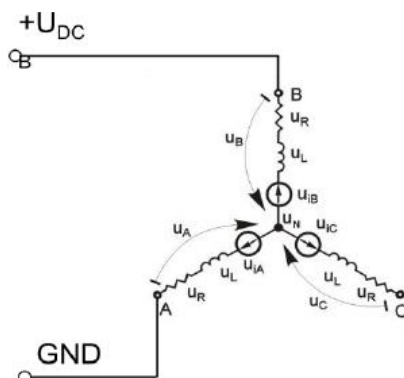
Způsoby měření indukovaného napětí na volné fázi jsou následující:

- měření indukovaného napětí vůči vyvedenému středu motoru – motory běžně vyvedený střed nemají,
- měření indukovaného napětí vůči středu motoru vytvořenému připojením rezistorů do hvězdy mezi fáze motoru, viz. Obr. 6. Takto vytvořený střed zvyšuje ztrátový výkon,
- měření indukovaného napětí vůči GND
- měření indukovaného napětí vůči polovičnímu napájecímu napětí.

Indukované napětí lze měřit:

- v tzv. „on time PWM“ tedy v době, kdy zbývající dvě fáze jsou připojeny k napájecímu napětí  $U_{DC}$  a GND – tranzistory v diagonále jsou sepnuty, viz Obr. 7,
- měřit indukované napětí v tzv. „off time PWM“ tedy v době, kdy obě napájené fáze jsou připojeny k GND – jsou sepnuty pouze dolní tranzistory ve dvou fázích můstku.

Často se měřené indukované napětí dále zpracovává, např. se ořízne kolem pracovní oblasti, posune a zesílí. Tím je možné dosáhnout vyšší přesnosti detekce průchodu nulou. Zpracování indukovaného napětí je nutné vždy navrhnout přesně na požadavky cílové aplikace a parametry motoru.



Obr. 7. Detekce průchodu BEMF nulou při sepnutí tranzistorů v diagonále [38]

### Měření v on time PWM

Pro tuto metodu měření BEMF je důležitá informace, že měřené napětí na odpojené fázi je nutno porovnávat s  $\frac{1}{2}$  napájecího napětí  $U_{DC}$ . Za předpokladu ideálně symetrického motoru je potenciál středu vinutí motoru právě roven  $U_{DC}/2$ . Tato metoda je vhodná pro bipolární spínání a také pro unipolární spínání, jsou-li sepnuty tranzistory v diagonále. Problém této metody spočívá ve velké měřicímu rozsahu (indukované napětí se pohybuje kolem  $U_{DC}/2$ ) a z toho plynoucí nutnosti použití děliče napětí tak, aby měřený signál bylo možné přivést na AD převodník, a také složité měření při malých otáčkách (vlivem malé střídy PWM je oblast pro měření úzká). Tím dojde i k takovému poklesu indukovaného napětí, že detekce polohy v nízkých otáčkách není možná.

Tuto metodu měření BEMF lze použít i při měření s virtuálním středem motoru, přičemž lze použít unipolární a bipolární spínání a všechny kombinace sepnutí tranzistorů. Nevýhodou je

zaručení referenčního signálu a offset error při uzavírání proudu přes spodní tranzistor a spodní zpětnou diodu.

### **Měření v off time PWM**

Pro tuto metodu měření BEMF platí, že se naměřená hodnota porovnává s GND potenciálem, protože ostatní vinutí nejsou v tu chvíli připojena k napájení a potenciál středu vinutí motoru je stejný, jako GND. Z principu metody je zřejmé, že ji lze použít pouze pro unipolární řízení, v době, kdy jsou spodní tranzistory sepnuty. Tato metoda je vhodná pro aplikace, kde je vyžadováno řízení v nízkých otáčkách (pod 10 % z nominálních otáček motoru). Indukované napětí je pro tyto aplikace vhodné upravit, a to posunout a zesílit. Naopak nevýhodou této metody je složité měření při vysokých otáčkách, kde dochází k následujícím jevům:

- vlivem velké střídy PWM je oblast pro měření úzká,
- jsou-li použity jako spínací výkonové prvky tranzistory MOSFET se závěrnou diodou, indukované napětí neklesne pod závěrné napětí diody, čímž je pracovní oblast měření omezena,
- je nutné použít dělič, aby indukované napětí mohlo být přivedeno na AD převodník.

Proto se často stává, že během off time PWM se nepodaří zachytit žádný vzorek indukovaného napětí pod GND potenciálem a průchod nulou se musí estimovat buď z naměřeného vzorku a aktuálních otáček, nebo počkat a zachytit druhý vzorek nad nulou a zpětně dopočítat okamžik průchodu. U druhého způsobu se může stát, že druhý vzorek je zachycen až po okamžiku komutace, což je nepřijatelné.

### **2. Určení doby do komutace**

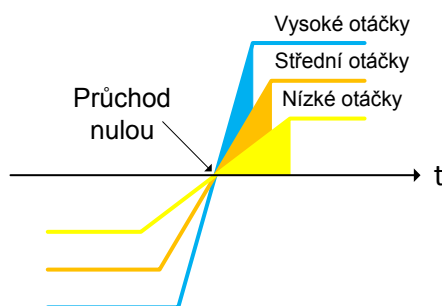
#### **Odvození komutační doby na základě aktuálních otáček**

Metoda je také známa jako určení okamžiku komutace čítačem a jedná se zřejmě o nejjednodušší způsob. Po průchodu BEMF nulou se čítačem určí další okamžik komutace tak, že by měla nastat se zpožděním  $30^\circ$  elektrických prázdných po průchodu BEMF nulou. Pro určení doby, která odpovídá  $30^\circ$  el., je obecně potřeba zjistit rychlost otáčení rotoru. K tomuto účelu lze využít předchozí okamžiky detekce průchodu BEMF nulou, ze kterých lze určit rychlost otáčení rotoru a tím i dobu, která odpovídá  $30^\circ$  el. Tyto informace jsou použity pro čítač, který následně určí okamžik komutace.

Tato metoda určení doby komutace je relativně jednoduchá jak pro hardwarovou realizaci, tak i pro softwarovou implementaci. Rozsah použití závisí i na způsobu snímání BEMF. Tuto metodu lze odladit i pro vysoké otáčky motoru. Problémem jsou samozřejmě nízké otáčky motoru. Při rychlých změnách otáček motoru, především u motorů s vysokou dynamikou (např. s malým momentem setrvačnosti), dochází k nepřesnému odhadu polohy rotoru při komutaci. Odhad se totiž provádí na základě předešlých informací, které pro aktuální komutační okamžik nemusí být pravdivé. Při vyšších otáčkách však lze docílit přesnějšího určení okamžiku komutace oproti senzorovému řízení s nepřesně instalovanými Hallovými sondami.

#### **Integrace BEMF od okamžiku detekce průchodu**

U této metody dochází k integraci měřené BEMF na odpojené fázi. Metoda je založena na předpokladu, že velikost integrálu pod křivkou BEMF je vždy stejná pro jakékoli otáčky motoru viz Obr. 8. Integrál je teoreticky vždy stejný, jestliže je změna BEMF lineární (trapezoidální BEMF) v době jeho snímání a v celém rozsahu otáček.



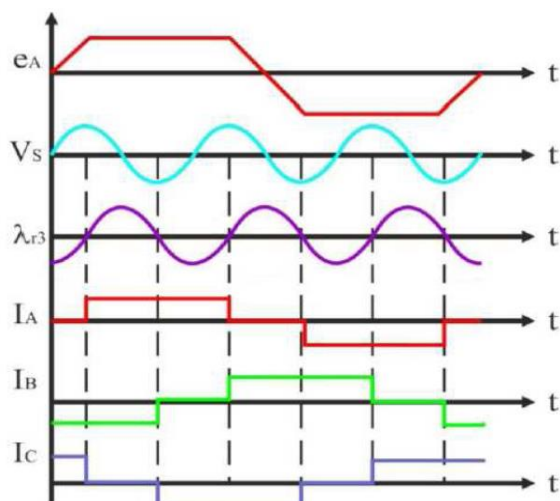
Obr. 8. Integrace BEMF pro různé rychlosti otáčení motoru

Předem je určena (naměřena) a nastavena správná velikost integrálu, která pro konkrétní EC motor odpovídá okamžiku komutace, tj. zpoždění o  $30^\circ$  elektrických po průchodu BEMF nulou. Následně při chodu motoru se po detekci průchodu BEMF nulou začne BEMF integrovat a jakmile hodnota integrálu dosáhne předem nastavené meze, je generován signál pro komutaci a zároveň je integrátor resetován (čeká na další detekci průchodu BEMF nulou). Reset integrátoru trvá pro jistotu delší dobu, aby se zamezilo znovu „nastartování“ integrátoru ve špatný okamžik a následně určení špatného okamžiku komutace. Reset je vhodné držet, dokud není jisté, že zbytkový proud v následně odpojené fázi je nulový.

Hlavní výhodou této metody oproti předchozí je, že určení okamžiku komutace není negativně ovlivňováno rychlou změnou otáček motoru. Teoreticky se mohou otáčky měnit libovolně rychle a okamžik komutace bude vždy určen správně. Nevýhoda tohoto algoritmu je, že dochází k akumulaci integrační chyby, která je způsobena především offsetem integrovaného napětí. Tato chyba se nejvíce projevuje při nízkých otáčkách, kdy je doba integrace delší. Při implementaci tohoto způsobu detekce do MCU je nevýhodou požadavek na vysokou frekvenci vzorkování AD převodníku, tak aby bylo dosaženo co nejvyšší přesnosti detekce průchodů. V případě vyšších otáček tedy vzrůstá i chyba této metody a nelze použít klasické nastavení AD převodníků tedy synchronizace s frekvencí PWM. AD konverzi je nutné spouštět opakovaně během on time nebo off time PWM.

### Integrace 3. harmonické indukovaného napětí

Tato metoda je založena na předpokladu, že v součtu tří fázových statorových napětí je v podstatě dominantní pouze 3. harmonická (ve výsledku dochází k eliminaci 1., 5., 7., atd., harmonické). To teoreticky platí u symetrického třífázového EC motoru (statorová vinutí jsou zapojena do hvězdy) s lichoběžníkovým rozložením indukce ve vzduchové mezeře, kde platí, že součet okamžitých hodnot fázových proudů je roven nule. Výsledný průběh třetí harmonické má vždy stejný fázový posun při jakémkoli zatížení a otáčkách motoru – viz Obr. 9. Výsledkem integrace třetí harmonické je signál, který prochází nulou ve správném okamžiku komutace.



Obr. 9. Průběh BEMF, součtu napětí, integrace součtu napětí a fázových proudů [39]

Vhodným zpracováním třetí harmonické lze odhadnout polohu rotorového toku. Signál je však potřeba filtrovat, což přináší mírné zpoždění. Tato metoda je použitelná i při vyšších otáčkách. Detekce třetí harmonické při malých otáčkách je teoreticky možná, ale problémem je způsob měření třetí harmonické. Udávají se tři možné způsoby: měřit mezi středem motoru a středem rezistorové „sítě“, nebo k tomuto účelu lze využít střed DC meziobvodu (to ovšem vyžaduje rozdělení DC meziobvodu) v kombinaci se středem motoru, nebo středem rezistorové „sítě“.

#### 3.2.2.2 Metody založené na principu změny indukčnosti v závislosti na poloze rotoru

Metoda je založena na předpokladu, že se u motorů mění indukčnost vinutí při změně polohy rotoru. Tato metoda by měla být použitelná téměř od nulových otáček až po cca 20 % jmenovitých otáček. Horní hranice rozsahu použitelnosti závisí především na konstrukčním provedení konkrétního motoru.

Pro výpočet indukčností je třeba znát elektrický odpor vinutí statoru a spřažený magnetický tok permanentních magnetů na rotoru. Pro přesný výpočet polohy je nutná spínací frekvence měniče aspoň 10 kHz [34]. Ani tato metoda z principu však neumožňuje detekci počáteční polohy rotoru při nulových otáčkách.

#### 3.2.2.3 Metody založené na injektáži vysokofrekvenčního signálu

Princip těchto metod je založen na superpozici vysokofrekvenčního proudu nebo napětí na základní napájení motoru. Injektovaný vysokofrekvenční signál indukuje proudy nebo napětí, ze kterých lze frekvenční analýzou získat informace o poloze rotoru. Výhodou metody je možnost detekování polohy rotoru při nulové rychlosti, protože vysokofrekvenční signál je injektován nezávisle na velikosti napájení. Nevýhodou této metody je poměrně velká výpočetní náročnost [32].

#### 3.2.2.4 Metody založené na odhadu otáček pozorovatelem

Tyto metody jsou založené na odhadu stavu motoru dle různých typů modelu motoru. Obecně jsou do zvoleného modelu motoru vedeny stejné vstupní signály, jako do reálného motoru. Na základě modelu motoru se provede výpočet (odhad) výstupních signálů, které jsou přibližně stejné jako výstupní signály skutečného motoru. Následně se vypočtené a skutečné výstupní signály porovnají a zjištěná chyba je v modelu motoru korigována. Implementace modelu systému se provádí různými postupy.

Stabilita klasického pozorovatele není vždy dobře zaručena, protože stavové rovnice systému jsou nelineární. Například změna odporu vinutí při vysokých otáčkách nezpůsobí velkou

chybu, ovšem při nízkých otáčkách, a tedy při nižším napájecím napětí je chyba vypočteného úbytku napětí na vinutí znatelná. Například klouzavý pozorovatel (parametry modelu se mění na základě pracovního prostředí po přepínací křivce) je použitelný i pro nelineární systémy a odolný proti změnám parametrů motoru. Tato metoda ovšem vyžaduje přesné zmapování provozních stavů a jejich vliv na parametry motoru. Jako pozorovatel se používá např. Kálmánův filtr.

Nevýhodou je, že se jedná o výpočetně velice náročné metody z důvodu složitého modelu motoru, který je potřebný pro relativně přesný odhad rychlosti motoru. Pro six step komutaci u EC motorů je zbytečně náročný, ovšem pro některé specifické aplikace najde své uplatnění. Hlavní výhodou metody je, že dostáváme téměř souvislou informaci o poloze rotoru. Metoda se používá především při sensorless vektorovém řízení, kde je potřeba získávat informaci o poloze rotoru téměř kontinuálně.

#### **3.2.2.2.5 Metody založené na využití algoritmů umělé inteligence**

Tyto metody jsou založeny především na využití neuronových sítí. Oproti metodám založeným na pozorovateli nevyžadují sestavení matematického modelu a zároveň vykazují dobré potlačení šumu. Používá se i Kálmánův filtr a aproximátory na bázi neuronové sítě. Tyto metody jsou relativně snadno rozšiřitelné a modifikovatelné, lze dosáhnout robustnosti vzhledem ke změně parametrů motoru a nejsou tak výpočetně náročné, jako metody založené na pozorovateli. Nevýhodou je, že potřebují velký soubor měřených dat. Pro EC motor je zřejmě nejvhodnější použít rekurentní neuronové sítě s velkou množinou měřených dat [33].

Pro letecké aplikace jsou však tyto metody nevhodné především z důvodů nemožnosti určit deterministické chování algoritmu.

### **3.2.3 Řídicí algoritmy**

O způsobech řízení EC motoru bylo napsáno mnoho publikací např. [8], [9], [31]. Nejmodernější trendy v této oblasti reflektují např. články [27], [28], [29], [30]. Všechny popisované způsoby řízení lze rozdělit na:

- skalární – motor je řízen změnou napětí
- vektorové:
  - přímé řízení momentu
  - řízení magnetického toku

#### **3.2.3.1 Skalární řízení**

Nejjednodušším způsobem řízení EC motoru je skalární řízení. Hlavní myšlenkou tohoto způsobu řízení je dosažení požadované rychlosti motoru prostřednictvím změny velikosti napájecího napětí. K řízení velikosti napájecího napětí statorových cívek je využívána změna střídavě pulsně šířková modulace (PWM) napájecího napětí. Toto platí při uvažování konstantní frekvence PWM signálu. Při regulaci tedy musí být zachován poměr napájecího napětí  $U$  k jeho frekvenci  $f$  a musí platit

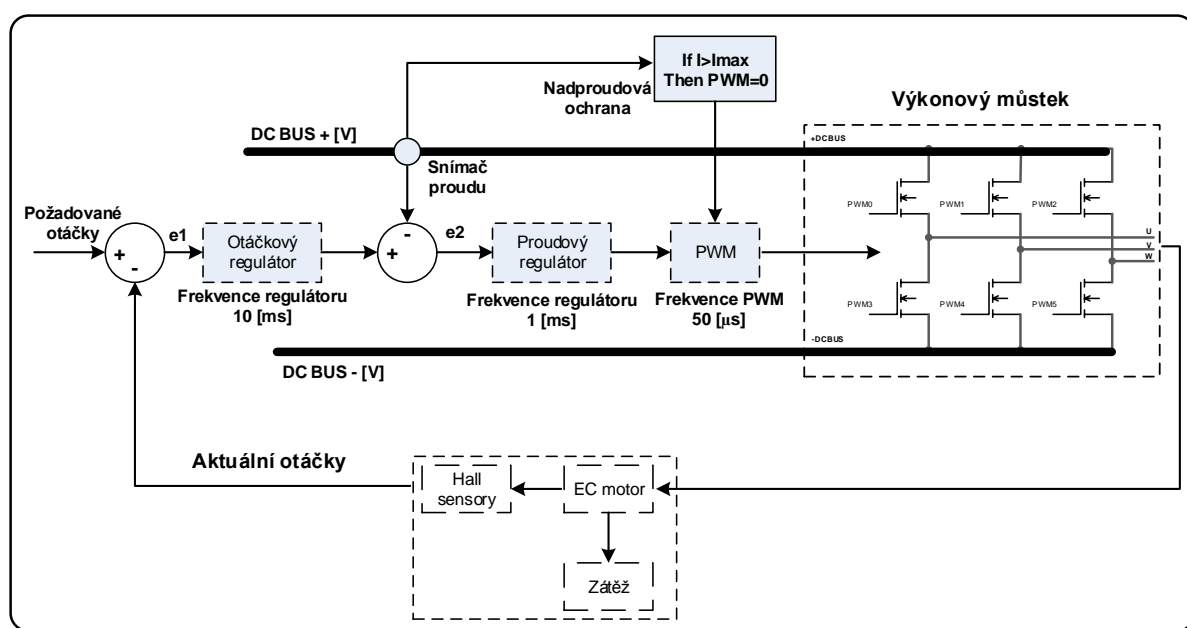
$$\frac{U}{f} = \text{konstanta.} \quad (1)$$

Touto podmínkou je zaručeno, že magnetický tok má optimální hodnotu a nedochází k jeho přebuzení ani odbuzení.

Při skalárním řízení nejsou brány v potaz elektromagnetické jevy uvnitř motoru, a proto nelze regulovat okamžitou hodnotu momentotvorné složky magnetického toku, což negativně

ovlivňuje dynamiku řízení pohonu při přechodových dějích. Tento způsob řízení není tedy příliš vhodný u aplikací, kde je vyžadováno řízení do nízkých otáček, nebo u kterých dochází k rychlým změnám zatížení, případně u aplikací, kde je vyžadováno řízení na konstantní moment motoru. Naopak tento způsob řízení je vhodný pro méně dynamicky náročné aplikace jako jsou pohony čerpadel nebo ventilátorů, kde se zatížení mění pouze se změnou otáček.

Typická bloková architektura skalárního řízení je zobrazena na Obr. 10. Řízení se skládá ze dvou regulačních smyček – nadřazené otáčkové a podřazené proudové. Řízenou veličinou jsou požadované otáčky. Rychlost jednotlivých regulátorů musí být volena tak, aby podřazený regulátor byl vždy rychlejší než nadřazený kvůli stabilitě regulační smyčky. Rychlost regulátorů je také třeba volit s ohledem na odezvu snímačů, jejichž data vstupují do regulátorů jako zpětná vazba a dále pak s ohledem na požadovanou dynamiku pohonu. Regulační struktury bývají doplněny o ochranné prvky, které jsou kvůli požadavku na rychlost odezvy implementovány do HW.



Obr. 10. Blokové schéma skalárního řízení

### 3.2.3.2 Vektorové řízení

Vektorové řízení je implementačně a výpočtově náročnějším způsobem řízení EC motoru, který klade zvýšené nároky i na snímač polohy rotoru a proudu v jednotlivých fázích. Základem tohoto způsobu řízení je transformace třífázového statorového proudu na tokotvornou (magnetizační) a momentotvornou složku čímž je umožněno řízení momentu a magnetického toku motoru. Princip spočívá v rozkladu rotujícího vektoru statorového proudu na dvě vzájemně kolmé složky  $I_d$  a  $I_q$ , tedy do  $d$  a  $q$  os obecného stroje, které se otáčejí synchronně s točivým magnetickým polem rotoru.

Tokotvorná složka je ve fázi s vektorem magnetického toku a řízením této složky lze ovlivnit magnetizaci a jalový výkon. Momentotvorná složka společně s absolutní hodnotou magnetického toku generuje moment a činný výkon. K transformaci fázových proudů do  $d$  a  $q$  os se využívá Clarkovy a Parkovy transformace jejichž maticový zápis je následující:



### Clarkova transformace

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \cos \gamma & \cos(2\gamma) \\ 0 & \sin \gamma & \sin(2\gamma) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_U \\ i_V \\ i_W \end{bmatrix}, \quad (2)$$

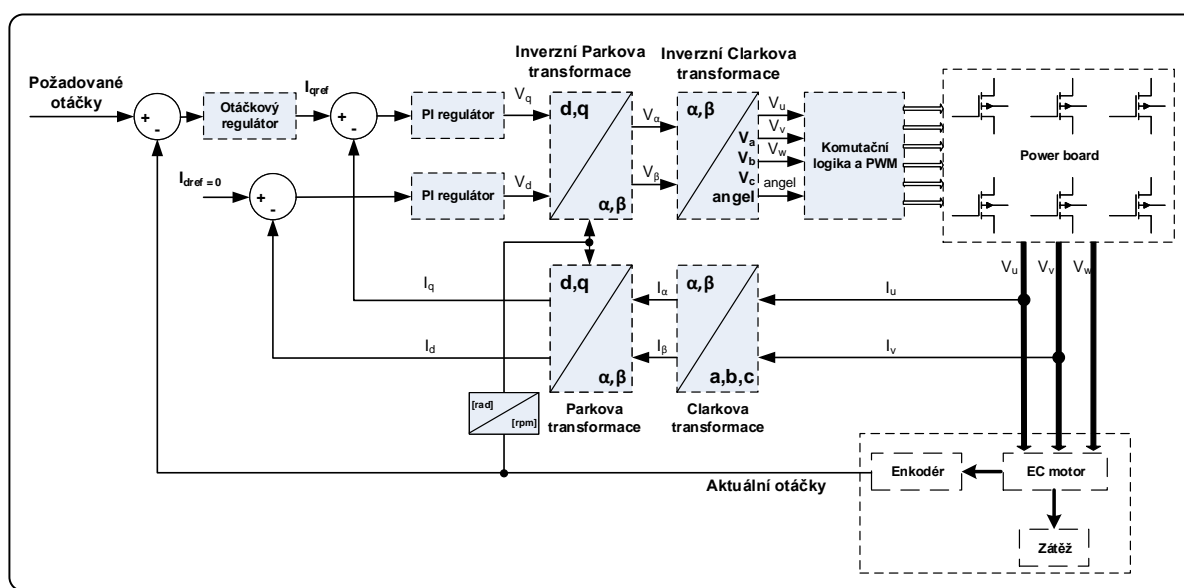
kde  $i_\alpha$  a  $i_\beta$  jsou složky rotujícího vektoru statorového proudu do vzájemně kolmých os, pevně svázaných se státorem,  $i_u, i_v$  a  $i_w$  jsou fázové proudy a  $\gamma$  je úhel mezi jednotlivými fázemi.

### Parkova transformace

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \vartheta & \sin \vartheta \\ -\sin \vartheta & \cos \vartheta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}, \quad (3)$$

kde  $\vartheta$  je vzájemné natočení osy statoru a osy rotoru.

Princip tohoto typu řízení je znázorněn na blokovém schématu Obr. 11.



Obr. 11. Blokové schéma vektorového řízení

### 3.3 Závěr k současnému stavu v oboru

V předchozích kapitolách jsou velice stručně popsány aktuální trendy v oblasti řízení BLDC motorů a jejich aplikační oblasti. Řízení je rozděleno na základní funkční celky, kterými jsou detekce polohy rotoru, komutace a řídicí algoritmy. Pro jednotlivé funkční celky je definován interface a specifikován jeho aplikační rozsah. Každá část je doplněna o popis aktuálních přístupů a metod řešení vztahující se k definované problematice.

Většina popsaných základních přístupů řízení se v praxi používá. Vždy se jedná o řešení „na míru“ podle požadavků finální aplikace s cílem minimalizace vývojových a výrobních nákladů. Tato řešení jsou většinou uzavřená s minimální mírou uživatelské konfigurace. Většina řídicích systémů využívá přesné sensorové snímání polohy rotoru např. řídicí jednotky EPOS od firmy Maxon, které prodávají finální cenu pohonu. Nabízená komerční řešení však nesplňují požadavky na řízení kritických aplikací určených pro oblast letectví, a to především z důvodu vyžadované spolehlivosti, odolnosti vůči vnějším vlivům a vedení vývoje v souladu s leteckými normami s následnou certifikací.

Přístupy založené na složitějších algoritmech řízení (např. neuronové sítě, injektáž vysokofrekvenčních signálů atd.) se v běžné praxi nepoužívají z důvodů implementační a výkonové náročnosti. Těmito přístupy se zabývají především akademická a výzkumná pracoviště, které tyto metody testují v laboratorních podmínkách a bez reálné zátěže.

Motivací této disertační práce je proto návrh a prokázání vhodnosti nasazení pohonu s EC motorem do oblasti civilního letectví. Jelikož pohon s EC motor musí pro správnou funkci obsahovat elektronické řízení, které nejvíce ovlivňuje spolehlivost pohonu jako celku, a právě proto je tato práce zaměřena především na návrh tohoto řídicího systému (řídicí elektroniky). Řídicí elektronika musí splňovat všechny požadavky kladené na zvolenou aplikační oblast, a to především z pohledu kritičnosti, spolehlivosti, odolnosti vůči vnějším vlivům a respektování patřičných leteckých norem. Z výše popsaného je zřejmé, že je nutné nalézt kompromis mezi známými metodami řízení a navrhnout algoritmus, který splní požadavky na něj kladené a zároveň bude optimalizován na velikost kódu, jeho výpočetní náročnost, spolehlivost atd.

## 4 Cíle disertační práce

Hlavním cílem disertační práce je komplexní návrh řídicích algoritmů elektrických akčních členů pro použití v letectví, kde je výkonovým členem bezkartáčový stejnosměrný (EC, BLDC) motor. Řídicí algoritmy budou navrženy na základě požadavků na palivový systém, a to s ohledem na požadavky, standardy a normy vyžadované v civilním leteckém průmyslu a budou reflektovat moderní trendy, využívané v těchto aplikacích. Navržené řídicí algoritmy budou verifikovány na funkčním vzorku vysokotlakého palivového čerpadla, které zajišťuje dodávku paliva do leteckého motoru APU (Auxiliary Power Unit). Kvůli bezpečnosti budou nejdříve řídicí algoritmy otestovány na hydraulickém standu, který simuluje reálný palivový okruh motoru APU a poté bude funkčnost, robustnost a dynamika navržených algoritmů optimalizována na komplexním modelu řízeného systému, skládajícího se z EC motoru a palivového systému.

Dalším cílem této práce je prokázání vhodnosti uplatnění metody MBD ve vývojovém cyklu leteckých aplikací. Jedním z výstupů bude vytvoření metodiky testování, prokazování a vyhodnocování robustnosti, spolehlivosti a životnosti elektrických systémů, nasazených do těchto aplikací. Neméně důležitým aspektem práce bude také tvorba metodiky zajištění životního cyklu vývoje dle požadavků na certifikaci v civilním letectví a příslušných norem, které byly zmíněny v úvodních pasážích této práce. Součástí práce bude také analýza a stanovení metodiky pro detekci, estimaci a vyhodnocení poruchových stavů založená na analýze poruchových stavů, tzv. Fault tree analysis. Na základě této analýzy bude do modelu implementován monitoring provozních stavů a validace vstupních signálů.

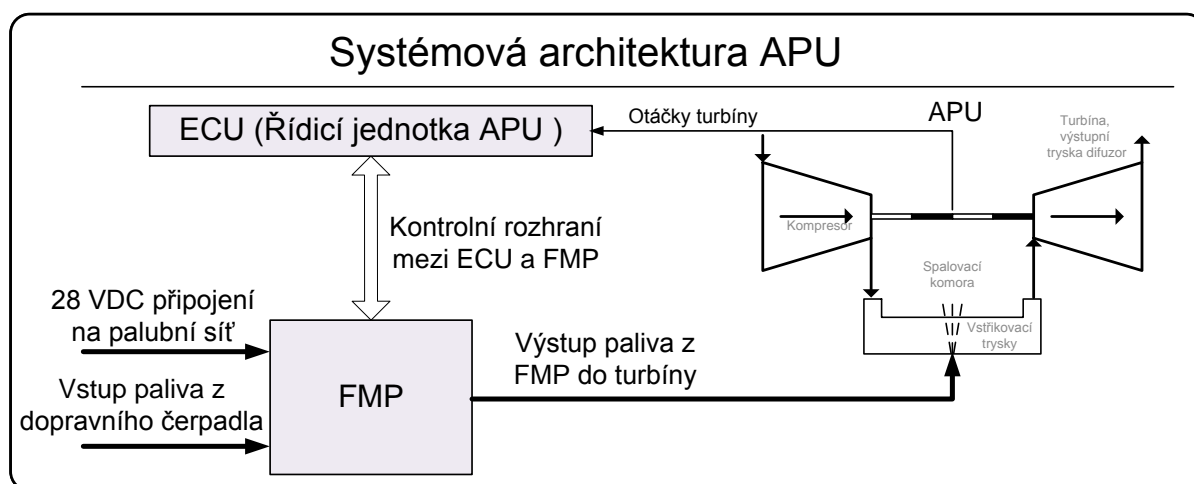
Návrh řídicího systému také zahrnuje respektování zákaznických požadavků, kladených na tento systém, s maximálním důrazem na spolehlivost, bezpečnost a provozní podmínky.

## 5 Zvolená metodika zpracování

V leteckém průmyslu jsou elektrické pohony použity pro méně kritické systémy, které jsou převážně klasifikovány v kategorii DAL E nebo D, kde jejich chyba nemá následky na provoz letounu. V těchto aplikacích jsou převážně použity klasické stejnosměrné motory s mechanickým komutátorem. Velkou nevýhodou těchto aplikací je krátký servisní interval kvůli opotřebení komutátoru. Aby tedy byla prokázána vhodnost použití eklektického pohonu pro kritické aplikace v letectví bude pro řešení disertační práce zvolena aplikace klasifikována v kategorii DAL B, jejichž chyba způsobuje hazardní stav a přípustná pravděpodobnost selhání této aplikace za 1 hodinu letu je menší jak  $10^{-6}$ . Do této kategorie kritičnosti spadá funkce dodávky paliva do leteckého motoru APU.

### 5.1 Popis vybrané aplikace

Vybranou kritickou aplikací, na kterou se disertační práce zaměří je tedy vysokotlaké palivové čerpadlo FMP, které zajišťuje dodávku paliva do leteckého motoru APU. Průtok paliva je řízen dle požadavku nadřazeného řídicího systému Electric Control Unit (ECU). Blokové schéma palivového systému s nadřazenou řídicí jednotkou je uvedeno na Obr. 12.



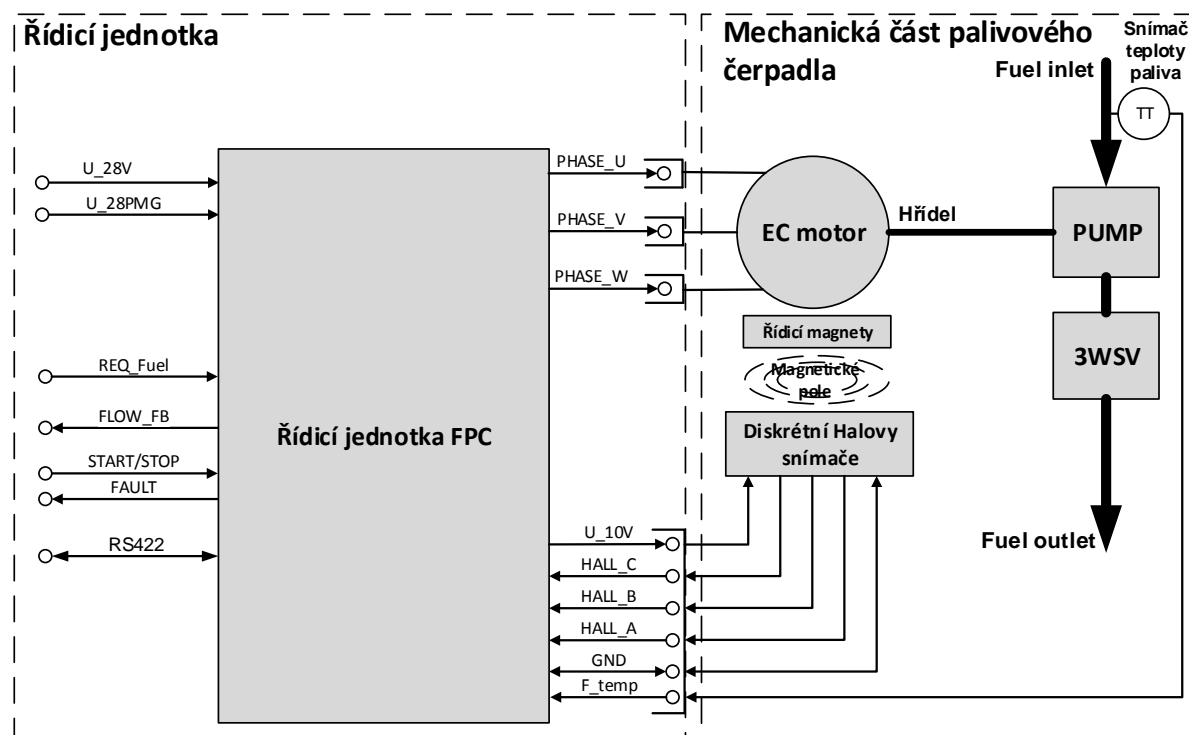
Obr. 12. Systémová architektura APU

Vysokotlaké palivové čerpadlo FMP se skládá z následujících základních částí:

- řídicí jednotky FPC,
- EC motoru,
- snímače polohy,
- palivové pumpy a
- pojistného stop ventilu 3WSV.

Blokové schéma FMP je znázorněno na Obr. 13. Elektronická řídicí jednotka FPC řídí EC motor, který pohání hydraulické palivové čerpadlo. Řídicí jednotka je napájena nominálním napětím 28 VDC z palubní napájecí sítě a komunikuje s nadřazenou řídicí jednotkou ECU po sériové komunikační lince RS422. Po této digitální komunikační lince jsou zasílány do ECU všechny měřené parametry, chybové hlášení, informace o aktuálních otáčkách a průtoku. Z ECU je vysílán pouze požadavek na průtok paliva. Digitální komunikační linka je zálohována analogovými signály s informací o požadovaném průtoku paliva a zpětná vazba do ECU s informací o aktuální dodávce paliva. Dále je pak komunikační linka zálohována diskretními signály s informací o provozním stavu FMP a ovládacím signálem z ECU pro zapnutí a vypnutí

dodávky paliva. Pojistný stop ventil na výstupu z palivové pumpy je ovládán přímo z ECU. Jedná se o bezpečnostní prvek v případě závady na palivovém čerpadle.



Obr. 13. Blokové schéma elektronicky řízeného vysokotlakého dávkovacího palivového čerpadla

## 5.2 Uživatelské požadavky na FMP

Na palivový systém FMP je kladeno velké množství funkčních i nefunkčních požadavků např. na kvalitu, přesnost a dynamiku řízení, na provozní podmínky, na odolnost vůči vnějším vlivům atd. Protože cílem disertační práce není prokázat všechny požadavky kladené na tento systém, jsou v následujícím textu zmíněny pouze požadavky, které přímo souvisí s řešením disertační práce a určují hlavní vyžadovanou funkčnost systému jako celku, kterou je spolehlivá dodávka paliva do leteckého motoru. Při řešení disertační práce jsou požadavky uvedené v následujících kapitolách respektovány a navržená řešení jsou vůči těmto požadavkům verifikována.

### 5.2.1 Funkční požadavky

Označení požadavku	Popis požadavku
<b>REQ-FCN-01</b>	FPC musí zajistit bezpečný a hladký start EC motoru za jakýchkoliv provozních podmínek.
<b>REQ-FCN-02</b>	Během provozu musí FPC zajistit dodávku paliva dle požadavku ECU.
<b>REQ-FCN-03</b>	FPC musí v ustáleném stavu zajistit maximálně 1 % odchylku od aktuálního požadavku průtoku paliva
<b>REQ-FCN-04</b>	Při skokové změně požadavku na průtoku paliva může být maximální překmit do 2 %.
<b>REQ-FCN-05</b>	Při skokové změně požadavku průtoku paliva o 50 [l/h] musí být průtok ustálen do 240 ms.

- REQ-FCN-06** Rekční doba řízení musí být maximálně 20 ms od změny požadavku na průtok.
- REQ-FCN-07** K řízení EC motoru jsou použity diskrétní Hallovy snímače.
- REQ-FCN-08** Při ztrátě signálu z jednoho Hallova snímače musí být zachována dodávka paliva.
- REQ-FCN-09** FPC musí zajistit regulaci otáček EC motoru od 500 – 10 000 min<sup>-1</sup>.
- REQ-FCN-10** FPC musí umožňovat kontrolu a indikaci provozních stavů na základě testů, které se dělí na:
- testy po zapnutí napájení PBIT,
  - testy cyklické CBIT a
  - testy na vyžádání IBIT.

### 5.2.2 Požadavky na pracovní prostředí a životnost

- | Označení požadavku | Popis požadavku                                                                                                                                                                                                           |
|--------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| <b>REQ-FCN-11</b>  | Nominální operační teplota okolí -55 až 85 °C, krátkodobě -55 až 125 °C DO160F kapitola 4, kategorie F3.                                                                                                                  |
| <b>REQ-FCN-12</b>  | FPC musí být schopné provozu při maximální teplotě paliva 70 °C.                                                                                                                                                          |
| <b>REQ-FCN-13</b>  | Návrh zařízení musí splňovat minimální životnost 30 000 letových hodin nebo 30 let                                                                                                                                        |
| <b>REQ-FCN-14</b>  | FPC musí být adaptabilní na celý rozsah napájecí napětí 10 – 80 VDC, při napájení od 18 – 33 V musí být zachována plná výkonnost, kompletní požadavek na odolnost vůči napájecímu napětí DO160F kapitola 16, kategorie Z. |
| <b>REQ-FCN-15</b>  | FPC musí držet stabilní otáčky při testech DO160F kapitola 18, kategorie Z.                                                                                                                                               |

### 5.3 Analýza chybových stavů

Finalistou APU jsou vydefinovány následující kritické funkce FMP včetně požadavku na pravděpodobnost vyvolání jejich chyby vztažené k jedné letové hodině.

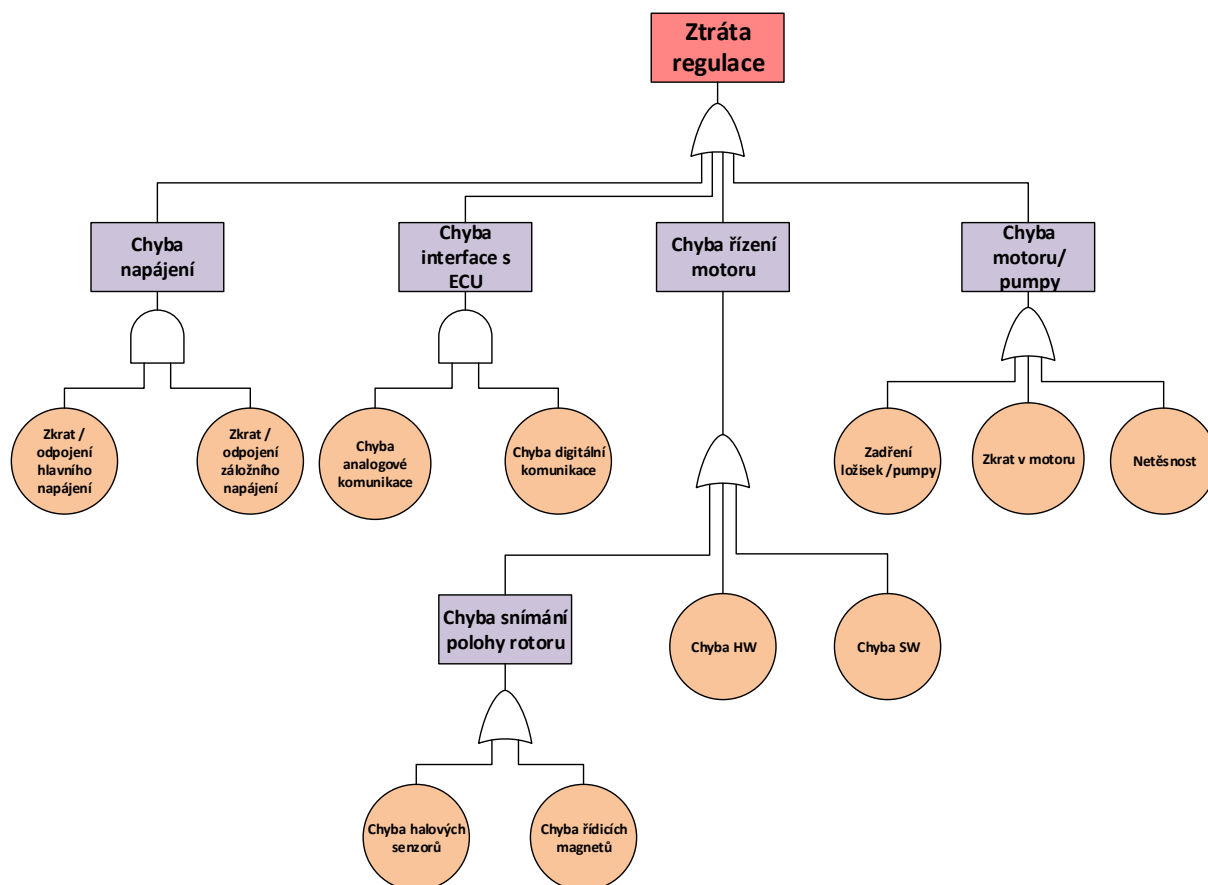
Popis chyby	Pravděpodobnost vyvolání této chyby	Dopad
Ztráta regulace	<10 <sup>-6</sup>	Řídicí elektronika, snímání polohy rotoru, motor, pumpa
Průsak paliva	<10 <sup>-7</sup>	Dáno těsností pumpy a zálohováno pojistným ventilem – není třeba řešit
Nemožnost zastavení dodávky paliva	<10 <sup>-6</sup>	ECU, pojistný stop ventil
Chybné hlášení poruchového stavu	<10 <sup>-6</sup>	Řídicí elektronika

Tab. 1. Chybové stavy FMP

Protože mechanické části mají řádově vyšší spolehlivost než eklektické části, je analýza chyb zaměřena pouze na chybové stavy, na kterých se podílí řídicí elektronika. Pro chybové stavy Ztráta regulace a Chybné hlášení poruchového stavu je vypracován strom poruch viz Obr. 14. a Obr. 15, který znázorňuje, co tuto chybu může vyvolat nebo způsobit. Tento strom poruch bývá součástí analýzy nazývané Fault Tree Analysis (FTA), která je velice komplexní a samostatná vědní disciplína, která přiřazuje jednotlivým chybám pravděpodobnost jejich vyvolání. Protože tato disertační práce není zaměřená na tento vědní obor, nebudou jednotlivé pravděpodobnosti určovány a odvozovány, ale bude na základě obecných pravidel stanoveno, na které části je nutné se zaměřit. Chybové stavy byly určeny jen pro základní komponenty a funkce, které lze dále dělit a určovat dílčí chybné stavy až pro jednotlivé komponenty.

