



System řízení kvadrokoptéry

Diplomová práce

Studijní program:

Autor práce:

Vedoucí práce:

N0788A270004 Inovační a průmyslové inženýrství

Bc. Radek Novák

Ing. Michal Moučka, Ph.D.

Katedra výrobních systémů a automatizace





Zadání diplomové práce

System řízení kvadrokoptéry

Jméno a příjmení: **Bc. Radek Novák**
Osobní číslo: S20000257
Studijní program: N0788A270004 Inovační a průmyslové inženýrství
Zadávací katedra: Katedra výrobních systémů a automatizace
Akademický rok: **2021/2022**

Zásady pro vypracování:

1. Nastudujte architekturu mikrokontrolérů STM32. Zvolte vývojovou desku s vhodným kontrolérem STM32 pro řízení letu.
2. Proveďte rešerši způsobů řízení letu vadrokoptéry, metod vyhodnocení informací o aktuální orientaci kvadrokoptéry v prostoru.
3. Vybrané algoritmy řízení naimplementujte v jazyku C na STM32.
4. Navrhněte vlastní elektronický obvod řídicího systému letu, který bude umožňovat připojení senzorů, výstupy a vstupy pro připojení elektronických regulátorů otáček (ESC) a dalších periférií. Při návrhu zohledněte možnost dalšího rozšíření.
5. Navrhněte desku plošných spojů elektronického obvodu. V případě dobré situace s dodávkou elektronických komponent danou desku vyrobte, osadte a oživte.
6. Naladte stavitelné parametry regulátorů. Ověřte letuschopnost kvadrokoptéry s vaším řídicím systémem.

Rozsah grafických prací:
Rozsah pracovní zprávy:
Forma zpracování práce:
Jazyk práce:

dle potřeby
cca 45 stran
tištěná/elektronická
Čeština



Seznam odborné literatury:

- [1] HEROUT P. *Učebnice jazyka C (6. vydání)*. České Budějovice: KOPP nakladatelství. 2009. ISBN: 978-80-7232-383-8. (K dispozici u vedoucího DP)
- [2] HOFREITER M. *Základy automatického řízení* (skriptum). Praha: České vysoké učení v Praze, 2012. ISBN 978-80-7372-297-5. (K dispozici u vedoucího DP)
- [3] KLOBOUČEK J. *Snímače v průmyslu* (skriptum). Liberec: Technická univerzita v Liberci, 2012. ISBN 978-80-7372-828-1. (K dispozici u vedoucího DP)
- [4] NORRIS D. *Programming with STM32 –Getting Started with the Nucleo Board and C/C++*. NY-US: McGraw-Hill Education, 2018. ISBN 1260031314. (K dispozici u vedoucího DP)
- [5] OLEHLA M., S. NĚMEČEK, I. ŠVARC *Automatické řízení* (skriptum). Liberec: Technická univerzita v Liberci, 2011. ISBN 55-036-11. (K dispozici u vedoucího DP)
- [6] TEWARI A. *Advanced Control of Aircraft, Spacecraft and Rockets*. NJ-US: Wiley, 2011. ISBN 9780470745632. (K dispozici u vedoucího DP)

Vedoucí práce:

Ing. Michal Moučka, Ph.D.
Katedra výrobních systémů a automatizace

Datum zadání práce:

15. listopadu 2021

Předpokládaný termín odevzdání:

15. května 2023

prof. Dr. Ing. Petr Lenfeld
děkan

L.S.

Ing. Petr Zelený, Ph.D.
vedoucí katedry

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci jsem vypracoval samostatně jako původní dílo s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím mé diplomové práce a konzultantem.

Jsem si vědom toho, že na mou diplomovou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb., o právu autorském, zejména § 60 – školní dílo.

Beru na vědomí, že Technická univerzita v Liberci nezasahuje do mých autorských práv užitím mé diplomové práce pro vnitřní potřebu Technické univerzity v Liberci.

Užiji-li diplomovou práci nebo poskytnu-li licenci k jejímu využití, jsem si vědom povinnosti informovat o této skutečnosti Technickou univerzitu v Liberci; v tomto případě má Technická univerzita v Liberci právo ode mne požadovat úhradu nákladů, které vynaložila na vytvoření díla, až do jejich skutečné výše.

Současně čestně prohlašuji, že text elektronické podoby práce vložený do IS/STAG se shoduje s textem tištěné podoby práce.

Beru na vědomí, že má diplomová práce bude zveřejněna Technickou univerzitou v Liberci v souladu s § 47b zákona č. 111/1998 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů.

Jsem si vědom následků, které podle zákona o vysokých školách mohou vyplývat z porušení tohoto prohlášení.

22. května 2022

Bc. Radek Novák

PODĚKOVÁNÍ

Tímto bych rád poděkoval panu Ing. Michalu Moučkovi, Ph.D. za odborné vedení diplomové práce a ochotu podělit se o cenné zkušenosti, jenž byly pro její dokončení klíčové.

Také bych rád poděkoval své rodině za podporu během celého mého dosavadního studia.

Příloha I.

TÉMA: SYSTÉM ŘÍZENÍ KVADROKOPTÉRY

ANOTACE: Cílem této diplomové práce je provedení návrhu systému řízení kvadrokoptéry, implementace jeho algoritmů na mikrokontrolér STM32 a návržení vlastní řídicí desky se zmíněným mikrokontrolérem. V úvodní teoretické části jsou vysvětleny základní termíny z řešené problematiky, je představen princip fungování regulátorů PID respektive PSD a probrán potřebný matematický aparát, nutný k pochopení principů, představených v následující části práce. V ní je provedena rešerše metod vyhodnocování orientace kvadrokoptéry, na základě které je jedna z metod vybrána. Část následující je věnována regulaci letu kvadrokoptéry a popisu vybraného řešení na bázi regulátorů PSD. V další části je představena rodina mikrokontrolérů STM32 a vybrán konkrétní mikrokontrolér a vývojová deska. Následující kapitola popisuje návrh elektronického obvodu vlastní řídicí desky, na základě kterého je v další kapitole proveden návrh desky plošných spojů. Po představení výsledků výroby navržené desky je v následující kapitole popsána implementace algoritmů zvoleného systému řízení na vybraný mikrokontrolér. V části poslední jsou představeny výsledky této implementace.

KLÍČOVÁ SLOVA: kvadrokoptéra, řízení, PID, řídicí jednotka letu, STM32

THEME: QUADCOPTER CONTROL SYSTEM

ANOTATION: The aim of this thesis is to design a quadcopter control system, implement its control algorithms on STM32 microcontroller and design a custom flight control board based on the mentioned microcontroller. The initial theoretical part explains the basic terms of the discussed problems, describes the principles of operation for the PID and PSD controllers and presents the necessary mathematical apparatus needed to understand the principles presented in the following part. In it a review of methods for evaluating quadcopter attitude is presented, on the basis of which one of the method is selected. The following section is dedicated to the quadcopter flight control and the description of the selected solution based on PSD controllers. In the next section, the STM32 microcontroller family is introduced and a specific microcontroller and development board is selected. In the next section, the electronic circuit design of the custom flight control board is performed with respect to the selected microcontroller. The following section describes the PCB design procedure for the proposed electronic

circuit. After presenting the manufacturing results of the designed board, the next section describes the implementation of the algorithms of the selected control system to the selected microcontroller. The last section presents the results of implementation.

KEYWORDS: quadcopter, control, PID, flight controller, STM32

Zpracovatel: TU v Liberci, Fakulta strojní, Katedra výrobních systémů a automatizace

Počet stran : 126

Počet příloh : 4

Počet obrázků : 75

Počet tabulek : 0

Počet modelů nebo jiných příloh: 3

OBSAH

PODĚKOVÁNÍ.....	5
OBSAH	8
SEZNAM OBRÁZKŮ	11
SEZNAM POUŽITÝCH ZKRATEK A SYMBOLŮ	15
ÚVOD.....	19
1 TEORETICKÝ ZÁKLAD	20
1.1 ZÁKLADNÍ POJMY TEORIE ŘÍZENÍ	20
1.1.1 Řízení, regulace a ovládnání	20
1.1.2 Regulační obvod	20
1.2 REGULÁTORY PID A PSD	21
1.2.1 Regulátor PID.....	21
1.2.2 Regulátor PSD.....	22
1.3 NÁZVOSLOVÍ POUŽÍVANÉ V LETECTVÍ	23
1.4 EULEROVY ÚHLY	24
1.5 MATEMATICKÝ APARÁT	24
1.5.1 Matice rotace	24
1.5.2 Kvaterniony.....	26
2 VOLBA METODY VYHODNOCOVÁNÍ AKTUÁLNÍ ORIENTACE	
KVADROKOPTÉRY	31
2.1 METODY ŘÍZENÍ LETU KVADROKOPTÉRY	31
2.2 POUŽÍVANÉ SENZORY	32
2.2.1 Gyroskopické senzory	32
2.2.2 Akcelerometry.....	32
2.2.3 Magnetometry.....	33
2.3 REŠERŠE METOD VYHODNOCOVÁNÍ POLOHY.....	33
2.3.1 Metoda integrace úhlových rychlostí v zemském souřadném systému	33
2.3.2 Metoda přepočtu kvaternionu vyjadřujícího orientaci	35
2.3.3 Metoda přepočtu matice rotace	36

2.3.4	<i>Metoda využívající měření gravitačního zrychlení</i>	37
2.3.5	<i>Metoda využívající měření elektromagnetického pole</i>	38
2.3.6	<i>Metoda kvaternionu vyjadřujícího orientaci získaného na základě dat z akcelerometru a magnetometru</i>	38
2.4	VÝSLEDNÁ METODA NAVRŽENÁ PRO URČENÍ POLOHY	40
2.4.1	<i>Původně zamýšlená metoda</i>	41
2.4.2	<i>Zvolená metoda</i>	43
3	METODA REGULACE	45
3.1	FYZIKÁLNÍ PRINCIP UMOŽŇUJÍCÍ ŘÍZENÍ LETU	45
3.2	ZVOLENÁ METODA REGULACE	46
4	VÝBĚR MIKROKONTROLÉRU	49
4.1	PLATFORMA MIKROKONTROLÉRŮ STM32	49
4.2	SÉRIE MIKROKONTROLÉRŮ PLATFORMY STM32	50
4.2.1	<i>Série F0</i>	51
4.2.2	<i>Série F1</i>	51
4.2.3	<i>Série F2</i>	52
4.2.4	<i>Série F3</i>	53
4.2.5	<i>Série F4</i>	53
4.2.6	<i>Série F7</i>	54
4.2.7	<i>Série H7</i>	55
4.2.8	<i>Série L0, L1, L4 a L4+</i>	56
4.2.9	<i>Série L5</i>	59
4.2.10	<i>Série U5</i>	59
4.2.11	<i>Série G0</i>	60
4.2.12	<i>Série G4</i>	61
4.2.13	<i>Série STM32WB a STM32WL</i>	62
4.3	ZVOLENÝ MIKROKONTROLÉR	63
4.3.1	<i>Parametry zvoleného mikrokontroléru</i>	64
4.3.2	<i>Architektura mikrokontroléru</i>	66
4.3.3	<i>Systémové sběrnice</i>	67
4.3.4	<i>Můstky AHB/APB</i>	67
4.4	VÝVOJOVÁ DESKA NUCLEO G474RE	68

5	NÁVRH ELEKTRONICKÉHO OBVODU VLASTNÍ ŘÍDICÍ DESKY	69
5.1	POŽADAVKY NA ŘÍDICÍ DESKU	69
5.2	BLOK NAPÁJENÍ DESKY	71
5.2.1	<i>Napěťový regulátor 5 V</i>	71
5.2.2	<i>Zdroj napětí 3,3 V</i>	77
5.2.3	<i>Detekce napětí baterie</i>	78
5.2.4	<i>Výsledné schéma bloku napájení desky</i>	81
5.3	NAPÁJENÍ MIKROKONTROLÉRU	83
5.4	VOLBA EXTERNÍHO KRYSTALU	85
5.5	KONEKTORY	88
5.6	OSTATNÍ KOMPONENTY OBVODU	90
5.6.1	<i>Přepínač BOOT0</i>	91
5.6.2	<i>Indikační diody</i>	91
6	NÁVRH DESKY PLOŠNÝCH SPOJŮ	93
6.1	ZVOLENÉ PARAMETRY DESKY	93
6.2	NÁVRH ŠÍŘKY VODIČŮ	94
6.3	NÁVRH ŠÍŘKY SIGNÁLNÍCH VODIČŮ SBĚRNICE USB	95
6.4	ROZVRŽENÍ SOUČÁSTEK NA DESCE	96
7	IMPLEMENTACE ALGORITMU ŘÍZENÍ NA MIKROKONTROLÉR STM32.....	102
7.1	ČASOVÁNÍ REGULAČNÍ SMYČKY	103
7.2	PŘÍJEM POKYNŮ ŘÍZENÍ	105
7.3	GENEROVÁNÍ SIGNÁLŮ PRO ESC	107
7.4	KOMUNIKACE SE SENZOROVÝM MODULEM	111
7.5	IMPLEMENTACE REGULÁTORŮ	114
8	OTESTOVÁNÍ IMPLEMENTACE ALGORITMU ŘÍZENÍ A SEŘÍZENÍ REGULÁTORŮ.....	115
	ZÁVĚR	119
	SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY.....	120
	SEZNAM PŘÍLOH.....	126

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1: Základní regulační obvod	20
Obr. 2: Letadlová souřadnicová soustava [5]	23
Obr. 3: Eulerovy úhly [6].....	24
Obr. 4: Gimbal-lock [11]	35
Obr. 5: Zvolený senzor	42
Obr. 6: Rozklady aerodynamických sil [15] - upraveno.....	45
Obr. 7: Regulační obvod.....	48
Obr. 8: Skupiny mikrokontrolérů platformy STM32 [20].....	50
Obr. 9: Série F0 mikrokontrolérů STM32 [22].....	51
Obr. 10: Série F1 mikrokontrolerů STM32 [23].....	52
Obr. 11: Série F2 mikrokontrolerů STM32 [24].....	52
Obr. 12: Série F3 mikrokontrolerů STM32 [25].....	53
Obr. 13: Série F4 mikrokontrolerů STM32 [27].....	54
Obr. 14: Série F7 mikrokontrolerů STM32 [28].....	55
Obr. 15: Série H7 mikrokontrolerů STM32 [29].....	56
Obr. 16: Série L0 mikrokontrolerů STM32 [30]	57
Obr. 17: Série L1 mikrokontrolerů STM32 [31]	57
Obr. 18: Série L4 mikrokontrolerů STM32 [32]	58
Obr. 19: Série L4+ mikrokontrolerů STM32 [33]	58
Obr. 20: Série L5 mikrokontrolerů STM32 [34]	59

Obr. 21: Série U5 mikrokontrolerů STM32 [35].....	60
Obr. 22: Série G0 mikrokontrolerů STM32 [36].....	60
Obr. 23: Série G4 mikrokontrolerů STM32 [37].....	61
Obr. 24: Série STM32WB [38].....	62
Obr. 25: Série STM32WB [39].....	63
Obr. 26: Blokové schéma mikrokontrolerů STM32G474RE [40]	65
Obr. 27: BusMatrix [41]	66
Obr. 28: Vývojová deska Nucleo G474RE.....	68
Obr. 29: Lineární napěťový regulátor	71
Obr. 30: Nastavení výstupního napětí.....	72
Obr. 31: Činnost regulátoru dle rozdílu vstupního a výstupního napětí [45]	74
Obr. 32: Závislost max. proudu na rozdílu vstupního a výstupního napětí [42]	75
Obr. 33: Výsledné schéma zapojení regulátoru 5 V	77
Obr. 34: Výsledné schéma zapojení regulátoru 3,3 V	78
Obr. 35: Napěťové charakteristiky zvoleného mikrokontroléru [40]	79
Obr. 36: Zapojení pro detekci napětí baterie	79
Obr. 37: Blok napájení desky	81
Obr. 38: Testování bloku napájení desky	82
Obr. 39: Referenční schéma zapojení [48]	83
Obr. 40: Napájecí schéma [40]	83
Obr. 41: Součásti napájení mikrokontroléru.....	84

Obr. 42: Zapojení mikrokontroléru.....	85
Obr. 43: Vlastnosti oscilátorů mikrokontrolerů STM32.....	86
Obr. 44: Zapojení krystalu.....	87
Obr. 45: Výsledné zapojení krystalu.....	88
Obr. 46: Zapojení konektorů.....	89
Obr. 47: Pull-up rezistory vodičů sběrnic I ² C.....	89
Obr. 48: Doporučené zapojení programovacího a debugovacího konektoru [48].....	90
Obr. 49: Připojení USB konektoru	90
Obr. 50: Přepínač BOOT0	91
Obr. 51: Proudové charakteristiky mikrokontroléru [40]	92
Obr. 52: Zapojení signalizačních diod.....	92
Obr. 53: Zvolená konfigurace výroby desky [51].....	94
Obr. 54: Kontrola volby šířky vodičů.....	95
Obr. 55: Vedení diferenciálních párů v programu KiCAD	95
Obr. 56: Volba šířky signálních vodičů sběrnice USB.....	96
Obr. 57: Základní rozvržení součástek na desce.....	97
Obr. 58: Návrh desky.....	98
Obr. 59: Návrh desky - 3D pohled.....	98
Obr. 60: Vyrobená deska během základního testování.....	99
Obr. 61: Výsledná podoba desky.....	99
Obr. 62: Propojení programátoru a desky I	100

Obr. 63: Propojení programátoru a desky II	101
Obr. 64: Nástroj STM32CubeMX	102
Obr. 65: Nastavení časovač TIM6	104
Obr. 66: Nastavení pinů pro přerušení	105
Obr. 67: Nastavení přerušení	106
Obr. 68: Nastavení pinů pro generování řídicích pulsů ESC.....	108
Obr. 69: Nastavení časovače pro generování řídicích signálů pro ESC	108
Obr. 70: Nastavení časovače watchdog	111
Obr. 71: Nastavení pinů pro I ² C	112
Obr. 72: Nastavení sběrnice I ² C	112
Obr. 73: Poškozená kvadrokoptéra	116
Obr. 74: Nová testovací kvadrokoptéra	117
Obr. 75: Nová kvadrokoptéra během letu.....	118

SEZNAM POUŽITÝCH ZKRATEK A SYMBOLŮ

AHB	Advanced High-performance Bus
AHP	Advanced Peripheral Bus
ARR	hodnota registru Autoreload určujícího strop čítače
a	váhový koeficient
a_i	zrychlení v jednotlivých osách senzoru
COMP	porovnávaná hodnota
CCW	counterclockwise
C_L	zatěžovací kapacita
C_{L_1}	kapacita zatěžovacího kondenzátoru C_1
C_{L_2}	kapacita zatěžovacího kondenzátoru C_2
C_S	parazitní kapacita
CW	clockwise
C_0	statická kapacita krystalu
DMA	Direct Memory Access
DL	hodnota buzení
ESC	Electric Speed Controller
ESR	ekvivalentní sériový odpor krystalu
e_k	regulační odchylka v daném kroku
$e(t)$	regulační odchylka
F	frekvence krystalu, frekvence hodinového signálu pro časovač, frekvence hodinového signálu pro časovač watchdog
g_m	hodnota transkonduktance
I_{adj}	proud z vývodu regulátoru určeného pro nastavení výstupního napětí
I_{in}	vstupní proud
IoT	Internet of Things
I_{out}	výstupní proud
I_{R_1}	proud tekoucí rezistorem R_1
I_{R_2}	proud tekoucí rezistorem R_2
i	imaginární jednotka
j	imaginární jednotka
k	imaginární jednotka

k	krok
k_M	momentová konstanta vrtule
k_t	tahová konstanta vrtule
LPWAN	Low-Power Wide Area Network
M_x	klonivý moment
M_y	klopivý moment
M_z	zatáčivý moment
m_i	hodnota naměřené magnetické indukce v dané ose senzoru
\mathbf{n}	osa určená jednotkovým vektorem
n	krok numerické integrace
P	ztrátový výkon na napěťovém regulátoru
P_{max}	maximální možný ztrátový výkon na napěťovém regulátoru
PR	hodnota předděličky hodinového signálu pro časovač
P_{R_1}	ztrátový výkon na rezistoru R_1
P_{R_2}	ztrátový výkon na rezistoru R_2
\mathbf{p}	kvaternion
\mathbf{q}	kvaternion
$\mathbf{q}_{akc+mag_n}^{-1}$	inverzní kvaternion ke kvaternionu popisujícímu orientaci získanou metodou využívající akcelerometru a magnetometru při daném kroku
$\mathbf{q}_{jednotkový}$	jednotkový kvaternion
\mathbf{q}_k	kvaternion
\mathbf{q}_{krok}	kvaternion aktuálního dílčího kroku
\mathbf{q}_{n-1}	kvaternion předešlého kroku
$\mathbf{q}_{ryzí}$	ryzí kvaternion
\mathbf{q}^*	opačný kvaternion ke kvaternionu \mathbf{q}
\mathbf{q}^{-1}	inverzní kvaternion ke kvaternionu \mathbf{q}
\mathbf{R}	matice rotace
RL	hodnota čítače časovače watchdog po resetu
R_{mn}	prvek matice rotace
R_1	velikost odporu rezistoru R_1
R_2	velikost odpor rezistoru R_2
$R_{\theta JA}$	tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem a okolím

\mathbf{r}	kvaternion, ryzí kvaternion
r_{-1}	zesílení integrační složky
r_0	zesílení proporcionální složky
r_1	zesílení derivační složky
SRAM	Static Random Access Memory
T	perioda mezi kroky, perioda přetečení časovače
T_A	provozní teplota
T_i	tahové síly
T_{Jmax}	je maximální teplota polovodičového přechodu
T_s	perioda vzorkování
t	délka trvání pulsu signálu vyjádřená v jednotkách času, čas do dosažení nuly čítače watchdog
$U_{BATERIE}$	maximální napětí připojené baterie
U_{in}	vstupní napětí
U_{inmax}	maximální vstupní napětí při daných podmínkách
U_{out}	výstupní napětí
$U_{OPAMPin}$	napětí na vstupu operačního zesilovače
$U_{OPAMPout}$	napětí na výstupu operačního zesilovače
U_{R2}	úbytek napětí na rezistoru R_2
u_k	akční veličina v daném kroku
$u(t)$	akční veličina
\mathbf{G}_V	vektor v globálním souřadném systému
\mathbf{L}_V	vektor v lokálním souřadném systému
x_H	hodnota naměřené magnetické indukce v ose x horizontálního souřadného systému
y_H	hodnota naměřené magnetické indukce v dané ose y horizontálního souřadného systému
α	úhel náklonu, skalár
$\alpha_{akcelerometr_n}$	úhel náklonu získaný pomocí akcelerometru pro daný krok
α_n	aktuální úhel náklonu
α_{n-1}	úhel náklonu v předešlém kroku
$\dot{\alpha}$	časová derivace úhlu náklonu v globálním souřadném systému
β	úhel stoupání

$\beta_{akceleromet_n}$	úhel stoupání získaný pomocí akcelerometru pro daný krok
β_n	aktuální úhel stoupání
β_{n-1}	úhel stoupání v předešlém kroku
$\dot{\beta}$	časová derivace úhlu stoupání v globálním souřadném systému
γ	úhel kurzu
$\dot{\gamma}$	časová derivace úhlu kurz v globálním souřadném systému
ΔCNT	délka trvání pulsu signálu jako rozdíl hodnot čítače
τ_i	reakční momenty
ω_i	úhlové rychlosti v souřadném systému senzoru pro jednotlivé osy, úhlové rychlosti vrtulí

ÚVOD

Tato diplomová práce navazuje na předcházející bakalářskou práci Řízení pohonných jednotek kvadrokoptéry a zabírá se problematikou návrhu systému řízení kvadrokoptéry a vývoje vlastní řídicí jednotky. Kvadrokoptéra je typickým zástupcem dynamicky se rozvíjejícího oboru bezpilotních létajících prostředků, které neustále nacházejí nová a nová uplatnění v mnoha oborech lidské činnosti. Nejedná se tak pouze o soukromé rekreační létání, ale jmenujme pár příkladů jejich neocenitelné pomoci například při inspekci obtížně dostupných nebo velmi rozlehlých míst, výpomoci při provádění záchranných prací, pořizování unikátních kamerových záznamů a samozřejmě vojenství.

Motivace k vývoji vlastní řídicí jednotky spočívá ve vytvoření platformy pro další experimentování. Uvedme příklady v podobě testování pokročilých algoritmů regulace, výpočtů orientace kvadrokoptéry, využití pokročilých komunikačních protokolů mezi ESC a řídicí jednotkou, pokusy s autonomním letem kvadrokoptéry nebo návrh efektorů schopných komunikovat s řídicí jednotkou.

Nevýhoda běžných komerčních řešení řídicích jednotek spočívá typicky v jejich uzavřenosti, nevýhodou otevřených platform obvykle bývá přílišná složitost kódu nebo nedostatečný výpočetní výkon neumožňující pohodlné experimentování.

I u předcházejícího bakalářské práce se u výsledného řešení projevila nedostatečná výkonová rezerva v kombinaci s omezenými možnostmi časování mikrokontroléru ATmega328P. Hlavním cílem této práce je tedy představit takové řešení, které předcházející nedostatky odstraní a to za pomoci mikrokontroléru STM32.

1 TEORETICKÝ ZÁKLAD

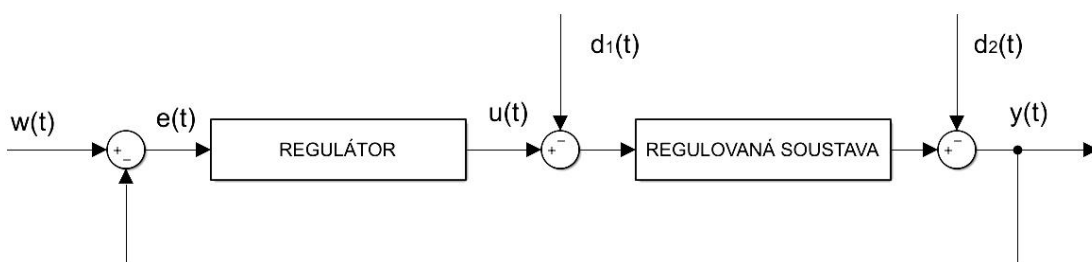
V této části diplomové práce jsou probrány základní teoretické poznatky, relevantní pro její řešení. Na úvod jsou probrány důležité pojmy z teorie řízení, poté následuje představení regulátorů PID a PSD, jejichž popis je důležitý pro pochopení zvolené metody zajišťující regulaci letu kvadrokoptéry. Další kapitola popisuje názvosloví převzaté z letectví, které je využíváno v této práci. Následující kapitola je věnována popisu orientace objektu za pomoci Eulerových úhlů. Závěr kapitoly je věnován matematickému aparátu používanému v kapitole s rešerší metod pro zjišťování aktuální orientace kvadrokoptéry.

1.1 Základní pojmy teorie řízení

1.1.1 Řízení, regulace a ovládání

Pojem řízení je definován jako cílené působení na daný objekt způsobem, který ho přivede k činnosti, která je od něho požadována. [1] Řízení pak můžeme rozdělit do dvou podskupin a to sice na regulaci a ovládání. Pro rozlišení těchto pojmů je klíčové, zda je využíváno zpětné vazby. Zpětná vazba je mechanismus porovnávání okamžitého účinku řízení s požadovaným stavem. V případě využití zpětné vazby při řízení mluvíme o regulaci, v opačném případě se jedná o ovládání. [2]

1.1.2 Regulační obvod



Obr. 1: Základní regulační obvod

Cílem činnosti regulačního obvodu je udržet regulovanou veličinu $y(t)$ na úrovni požadované hodnoty $w(t)$. Toho je docíleno za pomoci regulátoru, který vhodným způsobem nastavuje akční veličinu $u(t)$. Činnost regulátoru probíhá na základě zjišťo-

vání regulační odchylky $e(t)$, což je rozdíl mezi požadovanou hodnotou $w(t)$ a regulovanou veličinou $y(t)$. Smyslem činnosti regulátoru je tento rozdíl eliminovat a dosáhnout tak rovnosti mezi požadovanou hodnotou $w(t)$ a regulovanou veličinou $y(t)$. Poruchy $d_1(t)$ a $d_2(t)$ vstupují do regulačního obvodu a způsobují nepředpokládatelné změny od žádaného stavu. I tyto odchylky se ovšem projeví do regulační odchylky $e(t)$ a regulátor je tak do určité míry schopen jejich účinky eliminovat. [3]

1.2 Regulátory PID a PSD

1.2.1 Regulátor PID

PID (proporcionálně integračně derivační) regulátor je spojitý regulátor, který se skládá z kombinace tří složek a to sice ze složky proporční, integrační a derivační.