### 5.3.1 Ztráta regulace

Do možných příčin vyvolání chyby Ztráty regulace lze zahrnout jakoukoliv část FMP včetně rozhraní na okolní letové systémy. Ztrátou regulace je myšleno neplnění základní funkce dodávky paliva do APU dle požadavku od nadřazeného řídicího systému ECU. Definované chybové stavy jsou znázorněny na následujícím stromu poruch.



Obr. 14. Strom poruch pro chybový stav Ztráta regulace

V následující tabulce jsou jednotlivé chybové stavy popsány a zdůvodněny.

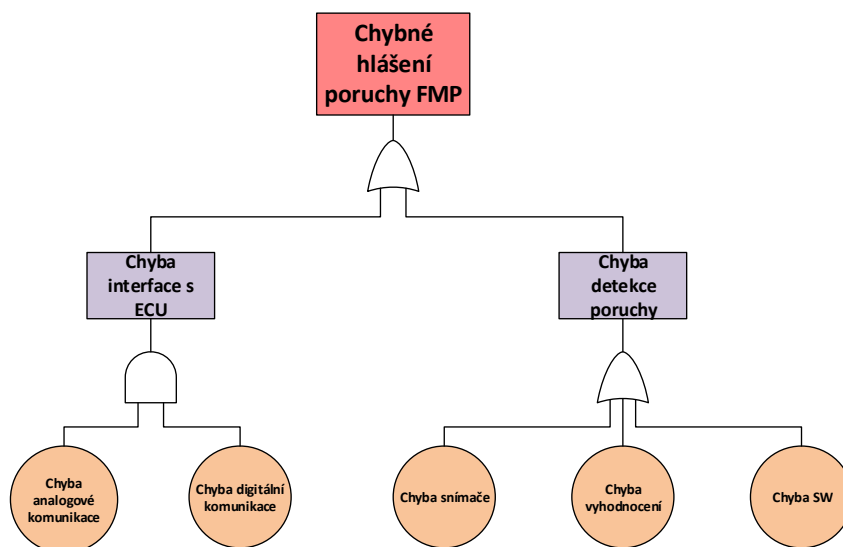
Chyba napájení	Tato chyba může být způsobena odpojením od napájecí sítě anebo zkratem napájecí sítě. Vyvolání této chyby je eliminováno, protože FMP je napájeno ze dvou nezávislých zdrojů napájecího napětí hlavního a záložního.
Chyba interface s ECU	Do této chyby je zařazena ztráta řídicích příkazů a požadavku na dodávku paliva. Opět ztráta této funkce je eliminována z dvojením těchto funkcí a FMP je možné ovládat buď pomocí analogových a diskrétních signálů, nebo prostřednictvím sériové digitální komunikace.
Chyba motoru / pumpy	Do této skupiny jsou zařazeny chyby způsobené na mechanických částech FMP včetně motoru. Uvedené chyby mají pravděpodobnost vyvolání nižší, než $10^{-8}$ .
Chyba řízení motoru	Do této skupiny jsou zařazeny funkce, které souvisejí s řízením motoru, tak jak to bylo popsáno v kapitole 0, tedy Řídicí elektronika FPC a snímání polohy rotoru.

Tab. 2. Popis chybových stavů pro „Ztrátu regulace“

Vzhledem k požadavku na dosažení chybovosti této funkce nižší než  $10^{-6}$ , je nutné se zaměřit na části, jejichž funkcionality není z požadavků finalisty redundantní anebo její pravděpodobnost vyvolání není řádově nižší než finální vyžadovaná. Proto je disertační práce zaměřena na oblast řízení motoru s cílem zvolit redundantní techniky a tím eliminovat možnost vyvolání chyby „Ztráty regulace“.

### 5.3.2 Chybné hlášení poruchy FMP

Tak jak je patrné ze stromu poruch, tato chyba může nastat buď špatným vyhodnocením chybového stavu nebo chybou rozhraní mezi FPC a ECU. Tak jak to bylo zmíněno výše, rozhraní mezi ECU a FPC je redundantní, a proto je disertační práce zaměřena na detekci a návrh detekčních algoritmů implementovaných v řídicí jednotce FPC s cílem eliminace možnosti vyvolání chyby „Chybné hlášení poruchy“.

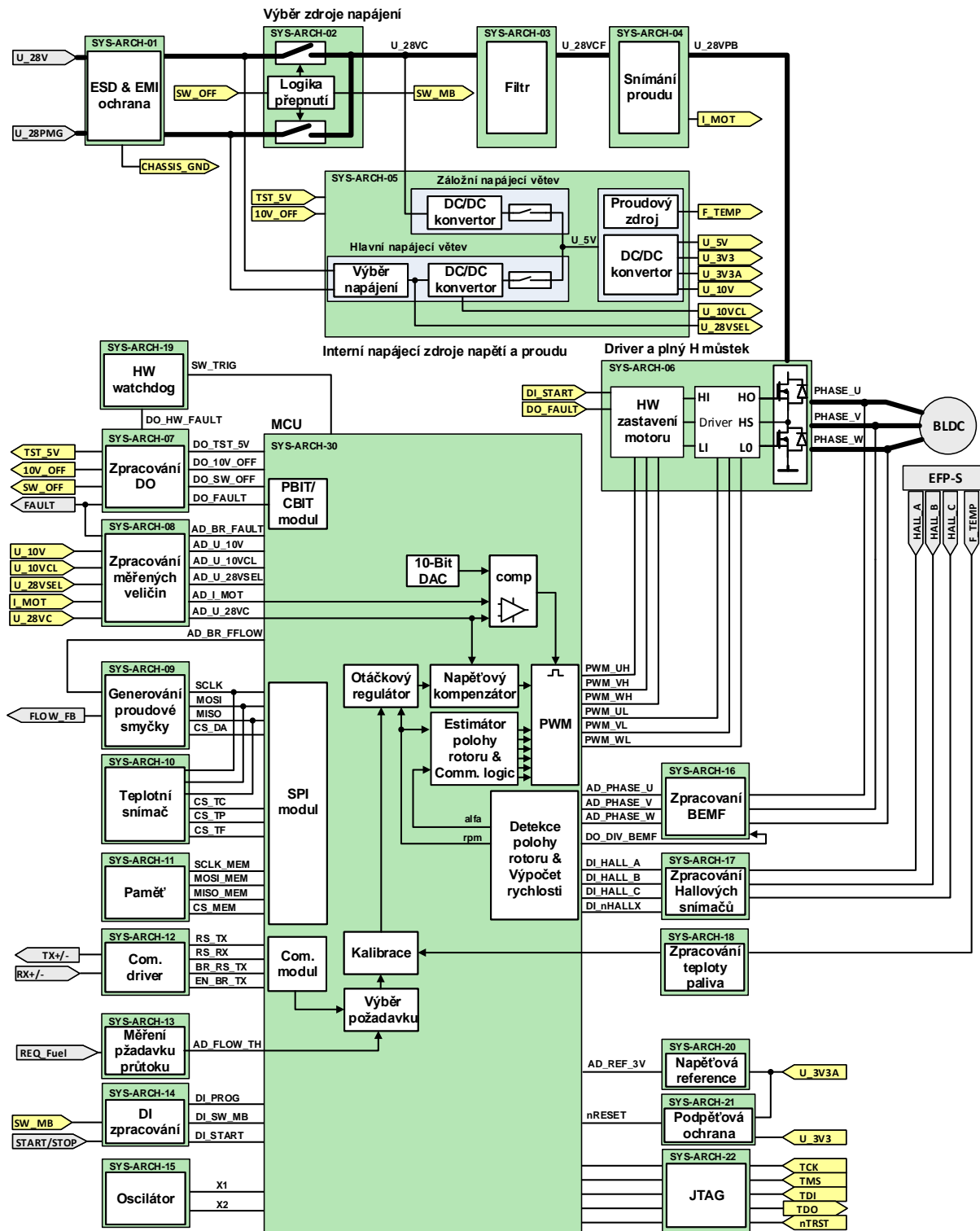


Obr. 15. Strom poruch pro chybový stav Chybné hlášení poruchy



## 6 Architektura řídicí jednotky FPC

Na základě definovaných požadavků a s přihlédnutím k požadované spolehlivosti byla navržena systémová architektura řídicí jednotky. Systémová architektura řídicí jednotky je znázorněna na blokovém schématu Obr. 16. V blokovém schématu jsou žlutě vyznačeny interní signály a šedě vnější rozhraní, které koresponduje s uvedenou architekturou FMP, uvedenou v kapitole 5.1.



Obr. 16. Architektura řídicí jednotky

Systémová architektura jednoznačně rozděluje alokaci jednotlivých funkcí na HW a SW. Tedy všechny funkce v bloku SYS-ARCH-30 jsou alokovány k implementaci na SW úrovni a ostatní funkce budou implementovány v HW.

V řídicí jednotce, jsou pro zvýšení spolehlivosti zdvojeny kritické funkce a implementovány HW ochrany těch částí, jejichž výpadek může způsobit zastavení motoru a nemožnost signalizace chyby FMP nadřazenému systému ECU. Seznam těchto funkcí je uveden v Tab. 3.

Název	Podmínka aktivace	Akce	Funkce implementována
Podpěťová ochrana	$U_{28VC} < 9,4 \text{ V}$	Odstavení motoru a záznam provozních dat do paměti	HW / SW
Podpětí napájení MCU	$(U_{3V3} < 2,9 \text{ V})$ nebo $(U_{3V3A} < 2,9 \text{ V})$	Reset MCU a signalizace chyby FPC přes FAULT	HW
Externí watchdog	MCU přestane pomocí SW_TRIG resetovat watchdog	Signalizace chyby FPC přes FAULT	HW
Detekce nadproudu	$I_{MOT} > 100 \text{ A}$	Odstavení motoru a signalizace chyby FPC	HW / SW
Bezpečné odstavení motoru	(START/STOP signál = STOP) nebo (FAULT_ST signal = FAULT)	Odpojení horních tranzistorů můstku	HW
Detekce vysoké teploty elektroniky	TF, TP TC $> 115 \text{ }^\circ\text{C}$ Výběr 2 ze 3.	Odpojení motoru a signalizace chyby FMP	HW / SW
Interní napájení	Hlavní napájení $<$ Záložní napájení	FPC je napájena ze záložního napájení	HW
Záznam dat do dvou paměťových míst a zabezpečení kontrolním součtem CRC	Uložený kontrolní součet není shodný s vypočítaným	Přepnutí na druhé paměťové místo a opětovné přepsání poškozených dat	SW

Tab. 3. Kritické funkce a HW ochrany

Další funkce, která je zálohována je detekce polohy rotoru prostřednictvím snímání BEMF a signálem z Halových snímačů. Tato redundance je zvolena s ohledem na splnění požadavku na zachování funkce v případě výpadku jednoho Hallova snímače polohy.

Řídit motor pomocí dvou signálů z Halových snímačů je možné, protože chybějící signál lze estimovat na základě aktuálních otáček, aktuálního stavu zbývajících validních snímačů a jejich posloupnosti. Problém ovšem spočívá ve vyhodnocení okamžiku, v kterém došlo k chybě

snímače. Zvláště u aplikací, které mají požadavek na rychlou otáčkovou změnu, je těžké rozlišit, zda signál z Hallova snímače je validní nebo přišel dříve popřípadě později. Při špatném vyhodnocení dojde k předčasné nebo opožděné komutaci, díky které dojde ke ztrátě polohy rotoru nebo k vyvolání nadproudu. Žádná metoda pro vyhodnocení chyby Hallova snímače se v praxi neosvědčila, a proto v rámci systémové architektury bylo snímání polohy zdvojeno.

Hlavní funkcí řídicí jednotky je řízení otáček motoru EC na základě požadavku na dodávku paliva, která je zasílána v % z nadřazeného systému ECU. Řídicí systém ECU může nastavit požadovaný průtok v rozsahu od 0 do 130 % prostřednictvím komunikační linky RS422 (primární) nebo pomocí analogové proudové smyčky 4 až 20 mA REQ\_Fuel (záložní). Po obdržení požadavku, jednotka FPC zkontroluje jeho validitu, a na základě výsledku provede výběr platné hodnoty z analogové a digitální linky. Platná hodnota je následně předána do bloku kalibrace.

Vzhledem k požadavkům na zástavbové rozměry, odolnost vůči vnějším vlivům a rychlou odezvu při změně požadavku na průtok, není možné k regulaci použít snímač průtoku nebo průtočného množství dodávaného paliva. Proto k regulačním účelům dodávky paliva byla zvolena otáčková zpětná vazba, která je přímo úměrná průtoku paliva. Díky této zpětné vazbě je ovšem nutné přepočítat požadované množství paliva v % na požadované otáčky v  $\text{min}^{-1}$ . V bloku kalibrace tedy dochází k přepočtu % na  $\text{min}^{-1}$  a úpravě požadavku dle aktuálních provozních podmínek, a to z důvodů dodržení požadované přesnosti dodávky paliva. Proto je požadavek na průtok kalibrován na základě kalibrační tabulky, která je pro každé čerpadlo specifická. Tato kalibrace eliminuje výrobní mechanické nepřesnosti a různé účinnosti jednotlivých čerpadel. Účinnost palivového čerpadla a dodávané průtočné množství paliva je závislé také na aktuální teplotě paliva, a proto je třeba ještě provést korekci požadovaných otáček na základě aktuální vstupní teploty paliva F\_TEMP. Výsledná hodnota otáček je použita, jako požadavek do otáčkového regulátoru.

Aktuální otáčky  $\text{min}^{-1}$  vstupující jako zpětná vazba do otáčkového regulátoru, jsou počítány v bloku Detekce polohy rotoru & výpočet otáček. Otáčky jsou počítány z rychlosti změn logických úrovní Halových snímačů a z detekcí BEMF v okamžiku průchodu nulou. V tomto bloku se určuje i poloha rotoru v závislosti na kombinaci signálu Halových sond a na základě detekce průchodu nulou na volné (nenapájené) fázi motoru. Dále pak se vyhodnocuje validita vstupních signálů.

Validní informace o poloze a aktuální rychlosti vstupují do bloku Estimátor polohy rotoru & komutační logika, ve kterém se na základě těchto informací určuje okamžik komutace a komutační poloha na základě komutační tabulky. K určení okamžiku komutace je v tomto bloku implementován algoritmus pro určení okamžiku komutace a estimace aktuální polohy rotoru mezi změnami stavů na halových senzorech a mezi průchody BEMF nulou. Okamžik komutace je nutné dopočítat kvůli eliminaci nepřesnosti nalisování řídicích magnetů a osazení Halových snímačů. Díky těmto nepřesnostem není možné okamžik změny stavu na signálu Hallova snímače spojit přímo s okamžikem komutace. Také u bezsenzorového snímání polohy rotoru není okamžik komutace roven okamžiku detekce průchodu BEMF nulou, ale správný okamžik komutace je posunut o  $30^\circ$  elektrických. Tento blok tedy bere v potaz výše uvedené skutečnosti a dopočítává okamžik změny komutační polohy, a to i v případě že dojde k výpadku některého ze snímačů polohy.

Řídicí algoritmus popsany výše je aktivován signálem START / STOP z ECU a zadáním platné hodnoty požadavku na průtok. Z FPC do ECU je následně přes sériové komunikační rozhraní zasílána aktuální hodnota průtoku. Tato informace je zálohována pomocí proudové smyčky FLOW\_FB.

Kromě výše uvedené funkce, spojené s řízením motoru, řídicí jednotka FPC zajišťuje beznárazové přepínání napájecího napětí mezi hlavním napájením U<sub>28V</sub> a záložním napájením U<sub>28PMG</sub>. Na záložní napájení se přepne v případě že  $U_{28V} < 22 \text{ V}$  &&  $U_{28PMG} > U_{28V} + 1,5 \text{ V}$ . Přepnutí zpět na hlavní napájení je implementováno s hysterezí.

Dalšími zajišťovanými funkcemi jsou:

- zpracování měřených signálů,
- záznam provozních a chybových stavů do paměti,
- auto diagnostika implementována pomocí BIT testů,
- predikce a monitoring stavu jednotky,
- ESD a EMI ochrana všech vstupů / výstupů z jednotky.

Podrobnější popis řídicího algoritmu, BIT testů a monitorovacích algoritmů stavu jednotky je uveden v následujících kapitolách.

## 7 Řízení motoru

Tato kapitola se věnuje návrhu řízení motoru palivového čerpadla FMP. Řízení motoru je implementováno do řídicí jednotky, která se skládá z HW a SW a vychází ze systémové architektury popsané v kapitole 6.

### 7.1 Detekce polohy rotoru

U řízení EC motorů je klíčové zajistit spolehlivou detekci polohy rotoru. K tomuto účelu v této aplikaci slouží 3 diskrétní Hallovy snímače, které určují polohu rotoru s přesností 60° elektrických a redundantní snímání polohy rotoru pomocí detekce průběhu BEMF na volné fázi motoru. K řízení EC motoru je nutné provádět komutaci proudu mezi příslušnými fázemi motoru na základě aktuální polohy hřídele rotoru.

#### 7.1.1 Analýza senzorového snímání polohy

Analýza senzorového snímání polohy je zaměřena na prokázání spolehlivého snímání polohy rotoru Hallovými snímači, které snímají magnetické pole řídicích permanentních magnetů umístěných na rotoru. Na spolehlivost a přesnost spínání mají vliv následující faktory:

- vzdálenost řídicích magnetů od Hallova snímače,
- přesnost osazení a rozložení řídicích magnetů po obvodě rotoru,
- přesnost osazení Hallových snímačů,
- teplotní dilatace materiálů v provozním rozmezí -55–125 °C,
- mechanické vůle a tolerance způsobující proměnnou vzdálenost mezi snímačem a řídicím magnetem a
- tolerance parametrů Hallových snímačů.

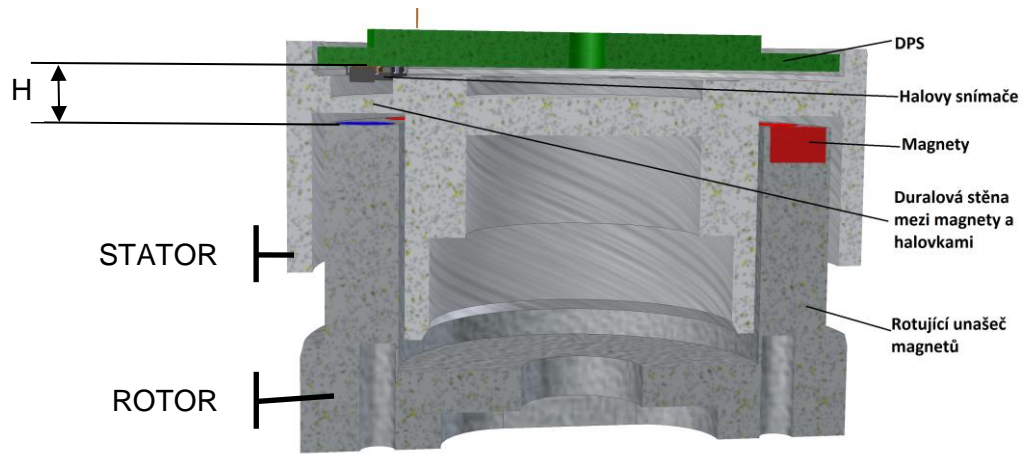
K určení aktuální polohy hřídele rotoru se využívá soustavy Hallových snímačů (umístěných na statoru) a permanentních magnetů (umístěných na rotoru; dále jen PM). Jak se rotor otáčí, posouvá se jejich (statické) magnetické pole prostorem a dochází k sepnutí Hallových snímačů, které pak na svých výstupech generují obdélníkový signál. Úroveň tohoto signálu je závislá na poloze Hallova snímače vůči PM (vůči rotoru).

Cílem analýzy je detekce vlivu výše uvedených faktorů na přesnost snímání polohy rotoru. Následně jsou definovány nápravná opatření, které sníží tyto vlivy na minimum.

##### 7.1.1.1 Soustava mechaniky

PM jsou uloženy v prstenci pevně spjatém s rotorem motoru. Řez části motoru je zobrazen na Obr. 17.

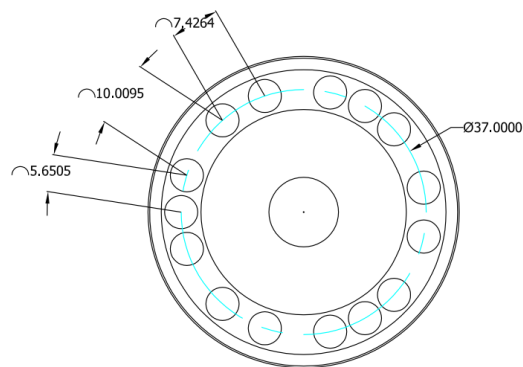
Důležitá je vzdálenost  $H$ , což je vzdálenost od povrchu PM v prstenci k povrchu desky DPS. Pro správnou funkci detekce polohy pomocí Hallových sond musí být tato vzdálenost v daném rozsahu. Rozsah vzdáleností u zvolené aplikaci stanovený výrobcem motoru je  $H = (4,3 \div 5,3)$  mm. Tento pracovní rozsah je dán mechanickými tolerancemi, vůlemi a širokým rozsahem teplot - 55 až 150°C. Pouzdro Hallových sond má typicky výšku pouzdra 1 mm a aktivní plocha Hallových sond je umístěna 0,43mm pod povrchem. Z těchto údajů lze tedy stanovit rozsah vzdálenosti PM k aktivní ploše Hallových sond, který je  $3,73 \div 4,73$  mm.



Obr. 17. Řez části motoru s elektronikou se znázorněním vzdálenosti H

Rozložení PM na prstenci je zobrazeno na Obr. 18. Na prstenci se střídají „dvojice“ a „trojice“ PM, které jsou polarizovány opačně. Dvojice má magnetické severy (N) nahoře, trojice má nahoře magnetické jihy (S).

Všechny kovové části jha rotoru a statoru jsou vyrobeny z Duralu.



Obr. 18. Výkres rotorového prstence

### 7.1.1.2 Halovy snímače

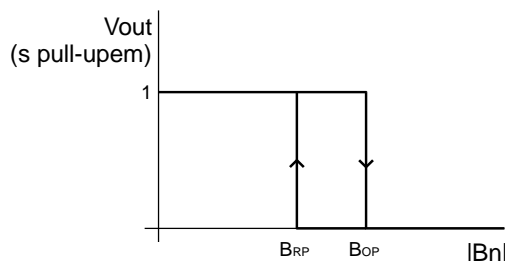
K detekci úrovní magnetického pole jsou použity integrované obvody Allegro, typ A1102 (P/N: A1102LLHLT-T), které obsahují Halovy snímače a pracují jako magnetické spínače. Tyto snímače reagují na složku magnetické indukce kolmou na tělo Hallova čipu – kolmou na horní plochu těla integrovaného obvodu. Tento typ Hallových sond byl vybrán na základě nesymetrického rozložení řídicích magnetů, které zvolil výrobce motoru.

Výstupní charakteristika sondy je nesymetrická (z pohledu polarity mag. indukce), pracuje pouze s magnetickou indukci jižního pólu PM a je zobrazena na Obr. 19.

Tolerance přepínacích hodnot mag. indukce z log 1. do log 0 z katalogového listu výrobce jsou v tabulce Tab. 4.

Parametr	Minimální hodnoty	Nominální hodnoty	Maximální hodnoty	Jednotka
$B_{rp}$ (release point)	6	12,5	19	mT
$B_{op}$ (operate point)	11,5	18	24,5	mT

Tab. 4. Prahové hodnoty Brp a Bop pro Hallovy snímače A1102



Obr. 19. Přepínací charakteristika Hallova snímače A1102

### 7.1.1.3 *Permanentní magnety*

Permanentní magnety (PM) mají tvar válce s průměrem 5 mm a výškou 3 mm.

PM jsou vyrobeny ze vzácných zemin, konkrétně z materiálu NdFeB N40 s následujícími magnetickými vlastnostmi:

- relativní permeabilita  $\mu_r = 1,05$ ,
- koercivita  $H_c = 939 \text{ kA/m}$ .

PM jsou polarizovány v ose válce.

### 7.1.1.4 *Analýza magnetického pole*

Jak již bylo zmíněno v kapitole 3., pro správnou funkci komutace je nutné zabezpečit správnou detekci polohy rotoru, tedy zajistit, že v celém rozsahu možných vzdáleností  $H$  ( $= 3,73 \div 4,73$  mm) dochází k vytvoření takového mag. pole, které „správně“ sepne Hallovy snímače. „Správnost“ sepnutí Hallových snímačů je posuzována na jejich výstupu – signál musí mít obdélníkový průběh s 50 % střídou.

Analýza spočívá ve zjištění rozložení magnetického pole PM a posouzení jeho kvality pro spínání Hallových sond. Zkoumána je velikost magnetické indukce v různých vzdálenostech nad PM, v místě, kde jsou umístěny aktivní plochy Hallových sond. Složka mag. indukce kolmá na tělo Hallova snímače je poté analyzována s ohledem na přepínací charakteristiku obvodu A1102, čímž je určen teoretický průběh výstupního signálu Hallových snímačů.

Rozložení magnetického pole bylo analyzováno nástrojem FEMM. Kruhový tvar byl převeden do rovinného viz. Obr. 20. Aby nebyly ovlivněny výsledky tímto zjednodušením bylo rovinné rozložení magnetů doplněno o další pólové dvojice. Následné zpracování magnetické indukce bylo provedeno v programu Matlab.



Obr. 20. Rozložení magnetů v nástroji FEMM

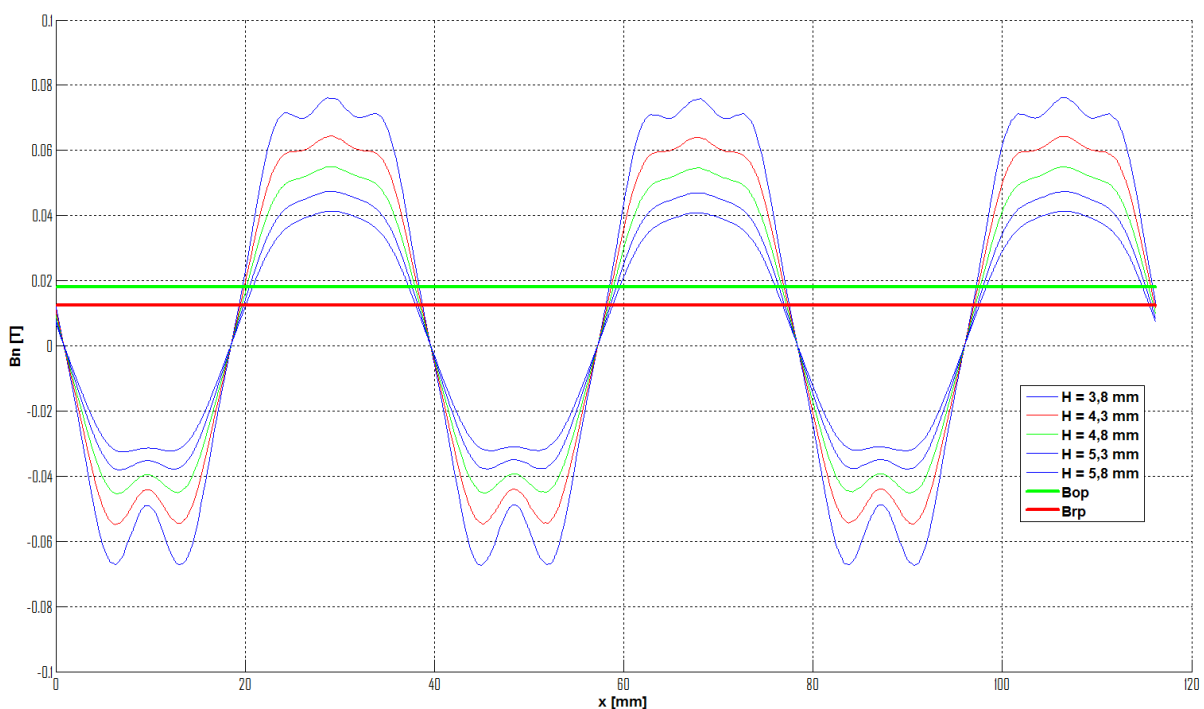
Uspořádání PM bylo namodelováno dle Obr. 18, přičemž kovové části na rotoru i statoru (z Duralu) byly ignorovány, protože jejich magnetická permeabilita je velice blízká permeabilitě

Simulační modelování elektrických pohonů pro vybrané kritické aplikace

vzduchu, jsou tedy nemagnetické (neovlivní průběh mag. pole) a lze je zanedbat. Parametry PM i jejich polarizace splňují hodnoty uvedené v kapitole 7.1.1.3.

Použité Hallovy snímače reagují pouze na složku mag. indukce kolmou na jejich tělo. Absolutní hodnota této složky magnetické indukce ( $B_n$ ) byla zjištěna, v několika různých vzdálenostech  $H$ .

Vykreslení průběhů  $B_n$  pro různé  $H$  v závislosti na poloze nad PM je zobrazena na Obr. 21. (Mag. indukce nad jižními póly je zobrazena jako kladná hodnota). Jak je vidět, magnetická indukce osciluje mezi kladnými a zápornými hodnotami (kladný a záporný pól) a je různá pro různé vzdálenosti  $H$ . Pro malé  $H$  (blízko k PM) je mag. indukce největší, pro velké  $H$  (daleko od PM) je mag. indukce malá. K přechodu mezi zápornými a kladnými hodnotami dochází v prostoru mezi „dvojcemi“ a „trojicemi“ PM. Křivka  $B_{op}$  a  $B_{rp}$  ukazuje úroveň „operate point“ a „release point“ Hallových snímačů.

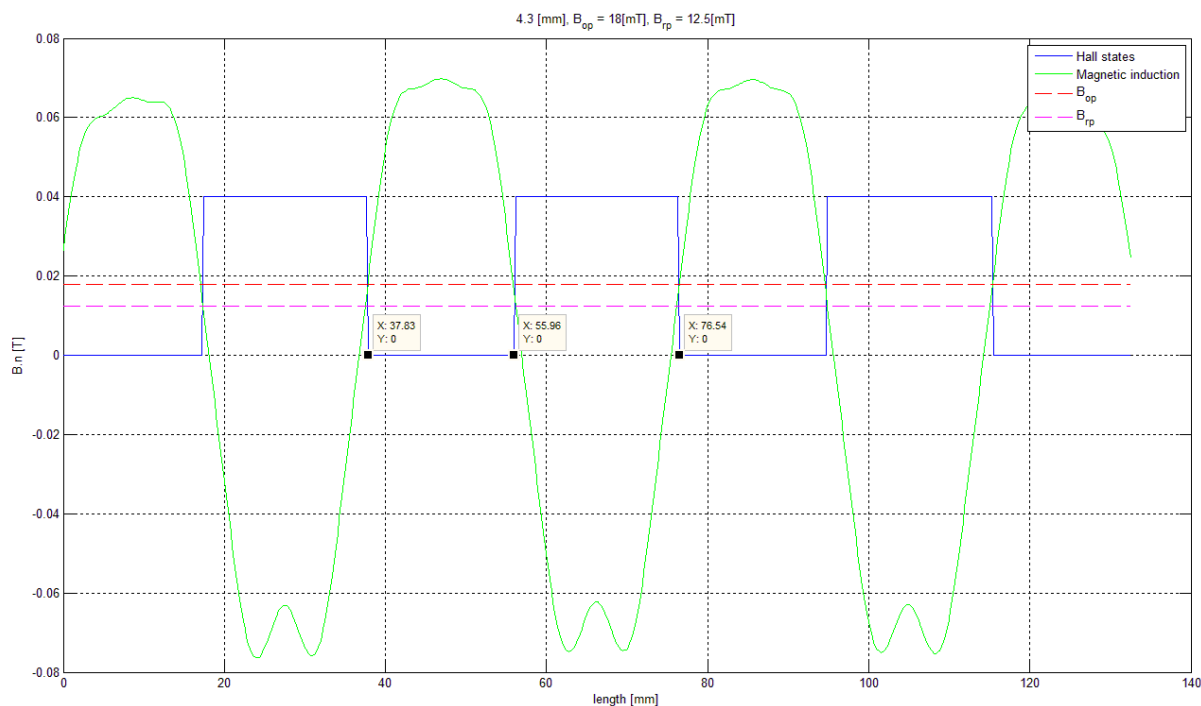


Obr. 21. Průběh magnetické indukce pro různé vzdálenosti  $H$

#### 7.1.1.5 Analýza signálů Hallových snímačů

Z průběhů mag. indukce získaných v kapitole 7.1.1.4 lze teoreticky odvodit i průběh výstupního signálu Hallova snímače, která při  $B_{op} > B_{rp}$  bude mít na výstupu logickou 0 a při  $B_{op} < B_{rp}$  bude mít na svém výstupu logickou 1 (viz. Obr. 22).





Obr. 22. Teoretický průběh výstupu Hallova snímače umístěného ve vzdálenosti  $H = 4,3$  mm.

Závislost změny střídy na rozsahu vzdálenosti PM od aktivní plochy Halových senzorů a rozsahu rozhodovacích úrovní Hallova snímače je znázorněná v tabulkách Tab. 5., Tab. 6. a Tab. 7. Analýza byla provedena pro rozšířené vzdálenosti  $H = 3,6 \div 5,3$  mm.

Vzdálenost [mm]	Off time [-]	On time [-]	Střída [%]	
3,6	18,79	19,95	48,5	51,5
3,8	18,87	19,89	48,7	51,3
4,3	19,02	19,72	49,1	50,9
4,8	19,25	19,49	49,7	50,3
5,3	19,54	19,24	50,4	49,6

Tab. 5. Změna střídy v závislosti na vzdálenosti a minimální rozhodovací úrovni Hallova snímače

Vzdálenost [mm]	Off time [-]	On time [-]	Střída [%]	
3,6	19,61	19,13	50,6	49,4
3,8	19,71	19,04	50,9	49,1
4,3	20,04	18,71	51,7	48,3
4,8	20,44	18,32	52,7	47,3
5,3	20,95	17,8	54,1	45,9

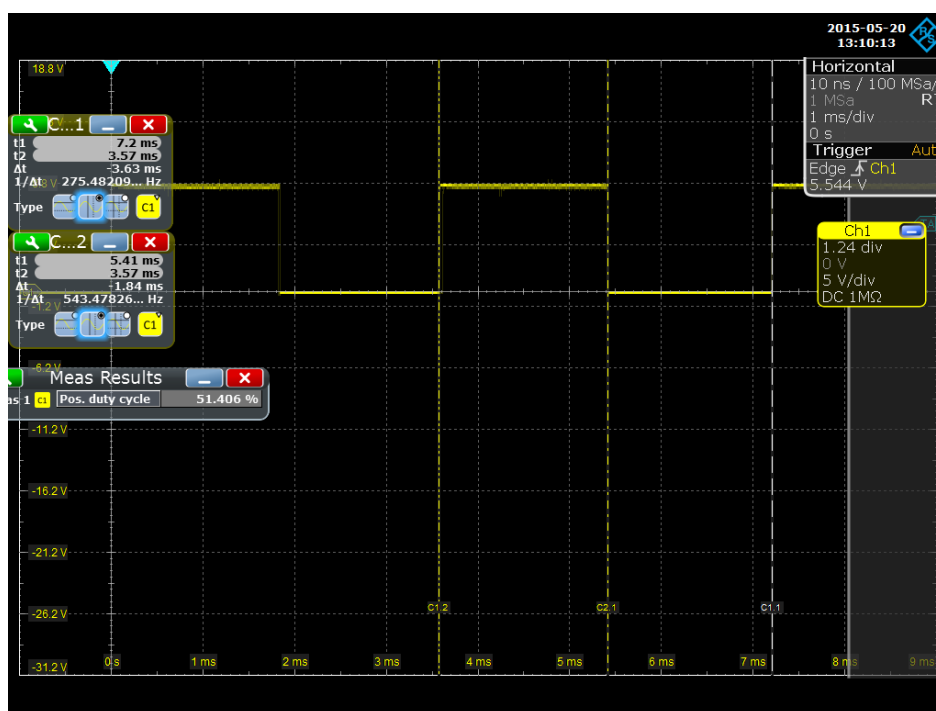
Tab. 6. Změna střídy v závislosti na vzdálenosti a nominální rozhodovací úrovni Hallova snímače

Vzdálenost [mm]	Off time [-]	On time [-]	Střída [%]	
3,8	20,52	18,23	53,0	47,0
4,3	21	17,73	54,2	45,8
4,8	21,63	17,13	55,8	44,2
5,3	22,57	16,18	58,2	41,8

Tab. 7. Změna střídy v závislosti na vzdálenosti a maximální rozhodovací úrovni Hallova snímače

### 7.1.1.6 Ověření získaných simulačních výsledků

Na motor byly vloženy Hallovy snímače A1102 pro detekci polohy rotoru. Motor byl roztočen na konstantní otáčky a na výstup jednoho z Hallových snímačů byl připojen kanál osciloskopu. Výsledek měření je znázorněn na obrázku. Naměřená střída spínání Hallova snímače je 52,6 % na 47,4 %, která se shoduje s vypočtenými daty. Tímto testem bylo prokázáno, že výsledky získané z modelu jsou validní.



Obr. 23. Výstupní střída Hallova snímače A1102 umístěné na motoru.

### 7.1.1.7 Optimalizace snímání polohy rotoru

Jak je patrné ze získaných výsledků, závislost střídy spínání Hallových snímačů na vzdálenosti  $H$  napříč teplotním rozsahem vykazuje nepřesnost, která se může v limitních případech pohybovat až k poměru 58,2 % / 41,8 % - On / Off času. Tato nepřesnost je způsobena převážně teplotními a výrobními tolerancemi hodnot  $B_{op}$  a  $B_{rp}$ . a nízkou intenzitou magnetického pole v předepsaných vzdálenostech PM od aktivní plochy Hallových snímačů. Tato nepřesnost zhoršuje komutaci a tím i účinnost motoru.

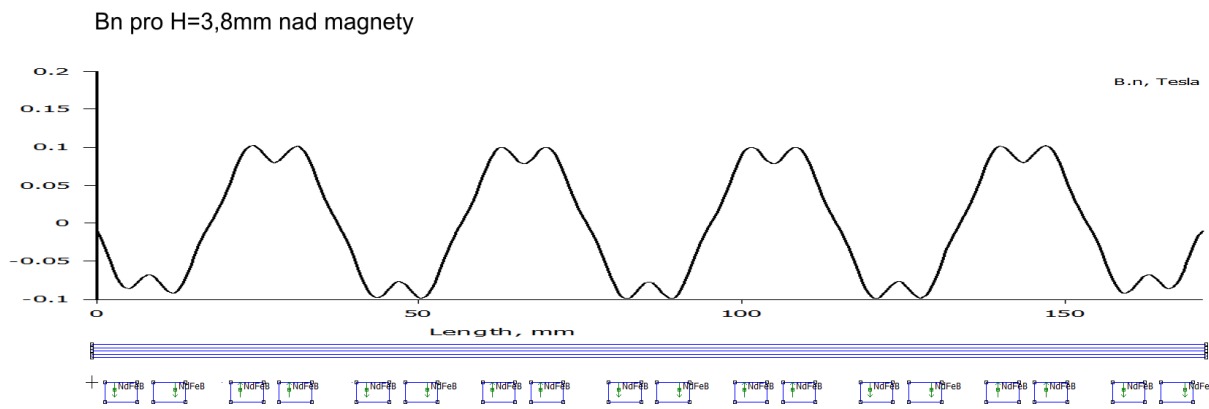
Kombinace různého počtu „kladně“ a „záporně“ orientovaných PM, které je potřeba díky tomu rozložit na prstenc nerovnoměrně, a magnetických spínačů s nesymetrickou charakteristikou se jeví jako zbytečně komplikované a neúčelné vzhledem k požadavku na 50 % střídu spínání, která by měla být co nejvíce imunní jak na proměnlivých vzdálenostech, tak na teplotě a výrobních tolerancích prahů spínání  $B_{op}$  a  $B_{rp}$ .Hallových snímačů.

Vhodnější variantou je použití bipolárních Halových snímačů, které pracují s magnetickou indukcí jižního i severního pólu PM. Pokud by se použilo „rovnoměrné“ rozložení „kladné“ a „záporné“ orientovaných PM (střídavě 2x PM s mag. jihem nahoru + 2x PM s mag. severem nahoru, jednotlivé dvojice by byly od sebe vždy stejnoměrně vzdálené), bylo by dosaženo rovnoměrného rozložení mag. indukce.

K takovému rozložení řídicích magnetů je výhodné použít bipolární magnetické Halovy snímače se symetrickou přepínací charakteristikou (např. A1222:  $B_{op} = +11\text{mT}$ ,  $B_{rp} = -11\text{mT}$ ), které by zajistily výstupní signál se střídou 50 % v celém rozsahu výrobních i teplotních tolerancí integrovaného obvodu i předepsaných vzdáleností PM od Halových snímačů. Díky symetrické přepínací charakteristice a sinusovému průběhu mag. indukce je výstupní signál mag. spínačů imunní jak vůči sklonu mag. indukce při změnách polarity (průchodech nulou), tak i vůči tolerancím prahových hodnot  $B_{op}$  a  $B_{rp}$ .

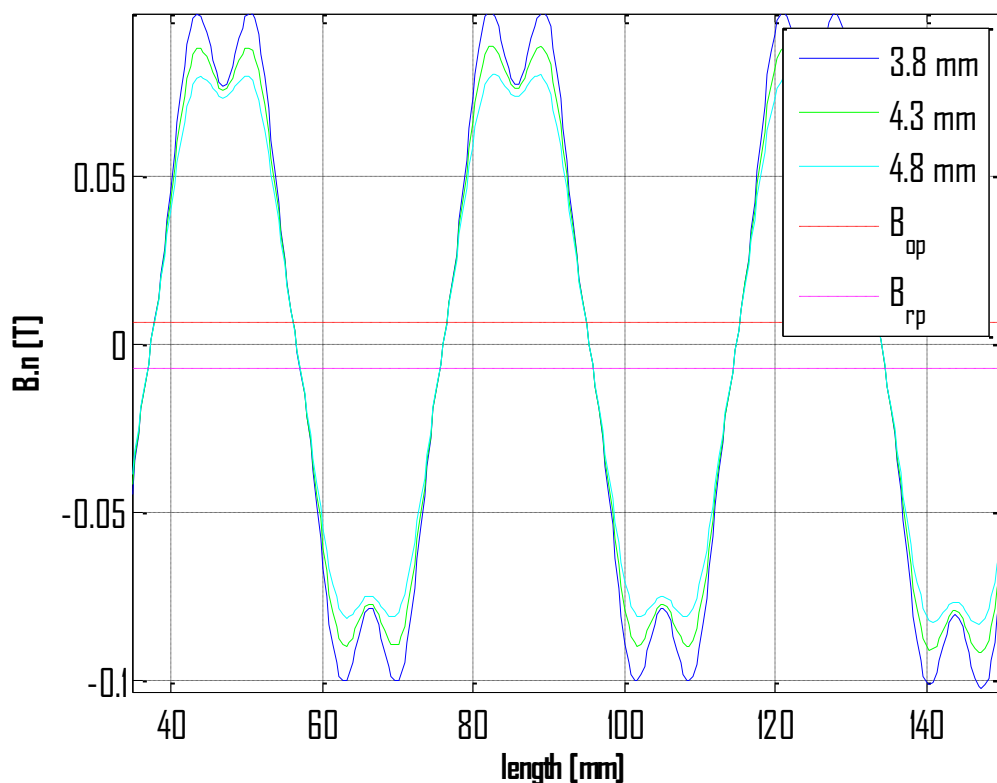
### 7.1.1.8 Simulační ověření navržené úpravy snímání polohy rotoru

Na základě analýzy byl upraven model v prostředí FEMM viz Obr. 24. Průběh magnetické indukce dle předpokladu má rovnoměrné a symetrické rozložení. Průběh magnetické indukce vůči rozložení magnetů je vykreslen ilustrativně na Obr. 24.



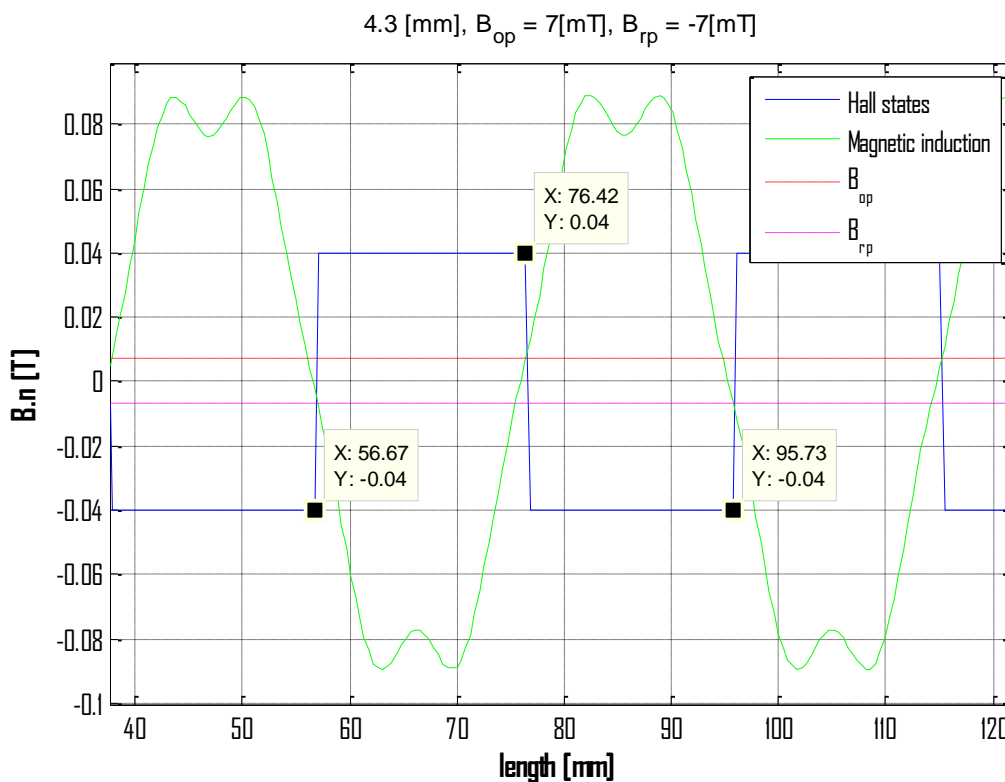
Obr. 24. Průběh magnetické indukce a rovnoměrné rozložení magnetů.

Na základě simulačních dat lze v Matlabu vykreslit průběhy magnetické indukce pro definovaný pracovní rozsah vzdáleností Halova snímače od řídicích magnetů PM, který je znázorněn na Obr. 25. Jak je vidět, v pracovní oblasti překlápění Halova snímače z jednoho stavu do druhého jsou průběhy téměř totožné a liší se jen maximální hodnotou magnetické indukce, která se vzdáleností klesá. Již z těchto dat lze usuzovat, že střída spínání Halových snímačů bude pro všechny vzdálenosti téměř totožná.



Obr. 25. Průběh magnetické indukce v definovaném pracovním rozsahu.

Z průběhů mag. indukce získaných ze simulace FEMM lze teoreticky odvodit i průběh výstupního signálu Hallova snímače, který při  $B_{rp} > B_{op}$  bude mít na výstupu logickou 0 a při  $B_{rp} < B_{op}$  bude mít na svém výstupu logickou 1, viz Obr. 26.



Obr. 26. Teoretický průběh výstupu Hallova snímače umístěného ve vzdálenosti  $H = 4,3$  mm.

Prahové hodnoty  $B_{rp}$  a  $B_{op}$  pro Hallův snímač A1222 jsou uvedeny v Tab. Tab. 8.

Parametr	Minimální hodnoty	Nominální hodnoty	Maximální hodnoty	Jednotka
Brp (release point)	-15	-11	-7	mT
Bop (operate point)	7	11	15	mT

Tab. 8. Prahové hodnoty Brp a Bop pro Hallovy snímače A1222

Závislost změny střídy na rozsahu vzdálenosti PM od aktivní plochy Halových snímačů a rozsahu rozhodovacích úrovní Hallovy snímačů je znázorněné v tabulkách Tab. 9., Tab. 10., a Tab. 11. Hodnoty jsou vypsány jen pro výrobcem stanovený pracovní rozsah.

Vzdálenost [mm]	Off time [-]	On time [-]	Střída [%]	
3,8	19,32	19,13	50,01	49,99
4,3	19,32	19,13	50,01	49,99
4,8	19,32	19,13	50,01	49,99

Tab. 9. Změna střídy v závislosti na vzdálenosti a minimální rozhodovací úrovni Hallova snímače

Vzdálenost [mm]	Off time [-]	On time [-]	Střída [%]	
3,8	19,31	19,75	49,44	50,6
4,3	19,31	19,75	49,44	50,6
4,8	19,31	19,75	49,44	50,6

Tab. 10. Změna střídy v závislosti na vzdálenosti a nominální rozhodovací úrovni Hallova snímače

Vzdálenost [mm]	Off time [-]	On time [-]	Střída [%]	
3,8	19,32	20,14	49	51
4,3	19,32	20,14	49	51
4,8	19,32	20,14	49	51

Tab. 11. Změna střídy v závislosti na vzdálenosti a maximální rozhodovací úrovni Hallova snímače

Jak je patrné ze získaných výsledků je navržený způsob detekce polohy rotoru inertní vůči změně pracovní vzdálenosti PM od Halových snímačů. Předpokladem je také, že výrobní tolerance prahových hodnot  $B_{rp}$  a  $B_{op}$  nebudou protichůdné, ale vždy se budou pohybovat společně, a proto bude navržený způsob snímání polohy inertní i vůči těmto tolerancím. Díky tomuto způsobu snímání bylo dosaženo zlepšení rozkmitu střídy z 55,8 %: 44,2 % na 49 %: 51 % a to pro nejhorší podmínky. Dále bylo docíleno zjednodušení konstrukce.

### 7.1.2 Analýza bezsenzorového snímání polohy rotoru

Tato kapitola je zaměřena na analýzu a návrh nejvhodnějšího způsobu měření a zpracování indukovaného elektromotorického napětí BEMF na volné fázi motoru s cílem zajistit spolehlivou detekci polohy rotoru v celém provozním otáčkovém rozsahu 500 až 10 000 min<sup>-1</sup>. K optimálnímu návrhu této části je zapotřebí především znát napěťovou konstantu řízeného motoru, která je 1,47 V na 1 000 min<sup>-1</sup>.

Aby bylo možné řídit motor již od nízkých otáček, je nutné návrh měření BEMF přizpůsobit následujícím limitním hodnotám:

- maximální amplituda indukovaného napětí  $0,7 \text{ V}$  pro  $500 \text{ min}^{-1}$ ,
- frekvence PWM  $20 \text{ kHz}$ ,
- minimální střída PWM  $3 \%$ ,
- minimální doba AD konverze  $300 \text{ ns}$ , dva nezávislé AD převodníky,
- napěťová úroveň AD převodníku  $0 - 3,3 \text{ V}$ ,
- rozlišení AD převodníku  $12 \text{ bit}$ .

Na základě výše uvedených limitních podmínek je nevhodné použít přístup měření BEMF v „on time PWM“ a to hlavně kvůli nízkým hodnotám indukovaného napětí, které se superponuje na poloviční napájecí napětí. Při nominálním napájecím napětí  $28 \text{ V}$  by to znamenalo, že hodnota BEMF by musela být minimálně pětkrát podělena tak, aby se vešla do měřícího rozsahu AD převodníku. Při tomto podělení a při uvažování rozlišení AD převodníku, který má na rozsah  $0$  až  $3,3 \text{ V}$   $4096$  hodnot, by se měřené indukované napětí pohybovalo v rozmezí  $170 \text{ LSB}$ . Pokud započítáme šum a nepřesnost AD převodníku, který se pro daný procesor pohybuje kolem  $50 \text{ LSB}$ , a rušení, tak měřené hodnoty jsou nepoužitelné pro spolehlivou detekci polohy rotoru. Dalším důvodem, proč není vhodné měření BEMF pro nízké otáčky v „on time PWM“ je doba konverze a minimální střída PWM. Měření BEMF je možné po odeznění přechodových dějů spojených se spínáním, a proto se AD konverze synchronizuje na střed „on time PWM“. Při zadané spínací frekvenci a minimální střídě odpovídá v „on time PWM“ cyklus času  $1,5 \mu\text{s}$ . Pokud od této doby odečteme mrtvý čas pro zajištění bezpečného odpojení spodního tranzistoru, který je  $350 \text{ ns}$  (tato doba je určena zvoleným typem tranzistorů), dostaneme dobu „on time PWM“ rovnou  $1,15 \mu\text{s}$ . Konverze AD převodníku tedy začne v čase  $0,575 \mu\text{s}$  „on time PWM“. Převod třech fázových napětí je nutné provést během  $0,575 \mu\text{s}$ , a protože jsou k dispozici jen dva nezávislé AD kanály, tak AD konverze, která trvá pro jeden signál  $300 \text{ ns}$ , by v daném časovém úseku neproběhla.

Na základě výše uvedených faktů je měření BEMF prováděno v „off time PWM“. Následující kapitola definuje požadavky na zpracování BEMF s následným návrhem a simulačním ověřením.

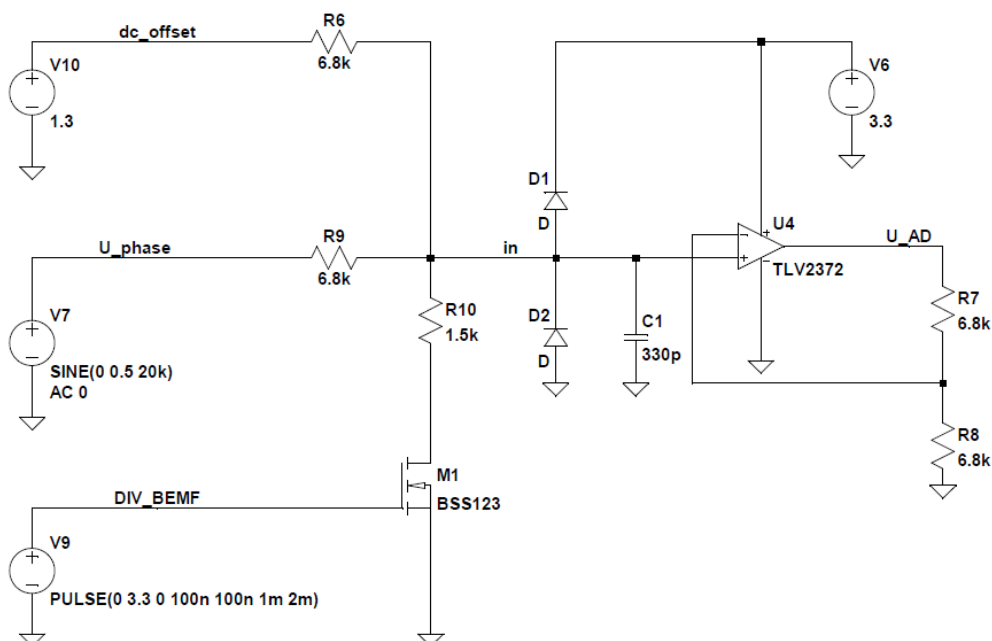
#### **7.1.2.1 Požadavky na měření BEMF**

Pro korektní detekci polohy rotoru na základě měření indukovaného napětí na volné fázi je nutné dodržet následující požadavky:

- měření je prováděno v „off time PWM“,
- hodnota indukovaného napětí musí být stejnosměrně posunuta o offset  $1,3 \text{ V}$ , aby na AD převodníku mohlo být měřeno indukované napětí pod GND (napěťová úroveň stejnosměrného posunutí byla zvolena s ohledem na možnou velikost indukovaného napětí pod GND, které nemůže být nižší, než je závěrné napětí na diodách spodních tranzistorů),
- zapojení musí umožňovat přepínání mezi dvěma zesíleními, a to pro nízké otáčky cca do  $4\,000 \text{ min}^{-1}$  a druhé nad  $4\,000 \text{ min}^{-1}$ ,
- zesílení do  $4\,000$  musí být rovno  $1$ ,
- zesílení nad  $4\,000$  musí být  $1/3$ ,
- zesílení musí být ovládáno z MCU.

### 7.1.2.2 Simulační návrh obvodového zapojení

Na základě uvedených požadavků je navrženo v simulačním prostředí LTspice schéma viz Obr. 27.



Obr. 27. Obvodový návrh zpracování BEMF

Zapojení je sestaveno pro jednu fázi motoru. Signálem DIV\_BEMF je možné spínat tranzistor M1, který při sepnutí změní zesílení pro měření BEMF. Pro simulaci tohoto signálu je v prostředí LTspice použit zdroj napětí. Indukované napětí je simulováno zdrojem napětí, jehož výstupem je sinusové napětí, symetrické vůči nule se zadanou amplitudou odpovídající otáčkám. Stejnoseměrné posunutí 1,3 V je také kvůli jednoduchosti v simulaci nahrazeno zdrojem napětí o velikosti 1,3 V. Vstupem na AD převodník je napětí  $U_{AD}$ . V simulaci není uvažován vliv zpětných diod u spodních tranzistorů, které fázové napětí pod GND oříznou na velikost jejich závěrného napětí.

Výstupní napětí  $U_{AD}$  při rozpojeném tranzistoru M1 je dáno vztahem:

$$U_{AD} = \left(1 + \frac{R_7}{R_8}\right) * \left(\frac{(R_9 * dc\_offset + R_6 * U\_phase)}{R_6 + R_9}\right) \quad (4)$$

Výstupní napětí  $U_{AD}$  při sepnutém tranzistoru M1 je dáno vztahem:

$$U_{AD} = \left(1 + \frac{R_7}{R_8}\right) * \left(\frac{(R_9 * dc\_offset + R_6 * U\_phase)}{R_6 + R_9 + \frac{R_6 * R_9}{R_{10}}}\right) \quad (5)$$

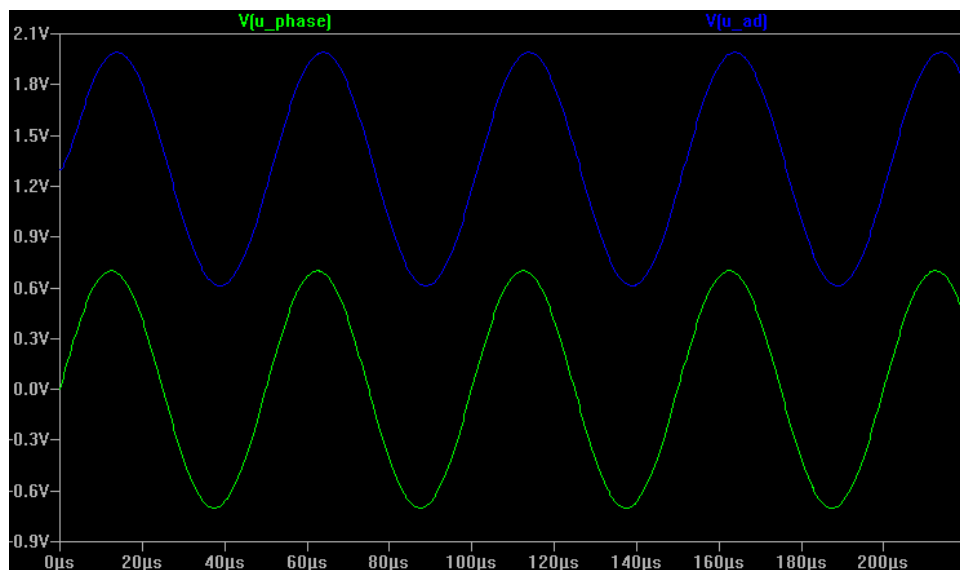
Diody D1 a D2 jsou přidány kvůli ochraně vstupů operačního zesilovače U4 tak, aby na vstupy nebylo přivedeno vyšší napětí, než je jeho napájecí napětí.

### 7.1.2.3 Simulační výsledky

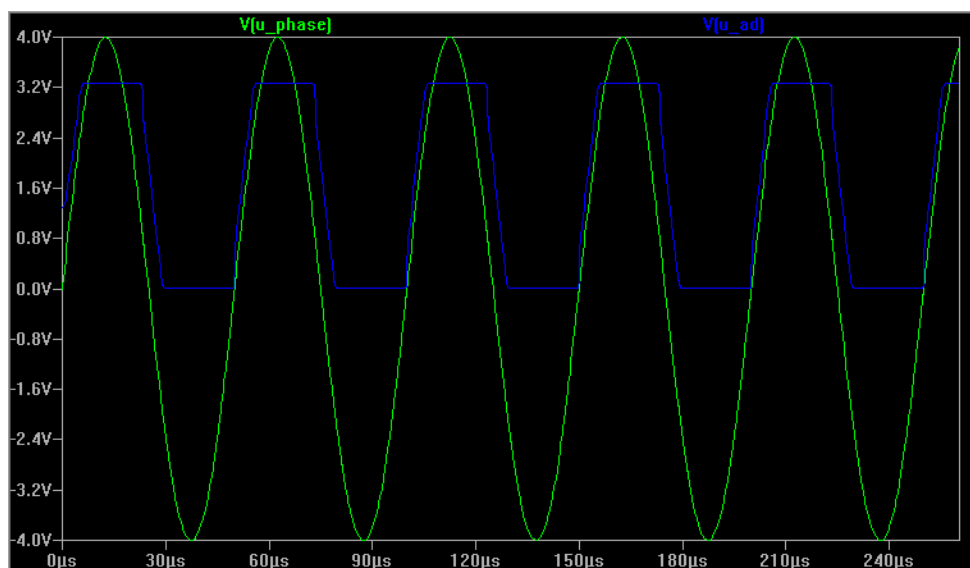
Na simulačních výsledcích zobrazených na Obr. 28 a Obr. 29 je vidět fázové napětí (zelené) a upravené napětí (modré), které vstupuje na AD MCU. Zapojení funguje dle předpokladů a díky dostatečným napěťovým úrovním na AD lze bezpečně detekovat polohu rotoru již od nízkých otáček. Obě dvě simulace jsou provedeny se zesílením rovným 1. Pro vyšší otáčky

Simulační modelování elektrických pohonů pro vybrané kritické aplikace

bude obvodové zapojení fungovat stejně, jen dojde k podělení indukovaného napětí na jednu třetinu což při předpokládané maximální amplitudě cca 15 V je sice nad měřicím rozsahem AD převodníku, ale protože nás zajímá měření kolem nuly, je tento rozsah akceptovatelný.



Obr. 28. Simulační výsledek pro amplitudu indukovaného napětí 0,7 V



Obr. 29. Simulační výsledek pro amplitudu indukovaného napětí 4 V

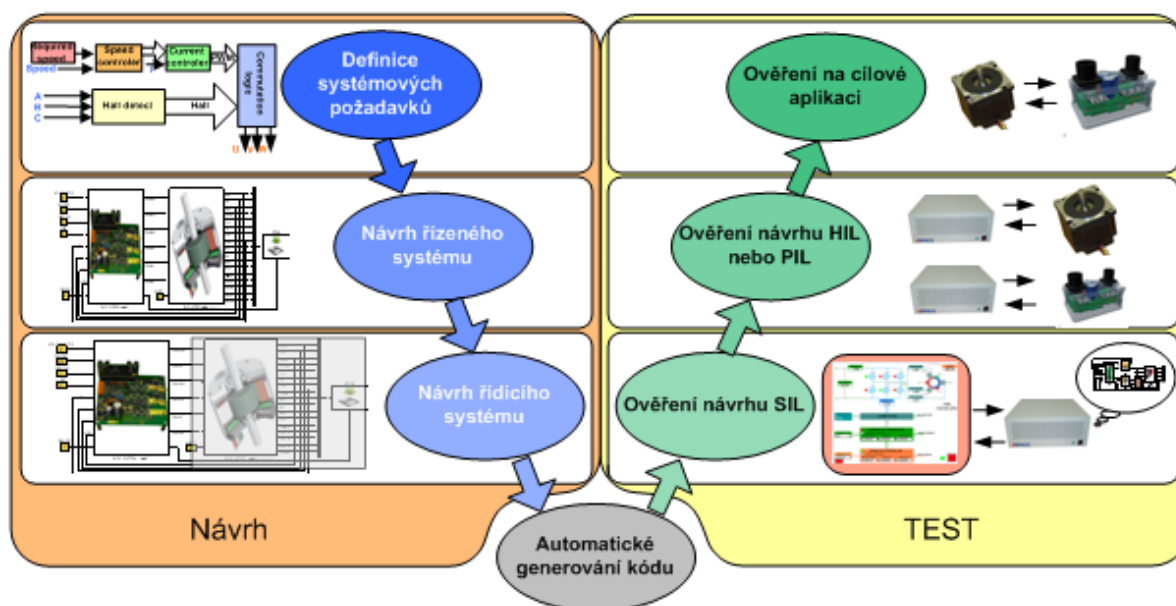
Na výsledcích simulací je patrné fázové posunutí mezi signály. Tento fázový posun je způsoben kondenzátorem C1, který je do zapojení umístěn kvůli odfiltrování rušení.

## 7.2 Návrh řídicího algoritmu

### 7.2.1 Model Based Design MBD

S vývojem soudobé techniky došlo k inovaci postupů pro vývoj řídicích aplikací. Současné trendy směřují k metodice Model Based Design (MBD), která se skládá z několika na sebe navazujících kroků, jejichž souslednost lze definovat vývojovým V-cyklem. Jednotlivé kroky V-cyklu jsou naznačeny na Obr. 30.





Obr. 30. Schematické znázornění V-cyklu

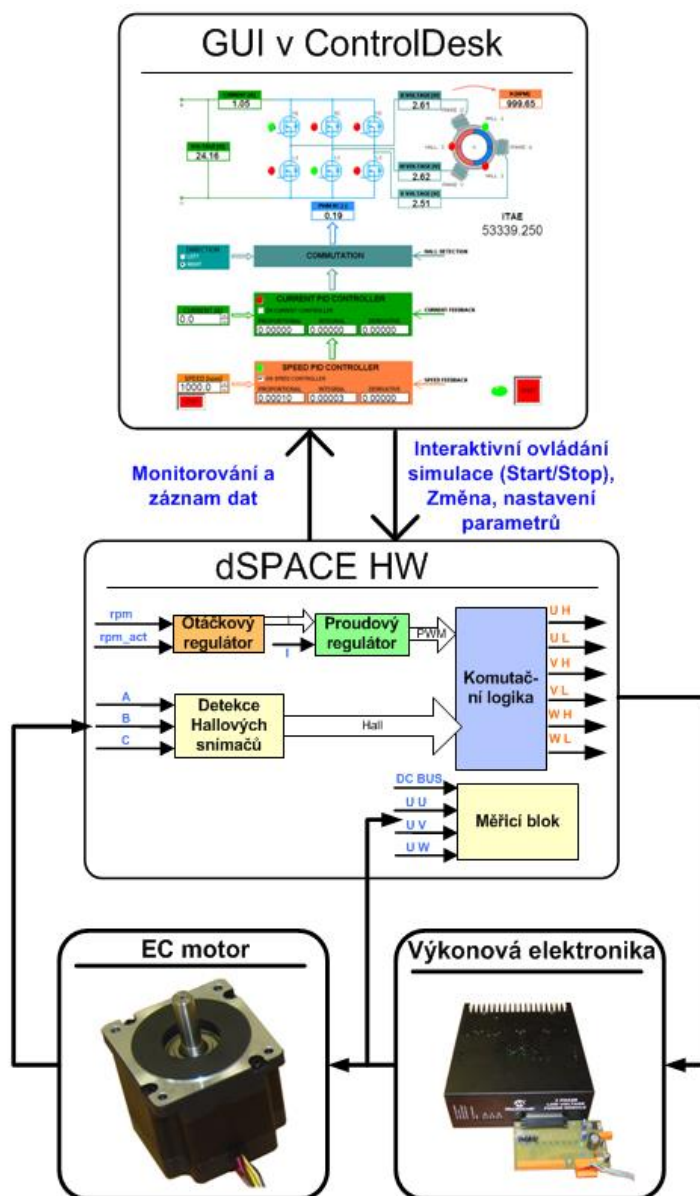
Tato metoda již proniká i do komerční sféry, a to napříč všemi průmyslovými odvětvími. Takto nastavený vývojový cyklus umožňuje verifikaci, validaci a testování v každé fázi vývoje. Díky tomu umožňuje odhalení a nápravu chyb již v počátcích vývojového cyklu, kdy náprava těchto chyb není tak nákladná, jako redesign cílových aplikací. Celý vývojový cyklus je možné zajistit v jednotném SW prostředí např. Matlab nebo LabVIEW, z čehož plyne hlavní výhoda metody MBD, a to jednoznačná trasovatelnost jakékoli změny v jakékoliv fázi vývojového cyklu. Další kladné aspekty, které tato metoda s sebou přináší, jsou: zkrácení vývojového času, snížení nákladů vývoje, rychlejší testování, přenositelnost řídicích algoritmů na různé platformy atd. V neposlední řadě je nutné také zmínit hledisko vyšší bezpečnosti, kdy není nutné testovat řídicí kód na reálném systému, který je často nebezpečný, ale nejdříve se tento kód otestuje na Hardware-In-the-Loop (HIL) simulátoru, a až posléze je aplikován na cílový systém.

### 7.2.1.1 Ověření HIL a generování kódu z modelu

Vhodnost využití simulačních nástrojů při vývojovém cyklu je všeobecně známá a prokázaná. Proto se tato část zaměřuje pouze na ověření real-time simulace HIL a s tím spojeného automatického generování kódu z modelu vytvořeného v Simulinku. Ověření je provedeno na řízení EC motoru s Hallovými snímači.

Ověření metody Model Based Design (MBD) v rámci vývojového V-cyklu bylo provedeno na řízení EC motoru s použitím výkonové elektroniky od firmy Microchip, viz Obr. 31. Pro zajištění celého vývojového cyklu bylo zvoleno prostředí Matlab, a protože firma Mathworks, která je výrobcem tohoto SW, nenabízí HW pro real-time simulace HIL a PIL, byl k tomuto účelu vybrán systém dSPACE. Tento systém je složen z HW, SW pro ovládání a monitorování real-time simulace a SW knihoven pro nastavení periférií HW, které jsou dostupné z knihovny Simulinku.

Koncepce HIL simulace je zobrazena na Obr. 31. Toto schéma je složeno z grafického uživatelského rozhraní (GUI), vytvořeného v programu ControlDesk, z modelu řídicího algoritmu vytvořeného v Simulinku, z real-time HW dSPACE, z výkonové elektroniky a z EC motoru.



Obr. 31. Blokové schéma HIL simulace

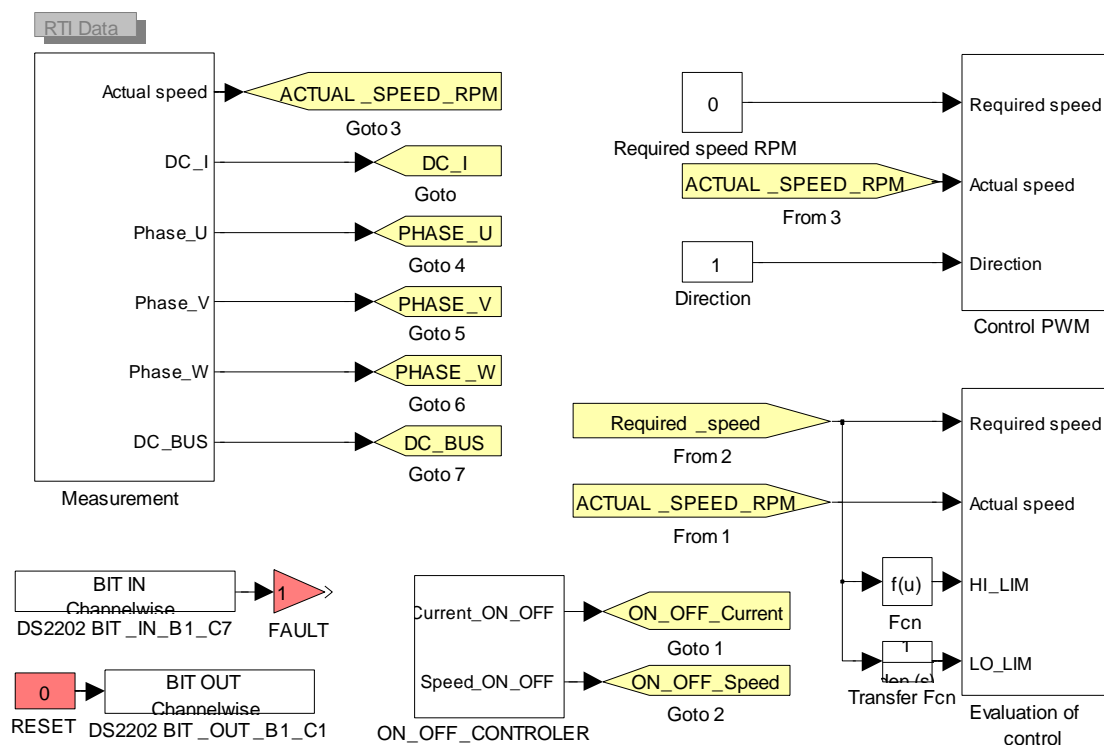
Řízeným systémem je EC motor firmy Anaheim Automation typ BLY342S-24V-3000. Tento EC motor je připojen k výkonové elektronice od firmy Microchip, která je řízená systémem dSPACE, do kterého je zkompilován řídicí algoritmus z modelu v Simulinku. Požadavky na periférie řídicího systému dSPACE jsou:

- 5 analogových vstupů pro snímání napájecího proudu, napájecího napětí a tří fázových napětí,
- 5 digitálních vstupů pro snímání stavu Hallových sond, měření frekvence a Fault stavu,
- digitální výstup pro reset výkonové jednotky a
- 6 digitálních výstupů pro 6 synchronních PWM kanálů.

Pro vytvoření modelu v Simulinku jsou použity dvě základní skupiny bloků. První skupinu bloků tvoří standardní bloky z knihovny Simulinku. Druhou skupinou jsou bloky z knihovny Real-Time-Interface (RTI), které slouží k nastavení periférií systému dSPACE. Tyto bloky se

navzájem mezi sebou propojují standardními spoji, které se používají v programu Simulink. Nastavení a práce s bloky z knihovny RTI je obdobná jako pro bloky ze Simulinku.

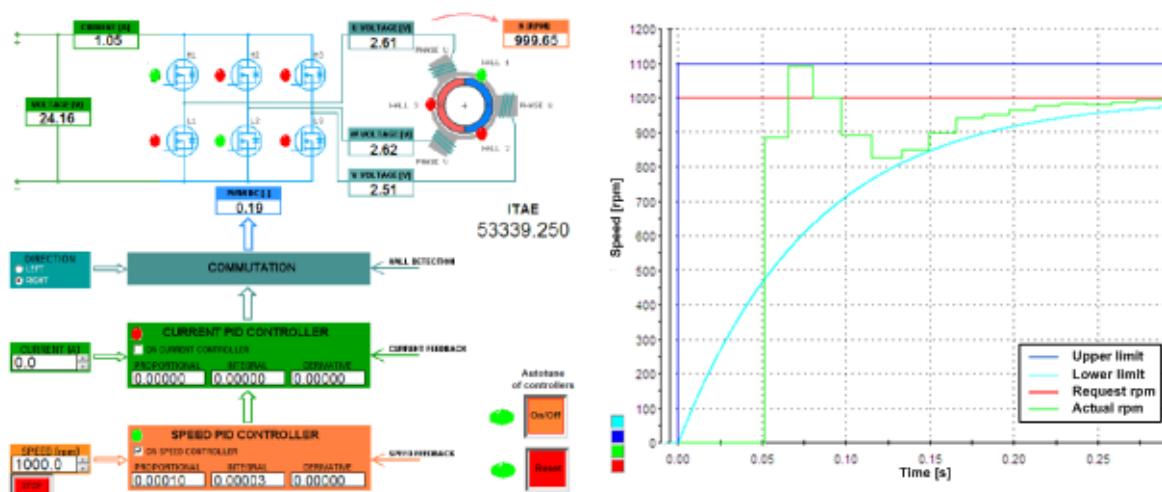
Model v Simulinku je rozdělen do tří základních bloků, kterými jsou blok *Measurement*, *Control PWM* a *Evaluation of control*. Dále je v tomto modelu blok *Digital I/O set up*, který slouží k nastavení digitálních I/O systému dSPACE, *blok BIT IN*, *BIT OUT* a *ON/OFF Controller*. Blok *BIT IN* slouží k připojení fault stavu výkonové jednotky. *BIT OUT* resetuje výkonovou jednotku a blok *ON/OFF controller* slouží k zapnutí a vypnutí regulátoru proudu a otáček. Celý model je zobrazen na Obr. 32.



Obr. 32. Model řídicího algoritmu pro EC motor v Simulinku

Řídicí algoritmus pracuje s detekcí polohy rotoru Hallovými sondami a je implementován v bloku *Control PWM*. Na základě této informace je vyhodnocena nová komutační poloha. Regulační struktura je kaskádní s nadřazeným otáčkovým regulátorem a podřízeným proudovým. Uživatel si může zvolit, jestli použije oba typy regulátorů. Pokud je použit pouze otáčkový regulátor, automaticky se nastaví proudové omezení. V bloku *Evaluation of Control* je implementované ITAE (integral of time-multiplied absolute value of error) kritérium pro vyhodnocení kvality regulace. Dále je zde implementováno automatické nastavení parametrů regulátoru na základě požadavků uživatele, který musí zadat horní a dolní limit pro zvolený skok řízení. Dolní limit udává dynamiku systémů a je přednastaven jako přenosová funkce prvního řádu. Ladění regulátoru probíhá interaktivně a pro vyhodnocení je použita metoda nejmenších čtverců.

Pro snadné a příjemné ovládání bylo vytvořeno v SW ControlDesk uživatelské rozhraní, přes které lze ovládat běh motoru a ladit jednotlivé konstanty regulátorů. Dále má uživatel možnost sledovat aktuálně měřené parametry motoru. Celé grafické rozhraní je zobrazeno na Obr. 33. Součástí tohoto prostředí je i graf pro záznam a vyhodnocení regulace. Modrou barvou je zaznamenáván horní limit a světle modrou dolní limit požadovaných otáček. Červenou barvou jsou vyneseny požadované otáčky a zelenou barvou aktuální hodnota otáček EC motoru.



Obr. 33. Uživatelské grafické rozhraní a graf otáček

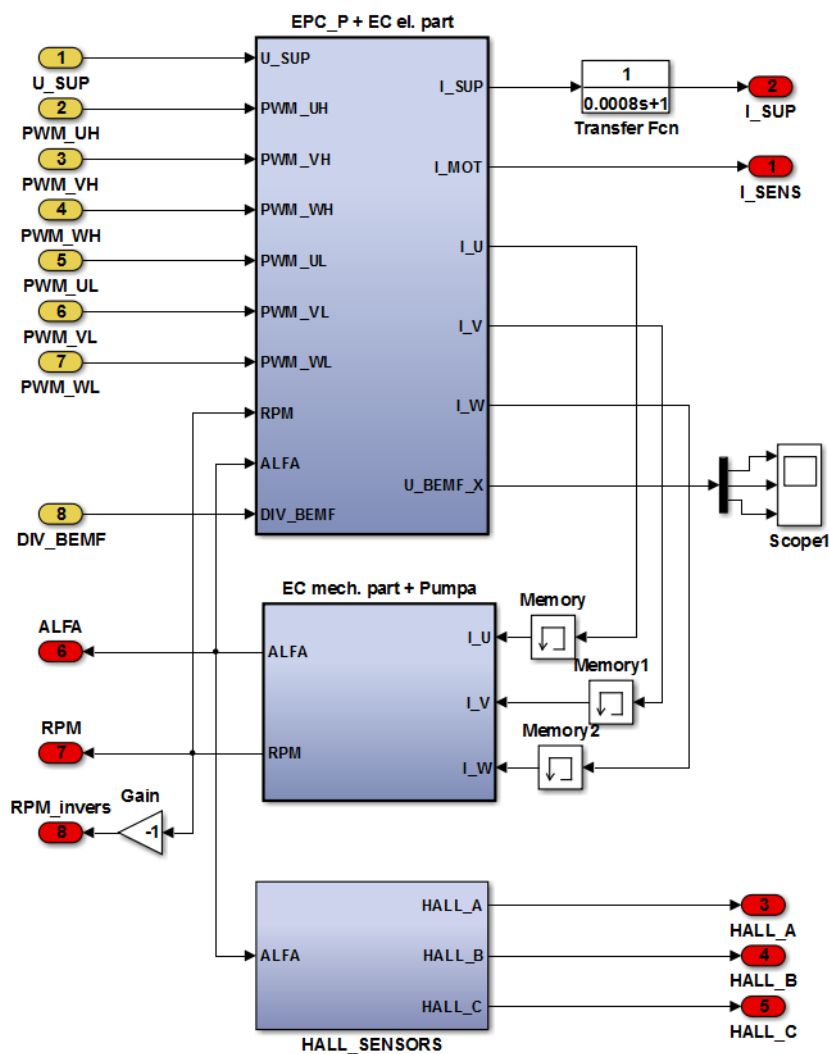
Při analýze automaticky generovaného kódu z modelu bylo zjištěno, že generovaný kód není optimalizován ani na velikost, kterou zabírá v paměti a ani na rychlost vykonávání což je kritické právě u řízení EC motorů. Proto nelze na modulárním systému dSPACE, který je postaven na procesoru PowerPC 750GX, spouštět výpočetně náročnější modely. Sensorové řízení, které je nejjednodušší, a tedy i nejméně výpočetně náročné bylo na samé hranici výkonosti systému dSPACE a to otáčkový rozsah byl jen třetinový oproti EC motoru ve finální aplikaci.

Z výsledků lze konstatovat, že se jedná o velice rychlou a efektivní metodu, která je vhodná především pro naladění parametrů regulátoru. Bohužel díky omezení výkonosti HW a efektivností generování zdrojového kódu nelze toto prostředí použít k bezsensorové detekci polohy rotoru a ke komutaci EC motoru.

Na základě tohoto zjištění nebude z modelu generován přímo zdrojový kód pro cílové MCU, ale navržené algoritmy jsou psány ručně do cílové platformy, tak aby byl kód optimalizován na rychlost vykonávání. Modely budou sloužit k definici požadavků, optimalizaci regulátoru a ověření částí navrženého řídicího algoritmu.