Princip fungování proporcionální složky regulátoru tkví v regulování akční veličiny úměrně k regulační odchylce. Nastavitelný parametr této složky se nazývá zesílení proporcionální složky a označuje se r_0 . Tento parametr je de facto koeficientem zmíněné úměrnosti mezi regulační odchylkou a akční veličinou. [4] Matematické vyjádření proporcionální složky je

$$u(t) = r_0 \cdot e(t),$$

kde

$u(t)$	je akční veličina,
r_0	je zesílení proporcionální složky,
$e(t)$	je regulační odchylka.

Princip fungování integrační složky je v regulování akční veličiny úměrně integrálu regulační odchylky. Nastavitelný parametr integrační složky je zesílení integrační složky r_{-1} , která je právě koeficientem úměrnosti mezi integrálem regulační odchylky a akční veličiny. [4] Matematické vyjádření integrační složky je

$$u(t) = r_{-1} \cdot \int_0^t e(\tau) d\tau,$$

kde

r_{-1} je zesílení integrační složky,

Princip fungování derivační složky spočívá v regulování akční veličiny úměrně k derivaci regulační odchylky. Nastavitelným parametrem je derivační konstanta r_1 , opět de facto koeficient úměrnosti mezi derivací regulační odchylky a akční veličinou. Nevýhodou derivační složky je zesilování šumu. [4] Matematické vyjádření derivační složky je

$$u(t) = r_1 \cdot \frac{de(t)}{dt},$$

kde

r_1 je zesílení derivační složky,

Matematický zápis kompletního regulátoru PID je pak

$$u(t) = r_0 \cdot e(t) + r_{-1} \cdot \int_0^t e(\tau) d\tau + r_1 \cdot \frac{de(t)}{dt}.$$

V praxi jsou využívány kombinace složek P, I, PI, PD a PID. Nevýhodou fungování proporcionální složky je, že pokud je využita sama o sobě k regulaci statických regulovaných soustav, pracuje takový regulátor s trvalou regulační odchylkou. Integrační složky se vůbec nevyužívá při řízení astatické regulované soustavy, neboť by zvyšovala nestabilitu regulace, je však schopná regulovat statické soustavy bez trvalé regulační odchylky. Nevýhodou derivační složky je zesilování šumu, dokáže ovšem zrychlit regulační pochod.

1.2.2 Regulátor PSD

Regulátor PSD je diskrétní varianta PID regulátoru. Integrální složka je u něj nahrazena složkou sumační, označovanou jako S, a složka derivační složkou diferenční, označovanou jako D. [3] Nahrazení je provedeno pomocí aproximace integrace a derivace, přičemž obvyklé jsou aproximační metody zpětně obdélníková, dopředně obdélníková a lichoběžníková. Regulátor aproximovaný za pomoci zpětné obdélníkové metody má matematický zápis

$$u_k = r_0 \cdot e_k + r_{-1} \cdot T_s \cdot \sum_{i=1}^k e_i + \frac{r_1}{T_s} (e_k - e_{k-1}),$$

kde

k je krok,

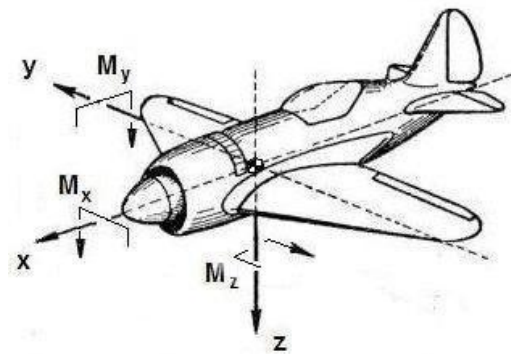
u_k je akční veličina v daném kroku,

e_k je regulační odchylka v daném kroku,

T_s je perioda vzorkování.

1.3 Názvosloví používané v letectví

Při popisu orientace objektu je v letectví vhodné zavést dva souřadné systémy. První z nich je lokální souřadný systém pevně spjatý se sledovaným objektem. Počátek tohoto souřadného systému se obvykle umísťuje do těžiště daného objektu, přičemž platí, že se tento souřadný systém pohybuje společně se sledovaným objektem. Tento systém například u letadel označujeme jako letadlovou souřadnicovou soustavu a je možné ji vidět na Obr. 2.



Obr. 2: Letadlová souřadnicová soustava [5]

Osa x u letadel směřuje ve směru letu, osa y je rovnoběžná s křídly a je orientována tak, aby byl zachován princip pravotočivosti soustavy a přitom osa z směřovalo do spodní části letadla. U kvadrokoptéry je orientace souřadného systému volena analogicky.

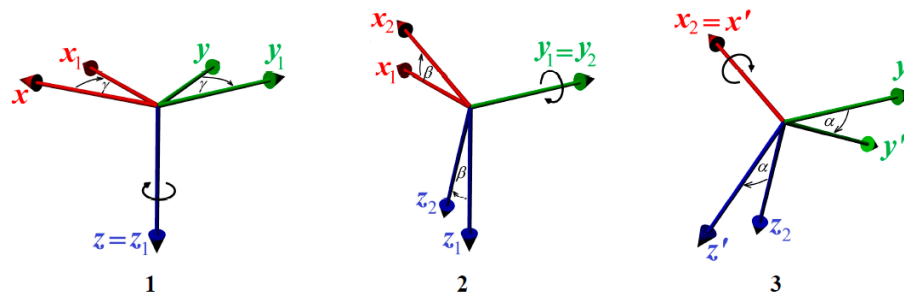
Při popisu rotace okolo osy x tohoto souřadného systému označujeme takovou rotaci jako **klonění**, při rotaci okolo osy y jako **klopení** a při rotaci okolo osy z jako **zatáčení**. [5]

Druhým používaným souřadným systémem je pevný globální souřadný systém země, který má osy x a y orientované většinou dle světových stran, osa z vždy směřuje kolmo k zemi.

Na základě vzájemného natočení lokálního souřadného systému spjatého se sledovaným objektem a pevného souřadného systému pak dle konvence popsané v následující kapitole vyhodnocujeme úhly **náklonu**, **stoupání** a **kurzu**.

1.4 Eulerovy úhly

Eulerovy úhly jsou systém popisu orientace v prostoru za pomoci tří po sobě následujících rotací. V této práci je počítáno s konvencí Z-Y-X, viz Obr. 3, kdy první rotace probíhá okolo osy z pevného souřadného systému o úhel **kurzu**, což označujeme jako **natočení**. Poté následuje rotace okolo nově položené osy y souřadného systému sledovaného objektu o úhel **stoupání**. Na závěr dochází k rotaci okolo nově položené osy x souřadného systému sledovaného objektu o úhel **náklonu**, přičemž mluvíme o **naklonění**. Zda se jedná o rotace kladné nebo záporné rozhodujeme pomocí pravidla pravé ruky. [6]



Obr. 3: Eulerovy úhly [6]

1.5 Matematický aparát

Tato část práce popisuje matematický aparát, který je dále v práci využíván při referování o metodách výpočtu orientace kvadrokoptéry, a zároveň nebyl probírán v rámci navazujícího studia.

1.5.1 Matice rotace

Matice rotace je pro tuto práci chápána jako transformační matice, která popisuje změnu orientace lokálního souřadného systému spjatého se sledovaným objektem vůči pevnému globálnímu systému souřadnic spjatého se zemí. Matice rotace má obecný tvar

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_{12} & R_{12} & R_{13} \\ R_{21} & R_{22} & R_{23} \\ R_{31} & R_{32} & R_{33} \end{bmatrix}.$$

Vektor vyjádřený v souřadnicích pevného souřadného systému ${}^G\mathbf{v}$ lze vyjádřit pomocí rotační matice \mathbf{R} jako vektor ${}^L\mathbf{v}$ v souřadnicích souřadného systému spojeného se sledovaným objektem následujícím způsobem

$${}^L\mathbf{v} = \mathbf{R} {}^G\mathbf{v}.$$

Aby matice byla opravdu pouze rotační, a nedocházelo při násobení vektoru ke změně jeho velikosti, musí být matice ortogonální.

Podobně jako u kvaternionů je možné po sobě jdoucí rotace vyjádřené ortogonálními rotačními maticemi \mathbf{R}_1 a \mathbf{R}_2 vyjádřit pomocí výsledné rotační matice rotace \mathbf{R} jako

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_2\mathbf{R}_1.$$

Při popisu orientace pomocí Eulerových úhlů, s konvencí Z-Y-X, lze výslednou orientaci vyjádřit pomocí matice rotace \mathbf{R} jako

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= \\ &= \begin{bmatrix} R_{12} & R_{12} & R_{13} \\ R_{21} & R_{22} & R_{23} \\ R_{31} & R_{32} & R_{33} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \cos(\beta) \cdot \cos(\gamma) & \cos(\beta) \cdot \sin(\gamma) & -\sin(\beta) \\ \sin(\alpha) \cdot \sin(\beta) \cdot \cos(\gamma) - \cos(\beta) \cdot \sin(\gamma) & \sin(\alpha) \cdot \sin(\beta) \cdot \sin(\gamma) + \cos(\alpha) \cdot \cos(\gamma) & \sin(\alpha) \cdot \cos(\beta) \\ \cos(\alpha) \cdot \sin(\beta) \cdot \cos(\gamma) + \sin(\alpha) \cdot \sin(\gamma) & \cos(\alpha) \cdot \sin(\beta) \cdot \sin(\gamma) - \sin(\alpha) \cdot \cos(\gamma) & \cos(\alpha) \cdot \cos(\beta) \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

kde

α je úhel náklonu,

β je úhel stoupání,

γ je úhel kurzu.

Pro opačný převod mezi maticí rotace \mathbf{R} a Eulerovými úhly lze použít algoritmus

if ($R_{13} \leq -1$) *then*

$$\begin{aligned}\alpha &= 0 \\ \beta &= \frac{\pi}{2} \\ \gamma &= -\operatorname{atan2}(R_{21}, R_{31})\end{aligned}$$

else

if ($R_{13} \geq -1$) *then*

$$\begin{aligned}\alpha &= 0 \\ \beta &= -\frac{\pi}{2} \\ \gamma &= \operatorname{atan2}(-R_{32}, R_{22})\end{aligned}$$

else

$$\begin{aligned}\alpha &= \operatorname{atan2}(R_{23}, R_{33}) \\ \beta &= \arcsin(-R_{13}) \\ \gamma &= \operatorname{atan2}(R_{12}, R_{11})\end{aligned}$$

end if

end if,

kde

R_{mn} je odpovídající prvek matice rotace \mathbf{R} ,

α je úhel náklonu,

β je úhel stoupání,

γ je úhel kurzu. [6]

1.5.2 Kvaterniony

Kvaterniony jsou rozšířením komplexních čísel, přičemž se jedná o uspořádanou čtveřici čísel a, b, c, d . Kvaternion \mathbf{q} lze zapsat jako

$$\mathbf{q} = a + b \cdot \mathbf{i} + c \cdot \mathbf{j} + d \cdot \mathbf{k}$$

kde

$\mathbf{i}, \mathbf{j}, \mathbf{k}$ jsou imaginární jednotky,

pro které platí následující pravidla a sice

$$\begin{array}{lll}
\mathbf{i} \cdot \mathbf{i} = -\mathbf{1} & \mathbf{i} \cdot \mathbf{j} = \mathbf{k} & \mathbf{i} \cdot \mathbf{k} = -\mathbf{j} \\
\mathbf{j} \cdot \mathbf{i} = -\mathbf{k} & \mathbf{j} \cdot \mathbf{j} = -\mathbf{1} & \mathbf{j} \cdot \mathbf{k} = \mathbf{i} \\
\mathbf{k} \cdot \mathbf{i} = \mathbf{j} & \mathbf{k} \cdot \mathbf{j} = -\mathbf{i} & \mathbf{k} \cdot \mathbf{k} = -\mathbf{1}
\end{array}$$

Pro kvaterniony \mathbf{p}, \mathbf{r}

$$\begin{aligned}
\mathbf{p} &= a + b \cdot \mathbf{i} + c \cdot \mathbf{j} + d \cdot \mathbf{k} \\
\mathbf{r} &= e + f \cdot \mathbf{i} + g \cdot \mathbf{j} + h \cdot \mathbf{k}
\end{aligned}$$

platí, že jejich součet je

$$\mathbf{p} + \mathbf{r} = (a + e) + (b + f) \cdot \mathbf{i} + (c + g) \cdot \mathbf{j} + (d + h) \cdot \mathbf{k}$$

a jejich rozdíl

$$\mathbf{p} - \mathbf{r} = (a - e) + (b - f) \cdot \mathbf{i} + (c - g) \cdot \mathbf{j} + (d - h) \cdot \mathbf{k}.$$

Jejich násobení se provádí

$$\begin{aligned}
\mathbf{pr} &= (a + b \cdot \mathbf{i} + c \cdot \mathbf{j} + d \cdot \mathbf{k})(e + f \cdot \mathbf{i} + g \cdot \mathbf{j} + h \cdot \mathbf{k}) = \\
&= (a \cdot e - b \cdot f - c \cdot g - d \cdot h) + \\
&+ (a \cdot f + b \cdot e + c \cdot h - d \cdot g) \cdot \mathbf{i} + \\
&+ (a \cdot g - b \cdot h + c \cdot e + d \cdot f) \cdot \mathbf{j} + \\
&+ (a \cdot h + b \cdot g - c \cdot f + d \cdot e) \cdot \mathbf{k}
\end{aligned}$$

Násobení kvaternionů je asociativní, ale není komutativní, tedy

$$\mathbf{pr} \neq \mathbf{rp}.$$

Pro násobení kvaternionu $\mathbf{q} = a + b \cdot \mathbf{i} + c \cdot \mathbf{j} + d \cdot \mathbf{k}$, skalárem α platí, že

$$\alpha \cdot \mathbf{q} = \alpha \cdot a + \alpha \cdot b \cdot \mathbf{i} + \alpha \cdot c \cdot \mathbf{j} + \alpha \cdot d \cdot \mathbf{k}.$$

Pro opačný kvaternion $-\mathbf{q}$ ke kvaternionu \mathbf{q} platí, že

$$-\mathbf{q} = -a - b \cdot \mathbf{i} - c \cdot \mathbf{j} - d \cdot \mathbf{k}.$$

Pro sdružený kvaternion \mathbf{q}^* ke kvaternionu \mathbf{q} platí, že

$$\mathbf{q}^* = a - b \cdot \mathbf{i} - c \cdot \mathbf{j} - d \cdot \mathbf{k}.$$

Pro normu $\|\mathbf{q}\|$ kvaternionu \mathbf{q} , platí

$$\|\mathbf{q}\| = \sqrt{a^2 + b^2 + c^2 + d^2}.$$

Jako jednotkový kvaternion pak označujeme takový kvaternion \mathbf{q} , pro který platí, že

$$\|\mathbf{q}\| = 1.$$

Kvaternion \mathbf{q} lze převést na jednotkový kvaternion $\mathbf{q}_{\text{jednotkový}}$ tak, že

$$\mathbf{q}_{\text{jednotkový}} = \frac{1}{\sqrt{a^2 + b^2 + c^2 + d^2}} \cdot \mathbf{q}.$$

Pro inverzní kvaternion \mathbf{q}^{-1} ke kvaternionu \mathbf{q} platí, že

$$\mathbf{q}^{-1} = \frac{\mathbf{q}^*}{\|\mathbf{q}\|^2},$$

přičemž pro jednotkový kvaternion platí

$$\|\mathbf{q}\| = 1 \implies \mathbf{q}^{-1} = \mathbf{q}^*.$$

Jako ryzí označujeme kvaternion ve tvaru

$$\mathbf{q}_{\text{ryzí}} = [0, \mathbf{v}] = 0 + b \cdot \mathbf{i} + c \cdot \mathbf{j} + d \cdot \mathbf{k}$$

[7] Jednotkový kvaternion \mathbf{q} popisující rotaci okolo osy \mathbf{n} , určené jednotkovým vektorem

$$\mathbf{n} = [n_x, n_y, n_z],$$

o úhel θ , přičemž platí pravidlo pravé ruky, je

$$\mathbf{q} = \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) + n_x \cdot \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot \mathbf{i} + n_y \cdot \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot \mathbf{j} + n_z \cdot \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot \mathbf{k}.$$

Lze s výhodou využít toho, že kvaternion \mathbf{q} popisující výslednou rotaci určenou rotací vyjádřenou jednotkovým kvaternionem \mathbf{q}_1 a následnou rotací určenou jednotkovým kvaternionem \mathbf{q}_2 , lze vyjádřit jako

$$\mathbf{q} = \mathbf{q}_1 \mathbf{q}_2.$$

Máme-li jednotkový kvaternion \mathbf{q} ve tvaru

$$\mathbf{q} = \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) + n_x \cdot \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot \mathbf{i} + n_y \cdot \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot \mathbf{j} + n_z \cdot \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot \mathbf{k}$$

a ryzí kvaternion ve tvaru

$$\mathbf{r} = b \cdot \mathbf{i} + c \cdot \mathbf{j} + d \cdot \mathbf{k},$$

pak je výsledkem vztahu

$$\mathbf{q} \cdot \mathbf{r} \cdot \mathbf{q}^{-1}$$

obraz rotace ryzího kvaternionu \mathbf{r} , o úhel θ kolem osy určené jednotkovým vektorem $\mathbf{n} = [n_x, n_y, n_z]$. [8] Můžeme si tedy dovolit vyjádřit trojrozměrné vektory jako ryzí kvaterniony a získávat popsáním způsobem, za pomoci odpovídajících jednotkových kvaternionů, obrazy jejich rotace o daný úhel okolo dané osy.

Pro převedení orientace vyjádřené pomocí Eulerových úhlů, dle konvence zvolené v této práci, na vyjádření pomocí kvaternionu $\mathbf{q} = a + b \cdot \mathbf{i} + c \cdot \mathbf{j} + d \cdot \mathbf{k}$ je možné použít vztahy

$$a = \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\beta}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\gamma}{2}\right) - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\beta}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right),$$

$$b = \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\beta}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\gamma}{2}\right) + \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\beta}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right),$$

$$c = \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\beta}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) - \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\beta}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\gamma}{2}\right),$$

$$d = \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\beta}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\gamma}{2}\right) + \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\beta}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right),$$

kde

α je úhel náklonu,

β je úhel stoupání,

γ je úhel kurzu.

Pro převod z vyjádření orientace pomocí kvaternionu $\mathbf{q} = a + b \cdot \mathbf{i} + c \cdot \mathbf{j} + d \cdot \mathbf{k}$ zpět na vyjádření pomocí Eulerových úhlů lze použít následující algoritmus

if $\left((a \cdot c - b \cdot d) > \frac{a^2 + b^2 + c^2 + d^2}{2} \right)$ *then*

$$\alpha = 0$$

$$\beta = \frac{\pi}{2}$$

$$\gamma = -2 \cdot \text{atan2}(b, a)$$

else

if $\left((a \cdot c - b \cdot d) < -\frac{a^2 + b^2 + c^2 + d^2}{2} \right)$ *then*

$$\alpha = 0$$

$$\beta = -\frac{\pi}{2}$$

$$\gamma = 2 \cdot \text{atan2}(b, a)$$

else

$$\alpha = \text{atan2}(2 \cdot (ab + cd), 1 - 2 \cdot (b^2 c^2))$$

$$\beta = \text{asin}\left(\frac{2 \cdot (a \cdot c - b \cdot d)}{a^2 + b^2 + c^2 + d^2}\right)$$

$$\gamma = \text{atan2}(2 \cdot (ad + bc), 1 - 2 \cdot (c^2 d^2))$$

end if

end if,

kde

α je úhel náklonu,

β je úhel stoupání,

γ je úhel kurzu. [9]

2 VOLBA METODY VYHODNOCOVÁNÍ AKTUÁLNÍ ORIENTACE KVADROKOPTÉRY

V této kapitole je popsán postup při výběru metody pro vyhodnocování orientace kvadrokoptéry, přičemž na úvod jsou probrány způsoby, jakými může být prováděna pilotáž letu. Na základě zvoleného způsobu řízení je třeba vybrat vhodné senzory. O tom, jaké jsou pro danou metodu řízení letu používány senzory a jaké mají obvyklé charakteristické vlastnosti, referuje následná kapitola. Na základě informací z předcházejících podkapitol bylo možné provést rešerši vhodných metod pro vyhodnocování orientace a v kapitole poslední představit zvolenou metodu.

2.1 Metody řízení letu kvadrokoptéry

Největší kontrolu nad letem lze získat při metodě řízení letu za pomoci zadávání žádaných hodnot úhlových rychlostí kolem jednotlivých os lokálního souřadného systému kvadrokoptéry, tak jak je popsán v teoretické části. Tento způsob řízení je nejčastěji používán při akrobatickém létání a z toho důvodu bývá označován jako akrobatický mód. Jedná se o nejnáročnější metodu letu na pilotáž.

Další metodou řízení letu je řízení zadáváním požadovaných úhlů stoupání a náklonu, přičemž v ose zatáčení bývá zachován způsob ovládní jako u řízení v akrobatickém módu. Tato metoda je méně náročná na pilotáž a bývá nazývána jako auto-level, neboť pokud pilot nijak nezasahuje do řízení, kvadrokoptéra se sama vyrovná do vodorovné polohy.

Nejpokročilejší metodou řízení je řízení za pomoci zadávání požadované pozice, případně i výšky. Tato metoda vyžaduje použití prostředků, které vyhodnocení výšky a polohy zajistí, jako je například přijímač GPS a barometrický senzor.

Pro diplomovou práci byla zvolena metoda řízení za pomoci zadávání požadovaných úhlů sklonu a náklonu, neboť se jedná o ideální kompromis mezi náročností pilotáže a složitostí řídicího algoritmu. Po otestování funkčnosti vlastní řídicí desky by bylo určitě zajímavé na tuto práci navázat a pokusit se implementovat pokročilejší metody řízení.

2.2 Používané senzory

Zvolená metoda řízení letu sebou nese nutnost použití senzorů a příslušných metod pro získání informací o úhlech sklonu a náklonu a úhlové rychlosti v ose zatáčení kvadrokoptéry. U kvadrokoptér jsou nejčastěji používány miniaturní elektronické senzory, jejichž obecné vlastnosti jsou diskutovány v následujících podkapitolách.

2.2.1 Gyroskopické senzory

Gyroskopické senzory se používají ke zjišťování úhlové rychlosti kolem výrobcem senzoru definované osy otáčení.

Je třeba upozornit na to, že ačkoliv by se pro určení orientace nabízelo pouhé zjišťování úhlových rychlostí kolem os lokálního souřadného systému kvadrokoptéry a jejich následná integrace, není tato metoda dostatečná. Integrace jednotlivých úhlových rychlostí neposkytuje informaci o následnosti, v jaké k rotaci okolo jednotlivých os docházelo. Na tom ale závisí výsledná orientace v prostoru. Je tedy třeba využít pokročilejších metod, popsaných dále v práci.

Nevýhodou gyroskopického senzoru, která stěžuje určování orientace pomocí integrace, je existence soustavné chyby, kterou je téměř nemožné zcela odstranit. Tato chyba po čase integraci úhlové rychlosti znehodnocuje. Další nevýhodou gyroskopu při zjišťování orientace integrací úhlových rychlostí je nutnost definovat počáteční orientaci.

Výhodou gyroskopických senzorů je naopak při nasazení u multikoptér skutečnost, že zjišťování orientace obvykle příliš nezkrusují vibrace.

2.2.2 Akcelerometry

Akcelerometry jsou senzory zaznamenávající zrychlení k výrobcem senzoru definované ose. Orientaci v prostoru můžeme získat na základě měření zrychlení v jednotlivých osách lokálního souřadného systému a znalosti působení tíhového zrychlení. Měření pomocí akcelerometrů značně zkrusují vibrace a vznik dalších zrychlení mimo tíhového, způsobených průběhem letu kvadrokoptéry. Vzhledem k rovnoběžnosti vektoru tíhového zrychlení a osy z definovaného globálního souřadného systému, nelze za pomoci této metody měřit úhel kurzu. S přihlédnutím k obvyklým přesnostem senzorů a

výskytu velkých vibrací za letu, se metody zjišťování orientace založené na integrování v současné době prakticky nepoužívají.

2.2.3 Magnetometry

Magnetometr je obecně senzor určený k měření magnetického pole. U multikoptér se magnetometrů využívá jako doplnění akcelerometru pro získání úhlu kurzu. Typicky se využívá magnetometrů fungujících na principu měření magnetické indukce, přičemž je měřeno geomagnetické pole země. [10] Indukce je měřena k ose dané výrobcem, přičemž stejně jako u ostatních zmíněných senzorů je typicky používána tříosá varianta. Ta do sebe integruje tři vzájemně kolmé senzory.

Nevýhodou magnetometrů je velká náchylnost k ovlivnění měření vlivem elektromagnetického rušení, což je u kvadrokoptér zvlášť problematické.

Dalším problémem je, že magnetické póly Země se nenacházejí ve stejném místě jako póly geografické. Je proto zaveden úhel popisující rozdíl mezi horizontální složkou geomagnetického pole a zeměpisným severem, přičemž tento úhel se nazývá úhel deklinace. Úhel inklinace je pak rozdíl mezi vertikálním směrem geomagnetického pole a zeměpisnou rovinou. Tyto úhly jsou na různých místech země rozdílné a navíc dochází v průběhu času k jejich postupné změně, s čímž je třeba počítat. [10]

2.3 Rešerše metod vyhodnocování polohy

Tato kapitola pojednává o nejčastěji nalezených a používaných principech výpočtu orientace za pomoci uvedených senzorů.

2.3.1 Metoda integrace úhlových rychlostí v zemském souřadném systému

Princip této metody spočívá v přepočtu úhlových rychlostí z tříosého gyroskopu, jehož osy jsou orientovány shodně s lokálním souřadným systémem kvadrokoptéry. Ty jsou na základě aktuální orientace převáděny do globálního zemského souřadného systému. Při popisu orientace za pomoci Eulerových úhlů s konvencí Z-Y-X popisované v teoretické části práce mají vztahy pro převod podobu

$$\begin{aligned}\dot{\alpha} &= \omega_x + \omega_y \cdot \frac{\sin \alpha \cdot \sin \beta}{\cos \alpha} + \omega_z \cdot \frac{\cos \alpha \sin \beta}{\cos \beta}, \\ \dot{\beta} &= \omega_y \cdot \cos \alpha - \omega_z \cdot \sin \alpha, \\ \dot{\gamma} &= \omega_y \cdot \frac{\sin(\alpha)}{\cos(\beta)} - \omega_z \cdot \frac{\sin(\alpha)}{\cos(\beta)}\end{aligned}$$

kde

- α je aktuální úhel náklonu,
- β je aktuální úhel stoupání,
- γ je aktuální úhel kurzu.
- $\dot{\alpha}$ je časová derivace úhlu náklonu v globálním souřadném systému,
- $\dot{\beta}$ je časová derivace úhlu stoupání v globálním souřadném systému,
- $\dot{\gamma}$ je časová derivace úhlu kurz v globálním souřadném systému,
- ω_i jsou úhlové rychlosti v souřadném systému senzoru pro jednotlivé osy.

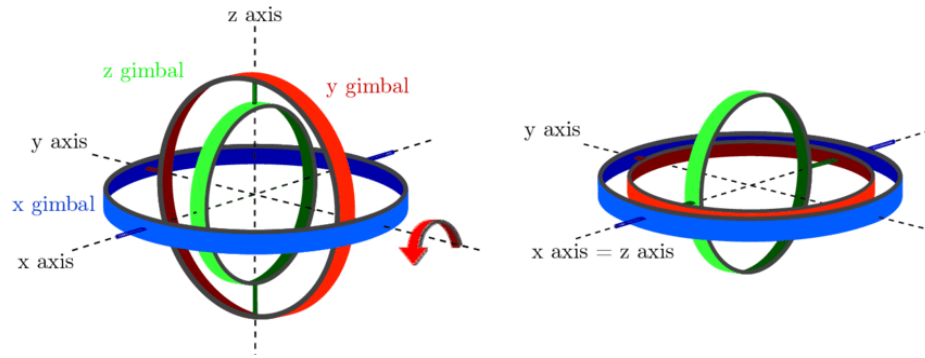
Po provedení přepočtu je proveden další krok numerické integrace pro získání jednotlivých úhlů, tedy například pro obdélníkovou metodu

$$\begin{aligned}\alpha_{n+1} &= \alpha_n + \dot{\alpha}_{n+1} \cdot T, \\ \beta_{n+1} &= \beta_n + \dot{\beta}_{n+1} \cdot T, \\ \gamma_{n+1} &= \gamma_n + \dot{\gamma}_{n+1} \cdot T,\end{aligned}$$

kde

- n je krok numerické integrace,
- T je perioda mezi jednotlivými kroky. [6]

Hlavní nevýhodou je nemožnost použít tuto metodu v celém rozsahu možných orientací, protože vzhledem k použití Eulerových úhlů dochází pro stoupání $\beta = \pm 90^\circ$ k jevu zvanému gimbal-lock, kdy dojde ke splynutí os klopení a zatačení. Lze vidět, že pro toto natočení dochází k singularitě, výrazy $\cos \beta$ ve jmenovatelích totiž při tomto natočení způsobí dělení nulou. Navíc vzhledem k tomu, že výpočet bude probíhat na mikrokontroléru, pracujícím s konečnou přesností, budou data v blízkosti této hodnoty velmi nepřesná. Tento jev je možné vidět na Obr. 4. Pokud neplánujeme zjišťovat aktuální úhel kurzu, je tato metoda výhodná, protože je na něm nezávislá.