### 7.2.1.2 Sestavení modelu FMP

Aby bylo možné navrhnout optimální řídicí algoritmus pro FMP, byl vytvořen model řízeného systému, který je složen z modelu EC motoru a palivového čerpadla. Model EC motoru byl sestaven na základě rovnic uvedených v následujícím textu. Aby byl model co nejpreciznější, jsou výkonový H-můstek a jednotlivá statorová vinutí modelovány elektrickými prvky z knihovny SimPower. Díky tomu lze měřit napětí a proudy v jednotlivých fázích. Model je pro lepší orientaci rozdělen do tří částí, a to na mechanickou, elektrickou a sensorovou část. Mechanická část zahrnuje i model palivového čerpadla. Celý model včetně jeho parametrů je uložen v příloženém CD.



Obr. 34. Model řízeného systému sestavený v Simulinku

### 7.2.1.2.1 Matematický popis motoru

Při sestavení matematického modelu EC motoru byly uvažovány následující předpoklady

- jedná se o třífázový elektrický stroj se symetrickým vinutím zapojeným do hvězdy,
- odpor a indukčnost jednotlivých fází je konstantní,
- ztráty v železe a vířivými proudy jsou zanedbány,
- vliv prostředí např. teplota na elektrické parametry není uvažován,
- magnetický obvod motoru není nasycený,
- všechny fáze mají stejný sinusový tvar indukovaného napětí. (Tvar indukovaného napětí byl zvolen na základě indukovaného napětí použitého EC motoru ve finální aplikaci)

Napětí na jednotlivých statorových vinutích je pak dáno rovnicemi:

$$\begin{aligned}
 u_U &= R_U i_U + \frac{d}{dt} \psi_U \\
 u_V &= R_V i_V + \frac{d}{dt} \psi_V \\
 u_W &= R_W i_W + \frac{d}{dt} \psi_W,
 \end{aligned}
 \tag{6}$$

kde  $R_U$ ,  $R_V$  a  $R_W$  jsou odpory jednotlivých vinutí,  $i_U$ ,  $i_V$  a  $i_W$  jsou fázové proudy a  $\psi_U$ ,  $\psi_V$  a  $\psi_W$  jsou spřažené magnetické toky.

Spřažené magnetické toky lze vyjádřit jako součet spřaženého magnetického toku permanentních magnetů  $\psi_B(\vartheta_{el})$  a rozptylového magnetického toku vinutí  $Li$ .

$$\begin{aligned}\psi_U &= L_U i_U + \psi_{BU}(\vartheta_{el}) \\ \psi_V &= L_V i_V + \psi_{BV}(\vartheta_{el}) \\ \psi_W &= L_W i_W + \psi_{BW}(\vartheta_{el}).\end{aligned}\tag{7}$$

Upravením a sloučením předešlých rovnic lze získat aktuální fázová napětí motoru, viz rovnice (8). Z těchto rovnic je zřejmé, že aktuální hodnota fázového napětí je úměrná součtu úbytků na vinutí motoru, které je reprezentováno kombinací R–L prvků, a vytvořeného elektro motorického indukovaného napětí, které vzniká při otáčení motoru.

$$\begin{aligned}u_U &= R_U i_U + L_U \frac{di_U}{dt} + u_{BemfU} \\ u_V &= R_V i_V + L_V \frac{di_V}{dt} + u_{BemfV} \\ u_W &= R_W i_W + L_W \frac{di_W}{dt} + u_{BemfW},\end{aligned}\tag{8}$$

kde indukované elektromotorické napětí  $u_{Bemf}$  je obecně definováno jako časová derivace spřaženého magnetického toku permanentních magnetů a pro jednotlivé fáze lze tedy odvodit následující vztahy:

$$\begin{aligned}u_{BemfU} &= -\omega \cdot K_e \cdot f(\alpha_{el}) \\ u_{BemfV} &= -\omega \cdot K_e \cdot f(\alpha_{el}) \\ u_{BemfW} &= -\omega \cdot K_e \cdot f(\alpha_{el}),\end{aligned}\tag{9}$$

přičemž  $\omega$  označuje úhlovou rychlost rotoru,  $K_e$  je napěťová konstanta motoru a  $f(\alpha_{el})$  je funkce, popisující závislost indukovaného napětí na elektrickém úhlu natočení rotoru. Protože indukované napětí motoru má sinusový tvar je možné rovnice (9) přepsat do tvaru:

$$\begin{aligned}u_{BemfU} &= -\omega \cdot K_e \cdot \sin [(\alpha - F_U) \cdot Pol_{num}] \\ u_{BemfV} &= -\omega \cdot K_e \cdot \sin [(\alpha - F_V) \cdot Pol_{num}] \\ u_{BemfW} &= -\omega \cdot K_e \cdot \sin [(\alpha - F_W) \cdot Pol_{num}],\end{aligned}\tag{10}$$

Simulační modelování elektrických pohonů pro vybrané kritické aplikace

kde  $F_U, F_V$  a  $F_W$  značí vzájemné natočení fázových vinutí a  $Pol_{num}$  odpovídá počtu pólových dvojic stroje.

Elektromagnetický moment stroje  $m_i$  je dán součtem momentů jednotlivých fází  $M_U, M_V, M_W$ :

$$m_i = M_U + M_V + M_W, \quad (11)$$

kde fázové momenty jsou definovány jako součin fázových proudů s polohovou derivací spřažených toků magnetů na rotoru:

$$m_i = i_U \frac{d\psi_{BU}}{d\vartheta} + i_V \frac{d\psi_{BV}}{d\vartheta} + i_W \frac{d\psi_{BW}}{d\vartheta}. \quad (12)$$

Tato derivace má pro použitý motor opět sinusový průběh v závislosti na poloze a je tedy možné ji vyjádřit jako:

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{BU}}{d\vartheta} &= K_m \sin [(\alpha - \varphi_U) \cdot Pol_{num}] \\ \frac{d\psi_{BV}}{d\vartheta} &= K_m \sin [(\alpha - \varphi_V) \cdot Pol_{num}] \\ \frac{d\psi_{BW}}{d\vartheta} &= K_m \sin [(\alpha - \varphi_W) \cdot Pol_{num}] \end{aligned} \quad (13)$$

kde  $K_m$  označuje momentovou konstantu motoru. Následně lze odvodit elektrický moment jednotlivých fází pomocí následujících vztahů:

$$\begin{aligned} M_U &= i_U \cdot K_m \cdot \sin [(\alpha - \varphi_U) \cdot Pol_{num}] \\ M_V &= i_V \cdot K_m \cdot \sin [(\alpha - \varphi_V) \cdot Pol_{num}], \\ M_W &= i_W \cdot K_m \cdot \sin [(\alpha - \varphi_W) \cdot Pol_{num}]. \end{aligned} \quad (14)$$

Momentová rovnice motoru je následně dána vztahem:

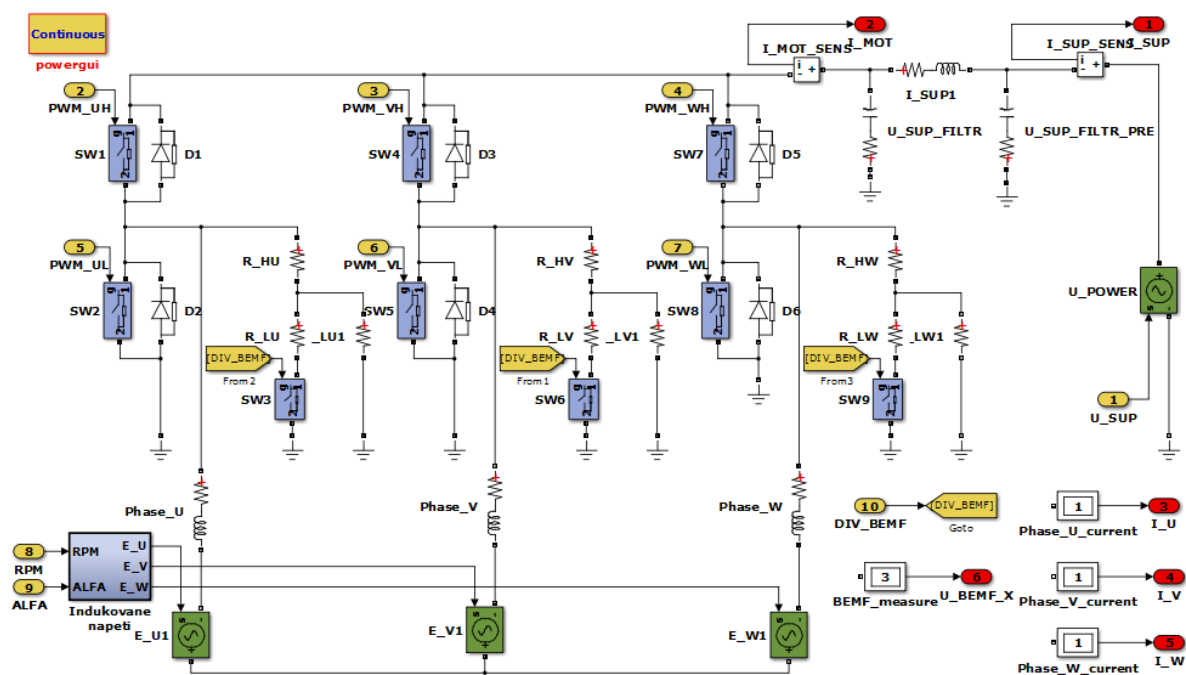
$$m_i = J \frac{d\omega}{dt} + M_{ext} + M_t, \quad (15)$$

přičemž  $J$  je moment setrvačnosti,  $M_{ext}$  je zátěžný moment motoru působící na hřídel motoru a  $M_t$  jsou ztráty v motoru. Na základě výše uvedených rovnic je sestaven model motoru v prostředí Matlab/Simulink.

#### **7.2.1.2.2 Model elektrické části motoru a výkonového můstku FMP**

Model elektrické části motoru a výkonového můstku včetně zpracování indukovaného napětí je zobrazen na Obr. 35. Tento subsystém reprezentuje standardní třífázový střídač, z kterého

je napájeno třífázové vinutí EC motoru. Třífázové vinutí motoru je reprezentováno indukčností a odporem vinutí. Indukované napětí motoru je reprezentováno napěťovým zdrojem, jehož velikost se nastavuje na základě rovnic (10), které jsou implementovány v bloku s názvem Indukované napětí.

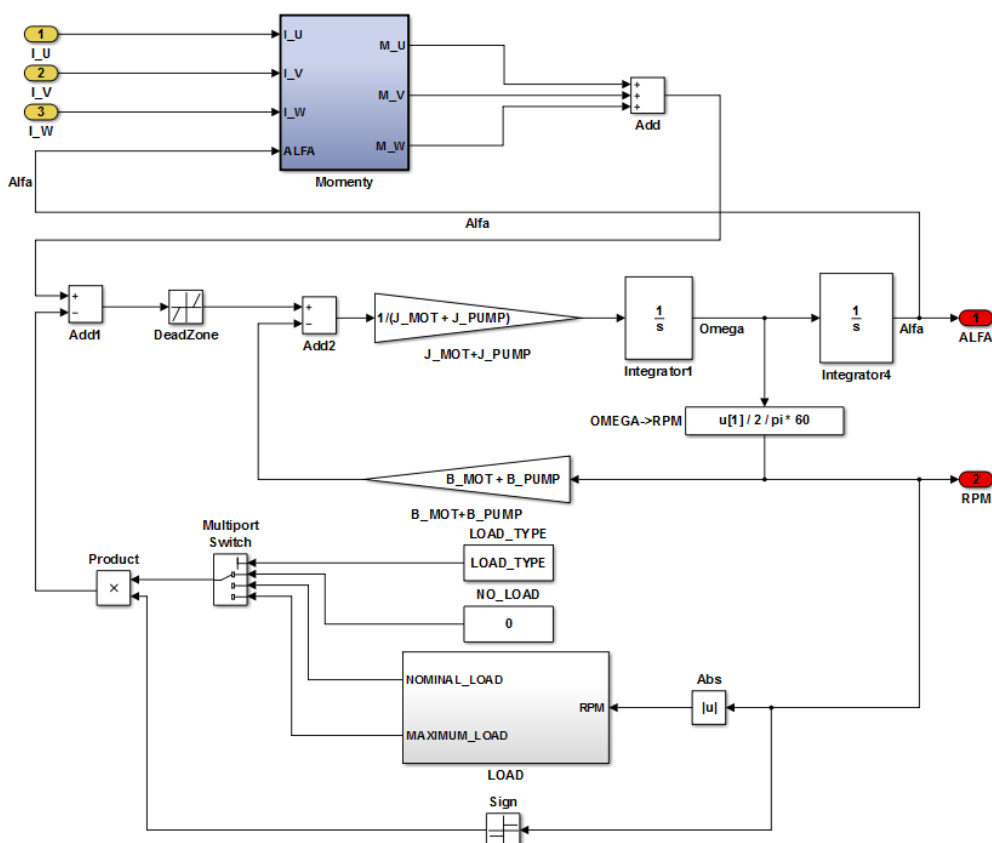


Obr. 35. Model elektrické části EC motoru a výkonového můstku

### 7.2.1.2.3 Model mechanické části FMP

Model palivového čerpadla a mechanické části motoru je zobrazen na Obr. 36. Moment motoru je počítán na základě rovnic (14) a jejich implementace je uvedena v bloku s názvem Momenty. Zbýlá část modelu reprezentuje rovnici (15). Zátěžný moment palivového okruhu, který je především vyvolán protitlakem od vstřikovacích trysek, je v modelu určován pomocí „Lookup table“ na základě aktuálních otáček. Finalista APU vydefinoval protitlak pro operační rozsah průtoků. Na základě těchto dat byl průtok převeden na otáčky a z tlaku odvozen zátěžný moment palivového okruhu. V modelu je možné pomocí nastavení volby zátěže volit mezi maximálním zatížením, nominálním zatížením nebo bez zatížení.

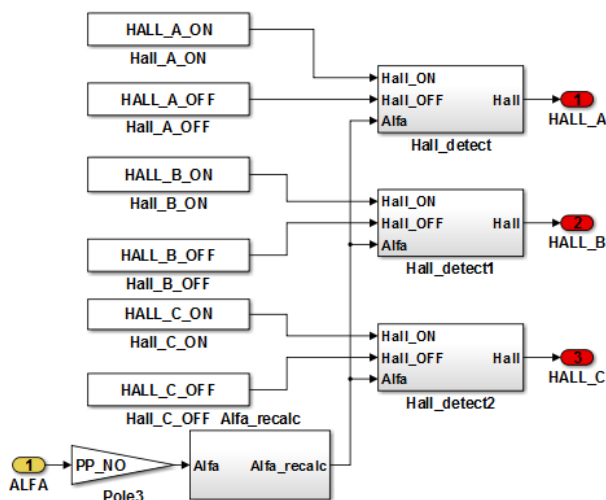




Obr. 36. Model mechanické části EC motoru a palivového čerpadla

#### 7.2.1.2.4 Model Hallových snímačů

Model Hallových snímačů je na Obr. 37. Vstupem do modelu je okamžitá hodnota úhlu rotoru vůči statoru, která je určována v mechanické části modelu. Tento mechanický úhel je přepočítán na elektrický úhel s ohledem na počet pólových dvojic a normován na rozsah 0° až 360°. Tato hodnota je pak vedena na tři Hallovy snímače. Každý Hallův snímač má nastavený interval úhlu, v kterém je aktivní. Tento interval má vždy 180° a mezi jednotlivými snímači je o 120° posunutý. Díky limitům pro sepnutí a rozpojení snímače je možné simulovat i nepřesnosti osazení Hallových snímačů.

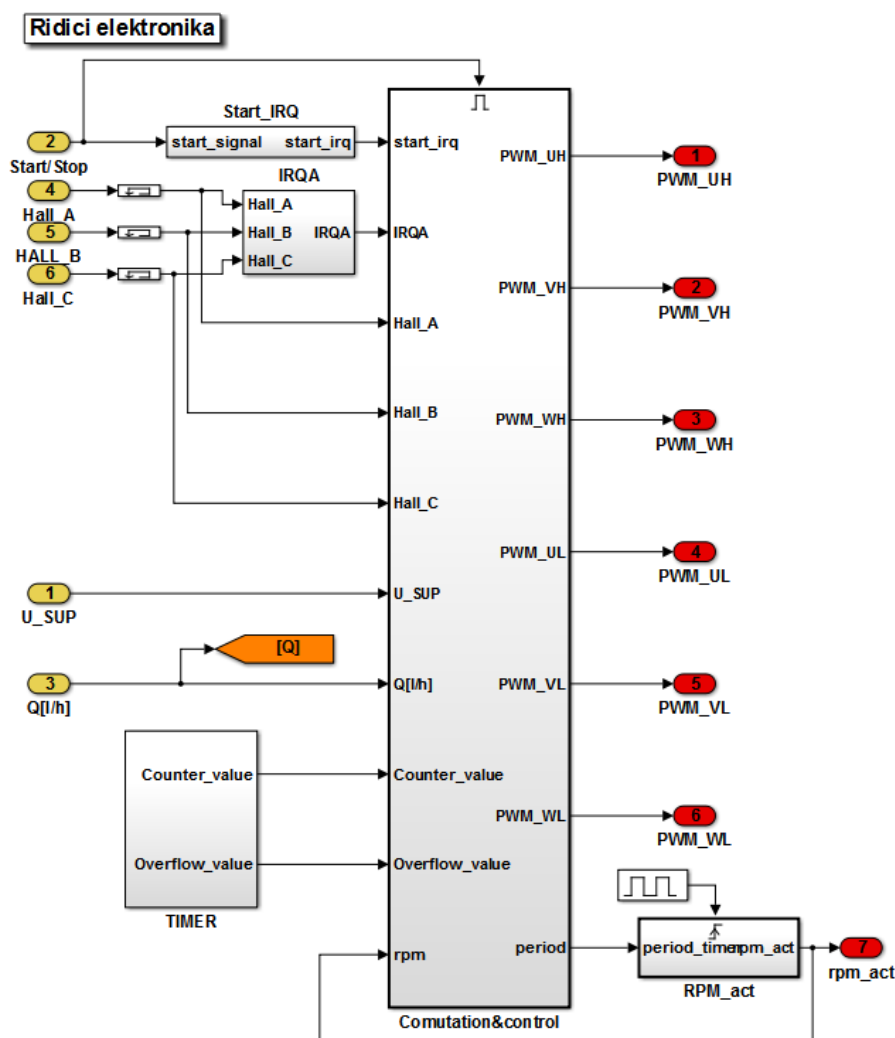


Obr. 37. Model halových snímačů

### 7.2.1.3 Sestavení modelu FPC

Aby bylo možné odzkoušet funkčnost modelu FMP, je nutné model doplnit o řídicí část. Pro otestování modelu je sestaveno sensorové řízení na základě informace o poloze rotoru z Halových snímačů. Model řídicí elektroniky je zobrazen na Obr. 38. a je tvořen z následujících bloků:

- „Start\_IRQ“ - který generuje impuls ze signálu Start/Stop a slouží k inicializaci řídicího algoritmu, před roztočením motoru,
- „IRQA“ - jedná se o HW blok, který na každou změnu signálu z Halových snímačů generuje přerušení, na základě kterého řídicí algoritmus počítá otáčky a určuje komutační polohu rotoru,
- „RPM\_act“ - v tomto bloku se převádí perioda změn na Halových snímačích na otáčky a provádí se jejich filtrace pomocí plovoucího filtru s velikostí 16 hodnot,
- „Commutation&control“ – v tomto bloku je implementováno celé řízení motoru
- „TIMER“ – je 16-bitový čítač s příznakem přetečení



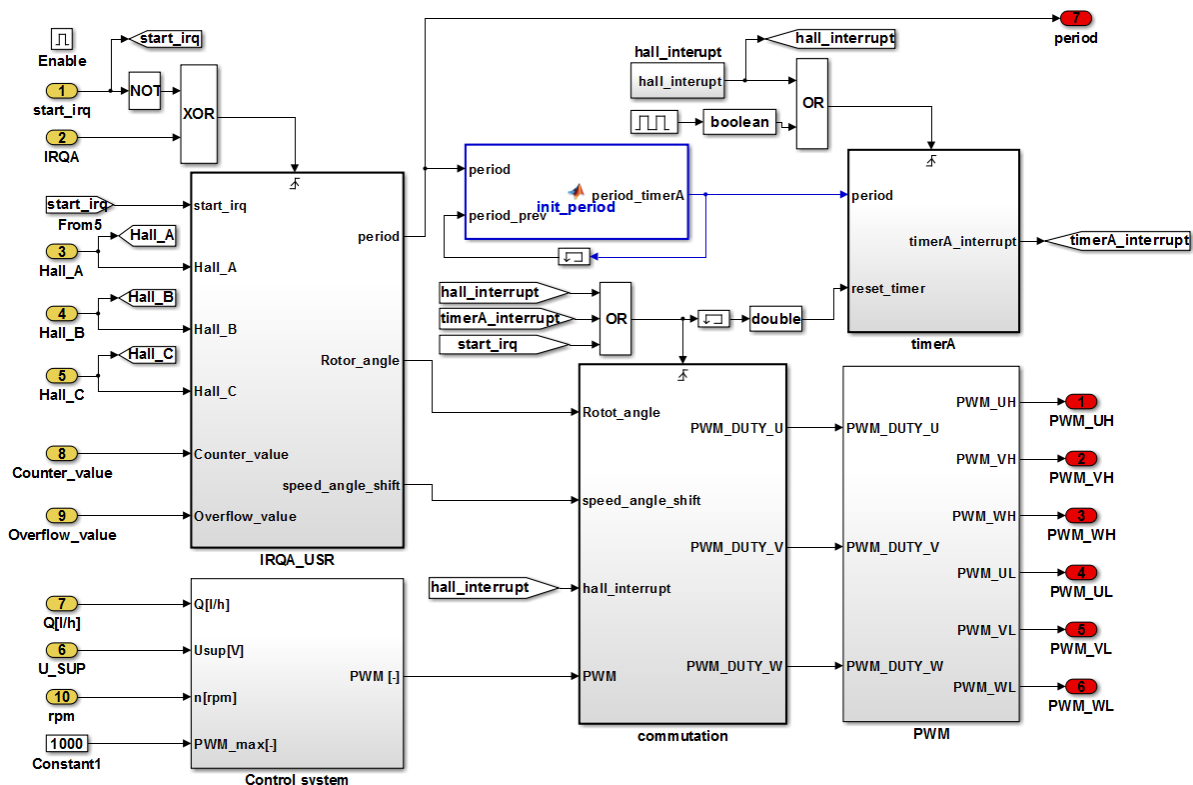
Obr. 38. Model řídicí elektroniky

#### 7.2.1.3.1 Popis funkčnosti bloku „Commutation&control“

„Commutation&control“ blok je hlavním modulem celého řídicího algoritmu. V tomto modulu jsou implementovány funkce pro komutaci, výpočet otáček, určení času komutace, PWM

generátor, regulační smyčka a další. Celý modul je aktivován signálem START/STOP. Model této části je znázorněn na Obr. 39. a dále se dělí na následující funkční části:

- „IRQA\_USER“ – vyhodnocení aktuální pozice rotoru, výpočet periody otáček,
- „Control\_system“ – přepočítání průtoku na otáčky, otáčkový regulátor s napěťovou kompenzací výstupem z tohoto bloku je PWM\_duty,
- „TimerA“ – generování přerušení pro spínání bloku „Commutation“,
- „Commutation“ – výběr komutační pozice a nastavení střídy „PWM“,
- „PWM“ – generování PWM pro spínání výkonových tranzistorů,
- „Hall\_interrupt“ – generování přerušení v závislosti na změně výstupních signálů Hallových snímačů.



Obr. 39. Model modulu „Commutation&control“

### „IRQA\_USER“

Tento blok vyhodnocuje aktuální polohu rotoru na základě kombinací signálů z Hallových snímačů. Je zde implementována funkce pro kontrolu validity výstupů z Hallových snímačů tak, aby byla detekována neplatná kombinace. Modul také měří čas mezi změnami stavů na Hallových snímačích a provádí jeho filtraci. Tato informace je z bloku odesílána pod pojmenováním „period“. Na základě této informace jsou pak počítány aktuální otáčky motoru a také slouží pro nastavení limitu „timerA“. Dalším výstupem z modulu je detekovaná poloha rotoru „Rotor\_angle“, který je ve formě úhlu. Dále pak „speed\_angle\_shift“, který udává úhel předstihu proudu oproti magnetickému poli rotoru a je upravován v závislosti na aktuální periodě otáček.

### „Control system“

Základem této části je otáčkový PI regulátor, který je vzorkován frekvencí 1kHz. Regulační odchylka vstupující do tohoto bloku je počítána z rozdílu aktuálních otáček od požadovaných.

Výstup z regulátoru je omezen na maximální změnu, která je přípustná během jednoho výpočtového cyklu. Výstup z regulátoru je následně přepočítán podle aktuální hodnoty napájecího napětí. Napěťová kompenzace je vzorkován s periodou PWM tedy 20kHz. Detailnější rozbor regulační struktury je provedena v kapitole 7.2.3.

#### „Commutation“

Funkce modulu je aktivována pomocí detekce změny stavu Hallových snímačů, nebo přerušením, generovaných blokem „TimerA“. Vnitřní funkce subsystému obsahuje trapézovou křivku pro každou polohu rotoru s přesností 1° elektrický. Výstup funkce je závislý na tom, zda je funkce spuštěna přerušením od Hallova snímače, nebo od modulu „TimerA“. Při spuštění přerušením od Hallových snímačů je načtena aktuální přesná poloha rotoru se zadaným předstihem proudu vůči magnetickému poli rotoru. Pokud je funkce aktivována blokem „TimerA“, dojde k posunu polohy rotoru o 10° vzhledem k poslední hodnotě. Podle aktuální polohy motoru je určena aktuální komutační poloha, která je po vynásobení požadovanou střídou odeslána do subsystému, generujícího PWM signál.

#### „timerA“

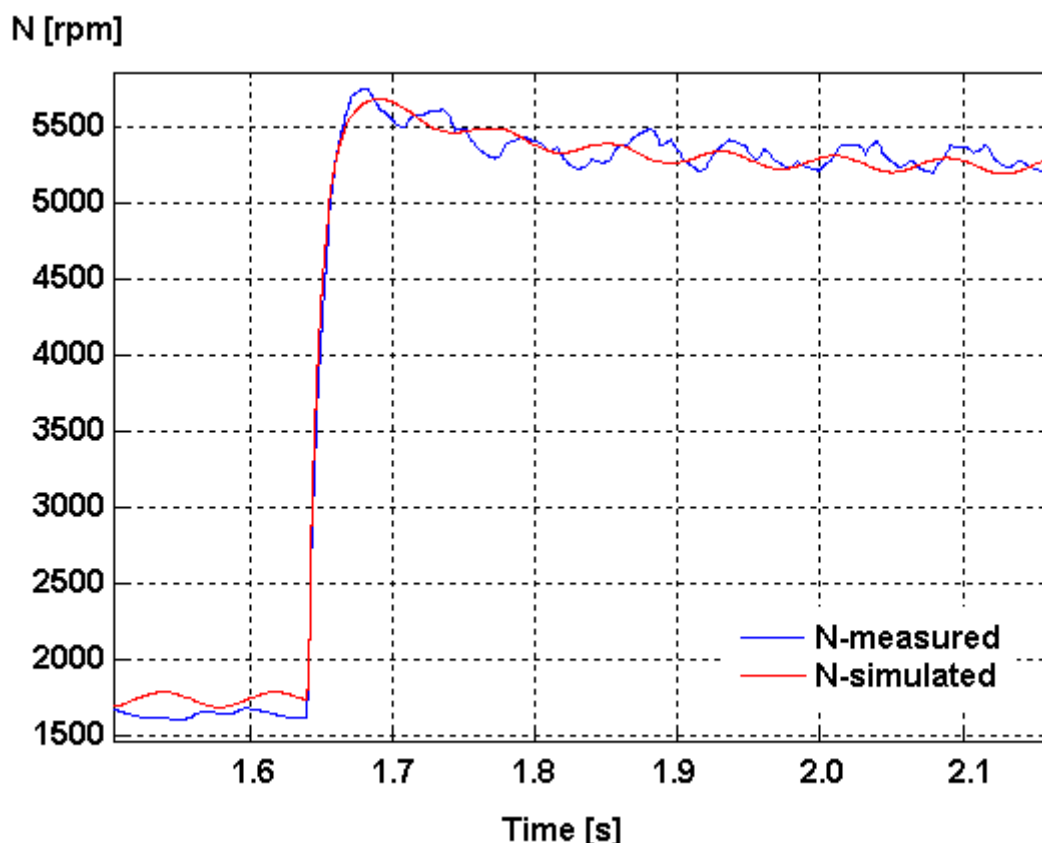
Modul je určen k rozdělení detekované periody rotace na kratší časové úseky, ve kterých je pak generováno přerušení pro spouštění funkce „Commutation“. Funkce tohoto bloku je sama spouštěna pomocí přerušení od Hallových snímačů, nebo pulzy s fixní frekvencí 625 Hz. Tato frekvence je odvozena od vnitřní frekvence hardwarových hodin mikrokontroléru. Spouštění pomocí přerušení od Hallových snímačů je nezbytné z důvodu korektního resetování čítače v okamžicích detekce změny polohy rotoru. Ve stejných momentech také dochází k novému výpočtu periody otáček. Její hodnota je dělena 36 a poté nastavena jako limit, do kterého „TimerA“ čítá. To zajišťuje, že během jedné elektrické otáčky je vygenerováno právě 36 přerušení, aktivujících funkci modulu „Sinusoidal\_commutation“. Samotný reset čítače je opět realizován dvěma způsoby, a to buď pomocí vlastního přerušení, nebo opět přerušením od Hallových snímačů.

#### „PWM“ generátor

PWM modul slouží k vygenerování řídicích PWM signálů pro tranzistory výkonového můstku v závislosti na požadované střídě pro jednotlivé fáze. PWM signál je generován porovnáním nastavené střídý pro jednotlivé fáze s trojúhelníkovým signálem. Při překročení nastavené hodnoty střídý v dané fázi se připne tato fáze na napájení. Trojúhelníkový signál je generován s frekvencí 20 kHz a tím je vytvářen signál modulovaný nastavenou střídou. Dolní tranzistory ve větvích H-můstku jsou spínány komplementárně k horním.

#### **7.2.1.4 Ověření sestaveného modelu**

Ověření sestaveného modelu FMP včetně palivového okruhu je provedeno porovnáním s naměřenými daty palivového systému. Porovnání je provedeno pomocí odezvy systému na jednotkový skok řízení při vypnutém regulátoru. To je provedeno skokovou změnou střídý PWM. Výsledky jsou zobrazeny na grafu Obr. 39. Modrou barvou je vykreslena přechodová charakteristika modelu a červeně přechodová charakteristika reálného čerpadla. Dosažený výsledek je považován za dostatečný pro analýzu řídicího algoritmu a nastavení regulátoru.



Obr. 40. Odezva palivového systému na jednotkový skok řízení

#### 7.2.1.5 Vyhodnocení výsledků sestaveného modelu

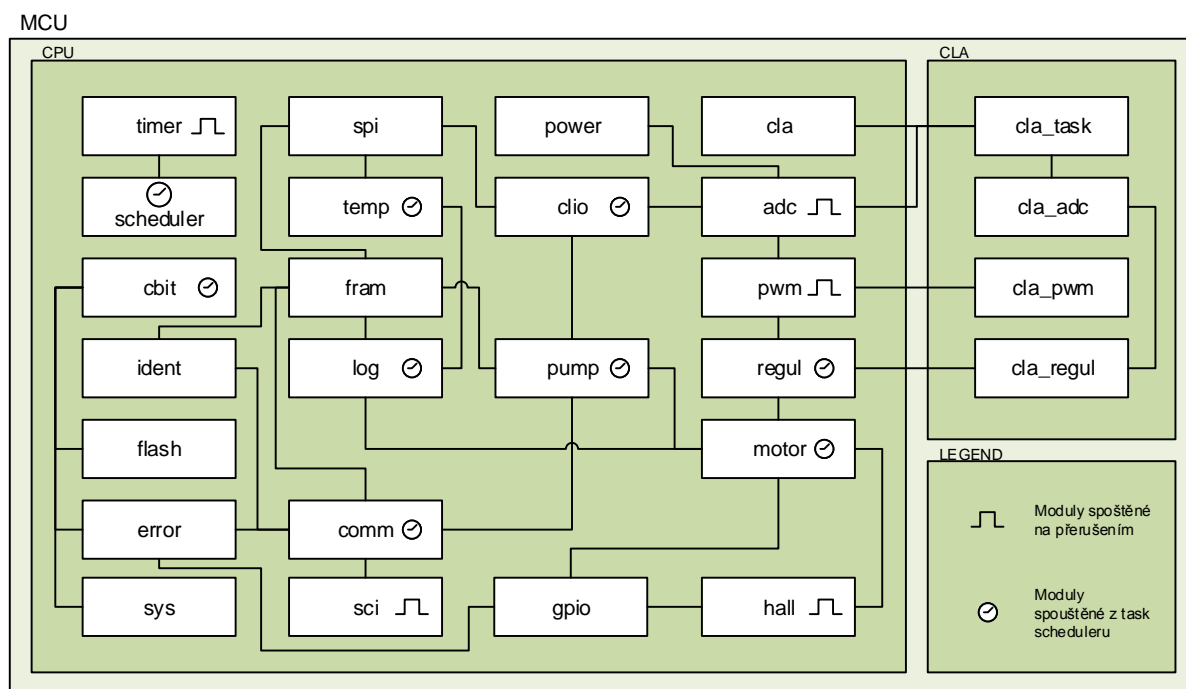
Na základě porovnání simulačních výsledků s reálnou odezvou palivového čerpadla včetně palivového okruhu lze konstatovat, že model je funkční a dostatečně přesný. Bohužel kvůli použití elektrických prvků z knihovny PowerSystems a implementaci PWM generátoru je model hodně výpočetně náročný a pro použití např. při optimalizaci regulátorů nebo řídicích algoritmů prakticky nepoužitelný. Proto je pro tuto činnost použit zjednodušený model motoru řízeného systémem.

Problém vystává se simulačním ověřením komutačního algoritmu na základě informací z Halových snímačů a z detekce polohy rotoru z indukovaného napětí, protože bez takto složitěho modelu nelze algoritmus odzkoušet. Nicméně vzhledem k výpočetní náročnosti modelu je nesmyslné do modelu přidávat řídicí algoritmus pro určování polohy rotoru z indukovaného napětí, protože jeho ladění by bylo neoptimální. Rychlejší, a tedy i efektivnější variantou se jeví řídicí algoritmus navrhnout pouze ideově a na základě těchto návrhů jej přímo naprogramovat do cílového MCU s následným testováním na reálném systému.

#### 7.2.2 Systémová architektura SW

SW architektura respektuje systémový návrh a vlastnosti zvoleného MCU TMS320F28035. Tento procesor se především vyznačuje rozdělením na dvě výpočetní jednotky Control Processor Unit (CPU) a Control Law Accelerator (CLA). CLA je možné nezávisle na CPU programovat a má přímý přístup k PWM a AD perifériím. Data si s CPU vyměňují přes paměťový modul SRAM.

SW implementovaný v CPU je odpovědný za všechny funkce vyjma zpracování měření BEMF, určování polohy rotoru a komutaci. Jednotlivé SW moduly včetně vzájemných vazeb jsou zobrazeny na Obr. 41.



Obr. 41. Architektura SW

Po zapnutí napájení jsou všechny SW moduly inicializovány a následně provedeny Power-up Built-In Tests (PBIT). Všechny kritické funkce jsou spouštěny na základě přerušení a jejich vykonávání se řídí pomocí nastavené priority. Všechny nekritické funkce jsou spouštěny periodicky z task scheduleru. Nejkratší perioda vykonávání jednotlivých úkolů je 1 ms.

Modul „sys“ provádí inicializaci MCU včetně nastavení oscilátoru, PLL, watchdogu, inicializaci task scheduleru a dalších. Během této inicializace se kontrolují data v paměti flash pomocí modulu „flash“. Tento modul vyčítá data a kontrolním součtem CRC verifikuje jejich konzistenci. V případě zjištěné chyby se přes modul „error“ nastaví digitální výstup „FAULT“, kterým je nadřazenému systému ECU hlášena kritická chyba a řídicí algoritmus se nespustí. Tato kontrola je prováděna i během vykonávání programu a je spouštěna modulem „cbit“. Modul „error“ spolupracuje s vybranými moduly a zajišťuje vyhodnocení chybových hlášení z jednotlivých modulů. V případě zjištěné kritické chyby nastaví digitální výstup „FAULT“ přes modul „gpio“ obsluhující digitální vstupy/výstupy. Tento modul také sestavuje chybová hlášení, která jsou přes komunikační modul „comm“, který je odpovědný za zpracování a přípravu komunikačních dat posílaných přes periferní modul „sci“, zasílána po sériové lince do nadřazenému systému ECU.

Modul „spi“ nastavuje a zajišťuje komunikaci se všemi bloky ze systémové architektury, které komunikují po komunikační sběrnici SPI. Mezi tyto bloky patří:

- externí paměť FRAM, do které se zapisují data připravená modulem „fram“,
- snímače teploty, jejichž hodnoty jsou následně zpracovány v modulu „temp“,
- externí D/A převodník, který slouží k nastavení zpětné proudové smyčky „FlowFb“, která nese informaci o aktuálním průtoku paliva a její hodnota je nastavována modulem „clio“.

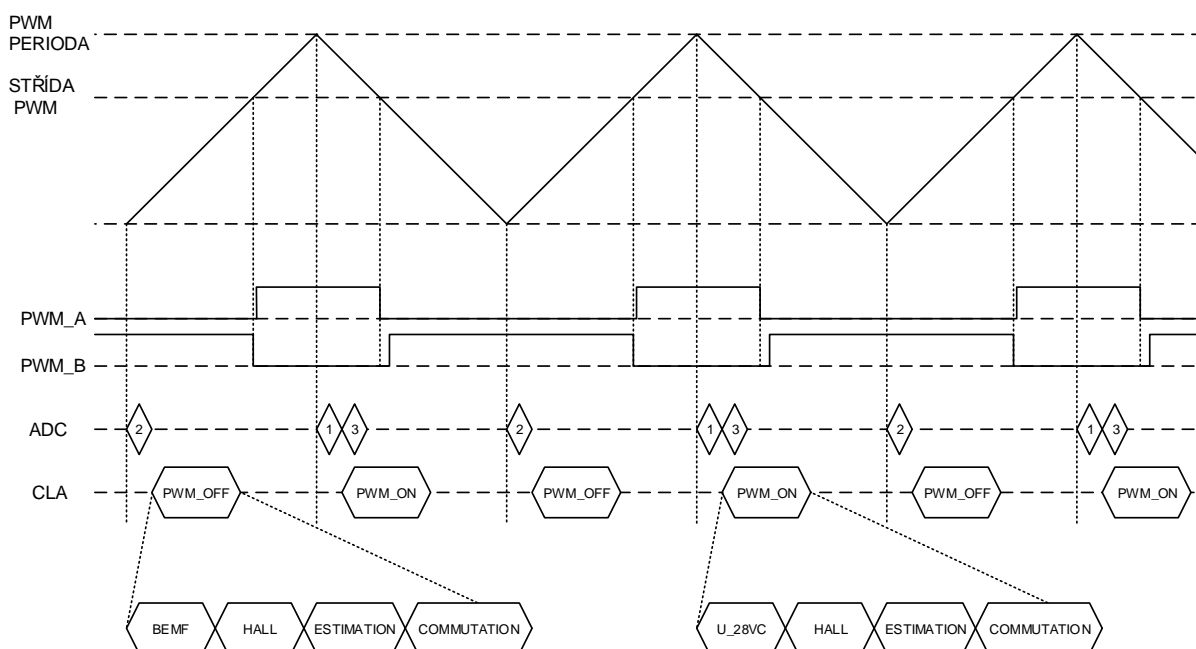
Externí paměť FRAM obsahuje kalibrační hodnoty pro čerpadlo, kalibraci analogových vstupů, kalibrační hodnoty pro nastavení proudové smyčky „FlowFb“, konstanty regulátoru, konstanty pro zpracování a vyhodnocení signálů z Hallových snímačů a BEMF, diagnostická data, chybová hlášení a identifikační data zařízení. Tato paměť je rozdělena na jednotlivé sektory, do kterých jsou data zaznamenávána podle svoji kritičnosti. Každý sektor je zabezpečen vlastním CRC, které je při vyčítání dat kontrolováno a při zápisu přepsáno. Validita dat je kontrolována cyklicky a v případě chyby některého kritického sektoru např. kalibračních hodnot pumpy nebo AD dojde k přepnutí na defaultní hodnoty a jednotka se přepne do degradovaného módu.

Analogové vstupy jsou čteny a zpracovávány modulem „adc“, jehož měření je synchronizováno a spouštěno z modulu „pwm“.

Řízení motoru je zajištěno modulem „motor“, který dostává požadavek na dodávku paliva z modulu „pump“ a řídí rozběh motoru včetně jeho běhu. Otáčkový regulátor je implementován v modulu „regul“. Výstup z tohoto modulu je předáván do modulu „pwm“. Požadovaná střída PWM je následně předána modulu „cla-pwm“, který je odpovědný za komutaci motoru. Moduly, které jsou implementovány v CLA, jsou spouštěny přerušením od PWM, což znamená že během jednoho přerušení se vykoná veškerá funkce implementovaná v CLA a nedochází zde k žádné asynchronní události, která by mohla při nevhodném časování rozhodit komutaci motoru.

### 7.2.2.1 Komutační algoritmus

Celý komutační mechanismus běží v koprocesoru CLA a proces je synchronizován s cyklem PWM, jak je znázorněno na Obr. 42. Periferie PWM generuje dva signály pro spuštění konverze AD kanálů, které jsou synchronizovány na střed intervalu PWM ON a na střed intervalu PWM OFF.



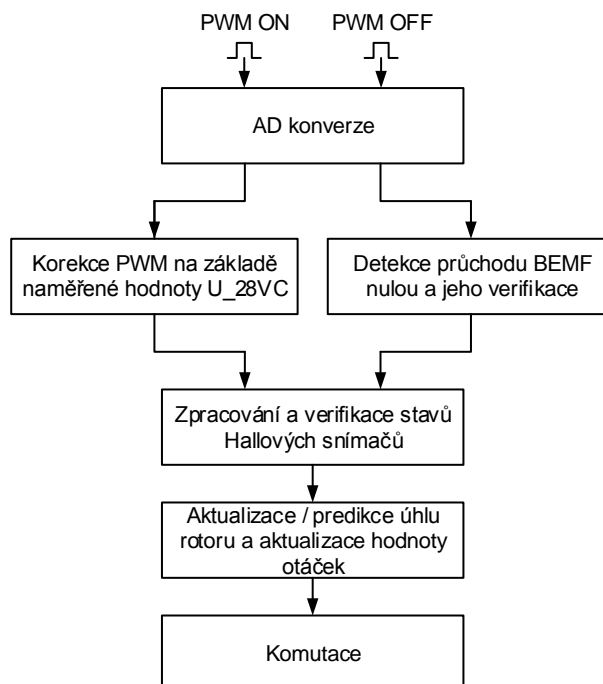
Obr. 42. Návrh sekvence komutace

Konverze AD kanálů je rozdělena do následujících tří skupin:

1. převod signálu U\_28VC,
2. převod fázových napětí BEMF\_U, BEMF\_V a BEMF\_W,
3. převod zbývajících AD kanálů.

První dvě skupiny AD kanálů jsou zpracovávány v CLA. První skupina vyvolá po ukončení konverze funkci „pwm\_on“. Tato funkce provádí kalibraci a převod AD hodnoty na napětí U\_28VC s následnou úpravou střídy PWM na základě této aktuální naměřené hodnoty. Druhá skupina kanálů AD vyvolá funkci „pwm\_off“ po provedení převodu AD hodnot fázových napětí. Tato funkce provede kalibraci naměřených AD hodnot s následnou detekcí průchodu BEMF nulou na volné fázi motoru (bezsenzorové řízení). Obě funkce zpracovávají stavy Hallových snímačů a určují v případě změny stavu na Hallových snímačích nebo při průchodu BEMF nulou polohu rotoru a komutační mechanismus popsany níže. Třetí skupinu AD kanálů zpracovává, CPU, protože obsahuje pouze signály, které nejsou časově kritické a jsou využívány jen pro diagnostiku a záznam provozních dat.

Komutační schéma je znázorněna na Obr. 43. Hlavní myšlenka tohoto způsobu komutace spočívá v aktualizaci polohy rotoru v každém PWM ON a PWM OFF čase, což odpovídá frekvenci 40 kHz. Poloha rotoru se aktualizuje na základě posledních platných otáček motoru. Tato poloha je mezi změnami stavů na Hallových snímačích nebo mezi průchody BEMF nulou pouze odhadována. Mezi těmito událostmi se poloha rotoru mění konstantní rychlostí. Při příchodu platného stavu z Hallových snímačů nebo při platné detekci polohy rotoru z BEMF dojde ke zpřesnění aktuální polohy rotoru. Kdykoli poloha rotoru dosáhne další komutační fáze, modul „cla\_pwm“ změní budicí PWM signály podle aktuální komutační fáze.



Obr. 43. Návrh sekvence komutace.

Každá změna stavu Hallova snímače je klasifikována buď jako platná nebo neplatná na základě aktuálně odhadované polohy rotoru s přihlédnutím k limitům rychlosti otáčení a dynamiky aktuátoru. V případě detekce neplatné události na Hallově snímači se tento snímač vyhodnotí jako neplatný a již dále se nebere při komutaci v úvahu. Ke zvalidnění snímače



může dojít až po obdržení 18 platných stavů. V případě, že je Hallův snímač vyhodnocen jako nevalidní, modul pro zpracování Halových snímačů tento signál simuluje a podle aktuální rychlosti vyvolává změny na daném snímači. Toto je důležité hlavně pro základní kontrolu validity stavů Halových snímačů, která spočívá v kontrole jejich posloupnosti a neplatných kombinací. Pokud by se simulace snímače neprováděla, došlo by k neplatnému znehodnocení i ostatních snímačů, které mohou být validní. Pokud jsou všechny Hallovy snímače vyhodnoceny jako nevalidní, probíhá pouze komutace bezsenzorová.

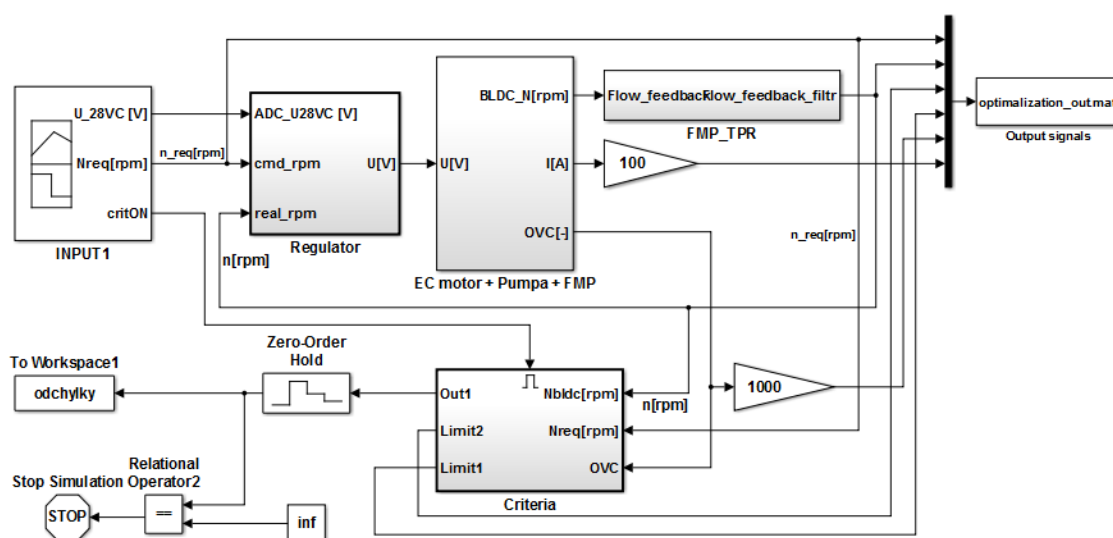
Regulátor rychlosti běží jako task na 10 ms v CPU (modul „regul“). Aktuální a požadovanou rychlost motoru získává z modulu „motor“. Modul „regul“ vypočítá nový akční zásah a výslednou hodnotu požadované střídy PWM předá modulu „cla\_pwm“, který je spouštěn na frekvenci 40 kHz. Detailnější popis struktury regulátoru je proveden v kapitole 7.2.3.

### 7.2.3 Návrh a optimalizace regulátoru

Model pro návrh a optimalizaci regulátoru je zobrazen na Obr. 44. Tento model se skládá z regulátoru, modelu motoru společně s mechanickou částí čerpadla a z bloku nazvaného „Criteria“, který slouží k vyhodnocení kvality regulace a k nastavení požadavků na regulaci.

Optimalizace modelu spočívá v hledání optimálních konstant regulátoru. Pro tento účel byl vytvořen blok s názvem „Criteria“, v kterém jsou implementovány požadavky na odezvu systému. Vstupem do tohoto bloku jsou aktuální otáčky, žádané otáčky a definice horního a dolního limitu, ve kterém se má pohybovat hodnota regulovaných otáček. Horní mez stanovuje maximální překmit otáček, viz požadavek REQ-FCN-04 a horní mez požadovanou dynamiku řízeného systému. Horní mez je zadávána procentuálně z požadovaných otáček a dolní mez je dána časovou konstantou, která určuje maximální dobu ustálení systému na požadovaných otáčkách. V modelu je spodní mez definována přenosovou funkcí prvního řádu.

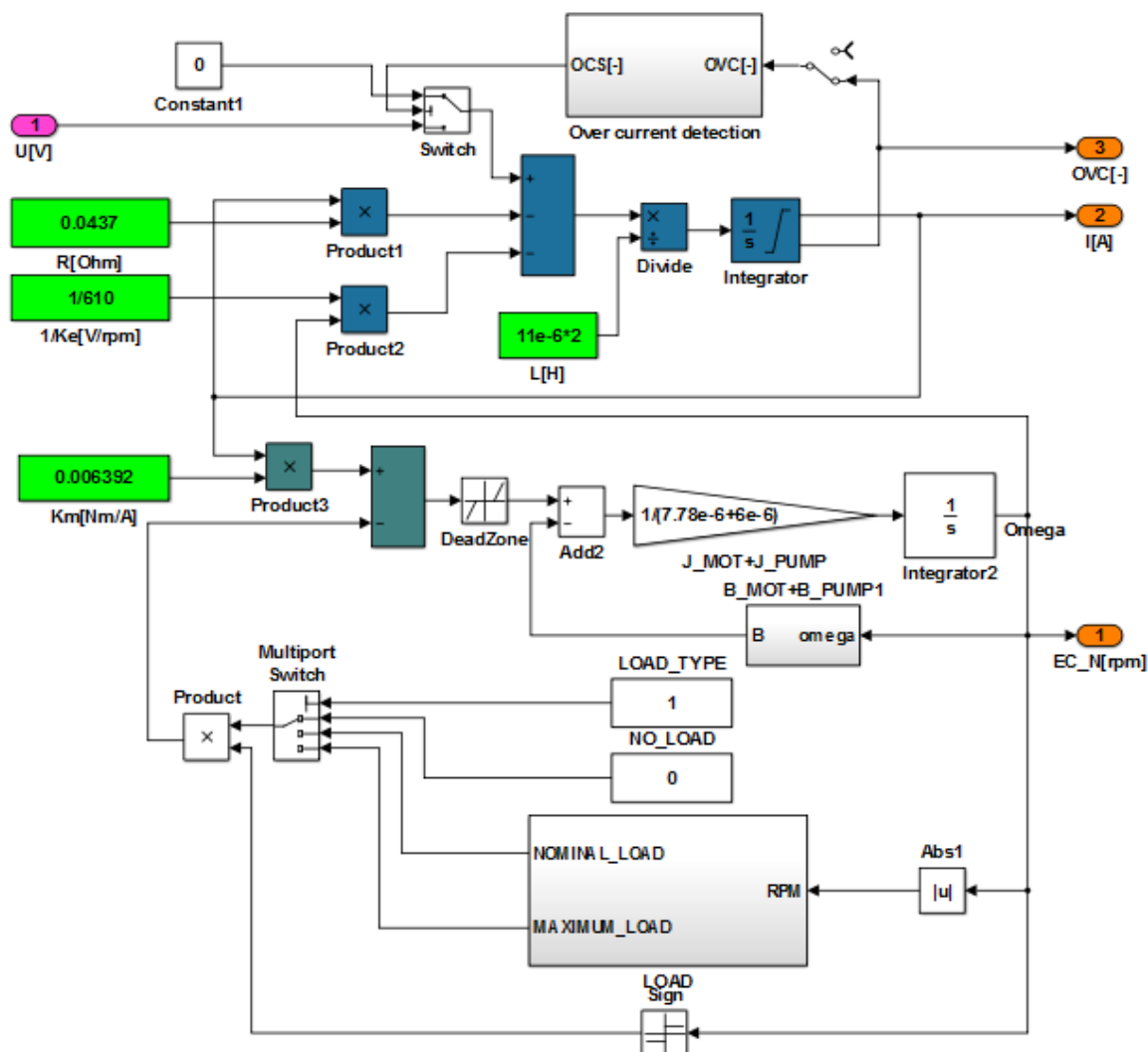
V tomto bloku je implementována i funkce pro vyhodnocení kvality regulace. Pro vyhodnocení kvality regulace byla zvolena metoda nejmenších čtverců, která porovnává aktuální odezvu systému s mezními hodnotami. Tato funkce se počítá po dobu náběhu na požadované otáčky a je spouštěna z generátoru vstupních signálů. Výsledkem je hodnota, úměrná odchylce žádaných otáček od skutečných. Čím nižší hodnota, tím kvalitnější regulační odezva systému. Cílem je, aby odezva systému měla co nejmenší odchylku od požadovaných otáček, ležela mezi oběma limity, a přitom nedocházelo k detekci hardwarového nadproudu.



Obr. 44. Model pro optimalizaci regulační smyčky.

### 7.2.3.1 Úprava modelu FMP

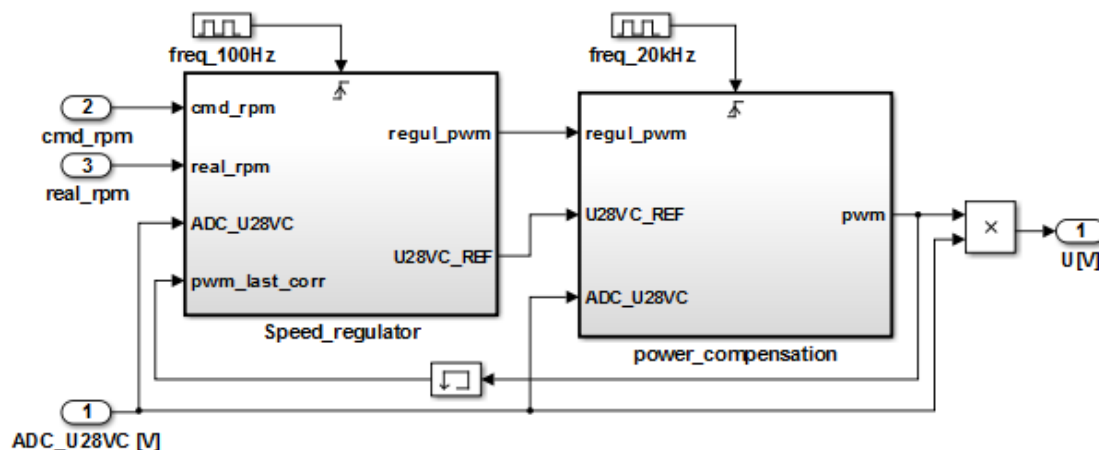
Pro návrh a optimalizaci regulátoru bylo nutné upravit model prezentovaný v kapitole 7.2.1.2. tak, aby simulace byla rychlá. Protože při ladění regulátoru není nutné řešit komutační algoritmus, byl model motoru upraven z třífázového na model stejnosměrného motoru. Úprava spočívá v nahrazení výpočtů momentu motoru a indukovaného napětí, které v předešlém modelu byly počítány pro každou fázi v závislosti na poloze rotoru vůči buzení statoru. Výsledný model je zobrazen na Obr. 45. Tento model byl ještě doplněn o vyhodnocení nadproudu, který vstupuje do vyhodnocovacího kritéria při optimalizace regulátoru.



Obr. 45. Upravený model FMP.

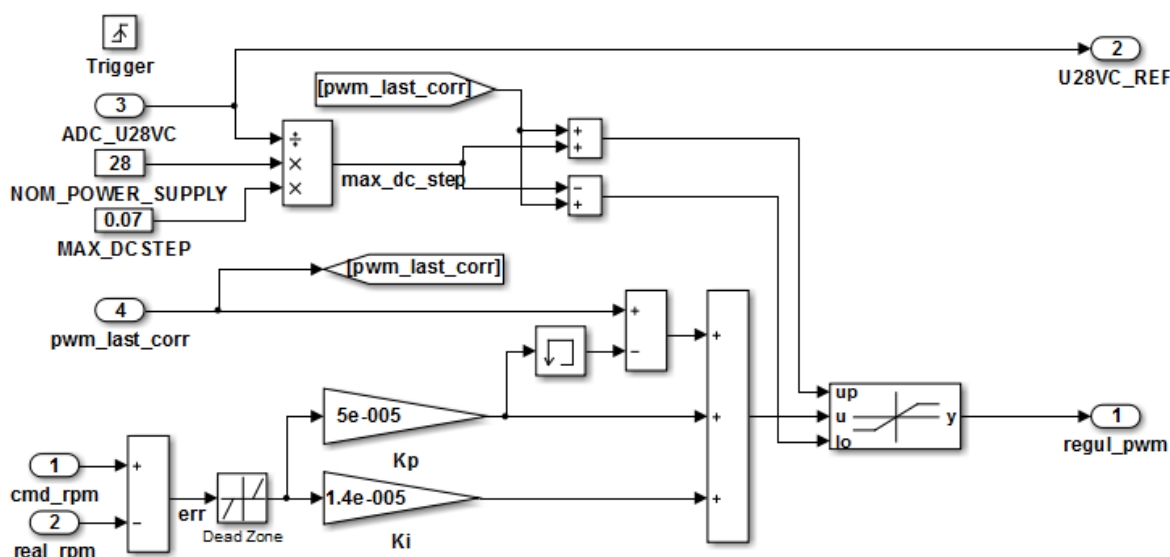
### 7.2.3.2 Návrh regulátoru

Tak jak bylo již naznačeno v předchozích kapitolách, regulační smyčka je složena z otáčkového regulátoru a z podřízené napěťové kompenzace. Otáčkový regulátor pracuje na vzorkovací frekvenci 10 ms. Hodnota vzorkování byla zvolena jako kompromis mezi požadavkem na dynamiku systému a s ohledem na aktualizaci hodnoty otáček tak, aby regulátor neprováděl akční zásah na základě neaktuální hodnoty otáček. Podřízený napěťový kompenzátor pracuje se vzorkovací frekvencí PWM ON, tedy 20kHz. Přepočítaný požadavek na požadovanou střídu PWM je pak kvůli úpravě mechanické části převeden na napětí, které vstupuje do modelu FMP. Regulační struktura je zobrazena na Obr. 46.



Obr. 46. Model regulační struktury.

Interní struktura otáčkového regulátoru je znázorněna na Obr. 47. Jedná se o klasický PI regulátor s implementovaným „anti-windup“ kvůli odstranění růstu integrační složky při dosažení maximální hodnoty regulačního zásahu. Dále je tento regulátor doplněn o omezení maximálního akčního zásahu v jednom výpočetním kroku oproti předchozí nastavené hodnotě. Limity maximální změny se dynamicky přepočítávají v závislosti na aktuální hodnotě napájecího napětí tak, aby při jakýchkoliv podmínkách napájecího napětí byla dodržena vyžadovaná dynamika systému. Protože v regulační struktuře dochází ještě k přepočtu požadovaného akčního zásahu napěťovým kompenzátozem, který je 20krát rychlejší než otáčkový regulátor, může během výpočetního cyklu otáčkového regulátoru dojít ke změně požadované střídy PWM. Proto je nutné zavést zpětnou vazbu z napěťové kompenzace do otáčkového regulátor, která nese informaci o aktuálním akčním zásahu, a na základě této hodnoty přepočítat akční zásah. Díky zavedení této zpětné vazby je zajištěna stabilita regulační smyčky. Kvůli zvýšení stability je do modelu přidán blok „DeadZone“, který zajistí, že při malé regulační odchylce se nebude provádět žádný akční zásah.

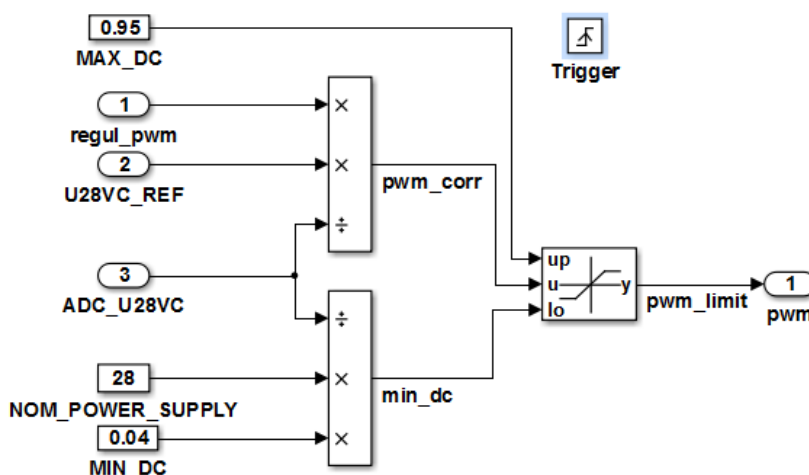


Obr. 47. Interní struktura otáčkového regulátoru.

Interní struktura napěťového kompenzátozem je znázorněna na Obr. 48. V tomto bloku je akční zásah vyžadovaný otáčkovým regulátorem přepočítán dle aktuální hodnoty napájecího napětí.

Při vyšším napájecím napětí je hodnota akčního zásahu snížena. Naopak při nižším napájecím napětí je zvýšena. Akční hodnota je ještě omezena na minimální a maximální střídu PWM. Minimální střída PWM se mění s aktuálním napájecím napětím tak, aby tento limit byl optimalizován vzhledem k aktuálním provozním podmínkám. Horní limit je pevně nastaven na 95 % z rozsahu.

Napěťový regulátor je implementován kvůli zabezpečení otáčkové stability systému při rychlých změnách napájecího napětí, které definuje norma [5], a které jsou souhrnně definovány v požadavcích REQ-FCN-14 a REQ-FCN-15. Především jde o změny napájecího napětí o více než 100 % z nominální hodnoty s náběžnou nebo sestupnou hranou z jedné napěťové úrovně na druhou do 1 ms, a také o ovlivnitelnost vysokofrekvenčními signály, kdy je na napájecí napětí superponováno vysokofrekvenční rušení. Bez implementace tohoto kompenzátoru by otáčkový regulátor nebyl schopen upravovat požadovanou střídu PWM dostatečně rychle, tím by se zvýšila otáčková nestabilita, popřípadě by systém mohl selhat proudovým přetížením.

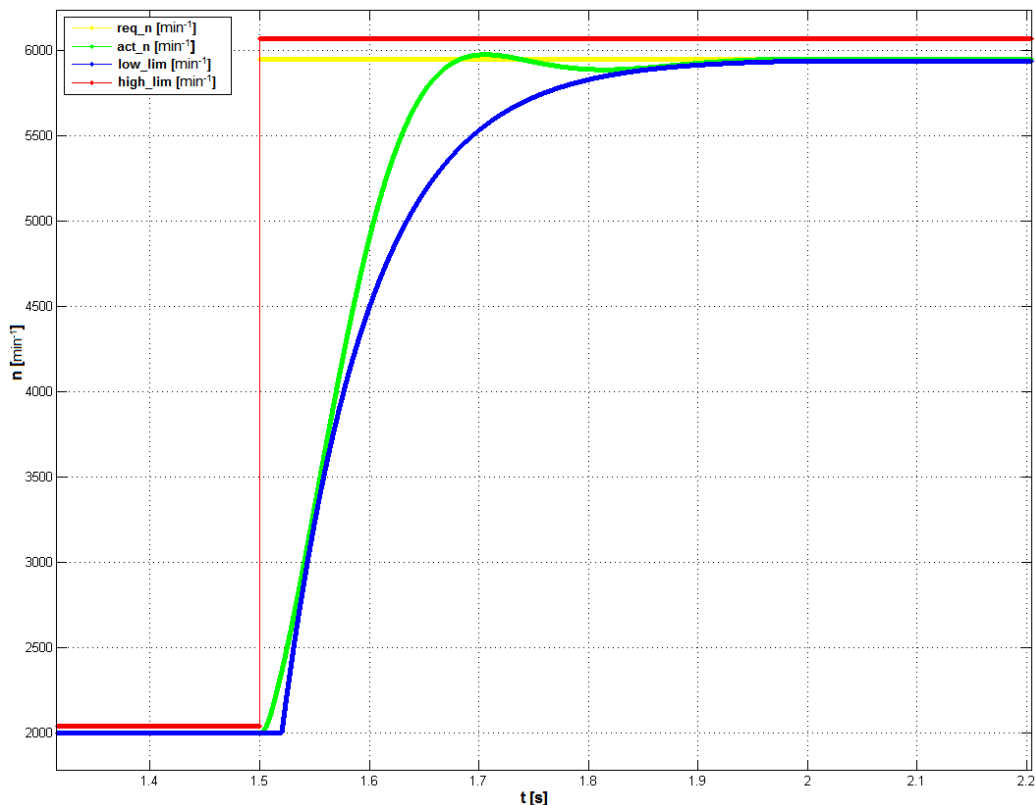


Obr. 48. Interní struktura napěťového kompenzátoru.

### 7.2.3.3 Výsledky optimalizace

Pro účely optimalizace byl vytvořen program, který spouští model a iteračně mění jednotlivé složky regulátoru s následným vyhodnocením výsledků. K nastavení konstant byla použita iterační metoda půlení intervalu.

Na Obr. 49. je znázorněna výsledná odezva regulační smyčky s optimálně nastaveným regulátorem PI. Dále jsou zde vykresleny mezní charakteristiky a žádaná hodnota otáček. Z dosažených výsledků lze konstatovat, že navržený regulátor splňuje požadavky na kvalitu regulace a lze jej použít pro reálný systém. Celá metodika se ukazuje jako vhodná pro optimální návrh řídicích algoritmů. Díky aplikaci této metody se podařilo radikálně zkrátit čas vývoje.



Obr. 49. Výsledky simulace optimalizovaného regulátoru

## 7.2.4 Ověření navrženého algoritmu

Funkčnost navrženého řídicího algoritmu bude prokázána vůči vybraným zákaznickým požadavkům, které jsou spojeny s řízením motoru. Vykony a vyhodnoceny jsou následující testy:

- mapování přesnosti otáčkové regulace,
- mapování dynamiky řízení,
- detekce chyby Hallových snímačů.

### 7.2.4.1 Mapování přesnosti otáčkové regulace

#### Účel testu

Účelem tohoto testu je měření a vyhodnocení stability a přesnosti otáčkové regulace podle požadavků REQ-FCN-03 a REQ-FCN-09. Měření je provedeno pro 46 otáčkových úrovní, od  $600 \text{ min}^{-1}$  do  $9\,800 \text{ min}^{-1}$  s otáčkovým krokem  $200 \text{ min}^{-1}$ . Pro každou otáčkovou úroveň je zaznamenáno 25 000 vzorků tak, aby byla eliminována statistická chyba měření.

Otáčková přesnost je měřena pro tři případy nastavení řídicího algoritmu a to:

- komutace na základě Hallových snímačů,
- komutace na základě bezsenzorového snímání polohy rotoru,
- redundantní komutace na základě senzorové i bezsenzorové detekce polohy rotoru.

#### Nastavení testu

Test je vykonán při pokojové teplotě na hydraulickém standu, který simuluje reálný palivový okruh. Pro vyhodnocení je zaznamenávána aktuální hodnota střídý PWM a aktuální otáčky motoru. Aktuální otáčky jsou zaznamenávány měřením zpětné proudové smyčky FlowFb.

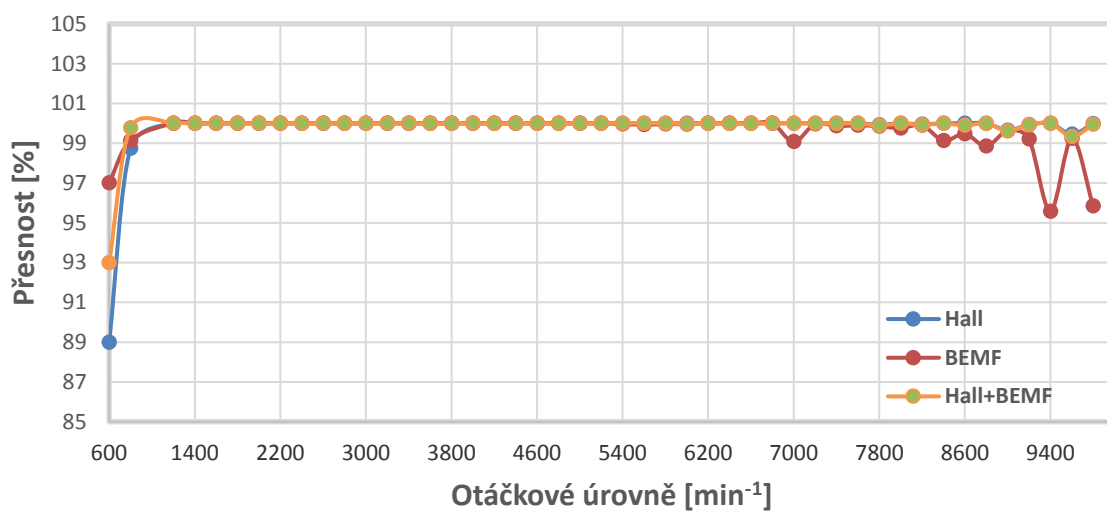
Tento způsob je zvolen kvůli rychlejší odezvě na změny otáček, než by byla data získávána ze sériové komunikace. Pro vyhodnocení funkčnosti regulátoru v reálných podmínkách je zaznamenáváno i aktuální napájecí napětí  $U_{28}$  V. Zpracování naměřených dat je provedeno v prostředí Matlab.

### Akceptační kritéria pro vyhodnocení výsledků testu

Každá naměřená hodnota otáček je porovnávána se střední hodnotou otáček z celého měření pro danou otáčkovou úroveň. Počet vzorků, které jsou mimo 1 % toleranční oblast od střední hodnoty, je vyjádřen v %.

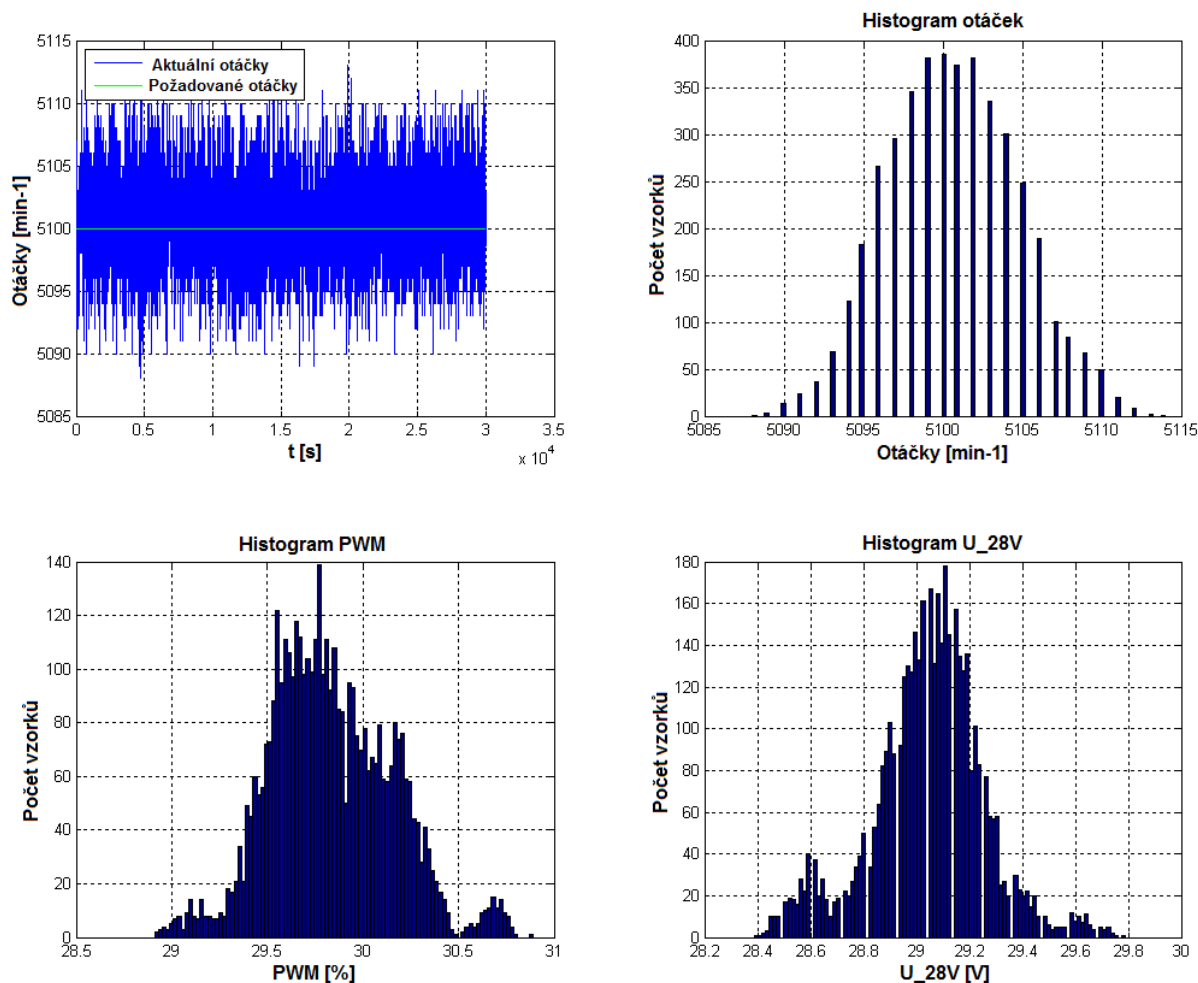
### Výsledky testu

Souhrnné výsledky testu jsou zobrazeny na Obr. 50. Tento graf barevně odlišuje získané výsledky pro jednotlivé způsoby komutace.



Obr. 50. Přesnost a stabilita otáčkové regulace v %

Příklad zpracování naměřených dat v Matlab pro jednu otáčkovou hladinu je uvedeno na Obr. 51



Obr. 51. Ukázka vyhodnocení výsledku stability

### Zdůvodnění výsledků

Výsledky testu ukazují relativně velkou odchylku v přesnosti regulace na nízkých otáčkách (600 min<sup>-1</sup>). Tato odchylka není ovšem způsobena regulátorem, ale rozlišením střídá PWM. Při nejmenším možném akčním zásahu regulátoru, který odpovídá změně o 0,1 % z celkového rozlišení, dojde ke změně otáček větší než přípustných 6 min<sup>-1</sup> pro tuto otáčkovou hladinu. Tato odchylka na těchto nízkých otáčkách je ovšem akceptovatelná, takže není třeba upravovat řídicí algoritmus.

Pro 500 otáček za minutu nebyla otáčková stabilita měřena, protože na těchto otáčkách již nebyl zaručen plynulý chod motoru při zpětnovazební regulaci. Díky těsnosti čerpadla docházelo při akčním zásahu regulátoru k zastavení motoru a opětovnému roztočení. Tento problém je řešitelný tak, že by se do dosažení otáček 600 min<sup>-1</sup> řídil motor v otevřené smyčce dostatečně vysokým PWM a komutace by byla řízena frekvenčně, tzn., že podle požadovaných otáček by se měnila frekvence přepínání komutačních stavů. Tímto přístupem lze dosáhnout i velice nízkých otáček, teoreticky i jednu otáčku za minutu. Limitací tohoto přístupu jsou proudová omezení výkonových prvků, protože při stojícím motoru jím protékající proud je dán odporem vinutí a přivedeným napájecím napětím. To znamená, že při malé střídě PWM výkonovým můstkem a motorem protéká relativně velký proud. Tento způsob řízení ale nebylo třeba implementovat, protože pro požadovaný rozsah dodávky paliva byly minimální otáčky 600 min<sup>-1</sup> dostatečné.

Z výsledků simulace je také patrné, že při použití pouze bezsenzorového řízení motoru je snížena přesnost regulace na vyšších otáčkách kolem  $8\,400\text{ min}^{-1}$  a výše. Toto je způsobeno frekvencí vyhodnocování průchodu nulou na volné fázi, která je aktuálně 20 kHz a také oříznutím indukovaného napětí pod nulou, které je způsobeno zpětnou diodou výkonových tranzistorů. Díky těmto jevům se stává, že pod nulou není naměřen ani jeden vzorek a průchod se dopočítává z naměřených hodnot nad nulou. Vypočet se provádí ze dvou naměřených validních vzorků, z kterých se vypočítá směrnice a tím se zjistí, kdy došlo k průchodu. Díky rušení měřeného indukovaného napětí ovšem není vždy tento dopočet stoprocentní a tím se do algoritmu zavede tato nepřesnost. Odstranění tohoto jevu je možné několika způsoby, např. zvýšením počtu měření, ze kterých se průchod určuje, např. na vyšších otáčkách přepnout na měření BEMF v PWM ON, atd. Nicméně ani toto nebylo nutné řešit, protože na čistě bezsenzorové řízení motoru se v aplikaci přepíná až při výpadku všech Hallových snímačů. Navíc pro požadovanou maximální dodávku paliva se ukázalo, že stačí maximální otáčky motoru  $8\,000\text{ min}^{-1}$  a do této otáčkové hladiny je algoritmus plně funkční.

#### 7.2.4.2 Mapování dynamiky řízení

##### Účel testu

Účelem tohoto testu je ověřit plnění požadavků REQ-FCN-04 a REQ-FCN-05.

##### Nastavení testu

Test je vykonán při pokojové teplotě na hydraulickém standu, který simuluje reálný palivový okruh. Do řídicí jednotky je přes sériové rozhraní poslána zpráva se skokovou změnou požadavku na průtok. Odezva systému je měřena osciloskopem na proudové smyčce „FlowFb“, která nese informaci o aktuálním průtoku paliva. Záznam osciloskopu je spuštěn zprávou obsahující změnu žádané hodnoty, která je vyslána testerem simulujícím nadřazenou řídicí jednotku ECU. Měření je provedeno pro kladný skok požadavku na průtok (přidání paliva) i pro záporný skok požadavku paliva (snížení dodávky).

##### Akceptační kritéria pro vyhodnocení výsledků testu

Řídicí jednotka musí splnit následující akceptační kritéria:

- pro pozitivní i negativní požadavek na dodávku paliva, musí dojít k ustálení průtoku paliva do 240 ms,
- překmit dodávky paliva nesmí být větší než 2 %,
- 95 % dodávky paliva z požadované hodnoty musí být dosaženo do 150 ms.

##### Výsledky testu

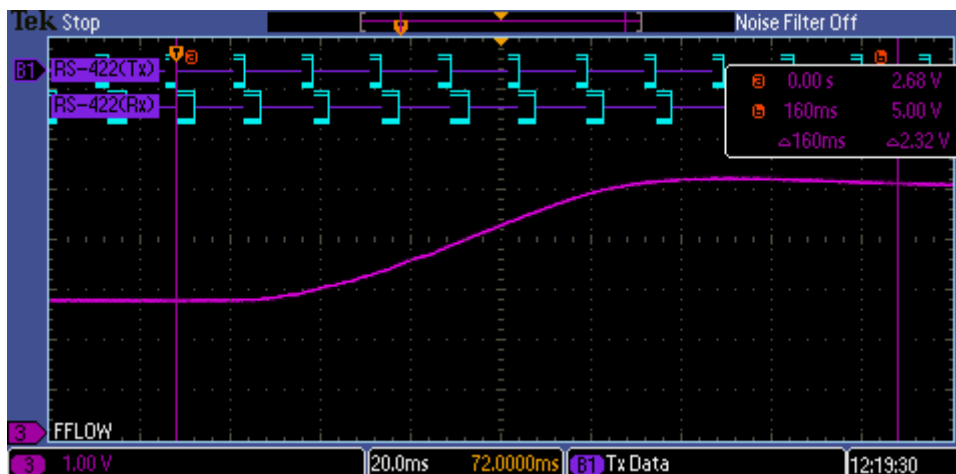
Test je proveden pro skokové změny uvedené v Tab. 12

Skoková změna		Naměřený čas			Výsledek
z otáček $\text{min}^{-1}$	na otáčky $\text{min}^{-1}$	Dosažení ustálení průtoku	Překmit	Čas dosažení 95 % průtoku	
1000	5000	160 ms	1,5 %	88 ms	Splněno
1000	7000	168 ms	2 %	100 ms	Splněno
9000	5000	148 ms	0 %	96 ms	Splněno

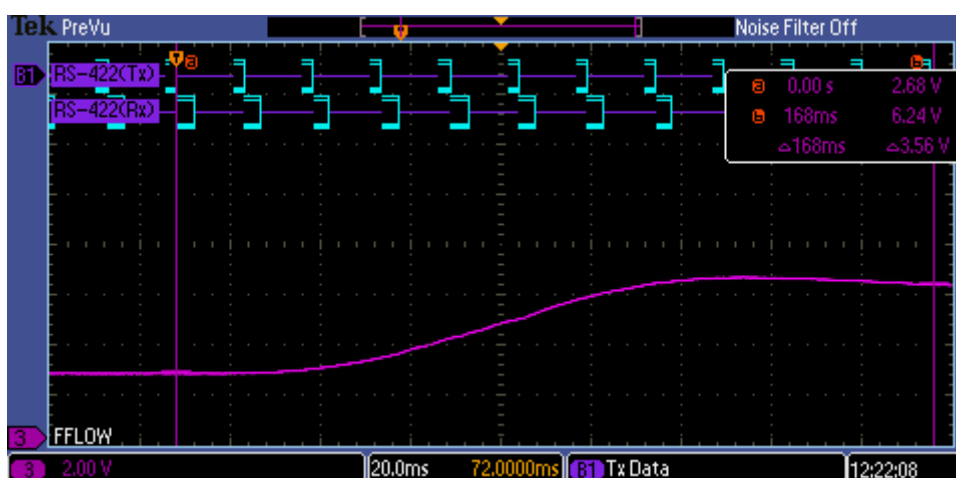
Tab. 12. Vyhodnocení dat z testů dynamiky průtoku



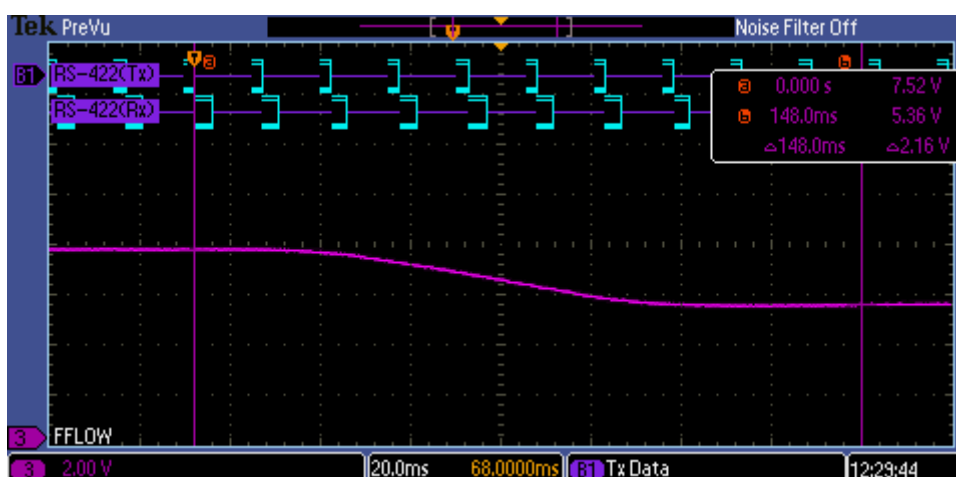
Naměřená data osciloskopem jsou na následujících obrázcích.



Obr. 52. Měření času do ustálení otáček z hodnoty  $1000 \text{ min}^{-1}$  na  $5000 \text{ min}^{-1}$



Obr. 53. Měření času do ustálení otáček z hodnoty  $1000 \text{ min}^{-1}$  na  $7000 \text{ min}^{-1}$



Obr. 54. Měření času do ustálení otáček z hodnoty  $9000 \text{ min}^{-1}$  na  $5000 \text{ min}^{-1}$

### 7.2.4.3 Detekce chyby Hallových snímačů

#### Účel testu

Účelem tohoto testu je ověřit požadavek REQ-FCN-08.