Obr. 4: Gimbal-lock [11]

2.3.2 Metoda přepočtu kvaternionu vyjadřujícího orientaci

Tato metoda také využívá data z tříosého gyroskopu a vychází z vlastností kvaternionů probíraných v teoretické části. Pro dostatečně malý časový úsek, který bude odpovídat periodě algoritmu, je naměřená hodnota úhlové rychlosti konstantní a její vektor bude tvořit osu rotace. Pokud tedy pomocí gyroskopu získáme vektor úhlové rychlosti a převedeme ho na jednotkový, získáme tak jednotkový vektor osy rotace

$$\mathbf{n} = [n_x, n_y, n_z] \approx \frac{\boldsymbol{\omega}}{\sqrt{\omega_x^2 + \omega_y^2 + \omega_z^2}},$$

Velikost úhlu θ , o který se objekt natočil, můžeme pro dostatečně malý časový úsek vyjádřit jako

$$\theta \approx T \cdot \sqrt{\omega_x^2 + \omega_y^2 + \omega_z^2},$$

kde

T je perioda mezi jednotlivými kroky,

Na základě informací uvedených v úvodní teoretické části je tedy jasné, že kvaternion přibližně popisující rotaci během daného kroku bude mít tvar

$$\begin{aligned}
\mathbf{q}_{krok} &= \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) + n_x \cdot \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot \mathbf{i} + n_y \cdot \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot \mathbf{j} + n_z \cdot \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot \mathbf{k} = \\
&= \cos\left(\frac{T \cdot \sqrt{\omega_x^2 + \omega_y^2 + \omega_z^2}}{2}\right) + \\
&+ \frac{\omega_x}{\sqrt{\omega_x^2 + \omega_y^2 + \omega_z^2}} \cdot \sin\left(\frac{T \cdot \sqrt{\omega_x^2 + \omega_y^2 + \omega_z^2}}{2}\right) \cdot \mathbf{i} + \\
&+ \frac{\omega_y}{\sqrt{\omega_x^2 + \omega_y^2 + \omega_z^2}} \cdot \sin\left(\frac{T \cdot \sqrt{\omega_x^2 + \omega_y^2 + \omega_z^2}}{2}\right) \cdot \mathbf{j} + \\
&+ \frac{\omega_z}{\sqrt{\omega_x^2 + \omega_y^2 + \omega_z^2}} \cdot \sin\left(\frac{T \cdot \sqrt{\omega_x^2 + \omega_y^2 + \omega_z^2}}{2}\right) \cdot \mathbf{k}.
\end{aligned}$$

[9] S využitím popisované vlastnosti kvaternionů, kdy můžeme výslednou rotaci skládat z dílčích, můžeme získat kvaternion výsledné orientace \mathbf{q}_n tím, že výsledný kvaternion předešlého kroku \mathbf{q}_{n-1} budeme násobit kvaternionem aktuálního dílčího kroku \mathbf{q}_{krok} . Algoritmus má pak tedy podobu

$$\mathbf{q}_n = \mathbf{q}_{krok} \cdot \mathbf{q}_{n-1}.$$

Výhodou této metody je, že je stabilní pro všechny možné orientace, je však třeba dát pozor na dělení nulou při minimálních a nulových hodnotách úhlových rychlostí ve všech osách. To je ovšem možné při implementaci metody ošetřit. Také je vhodné po několika krocích ověřit, zda je kvaternion vlivem nepřesností ve výpočtu stále jednotkový a případně ho na jednotkový opět převést. Převod na vyjádření orientace pomocí Eulerových úhlů je možné provést dle algoritmu uvedeného v kapitole 1.5.2.

2.3.3 Metoda přepočtu matice rotace

Poslední metoda využívající data tříosého gyroskopu je obdobou předchozí uváděné metody, přičemž na místo kvaternionu jsou pro jednotlivé kroky počítány rotační matice. Opět se pracuje s předpokladem, že pro malý časový úsek lze získat osu rotace vyjádřenou jako jednotkový vektor dle následujícího vztahu

$$\mathbf{n} = [n_x, n_y, n_z] \approx \frac{\boldsymbol{\omega}}{\sqrt{\omega_x^2 + \omega_y^2 + \omega_z^2}}$$

a úhel natočení θ přibližně jako

$$\theta \approx T \cdot \sqrt{\omega_x^2 + \omega_y^2 + \omega_z^2},$$

Matice vyjadřující orientaci během daného kroku má pak tvar:

$$\mathbf{R}_{krok} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) + n_x^2 - n_x^2 \cdot \cos(\theta) & n_x \cdot n_y - n_x \cdot n_y \cdot \cos(\theta) + n_z \cdot \sin(\theta) & n_x \cdot n_z - n_x \cdot n_z \cdot \cos(\theta) - n_y \cdot \sin(\theta) \\ n_y \cdot n_x - n_y \cdot n_x \cdot \cos(\theta) - n_z \cdot \sin(\theta) & \cos(\theta) + n_y^2 - n_y^2 \cdot \cos(\theta) & n_y \cdot n_z - n_y \cdot n_z \cdot \cos(\theta) + n_x \cdot \sin(\theta) \\ n_z \cdot n_x - n_z \cdot n_x \cdot \cos(\theta) - n_y \cdot \sin(\theta) & n_z \cdot n_y - n_z \cdot n_y \cdot \cos(\theta) - n_x \cdot \sin(\theta) & \cos(\theta) + n_z^2 - n_z^2 \cdot \cos(\theta) \end{bmatrix},$$

Obdobně jako u kvaternionů, kdy můžeme výslednou rotaci skládat z dílčích, můžeme získat výslednou rotační matici orientace \mathbf{R} tím, že výslednou matici předešlého kroku \mathbf{R}_{n-1} budeme násobit maticí aktuálního dílčího kroku \mathbf{R}_{krok} . Algoritmus má pak tedy podobu

$$\mathbf{R}_n = \mathbf{R}_{krok} \cdot \mathbf{R}_{n-1}.$$

[6] Výhody a nevýhody této metody jsou prakticky totožné jako u metody předcházející, je však datově náročnější. Matici rotace je po několika krocích vhodné převádět na ortogonální, jelikož vlivem nepřesností ve výpočtech nemusí být její ortogonalita zachována. Převod na vyjádření orientace pomocí Eulerových úhlů je možné provést dle algoritmu v kapitole 1.5.1.

2.3.4 Metoda využívající měření gravitačního zrychlení

Tato metoda využívá data z tříosého akcelerometrického senzoru. Princip této metody vychází z porovnání naměřených hodnot a vektoru gravitačního zrychlení. Vzhledem k tomu, že vektor gravitačního zrychlení je kolmý k ose z globálního zemského souřadného systému, není možné dopočítat úhel kurzu. Za předpokladu působení pouze tíhového zrychlení pak platí, že

$$\alpha = \text{atan2}(-a_Y, -a_Z),$$

$$\beta = \text{atan2}(-a_X, \sqrt{-a_Y^2 + a_Z^2}),$$

kde

a_i jsou zrychlení naměřená v jednotlivých osách senzoru. [12]

Nevýhodou této metody je použití předpokladu, že na senzor bude působit pouze gravitační zrychlení. V případě nasazení u multikoptér ale budou působit ještě další zrychlení způsobená manévrováním během letu a vibracemi. Metoda také vrací nepřesné údaje, pokud se stoupání blíží $\pm 90^\circ$ a přímo při této hodnotě je dokonce nestabilní.

2.3.5 Metoda využívající měření elektromagnetického pole

Tato metoda využívá informaci o úhlech naklonění a stoupání získaných za pomoci jiných metod a díky měření magnetického pole země umožňuje získat úhel kurzu. Jako první krok při využití této metody je třeba převést naměřené hodnoty do horizontální roviny vodorovné se zemí. Pro konvenci dle Eulerových úhlů použitou v této práci mají rovnice pro převod do horizontální roviny tvar

$$x_H = m_x \cdot \cos \beta + m_y \cdot \sin \alpha \cdot \sin \beta - m_z \cdot \cos \alpha \cdot \sin \beta,$$

$$y_H = m_y \cdot \cos \alpha - m_z \cdot \sin \alpha,$$

kde

m_i je hodnota naměřené magnetické indukce v dané ose senzoru,

x_H je hodnota naměřené magnetické indukce v ose x horizontálního souřadného systému,

y_H je hodnota naměřené magnetické indukce v dané ose y horizontálního souřadného systému.

Úhel kurzu pak lze získat jako

$$\gamma = \text{atan2}(x_H, y_H).$$

[13] Nevýhoda této metody spočívá v nutnosti znát předem úhly naklonění a stoupání.

2.3.6 Metoda kvaternionu vyjadřujícího orientaci získaného na základě dat z akcelerometru a magnetometru

Tato metoda výpočtu orientace spočívá ve vypočtení kvaternionu vyjadřujícího orientaci pomocí součinu dvou kvaternionů, jednoho získaného pomocí dat z tříosého akcelerometru a druhého kvaternionu získaného za pomoci dat z tříosého magnetometru. Popis principu, na základě kterého je provedené odvození vztahů této metody, pře-

sahuje možnosti rozsahu této práce a je možné jej nastudovat z odborného článku, z kterého je čerpáno[14].

Vstupními daty této metody jsou oproti předcházejícím metodám jednotkový vektor dat naměřených tříosým akcelerometrem

$$\mathbf{a} = [a_x, a_y, a_z], \quad \|\mathbf{a}\| = 1$$

a jednotkový vektor dat naměřených tříosým magnetometrem

$$\mathbf{m} = [m_x, m_y, m_z], \quad \|\mathbf{m}\| = 1,$$

je tedy třeba naměřená data nejprve převést na jednotkové vektory.

Aby bylo zabráněno singularitě ve výpočtu kvaternionu získaného za pomoci dat z akcelerometru, je vypočítáván dvěma způsoby na základě hodnoty a_z jednotkového vektoru naměřených hodnot jako

$$\mathbf{q}_{akcelerometr} = \sqrt{\frac{a_z + 1}{2}} - \frac{a_y}{\sqrt{2 \cdot (a_z + 1)}} \cdot \mathbf{i} + \frac{a_x}{\sqrt{2 \cdot (a_z + 1)}} \cdot \mathbf{j} + 0 \cdot \mathbf{k} \quad \text{pro } a_z \geq 0,$$

$$\mathbf{q}_{akcelerometr} = -\frac{a_y}{\sqrt{2 \cdot (1 - a_z)}} + \sqrt{\frac{1 - a_z}{2}} \cdot \mathbf{i} + 0 \cdot \mathbf{j} + \frac{a_x}{\sqrt{2 \cdot (1 - a_z)}} \cdot \mathbf{k} \quad \text{pro } a_z < 0.$$

Obdobně jako v předcházejícím kroku je pro zabránění singularity ve výpočtu definován kvaternion získaný za pomoci magnetometru na základě hodnoty m_x jednotkového vektoru naměřených hodnot následujícím způsobem jako

$$\begin{aligned}
\mathbf{q}_{\text{magnetometr}} &= \sqrt{\frac{\sqrt{m_x^2 + m_y^2} + m_x \cdot \sqrt{m_x^2 + m_y^2}}{2 \cdot \sqrt{m_x^2 + m_y^2}}} + 0 \cdot \mathbf{i} + 0 \cdot \mathbf{j} + \\
&+ \frac{m_y}{\sqrt{2 \cdot (\sqrt{m_x^2 + m_y^2} + m_x \cdot \sqrt{m_x^2 + m_y^2})}} \cdot \mathbf{k} \quad \text{pro } m_x \geq 0, \\
\mathbf{q}_{\text{magnetometr}} &= \frac{m_y}{\sqrt{2 \cdot (\sqrt{m_x^2 + m_y^2} - m_x \cdot \sqrt{m_x^2 + m_y^2})}} + 0 \cdot \mathbf{i} + 0 \cdot \mathbf{j} + \\
&+ \frac{\sqrt{m_x^2 + m_y^2} - m_x \cdot \sqrt{m_x^2 + m_y^2}}{2 \cdot \sqrt{m_x^2 + m_y^2}} \cdot \mathbf{k} \quad \text{pro } m_x < 0.
\end{aligned}$$

Výsledný kvaternion vyjadřující orientaci pak získáme jako

$$\mathbf{q}_{\text{akcelerometr+magnetometr}} = \mathbf{q}_{\text{akcelerometr}} \cdot \mathbf{q}_{\text{magnetometr}}$$

Je velmi důležité poznamenat, že tento kvaternion, na rozdíl od předcházejících metody využívající matematiky kvaternionů, vyjadřuje kvaternion popisující orientaci globálního souřadného systému vůči lokálnímu, což je v rozporu s předcházejícími metodami a konvencí zvolenou v práci. Pokud bychom chtěli získat vyjádření orientace dle konvence zvolené v této práci, bylo by třeba spočítat kvaternion inverzní, tak jak je uvedeno v kapitole 1.5.2, který by popisoval orientaci lokálního souřadného systému kvadroptéry vůči globálnímu souřadnému systému země. Převod na Eulerovy úhly je pak opět možné provést dle algoritmu popsaného v kapitole 1.5.2. Výhodou této metody je, že nemá žádné singularity při výpočtu.

2.4 Výsledná metoda navržená pro určení polohy

Tato podkapitola pojednává o zvolené metodě vyhodnocování polohy kvadroptéry. Původním záměrem byla implementace metod využívající matematiky kvaternionů, z časových důvodů a nutnosti především ověřit funkčnost vlastní řídicí desky a naprogramovaných metod regulace po převodu na mikrokontrolér STM32, nebyla implementace této metody zcela dokončena. Bylo tedy přikročeno k převodu metody již ověřené v bakalářské práci na nový mikrokontrolér. V následujících podkapitolách jsou popsány obě zmíněné metody.

2.4.1 Původně zamýšlená metoda

Způsob výpočtu původně navrhované metody spočíval v získávání orientace metodou přepočtu kvaternionu vyjadřujícího orientaci, popsaného v kapitole 2.3.2. Jelikož však tato metoda neustále připočítává drobné soustavné chyby v měření úhlové rychlosti pomocí gyroskopu, viz kapitola 2.2.1, byla výsledná data sloučena s daty z metody kvaternionu vyjadřujícího orientaci na základě dat z akcelerometru a magnetometru, viz kapitola 2.3.6. Z diskutovaných důvodů byl před jeho použitím spočítán kvaternion inverzní. Sloučení kvaternionů probíhalo za pomoci váhového koeficientu a , tedy způsobem uvedeným v dokumentu firmy ST-Microelectronics. [9] Velkou výhodou této metody je její použitelnost v plném rozsahu možných orientací. Výsledný algoritmus měl podobu

$$\mathbf{q}_n = \mathbf{q}_{krok} \cdot \left[a \cdot \mathbf{q}_{n-1} + (1 - a) \cdot \mathbf{q}_{akc+mag_n}^{-1} \right], \quad 0 < a < 1,$$

kde

\mathbf{q}_n	je výsledný kvaternion vyjadřující orientaci v daném kroku,
\mathbf{q}_{n-1}	je kvaternion vyjadřující orientaci při předcházejícím kroku,
\mathbf{q}_{krok}	je kvaternion vyjadřující rotaci během daného kroku získaný metodou využívající gyroskop,
$\mathbf{q}_{akc+mag_n}^{-1}$	je inverzní kvaternion ke kvaternionu popisujícímu orientaci, získanou metodou využívající akcelerometru a magnetometru, při daném kroku,
a	je váhový koeficient.

Koeficient a se volí tak, aby byla přiřazena výrazně větší váha kvaternionu vyjadřujícímu orientaci předcházejícího kroku, oproti kvaternionu získanému pomocí metody využívající akcelerometr a magnetometr, například $a = 0,995$. Tak je docíleno toho, že na výsledku se větší vahou podílí metoda využívající gyroskop, která je méně náchylná na vibrace a její výsledky nezkrslují zrychlení vzniklá průběhem letu kvadrokoptéry. Její sloučení s metodou využívající akcelerometr a magnetometr však pomáhá odstranit vzrůstající nepřesnosti vznikající přiřítáním soustavných chyb měření pomocí gyrosko-

pu. Přiřazením nízké váhy metodě využívající akcelerometr a magnetometr dochází k dostatečnému filtrování výsledků a vliv vibrací na ně se výrazně sníží. Použití této metody samotnou a pouze jí silně filtrovat by ale nebylo vhodné, neboť by regulace vlivem filtrování nemohla dostatečně rychle reagovat na změny během letu.

Při implementaci na mikrokontroléru bylo pro tuto metodu třeba, nad rámec popsaných vztahů, připravit testování, zda všechny úhlové rychlosti nejsou blízko nuly a také preventivní převedení výsledného kvaternionu na jednotkový. Důvody těchto kroků jsou uvedeny v kapitole 2.3.2.

K původní kvadrokoptéře, vzniklé při tvorbě bakalářské práce, bylo pro využití této metody třeba vybrat náhradní senzor, který bude obsahovat i tříosý magnetometr. Byl vybrán vícečipový modul MPU9250 firmy InvenSense. Ten v sobě obsahuje tříosý gyroskopický senzor, tříosý akcelerometr a tříosý magnetometr AK8963 dodávaný do modulu firmou Asahi Kasei Microdevices Corporation. Modul používá pro převod analogových dat ze senzorů celkem devět 16 bitových analogově digitálních převodníků, vždy pro každý senzor a osu jeden. Gyroskop může pracovat s rozlišeními ± 250 , ± 500 , ± 1000 a ± 2000 °/sec, akcelerometr s rozlišeními $\pm 2g$, $\pm 4g$, $\pm 8g$ a $\pm 16g$ a magnetometr pracuje s rozlišením ± 4800 μT . Pro připojení k mikrokontroléru je možné použít sběrnici I2C s frekvencí až 400 kHz nebo sériové rozhraní SPI. Zakoupený modul je možné napájet napětím 3 V až 5 V. Zvolený senzor je možné vidět na Obr. 5.



Obr. 5: Zvolený senzor

Jak bylo uvedeno, nebyla implementace tohoto způsobu výpočtu zcela dokončena. Při využití magnetometru je dobré provést kalibraci, přičemž je ideální, aby byl již osazen v místě určení, čili až po přestavbě kvadrokoptéry kvůli nové řídicí jednotce. Jelikož došlo k prodlevě při testování algoritmu, nebyl již čas tuto kalibraci provést a dokončit programování této metody a provést její řádné testování. Byl však připraven

program pro komunikaci mezi mikrokontrolérem a novým senzorem, implementována byla také potřebná matematika kvaternionů a ověřena byla i správnost metody s přepočtem kvaternionů na základě dat získaných pomocí gyroskopu. Plánovaná metoda je v této práci zcela popsána a je tak možné ji dokončit a otestovat v rámci případné navazující práce nebo jako studentský projekt.

2.4.2 Zvolená metoda

Z výše uvedených důvodů byla nakonec zvolena metoda integrace úhlových rychlostí v zemském souřadném systému, viz kapitola 2.3.1, zkombinovaná, obdobně jako v předcházející metodě, za pomoci váhového koeficientu a s výsledky z metody využívající měření gravitačního zrychlení. Tyto metody nepotřebují data z magnetometru a není možné získat úhel kurzu, což ovšem ke zvolené metodě řízení kvadrokoptéry nevadí. Výsledné vztahy pro výpočet jsou

$$\begin{aligned}\alpha_n &= a \cdot (\alpha_{n-1} + \dot{\alpha}_n \cdot T) + (1 - a) \cdot \alpha_{akcelerometr_n}, \\ \beta_n &= a \cdot (\beta_{n-1} + \dot{\beta}_n \cdot T) + (1 - a) \cdot \beta_{akcelerometr_n}, \\ 0 &< a < 1,\end{aligned}$$

kde

a	je váhový koeficient,
T	je perioda,
α_n	je aktuální úhel náklonu,
β_n	je aktuální úhel stoupání,
α_{n-1}	je úhel náklonu v předešlém kroku,
β_{n-1}	je úhel stoupání v předešlém kroku,
$\dot{\alpha}$	je časová derivace úhlu náklonu v globálním souřadném systému pro daný krok,
$\dot{\beta}$	je časová derivace úhlu stoupání v globálním souřadném systému pro daný krok,
$\alpha_{akcelerometr_n}$	je úhel náklonu získaný pomocí akcelerometru pro daný krok,
$\beta_{akcelerometr_n}$	je úhel stoupání získaný pomocí akcelerometru pro daný krok.

I u této metody se koeficient a volí tak, aby se na výsledku výrazně větší vahou podílela metoda využívající gyroskop, která je méně náchylná na vibrace a zrychlení vzniklá průběhem letu. Data z akcelerometru pouze z dlouhodobého hlediska odstraňují chybu vzniklou integrováním drobných soustavných chyby gyroskopu. Nevýhodou je nestabilita pro úhel náklonu $\beta = \pm 90^\circ$ a velká nepřesnost výpočtů orientace v jeho okolí. Stav, kdy by byla kvadrokoptéra takto orientována, je třeba předcházet omezením maximálního náklonu.

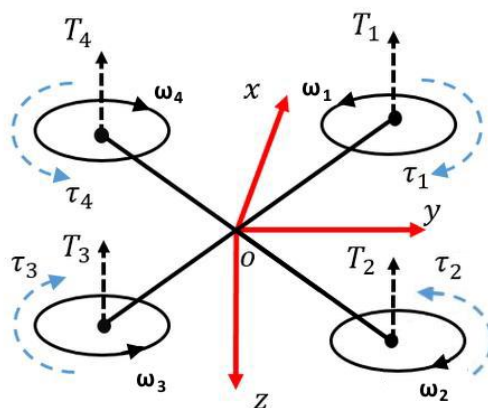
3 METODA REGULACE

Tato kapitola stručně představuje metodu regulace pro zvolený způsob řízení letu a zjednodušeně vysvětluje fyzikální princip, na kterém je založena.

3.1 Fyzikální princip umožňující řízení letu

Vzhledem ke zvolenému způsobu řízení letu je pro potřebu popisu regulátorů možné uvažovat pouze o sférické složce obecného pohybu vykonávaného kvadrokoptérou. Řízení a korekce letu ve smyslu translační složky obecného pohybu, tedy pohybu ve vertikálním a horizontálním směru, je čistě záležitostí pilotáže.

Pro další popis je třeba uvést fakt, že aerodynamickou sílu vyvolanou rotací vrtule je možné rozložit na složku působící v ose rotace, označovanou jako tah, a na složku působící v rovině rotace, která na daném rameni vytvoří reakční moment působící proti smyslu otáčení. Tento stav je pro symetrickou kvadrokoptéru s rámem v konfiguraci X popsán na Obr. 6. Velmi zjednodušeně lze říci, že tyto síly a momenty jsou přibližně přímo úměrné druhé mocnině úhlové rychlosti vrtulí.



Obr. 6: Rozklady aerodynamických sil [15] - upraveno

Cílem regulace je tedy regulovat úhlové rychlosti jednotlivých vrtulí takovým způsobem, aby byl vytvářen příslušný klonivý, klopivý anebo zatačivý moment, který vyvolá žádaný sférický pohyb kolem os lokálního souřadného systému, popsáno v teoretické části práce. Pro tyto momenty, při zmíněném předpokladu symetrické kvadrokoptéry s rámem v konfiguraci X, dle Obr. 6, a aplikaci zjednodušení závislosti tahových sil a reakčních momentů na úhlové rychlosti, platí vztahy

$$\begin{aligned}M_x &= l_x \cdot (-T_1 - T_2 + T_3 + T_4) = l_x \cdot k_t \cdot (-\omega_1^2 - \omega_2^2 + \omega_3^2 + \omega_4^2), \\M_y &= l_y \cdot (T_1 - T_2 - T_3 + T_4) = l_y \cdot k_t \cdot (\omega_1^2 - \omega_2^2 - \omega_3^2 + \omega_4^2), \\M_z &= \tau_1 - \tau_2 + \tau_3 - \tau_4 = k_M \cdot (\omega_1^2 - \omega_2^2 + \omega_3^2 - \omega_4^2),\end{aligned}$$

kde

M_x je klonivý moment.

M_y je klopivý moment,

M_z je zatačivý moment,

l_x je rameno tahových sil k ose klopení x,

l_y je rameno tahových sil k ose klonění y,

T_i jsou tahové síly,

τ_i jsou reakční momenty,

k_M je momentová konstanta vrtule,

k_t je tahová konstanta vrtule,

ω_i jsou úhlové rychlosti vrtulí.

3.2 Zvolená metoda regulace

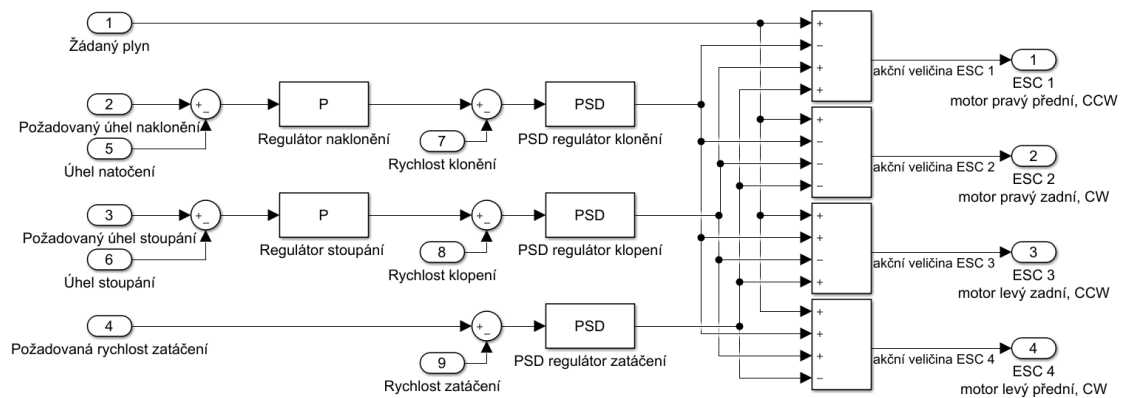
Pro zajištění regulace byla zvolena metoda soustavy PSD regulátorů. K využití PSD regulátorů bylo překročeno z důvodů potřeby primárně otestovat správnou implementaci kódu na nový mikrokontrolér a funkčnost nové řídicí desky, přičemž při využití pokročilejších metod by bylo riziko vnesení chyby do algoritmu větší a posouzení funkčnosti obtížnější. Další z důvodů pro volbu právě této metody je její dominantní postavení při regulaci u multikoptér. Mezi alternativní metody je možné uvést využití adaptivních algoritmů regulace s referenčními modely [16] [17], stavové řízení [18] anebo regulaci postavenou na matematice [19] kvaternionů. Po otestování řídicí desky se experimentování v této oblasti nabízí například jako téma navazující diplomové práce.

Princip zvolené metody regulace za pomoci soustavy PSD regulátorů spočívá v přítomnosti tří PSD regulátorů, jednoho pro regulaci rychlosti klonění, jednoho pro regulaci rychlosti klopení a jednoho pro regulaci rychlosti zatáčení. Výstupy těchto regulátorů jsou spolu sčítány nebo odčítány tak, aby regulační zásahy ve formě úhlových rychlostí, předávaných na regulátory rychlosti ESC, které řídí jednotlivé bezkartáčové motory, vyvolávaly vznik odpovídajícího klonivého, klopivého a nebo zatáčivého momentu. Tyto momenty pak vyvolají žádaný pohyb. Regulační zásahy jsou také připočteny k žádané hodnotě plynu, která je získávána přímo na základě zásahů pilota. Vzhledem k tomu, že je přičtena ke všem akčním veličinám pro jednotlivé ESC shodná hodnota, z uvedených rovnic pro klonivý, klopivý a zatáčivý momentu vyplývá, že na sférický pohyb nebude mít hodnota plynu vliv.

Regulovanými veličinami jsou pro tyto tři zmíněné PSD regulátory úhlové rychlosti klonění, klopení a zatáčení, jejichž hodnoty jsou získané za pomoci tříosého gyroskopického senzoru. V případě regulátoru zatáčení se hodnota žádaná získává přímo na základě pokynů pilota za pomoci RC soupravy.