#### Nastavení testu

Za účelem provedení tohoto testu musely být do řídicí jednotky přidány tři digitální výstupní signály. Každý tento digitální signál je svázán s jedním Halovým snímačem a v případě detekce chyby je nastaven do logické úrovně 1. Tyto signály společně se signály z Halových snímačů a proudovou smyčkou „Flow\_Fb“ jsou připojeny k osciloskopu. Připojené Halovy snímače procházejí před vstupem do řídicí elektroniky testovacím přípravkem, který umožňuje simulovat chyby na Halových snímačích buď externím triggerem nebo manuálně.

#### Akceptační kritéria pro vyhodnocení výsledků testu

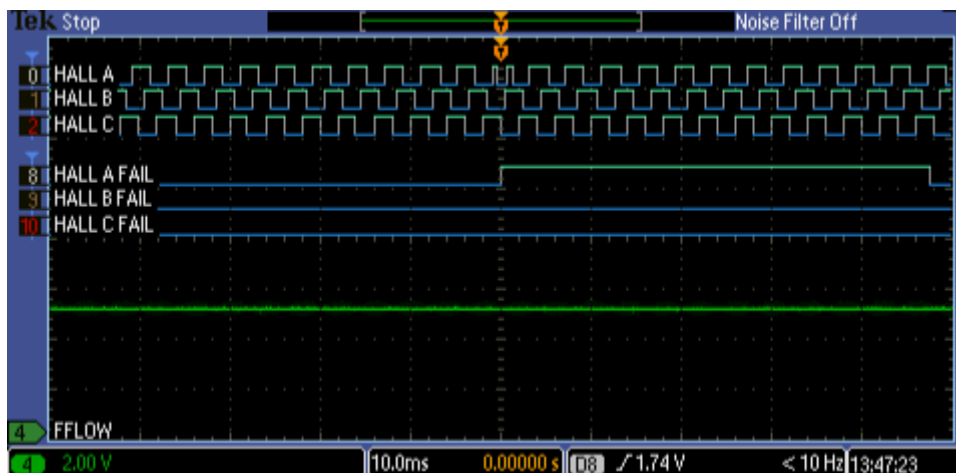
Selhání jakéhokoliv Halova snímače nesmí mít vliv na hodnotu výstupní proudové smyčky „Flow\_Fb“.

Všechny chyby na Halových snímačích musejí být detekovány a signalizovány.

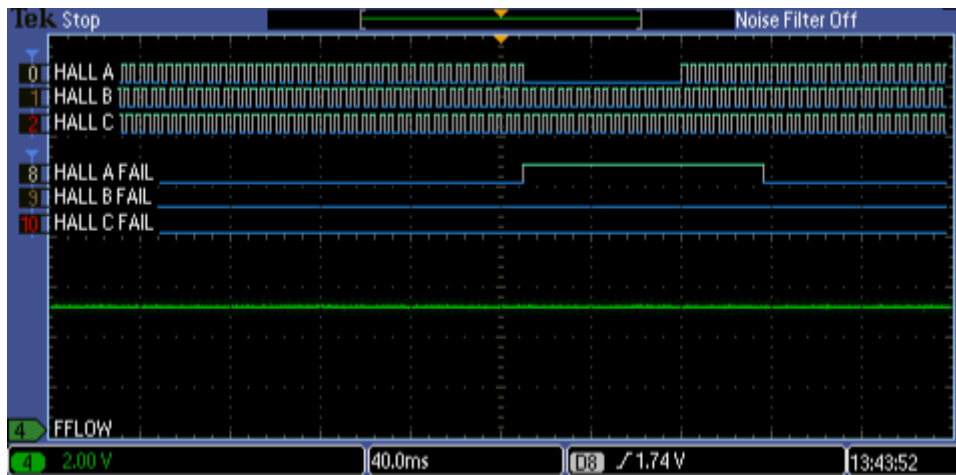
Při rychlých změnách požadavku na průtok nesmí být na žádném z Halových snímačů detekována jejich chyba.

#### Výsledky testu

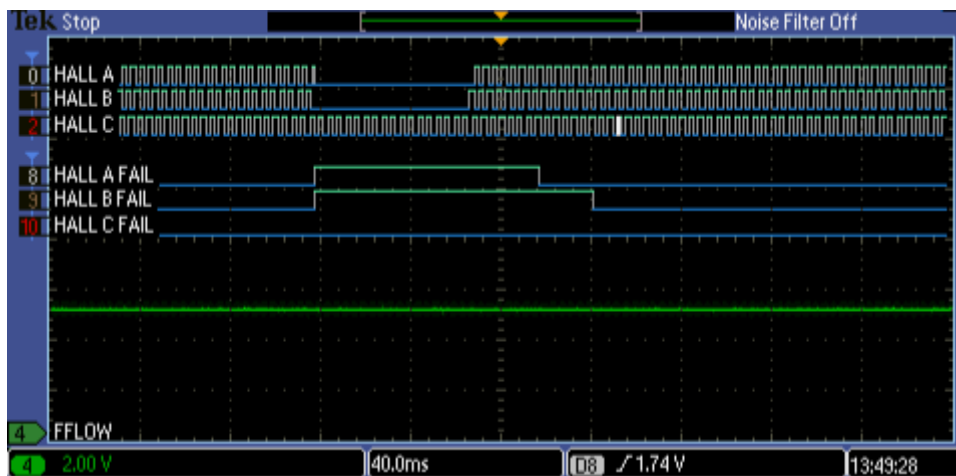
Záznamy z výsledků testu jsou provedeny pro různě dlouhé výpadky na Halových snímačích včetně náhodného generování chyby. Výsledky jsou zobrazeny na následujících záznamech z osciloskopu.



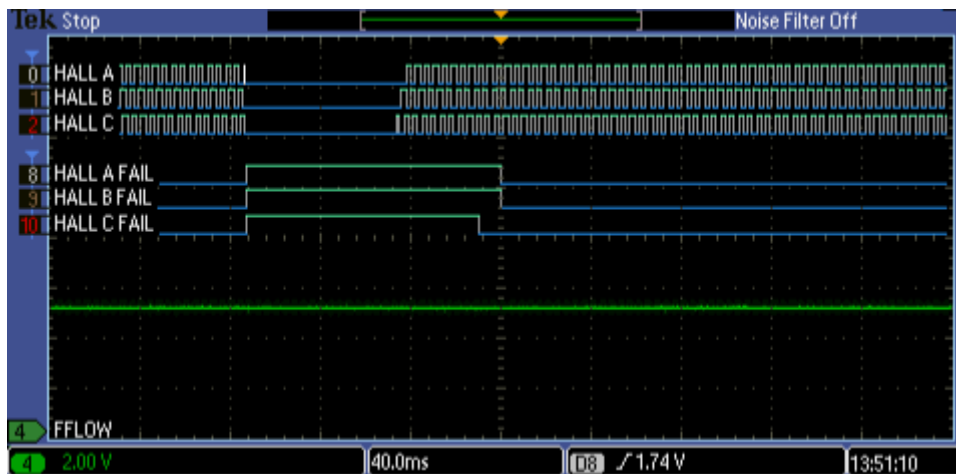
Obr. 55. Chyba na Hallově snímači o délce 1 ms



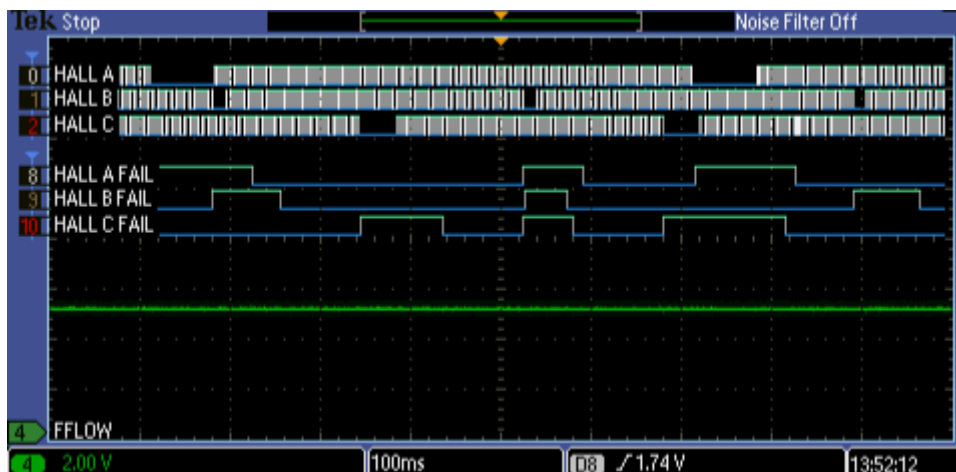
Obr. 56. Chyba na Hallově snímači o délce 70 ms



Obr. 57. Chyba na dvou Hallových snímačích o minimální délce 70 ms

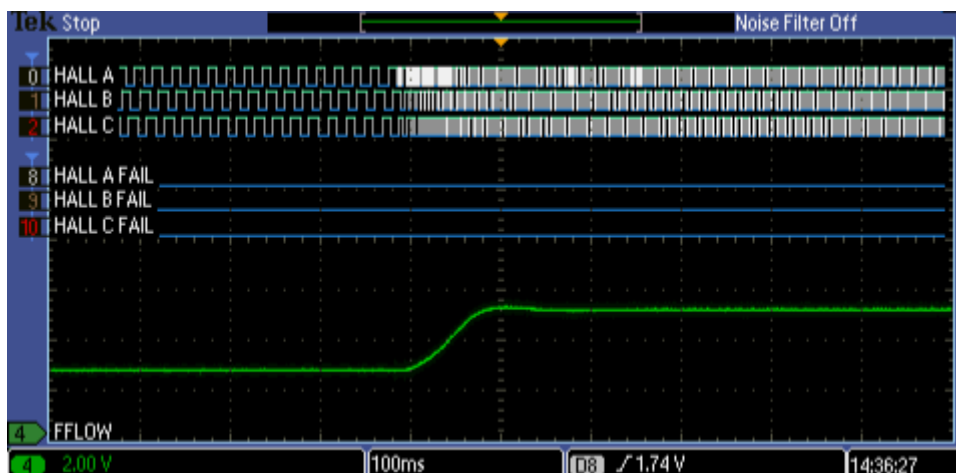


Obr. 58. Chyba na třech Hallových snímačích o minimální délce 70 ms



Obr. 59. Náhodně generovaná chyba na Halových snímačích

Následující záznam prokazuje, že při rychlé změně otáček kontrolní algoritmus nedetekuje výpadky Hallových snímačů.



Obr. 60. Skoková změna otáček

Z naměřených výsledků je patrné, že navržený algoritmus pro detekci chyby na Halových snímačích, včetně opětovného zvalidnění po odeznění chyby, funguje korektně dle návrhu. Výpadek jakéhokoliv Halova snímače neovlivní otáčky motoru a tím ani dodávku paliva. Při rychlé změně otáček není falešně detekován žádný výpadek Hallova snímače. To znamená, že navržený algoritmus funguje korektně a požadavek REQ-FCN-08 je splněn.

## 8 Návrh diagnostických algoritmů

K základním diagnostickým algoritmům patří monitoring měřených veličin, digitálních vstupů / výstupů a kontrola interních procesů s následným vyhodnocením jejich validity na základě definovaných akceptačních kritérií. K provedení této diagnostiky je nutná dobrá znalost aplikace tak, aby nastavená kritéria odhalovala korektně vzniklé chyby a nebyly hlášeny falešné příznaky. Tento přístup patří do diagnostických algoritmů „ad hoc“, tedy chyba je detekována, až nastane. To může být hlavně u kritických aplikací velkým problémem, proto moderní trendy v této oblasti cílí na predikční diagnostické algoritmy, které jsou schopny chybový stav buď predikovat a tím předejít hazardnímu stavu, nebo naopak prodloužit servisní interval. Druhý z uvedených přístupů se u leteckých aplikací zatím příliš často nepoužívá, protože vyžaduje data z provozu, a elektronický modul, který hodnoty zaznamenává a vyhodnocuje. Právě to představuje zásadní problém, protože u již v minulosti a současnosti aplikací fungujících delší dobu je sice k dispozici dostatečné množství provozních dat, ale chybí řídicí elektronika, která by data zpracovávala. Na druhé straně u nových aplikací naopak chybí měřená data a u aplikací, které mají životnost 30 let a více a pracují v různých provozních podmínkách, je nasbírání reprezentativního vzorku dat poměrně časově náročné.

Na základě výše uvedeného se výrobci leteckých aplikací uchylují pouze k tomu, že u nových aplikací zaznamenávají data a nechávají si dostatečný výpočetní výkon, aby po nasbírání dat je mohli vyhodnotit a následně tyto predikční algoritmy implementovat. Tato disertační práce je zaměřena na obě dvě skupiny těchto diagnostických algoritmů s cílem pokusit se o návrh predikčního algoritmu, který bude v cílové aplikaci testován.

### 8.1 Detekce chybových stavů

Detekce chybových stavů je vždy svázána s konkrétní aplikací, pro kterou je detekční algoritmus navrhován. Všechny navržené testy nelze provádět bez změn ve všech provozních módech, některé lze provádět jen při specifických podmínkách a u některých je třeba měnit akceptační kritéria na základě provozního stavu, ve kterém se právě aplikace nachází.

Cílem této práce není navrhnout detekční algoritmy pro jednu konkrétní aplikaci, ale definovat obecné přístupy a základní myšlenky jednotlivých testů, které je možné využít u elektronických systémů postavených na MCU, které řídí trojfázově napájený motor.

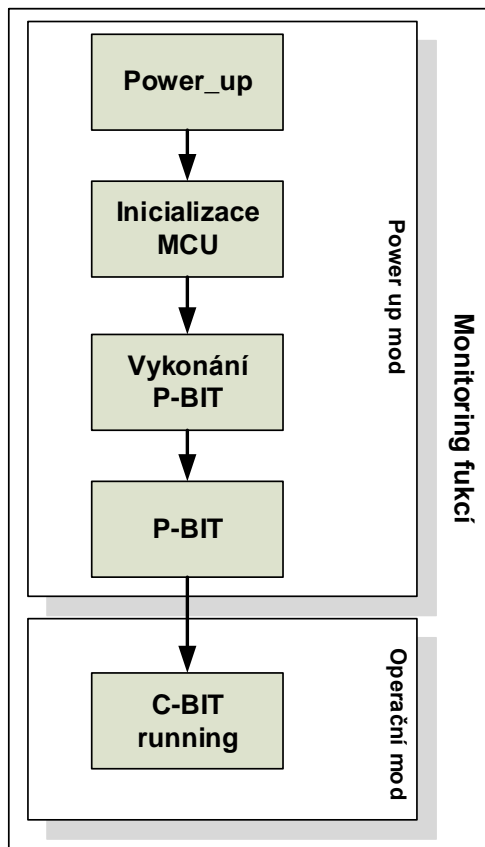
Detekční algoritmy jsou vykonávány takzvanými Built-in-Tests (BIT), které jsou implementovány do řídicího SW. Tyto testy se dělí podle toho, jak často a v jakém okamžiku jsou vykonávány. Časová souslednost těchto testů je znázorněna na Obr. 61.

BIT testy se dělí do následujících základních kategorií:

- Power Built-in-Test (P-BIT) – tato skupina testů je vykonávána po zapnutí napájení v takzvaném „power-up-módu“. Tato skupina testů zajistí detekci chyb před spuštěním hlavních funkcí zařízení.
- Continous Built-in-Test (C-BIT) – tato skupina testů je vykonávána v operačním módu a tyto testy se provádí cyklicky s určitou periodou nebo při změně stavu.
- Initiated built-in-test (I-BIT) – tato skupina testů se provádí na vyžádání uživatele a může být rozšířená o P-BIT, které se nemohou dělat periodicky.

Provádění BIT testů probíhá permanentně ve všech provozních módech. V případě, že je detekována chyba, je tato událost nahlášena nadřazenému systému a podle její kritičnosti se zastaví nebo nezastaví motor. V případě že se jedná o kritickou chybu, zastaví nebo nezastaví

motor. V případě že se jedná o kritickou chybu, motor se zastaví a je hlášen FAULT. V opačném případě je hlášen degradovaný mód, který nezpůsobuje zastavení motoru, ale značí, že není zachována plná výkonnost systému. Některé chyby mohou být dočasné a je na posouzení, zda je možné po odeznění této chyby obnovit činnost zařízení. U tohoto typu chyb je třeba vždy přihlídnout k funkcionalitě celého systému a teprve poté lze konstatovat, co je pro danou aplikaci bezpečnější.



Obr. 61. Sekvence BIT testů

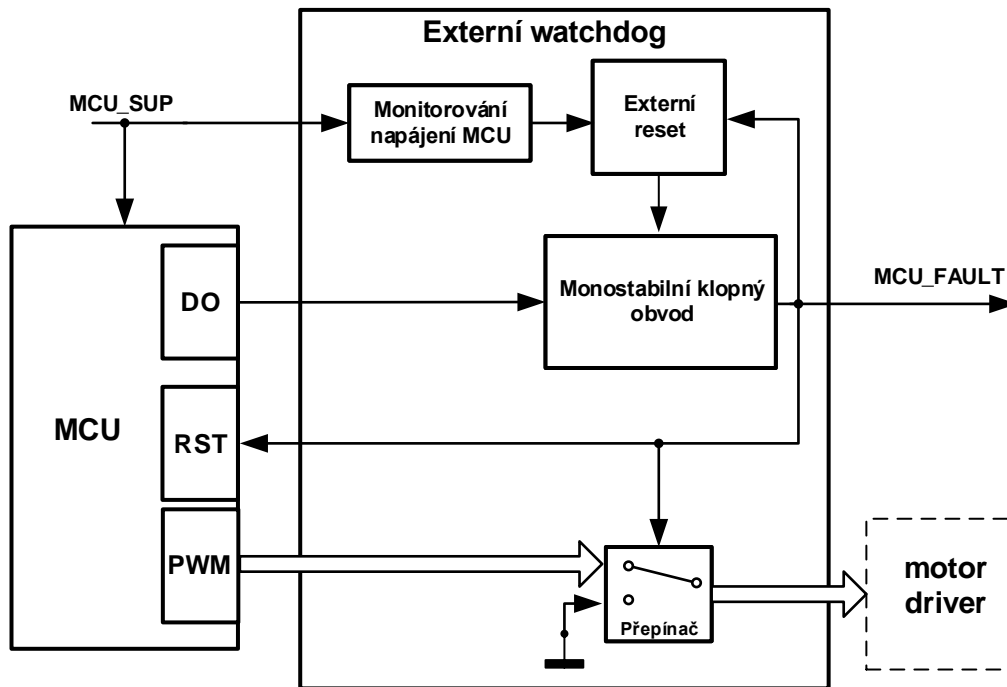
Všechny navrhované testy jsou vykonávány v SW, a proto je nejdříve nutné ověřit korektní chování MCU a SW algoritmu.

### 8.1.1 HW BIT test MCU

Kontrola SW je provedena nezávislým HW blokem tak, aby jeho funkčnost byla co nejspolehlivější. Principem této verifikace je kontrola signálu generovaného periodicky z MCU. Stav výstupního signálu z MCU musí být pravidelně měněn v hlavní smyčce programu. Generování tohoto signálu nesmí být prováděno v žádné autonomní periférii MCU, ale pro generování musí být využit obyčejný digitální výstup. V případě, že SW bude vykazovat chybu, přestane se pravidelně měnit stav digitálního výstupu. Pokud tato chyba nastane, je nutné resetovat MCU, bezpečně zastavit motor a hlásit chybu nadřazenému systému. HW blok tedy musí zajistit následující funkce:

- vyhodnocení frekvence výstupního signálu z MCU,
- resetování MCU,
- bezpečné zastavení elektrického motoru,
- signalizovat chybový stav nadřazenému systému,
- inicializaci až po naběhnutí všech napájecích zdrojů pro MCU a po inicializaci MCU.

Blokové schéma s návrhem funkce je na Obr. 62.



Obr. 62. Architektura externího watchdog

V případě, že není monostabilní klopný obvod resetován s danou frekvencí, překlopí svůj výstup „MCU\_FAULT“ do logické 1. Na základě tohoto signálu se odpojí PWM výstupy z MCU od napáječe motoru, resetuje se procesor a signálem MCU\_FAULT se hlásí chyba. V případě, že je napájení MCU v pořádku, se po uplynutí času daného RC filtrem blok Externí reset resetuje monostabilní klopný obvod čímž, se uvolní MCU z resetu a PWM výstupy z MCU se připojí k motorovému driveru.

### 8.1.2 SW BIT testy

Základní BIT testy jsou uvedeny souhrnně v Tab. 13. Pro každý test je uvedeno, kdy může být vykonán (P-BIT, C-BIT nebo I-BIT), zda je resetovatelný, jeho kritičnost a popis testu.

Popis testu	Crit/Deg	Obnovitelnost	PBIT	CBIT	IBIT
Kontrola ALU, pravidelně se provádí základní matematické výpočty a jejich výsledky se kontrolují s výsledky uloženými v paměti v případě nesouladu je vyvolána chyba.	crit	ne	ano	ano	ano
Kontrola integrity dat v paměti – každá paměťová oblast je chráněna CRC, dělení na oblasti je podle kritičnosti dat a skupiny, do které patří, např. kalibrační AD konstanty, kontrola probíhá vypočítáním CRC s následnou kontrolou hodnoty uložené v paměti, v případě chyby kritických dat je vyhlášena kritická chyba.	crit / deg	ne	ano	ano	ne
Kontrola registrů v externí paměti – důležitá data jako kalibrační konstanty, parametry pro řízení motoru atd., jsou ukládány do tří paměťových míst, při inicializaci se tyto data vyčtou a porovnají, vždy se vybírá podle pravidla dva ze tří. V případě všech tří rozdílných hodnot je vyhlášena chyba.	crit	ne	ano	ano	ano
Zápis dat do externí paměti – při zápisu dat se následně provede vyčtení a porovnání, pokud se data neshodují, provede se opětovný zápis a vyčtení, pokud ani na podruhé se nezdaří zápis, je vyhlášena chyba. Protože se do paměti během provozu zaznamenávají jen provozní data, je tato chyba nekritická.	deg	ne	ne	ano	ano
Kontrola AD převodníku – na každý nezávislý AD převodník je na jeden kanál přivedena referenční hodnota a kontrola probíhá tak, že se změří hodnoty. Tyto musí být v definované toleranci, pokud tomu tak není, je vyhlášena chyba.	crit	ne	ano	ano	ano
Kontrola MCU časovače – pokud časovač napočítá do stanovené hodnoty, překlopí se digitální výstup vždy z jedné log. úrovně do druhé, tato hodnota je filtrována a vyfiltrovaná hodnota přivedena na AD kanál, naměřená hodnota na AD kanálu musí ležet v toleranční oblasti, pokud ne, je vyhlášena chyba.	crit	ne	ano	ano	ano
Kontrola analogových snímačů – provádí se kontrola gradientu a provozního rozsahu, tyto údaje jsou vztaženy k dané aplikaci, v případě, že je naměřena hodnota mimo definovanou oblast, je vyhlášena chyba a podle toho, k čemu je hodnota využívána, volí se její kritičnost.	crit / deg	ne	ne	ano	ano



Kontrola Hallových snímačů – za chodu se kontroluje jejich posloupnost a stavy, při P-BIT se projdou jednotlivé komutační polohy a kontroluje se korektní odezva na výstupech z Hallových snímačů.	deg	ano	ano	ano	ano
Kontrola digitálních výstupů – po změně nastavení se provádí zpětné čtení, v případě, že si logické úrovně neodpovídají, je vyhlášena chyba.	crit	ne	ne	ano	ano
Kontrola komunikace – tato kontrola je vždy závislá na typu komunikace, ale obecně se kontroluje konzistence zpráv, validita dat kontrolními součty, časování, kritičnost se stanovuje podle toho, zda existuje redundantní zdroj řízení.	crit / deg	ano	ne	ano	ano
Kontrola napájecího napětí jednotky – v případě poklesu pod limit napájecí sítě, je vyvolána chyba	crit	ano	ano	ano	ano
Kontrola napáječů motoru – kontroluje se velikost napájecího napětí napáječů a v klidovém stavu se změří fázová napětí, které musí ležet v definovaném tolerančním rozsahu. Pokud ne, je vyhlášena kritická chyba.	crit	ne	ano	ne	ano
Kontrola tranzistorů ve výkonovém můstku – kontrola spočívá v sepnutí vždy jednoho tranzistoru a naměření fázového napětí v dané fázi. Naměřené napětí horních spínačů musí odpovídat cca napájecímu napětí a po sepnutí dolních spínačů musí naměřené napětí odpovídat GND, v případě že ne, je vyhlášena chyba	crit	ne	ano	ne	ano
Kontrola připojení motoru – malým PWM se spíná vždy jeden horní tranzistor, k tomu se sepne jeden spodní, měří se proud tekoucí do motoru, naměřená hodnota musí ležet v definovaném tolerančním rozsahu, pokud je naměřena vyšší hodnota, tak na motoru je zkrat, v případě naměřené nižší hodnoty je fáze rozpojena.	crit	ne	ano	ne	ano

Tab. 13. Seznam BIT testů

## 8.2 Monitoring provozních stavů a odhad životnosti

Moderním trendem u elektronických zařízení pro aplikační oblast letectví je monitorování aktuálního stavu zařízení s následným vyhodnocením naměřených hodnot a predikcí servisního intervalu.

### 8.2.1 Predikce životnosti řídicí jednotky

Mezi nejvýznamnější parametry, které ovlivňují aktuální stav a životnost elektronických komponent, patří provozní teplota a jejich provozní zatížení. Na základě těchto hodnot lze sestavit predikční algoritmus pro odhad životnosti. Hlavní myšlenka takového algoritmu spočívá ve zvyšování životnostního faktoru při vyšším zatížení nebo vyšší teplotě, a naopak, při nižším zatížení nebo teplotě se tento faktor snižuje a tím se prodlužuje životnost.

Aktuální stav řídicí jednotky FPC je určován z doby jejího provozu. Toto zařízení je navrženo na 30 000 operačních hodin se servisním intervalem po 6 000 hodinách. Pokud by nebyl predikční algoritmus implementován, tak by se počítaly provozní hodiny, po uplynutí 6 000 h by zařízení bylo demontováno z leteckého motoru a musel by být proveden servisní zásah. Při implementaci predikčního algoritmu je celkový operační čas upravován na základě aktuálních provozních podmínek podle následujícího vztahu:

$$T_{corr} = T * TAF * LAF, \quad (16)$$

kde  $T_{corr}$  je přepočítaný provozní čas v sekundách,  $T$  je reálný provozní čas mezi přepočty v sekundách,  $TAF$  je teplotní akcelerační faktor a  $LAF$  akcelerační faktor daný zatížením.

Výpočet  $T_{corr}$  se provádí periodicky s periodou otáčkového regulátoru. V tomto intervalu je zaručeno, že nedojde k zásadní změně provozních podmínek. Provozní podmínky jsou rozděleny do pracovních intervalů, pro které jsou stanoveny jejich akcelerační faktory. Vypočítané hodnoty  $T_{corr}$  se sčítají a porovnávají s limitními hodnotami pro servisní interval a s celkovou dobou života zařízení. Při dosažení těchto limitních hodnot je tento stav signalizován nadřazenému systému přes digitální komunikaci.

### 8.2.1.1 Stanovení teplotního akceleračního faktoru

Životnost elektronických komponent závisí na provozní teplotě a vyšší provozní teplota vede ke zkrácení jejich životnosti. Předpokládaný průběh zkracování života je exponenciální. Zařízení bylo navrženo pro maximální provozní teplotu 85 °C a při této teplotě musí být zařízení schopné pracovat po celou dobu života. Pracovní teploty jsou tedy rozděleny do jednotlivých intervalů, pro které je stanoven akcelerační faktor podle vztahu:

$$AF = e^{K\left(\frac{1}{T_{op}} - \frac{1}{T_{str}}\right)}, \quad (17)$$

kde  $AF$  je akcelerační faktor,  $K$  je degradační konstanta stanovená na základě nejslabší komponenty (elektrolytické kondenzátory),  $T_{op}$  je nominální operační teplota, ke které je vztážen výpočet a  $T_{str}$  je teplota z určeného intervalu.

Výsledný teplotní akcelerační faktor  $TAF$  je pak určen pro teploty do 85 °C na základě zkušeností a nad teploty 85 °C podle rovnice (17).

Stanovené teplotní rozsahy a příslušné teplotní akcelerační faktory jsou uvedeny v Tab. 14.

Teplotní interval		TAF
od [°C]	do [°C]	
- 55	- 40	353
- 40	0	0,8
0	40	0,5
40	85	0,8
85	115	353
100	125	1506
125	>	6100

Tab. 14. Teplotní akcelerační faktory

### 8.2.1.2 Stanovení akceleračního faktoru od zatížení

Zatěžovací akcelerační faktor je odvozen z měření velikosti proudu. S vyššími otáčkami roste proudový odběr a zvlnění proudu a tím dochází k většímu zatěžování stejnosměrného meziobvodu a výkonového budiče. Tyto obvody jsou optimalizovány pro nominální pracovní bod odvozený od nominální dodávky paliva. Při tomto pracovním bodu je proudový odběr v rozsahu 6 až 8 A. Rozdělení do jednotlivých pracovních intervalů je uvedeno v Tab. 15. Akcelerační faktory jsou určeny na základě zkušeností. Jedná se o odhad, který bude zpřesňován na základě naměřených dat z provozu.

Proudový interval		LAF
od [A]	do [A]	
0	8	1
8	16	1.2
16	24	1.5
24	>	2

Tab. 15. Zatěžovací akcelerační faktory

### 8.2.2 Detekce aktuálního životního stavu zařízení

Pro detekci aktuálního stavu celého zařízení FMP se jeví jako nejvhodnější sledovat elektrický příkon v závislosti na provozních podmínkách a požadované dodávce paliva s následným porovnáním s nominální hodnotou příkonu pro daný pracovní bod. Na základě těchto naměřených dat lze sestavit predikční algoritmus, který podle aktuálního trendu degradace odhadne, kdy dojde k limitní hodnotě, která je již neakceptovatelná. Tato metoda klade vysoké nároky na paměť, protože je nutné zaznamenávat velkého množství dat. Aby byla tato metoda realizovatelná je nutné navrhnout metodu komprese dat tak, aby požadavky na paměť byly akceptovatelné. Navrhovaná metoda je následující:

- vytvoří se víceúrovňové zásobníky,
- sledovaný signál je průměrován po definované dobu,
- N naměřených hodnot je uloženo v nejnižším zásobníku,
- když je nejnižší zásobník naplněn, vypočítá se průměrná hodnota, která se zapíše do zásobníku o úroveň výš,
- nejnižší úroveň zásobníku se vyprázdní, znovu se zaznamenávají hodnoty a celý proces se pak následně opakuje,
- takto je možné použít takový počet zásobníků, který pokryje požadovanou dobu záznamu pro vyhodnocení.

Takto zaznamenávané hodnoty příkonu, poskytují dobrý přehled o kontinuální degradaci zařízení během provozu. Aby byl detekční algoritmus funkční, je nutné stanovit pro každý pracovní interval prahovou hodnotu příkonu, která stanovuje neúměrné zatížení, způsobené např. zadíráním ložisek, opotřebením čerpadla, ucpanými vstřikovacími tryskami atd. Při dosažení této prahové hodnoty je detekována chyba.

Z výše popsaného detekčního algoritmu lze udělat algoritmus predikční tím, že budeme ze zaznamenávaných hodnot vypočítávat trend a zjišťovat, kdy bude při tomto trendu dosažena prahová hodnota.

Pro navrhovaný algoritmus jsou definovány následující předpoklady:

- spotřeba se bude zvyšovat s časem exponenciálně,
- v dané úrovni zásobníku musí být zaznamenány minimálně tři hodnoty, aby mohla být provedena exponenciální extrapolace.

Takto navržený algoritmus lze použít pro všechny elektronicky řízené aktuátory.

## 9 Metodika pro odhalení slabých míst návrhu

K odhalení slabých míst návrhu nového produktu slouží testovací metoda nazývaná Highly Accelerated Life Test (HALT). Tato metoda umožňuje nalezení defektů a nejslabších míst návrhu mechanických i elektrických částí nového produktu již ve fázi vývojového cyklu, kdy odstranění těchto nedostatků není tak nákladné a časově náročné, jak po zavedení produktu do sériové výroby. Produkty tímto způsobem otestované a na základě výsledků testů upravené, jsou spolehlivější a jejich finální návrh je robustní.

Princip této testovací metody spočívá v zatěžování výrobku za hranicí jeho operačních a návrhových limitů. Výrobek je zatěžován teplotou, rychlými změny teploty, vibracemi a kombinací vibrací a teplot. Testovací sekvence začíná méně destruktivními testy a pokračuje destruktivnějšími. HALT se skládají z pěti testů, jejichž souslednost je následující:

- zatěžování zápornou teplotou po krocích,
- zatěžování kladnou teplotou po krocích,
- zatěžování teplotními šoky,
- zatěžování vibracemi po krocích,
- kombinované zatěžování teplotou a vibracemi.

Návrhům posloupnosti testů a jejich základními principy se věnují renomované firmy převážně ze zahraničí. Při sestavování těchto testů bylo čerpáno z pramenů [24]. [25]. [26]. I když jsou základní principy těchto testů známy, je vždy nutné je přizpůsobit danému zařízení a také možnostem testovacího vybavení. V době (r. 2013), kdy byly tyto testy prováděny, nebyla v českých zkušebních laboratořích žádná HALT komora, která by testování mohla provést dle požadovaných kritérií v plném rozsahu. Proto bylo nutné testy upravit s ohledem na vybavení zkušeben. Průzkumem možností se ukázalo, že nejvhodnějším vybavením disponuje Výzkumný a zkušební letecký ústav v Praze.

Nejdůležitější částí HALT testů je detekce a analýza chyb, které se během testů objeví. Této problematice se věnují specializovaná pracoviště a jedná se o samostatnou vědní disciplínu.

Cílem této disertace je sestavit testovací procedury HALT testů pro řídicí jednotku FPC. Následně tuto jednotku otestovat, získané výsledky vyhodnotit a navrhnout nápravná opatření.

Během jednotlivých kroků HALT testů jsou vykonávány funkční testy, které prokazují funkčnost zkoušeného zařízení. Průběh testu je řízen z osobního počítače prostřednictvím skriptovacího prostředí TBasic. Toto jednoduché testovací prostředí vykonává sekvenčně příkazy definované testovací procedurou. Funkčnost řídicích jednotek je prokazována na elektrické brzdě, kterou tvoří průmyslové provedení EC motoru, který je použitý v palivovém čerpadle. Tento motor je řízen řídicí jednotkou a přes hřídel je spojen s druhým EC motorem, který funguje jako pasivní brzda. Pracovní bod brzdy v režimu dynamického brzdění je nastaven změnou odporů, které jsou spojeny do hvězdy a na které jsou připojeny fáze zátěžného motoru. Nastavené zatížení odpovídá nominálnímu průtoku paliva s nominálním protitlakem.

### 9.1 Nastavení testů

Testy byly provedeny na třech jednotkách FPC kvůli vyloučení statistické chyby během měření. Testy pokračují, dokud se chyba neobjeví alespoň na dvou zařízeních. Konfigurace testovaných zařízení je dána v Tab. 16.

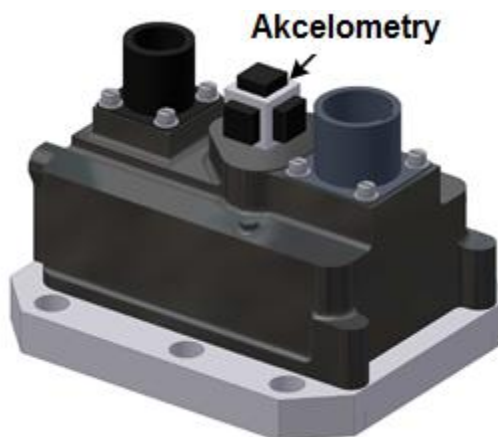
Označení zařízení během testu	P/N	S/N	SW
FPC_1	FPC-R0.0	X001-B401	0.0.1
FPC_2	FPC-R0.0	X002-B401	0.0.1
FPC_3	FPC-R0.0	X006-B401	0.0.1

Tab. 16. Konfigurace testovaných zařízení

U testovaných zařízení je nutné deaktivovat teplotní ochranu v SW, aby bylo možné provádět funkční testy nad hranicí teplotní ochrany.

Pro kontrolu vytemperování testovaného zařízení na vyžadovanou teplotu je nutné do řídicí jednotky umístit teplotní snímač. Zvolený teplotní snímač je odporový (typ PT100), jehož údaj o teplotě je snímán testovacím přípravkem simulujícím nadřazený řídicí systém ECU během testu. Na základě této teploty budou spouštěny testy, viz návrh testování v následujících kapitolách.

Pro záznam úrovní vibrací je nutné na testované zařízení umístit snímače vibrací. Snímače jsou umístěny dle Obr. 63. Tyto snímače snímají úroveň vibrací ve všech třech osách, každý z nich v ose, do které byl umístěn.



Obr. 63. Umístění akcelometrů na testované zařízení

## 9.2 Zatěžování zápornou teplotou po krocích

Účelem tohoto testu je zatěžovat zkoušené zařízení pod dolní provozní limit, který je stanoven provozními podmínkami, viz REQ-FCN-11. Cílem testu je nalézt dolní operační limit (LOL) a dolní destruktivní limit zařízení (LDL). LOL je teplotní limit, při kterém testované zařízení ztrácí svoji funkčnost, ale po stabilizaci teploty v provozním rozsahu zařízení a jeho resetu se činnost obnoví.

### 9.2.1 Popis testu

Test začíná při teplotě +20 °C a pokračuje snižováním teploty o 10 °C v každém kroku. Průběh testu je znázorněn na Obr. 64. V každém teplotním kroku je proveden funkční test zařízení, po kterém následuje vyhodnocení testu.



Test je ukončen nalezením UOL a UDL nebo při dosažení maximálního teplotního limitu klimatické komory.

### 9.3.2 Výsledky testu

Všechna tři testovaná zařízení prošla funkčními testy v průběhu teplotních kroků od +20 °C do +130 °C. Při nastavené teplotě klimatické komory +140 °C, žádná z jednotek neprošla funkčním testem a vykazují následující chybová hlášení:

FPC\_1: chyba měření napájecího napětí U<sub>28V</sub>, naměřená hodnota 30,99 V,

FPC\_2: chyba měření napájecího napětí U<sub>28V</sub>, naměřená hodnota 29,1 V,

FPC\_3: nekomunikuje po sériové lince.

Po vytemperování klimatické komory na 20 °C se funkce u všech tří jednotek obnovila a žádná chyba není hlášena. Následně byla teplotní komora vytemperována na 150 °C. Při této teplotě již žádná z testovaných řídicích jednotek nekomunikuje. Po vytemperování na 20 °C všechny jednotky obnovily svoji funkčnost.

Horní operační limit UOL je tedy stanoven na 140 °C a horní destrukční limit nebyl nalezen, protože při +150 °C bylo dosažené maximálního teplotního limitu klimatické komory.

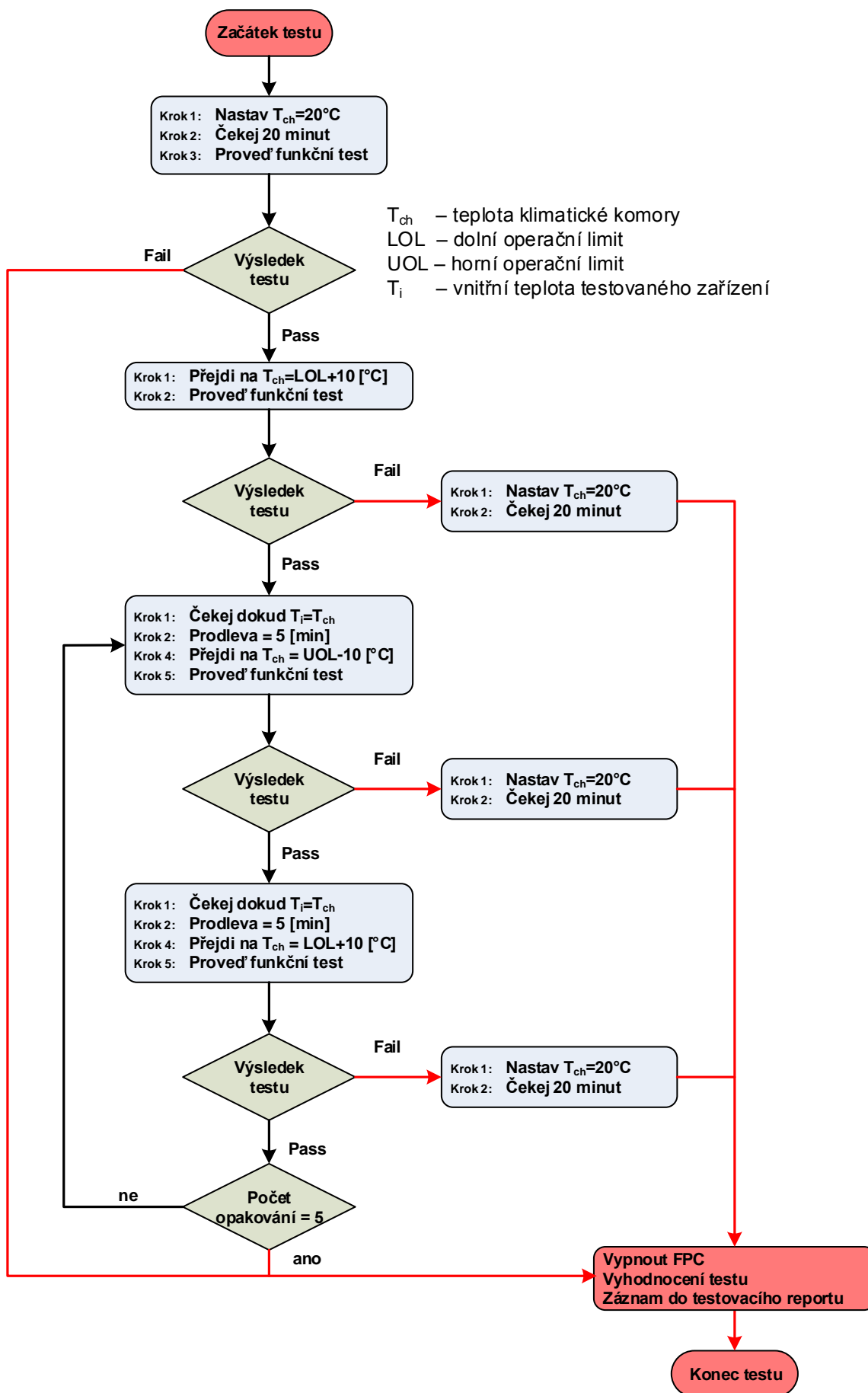
## 9.4 Zatěžování teplotními šoky

Cílem testu je zatížit testované zařízení teplotními šoky a zkontrolovat jeho funkčnost pomocí funkčního testu po každém teplotním přechodu. Teplota je skokově měněna mezi LOL + 10 °C a UOL – 10 °C. Teplotní limity LOL a UOL jsou brány z předchozích dvou testů.