V případě PSD regulátorů klonění a klopení určí žádanou hodnotu další dva regulátory naklonění a stoupání. Jedná se o dva proporcionální P regulátory, které, na základě požadovaných hodnot úhlů naklonění a stoupání, nastavují příslušným PSD regulátorům klonění a klopení takovou žádanou hodnotu, aby bylo dosaženo požadované orientace. Žádané hodnoty úhlů jsou opět získávány za pomoci RC soupravy od pilota a aktuální hodnoty úhlů naklonění a stoupání jsou získány pomocí gyroskopu a akcelerometru metodou popsanou v předchozí kapitole.

Schéma výsledné soustavy regulátorů je možné vidět na Obr. 7. Tato metoda regulace byla implementována na mikrokontrolér, přičemž byl omezen výstup regulátorů a pro zabránění tzv. wind-up efektu bylo naprogramováno zastavení sumace regulačních odchylek, pokud je vlivem zmíněného omezení regulátor v saturaci. Při implementaci byly také nastaveny maximální možné žádané hodnoty úhlů naklonění a stoupání, vzhledem k diskutované nestabilitě metody zjišťování orientace.



Obr. 7: Regulační obvod

4 VÝBĚR MIKROKONTROLÉRU

Cílem této kapitoly diplomové práce je referovat o platformě mikrokontrolérů STM32, neboť zvolený mikrokontrolér z této platformy bude v souladu se zadáním práce sloužit jako ústřední součást navrhované řídicí desky. Lze konstatovat, že její návrh se do velké míry od této volby odvíjí. Na úvod je tedy představena samotná platforma a stručně popsány vlastnosti jednotlivých sérií mikrokontrolérů, které výrobce nabízí a které pod ní patří. Následuje krátký popis zvoleného mikrokontroléru, který by měl poskytnout základní informace o jeho vlastnostech. Na závěr této kapitoly je představena vývojová deska Nucleo, jenž je postavena právě na bázi mikrokontroléru platformy STM32.

4.1 Platforma mikrokontrolérů STM32

Platforma mikrokontrolerů STM32 je poměrně široká řada mikrokontrolerů firmy ST Microelectronics, které jsou postaveny na základě 32 bitových procesorových jader ARM Cortex-M. Jednotlivé nabízené mikrokontroléry jsou rozřazeny do celkem 17 sérií, které tvoří čtyři hlavní skupiny. Toto rozdělení je možné shlédnout na Obr. 8.

První z nich je skupina High Performance neboli skupina vysokovýkonných mikrokontrolerů, do které patří série F2, F4, F7 a H7. Tato skupina se používá v případech, kdy je především třeba vysoký výpočetní výkon.

Další skupinu Mainstream neboli skupinu tvořící hlavní linii mikrokontrolerů STM32 tvoří série F0, F1, F3, G0 a G4. Tato skupina nabízí širokou možnost použití a je ideální pro případy, kdy je rozhodující cena, případně krátká doba vývoje.

Skupina Ultra-low-power neboli skupina se super nízkou spotřebou je tvořena sériemi L0, L1, L4, L4+, L5 a U5. Jak z názvu vyplývá, jedná se o skupinu, která je vhodná pro použití zejména tehdy, když je rozhodující nízká spotřeba energie.

Poslední skupinu Wireless neboli skupinu mikrokontrolerů určených pro bezdrátovou konektivitu tvoří série STM32WL a STM32WB.



Obr. 8: Skupiny mikrokontrolérů platformy STM32 [20]

4.2 Série mikrokontrolerů platformy STM32

V této podkapitole jsou stručně uvedeny základní vlastnosti jednotlivých sérií mikrokontrolerů.

4.2.1 Série F0

Série F0 spadá do hlavní linie mikrokontrolérů STM32 a vyznačuje se především skvělým poměrem mezi výkonem a cenou. Mikrokontroléry této třídy jsou postaveny na procesorovém jádře ARM Cortex-M0 a dosahují maximální taktovací frekvence 48 MHz. Operační paměť SRAM se pohybuje mezi 4 kB a 32 kB, flash paměť pak mezi 16 kB až 256 kB. Přehled hlavních parametrů této třídy lze shlédnout na Obr. 9. [21] [22]

<ul style="list-style-type: none"> • Reset POR/PDR • 2x watchdogs • Hardware CRC • Internal RC • Crystal oscillators • PLL • RTC calendar • 16- and 32-bit timers • 1x12-bit ADC • Temperature sensor • Multiple-channel DMA • Single-wire debug • Unique ID 	Product line	Flash (KB)	RAM (KB)	Power supply	20-byte backup data	12-bit DAC Comp.	Touch sense	Up to 2x SPV I ² S, 2x I ² C	USART	CEC	CAN	USB
	STM32F0x0 Value line	16 to 256	4 to 32	2.4 to 3.6 V					•	6		
STM32F0x1 Access line	16 to 256	4 to 32	2.0 to 3.6 V	•	•	•	•	•	8	•	•	
STM32F0x2 USB line	16 to 128	4 to 16	2.0 to 3.6 V	•	•	•	•	•	4	•	•	• (crystal-less)
STM32F0x8 Low-voltage line	32 to 256	4 to 32	1.8 V ± 8%	•	•	•	•	•	8	•		• (crystal-less)

Obr. 9: Série F0 mikrokontrolérů STM32 [22]

4.2.2 Série F1

Série F1 je další ze zástupců hlavní linie mikrokontrolérů STM32. Jedná se patrně o nejrozšířenější sérii, což sebou nese výhody například rozsáhlé dokumentace a značného množství ukázkových příkladů. Tyto mikrokontroléry jsou postaveny na základě procesorového jádra ARM Cortex-M3. Maximální taktovací frekvence se pohybuje mezi 24 MHz a 72 MHz. Operační paměť je dle konkrétního typu v rozmezí 4 kB až 96 kB a flash paměť v rozmezí od 16 kB do 256 kB. Hlavní parametry této řady je možné shlédnout na Obr. 10. [21] [23]

	Product line	FCPU (MHz)	Flash (Kbytes)	RAM (Kbytes)	USB 2.0 FS	FSMC	CAN 2.0B	3-phase MC Timer	I ² S	SDIO	Ethernet IEEE1588	HDMI CEC
<ul style="list-style-type: none"> -40 to 105°C range USART, SPI, I²C 16- and 32-bit timers Temperature sensor Up to 3x12-bit ADC Dual 12-bit DAC Low voltage 2.0 to 3.6V (5V tolerant I/Os) 	STM32F100 Value line	24	16 to 512	4 to 32		•		•				•
	STM32F101	36	16 to 1M	4 to 80		•						
	STM32F102	48	16 to 128	4 to 16	•							
	STM32F103	72	16 to 1M	4 to 96	•	•	•	•	•	•		
	STM32F105 STM32F107	72	64 to 256	64	•	•	•	•	•		•	

Obr. 10: Série F1 mikrokontrolerů STM32 [23]

4.2.3 Série F2

Série F2 se řadí mezi skupinu vysoko výkonných mikrokontrolerů platformy STM32. Předností této série je dobrý poměr ceny a výkonu ve skupině výkonných mikrokontrolerů. Mikrokontroléry této série jsou postaveny na bázi procesorového jádra ARM Cortex-M3. U této série je maximální taktovací frekvence 120 MHz, operační paměť dle konkrétního typu v rozmezí od 64 kB do 128 kB a flash paměť v rozmezí od 2 kB do 1024 kB. Souhrn vlastností série je na Obr. 11. [21] [24]

	Product line	Flash (KB)	RAM (KB)	Hardware Crypto/hash	2x 12-bit DAC	Ethernet I/F IEEE1588	Camera I/F	FSMC
<ul style="list-style-type: none"> ART Accelerator™ 2x USB 2.0 OTG FS/HS SDIO USART, SPI, I²C 2x CAN FS + audio PLL 16- and 32-bit timers 3x 12-bit ADC (0.5 μs) Low voltage 1.7V to 3.6V 	STM32F215 STM32F205	128K to 1M	Up to 128	•	•			•
	STM32F217 STM32F207	512K to 1M	Up to 128	•	•	•	•	•

Obr. 11: Série F2 mikrokontrolerů STM32 [24]

4.2.4 Série F3

Série F3 je zástupcem skupiny tvořící hlavní linii mikrokontrolérů STM32. Jejich předností je, že mají velký počet periférií pro práci s analogovými signály. Tyto mikrokontroléry jsou postaveny na základě procesorového jádra ARM Cortex-M4. U této série je maximální taktovací frekvence 72 MHz, operační paměť dle konkrétního typu v rozmezí od 16 kB do 80 kB a flash paměť v rozmezí od 32 kB do 512 kB. Souhrn vlastností série je na Obr. 12. [21] [25]

	Product line	FLASH (KB)	RAM (KB)	CCM-SRAM	Power Supply	ADC		12-bit DAC	Fast and Ultra Fast Comp.	Op amp (PGA)	Advanced 16-bit PMW Timer	High Resolution Timer
						12-bit	16-bit					
<ul style="list-style-type: none"> • Routine booster (CCM) • Interconnect Matrix • DMA • USART, SPI, I²C, I²S, USB and CAN • 16- and 32-bit timers • HW polynomial CRC • SRAM with Parity check • Low and high speed oscillator • Reset + DOR PVD • RTC • Temperature sensor • Capacitive Touch sensing 	STM32F301 Access	32 to 64	16		2.0 to 3.6 V	Up to 2		1	3	1	1	
	STM32F302 USB & CAN	32 to 512	16 to 64		2.0 to 3.6 V	Up to 2		1	Up to 4	Up to 2	1	
	STM32F303 Performance	32 to 512	16 to 80	•	2.0 to 3.6 V	Up to 4		Up to 3	Up to 7	Up to 4	Up to 3	
	STM32F3x4 Digital Power	16 to 64	16	•	2.0 to 3.6 V	2		3	2x Ultra Fast	1	1	• 10ch
	STM32F373 Precision measurement	64 to 256	32		2.0 to 3.6 V	1	3	3	2			
	STM32F3x8 1.8 V ± 8%	64 to 512	16 to 80	•	1.8 V ± 8%	Up to 4		Up to 3	Up to 7	Up to 4	Up to 3	

Obr. 12: Série F3 mikrokontrolerů STM32 [25]

4.2.5 Série F4

Série F4 patří do skupiny vysokovýkonných mikrokontrolerů platformy STM32. Tyto mikrokontroléry jsou opět postaveny na základě procesorového jádra ARM Cortex-M4. Série přináší oproti sérii F2 především vyšší maximální taktovací frekvenci a 64 kB paměti CCM neboli rychlé paměti, která je spojena s jádrem mikrokontroleru a je přístupná pouze z něho. [26] U této série je maximální taktovací frekvence až 180 MHz,

operační paměť v rozmezí od 128 kB do 384 kB a flash paměť v rozmezí od 256 kB do 2048 kB. Souhrn vlastností série je na Obr. 13. [21] [27]

<ul style="list-style-type: none"> • ART Accelerator™ • SDIO • USART, SPI, I²C • PS + audio PLL • 16 and 32-bit timers • 12-bit ADC (0.41 μs) • True Random Number Generator • Batch Acquisition Mode • Low voltage 1.7 to 3.6 V • Temperature: -40 °C to 125 °C 	Product line	F _{CPU} (MHz)	Flash (KB)	RAM (KB)	Ethernet I/F IEEE 1588	2x CAN	Camera I/F	SDRAM I/F	Dual Quad-SPI	SAI	SPDIF RX	Chrom-ART Graphic Accelerator™	TFT LCD Controller	MIPI DSI	
	Advanced lines														
	STM32F469 ²	180	512 K to 2056 K	384	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•
	STM32F429 ²	180	512 K to 2056 K	256	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•
	STM32F427 ²	180	1024 K to 2056 K	256	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•
	Foundation lines														
	STM32F446	180	256 K to 512 K	128		•	•	•	•	•	•				
	STM32F407 ²	168	512 K to 1024 K	192	•	•	•								
	STM32F405 ²	168	512 K to 1024 K	192		•									
	Product line	F _{CPU} (MHz)	Flash (KB)	RAM (KB)	RUN current (μA/MHz)	STOP current (μA)	Small package (mm)	FSMC (NOR/PSRAM/LCD) support	QSPI	DFSDM	DAC	TRNG	DMA Batch Acquisition mode	USB 2.0 OTG FS	
Access lines															
STM32F401	84	128 K to 512 K	up to 96	Down to 128	Down to 10	Down to 3x3							•		
STM32F410	100	64 K to 128 K	32	Down to 89	Down to 6	Down to 2.553x 2.579				•	•	BAM	-		
STM32F411	100	256 K to 512 K	128	Down to 100	Down to 12	Down to 3.034x 3.22						BAM	•		
STM32F412	100	512 K to 1024 K	256	Down to 112	Down to 18	Down to 3.653x 3.651	•	•	•		•	BAM	• +LPM ¹		
STM32F413 ²	100	1024 K to 1536 K	320	Down to 115	Down to 18	Down to 3.951x 4.039	•	•	•	•	•	BAM	• +LPM ¹		

Obr. 13: Série F4 mikrokontrolerů STM32 [27]

4.2.6 Série F7

Série F7 také patří do skupiny vysokovýkonných mikrokontrolerů platformy STM32. Tyto mikrokontroléry byly jako první mikrokontroléry platformy STM32 postaveny na základě procesorového jádra Cortex-M7. Jsou vhodné pro nejnáročnější aplikace. Tato série se vyznačuje maximální taktovací frekvencí až 216 MHz, operační paměti v rozmezí od 256 kB do 512 kB a flash paměti v rozmezí od 64 kB do 2048 kB. Souhrn vlastností série je na Obr. 14. [21] [28]

ACCELERATION <ul style="list-style-type: none"> ART Accelerator™ L1 cache: data and instruction cache Chrom-ART Accelerator™ (except. STM32F7x3/F7x2) Floating Point Unit CONNECTIVITY <ul style="list-style-type: none"> 2 x USB2.0 OTG FS/HS SDIO (x2 on F76x & F779) USART, UART, SPI, I2C CAN2.0 HDMI-CEC Ethernet IEEE 1588 (except. STM32F7x3/F7x2) FMC MDIO slave (on F76x and F77x) Camera I/F (except. STM32F7x3/F7x2) Dual mode Quad-SPI AUDIO <ul style="list-style-type: none"> I²S + audio PLL 2 x SAI 2 x 12-bit DAC SPDIF-RX OTHER <ul style="list-style-type: none"> 16- and 32-bit timers 3 x 12-bit ADC 2.4 MSPS Low voltage supply: 1.7 to 3.6 V 85 °C and 105 °C ranges Up to 125°C supported as maximum junction temperature AES/TDES Crypto and HASH hardware acceleration² 	Product line	F _{CPU} (MHz)	L1 cache (I/D)	FPU	Flash (bytes)	RAM (KB) + 16K ITCM + 4K backup	JPEG codec	CAN	DFSDM	TFT LCD controller	MIP@-DSI	
	Advanced lines											
	STM32F7x9 ² STM32F7x8 ¹	216	16K+16K	Double Precision	1M to 2M (RWW)	512K (incl.128K DTCM)	•	3	•	•	•	•
	STM32F7x7 ²	216	16K+16K	Double Precision	1M to 2M (RWW)		•	3	•	•	•	•
	STM32F7x6 ²	216	4K+4K	Single Precision	512K to 1M	320K (incl.64K DTCM)		2			•	
	STM32F7x5	765	216	16K+16K	Double Precision	1M to 2M (RWW)	512K (incl.128K DTCM)		3	•		
		745	216	4K+4K	Single Precision	512K to 1M	320K (incl.64K DTCM)		2			
	Product lines	F _{CPU} (MHz)	L1 cache (I/D)	FPU	Flash (bytes)	RAM (KB) + 16K ITCM + 4K backup	JPEG codec	CAN	DFSDM	PC-ROP (protected code execution)	USB HS PHY	
	Foundation lines											
	STM32F7x3 ²	216	8K+8K	Single Precision	256K to 512K	256K (incl.64K DTCM)		1			•	•
STM32F7x2 ²	216	8K+8K	Single Precision	256K to 512K			1			•		
Product lines	F _{CPU} (MHz)	L1 cache (I/D)	FPU	Flash (bytes)	RAM (KB) + 16K ITCM + 4K backup		CAN	DFSDM	PC-ROP (protected code execution)	USB HS PHY		
Value lines												
STM32F7x0	750 ¹	216	4K+4K	Single Precision	64K	320K (incl.64K DTCM)	2			•		
	730 ¹	216	8K+8K	Single Precision	64K	256K (incl.64K DTCM)	1	•			•	

Obr. 14: Série F7 mikrokontrolerů STM32 [28]

4.2.7 Série H7

Série H7 je posledním zástupcem vysokovýkonové skupiny mikrokontrolerů STM32. Mikrokontroléry této třídy jsou dle konkrétního typu jednojádrové nebo dvoujádrové. Jednojádrové mikrokontroléry jsou postaveny na základě procesorového jádra ARM Cortex-M7 a dvoujádrové na základě procesorových jader ARM Cortex-M7 a ARM Cortex-M4 [23] [29]. Maximální tak je u jednojádrových mikrokontrolerů 550 MHz a pro dvoujádrové 480 MHz pro jádro M7 a 240 MHz pro jádro M4. Operační paměť se pohybuje v rozmezí od 564 kB do 1,4 MB a flash paměť v rozmezí od 128 kB do 2048 kB. Souhrn vlastností série je na Obr. 14. [21] [28]

CORE, MEMORIES AND ACCELERATION	Product line	F _{CPU} (MHz)	Dual-Bank Flash memory (bytes)	RAM (bytes)	OctoSPI & OTFDEC ³	Ethernet	Graphic	Power supply	Stop mode (typical) / RAM retention	
<ul style="list-style-type: none"> Single-core Cortex-M7 up to 550 MHz Dual-core Cortex-M7 480 MHz and Cortex-M4 240 MHz Flash and RAM acceleration SP-FPU and DP-FPU 4 x DMA Mathematics (only H723/733/725/735/730) CONNECTIVITY <ul style="list-style-type: none"> Up to 2 x USB2.0 OTG FS/HS 2 x SDMMC USART, UART, SPI, I²C Up to 3 x CAN (2 x FD and 1 x TT) HDMI-CEC FMC, Dual-mode Quad-SPI or 2 x Octo-SPI Camera VF AUDIO <ul style="list-style-type: none"> 3 x I²S + audio PLL 4 x SAI 2 x 12-bit DAC SPDIF-RX GRAPHIC <ul style="list-style-type: none"> Chrom-ART AcceleratorTM OTHER <ul style="list-style-type: none"> Crypto/Hash option (except H742)¹ Security services option (except H742) TRNG DFSDM 16- and 32-bit timers HRTimer (except STM32H7A/H7B/H7B0/H723/H725/H730/H733/H735) Up to 3 x 16-bit ADC (up to 3.6 MSPS) Analog (compt,AOP) Voltage range 1.62 to 3.6 V (except 100-pin and VFQFPN68 packages : 1.71 to 3.6 V) Multi-power domains -40°C up to 105°C ambient -40°C up to 125°C ambient² 	Dual-core lines									
	STM32H747/757 ¹	480 + 240	Up to 2 Mbytes	1 Mbyte (incl.128 Kbytes DTCM + 64 Kbytes ITCM + 64 Kbytes backup ¹) + 4 Kbytes backup ²				TFT-LCD JPEG codec MIPI-DSI	SMPS + LDO	360 µA / 1MB 250 µA / 768KB
	STM32H745/755 ¹	480 + 240	Up to 2 Mbytes	1 Mbyte (incl.128 Kbytes DTCM + 64 Kbytes ITCM + 64 Kbytes backup ¹) + 4 Kbytes backup ²				TFT-LCD JPEG codec	SMPS + LDO	360 µA / 1MB 250 µA / 768KB
	Single-core lines									
	STM32H7A3/7B3 ¹	280	Up to 2 Mbytes	1,4MB (incl.128K DTCM, 64K ITCM, 1184K+SRAM, 4K backup)				TFT-LCD JPEG codec Chrom-GRC	SMPS + LDO	32 µA / 1.4MB 28 µA / 32KB
	STM32H743/753 ¹	480	Up to 2 Mbytes	1 Mbyte (incl.128 Kbytes DTCM + 64 Kbytes ITCM + 64 Kbytes backup ¹) + 4 Kbytes backup ²				TFT-LCD JPEG codec	LDO	1270 µA / 1MB 910 µA / 768KB
	STM32H742	480	Up to 2 Mbytes	692 Kbytes (incl.128 Kbytes DTCM + 64 Kbytes ITCM + 16 Kbytes backup ¹) + 4 Kbytes backup ²					LDO	1270 µA / 692KB 910 µA / 704KB
	STM32H725/735 ³	550	Up to 1 Mbyte	564KB (incl.128K DTCM, 432KB Syst + 4K bckup)				TFT-LCD	SMPS ⁵ + LDO	200 µA / 564KB
	STM32H723/733 ³	550	Up to 1 Mbyte	564KB (incl.128K DTCM, 432KB Syst + 4K bckup)				TFT-LCD	LDO	520 µA / 564KB
	Value line									
STM32H7B0	280	128 Kbytes	1,4MB (incl.128K DTCM, 64K ITCM, 1184K+SRAM, 4K backup)				TFT-LCD JPEG codec Chrom-GRC	SMPS + LDO	32 µA / 1.4MB 28 µA / 32KB	
STM32H750	480	128 Kbytes	1 Mbyte (incl.128 Kbytes DTCM + 64 Kbytes ITCM + 64 Kbytes backup ¹) + 4 Kbytes backup ²				TFT-LCD JPEG codec	LDO	1270 µA / 1MB 910 µA / 768KB	
STM32H730	550	128 Kbytes	564KB (incl.128K DTCM, 432KB Syst + 4K bckup)				TFT-LCD	SMPS ⁴ + LDO	200 µA / 564KB 520 µA / 564KB	

Obr. 15: Série H7 mikrokontrolerů STM32 [29]

4.2.8 Série L0, L1, L4 a L4+

Série L0, L1, L4 a L4+ jsou zástupci skupiny se super nízkou spotřebou. Série L0 je postavena na základě procesorového jádra ARM Cortex-M0+, série L1 na základě procesorového jádra ARM Cortex-M3, série L4 na základě procesorového jádra ARM Cortex-M4 a série L4+ na základě procesorového jádra ARM Cortex-M4F. Mikrokontroléry těchto řad je vhodné použít zejména tehdy, když je vyžadována minimální spo-

třeba. Jednotlivé řady L0, L1, L4 a L4+ se volí s ohledem na požadovaný výpočetní výkon a požadované periferie. U těchto mikrokontrolerů je maximální taktovací frekvence 32 MHz u sérií L0 a L1, 80 MHz u série L4 a 120 MHz u série L4+. Operační paměť se pohybuje v intervalu od 4 kB do 640 kB a flash paměť v rozmezí od 32 kB do 2048 kB. Souhrn vlastností série L0 je na Obr. 16, L1 na Obr. 17, L4 na Obr. 18 a L4+ na Obr. 19. [21] [30] [31] [32] [33]

<ul style="list-style-type: none"> Ultra low leakage process Dynamic voltage scaling 14 to 100-pin 5 clock sources Advanced RTC w/ calibration 12-bit ADC 1.14 Msps Multiple USART, SPI, I²C Multiple 16-bit timers LP UART ¹ LP Timers ¹ 2 watchdogs Reset circuitry POR/PRD Brown-out Reset DMA AES-128 	Product line	Flash (KB)	RAM (KB)	EE - PROM (Bytes)	Power supply	PVD ²	Temp sensor	2x ULP Comp	2x 12-bit DAC	Touch sense	TRNG	USB 2.0 FS Crystal-less	Segment LCD Driver	
	STM32L0x0 Value line	Up to 128	Up to 20	Up to 512	Down to 1.8V									
	STM32L0x1 Access	Up to 192	Up to 20	Up to 6K	Down to 1.65V	•	•	•						
	STM32L0x2 USB	Up to 192	Up to 20	Up to 20	Down to 1.65V	•	•	•	•	•	•	•	•	
	STM32L0x3 USB & LCD	Up to 192	Up to 20	Up to 20	Down to 1.65V	•	•	•	•	•	•	•	•	Up to 4x52 or 8x48

Obr. 16: Série L0 mikrokontrolerů STM32 [30]

<ul style="list-style-type: none"> Reset POR/PDR 2x watchdogs Hardware CRC Internal RC Crystal oscillators PLL RTC calendar 16- and 32-bit timers 1x12-bit ADC Temperature sensor Multiple-channel DMA Single-wire debug Unique ID USB 2.0 (with internal 48 MHz PLL) 	Product line	Flash (KB)	RAM (KB)	EEPROM (KB)	Memory I/F	Op-Amp	Comp.	Temp. Sensor	Capacitive Touch	Segment LCD Driver	AES 128-bit	
	STM32L100 Value line	32 to 256	4 to 16	2							Up to 8 x 28	
	STM32L151	32 to 512	16 to 80	4 to 16	SDIO FSMC	•	•	•	•		Up to 8 x 40	
	STM32L152											
	STM32L162	256 to 512	32 to 80	8 to 16	SDIO FSMC	•	•	•	•	•	Up to 8 x 40	•

Obr. 17: Série L1 mikrokontrolerů STM32 [31]

	Product line	Flash (KB)	RAM (KB)	Memory I/F FSMC	Op-Amp	CAN	Sigma Delta Interface	12-bit ADC 5 Msp/s 16-bit HW over-sampling	DAC	SAI	USB 2.0 OTG	USB Device	Segment LCD driver	Chrom-ART Accelerator
<ul style="list-style-type: none"> ART Accelerator™ USART, SPI, I²C Quad-SPI 16- and 32-bit timers SAI + Audio PLL SWP 2x CAN 2x 12-bit DACs Temperature sensor Low voltage 1.71 to 3.6V V_{BAT} mode Unique ID Capacitive Touch sensing AES-128/256* and SHA-256** 	STM32L496**	512 to 1024	320	•	2	2	8x ch	3	2	2	•		Up to 8x40	•
	STM32L476*	256 to 1024	128	•	2	1	8x ch	3	2	2	•		Up to 8x40	
	STM32L475	128 to 1024	128	•	2	1	8x ch	3	2	2	•			
	STM32L433	128 to 256	64		1	1		1	2	1		•	Up to 8x40	
	STM32L452	256 to 512	160		1	1	4x ch	1	1	1		•		
	STM32L432	128 to 256	64		1	1		1	2	1		•		
	STM32L412	64 to 128	40		1			2				•		
	STM32L471 Access line	512 to 1024	128	•	2	1	8x ch	3	2	2				
	STM32L451 Access line	256 to 512	160		1	1	4x ch	1	1	1				
	STM32L431 Access line	128 to 256	64		1	1		1	2	1				

Obr. 18: Série L4 mikrokontrolerů STM32 [32]

	Product line	Flash (KB)	RAM (KB)	Memory I/F	Op-Amp	Comparators	Sigma Delta Interface	12-bit ADC 5 Msp/s 16-bit HW oversampling	USB2.0 OTG	TFT Display Interface	Chrom-GR0™	MIPI-DSI	AES 128-/256-bit
<ul style="list-style-type: none"> USART, SPI, I²C 2x Quad-SPI 16- and 32-bit timers SAI + Audio PLL CAN Camera IF ART Accelerator™ Chrom-ART Accelerator™ 2x 12-bit DACs Temperature sensor Low voltage 1.71 to 3.6V V_{BAT} mode Unique ID Capacitive Touch sensing 	STM32L4P5 USB OTG	512 to 1024	320	SDIO FSMC	2	2	4 ch	3	•	•			
	STM32L4Q5 USB OTG & AES	1024	320	SDIO FSMC	2	2	4 ch	3	•	•			•
	STM32L4R5 USB OTG	1024 to 2048	640	SDIO FSMC	2	2	8x ch	1	•				
	STM32L4S5 USB OTG & AES	2048	640	SDIO FSMC	2	2	8x ch	1	•				•
	STM32L4R7 USB OTG & TFT Interface	1024 to 2048	640	SDIO FSMC	2	2	8x ch	1	•	•	•		
	STM32L4S7 USB OTG & TFT Interface & AES	2048	640	SDIO FSMC	2	2	8x ch	1	•	•	•		•
	STM32L4R9 USB OTG & MIPI-DSI	1024 to 2048	640	SDIO FSMC	2	2	8x ch	1	•	•	•	•	
	STM32L4S9 USB OTG & MIPI-DSI & AES	1024 to 2048	640	SDIO FSMC	2	2	8x ch	1	•	•	•	•	•

Obr. 19: Série L4+ mikrokontrolerů STM32 [33]

4.2.9 Série L5

Série L5 patří do skupiny se super nízkou spotřebou. Jedná se o relativně novou sérii, představena byla v roce 2018. Série L5 je postavena na základě procesorového jádra ARM Cortex-M33. Přináší zvýšenou bezpečnost a dobrý výpočetní výkon při zachování nízké spotřeby. Je zamýšlena mimo jiné pro implementace IoT. U této série je maximální taktovací frekvence 110 MHz, operační paměť 256 kB a flash paměť až 512 kB. Souhrn vlastností série je na Obr. 20. [21] [34]

<ul style="list-style-type: none"> • ART Accelerator™ • USART, SPI, PC • Octo-SPI • 16- and 32-bit timers • SAI + audio PLL • SHA, TRNG • 2x 12-bit DAC • Temperature sensor • Low voltage 1.71V to 3.6V 	Product line	Flash (KB)	RAM (KB)	Memory I/F	2x Op-Amp	2x Comp	4ch / 2x Sigma Delta Interface	12-bit ADC 5 Msps 16-bit HW oversampling	USB 2.0 Device XTAL-less USB Type-C & Power Delivery	CAN-FD	AES, PKA, OTFDEC 128-/256-bit	
	<ul style="list-style-type: none"> • V_{bat} mode • Unique ID • Capacitive Touch sensing 	STM32L552 USB Device & CAN-FD	512 to 256	256	SDIO FSMC Octo SPI	•	•	•	2	•	•	
		STM32L562 USB Device & CAN-FD & AES	512 to 256	256	SDIO FSMC Octo SPI	•	•	•	2	•	•	•

Obr. 20: Série L5 mikrokontrolerů STM32 [34]

4.2.10 Série U5

Série U5 je poslední zástupce skupiny se super nízkou spotřebou. Představena byla teprve v roce 2021. Série U5 je postavena na základě procesorového jádra ARM Cortex-M33. Je zamýšlena pro zařízení s nejvyššími požadavky na nízkou spotřebu, jako je například nositelná elektronika a zařízení s potřebou vyššího zabezpečení. Maximální taktovací frekvence série je 160 MHz, operační paměť 786 kB a flash paměť až 2048 kB. Souhrn vlastností série je na Obr. 21. [21] [35]

<ul style="list-style-type: none"> • ART Accelerator™ • USART, SPI, I²C • 16 and 32-bit timers • SAI + audio PLL • LPDMA • SHA, TRNG • Chrom-ART Accelerator™ • Camera Interface • 2x 12-bit DAC • Temperature sensor • Low voltage 1.71V to 3.6V • V_{bat} Mode • Unique ID • Capacitive Touch sensing 	Product line	FLASH (KB)	RAM (KB)	Memory I/F	2 x Op-Amp	2 x Comp	8ch / 4x MDF/ADF	1 x 14-bit / 1 x 12-bit ADC	USB-C FS Dual Role	CAN-FD	AES 128/256-bit	PKA	OTFDEC On the Fly Decryption
	STM32U575	2048 to 1024	786	SDIO FSMC 2x Octo SPI	•	•	•	•	•	•			
	STM32U585	2048	786	SDIO FSMC 2x Octo SPI	•	•	•	•	•	•	•	•	•

Obr. 21: Série U5 mikrokontrolerů STM32 [35]

4.2.11 Série G0

Série G0 náleží mezi hlavní linii mikrokontrolerů STM32. Představena byla v roce 2019. Série G0 je postavena na základě procesorového jádra ARM Cortex-M0+. Idea této série je nahrazení série F0, přičemž série nabízí menší pouzdra, nižší spotřebu energie a přidává periférie umožňující implementaci lepšího zabezpečení. Maximální taktovací frekvence série je 64 MHz, operační paměť až 144 kB a flash paměť od 32 kB až do 512 kB. Souhrn vlastností série je na Obr. 22. [21] [36]

<ul style="list-style-type: none"> • MPU • Communication Peripheral: USART, SPI, I²C • Multiple general-purpose 16-bit timers • Integrated reset and brown-out warning • DMA channels • 2x watchdogs • Real-time clock (RTC) • Integrated regulator PLL and clock circuit • Main oscillator and 32 kHz oscillator • Internal RC oscillators 32 kHz, 16 MHz • Temperature sensor 	Product line	Flash (Kbytes)	SRAM (Kbytes)	Power supply	Temp. range	12-bit ADC 2.5 MSPS	12-bit DAC 2ch 2x comp.*	1x 32-bit timer	1x 16-bit MC timer = 128 MHz	1x 16-bit timer = 128 MHz	Low-power timer	Low-power UART	USB-C & PD*	USB DEV/ HOST 2.0 FS*	CAN-FD*	Secure Memory Area	AES-256 / TRNG*
	STM32G0x0 Value line	32 to 512	Up to 144	2.0 to 3.6 V	-40 to 85°C	•								•			
	STM32G0x1 Access line	16 to 512	Up to 144	1.70 to 3.6 V	-40 to 125°C	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•

Obr. 22: Série G0 mikrokontrolerů STM32 [36]

4.2.12 Série G4

Poslední zástupce hlavní linie mikrokontrolérů STM32 je série G4. Představena byla v roce 2019. Série G4 je postavena na základě procesorového jádra ARM Cortex-M4F. Kombinuje vlastnosti série F3 a F4. Má tedy velký počet periférií pro práci s analogovými signály a nabízí velký výpočetní výkon. Dále obsahuje větší množství pokročilých časovačů, které mají využití například při řízení motorů. Další vlastností je přítomnost akcelerátorů matematických funkcí, konkrétně akcelerátoru CORDIC pro akceleraci trigonometrických funkcí a FMAC pro akceleraci některých metod filtrování signálů. Maximální taktovací frekvence série je 170 MHz, operační paměť až 128 kB a flash paměť až 512 kB. Souhrn vlastností série je na Obr. 23. [21] [37]

<ul style="list-style-type: none"> • ART Accelerator™ • Flash memory with ECC • Parity bit on SRAM • Securable Memory Area • Quad-SPI • CAN-FD • USB type-C Power Delivery (UCPD) • USB 2.0 full speed data interface (device) • USART, SPI, I2C, SAI • Advanced Motor control timers • Multiple DMA and DMAMUX • Integrated regulator PLL and clock circuit • -40 to 85°C and up to 125°C operating temperature range • Low voltage 1.71 to 3.6 V • Temperature sensor • Vbat mode 	Product line	Flash memory (KB)	RAM (KB) CCM-SRAM included	CCM-SRAM (KB)	Math Accelerators (FMAC, Cordic)	ADC 12-bit	12-bit DAC	Ultra Fast Comparators	Op amp (PGA)	FSMC	High Resolution Timer
	STM32G4x1* Access line	32 to 512	Up to 112	Up to 16	•	3	4	3	4		
	STM32G4x3* Performance line	128 to 512	128	32	•	5	7	7	6	•	
	STM32G4x4* Hi-resolution line	128 to 512	128	32	•	5	7	7	6	•	•

Obr. 23: Série G4 mikrokontrolerů STM32 [37]

4.2.13 Série STM32WB a STM32WL

Série STM32WB a STM32WL patří do skupiny mikrokontrolérů určených pro bezdrátovou konektivitu. Série STM32WB a STM32WL jsou buď dvoujádrové mikrokontroléry na bázi procesorového jádra ARM Cortex-M4F určeného pro běh hlavního programu a ARM Cortex-M0F určeného pro bezdrátové periferie anebo v případě levnějších variant pouze jednojádrové mikrokontroléry na bázi procesorového jádra ARM Cortex-M4F. Série STM32WB podporuje bezdrátová řešení Bluetooth a standardy Zigbee a Thread, série STM32WL je určena pro komunikaci po sítích typu LPWAN jako Lora nebo SigFox. Maximální taktovací frekvence jádra určeného pro běh hlavního programu je u série STM32WB 64 MHz a u série STM32WL 48 MHz. Operační paměť je u série STM32WB až 256 kB, u série STM32WL až 64 kB. Flash paměť je u série STM32WB až 1024 kB, u série STM32WL až 256 kB. [21] [38] [39]

Featured product					Multi-protocols concurrency modes	Proprietary
STM32WB Standard lines						
STM32WB55	2 Mbps	✓	Zigbee PRO Zigbee 3.0	OpenThread	Bluetooth LE + Zigbee Bluetooth LE + OpenThread	HCI Generic MAC BLE LLD
STM32WB35	2 Mbps	✓	Zigbee PRO Zigbee 3.0	OpenThread		HCI Generic MAC BLE LLD
STM32WB15	2 Mbps	✓				HCI BLE LLD
STM32WB Value lines						
STM32WB50	1 Mbps	✓	Zigbee PRO Zigbee 3.0	OpenThread		
STM32WB30	1 Mbps	✓	Zigbee PRO Zigbee 3.0	OpenThread		
STM32WB10	1 Mbps	✓				
Module line						
STM32WB5M	2 Mbps	✓	Zigbee PRO Zigbee 3.0	OpenThread	Bluetooth LE + Zigbee Bluetooth LE + OpenThread	HCI Generic MAC BLE LLD

Obr. 24: Série STM32WB [38]

RADIO	Product line	f _{core}	Flash Memory (Kbytes)	RAM (Kbytes)	Modulations				Radio Frequency Range (MHz)	Dual Power Output	Advanced Security Features	Operating Temperature Range
					LoRa®	(G)FSK	(G)MSK	BPSK				
<ul style="list-style-type: none"> Multi-modulation Sub-GHz radio 2 programmable power outputs Sensitivity down to -148 dBm 	Cortex®-M4 single-core line											
	STM32WLE5	Up to 48	Up to 256	Up to 64	•	•	•	•	150 to 960	1 output up to 22dBm 1 output up to 15dBm (consumption-optimized)		-40 to 85°C (with radio) -40 to 105°C (without radio)
	STM32WLE4	Up to 48	Up to 256	Up to 64		•	•	•	150 to 960	1 output up to 22dBm 1 output up to 15dBm (consumption-optimized)		-40 to 85°C (with radio) -40 to 105°C (without radio)
	Cortex®-M4 and -M0+ dual-core line											
	STM32WL55	Up to 48	256	64	•	•	•	•	150 to 960	1 output up to 22dBm 1 output up to 15dBm (consumption-optimized)	Key Management Services Secure hardware isolation, secure boot, secure firmware update and secure firmware install	-40 to 85°C (with radio) -40 to 105°C (without radio)
	STM32WL54	Up to 48	256	64		•	•	•	150 to 960	1 output up to 22dBm 1 output up to 15dBm (consumption-optimized)	Key Management Services Secure hardware isolation, secure boot, secure firmware update and secure firmware install	-40 to 85°C (with radio) -40 to 105°C (without radio)
SECURITY <ul style="list-style-type: none"> AES 128/256-bit True Random Number Generator Private Key Accelerator PCROP / WRP 48-/96-bit unique IDs CONNECTIVITY <ul style="list-style-type: none"> 2x SPI, 3x I2C, 1x ULPART, 2x USART 16- and 32-bit timer ANALOG <ul style="list-style-type: none"> LDO and built-in DC/DC 1x ADC 12-bit 1x DAC 12-bit Temperature sensor OTHER <ul style="list-style-type: none"> 2x DMA (7 channels) 7x Timers (16 and 32 bits) 2x ULP Comparators ART Accelerator™ Low voltage 1.8 to 3.6V 												

Obr. 25: Série STM32WB [39]

4.3 Zvolený mikrokontrolér

Na základě konzultovaných požadavků na řídicí jednotku a úvaze o jejím dalším využití do budoucna, například pro testování pokročilejších algoritmů regulace, moderních komunikačních protokolů s ESC, případně konstrukce efektorů ovládaných samotnou řídicí jednotkou, došlo k volbě mikrokontroleru STM32G4RET6U a odpovídající vývojové desky Nucleo G474RE. K volbě tohoto mikrokontroléru vedl jeho vysoký výpočetní výkon, který poskytne dostatečnou rezervu pro případné rozšíření diplomové práce, množství analogových periférií, velký počet pokročilých časovačů a jeden časovač s vysokým rozlišením, které do budoucna umožní experimentování s ovládáním motorů.

4.3.1 Parametry zvoleného mikrokontroléru

Mikrokontrolér STM32G4RET6U je postaven na základě procesorového jádra ARM Cortex M4 s jednotkou FPU pro výpočty s plovoucí desetinnou čárkou. Obsahuje akcelerátor ART, který urychluje přístup k paměti, akcelerátor CORDIC pro akceleraci trigonometrických funkcí a akcelerátor FMAC pro akceleraci některých metod filtrování signálů.

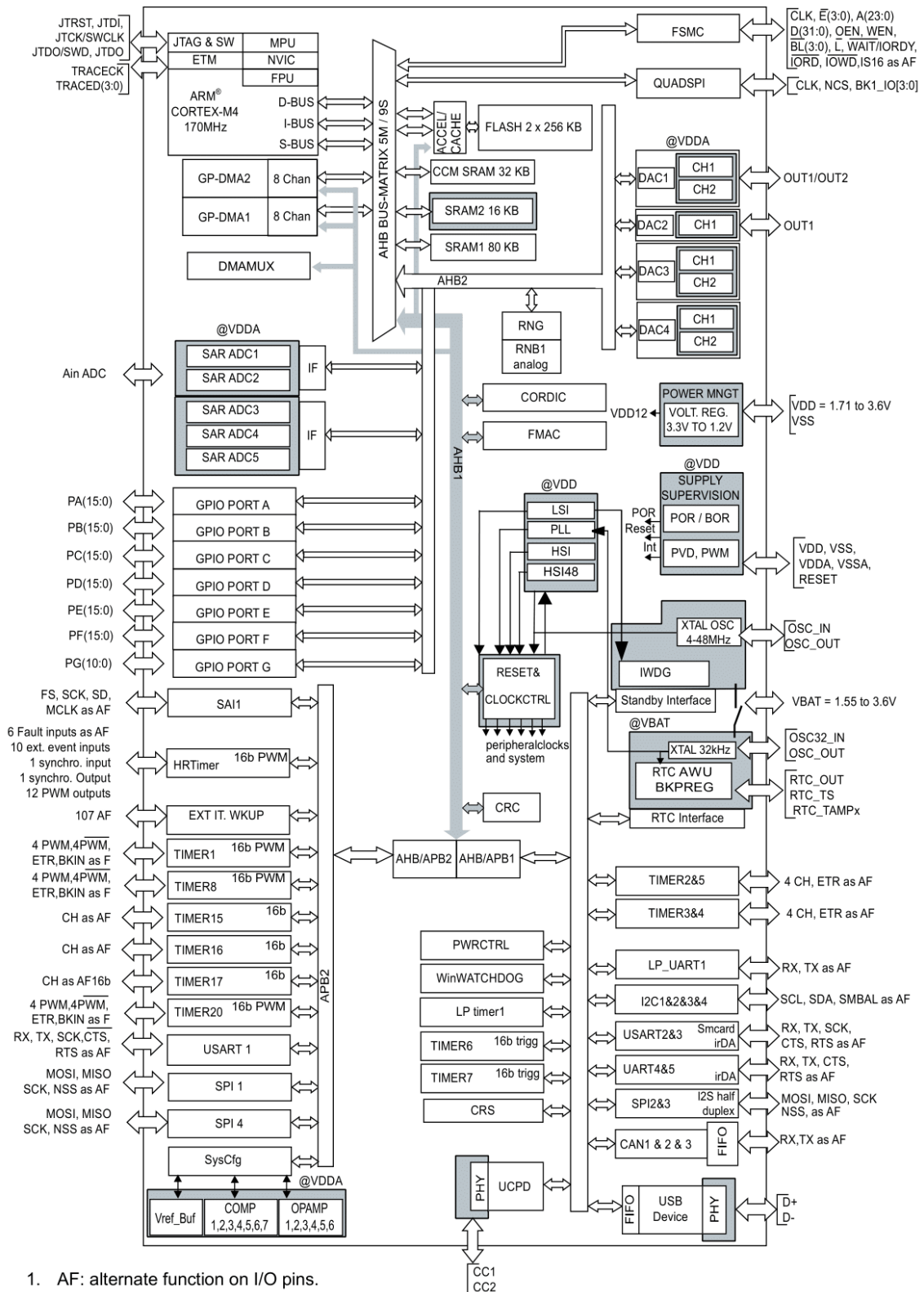
Maximální taktovací frekvence je 170 MHz. Je vybaven interními RC zdroji hodinového signálu o frekvenci 16 MHz a 32 kHz, umožňuje připojení externích krystalů o frekvencích 4 až 48 MHz a o frekvenci 32 kHz. Je vybaven 512 kB paměti flash, 128 kB paměti SRAM a rozhraním pro připojení dodatečné externí paměti. Mikrokontrolér je možné provozovat v rozsahu napájecích napětí od 1,71 V do 3,6 V, podporuje provoz v módech s nízkou spotřebou energie.

V závislosti na pouzdře nabízí až 107 vstupů/výstupů. Nabízí pět 12bitových analogově-digitálních převodníků a sedm kanálů pro digitálně analogový převod, sedm velmi rychlých analogových komparátorů a šest operačních zesilovačů. Je vybaven interní napěťovou referencí 2,048 V, 2,5 V a 2,9 V pro analogové periferie. Nabízí jeden časovač s velmi vysokým rozlišením, dva 32bitové a sedm 16bitových časovačů pro obecné použití, tři 16bitové časovače pro pokročilé řízení motorů a jeden 16bitový časovač s nízkými energetickými nároky.

Z komunikačních rozhraní mikrokontrolér nabízí čtyřikrát I²C, třikrát FDCAN, pětkrát USART/UART, jedenkrát LPUART, čtyřikrát SPI, USB 2.0 full-speed, USB-C, SAI, IRTIM.

Dále nabízí generátor skutečně náhodných čísel a hardwarovou podporu výpočtu kontrolních součtů. Z možností ladění nabízí ladění po sériovém rozhraní (SWD), JTAG a Embedded Trace Macrocell. [40]

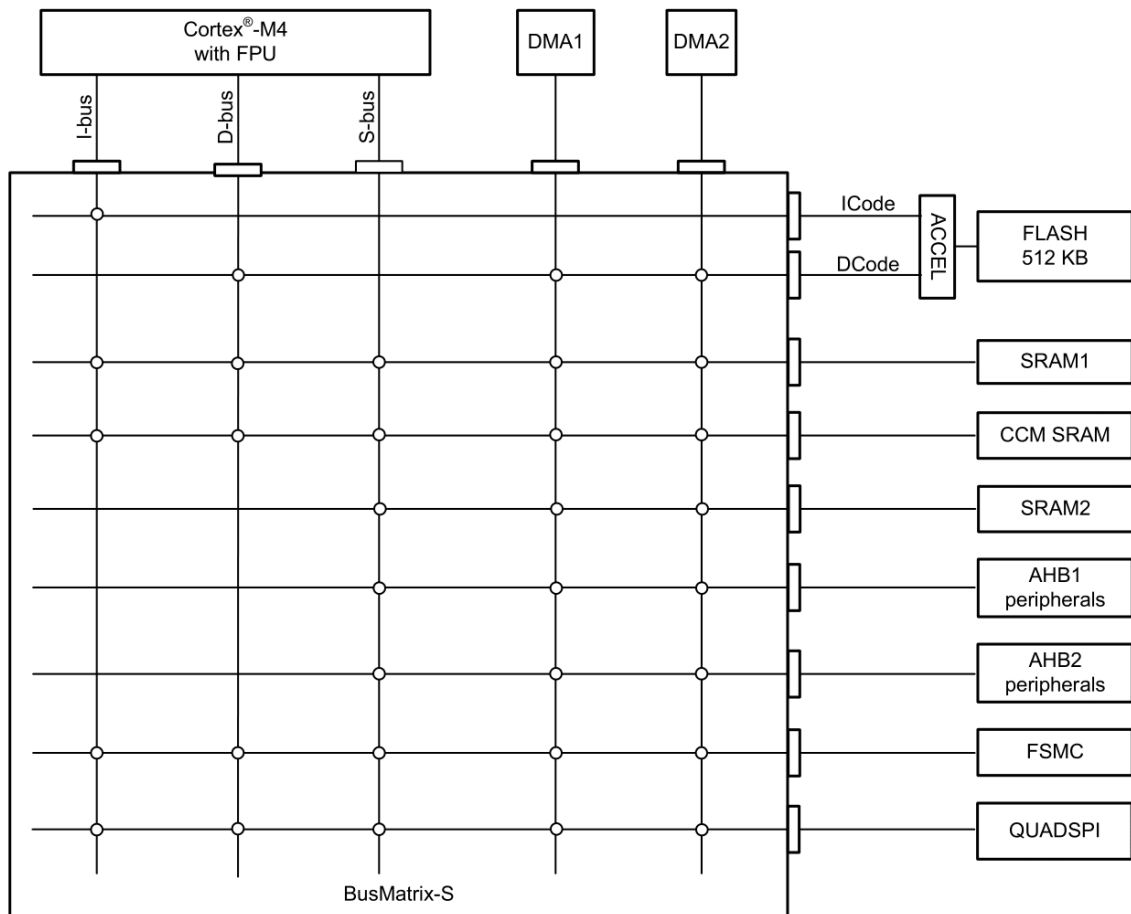
Blokové schéma mikrokontroléru se nachází na Obr. 26.



Obr. 26: Blokové schéma mikrokontrolerů STM32G474RE [40]

4.3.2 Architektura mikrokontroléru

Hlavní systém mikrokontroléru tvoří systém propojení 32bitových sběrnic typu AHB (advance high-performance bus). Ten je výrobcem označován jako BusMatrix a jeho schéma je možné vidět na Obr. 27. Jedná se o propojení až pěti sběrnic zařízení typu master a až devíti sběrnic zařízení typu slave, přičemž systém BusMatrix řeší též přednost při komunikaci více zařízení typu master. [41]



Obr. 27: BusMatrix [41]

Systémem BusMatrix propojené sběrnice zařízení typu master jsou:

- sběrnice I-bus jádra Cortex-M4
- sběrnice D-bus jádra Cortex-M4
- sběrnice S-bus jádra Cortex-M4
- sběrnice napojená na DMA1
- sběrnice napojená na DMA2

Systémem BusMatrix propojené sběrnice zařízení typu slave jsou:

- a) sběrnice ICode interní paměti flash
- b) sběrnice DCode interní paměti flash
- c) sběrnice napojená na SRAM1
- d) sběrnice napojená na SRAM2
- e) sběrnice napojená na CCM SRAM
- f) sběrnice AHB1 napojená na periferie a můstky AHB/APB, viz Obr. 26
- g) sběrnice AHB2 napojená na periferie, viz Obr. 26
- h) sběrnice napojená na flexibilní řadič statické paměti FSMC
- i) sběrnice paměťového rozhraní QUAD SPI

[41]

4.3.3 Systémové sběrnice

Sběrnice I-bus propojuje instrukční sběrnici jádra Cortex-M4 a systém propojení sběrnic BusMatrix. Tato sběrnice slouží k načítání instrukcí z paměti.

Sběrnice D-bus propojuje datovou sběrnici jádra Cortex-M4 a systém propojení sběrnic BusMatrix a slouží k načítání literálů jádrem Cortex-M4 a k přístupu ladících prostředků k němu.

Sběrnice S-bus propojuje systémovou sběrnici jádra Cortex-M4 a systém propojení sběrnic BusMatrix. Slouží k přístupu jádra k datům. Ty mohou být v paměti SRAM, v externí paměti připojené přes řadič statické paměti FSMC nebo paměťového rozhraní QUAD SPI, případně v jednotlivých perifériích mikrokontroléru. Tato sběrnice také zajišťuje propojení jádra s pamětí CCM.

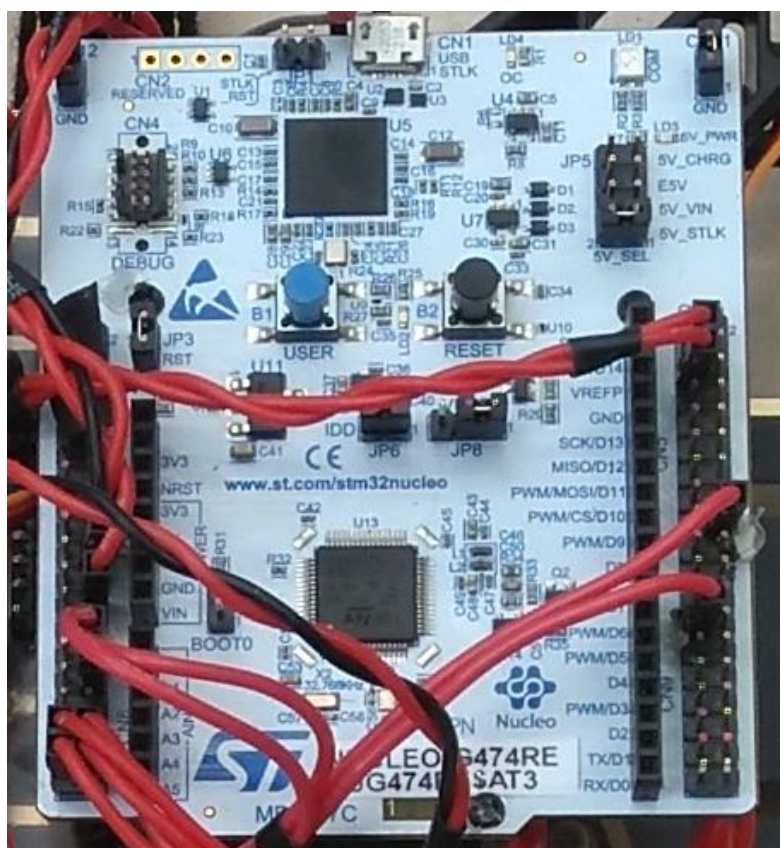
Sběrnice DMA propojuje řídicí rozhraní mechanismu DMA se systémem propojení sběrnic BusMatrix. [41]

4.3.4 Můstky AHB/APB

Můstky AHB/APB zajišťují plně synchronní spojení sběrnice AHB1 a sběrnic APB (Advanced Peripheral Bus), konkrétně APB1 a APB2 a na nich napojené periferie viz Obr. 26. [41]

4.4 Vývojová deska NUCLEO G474RE

Jak již bylo zmíněno, pro testování algoritmu řízení letu byla využita vývojová deska NUCLEO-G474RE právě s mikrokontrolérem STM32G474RET6U. Vývojová deska obsahuje zabudovaný debugger a programátor ST-Link, díky kterému je možné využít přítomný USB port pro snadné nahrávání programů do mikrokontroléru, ladění, případně jako virtuální sérový port. Tato skutečnost značně usnadňuje vývoj aplikací. Vývojová deska dále umožňuje přístup ke všem vstupně výstupním pinům mikrokontroléru STM32G474 přes konektory a je konstruována tak, aby byla kompatibilní i s rozšiřujícími moduly pro vývojové desky Arduino UNO. Na desce je osazeno několik stavových diod, externí krystaly 24 MHz a 32 kHz připojené k mikrokontroléru a dvě tlačítka, jedno pro resetování mikrokontroléru a jedno bez pevného určení. Deska nabízí několik možností pro její napájení, a sice napájení přes USB konektor, napájení externím zdrojem 7 V – 12 V, napájení externím zdrojem 5 V a napájení externím zdrojem 3,3 V. [42]



Obr. 28: Vývojová deska Nucleo G474RE

5 NÁVRH ELEKTRONICKÉHO OBVODU VLASTNÍ ŘÍDICÍ DESKY

V této kapitole je probrán postup návrhu elektronického obvodu vlastní řídicí desky, která bude sloužit k zajištění letu kvadrokoptéry, vzniklé při bakalářské práci, na základě principu zvoleného způsobu regulace. Úvodní podkapitola shrnuje požadavky kladené na řídicí desku. Následuje popis návrhu jejích stěžejních částí. Výsledné schéma elektronického obvodu, vypracované ve free softwaru KiCAD, je součástí přílohy práce.

5.1 Požadavky na řídicí desku

Ústředním bodem navrhované řídicí desky je v předchozí kapitole vybraný mikrokontrolér STM32G474RET6U. Rozsah napětí, kterým je možné ho napájet, je od 1,71 V do 3,6 V, přičemž bylo rozhodnuto o použití standardního napětí 3,3 V.

To je použitelné i pro zvolený senzor v podobě vícečipového modulu MPU9250. RC přijímač FS-R6B je, ačkoliv pracuje s 3,3 V logikou, jak bylo ověřeno pomocí osciloskopu, třeba napájet napětími v rozsahu od 4,5 V do 6,5 V. Bylo tedy pro něho zvoleno napájení pomocí obvyklých 5 V. Zdroj napětí pro řídicí desku při letu zajistí tříčlánková Li-Po baterie kvadrokoptéry napájející i elektronické regulátory rychlosti bezkartáčových motorů. Rozsah jejího napětí se v závislosti na míře nabití pohybuje od 9 V do 12,6 V. Na základě těchto informací tedy vzniká požadavek na schopnost řídicí desky regulovat napětí dodávaného baterií v uvedeném rozsahu na 5 V a následně na 3,3 V.