### 9.4.1 Popis testu

Jak už bylo zmíněno v úvodu, pro provedení tohoto testu nemají zkušebny v ČR vhodné vybavení. Tento test se standardně provádí v HALT komorách, které mění šokově teplotu s použitím tekutého dusíku. Aby tedy bylo možné tento test provést v co nejlepší kvalitě, jsou k provedení testu použity dvě klimatické komory. Jedna je vytemperována na spodní limit a druhá na horní limit. Zařízení se během testu střídavě vkládají do jedné a druhé komory. Po dosažení finální teploty uvnitř zařízení se ještě 5 minut na této teplotě setrvává a pak se provede další přechod. Průběh testu je znázorněn vývojovým diagramem na Obr. 65.

Test je ukončen v případě, že je nalezena chyba minimálně na dvou zařízeních nebo po vykonání pěti teplotních cyklů.



Obr. 65. Definice průběhu testu zatěžováním teplotními šoky



## 9.4.2 Výsledky testu

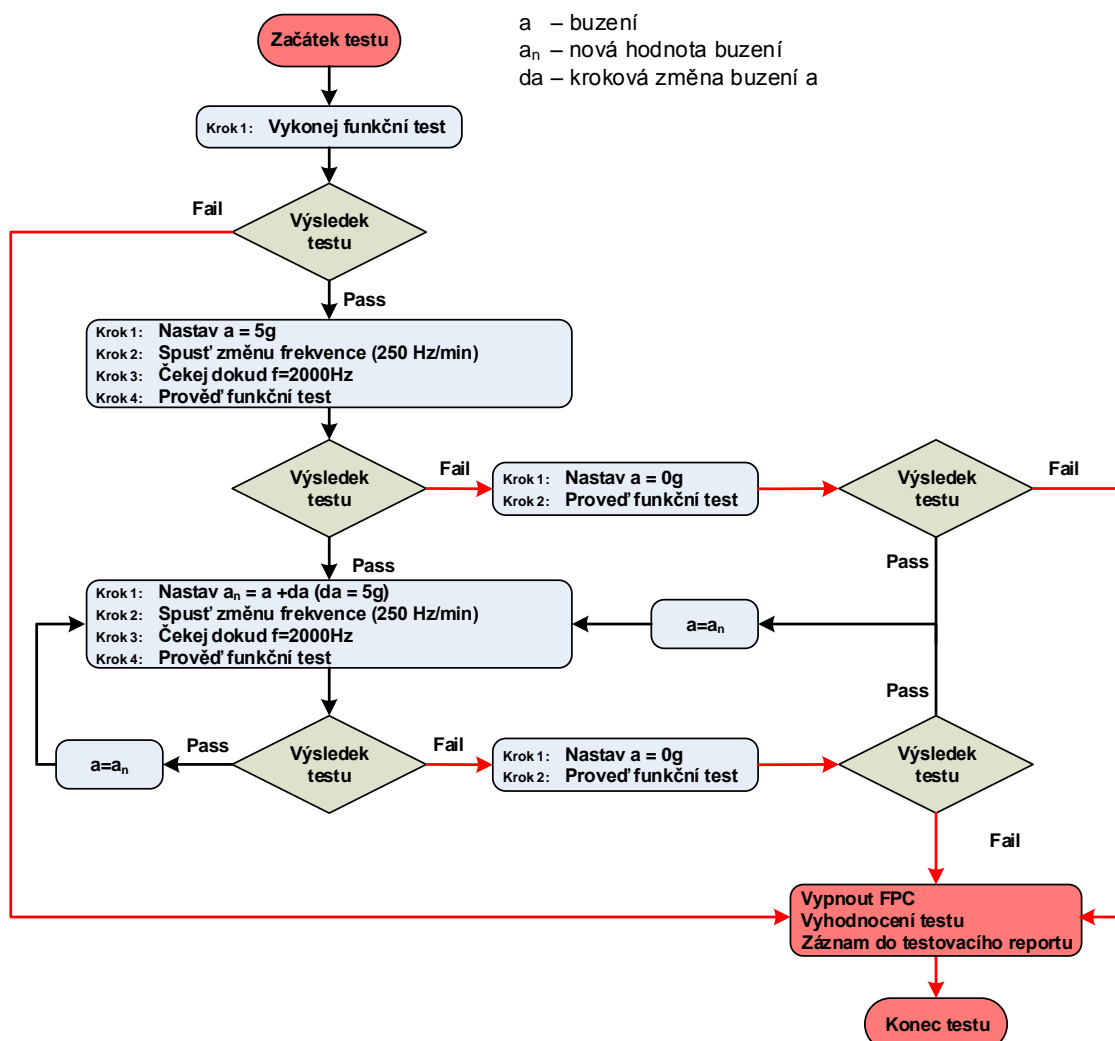
Všechna tři testovaná zařízení prošla celým testem, bez detekce závady během funkčních testů.

## 9.5 Zatěžování vibracemi po krocích

Účelem tohoto testu je zatěžovat zkoušené zařízení krokovými změnami úrovně buzení vibrací. Cílem testu je nalézt vibrační operační limit zařízení (VOL) a vibrační destrukční limit zařízení (VDL). VOL je úroveň buzení vibrací, při které testované zařízení ztrácí svoji funkčnost, ale po vypnutí buzení vibrací se funkce obnoví. VDL je úroveň buzení vibrací, po kterých již zařízení ztrácí svoji funkčnost natrvalo.

### 9.5.1 Popis testu

Počáteční hodnota zatížení je zrychlení 5 g s následnou skokovou změnou 5 g v každém kroku. Horní limit zatížení je stanoven na 30 g. Toto je i předpokládaný maximální limit vibrační stolice. Ani pro provedení tohoto testu není v ČR k dispozici vhodné vybavení. Tento test se standardně provádí v HALT komorách, které umí budit zatížení vibracemi ve všech třech osách současně. Pro naše podmínky byl tento test upraven tak, že bylo postupně aplikováno zatížení v jednotlivých osách. Frekvence buzení se během jednoho kroku postupně zvyšovalo s přírůstkem 250 Hz/min v celém stanoveném rozsahu 50 – 2 000 Hz. Průběh testu je definován vývojovým diagramem na Obr. 66.



Obr. 66. Definice průběhu testu zatěžováním vibracemi

Test je ukončen v případě nalezení VOL a VDL nebo při dosažení maximálního zatížení zkušebního zařízení.

### 9.5.2 Výsledky testů

Výsledky testů jsou souhrnně pro všechna testovaná zařízení uvedeny v Tab. 17. Je-li v buňce tabulky uvedeno „Nenalezen“, znamená to, že testované zařízení prošlo funkčními testy až do zrychlení 30 g.

Budicí osa	FPC_1		FPC_2		FPC_3	
	VOL [G]	VDL [G]	VOL [G]	VDL [G]	VOL [G]	VDL [G]
X	Nenalezen	Nenalezen	Nenalezen	Nenalezen	Nenalezen	20
Y	15	30	Nenalezen	15	15	20
Z	Nenalezen	Nenalezen	Nenalezen	25	Nenalezen	20
Limity jednotek	15	30	Nenalezen	15	15	20
<b>FPC limity</b>	<b>VOL = 15 G</b>			<b>VDL = 15 G</b>		

Tab. 17. Výsledky zatěžování vibracemi po krocích

V případě nalezení limitu VOL nebo VDL vykazují všechny testované řídicí jednotky shodně chybu Měření teploty paliva. Při dosažení VDL bylo nutné vždy řídicí jednotku sejmout z testovacího přípravku a poté opět připojit. Následně se obnovila plná funkčnost řídicích jednotek.

## 9.6 Kombinované zatěžování teplotou a vibracemi

Cílem testu je ověřit funkci testovaných zařízení při kombinovaném zatížení teplotou a vibracemi.

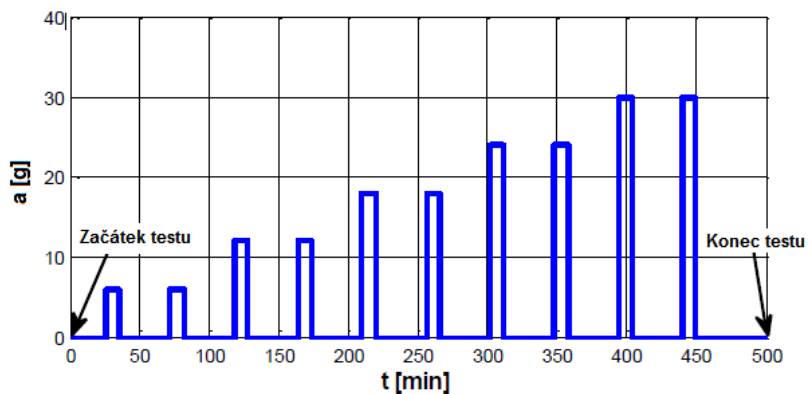
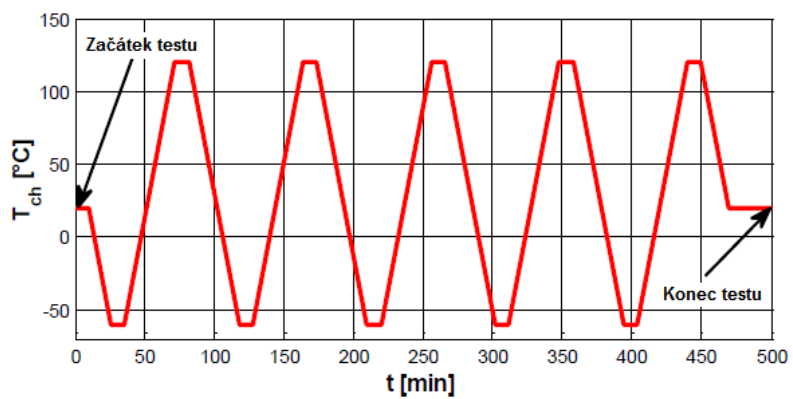
### 9.6.1 Popis testů

Kombinace zatížení v průběhu tohoto testu je znázorněna na Obr. 67. Funkční test se provádí dvakrát během každého cyklu. První funkční test se provádí při teplotě LOL + 10 °C a druhý při teplotě UOL – 10 °C. Úrovně vibračního zatížení jsou stanoveny na základě výsledků, získaných během testu zatěžování vibracemi po krocích, viz 9.5.2. Průběh testu je definován vývojovým diagramem podle Obr. 68.

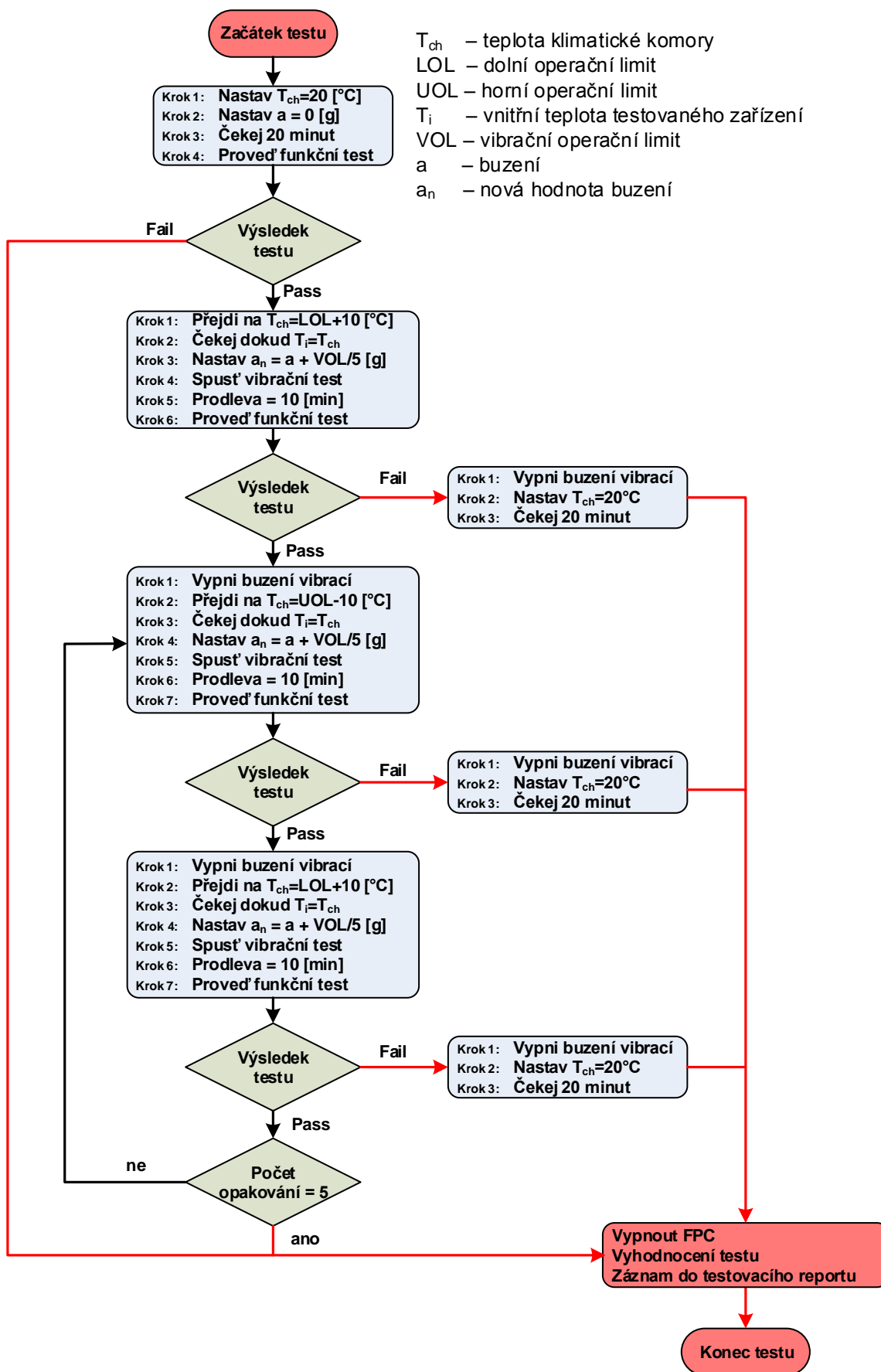
Ani pro provedení tohoto testu žádná zkušebna v ČR nedisponuje vhodným vybavením. Tento test se opět standardně provádí v HALT komoře, která je chlazená dusíkem a shaker pro buzení vibrací je umístěn uvnitř komory.

Pro provedení tohoto testu v dostupných podmínkách byla použita vibrační stolice, na kterou byla nasazena klimatická komora. Vibrace jsou buzeny v ose X s frekvencí 1 kHz, protože v této ose byly měřeny jejich nejvyšší úrovně během předešlého testu. Maximální zrychlení buzení je stanovena na 30 g, protože dvě jednotky ze tří v této ose nevykazují chybu. Počáteční úroveň buzení je tedy stanovena na 6 g s gradientem zvyšování 6 g.

Test je ukončen v případě výskytu destruktivní chyby nebo po provedení celého testu, který obsahuje 5 cyklů, viz Obr. 67.



Obr. 67. Definice zatížení během kombinovaného testu



Obr. 68. Definice průběhu kombinovaného testu

### 9.6.2 Výsledky testů

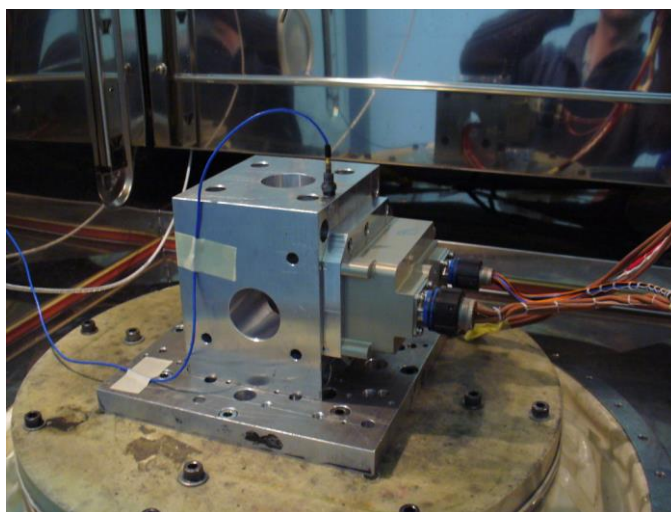
Výsledky testů jsou souhrnně uvedeny v Tab. 18. Při třetím cyklu ztratily funkčnost dvě jednotky ze tří a test byl ukončen.

U tohoto testu byly velké problémy s jeho provedením. Hlavní problém byl s dosažením vyžadované vnitřní teploty  $T_i$  v testovaném zařízení. Když byla nastavena teplota komory na  $-60\text{ }^\circ\text{C}$ , teplota v jednotce po dvou hodinách temperování dosahovala jen  $-48\text{ }^\circ\text{C}$ . Po snížení teploty komory na  $-70\text{ }^\circ\text{C}$  se teplota  $T_i$  dostala na hodnotu  $-55\text{ }^\circ\text{C}$  po dvou hodinách temperování. Nižší hodnotu teploty komory již nelze nastavit, a proto funkční test byl proveden při vyšší teplotě, než bylo vyžadováno. Podobný problém vyvstal i u kladných teplot. Vyžadovaná teplota  $T_i$  měla být  $130\text{ }^\circ\text{C}$ , a i když byla teplota komory nastavena na  $160\text{ }^\circ\text{C}$ , teplota v jednotce dosáhla teploty pouze  $120\text{ }^\circ\text{C}$ . Proto i u kladných teplot byl funkční test proveden po dvou hodinách temperování a při nižší teplotě, než byla vyžadována procedurou. Tento problém byl způsoben odvodem tepla z jednotky přes pracovní stůl vibrační komory. Umístění testované jednotky na testovací zařízení je znázorněno na Obr. 69.

Chyba ve funkčním testu se objevila ve třetím cyklu při buzení zrychlením  $18\text{ g}$ . Nicméně díky dlouhému temperování již v tento okamžik trval test déle, než měl trvat celý test pro 5 opakování. Chyba, která byla při funkčním testu detekována, byla opět spojena s měřením teploty paliva.

Počet opakování	Pořadí funkčního testu v cyklu	FPC_1	FPC_2	FPC_3
0	TST 1	Prošel	Prošel	Prošel
	TST 2	Prošel	Prošel	Prošel
1	TST 1	Prošel	Prošel	Prošel
	TST 2	Prošel	Prošel	Prošel
2	TST 1	Prošel	Prošel	Prošel
	TST 2	Prošel	Prošel	Prošel
3	TST 1	Prošel	Prošel	Prošel
	TST 2	Prošel	Chyba	Chyba

Tab. 18. Výsledky testů kombinovaného zatěžování

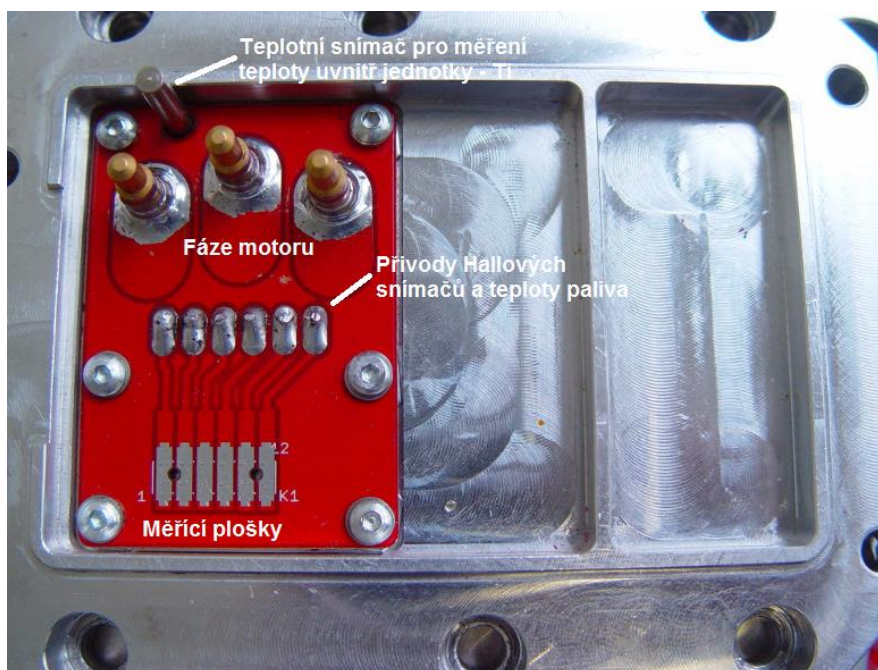


Obr. 69. Umístění řídicí jednotky na testovacím zařízení

## 9.7 Analýza dosažených výsledků

Po optické kontrole a provedení funkčních testů při pokojových podmínkách nebyla nalezena žádná funkční závada. Protože všechny detekované chyby byly spojeny s měřením teploty paliva, je analýza výsledků zaměřena právě na tuto část. Jelikož po demontáži jednotky a opětovné montáži jednotky na testovací zařízení se chyba měření deaktivuje, bude pravděpodobně problém způsoben přívodem měřené teploty do řídicí jednotky.

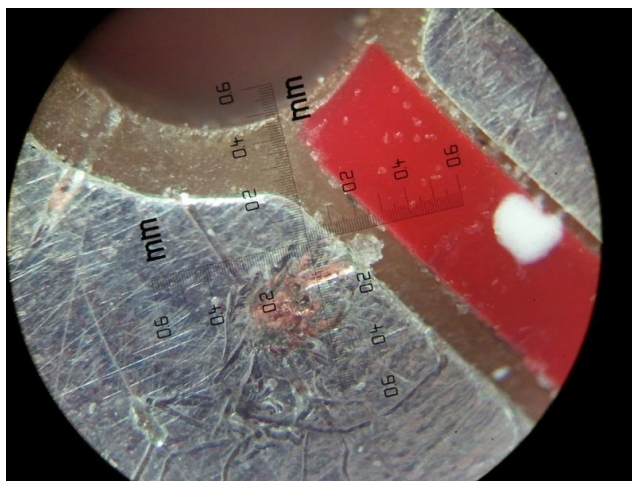
K měření teploty paliva je využit odporový snímač PT100, a protože je testována pouze řídicí jednotka, je tento snímač simulován pomocí odporů. Simulovaná hodnota je do řídicí jednotky přiváděna přes přípravek, viz Obr. 70. Přes tento přípravek jsou přiváděny ještě signály z Hallových snímačů a připojení fází motoru. Toto připojení je stejné jako u finální aplikace. Na tento přípravek se nasadí řídicí jednotka, která obsahuje pružné kontakty, které dosednou na vytvořené snímací plošky DPS.



Obr. 70. Přípravek pro připojení motoru a snímačů

Použité pružné kontakty, dle datasheetu výrobce, by měli zvládat při 2/3 stlačení zatížení zrychlením až 90 g. Na základě přeměření rozměrů připojení řídicí jednotky k testovacímu přípravku lze konstatovat, že pružné piny mají dostatečný kontakt.

Další kontrola byla provedena mikroskopem. Kontrolovány jsou plošky, které přivádí signál měřené teploty a do kterých se pružný pin přitlačí. Detail záznamu je na Obr. 71, kde je vidět, že pružný pin po měřicí ploše během testu cestuje, a dokonce je vidět že došlo k zapíchnutí mimo měřicí plochu. Toto je tedy příčina toho, proč byla vždy detekována chyba spojená s měřením teploty.



Obr. 71. Záznam měřící plochy teploty paliva pod mikroskopem

Ze získaných výsledků lze konstatovat, že nejslabším místem návrhu je připojení mezi řídicí jednotkou a snímačem paliva. Proto je nutné toto spojení vyměnit za robustnější řešení, které spočívá v použití konektorů.



## 10 Metodika a prokázání vyžadované životnosti

K prokázání vyžadované životnosti a k stanovení servisního intervalu nebo doby do generální opravy zařízení se používají testy zrychleného stárnutí v anglické literatuře označované jako Accelerated Ageing Test (AAT). Jedná se o metodiku určenou k odhadu životnosti nového produktu před nasazením do provozu. Princip zkoušky spočívá ve zvýšeném provozním namáhání produktu nad jeho rámec operačních limitů. Díky zvýšenému namáhání se zkrátí doba testování a výrobek lze dříve uvést na trh. Těto metody se využívá hlavně u produktů, které mají stanovenou životnost v řádu desítek let, a právě do této kategorie spadají letecké aplikace. Vyžadovaná životnost se u leteckých aplikací běžně pohybuje kolem 20 let a více.

Po uvedení do provozu se u takto prokázaných zařízení měří a sbírají data z reálného provozu, která se následně analyzují a na základě těchto výsledků je životnost výrobku zpřesňována a prodlužována. V běžné praxi se stanovují pro první výrobky kratší servisní intervaly. Během servisu se vyhodnotí nasbíraná data, zařízení se otestují, zjistí se jejich stav a na základě těchto dat jsou následně intervaly prodlužovány.

### 10.1 Stanovení podmínek a délky AAT

Navržená metodika má prokázat vyžadovanou životnost řídicí elektroniky FPC, která byla stanovena na 30 let / 30 000 provozních hodin. K zatěžování se při těchto testech nejčastěji využívají teplota, vlhkost, vibrace a jejich kombinace. Navržená metodika bere v úvahu pouze namáhání teplotou, která má největší vliv na degradaci životnosti elektrických komponent. Ostatní namáhání, při sestavování metodiky, nejsou brána v úvahu z následujících důvodů:

- Namáhání skokovou změnou teplot – v reálné aplikaci se neuplatní, protože řídicí jednotka je aktivně chlazena protékajícím palivem. Díky tomuto principu chlazení se teplota bude měnit plynule.
- Namáhání změnou vlhkosti – řídicí jednotka je utěsněna a jednotlivé elektronické komponenty jsou proti vlhkosti chráněny lakem tedy ani tento jev nebude mít na životnost vliv.
- Namáhání vibracemi – tento typ testu vyžaduje provedení na finální zástavbě, tedy na celém zařízení APU anebo alespoň na FMP. Vzhledem k tomu, že vibrace nemají až takový vliv na životnost elektrických komponent (v návrhu nejsou použity elektrické komponenty s mechanickou částí např. relé), proto je vyžadovaná odolnost prokázána v rámci DO160 testů a robustnosti návrhu elektroniky v rámci HALT testů viz 9.5 a 9.6.

Ke stanovení metodiky testů je nutné definovat předpokládané typické provozní podmínky vtažené k časovému období, provozním teplotám a k provozním režimům prokazovaného zařízení. Pro zařízení FPC jsou definovány teplotní podmínky a provozní režimy vztahené k jednomu typickému roku života FPC, viz Tab. 20.

Ke stanovení délky testu, tak aby byla prokázána požadovaná doba života zařízení, je využita Arrheniova rovnice

$$AF = \exp\left(\frac{E_a}{K} \left(\frac{1}{T_{FPC}} - \frac{1}{T_{storage\&operation}}\right)\right), \quad (18)$$

kde  $AF$  je akcelerační faktor,  $E_a$  je aktivační energie,  $K$  je Boltzmanova konstanta,  $T_{operation}$  je stanovená teplota pro provozním režim během testu,  $T_{storage}$  je stanovená teplota pro neprovozním režim během testu a  $T_{FPC}$  je teplota řídicí jednotky.



Konstanty použité v tomto vztahu jsou nastavené na následující hodnoty:

$E_a$	0.7	[eV]
$K$	8.62E-05	[eV/K]
$T_{operation}$	105	[°C]
$T_{storage}$	130	[°C]

Tab. 19. Hodnoty konstant pro AAT

Maximální teplota během testu pro provozní režim  $T_{operation}$  je stanovena na 105°C. Tento limit respektuje návrhový bod zařízení, na kterém lze řídicí jednotku dlouhodobě provozovat. Teplota pro neprovozní režim  $T_{storage}$  je stanovena na základě maximálních teplot a doporučení výrobců elektrických komponent. Tyto teploty nesmějí způsobit jejich nevratné poškození.

Režim / teplotní podmínky	Hodiny [h]	$T_{amb}$ [°C]	$T_{fuel}$ [°C]	$T_{FPC}$ [°C]	AF ( $T_{operation} = 105^{\circ}C$ )	AF ( $T_{storage} = 130^{\circ}C$ )	Trvání testu [h/rok]	Trvání testu [h/20 let]	Trvání testu [h/30 rok]
Neprovozní pozemní režim, vysoké teploty	2382	45		45		218,7	10,9	217,8	326,7
Neprovozní pozemní režim, normální teploty	3176	15		15		3129,7	1,01	20,2	30,3
Neprovozní pozemní režim, nízké teploty	2382	0		0		14741,6	0,16	3,2	4,8
Neprovozní pozemní režim po vypnutí APU	20	100		100		5,06	3,95	79	118,5
Provozní pozemní režim, vysoké teploty	90	77	40	52	33,3		2,71	54,2	81,3
Provozní pozemní režim, normální teploty	120	30	15	26	292,34		0,41	8,2	12,3
Provozní režim pozemní režim, nízké teploty	90	0	0	11	1227,62		0,07	1,4	2,1
Neprovozní režim za letu	287	0		0		14741,7	0,02	0,4	0,6
Neprovozní režim za letu po vypnutí APU	13	100		100		5,06	2,57	51,4	77,1
Provozní režim za letu	200	0	0	11	1227,62		0,16	3,2	4,8
						Provoz. [h]	3,35	67	100,5
						Neprovozní [h]	18,6	372	558
						Celkem [h]	21,9	439	658,5

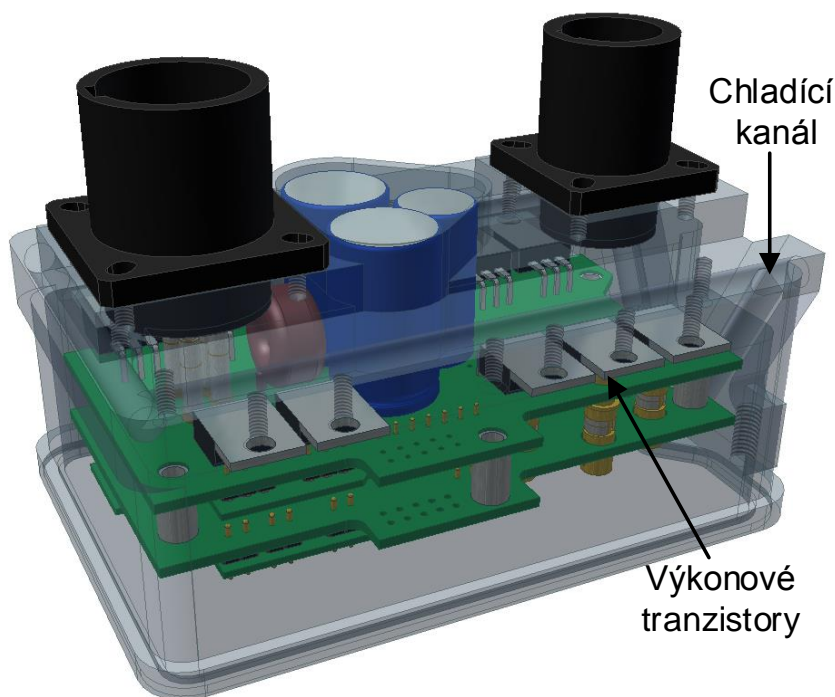
Tab. 20. Trvání a podmínky AAT

Akcelerační faktor AF je spočítán pro všechny provozní režimy na základě výše uvedených konstant a teploty uvnitř elektroniky. Teplota uvnitř elektroniky  $T_{FPC}$  je pro neprovozní režim

shodná s teplotou okolí  $T_{amb}$ , ale pro provozní režim je nutné tuto teplotu určit. Díky aktivnímu chlazení pomocí paliva, které protéká kanálem uvnitř chladiče elektroniky, je teplota  $T_{FPC}$  nižší než teplota okolí  $T_{amb}$ . Určení teploty elektroniky pro zadané podmínky je demonstrováno v následující kapitole.

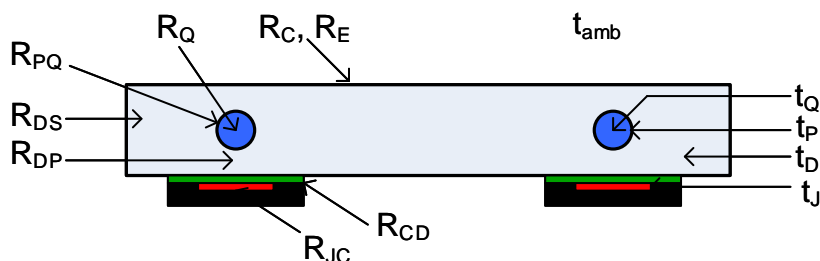
### 10.1.1 Určení teploty FPC

Zástavba FPC je znázorněna na Obr. 72. Výkonové prvky (Tranzistory), které jsou největším tepelným zdrojem, jsou umístěny nad chladičím kanálem, tak aby ztrátový výkon, který v nich vzniká, byl odveden přímo do chladiče. Díky tomu je zajištěno optimální chlazení elektroniky.



Obr. 72. Zástavba a chladičím okruh FPC

Teplota elektroniky je stanovena teplotním výpočtem, který je založen na metodě tepelných sítí. Pro tuto metodu je mechanická zástavba zjednodušena, viz Obr. 73. Veškeré výkonové ztráty jsou interpretovány ztrátovým výkonem vznikajícím v tranzistorech. Hodnoty ztrátového výkonu elektroniky byly odvozeny od požadovaného elektrického výkonu FPC pro dosažení průtoku 5–117 l/h s maximálním protitlakem 6,5MPa. Význam jednotlivých tepelných odporů a teplot je uveden v Tab. 21.

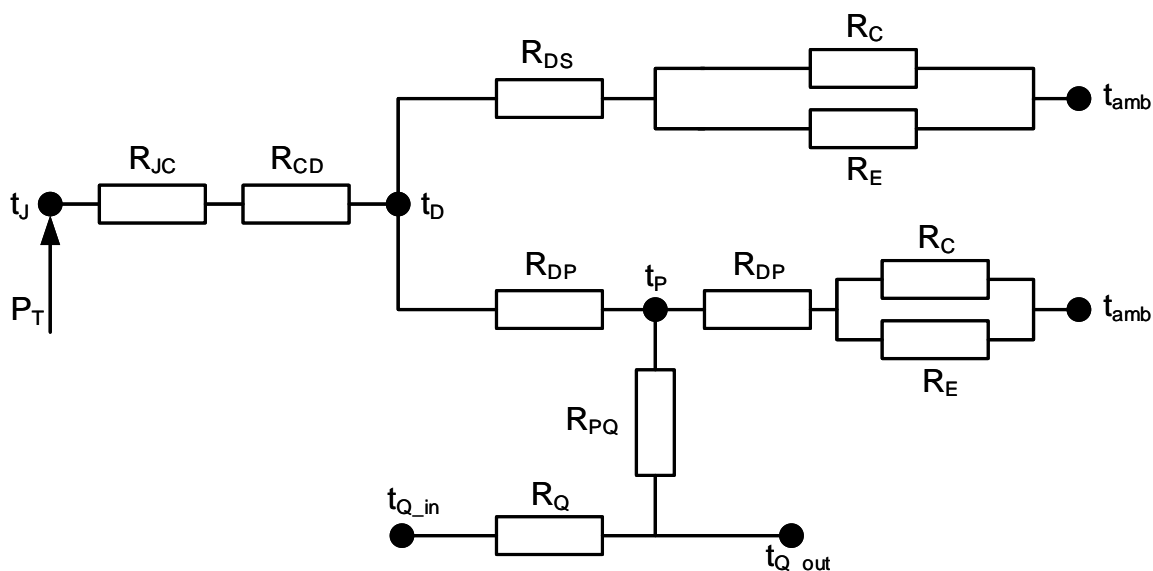


Obr. 73. Zjednodušené schéma zástavby FPC s vyznačenými tepelnými odpory

$R_{JC}$	Tepelný odpor přechodu, jádro tranzistoru – pouzdro tranzistoru
$R_{CD}$	Tepelný odpor přechodu, pouzdro tranzistoru – dural (teplovodivá podložka)
$R_{DP}$	Tepelný odpor přechodu, dural - kanál
$R_{DS}$	Tepelný odpor přechodu, dural - povrch
$R_{PQ}$	Tepelný odpor přechodu, kanál - palivo
$R_Q$	Tepelný odpor paliva
$R_C$	Tepelný odpor přestupu tepla do okolí
$R_E$	Tepelný odpor vyzařování tepla do okolí
$t_J$	Teplota jádra tranzistoru
$t_D$	Teplota duralu
$t_P$	Teplota kanálu
$t_Q$	Teplota paliva
$t_{amb}$	Teplota okolí
$P_T$	Ztrátový výkon

Tab. 21. Význam jednotlivých tepelných odporů

Na základě zjednodušené zástavby je sestavena náhradní tepelná síť FPC jednotky, viz Obr. 74. Tepelná síť je tvořena zdroji ztrát, uzly, větvemi, které představují tepelné odpory a nory, což jsou místa odvodu tepla. Každý uzel a nor je charakterizován svojí střední teplotou. Zdroj kromě střední teploty je navíc charakterizován velikostí tepelných ztrát. V ustáleném stavu lze pro jednotlivé uzly sestavit soustavu lineárních rovnic (19) - (22). Princip sestavení těchto rovnic vychází z elektrické analogie s použitím Kirchhoffových zákonů.



Obr. 74. Tepelná síť zástavby FPC

$$t_J : P_T - \frac{1}{R_{JC} + R_{CD}} \cdot (t_J - t_D) = 0 \quad (19)$$

$$t_D : \frac{1}{R_{JC} + R_{CD}} \cdot (t_J - t_D) - \frac{1}{R_D + \frac{R_C \cdot R_E}{R_C + R_E}} \cdot (t_D - t_{amb}) - \frac{1}{R_{DP}} \cdot (t_D - t_P) = 0 \quad (20)$$

$$t_P : \frac{1}{R_{DP}} \cdot (t_D - t_P) - \frac{1}{R_{DP} + \frac{R_C \cdot R_E}{R_C + R_E}} \cdot (t_P - t_{amb}) - \frac{1}{R_{PQ}} \cdot (t_P - t_{Q-out}) = 0 \quad (21)$$

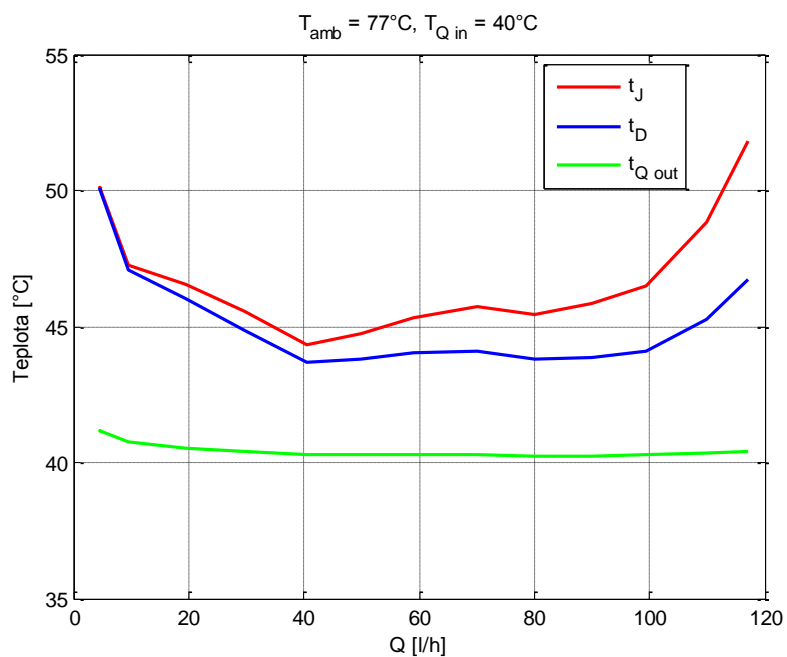
$$t_{Q-out} : \frac{1}{R_{PQ}} \cdot (t_P - t_{Q-out}) + \frac{1}{R_Q} \cdot (t_{Q-in} - t_{Q-out}) = 0 \quad (22)$$

Tuto soustavu rovnic lze převést do maticového tvaru a následným řešením inverzní matice získáme teploty pro ustálený stav. Výpočet byl proveden v prostředí Matlab na základě následujících vstupních parametrů.

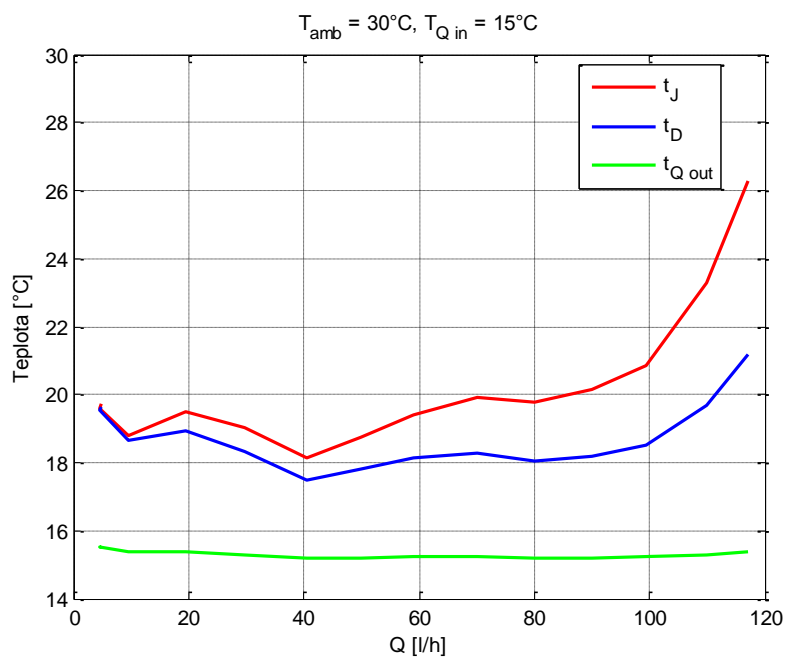
<b>Parametry paliva</b>	
Tepelná vodivost	0.144 [W/m <sup>2</sup> K]
Tepelná kapacita	1600000 [Ws/m <sup>3</sup> K]
Kinematická viskozita	8e-6 [m <sup>2</sup> /s]
Hustota	820 [kg/m <sup>3</sup> ]
Vstupní teplota	0, 15, 40 [°C]
Nominal fuel flow	5–117 [l/h]
<b>Teplota okolí</b>	
Temperature	0, 30, 77 [°C]
<b>Rozměry chladícího kanálu</b>	
Průměr kanálu	0,005 m
Délka kanálu	0,313 m
<b>Rozměry chladiče</b>	
Šířka chladiče	0,087 m
Délka chladiče	0,062 m
Tloušťka chladiče	0,005 m
<b>Znamé tepelné odpory</b>	
Tepelný odpor teplovodivé podložky	1,5 KW
Tepelný odpor přechodu jádro tranzistoru – pouzdro	0,5 KW

Tab. 22. Vstupní parametry pro výpočet

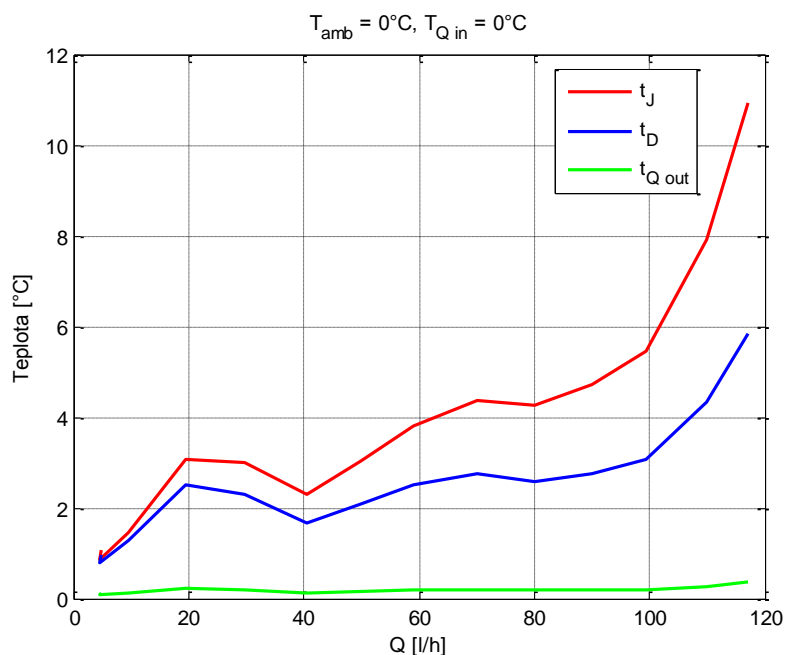
Detailní sestavení rovnic pro výpočet jednotlivých tepelných odporů a řešení lineárních rovnic v maticovém tvaru je uloženo na příloženém CD. Získané výsledky byly následně vykresleny pro definovaný rozsah průtoků paliva, teploty paliva a teploty okolí. Získané výsledky jsou vykresleny na Obr. 75., Obr. 76. a Obr. 77. Maximální získané teploty byly následně použity pro stanovení délky testování, viz Tab. 20.



Obr. 75. Výsledky teplotní analýzy pro teplotu okolí 77 °C



Obr. 76. Výsledky teplotní analýzy pro teplotu okolí 30 °C

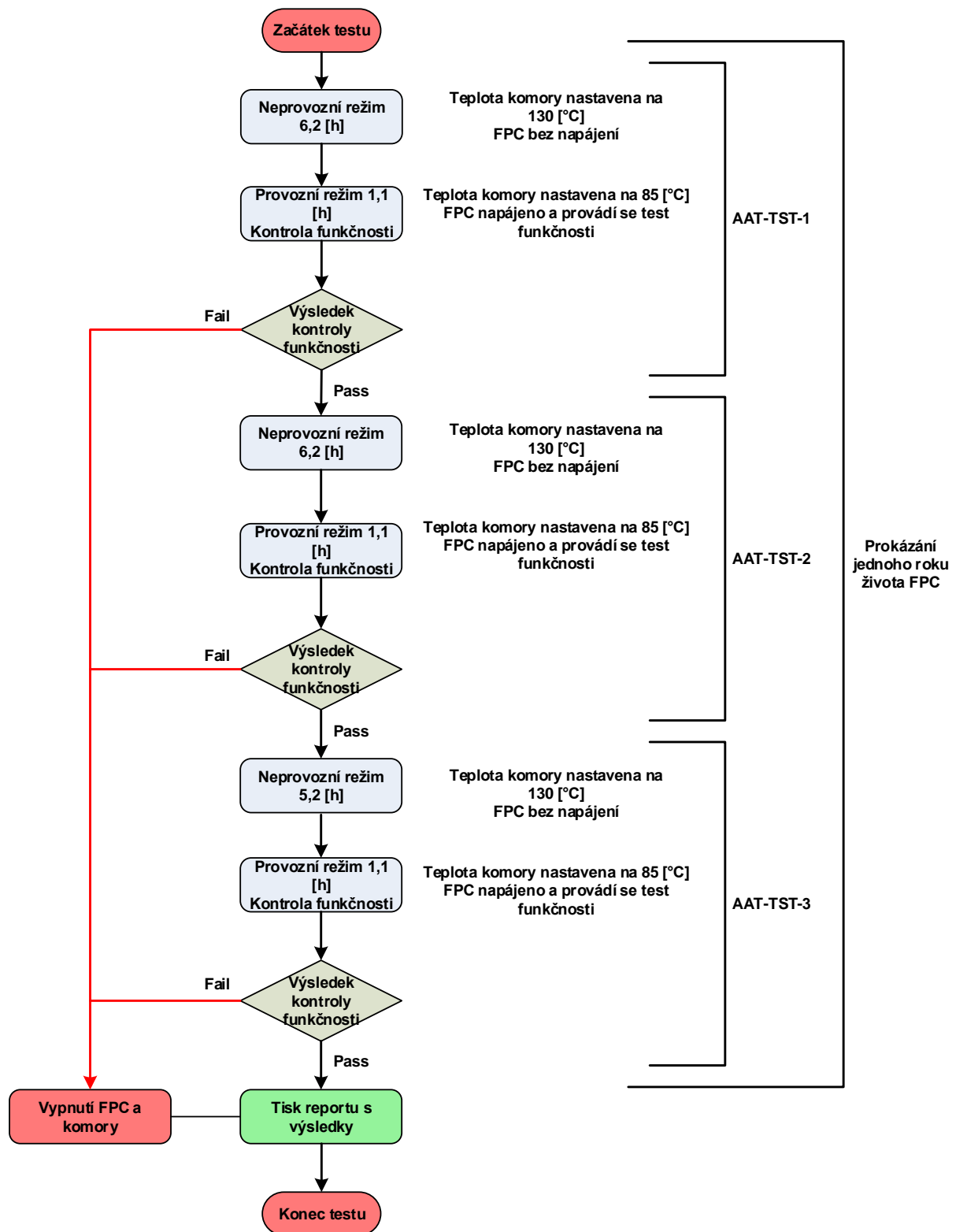


Obr. 77. Výsledky teplotní analýzy pro teplotu okolí  $0^{\circ}\text{C}$

## 10.2 Návrh testovací procedury

Jak už bylo zmíněno, AAT je testovací metoda určená ke zrychlené simulaci stárnutí produktu za účelem verifikace předpokládané doby jeho života. Cílem této kapitoly je definovat testovací prostředí a testovací postup k prokázání předpokládané délky života řídicí elektroniky FPC s ohledem na definovaný typický operační profil a určené podmínky testu v Tab. 20.

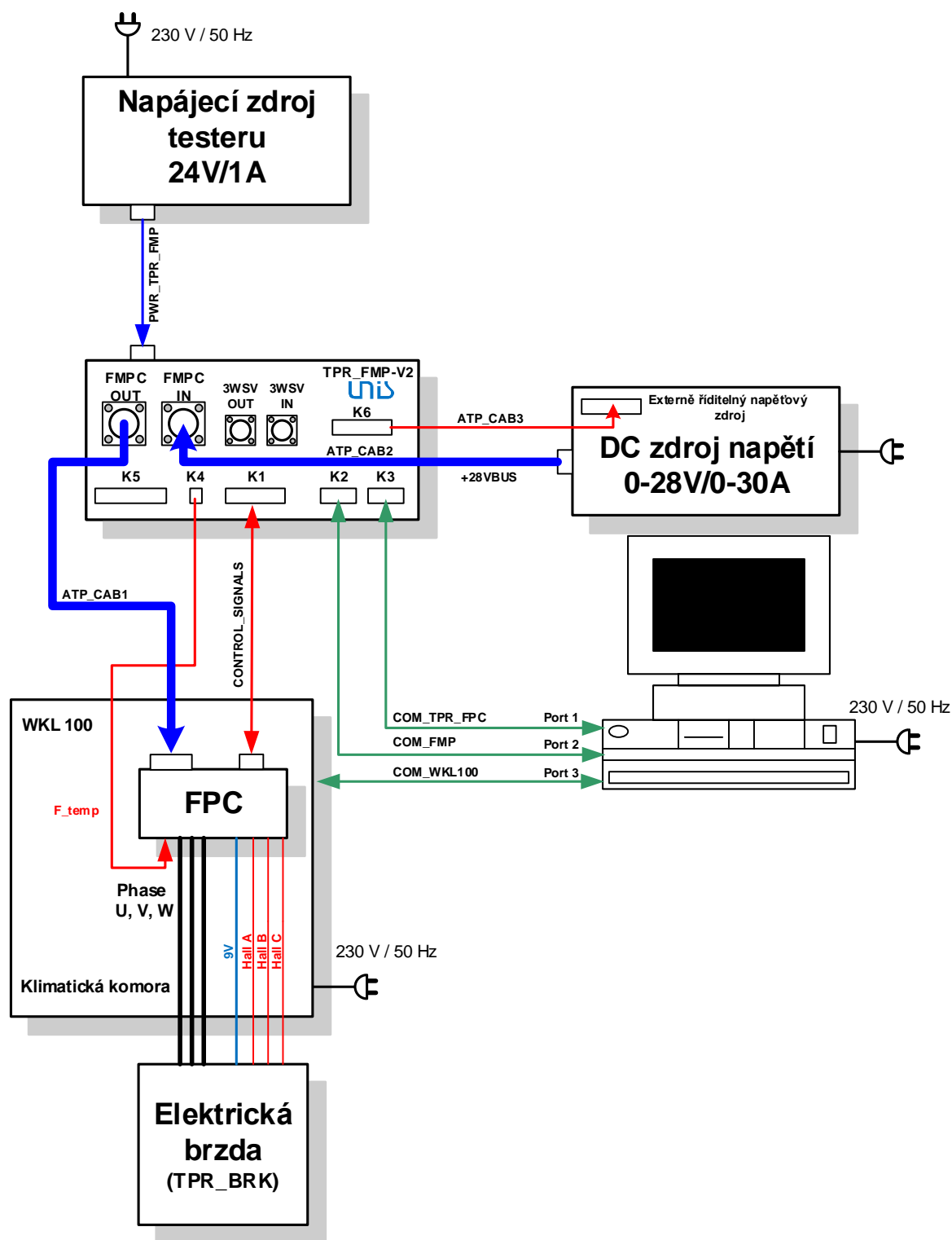
Kvůli dlouhé testovací době je test rozdělen do jednotlivých podtestů. Každý podtest prokazuje jeden rok života zařízení. Díky tomuto rozdělení lze i dobře mapovat a vyhodnocovat výsledky vztahené na jednotlivé roky. V každém podtestu se střídají provozní režimy a neprovozní, které se pravidelně střídají, tak aby byl co nejvíce simulován typický operační profil. V každém provozním režimu jsou provedeny testy, které prokáží stav a funkčnost řídicí elektroniky. Sestavení podtestu k prokázání jednoho roku života je znázorněn na Obr. 78.



Obr. 78. Průběh testu prokazující jeden rok života FPC

### 10.2.1 Testovací prostředí pro vykonání AAT

Testy AAT budou vykonány na sestaveném testovacím pracoviště dle blokového schématu Obr. 79.



Obr. 79. Blokové schéma testovacího prostředí

Průběh testu je řízen z osobního počítače prostřednictvím skriptovacího prostředí TBasic. Toto jednoduché testovací prostředí vykonává sekvenčně příkazy definované testovací procedurou. TBasic komunikuje prostřednictvím sériového komunikačního rozhraní s klimatickou komorou WKL100. Prostřednictvím tohoto komunikačního rozhraní lze provádět automatické nastavení provozních režimů komory, vyčítání aktuálních parametrů a samozřejmě její vypnutí a zapnutí. Dále pak z tohoto prostředí lze ovládat testovací přípravek TPR\_FMP-V2, který simuluje nadřazený řídicí systém ECU jednotky FPC. Prostřednictvím



tohoto testeru lze ovládat zařízení FPC a simulovat některé chybové stavy. Dále pak tento tester měří a ovládá napájecí napětí pro řídicí jednotku FPC. K simulaci reálného zatížení řídicí jednotky FPC během testů slouží elektrická brzda TPR\_BRK. Elektrická brzda má pevně nastavené zatížení, které odpovídá nominálnímu pracovnímu bodu palivového čerpadla FMP. Princip elektrické brzdy je popsán v kapitole 8.2.2.

### 10.2.2 Detailní testovací postup

Testovací procedura pro prokázání jednoho roku života FPC je rozdělena do tří podtestů v souladu s průběhem definovaným na Obr. 78. Podtesty jsou označeny svým identifikačním číslem AAT-TST-x, kde x je pořadové číslo podtestu. Protože se jednotlivé podtesty z větší části opakují, je ukázka testovací procedury uvedena pouze pro AAT-TST-1. Poslední podtest je pouze rozšířen o vypnutí napájecích zdrojů, vypnutí klimatické komory, záznam měřených dat a tisk reportu z testování. Během testu jsou kontrolovány především měřené/generované analogové hodnoty, které jsou nejvíce ovlivněny teplotou a hlavní funkcí jednotky FPC, kterou je rotace s pohonem EC motorem. Během testu nesmí být detekována žádná chyba jednotky při vykonávání interních PBIT a CBIT testů.

#### Identifikace AAT-TST-1 testu:

**Testovací prostředí:** PC, SW TBASIC, testovací prostředky, viz Obr. 79.

**Inicializační nastavení:** Zapnout TPR\_FMP-V2 přípravek.  
Zapnout klimatickou komoru.  
Nastav napájecí napětí +28VBUS na 0VDC.  
Nastav analogový řídicí příkaz Req\_fuel a příkaz požadavku paliva Fuel\_cmd po komunikaci na 0%.  
Deaktivuj příkaz Start.

#### Krok 1

**Akce:** Nastav teplotu klimatické komory na 130 °C.  
Čekej, dokud teplota klimatické komory nedosáhne 130 °C.  
Čti aktuální hodnotu teploty klimatické komory.

**Očekávaný výsledek:** Obdržená teplota Temp [°C] musí být 130±4°C. Zapiš teplotu do protokolu.

#### Krok 2

**Akce:** Čekej 6,2 h  
Čti teplotu klimatické komory.

**Očekávaný výsledek:** Obdržená teplota Temp [°C] musí být 130±4°C. Zapiš teplotu do protokolu.

#### Krok 3

**Akce:** Sniž teplotu komory na 85°C.  
Čekej, dokud teplota komory není 85±2°C.  
Čti aktuální hodnotu teploty klimatické komory.

Očekávaný výsledek: Obdržená teplota Temp [°C] musí být  $130 \pm 2^\circ\text{C}$ . Zapiš teplotu do protokolu.

#### Krok 4

Akce: Nastav napájecí napětí +28VBUS na 28VDC.

Očekávaný výsledek: Vyčtená hodnota Usup [V] musí být  $28 \pm 0.3$  V.

#### Krok 5

Akce: Sniž napájecí napětí +28VBUS na 24VDC.

Očekávaný výsledek: Vyčtená hodnota Usup [V] musí být  $24 \pm 0.3$  V.

#### Krok 6

Akce: Zakaž posílání cyklických dat z TPR\_FMP-V2 po RS422/485  
Nastav analogovou hodnotu proudové smyčky Req\_Fuel v testeru TPR\_FMP-V2 na 130 %.

Očekávaný výsledek: Nastavená hodnota požadavku v jednotce FPC musí být  $130 \pm 2\%$ . Zapiš vyčtenou hodnotu do protokolu.  
Zpětná informace o průtoku z jednotky FlowFb musí být  $4 \pm 0.2$  mA. Zapiš vyčtenou hodnotu do protokolu.

#### Krok 7

Akce: Nastav napájecí napětí +28VBUS na 28VDC.  
Nastav požadavek na průtok paliva Req\_Fuel po digitální komunikaci na hodnotu 73 %.  
Nastav analogovou hodnotu proudové smyčky Req\_Fuel v testeru TPR\_FMP-V2 na 40 %.  
Aktivuj signál START.

Očekávaný výsledek: EC motor se musí roztočit na otáčky 4000 rpm, které jsou definovány požadavkem z analogové smyčky.  
Hodnota proudové smyčky FlowFb musí být nastavena na hodnotu  $8.92 \pm 0.4$  mA.  
Zapiš hodnotu FlowFb do protokolu.

#### Krok 8

Akce: Zapni komunikaci.  
Čekej, dokud teplota výkonových prvků není  $105^\circ\text{C}$ .  
Vyčti hodnotu výkonových prvků CS\_TP.

Očekávaný výsledek: Obdržená hodnota teploty v [°C] musí být  $105 \pm 4^\circ\text{C}$ .

#### Krok 9

Akce: Čekej 1,1 h  
Po celou dobu čekání cyklicky vyčítej hodnotu aktuálních otáček.

**Očekávaný výsledek:** EC motor se musí roztočit na otáčky 7300 rpm, které jsou definovány požadavkem z digitální komunikační linky.  
Hodnota proudové smyčky FlowFb musí být nastavena na hodnotu  $16.3 \pm 0.6$  mA.  
Zapiš hodnotu FlowFb do protokolu.  
FPC musí nastavit

- Status Degradovaný mód
- Chybové hlášení typu varování způsobené překročením interní teploty  $CS\_TP > 85^{\circ}\text{C}$ .

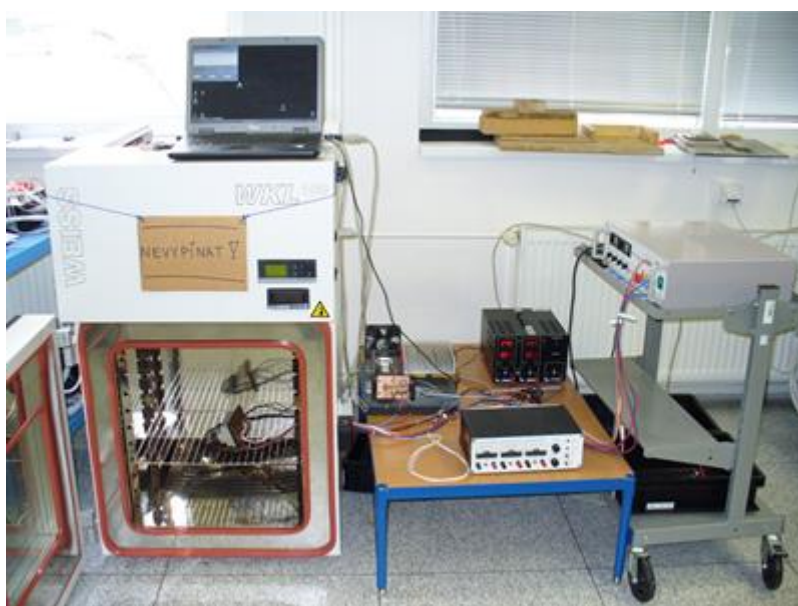
**Test result:** Test prošel – všechny testy definované v jednotlivých krocích musejí projít.

Test neprošel – jedno nebo více stanovených kritérií není splněno

Testovací program pro prostředí TBasic je uložen na přiloženém CD.

### 10.3 Výsledky AAT

Testování bylo provedeno dle testovací procedury popsané v kapitole 10.2.2. na testovacím pracovišti, jehož sestavení je uvedeno na Obr. 80. Řídicí jednotka prošla celým testem prokazujícím 30 let života bez zjištěné závady.



Obr. 80. Testovací pracoviště pro provedení testů AAT

Po dokončení testů byla jednotka demontována a provedena optická kontrola. Fotografie prokazující stav jednotky po testech je uvedena na Obr. 81. Kromě změny barevného odstínu použitého laku, není detekována žádná jiná viditelná závada. K prokázání kompletní funkčnosti a výkonosti byla jednotka otestována výrobními testovacími postupy, které se skládají z testů jednotlivých desek až po akceptační testy celého zařízení, které jsou prováděny při teplotách  $-55^{\circ}\text{C}$ ,  $25^{\circ}\text{C}$  a  $+85^{\circ}\text{C}$ . Žádný z testů neprokázal chybnou funkci. Jen při porovnání výsledků kontroly měřených AD hodnot při výrobě a po testech byly naměřené hodnoty na horním limitu povolených tolerancí. Po provedení recalibrace, byla jednotka opět plně funkční a měřené hodnoty jsou uprostřed povoleného intervalu. Na základě tohoto zjištění je doporučena recalibrace jednotky po 20 letech života.



Obr. 81. Testovaná jednotka FPC

## 11 Přínos disertační práce

Současné technologické trendy v rámci koncepce all-electric aircraft vedou k nahrazení stávajících hydraulických systémů inteligentními akčními prvky na bázi elektrických servopohonů, které zvyšují výslednou spolehlivost a užitnou hodnotu. Proto je významnou oblastí výzkumu a vývoje vytvoření a ověření vysoce spolehlivého řídicího systému EC motorů s ohledem na použití pro kritické aplikace v letectví.

Z cílů disertační práce plyne, že jedním z dílčích přínosů bude prokázání vhodnosti servopohonu s EC motorem pro kritické aplikace. Důraz bude především kladen na rozběhovou fázi pohonu, při které není známa poloha rotoru vůči statoru, dále pak na robustnost řídicího algoritmu a splnění požadované dynamiky, statické přesnosti a spolehlivosti.

Hlavním přínosem disertační práce je návrh a ověření komplexního modelu elektrohydraulického aktuátoru v prostředí Matlab/Simulink. Model je složen ze dvou hlavních částí, a to elektricko-hydraulické, tvořené palivovým systémem s EC motorem, a elektronické, v které bude implementován řídicí algoritmus.

### Hlavní teoretické přínosy disertační práce lze shrnout do následujících bodů:

- návrh a ověření nových řídicích algoritmů pro sensorové a bezsensorové řízení stanovené třídy EC motorů včetně jejich optimalizace a simulačního ověření v prostředí Matlab/ Simulink,
- návrh algoritmů pro detekci poruch, anomálií a verifikaci vstupních signálů,
- návrh robustní řídicího algoritmu pro sensorové, bezsensorové nebo kombinované řízení EC motoru,
- návrh testovacích metodik pro prokázání požadované životnosti zařízení (Accelerated Ageing Test) a zrychlených životnostních testů (High Accelerated Life Test – HALT).

### Přínosy disertační práce po praktické stránce je možné shrnout do následujících bodů:

- sestavení systémové architektury řídicí jednotky FPC s ohledem na požadavky finalisty a aplikační oblasti civilního letectví,
- ověření řídicího algoritmu pro sensorové, bezsensorové nebo kombinované řízení EC motoru,
- sestavení komplexního modelu elektrohydraulického aktuátoru včetně metodiky pro monitoring provozních stavů,
- zařízení, které bylo na základě představených řešení navrženo, získalo typový certifikát a je sériově vyráběno pro aplikační oblast v letectví,
- ověření moderních technologií a vývojových trendů a pro návrh akčních členů inteligentních strojních soustav a získání nového „know-how“ pro uplatnění těchto technologií v leteckých aplikacích.

### Pedagogické přínosy

Za hlavní pedagogický přínos této disertační práce lze považovat využitelnost výsledků pro další pedagogickou činnost v rámci bakalářských a diplomových závěrečných prací z oblasti automatizace, mechatroniky, letectví, spolehlivosti a bezpečnosti a dalších vědních oborů. V rámci řešení disertační práce vyvstaly nové technické problémy, které je možné dále rozvíjet a hledat nová řešení a přístupy v rámci doktorského studijního programu. Především je možné

Simulační modelování elektrických pohonů pro vybrané kritické aplikace

dále pracovat na ověření navržených predikčních algoritmů pro odhad životnosti a na základě získaných výsledků tyto algoritmy buď modifikovat, nebo zvolit jiný přístup.

## 12 Závěr

Disertační práce na téma „Simulační modelování elektrických pohonů pro vybrané kritické aplikace“ je zaměřena na oblast stanovených aplikací v civilním letectví. Vybranou aplikací, na kterou se tato práce zaměřuje, je elektricky poháněné a elektronicky řízené dávkovací palivové čerpadlo, které dodává palivo do leteckého motoru typu APU. Kritičnost této aplikace byla klasifikována v kategorii DALB, jejichž chyba způsobuje hazardní stav a přípustná pravděpodobnost selhání této aplikace za 1 hodinu letu je menší jak  $10^{-6}$ .

Elektrické akční členy v kritických aplikacích musí splňovat náročné požadavky na extrémní provozní podmínky, které se pohybují na samotné hranici možností technického řešení. To s sebou nese značné nároky jak na samotné elektromotory, tak na řídicí elektroniku i další části akčního členu.

S ohledem na výše popsané aspekty byl pro palivové čerpadlo zvolen jako pohon EC motor, a to především kvůli své vysoké životnosti, zástavbovým rozměrům a stejnosměrnému napájení, které je vyžadováno finální aplikací. Nicméně tento druh stroje pro zajištění své funkce vyžaduje řídicí elektroniku, která řídí jeho komutaci. Z provedených analýz se ukázalo, že právě řídicí elektronika je nejslabším článkem aplikace s ohledem na svoji spolehlivost. Proto se práce primárně zaměřuje na návrh robustního algoritmu EC motorů, který by splnil všechny požadavky na tuto aplikaci kladené.

Na základě provedené analýzy současného stavu poznání se ukázalo, že současně nabízená řešení řídicích systémů pro EC motory nesplňují požadavky na řízení kritických aplikací určených pro oblast letectví, a to především z důvodu vyžadované spolehlivosti algoritmu, odolnosti vůči vnějším vlivům a vedení vývoje v souladu s leteckými normami s následnou certifikací. Drtivá většina dávkovacích čerpadel aktuálně používaných v leteckých aplikacích je založena na bázi hydro-mechanických aktuátorů, které jsou velké, těžké, neumožňují monitoring parametrů, ale na druhou stranu jsou spolehlivé a ověřené. Ambicí je tedy navrhnout a prokázat použitelnost elektrického/elektronického systému, který bude do této aplikační oblasti implementován jako náhrada v současnosti používaných systémů.

V práci je v úvodní části provedena analýza požadavků a určení kritických funkcí analýzou FTA. Na základě této analýzy byly specifikovány části pohonu a funkce, které je třeba analyzovat a navrhnout řešení, která by minimalizovala výskyt chybových stavů. Na základě těchto výsledků byla navržena systémová architektura včetně definice vyžadované funkčnosti jednotlivých částí.

Následující část disertační práce navazuje na systémovou architekturu a obsahuje v jednotlivých krocích návrhy řešení všech komponent, nutných k řízení motoru od snímání polohy rotoru až po řídicí algoritmus. Navržené přístupy jsou simulačně ověřeny a v případě nalezených nedostatků jsou navržena nová řešení, která tyto nedostatky odstraňují. Součástí této části je i ověření metody MBD a vývojového V-cyklu pro návrh těchto časově kritických částí. Na základě demonstračního ověření řízení motoru pomocí HIL a analýze generovaného kódu z modelu bylo zjištěno, že tento přístup není vhodný pro nízko úroňový SW, který má být optimalizován na výkon, a proto následný řídicí algoritmus byl navržen ideově a jeho navržená funkčnost byla testována přímo na cílové platformě. Naopak, jako efektivní se ukázala metoda MBD při návrhu a simulačním ověření řídicí regulační smyčky. Regulační struktura byla kompletně navržena a optimalizována v prostředí Matlab/Simulink. V tomto prostředí byl navržen i komplexní model celého systému, který byl výpočetně náročný a pro optimalizaci a ladění regulátoru nepoužitelný. Proto byl tento model optimalizován a výpočetně

nejnáročnější části spojené se simulací EC motoru nahrazeny modelem na základě stavového popisu. U tohoto typu modelu sice nelze simulovat a ladit nejkritičtější část řízení motoru, kterou je detekce polohy rotoru a komutační algoritmus, ale pro potřeby ladění regulátoru je tento model dostatečný. Následující část této kapitoly je zaměřena na definici systémové funkčnosti řídicího SW. Je navržena architektura SW včetně popisu funkčnosti a alokací funkcí na jednotlivé moduly. Hlavní pozornost je věnována návrhu redundantního komutačního algoritmu na základě sensorového a bezsensorového řízení motoru včetně vyhodnocení a ošetření chybových stavů. Poslední částí této kapitoly se zaměřuje na ověření navrženého řídicího algoritmu na palivovém čerpadle a standu, který simuluje reálný palivový systém. K ověření byly vybrány testy mapování přesnosti otáčkové regulace, mapování dynamiky řízení a detekce chyby Hallových snímačů bez ztráty funkčnosti. Z výsledků testů je zřejmé že zařízení plní požadavky na něj kladené, ale také byly specifikovány nedostatky, které však jsou řešitelné a možná řešení jsou v disertační práci navržena. Tato problematika by mohla být řešena a rozvíjena v navazujících bakalářských, magisterských a disertačních pracích, nebo v jiných VaV projektech.

Další část disertační práce je věnována návrhu monitorovacích algoritmů provozních stavů elektroniky a celého systému. Kapitola je rozdělena na dvě části, z nichž jedna obsahuje algoritmy a principy pro detekci chybových stavů řídicí elektroniky včetně určení jejich kritičnosti aplikací P-BIT, I-BIT nebo C-BIT testů. Druhá část je zaměřena na vyhodnocení provozních stavů celého zařízení včetně návrhu moderních metod pro predikci životnosti zařízení a doby do poruchy. Funkčnost predikčních algoritmů nebylo možné ověřit, protože zatím není k dispozici dostatečné množství reprezentativních dat z provozu zařízení, a proto by bylo vhodné na tu to oblast v další vědecké činnosti navázat, tuto dále rozvíjet a upravovat dle nasbíraných dat.

Poslední část práce tvoří návrh metodik pro odhalení slabých míst návrhu (HALT) a pro testy zrychleného stárnutí (AAT), které slouží k prokázání vyžadované životnosti. Pro každý test jsou vyspecifikovány podmínky testů, navržen průběh testů, definovány akceptační kritéria pro jejich vyhodnocení a je vyspecifikováno vybavení zkušeben pro jejich provedení. Součástí disertační práce je i provedení těchto testů včetně vyhodnocení výsledků, analýza chybových stavů a návrh nápravných opatření.

Všechny výše uvedené výsledky a postupy byly využity a ověřeny při návrhu reálného palivového čerpadla, které získalo typový certifikát pro motor eAPU pro oblast civilního letectví.



## Reference

- [1]. I. Moir, *The all-electric aircraft-major challenges*, IEE Colloquium on All Electric Aircraft, 1998.
- [2]. R. I. Jones, *The More Electric Aircraft: the past and the future?*, in IEE Colloquium on Electrical Machines and Systems for the More Electric Aircraft, 1999.
- [3]. RTCA/DO-178B, *Software Considerations in Airborne Systems and Equipment Certification*. RTCA, Inc.: USA, 1992.
- [4]. RTCA/DO-254, *Design Assurance Guidance for Airborne Electronic Hardware*. RTCA, Inc.: USA, April 2000.
- [5]. RTCA/DO-160D, *Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment*. RTCA, Inc.: USA, July 21, 1998. (Latest revision RTCA/DO-160F)
- [6]. Z. Hadas, V. Singule, S. Věchet, C. Ondrusek, *Development of energy harvesting sources for remote application as mechatronic system*, 14th International Power Electronics and Motion Control Conference, p.13-19, ISBN 9989-9785-1-4, 2010.
- [7]. T. Březina, P. Houška, V. Singule, L. Březina, Z. Hadaš, *Mechatronic Education and Research Activities at Brno University of Technology*, 11th International Workshop on Research and Education in Mechatronic, p. 83-88, 2010.
- [8]. PAVELKA, J. *Elektrické pohony*. ČVUT v Praze, Fakulta elektrotechnická, Praha, leden 2007.
- [9]. SKALICKÝ, J. *Elektrické servopohony*, VUT Brno, 1999, ISBN 80-214-1978-4
- [10]. UHLÍŘ, I. a kol. *Elektrické stroje a pohony*, ČVUT, 2004
- [11]. *Stejnoseměrné motory se samonosným vinutím*, [online]. (březen 2011) URL: [http://www.pslib.cz/pe/skola/studijni\\_materialy/prezentace/elektricke\\_stroje/4\\_rocnik/maxon.pps](http://www.pslib.cz/pe/skola/studijni_materialy/prezentace/elektricke_stroje/4_rocnik/maxon.pps)
- [12]. VYKOPAL, P. *Elektronicky komutovaný stroj*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008.
- [13]. CHLOUPEK, K. *Program pro výpočet EC motorů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009.
- [14]. Hořava, J. *Modelování a simulace vektorového řízení EC motorů v prostředí Simulink*, Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2011.
- [15]. *Malé stejnosměrné motory*, [online]. URL: [http://www.uzimex.cz/soubory/20070103\\_maxon\\_serial.pdf](http://www.uzimex.cz/soubory/20070103_maxon_serial.pdf) (březen 2011)
- [16]. BLÁHA, M. *Elektronicky komutovaný motor*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008.
- [17]. SINGULE, V. *Akční členy s EC motory – výhodné řešení pro mechatronické aplikace*, 2009, [online]. URL: <http://www.techpark.sk/technika-92009/ECmotory.html> (březen 2011)
- [18]. Toman, J. *Programování dvouosého pohonu s EC motory typu Maxon*, Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2008.
- [19]. Souček, P. *Servomechanismy ve výrobních strojích*. ČVUT, Praha 2004
- [20]. UZIMEX PRAHA, spol. s.r.o., *Malé stejnosměrné motory MAXON*, Praha 2002
- [21]. Koláčný, J. *Elektrické pohony*, VUT Brno
- [22]. Koláčný, J. *Elektrické mikrofony*, VUT Brno
- [23]. Hubík, V., *Elektrické servopohony pro kritické aplikace*, Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2011.

- [24]. Qualmark, Accelerated Reliability Testing Systems [Online], (prosinec 2011) <http://www.qualmark.com/about-halt-hass>
- [25]. Department Procedures, HALT Procedure Guidelines [Online], (prosinec 2011) [http://www.haltandhass.co.kr/down/halt\\_guide\\_chart.pdf](http://www.haltandhass.co.kr/down/halt_guide_chart.pdf)
- [26]. PORTER, A., *Accelerated Testing and Validation*, 2004, ISBN 0-7506-7653-1
- [27]. Hongryel Kim, Jubum Son, and Jangmyung Lee, *A High-Speed Sliding-Mode Observer for the Sensorless Speed Control of a PMSM*, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 58, NO. 9, SEPTEMBER 2011
- [28]. Matthias Preindl and Erik Scholtz, *Sensorless Model Predictive Direct Current Control Using Novel Second-Order PLL Observer for PMSM Drive Systems*, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 58, NO. 9, SEPTEMBER 2011
- [29]. Sam-Young Kim, Chinchul Choi, Kyeongjin Lee, and Wootaik Lee, *An Improved Rotor Position Estimation With Vector-Tracking Observer in PMSM Drives With Low-Resolution Hall-Effect Sensors*, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 58, NO. 9, SEPTEMBER 2011
- [30]. Sung-Yoon Jung and Kwanghee Nam, *PMSM Control Based on Edge-Field Hall Sensor Signals Through ANF-PLL Processing*, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 58, NO. 11, NOVEMBER 2011
- [31]. W. Leonhard, *Control of electrical drives*, 3rd ed. Springer, Berlin, 2001.
- [32]. BUSCA, C: *Open Loop Low Speed Control for PMSM in High Dynamic Applications*. Aalborg: Aalborg University, Department of Energy Technology, 2010. 111 s. Vedoucí diplomové práce Remus Teodorescu, Johnny Wahl Jensen, Ömer Göksu
- [33]. BENJAK, O.; GERLING, D.: Review of position estimation methods for IPMSM drives without a position sensor part I: Nonadaptive methods, In *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference*, 6-8 Sept 2010, Rome, Italy, s.1-6, ISBN 978-1-4244-4175-4
- [34]. PERERA, P. D. C.: *Sensorless Control of Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives*. Aalborg: Aalborg University, Institute of Energy Technology, 2002. 210 s. ISBN 87-89179-41-2
- [35]. SKALICKÝ, J.: *Teorie řízení*, VUT Brno, 2002, ISBN 80-214-2112-6
- [36]. BLAHA P., VAVŘÍN P.: *Řízení a regulace 1*, VUT Brno, skripta
- [37]. Shao J., nolan D.: Further Improvement of Direct Back EMF Detection for Sensorless Brushless DC (BLDC) Motor Drives, In *Proceedings of the Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2005)*, Austin, TX, USA, March 2005; pp. 933-937; Volume 2
- [38]. Lepka J., Grasblum P.: *Použití mikroprocesorů pro řízení pohonů s BLDC motory*, 2011
- [39]. Gamazo, J.C., Vázquez, E., Gómez, J., *Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using Sensorless Techniques and Applicatin Trends*, University of Valladolid, Valladolid, Spain, ISSN 1424-8220

## Seznam vlastních publikací – publikace vztahující se k tématu DDP

- [1] ANČÍK, Z.; TOMAN, J.; VLACH, R.; HUBÍK, V. Modeling of Thermal Phenomena in Liquid Cooling System for Aircraft Electric Unit. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2011. 2011(99). p. 1 - 7. ISSN 0278-0046.
- [2] TOMAN, J.; HUBÍK, V.; SINGULE, V. Development of the control system for electric actuator with BLDC motor, *Engineering Mechanics*, Vol.18, (2012), No.5/6, pp.289-296, ISSN 1802-1484,
- [3] TOMAN, J.; SZABÓ, I.; SINGULE, V. Robust Control Algorithm for PMSM Motor with Hall Position Sensors, *Engineering Mechanics* 2014, pp.660-663, ISBN 978-80-214-4871-1.
- [4] TOMAN, J.; KERLIN, T.; SINGULE, V. Application of the V-cycle development in the aerospace industry, *Engineering Mechanics*, Vol.18, (2012), No.5/6, pp.297-306, ISSN 1802-1484
- [5] TOMAN, J.; SINGULE, V. Nová řada EC motorů Maxon určená pro extrémní podmínky. *Automa*. 2011. 2011(3). p. 41 - 43. ISSN 1210-9592.
- [6] TOMAN, J.; ANČÍK, Z.; SINGULE, V. Hardware-in-the-Loop Testing of Control Algorithms for Brushless DC Motor. In *Mechatronics Recent Technological and Scientific Advances*. Berlin, Springer Berlin Heidelberg. 2011. p. 165 - 173. ISBN 978-3-642-23243-5.
- [7] TOMAN, J.; HUBÍK, V.; SINGULE, V.; BLECHA, R. The adjustable end effector for industrial robots. *MM Science Journal*. 2011. 4(3). p. 305 - 310. ISSN 1803-1269.
- [8] ANČÍK, Z.; TOMAN, J. Simulation and modelling of control system for turbo-prop constant speed propeller. In *Mechatronics Recent Technological and Scientific Advance*. Springer. 2011. p. 267 - 274. ISBN 978-3-642-23243-5.
- [9] TOMAN, J.; HRBÁČEK, R.; SINGULE, V. Redundant Control Algorithm for a Brushless DC Motor, *Electrical Drives and Power Electronics*, Košice, Slovak Republic, Technical University of Košice. 2015 pp.117-124, ISBN 978-80-553-2208-7.
- [10] TOMAN, J.; SINGULE, V.; HADAŠ, Z. Model of Aircraft Actuator with BLAC Motor, 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, (PEMC 2014), Turkey, pp.278-283, ISBN 978-1-4799-2060-0
- [11] TOMAN, J.; HRBÁČEK, J.; SINGULE, V. Design of universal control unit for brushless DC motors, *Engineering Mechanics* 2012, Book of extended abstracts, 2012, pp.342-343, ISBN 978-80-86246-40-6,
- [12] TOMAN, J.; SINGULE, V. Self-tuning and Verification of the Control Algorithm for BLDC Motor in Real Time. In *Electrical drives and power electronics proceedings*, Košice, Slovak Republic, Technical University of Košice. 2011. p. 123 - 127. ISBN 978-80-553-0734-3.
- [13] TOMAN, J.; HUBÍK, V.; SINGULE, V. Fuel metering pump development and modeling. In *ICINCO 2011 Proceedings of the 8th International Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics*. Portugal, SciTePress. 2011. p. 419 - 426. ISBN 978-989-8425-74-4
- [14] SINGULE, V.; TOMAN, J. EC motory maxon pro práci v extrémních podmínkách. *Technika a trh*. 2011. 19(3). p. 16 - 18. ISSN 1210-5902.
- [15] HUBÍK, V.; TOMAN, J.; SINGULE, V. BLDC motor control design in Matlab/Simulink. *Zeszyty Problemowe - Maszyny Elektryczne*. 2010. 2010(88). p. 35 - 39. ISSN 0239-3646.

## **Příložený CD disk**

**A.1 Model magnetického pole FEMM**

**A.2 Modely v Matlab/Simulink**

**A.3 Teplotní model**

**A.4 Testovací program pro AAT testy**