Bylo také rozhodnuto o volitelném alternativním zdroji napětí v podobě 5 V dodávaných přes USB konektor a alternativním zdroji napětí 3,3 V dodávaných programátorem například při nahrávání kódu nebo ladění.

Další požadavek pramení ze specifikací komponent použitých u kvadrokoptéry. Jedná se o potřebu umožnit připojení celkem čtyř elektronických regulátorů rychlosti. Řídicí signál pro ně je předáván metodou signalizace se společnou zemí, je tedy třeba umožnit pro každý regulátor připojení řídicího signálu a země. Regulátory jsou napájeny z baterie, není tedy třeba řešit připojení napájení.

Je také nutné umožnit připojení zvoleného senzoru. Senzor bude připojen po sběrnici I²C a jak bylo řečeno, napájen bude napětím 3,3 V.

Poslední požadavek pramenící ze zvolených komponent kvadrokoptéry je požadavek na připojení přijímač FS-R6B, napájeného 5 V. Vzhledem ke zvolené metodě řízení kvadrokoptéry je třeba připojit vodiče pro celkem čtyři kanály, přičemž se i zde jedná o signalizaci se společnou zemí.

Pro potřeby budoucího uplatnění řídicí desky byly konzultovány další požadavky, přičemž bylo dohodnuto umožnit komunikaci s deskou pomocí sběrnice I²C, ideálně odlišné od té použité ke komunikaci se senzorem, a umožnit komunikaci pomocí sériového periferního rozhraní. Nad rámec tohoto pak vyvést z mikrokontroléru alespoň 8 vstupně/výstupních pinů.

Vzhledem k potřebě relativně přesného časování je třeba připojit externí krystal. Samozřejmým požadavkem je umožnit pohodlné programování mikrokontroléru a zajistit možnost snadného ladění.

Souhrn požadavků tedy je:

- a) Regulace napětí z baterie na 5 V, alternativně umožnit použít jako zdroj 5 V napětí dodávané přes konektor sběrnice USB
- b) Regulace napětí z 5 V na 3,3 V, alternativně umožnit použít jako zdroj 3,3 V napětí dodávané programátorem/debuggerem
- c) Umožnit připojení čtyř regulátorů rychlosti ESC
- d) Umožnit připojení sensorového modulu MPU9250 po sběrnici I²C a zajistit jeho napájení 3,3 V
- e) Umožnit připojení čtyř kanálů RC přijímače FS-R6B a zajistit jeho napájení 5 V.
- f) Umožnit komunikaci po I²C a SPI
- g) Vvést alespoň 8 vstupně/výstupních pinů
- h) Připojit k mikrokontroléru externí krystal, jako zdroj přesného hodinového signálu
- i) Umožnit snadné programování mikrokontroléru

Nad rámec těchto základních požadavků bylo také realizováno:

- a) Komunikace po sériovém synchronním/asynchronním rozhraní USART

- b) Komunikace pomocí sběrnice USB
- c) Detekce napětí baterie.
- d) Dvě signální LED diody ovládané mikrokontrolérem a dvě LED diody indikující přítomnost napětí 5 V, respektive 3,3V na desce.

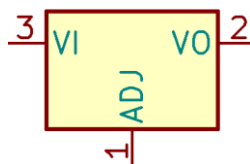
5.2 Blok napájení desky

V této podkapitole je představen blok napájení desky. Je probírán postup při návrhu napěťových regulátorů, operačního zesilovače pro zjišťování napětí baterie a na závěr je představeno výsledné schéma.

5.2.1 Napěťový regulátor 5 V

Prvním krokem při tvorbě desky byl návrh obvodu regulátoru, který bude zajišťovat zdroj napájení 5 V v případě, kdy je deska napájena z baterie kvadrokopty, se zmíněným rozsahem napětí od 9 V do 12,6 V. Vzhledem k obavám z případného rušení mikrokontroléru, způsobeného vysokofrekvenčním spínáním spínaných regulátorů napětí a zanedbatelnému proudovému odběru řídicí desky vůči odběru motorů, bylo přikročeno k použití napěťových regulátorů lineárních. Jejich nevýhodou je nižší účinnost a podmínka, aby vstupní napětí bylo vždy větší, než výstupní. Z uvedených důvodů malého odběru proudu a obavy z vysokofrekvenčního rušení je ovšem jejich použití přijatelné.

Osazení některých součástí bylo plánované přenechat čínskému výrobcí, bylo tedy třeba vybírat z jím nabízených komponent. Vybrán byl lineární regulátor LM317AG-TN3-R, který je schopný dodávat proud až 1,5 A, s nastavitelným výstupním napětím od 1,2 V do 37 V. [43] Schéma použitého lineárního napěťového regulátoru se nachází na Obr. 29.



Obr. 29: Lineární napěťový regulátor

Uvedený regulátor má tři vývody a to sice VI neboli vývod pro vstupní napětí, VO neboli vývod pro výstupní napětí a ADJ neboli vývod určený pro nastavování výstupního napětí.

Pro proudy u těchto regulátorů platí, že

$$I_{in} = I_{out} + I_{adj},$$

kde

I_{in} je vstupní proud,

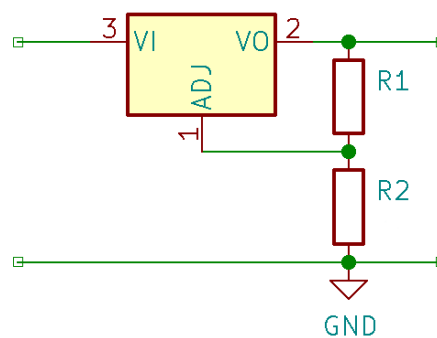
I_{out} je výstupní proud.

I_{adj} je proud z vývodu určeného pro nastavování výstupního napětí. [44]

Proud I_{adj} je obvykle velice malý, výrobce pro zvolenou součástku uvádí typickou hodnotu $I_{adj} = 50 \mu A$ [43]. Pro zvolené použití regulátoru lze tedy uvažovat, že

$$I_{in} \cong I_{out}.$$

Princip činnosti těchto regulátorů spočívá v udržování konstantního napětí mezi piny VO a ADJ, v případě zvoleného regulátoru konkrétně napětí 1,25 V. [43] Za pomoci dvou rezistorů, zapojených dle Obr. 30, lze tedy nastavit výstupní napětí mezi zemí a vývodem VO na požadovanou úroveň.



Obr. 30: Nastavení výstupního napětí

Vzhledem k tomu, že je, za předpokladu správné činnosti regulátoru, popisované napětí 1,25 V udržováno bez ohledu na zátěž, je proud rezistorem R_1 , dle Obr. 30, roven

$$I_{R1} = \frac{1,25 V}{R_1},$$

kde

I_{R1} je proud tekoucí rezistorem R_1 ,

R_1 je velikost odporu rezistoru R_1 .

Proud rezistorem R_2 je pak vzhledem k diskutované velikosti I_{adj} přibližně roven

$$I_{R2} = I_{adj} + I_{R1} \cong I_{R1},$$

kde

I_{R2} je proud tekoucí rezistorem R_2 .

Na základě této informace je úbytek napětí na rezistoru R_2 roven

$$U_{R2} = I_{R2} \cdot R_2 \cong I_{R1} \cdot R_2 = \frac{1,25 \text{ V}}{R_1} \cdot R_2,$$

kde

U_{R2} je úbytek napětí na rezistoru R_2 ,

R_2 je velikost odporu rezistoru R_2 .

Je zřejmé, že výsledné výstupní napětí regulátoru je dáno součtem úbytků napětí na rezistoru R_1 , kde je udržován konstantní úbytek napětí 1,25 V, a úbytku napětí na rezistoru R_2 . Lze ho vyjádřit jako

$$U_{out} = 1,25 \text{ V} + U_{R2} \cong 1,25 \text{ V} + \frac{1,25 \text{ V}}{R_1} \cdot R_2 = 1,25 \text{ V} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right),$$

kde

U_{out} je výstupní napětí.

Na základě tohoto vzorce byl proveden návrh hodnot rezistorů pro zajištění regulace na 5 V, dle zapojení na Obr. 30, přičemž byly zvoleny hodnoty $R_1 = 100 \Omega$ a $R_2 = 300 \Omega$. Pro tyto hodnoty lze zkontrolovat, že výstupní napětí je opravdu rovno 5 V, což je ověřeno dosazením do vzorce

$$U_{out} = 1,25 \text{ V} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = 1,25 \text{ V} \cdot \left(1 + \frac{300 \Omega}{100 \Omega}\right) = 5 \text{ V}.$$

Pro výběr konkrétních rezistorů je třeba, na základě odvozených vzorců, spočítat ztrátový výkon dle vztahů

$$P_{R_1} = U_{R_1} \cdot I_{R_1} = 1,25 \cdot \frac{1,25}{R_1} = 1,25 \text{ V} \cdot \frac{1,25 \text{ V}}{100 \Omega} = 0,015 \text{ W},$$

kde

P_{R_1} je ztrátový výkon na rezistoru R_1

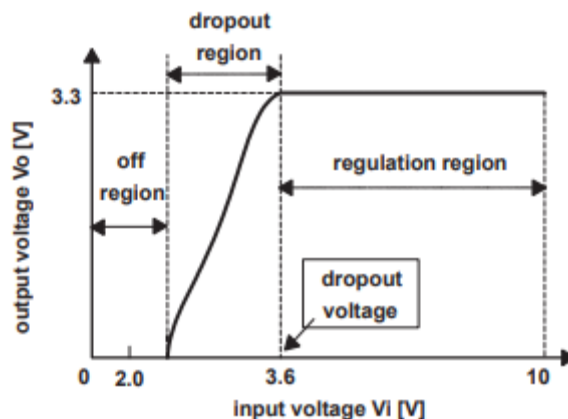
a

$$P_{R_2} = U_{R_2} \cdot I_{R_2} \cong \frac{1,25}{R_1} \cdot R_2 \cdot \frac{1,25}{R_1} = \frac{1,25 \text{ V} \cdot 300 \Omega \cdot 1,25 \text{ V}}{100 \Omega \cdot 100 \Omega} = 0,046 \text{ W},$$

kde

P_{R_2} je ztrátový výkon na rezistoru R_2 .

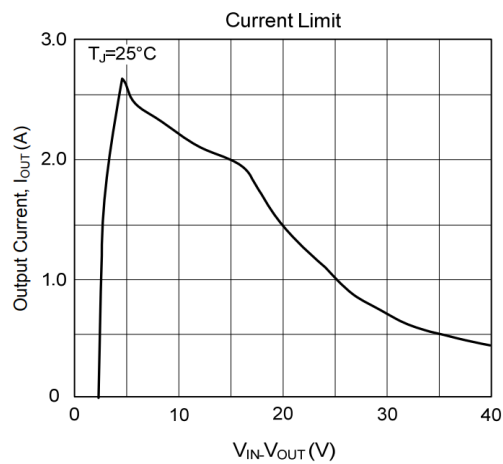
Pro správnou činnost regulátoru musí být dále splněny tři podmínky. První z nich je minimální odběr proudu. U zvolené součástky se jedná o 3 mA [43] a tato podmínka tedy bude bezpečně splněna. Druhá podmínka je dostatečný rozdíl mezi vstupním a výstupním napětím. Pokud je rozdíl příliš malý, není regulátor schopen činnosti. Pokud je rozdíl větší následuje pásmo, kdy je regulátor v činnosti, ale nedokáže správně regulovat a dochází k poklesu napětí. Pokud je rozdíl dostatečný, regulátor udržuje zmíněné napětí mezi vývody VO a ADJ bez ohledu na zátěž a je tak prováděna správná regulace. Toto chování lze spatřit na Obr. 31.



Obr. 31: Činnost regulátoru dle rozdílu vstupního a výstupního napětí [45]

Pro plánovanou aplikaci zvoleného regulátoru bude minimální rozdíl mezi vstupním a výstupním napětím roven rozdílu minimálního napětí baterie použité v kvadrokoptéře, tedy 9 V, a výstupnímu napětí 5 V. Tento rozdíl tedy činí 4 V. Katalogový list čínského výrobce minimální rozdíl vstupního a výstupního napětí přímo neuvádí, lze ho ale odhadnout na základě grafu na Obr. 32. Jedná se o graf maximálního výstupního proudu

při teplotě polovodičových přechodů součástky $T_J = 25^\circ\text{C}$ v závislosti na rozdílu vstupního a výstupního napětí.



Obr. 32: Závislost max. proudu na rozdílu vstupního a výstupního napětí [42]

Na základě těchto údajů lze konstatovat, že je tato podmínka správné činnosti splněna.

Třetí podmínka správné činnosti vychází z maximálního možného ztrátového výkonu na regulátoru. Jak bylo zmíněno u těchto lineárních regulátorů je vstupní a výstupní proud téměř stejný a požadovaný úbytek napětí mezi napětím vstupním a výstupním zajišťuje regulátor přeměnou na teplo. Je tedy třeba spočítat, jak velké vstupní napětí je pro plánovanou provozní teplotu a odebíraný proud možné.

Pro tento výpočet bylo třeba stanovit odhad odebíraného proudu. Ten byl stanoven za pomoci měření proudu odebíraného vývojovou deskou Nucleo s implementovaným algoritmem řízení a připojeným sensorovým modulem MPU9250, přijímačem FS-R6B a čtyřmi ESC. K tomuto odhadu bylo přikročeno zároveň se studiem schématu použité vývojové desky. Vývojová deska je v případě napájení přes pin V_{in} , také napájena pomocí lineárních regulátorů. Vzhledem k plánovanému elektrickému zapojení nové řídicí desky a informacích získaných ze schématu, bylo stanoveno, že řídicí deska by měla mít proudový odběr podobný jako deska vývojová a nijak výrazně ho nepřekročit. Byl tak stanoven předpokládaný proudový odběr $I = 0,1 \text{ A}$. Tento předpoklad byl později ověřen u vyrobené řídicí desky a ukázal se jako správný. Mohlo tedy být přikročeno k výpočtu maximálního ztrátového výkonu.

Pro maximální ztrátový výkon na zvoleném napěťovém regulátoru platí vztah

$$P_{max} = \frac{T_{Jmax} - T_A}{R_{\theta JA}},$$

kde

P_{max} je maximální možný ztrátový výkon na napěťovém regulátoru,

T_{Jmax} je maximální teplota polovodičového přechodu,

T_A je provozní teplota,

$R_{\theta JA}$ je tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem a okolím.

Výpočet ztrátového výkonu, při zanedbání proudu I_{adj} , na základě výstupního proudu a rozdílu vstupního a výstupního napětí má tvar

$$P = (U_{in} - U_{out}) \cdot I_{out},$$

kde

P je ztrátový výkon na napěťovém regulátoru,

U_{in} je vstupní napětí,

U_{out} je výstupní napětí,

I_{out} je výstupní proud.

Porovnáním vzorců pro maximální ztrátový výkon a ztrátový výkon na základě proudu a rozdílu napětí lze získat vztah pro vyjádření maximálního možného vstupního napětí jako výraz

$$\frac{T_{Jmax} - T_A}{R_{\theta JA}} = (U_{in_{max}} - U_{out}) \cdot I_{out} \Rightarrow U_{in_{max}} = \frac{T_{Jmax} - T_A}{R_{\theta JA} \cdot I_{out}} + U_{out},$$

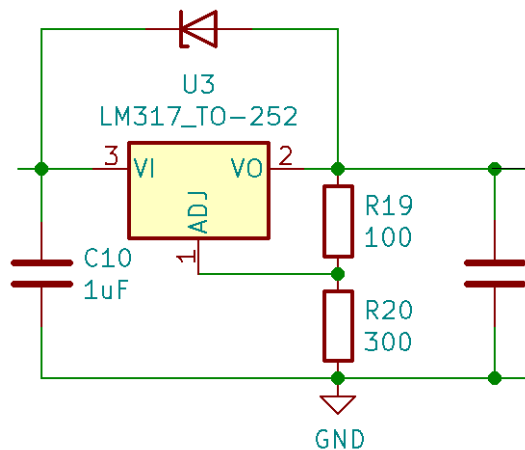
kde

$U_{in_{max}}$ je maximální vstupní napětí při daných podmínkách.

Při použití zmíněného předpokladu proudového odběru $I_{OUT} = 0,1 A$ a odhadované maximální provozní teploty řídicí jednotky $T_A = 45^\circ C$ můžeme, po dosazení ostatních parametrů uvedených výrobcem pro zvolený regulátor v pouzdře SOT-252, zkontrolovat maximální možné napětí vůči maximálnímu napětí baterie $U_{in} = 12,6 V$ jako

$$U_{in_{max}} = \frac{T_{Jmax} - T_A}{R_{\theta JA} \cdot I_{out}} + U_{out} = \frac{125^\circ C - 45^\circ C}{103^\circ C/W \cdot 0,1 A} + 5 V = 12,8 V > 12,6 V.$$

Je tedy splněna i třetí podmínka správné funkce regulátoru. Vzhledem k tomu, že rezerva není příliš velká, byl u návrhu desky plošných spojů ponechán prostor pro případné dobudování chladiče. Na základě doporučení v katalogovém listu byly k regulátoru připojeny na vstupní a výstupní vývody filtrační kondenzátory doporučené hodnoty $1 \mu\text{F}$ a přidána ochranná dioda, pro případ, kdy se nepředpokladatelně na výstupu objeví napětí větší než na vstupu. Výsledné schéma zapojení regulátoru na konečném výkrese je možné vidět na Obr. 33.



Obr. 33: Výsledné schéma zapojení regulátoru 5 V

5.2.2 Zdroj napětí 3,3 V

Pro zdroj napětí 3,3 V nebylo možné využít předcházející regulátor, neboť úbytek napětí mezi 5 V a 3,3 V by nesplnil požadavek na minimální rozdíl mezi vstupním a výstupním napětím. Byl proto zvolen lineární nastavitelný regulátor AMS1117-ADJ v pouzdře SOT-223. Jedná se o takzvaný LDO lineární regulátor neboli regulátor s nízkým úbytkem napětí. Má sice horší parametry než regulátor předcházející, umožní ale regulaci i s malým rozdílem mezi vstupním a výstupním napětím. Zhoršené parametry navíc nejsou překážkou, neboť ztrátový výkon na něm vlivem malého rozdílu napětí není zdaleka tak velký. Jeho návrh probíhal analogicky s návrhem regulátoru předcházejícího. Byly zvoleny hodnoty nastavovacích rezistorů, dle zapojení na Obr. 30, jako $R_1 = 240 \Omega$ a $R_2 = 390 \Omega$ a ověřena správnost tohoto návrhu výpočtem

$$U_{out} = 1,25 \text{ V} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = 1,25 \text{ V} \cdot \left(1 + \frac{390 \Omega}{240 \Omega}\right) = 3,28 \text{ V} \cong 3,3 \text{ V}.$$

Poté byly z důvodu pozdějšího výběru konkrétních rezistorů určeny příslušné ztrátové výkony pomocí výpočtů

$$P_{R_1} = U_{R_1} \cdot I_{R_2} = 1,25 \cdot \frac{1,25}{R_1} = 1,25 \text{ V} \cdot \frac{1,25 \text{ V}}{240 \Omega} = 0,0065 \text{ W}$$

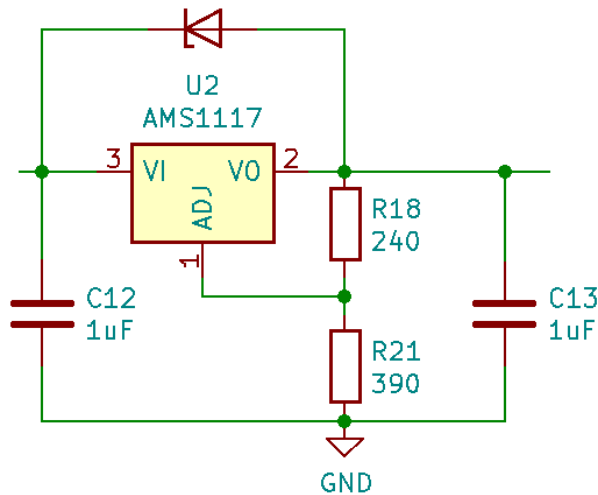
a

$$P_{R_2} = U_{R_2} \cdot I_{R_2} \cong \frac{1,25}{R_1} \cdot R_2 \cdot \frac{1,25}{R_1} = \frac{1,25 \text{ V} \cdot 390 \Omega \cdot 1,25 \text{ V}}{240 \Omega \cdot 240 \Omega} = 0,011 \text{ W}.$$

Pro kontrolu z hlediska maximální výkonové ztráty na regulátoru byly opět použity předpoklady odhadované maximální provozní teploty řídicí jednotky $T_A = 45^\circ\text{C}$ a odhadu odebíraného proudu $I_{\text{OUT}} = 0,1 \text{ A}$, přičemž proud tekoucí nastavovacími rezistory regulátoru napětí baterie na 5 V byl zanedbán. Maximální možné vstupní napětí tedy bylo zkontrolováno, na základě hodnot z katalogového listu [46], porovnáním se vstupním napětím $U_{\text{in}} = 5 \text{ V}$ vztahem

$$U_{\text{in}_{\text{max}}} = \frac{T_{\text{Jmax}} - T_A}{R_{\theta\text{JA}} \cdot I_{\text{out}}} + U_{\text{out}} = \frac{125^\circ\text{C} - 45^\circ\text{C}}{120^\circ\text{C/W} \cdot 0,1 \text{ A}} + 3,3 \text{ V} = 10 \text{ V} > 5 \text{ V}.$$

Výsledné zapojení regulátoru je možné vidět na Obr. 34.



Obr. 34: Výsledné schéma zapojení regulátoru 3,3 V

5.2.3 Detekce napětí baterie

Nad rámec požadavků byl do řídicí desky přidán obvod pro zajištění detekce napětí baterie. Pokud by byl k napěťovým regulátorům dobudován chladič, bylo by do

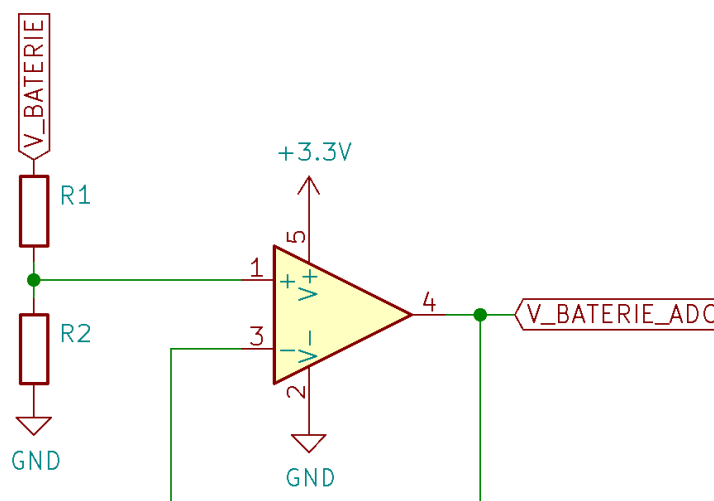
budoucná možné připojení větších baterií. Jako maximální napětí připojované baterie tedy bylo zvoleno napětí 25,2 V. To je hodnota napětí odpovídající plně nabitě šesti článkové Li-Po baterii. Tato hodnota je výrazně vyšší, než nejvyšší možná hodnota napětí připojeného k vstupnímu pinu zvoleného mikrokontroléru, viz Obr. 35, který bude sloužit pro analogově digitální převod. Bylo tedy zvoleno řešení spočívající v návržení napěťového děliče a operačního zesilovače zapojeného jako napěťový sledovač, tak jak je ukázáno na Obr. 36.

Table 14. Voltage characteristics⁽¹⁾

Symbol	Ratings	Min	Max	Unit
$V_{DD} - V_{SS}$	External main supply voltage (including V_{DD} , V_{DDA} , V_{BAT} and V_{REF+})	-0.3	4.0	V
$V_{IN}^{(2)}$	Input voltage on FT_XXX pins except FT_c pins	$V_{SS}-0.3$	$\min(V_{DD}, V_{DDA}) + 4.0^{(3)(4)}$	
	Input voltage on FT_c pins	$V_{SS}-0.3$	5.5	
	Input voltage on TT_xx pins	$V_{SS}-0.3$	4.0	
	Input voltage on any other pins	$V_{SS}-0.3$	4.0	
$ \Delta V_{DDx} $	Variations between different V_{DDx} power pins of the same domain	-	50	mV
$ V_{SSx}-V_{SS} $	Variations between all the different ground pins ⁽⁵⁾	-	50	
$V_{REF+}-V_{DDA}$	Allowed voltage difference for $V_{REF+} > V_{DDA}$	-	0.4	V

1. All main power (V_{DD} , V_{DDA} , V_{BAT}) and ground (V_{SS} , V_{SSA}) pins must always be connected to the external power supply, in the permitted range.

Obr. 35: Napěťové charakteristiky zvoleného mikrokontroléru [40]



Obr. 36: Zapojení pro detekci napětí baterie

Pro toto zapojení operačního zesilovače platí, že jeho výstup se snaží nastavit stejné napětí, jako je na kladném vstupu operačního zesilovače, přičemž do vstupu teče pouze zanedbatelný proud. Zmíněný napěťový dělič tak bude možné počítat jako nezatížený.

Byl vybrán operační zesilovač LM317 v pouzdře SOT-223. Tento operační zesilovač umožňuje napájení nesymetrický napětím [47]. Kladné napájecí napětí bude připojeno k napájecímu napětí mikrokontroléru, tedy 3,3 V a záporné napájecí napětí k zemi. Tím bude, vzhledem k tomu, že výstupní napětí operačního zesilovače se může pohybovat pouze v rozsahu napájecích napětí, zajištěna i ochrana mikrokontroléru. Tento operační zesilovač je schopen pracovat rail-to-rail [47], čili výstupní napětí se může velmi přiblížit napětím napájecím.

Cílem návrhu je tedy určit rezistory R_1 a R_2 , dle Obr. 36, tak, aby se na odporovém děliči nejvyšší předpokládané napětí 25,2 V projevilo jako napětí do 3,3 V. Rezistory byly zvoleny $R_1 = 11 \text{ k}\Omega$ a $R_2 = 1,6 \text{ k}\Omega$. Správnost tohoto návrhu byla ověřena vztahem pro napěťový dělič jako

$$U_{OPAMP_{in}} = U_{OPAMP_{out}} = U_{BATERIE} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 25,2 \text{ V} \cdot \frac{1600}{11000 + 1600} = 3,2 \text{ V}.$$

kde

$U_{OPAMP_{in}}$ je napětí na vstupu operačního zesilovače,

$U_{OPAMP_{out}}$ je napětí na výstupu operačního zesilovače,

$U_{BATERIE}$ je maximální napětí připojené baterie.

Posledním krokem bylo určit ztrátové výkony na rezistorech R_1 a R_2 pro jejich správný výběr dle vztahů

$$\begin{aligned} P_{R_1} &= U_{R_1} \cdot I_{R_1} = R_1 \cdot I_{R_1}^2 = R_1 \cdot \left(\frac{U_{BATERIE}}{R_1 + R_2} \right)^2 = 11000 \Omega \cdot \left(\frac{25,2 \text{ V}}{11000 \Omega + 1600 \Omega} \right)^2 = \\ &= 0,044 \text{ W} \end{aligned}$$

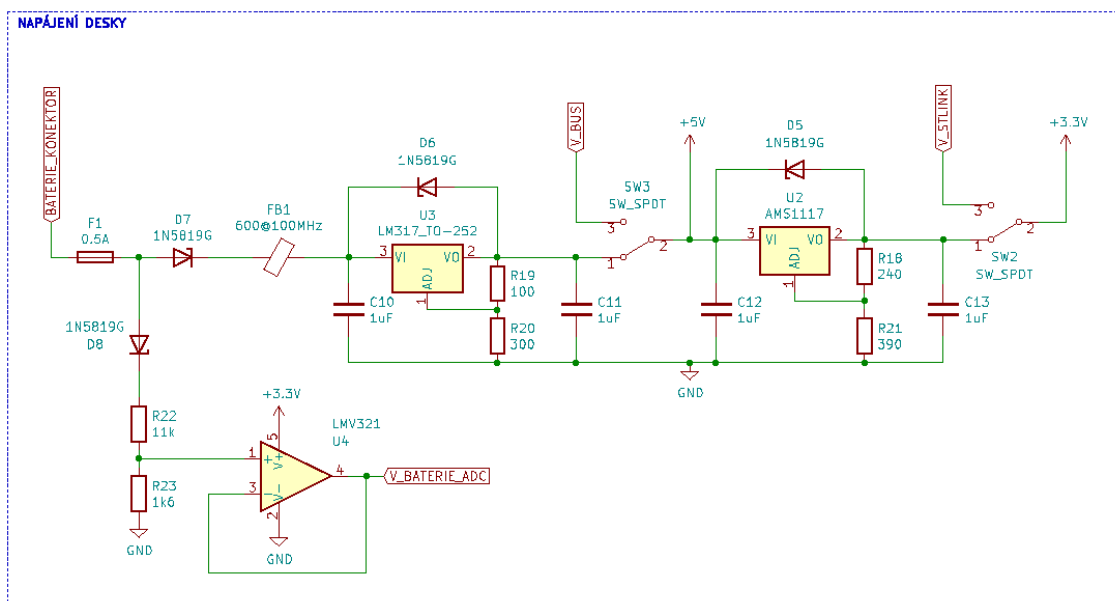
a

$$P_{R_2} = U_{R_2} \cdot I_{R_2} = R_2 \cdot I_{R_2}^2 = R_1 \cdot \left(\frac{U_{BATERIE}}{R_1 + R_2} \right)^2 = 1600 \, \Omega \cdot \left(\frac{25,2 \, V}{11000 \, \Omega + 1600 \, \Omega} \right)^2 =$$

$$= 0,006 \, W.$$

5.2.4 Výsledné schéma bloku napájení desky

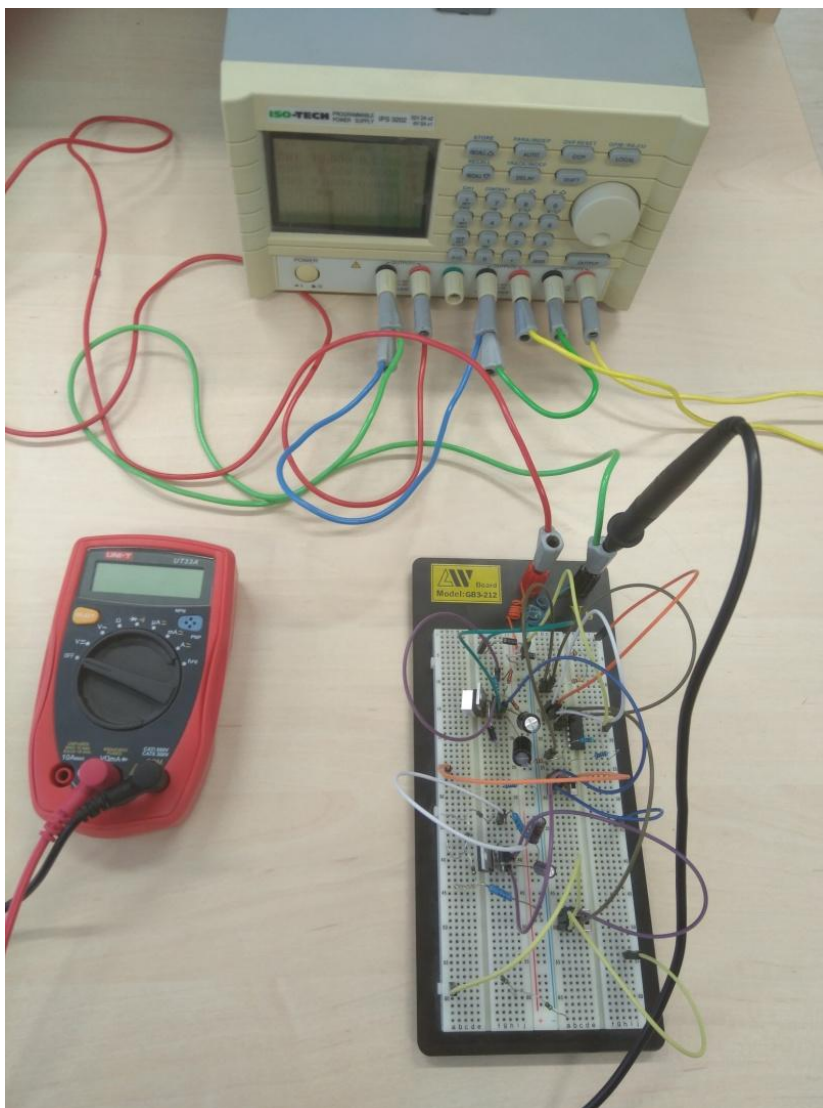
Výsledné schéma bloku napájení desky se nachází na Obr. 37.



Obr. 37: Blok napájení desky

Oproti probíraným komponentám byly do výsledného schématu přidány diody D7 a D8, které slouží k ochraně proti špatnému připojení pólů baterie. K použití dvou diod, jedné pro větev regulátoru a druhé pro větev operačního zesilovače, bylo přistoupeno na základě testování, kdy úbytek napětí na těchto diodách byl, oproti původním očekáváním, velmi ovlivněn odebíraným proudem. Při použití jedné diody by tedy byla složitější softwarová kompenzace úbytku napětí na této diodě při zjišťování napětí na baterii. Dále přibyla, vzhledem k vysokým připojovaným napětím baterie, ochranná pojistka F1 a feritové jádro FB1 sloužící k filtrování vysokofrekvenčních šumů. Bylo ověřeno, že úbytek napětí na těchto součástkách nezpůsobí přílišné snížení vstupního napětí regulátoru. Přepínání mezi alternativním zdrojem napětí 5 V z konektoru USB, na výkrese označováno jako V_BUS, a alternativním zdrojem napětí 3,3 V z programátoru, na výkrese označovaného jako V_STLINK, je řešeno pomocí přepínačů. Původní řešení s diodami se příliš neosvědčilo právě z důvodu obtížné kompenzace úbytku napětí na diodě v závislosti na procházejícím proudu.

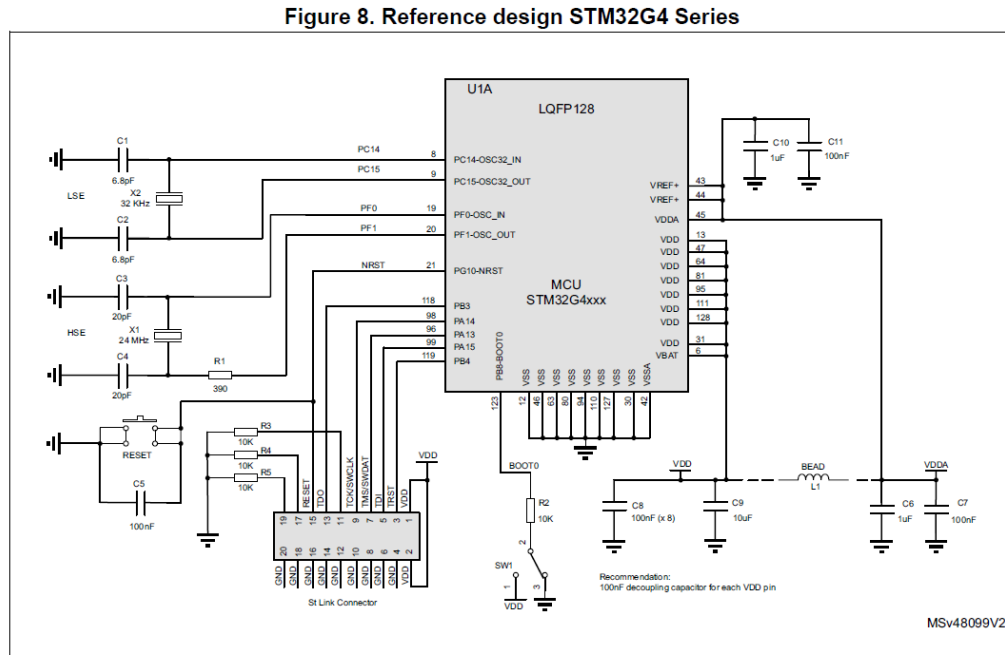
Vzhledem k důležitosti toho bloku pro správné fungování desky, a riziku zničení zcela nedostatkových mikrokontrolérů, bylo přikročeno k sestavení navrženého obvodu z diskretních součástí a jeho otestování. Sestavený obvod zachycuje Obr. 38. Správnost navrženého obvodu se podařilo verifikovat a mohlo tak být přikročeno k dalšímu navrhování.



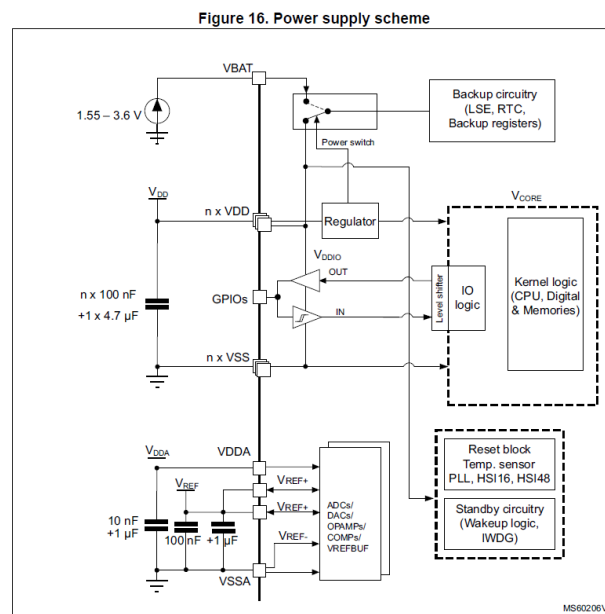
Obr. 38: Testování bloku napájení desky

5.3 Napájení mikrokontroléru

Napájení mikrokontroléru bylo řešeno s pomocí referenčního zapojení dané série mikrokontrolérů, viz Obr. 39, a informací z katalogového listu a příslušného schématu v něm, viz Obr. 40.



Obr. 39: Referenční schéma zapojení [48]



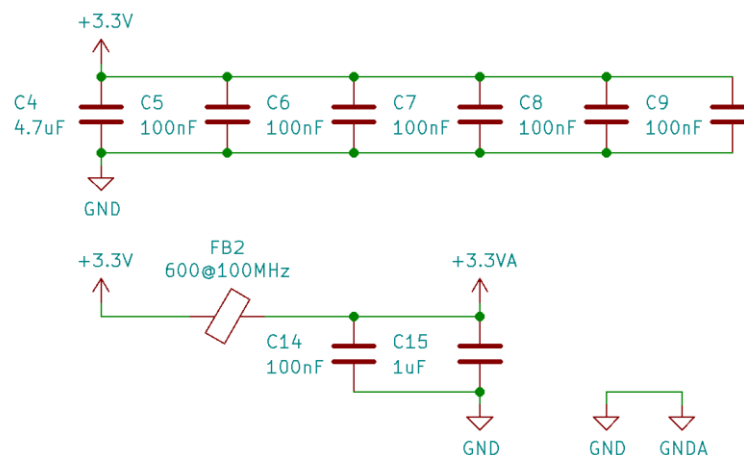
Obr. 40: Napájecí schéma [40]

Na základě těchto informací bylo stanoveno, že pro každý napájecí pin VDD bude k mikrokontroléru přidán kondenzátor 100 nF , který bude umístěn mezi zmíněný pin VDD a k němu odpovídající pin země VSS . Ty se umístí co nejbližší ke zmíněné dvojici pinů a daný kondenzátor bude odpovídajícím způsobem připojen k napájení a zemi. Nad rámec těchto čtyř kondenzátorů bude přidán jeden filtrační kondenzátor $4,7\text{ }\mu\text{F}$.

V plánovaném zapojení nebude využíváno funkce pinu $VBAT$. Ten slouží k napájení záložních obvodů například za pomoci superkondenzátoru. Příkladem využití může být potřeba uchovat informace o aktuálním čase, v případě, kdy je mikrokontrolér napájen z baterie a je prováděna její výměna. Vzhledem k tomu, že nebude tato funkce uplatněna, bude pin přiveden na pevně k napájecímu napětí a bude k němu přidán další kondenzátor 100 nF .

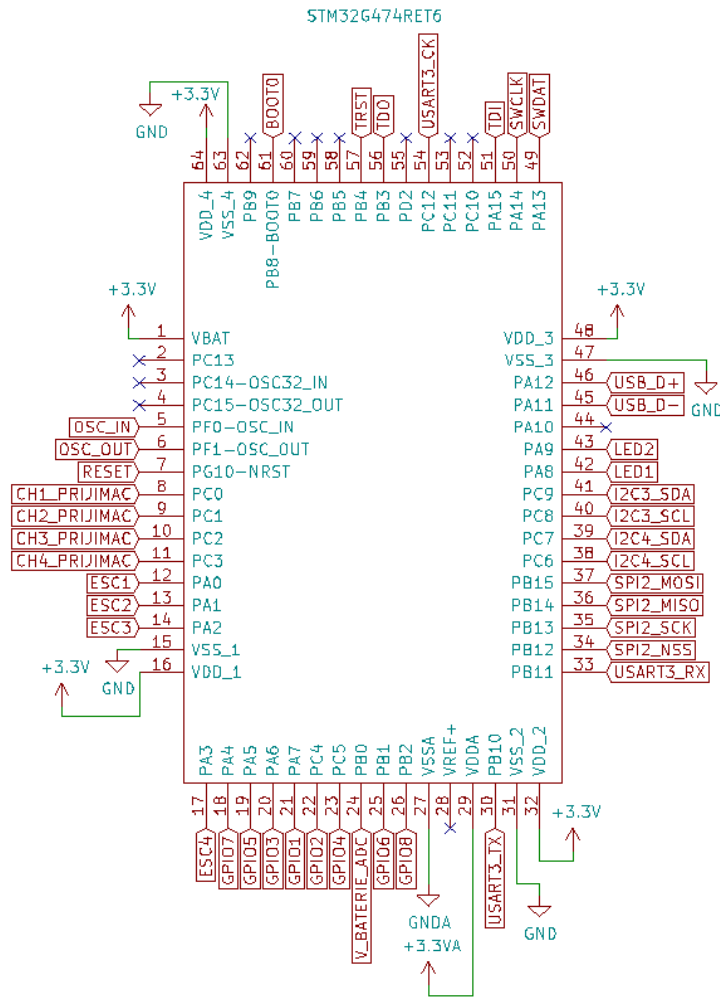
Pin $VREF+$, vzhledem k tomu, že bude využito interní napěťové reference pro příslušné analogové obvody, nesmí být připojen k napájení, neboť se na něm v případě zvolené konfigurace objeví dané referenční napětí.

Pin analogového napájení $VDDA$ bude napájen, stejně jako piny VDD , přes kondenzátor 100 nF . Ten bude umístěn co nejbližší mezi zmíněný pin a jemu odpovídající pin analogové země $VSSA$. Obvod jeho napájení bude navíc tvořit kondenzátor $1\text{ }\mu\text{F}$ a feritové jádro v konfiguraci, která tvoří, s danými kondenzátory, dolní propust', tak jak je to možné vidět na schématu součástí napájení mikrokontroléru na Obr. 41. Parametry feritového jádra byly voleny s ohledem na feritové jádro použité ve vývojové desce Nucleo.



Obr. 41: Součásti napájení mikrokontroléru

Napojení napájecích pinů je možné vidět na výsledném schématu zapojení mikrokontroléru na Obr. 42.



Obr. 42: Zapojení mikrokontroléru

5.4 Volba externího krystalu

Jak bylo uvedeno, pro potřeby přesného časování bylo třeba zvolit externí krystal, který poskytne lepší výsledky než interní RC zdroj hodinového signálu. Pro mikrokontrolér byl vybrán krystal ECS-240-12-4X. Jedná se o 24 MHz krystal. Jeho parametry jsou zatěžovací kapacita $C_L = 12 \text{ pF}$, maximální hodnota statické kapacity $C_0 = 7 \text{ pF}$, maximální hodnota ekvivalentního sériového odporu $ESR = 30 \Omega$ a maximální hodnota úrovně buzení $DL = 500 \mu\text{W}$. [49] Zběžná kontrola použitelnosti byla provedena pomocí základních výpočtů dle poznámek firmy ST-Microelectronics. [50]

Prvním krokem byla kontrola, zda oscilátor mikrokontroléru dokáže daný krystal bezpečně rozkmitat. Nejprve bylo třeba zjistit v katalogovém listu udávanou hodnotu transkonduktance oscilátoru. V tabulce na Obr. 43 byla zjištěna hodnota $g_m = 7,5 \text{ mA/V}$.

Table 6. HSE oscillators embedded in STM32 MCUs/MPUs

Series	STM32F0 STM32F3	STM32F1 STM32T	STM32F2	STM32F4	STM32F7	STM32L0	STM32L1	STM32L4 STM32L4+ STM32L5 STM32H7 STM32G0 STM32G4 STM32MP1	STM32U5	Unit
Frequency range	4 - 32	4 - 16	4 - 25	4 - 26	4 - 26	1 - 25	1 - 24	4 - 48	4 - 50	MHz
g_m (min)	10	25	5	5	5	3.5	3.5	7.5	7.5	mA/V
$G_{m_crit_max}$	2	5	1	1	1	0.7	0.7	1.5	1.5	

Obr. 43: Vlastnosti oscilátorů mikrokontrolerů STM32

Poté již mohlo být překročeno k provedení kontroly ověření podmínky

$$\frac{g_m}{4 \cdot ESR \cdot (2 \cdot \pi \cdot F)^2 \cdot (C_0 + C_L)} > 5,$$

kde

g_m je hodnota transkonduktance určená dle údajů v katalogovém listu,

ESR je ekvivalentní sériový odpor krystalu,

F je frekvence krystalu,

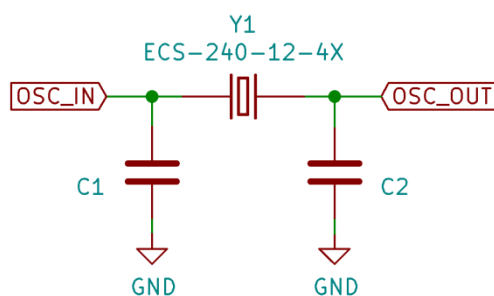
C_0 je statická kapacita krystalu,

C_L je zatěžovací kapacita.

Po dosazení do uvedené podmínky

$$\frac{7,5 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}}{4 \cdot 30 \Omega \cdot (2 \cdot \pi \cdot 24 \cdot 10^6 \text{ Hz})^2 \cdot (7 \cdot 10^{-12} \text{ F} + 12 \cdot 10^{-12} \text{ F})} = 7,61 > 5,$$

lze konstatovat, že je splněna a krystal by se měl bezpečně rozkmitat. Dalším krokem byl výpočet zatěžovacích kondenzátorů $C1$ a $C2$, dle Obr. 44.



Obr. 44: Zapojení krystalu

Tyto kondenzátory jsou voleny jako symetrické a pro jejich výpočet, v případě dodržení podmínky jejich symetričnosti, platí vztah

$$C_{L_1} = C_{L_2} = 2 \cdot (C_L - C_S),$$

kde

C_{L_1} je kapacita zatěžovacího kondenzátoru C_1 ,

C_{L_2} je kapacita zatěžovacího kondenzátoru C_2 ,

C_S je parazitní kapacita. [50]

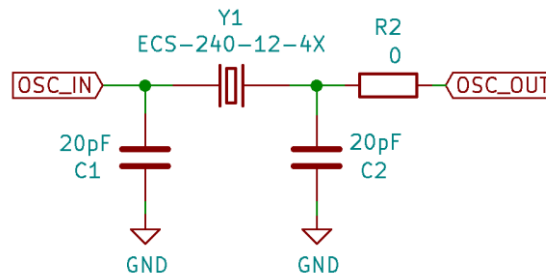
Velikost parazitní kapacity je obvykle odhadována, přičemž se nejčastěji volí mezi 2 pF až 10 pF. Při návrhu bylo počítáno s optimistickou variantou 2 pF. Velikost zatěžovacích kondenzátorů tedy můžeme spočítat jako

$$C_{L_1} = C_{L_2} = 2 \cdot (C_L - C_S) = 2 \cdot (12 \text{ pF} - 2 \text{ pF}) = 20 \text{ pF}.$$

Pro následující výpočet úrovně buzení je třeba znát rozdíl mezi minimálním a maximálním budícím napětím označovaným jako napětí U_{pp} , přičemž uváděná metoda výpočtu počítá s jeho měřením za pomoci osciloskopu. Vzhledem k tomu, že v okamžiku návrhu není možné toto měření provést, bude uvažováno s krajním případem, kdy toto napětí bude rovno napájecímu napětí mikrokontroléru $U_{DD} = 3,3 \text{ V}$. S touto informací, a s užitím představených parametrů zvoleného krystalu a vypočtených kapacitách zatěžovacích kondenzátorů, můžeme úrovně buzení vypočítat jako

$$\begin{aligned}
 DL &= \frac{ESR \cdot \left(\pi \cdot F \cdot \left(C_{L1} + \frac{C_S}{2} \right) \right)^2 \cdot U_{pp}^2}{2} \cong \frac{ESR \cdot \left(\pi \cdot F \cdot \left(C_{L1} + \frac{C_S}{2} \right) \right)^2 \cdot U_{DD}^2}{2} = \\
 &= \frac{30 \Omega \cdot \left(\pi \cdot 24 \cdot 10^6 \text{ Hz} \cdot \left(20 \cdot 10^{-12} \text{ F} + \frac{2 \cdot 10^{-12} \text{ F}}{2} \right) \right)^2 \cdot (3,3 \text{ V})^2}{2} = 410,59 \cdot 10^{-6} \text{ W} = \\
 &= 410,6 \mu\text{W}.
 \end{aligned}$$

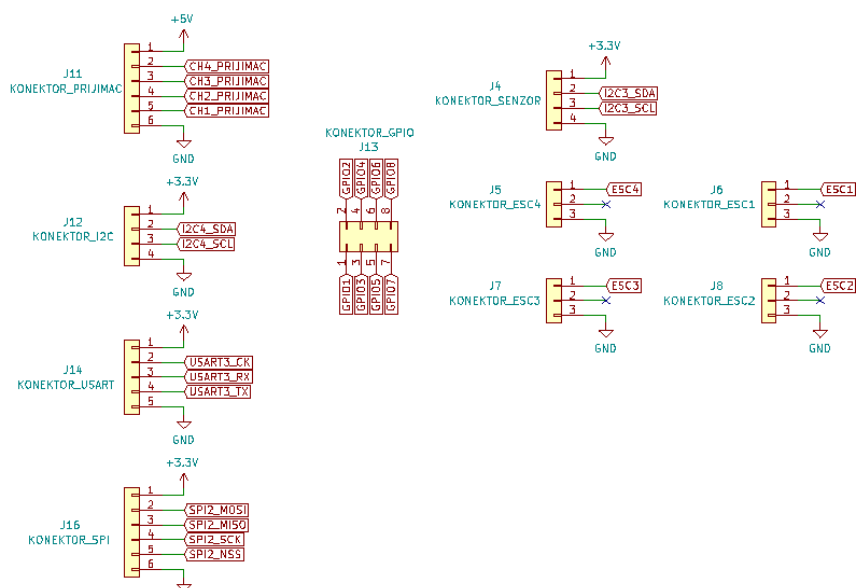
Tato hodnota se nachází pod maximální hodnotou $500 \mu\text{W}$ uváděnou pro krystal, výběr krystalu je tedy v pořádku. Ke krystalu byl ještě přiřazen nulový rezistor pro případ, kdyby bylo nutné manipulovat s úrovní buzení. Po otestování lze ovšem konstatovat, že byl výběr proveden správně. Výsledné zapojení se nachází na Obr. 45.



Obr. 45: Výsledné zapojení krystalu

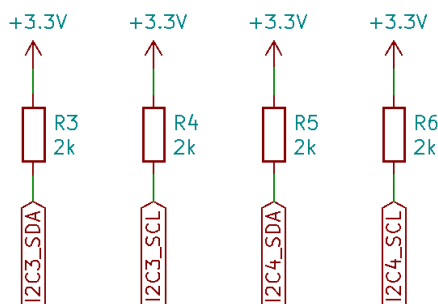
5.5 Konektory

Dalším krokem bylo zanést do schématu vyvedení potřebných pinů mikrokontroleru na konektory, přičemž na ně bylo z důvodu praktičnosti vyváděno i napájecí napětí a zem. Výjimku tvoří vyvedení vstupně/výstupních pinů a konektory pro ESC, kde byl vyváděn pouze signál a zem, přičemž byl přidán jeden nepřípojený pin na konektorech, na který se připojuje napájení z ESC. To není využito z důvodu toho, že se nejedná o obecnou vlastnost ESC a deska tak musí mít vlastní řešení stabilizace napětí. U ostatních konektorů je jinak vyvedeno napětí 3,3 V a zem, u konektoru RC přijímače pak 5 V. Správnost navrhovaného zapojení konektorů k odpovídajícím pinům mikrokontroléru byla kontrolováno pomocí nástroje STM32CubeMX, konfiguračního nástroje mikrokontrolérů vývojového prostředí STM32CubeIDE. Zapojení konektorů je na Obr. 46.



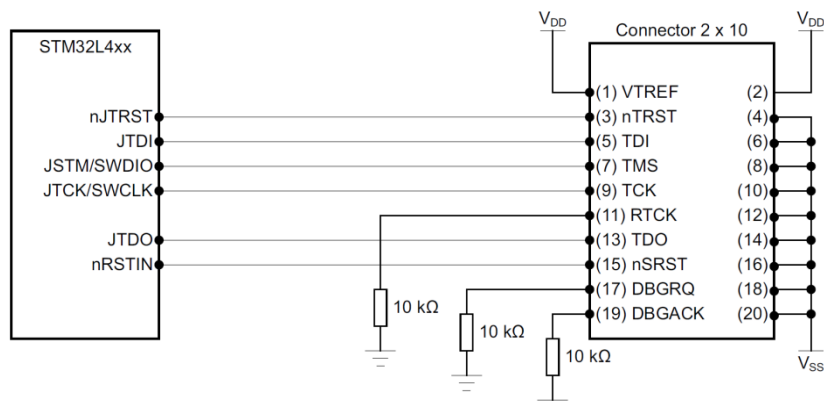
Obr. 46: Zapojení konektorů

Vodiče sběrnic I²C jsou, na základě doporučení, vybaveny externími pull-up rezistory, tak jak je znázorněno na Obr. 47.



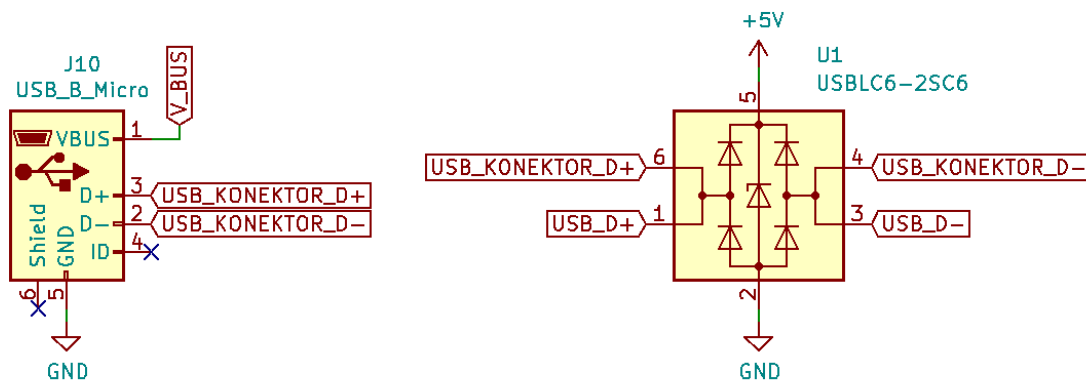
Obr. 47: Pull-up rezistory vodičů sběrnic I²C

Speciální případy tvoří konektor USB a konektor pro programování/ladění. Konektor pro programování byl zapojen podle doporučení firmy ST-Microelectronics zobrazeného na Obr. 48. Piny VDD jsou zdroj napětí dodávaného programátorem a popsáním způsobem vstupují do bloku napájení desky a jsou alternativním zdrojem napájení 3,3 V.



Obr. 48: Doporučené zapojení programovacího a debugovacího konektoru [48]

Připojení USB konektoru je provedeno přes ochranný obvod USBLC6-2SC6, který zajišťuje ochranu proti elektrostatickým výbojům. Stínění a pin ID microUSB konektoru jsou ponechány nezapojeny. Zapojení USB konektoru se nachází Obr. 49. Pin VBUS je zdrojem napětím, který popsán způsobem vstupuje do bloku napájení desky a jedná se o alternativní zdroj napájení 5 V.



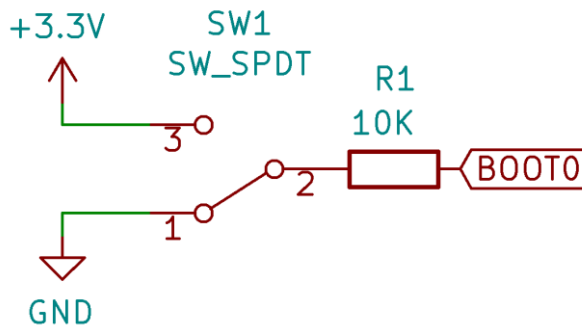
Obr. 49: Připojení USB konektoru

5.6 Ostatní komponenty obvodu

V této podkapitole jsou probrány poslední méně důležité prvky obvodu řídicí desky.

5.6.1 Přepínač BOOT0

Tento přepínač přivádí na pin PB8-BOOT0 mikrokontroléru přes rezistor napětí 3,3 V nebo ho připojuje k zemi. Tento mechanismus umožňuje případně spouštět bootloader mikrokontroléru. Zapojení přepínače je na Obr. 50.



Obr. 50: Přepínač BOOT0

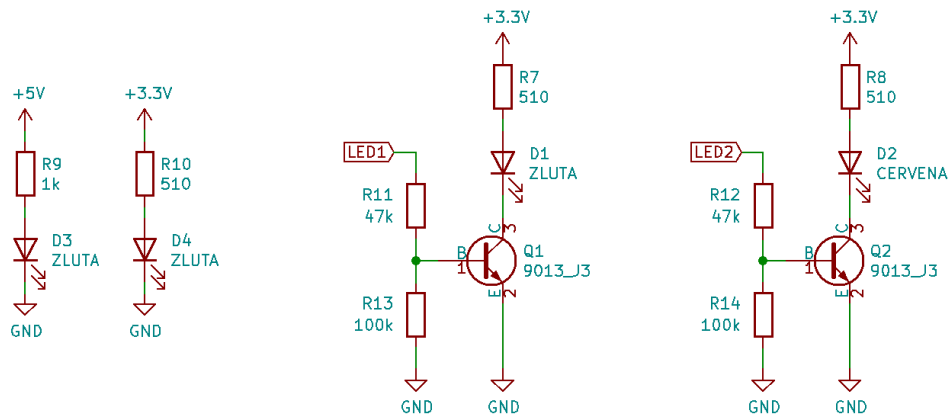
5.6.2 Indikační diody

Na desce jsou připojeny celkem čtyři indikační diody. Jedna indikuje přítomnost napětí 5 V, druhá indikuje přítomnost napětí 3,3 V a další dvě jsou ovládány přes bipolární tranzistory k mikrokontroléru. Vzhledem ke špatné dokumentaci výrobce k osazovaným diodám, jejich nelineárnímu chování a malé důležitosti pro fungování desky byl odhad potřebných rezistorů prováděn na základě analýzy podobných zapojení. Důvodem připojení diod k mikrokontroléru přes tranzistory jsou relativně nízké hodnoty proudů, které je schopný mikrokontrolér dodávat, viz Obr. 51. Bázové proudy do tranzistorů jsou voleny tak, aby se při přepnutí příslušného pinu mikrokontroléru do stavu log. 1 tranzistory nacházeli v saturaci a měli tak zanedbatelný odpor. Zapojení indikačních diod se nachází na Obr. 52.

Table 15. Current characteristics

Symbol	Ratings	Max	Unit
$\Sigma I_{V_{DD}}$	Total current into sum of all V_{DD} power lines (source) ⁽¹⁾	150	mA
$\Sigma I_{V_{SS}}$	Total current out of sum of all V_{SS} ground lines (sink) ⁽¹⁾	150	
$I_{V_{DD}(PIN)}$	Maximum current into each V_{DD} power pin (source) ⁽¹⁾	100	
$I_{V_{SS}(PIN)}$	Maximum current out of each V_{SS} ground pin (sink) ⁽¹⁾	100	
$I_{IO(PIN)}$	Output current sunk by any I/O and control pin except FT_f	20	
	Output current sunk by any FT_f pin	20	
	Output current sourced by any I/O and control pin	20	
$\Sigma I_{IO(PIN)}$	Total output current sunk by sum of all I/Os and control pins ⁽²⁾	100	
	Total output current sourced by sum of all I/Os and control pins ⁽²⁾	100	
$I_{INJ(PIN)}^{(3)}$	Injected current on FT_xxx, TT_xx, NRST pins	-5/0 ⁽⁴⁾	
$\Sigma I_{INJ(PIN)} $	Total injected current (sum of all I/Os and control pins) ⁽⁵⁾	±25	

Obr. 51: Proudové charakteristiky mikrokontroléru [40]



Obr. 52: Zapojení signalizačních diod

6 NÁVRH DESKY PLOŠNÝCH SPOJŮ

Tato kapitola představuje postup při návrhu desky plošných spojů pro elektronický obvod vlastní řídicí desky, jehož návrh byl představen v předešlé kapitole. Deska plošných spojů byla navrhována s ohledem na plánovanou výrobu čínskou společností JLCPCB, přičemž se předpokládalo, že tento výrobce provede i osazení většiny součástí na desku. Stejně jako v případě návrhu elektrického obvodu byla deska plošných spojů navrhována v program KiCAD, přičemž soubory příslušného projektu ve zmíněném softwaru jsou součástí příloh diplomové práce na CD. Závěr kapitoly je věnován představení výsledků výroby a vyřešení problému s nedostatkem programátorů ST-LINK.

6.1 Zvolené parametry desky

Vzhledem ke složitosti obvodu a prostorovým možnostem bylo rozhodnuto, že řídicí deska bude navrhována jako čtyřvrstvá s tím, že vrchní a spodní vrstva bude vyhrazena především signálním vodičům a vnitřní vrstvy budou dedikovány zemi a napětí 3,3 V.

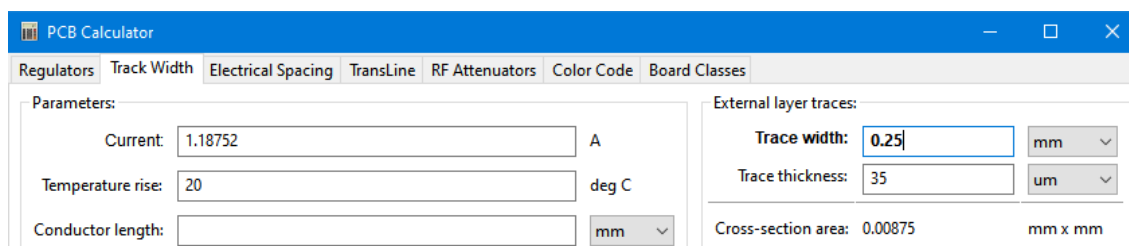
Vnější rozměry desky byly s ohledem na velikosti osazovaných součástek a prostorové možnosti zabudování desky do rámu kvadroptéry stanoveny na 155 mm x 45 mm. Na stránkách výrobce byly prozkoumány možnosti konfigurací pro jím vyráběné desky a zjištěny informace o možnostech a omezeních výroby. Určením těchto parametrů mohly být získány relevantní informace pro další návrh. Výsledná zvolená konfigurace pro výrobu desky se nachází na Obr. 53.

Base Material	<input type="radio"/> FR-4	<input type="radio"/> Aluminum					
Layers	<input type="radio"/> 1	<input type="radio"/> 2	<input checked="" type="radio"/> 4	<input type="radio"/> 6			
Dimensions	<input type="text" value="155"/> * <input type="text" value="45"/> <input type="text" value="mm"/>						
PCB Qty	<input type="text" value="5"/>						
Product Type	<input checked="" type="radio"/> Industrial/Consumer electronics	<input type="radio"/> Military/Aerospace	<input type="radio"/> Medical				
Different Design	<input checked="" type="radio"/> 1	<input type="radio"/> 2	<input type="radio"/> 3	<input type="radio"/> 4	<input type="text"/>		
Delivery Format	<input checked="" type="radio"/> Single PCB	<input type="radio"/> Panel by Customer	<input type="radio"/> Panel by JLCPCB				
PCB Thickness	<input type="radio"/> 0.4	<input type="radio"/> 0.6	<input type="radio"/> 0.8	<input type="radio"/> 1.0	<input type="radio"/> 1.2	<input checked="" type="radio"/> 1.6	<input type="radio"/> 2.0
Impedance	<input type="radio"/> No	<input checked="" type="radio"/> Yes	<input type="text" value="JLC7628"/>	Impedance calculator >			
PCB Color	<input checked="" type="radio"/> Green	<input type="radio"/> Purple	<input type="radio"/> Red	<input type="radio"/> Yellow	<input type="radio"/> Blue	<input type="radio"/> White	<input type="radio"/> Black
Silkscreen	<input checked="" type="radio"/> White						
Surface Finish	<input checked="" type="radio"/> HASL(with lead)	<input type="radio"/> LeadFree HASL-RoHS	<input type="radio"/> ENIG-RoHS				
Outer Copper Weight	<input checked="" type="radio"/> 1 oz	<input type="radio"/> 2 oz					
Inner Copper Weight	<input checked="" type="radio"/> 0.5 oz	<input type="radio"/> 2 oz					
Gold Fingers	<input checked="" type="radio"/> No	<input type="radio"/> Yes					
Material Type	<input checked="" type="radio"/> FR4-Standard Tg 130-140C	<input type="radio"/> FR-4 TG155					

Obr. 53: Zvolená konfigurace výroby desky [51]

6.2 Návrh šířky vodičů

V následujícím kroku již bylo možné, na základě zvolené konfigurace desky na stránkách výrobce určit všechny potřebné parametry pro volbu šířky vodičů. Bylo rozhodnuto o použití šířek 0,5 mm pro vodiče napájení a 0,25 mm pro vodiče signální. Kontrola schopnosti vést dostatečně vysoké proudy byla provedena pro zvolené přijatelné navýšení teploty o 20 °C a při tloušťce vodičů 35 μm specifikované výrobcem. Kontrola byla provedena za pomoci kalkulátoru softwaru KiCAD a je znázorněna na Obr. 54.

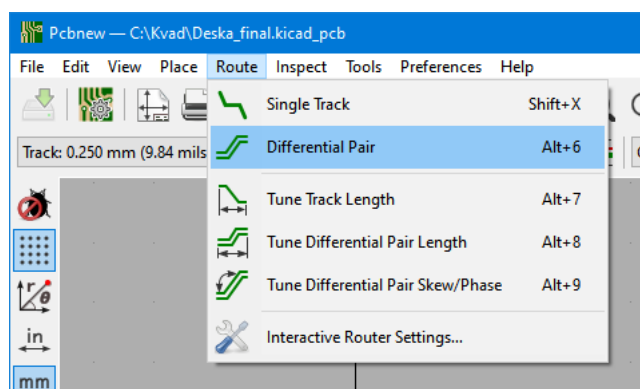


Obr. 54: Kontrola volby šířky vodičů

K těmto šířkám vodičů byly přiřazeny adekvátní průměry prokovů. Byly zvoleny prokovy s průměrem 1 mm a průměrem otvoru 0,8 mm pro vodiče šířky 0,5 mm a prokovy s průměry 0,8 mm a otvory 0,4 mm pro vodiče šířky 0,25 mm. Tyto volby byly zkontrolovány za pomoci softwaru Saturn PCB Design Toolkit.

6.3 Návrh šířky signálních vodičů sběrnice USB

Speciálním případem, na navrhované desce, byl návrh signálních vodičů sběrnice USB, které je třeba vést odpovídajícím způsobem jako diferenciální pár. Tyto vodiče by měly mít stejnou délku, přičemž s plánováním jejich vedení napomáhá k tomu určitý nástroj programu KiCAD, viz Obr. 55. Bylo třeba rovněž dodržet předepsanou hodnotu rozdílové impedance.



Obr. 55: Vedení diferenciálních párů v programu KiCAD

Pro signálové vodiče sběrnice USB, dle specifikace USB 2.0, je předepsána rozdílová impedance 90 Ω . [52] V prvním kroku tedy byla zvolena vzdálenost mezi vodiči jako 0,203 mm, což odpovídá vzdálenosti 8 mil (mil = tisícina palce). Výpočet šířky vodičů poté proběhl za pomoci kalkulačtoru na stránkách výrobce, který, pro zvolenou konfiguraci desky a vzdálenost mezi vodiči, dopočítá odpovídající šířku vodiče. Jak je možné

vidět na Obr. 56, pro zadané parametry byla získána šířka vodičů 0,261 mm (odpovídá vzdálenosti 10,28 mil).

Impedance value(ohm): 90

Layers: 4-layer 6-layer

Thickness: 0.8mm 1.0mm 1.2mm 1.6mm

Inner layer/outer layer: Inner layer outer layer

Impedance type: Single-ended Differential

Trace space: 8

Type 1: Recommend trace width: 10.28mil
Order selection: JLC7628 [View stackup](#)

Type 2: Recommend trace width: 6.03mil
Order selection: JLC2313 [View stackup](#)

Type of impedance

Order selection: JLC7628

H1: 7.10	Er1: 4.60
S1: 8.00	T1: 1.40
C1: 0.80	C2: 0.50
C3: 0.80	CEr: 3.80

Order selection: JLC2313

H1: 3.50	Er1: 4.05
S1: 8.00	T1: 1.40
C1: 0.80	C2: 0.50
C3: 1.00	CEr: 3.80

Obr. 56: Volba šířky signálních vodičů sběrnice USB

6.4 Rozvržení součástek na desce

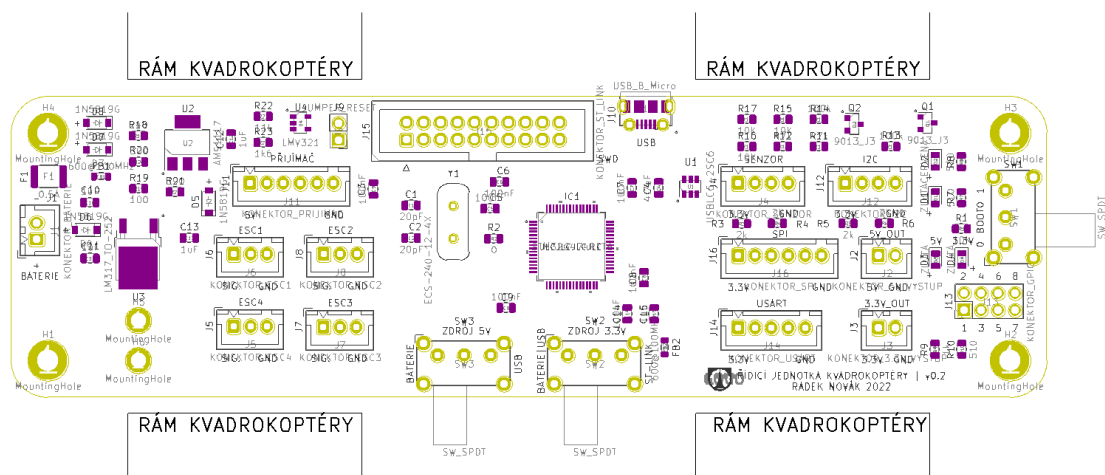
Dalším krokem bylo provést hrubé rozmístění součástek na desce. Aby toto rozmístění bylo možné provést, bylo nutné analyzovat požadavky kladené na rozmístění, které byly určeny následovně:

- 1) Dobrá přístupnost konektoru baterie i při osazení desky na rám kvadrokopty.
- 2) Ponechat prostor pro případné dobudování chladiče regulátoru napětí baterie na 5 V.
- 3) Dobrá přístupnost přepínačů zdrojů napětí i při osazení desky na rám kvadrokopty.
- 4) Dobrá přístupnost přepínače BOOT0 i při osazení desky na rám kvadrokopty.
- 5) Dobrá přístupnost USB konektoru i při osazení desky na rám kvadrokopty.
- 6) Dobrá přístupnost konektoru programátoru i při osazení desky na rám kvadrokopty.
- 7) Dobrá viditelnost signálních LED diod i při osazení desky na rám kvadrokopty.
- 8) Kondenzátory napájení mikrokontroléru co nejbližší k jeho příslušným pinům.
- 9) Externí krystal co nejbližší mikrokontroléru.

10) Dostatečná vzdálenost mezi součástkami pro jejich osazení výrobcem a pro případné úpravy.

11) Součástky vzhledem k jejich osazování výrobcem JLCPCB umístit, dle jeho požadků, na horní stranu desky.

Vzhledem k eventuální potřebě drobných úprav na desce, prostorovým možностям a nabídce výrobce, byla zvolena velikost 0805 SMD pouzder pasivních součástek. Pro realizaci většiny konektorů byly zvoleny konektory řady XH výrobce JST. Výsledkem průniku výše uvedených požadků, navržených součástek, zvolených SMD pouzder a konektorů bylo základní rozvržení součástek tak, jak je zobrazeno na Obr. 57.



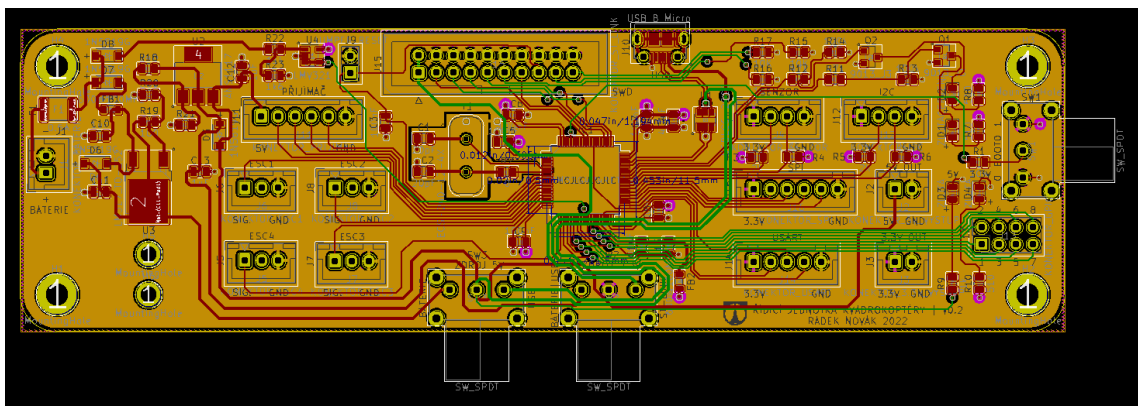
Obr. 57: Základní rozvržení součástek na desce

Na Obr. 57 je možné vidět schematické znázornění míst označených jako „rám kvadroptéry“, které budou po osazení desky na kvadroptéru, na rozdíl od ostatních míst obtížně dostupných pouze ze shora a zespoda, nedostupné i ze stran. Do nich byly soustředěny všechny komponenty, s kterými se nepředpokládá manipulování během zkušebních letů. Přepínače volící zdroje napájení, USB konektor, programovací konektor a další komponenty, s kterými bude pravděpodobně třeba manipulovat během zkušebních letů, byly umísťovány mimo tyto oblasti.

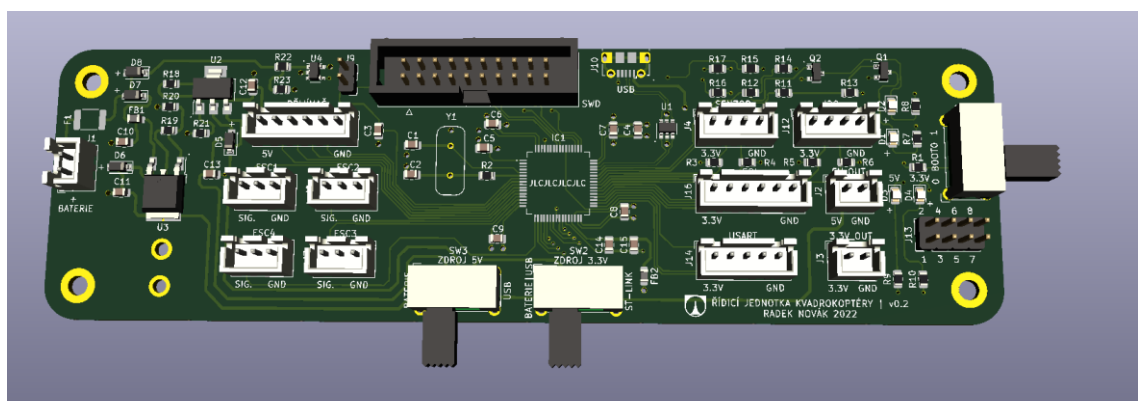
Jako kompromisní je třeba označit umístění kondenzátorů napájení mikrokontroléru a vzdálenost externího krystalu od mikrokontroléru. Tato umístění nejsou v souladu s doporučeními výrobce mikrokontroléru a jsou důsledkem špatné situace s jejich zásobami, neboť v době návrhu bylo jasné, že výrobce desky ji nebude schopen zvoleným mikrokontrolérem osadit a to sice z důvodu nulových skladových zásob, přičemž situa-

ce byla stejná u všech mikrokontrolérů podobných parametrů a to i u jiných výrobců. Z tohoto důvodu bylo vedoucím diplomové práce navrženo nouzové řešení v podobě odpájení mikrokontroléru z vývojových desek Nucleo a jeho dodatečné napájení na desku. Vzhledem k obtížnosti ručního pájení mikrokontroléru bylo ovšem třeba vytvořit dostatečný prostor v jeho okolí a to, po dohodě s vedoucím práce, alespoň 5 mm. Tato skutečnost je důvodem, proč byly součástky umístěny do větší vzdálenosti, než by bylo záhodno. Po otestování desky lze ale konstatovat, že se negativní důsledky tohoto řešení v rámci základního testování neprojeví.

Po umístění součástek bylo navrženo vedení všech potřebných vodičů s maximální snahou respektovat zásady, jako je minimalizace velikosti proudových smyček a správné připojení k pájecím ploškám. Signálové vodiče sběrnice USB byly diskutovaným způsobem vedeny jako diferenciální páry. Nakonec je třeba zmínit snahu vést signálové vodiče mimo oblast externího krystalu. Pod ním byla přerušena vrstva napájení 3,3 V a vytvořena oddělená oblast ve vrstvě dedikované zemi. Výsledný návrh je možné vidět na Obr. 58 a Obr. 59.

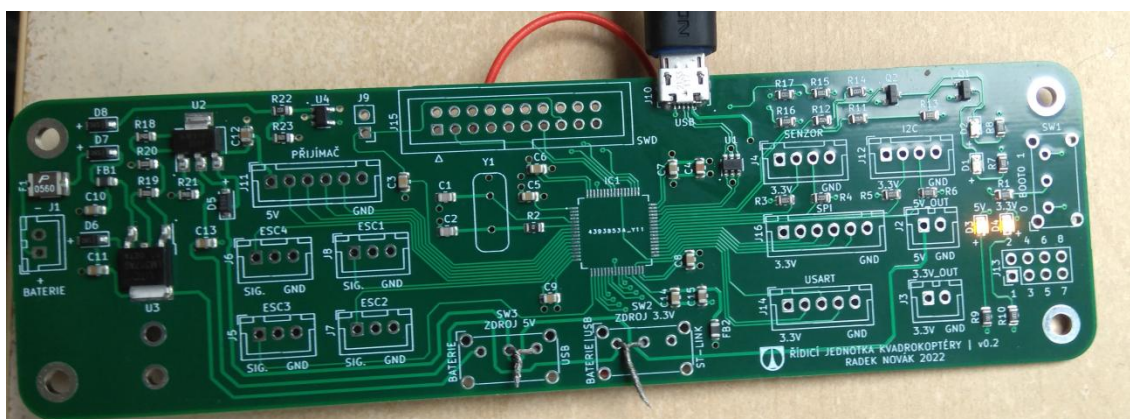


Obr. 58: Návrh desky



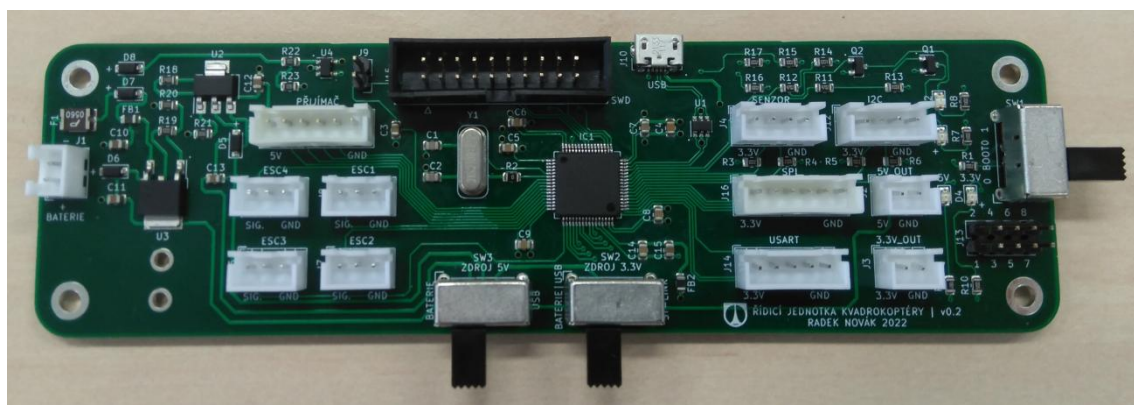
Obr. 59: Návrh desky - 3D pohled

Po dokončení návrhu bylo nutné, pro potřeby výroby, provést export dat do požadovaných formátů, přičemž výrobce na svých stránkách pro software KiCAD poskytuje návod. Vzhledem k tomu, že byla zvolena i možnost osazení součástek, bylo také nutné vybrat z nabídky výrobce jím nabízené součástky a dbát na jejich parametry, jako je maximální napětí, maximální proud nebo maximální ztrátové výkony v případě rezistorů. Po zvolení součástek bylo třeba pro výrobce připravit také kusovník a soubory s informacemi o umístění součástek dle jeho požadavků. Výslednou desku před osazením mikrokontrolérem a jinými součástkami, které nebyly přenechány k osazení výrobcem, je možné vidět na Obr. 60, během základního testování.



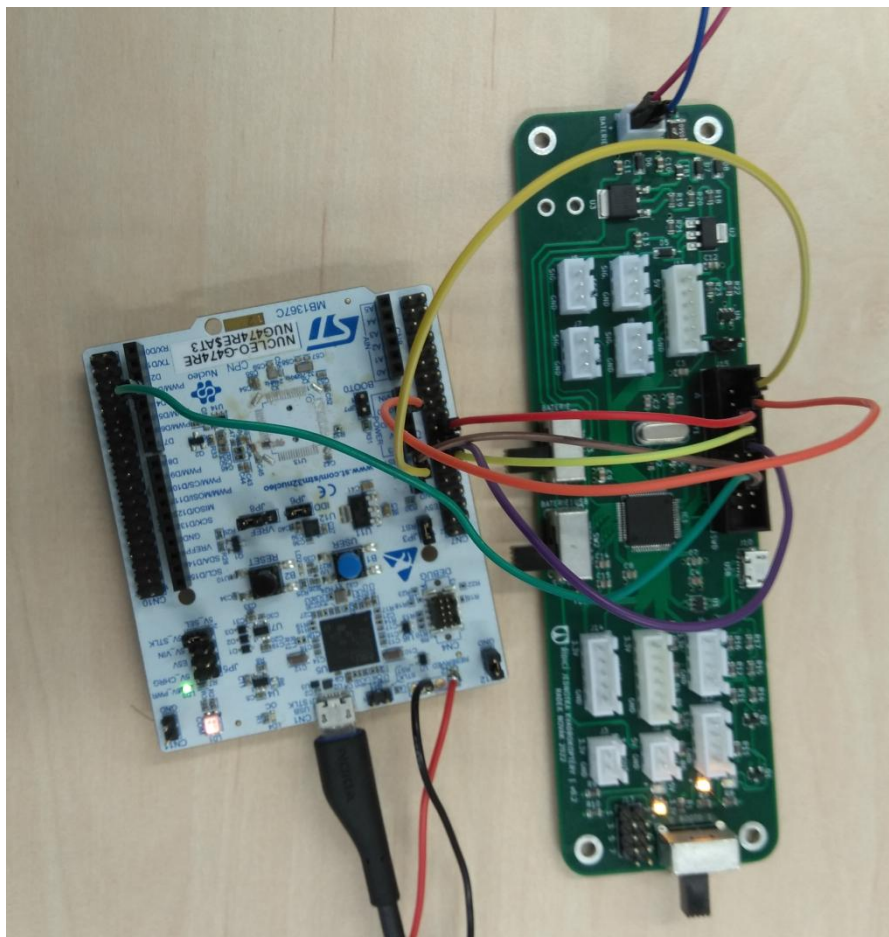
Obr. 60: Vyrobená deska během základního testování

Po zběžném otestování vyrobené desky bylo přikročeno k odpájení mikrokontroléru z desky vývojové, přičemž se na druhý pokus podařilo mikrokontrolér připájet k nové řídicí desce. Výslednou podobu řídicí desky po kompletním osazení je možné spatřit na Obr. 61.

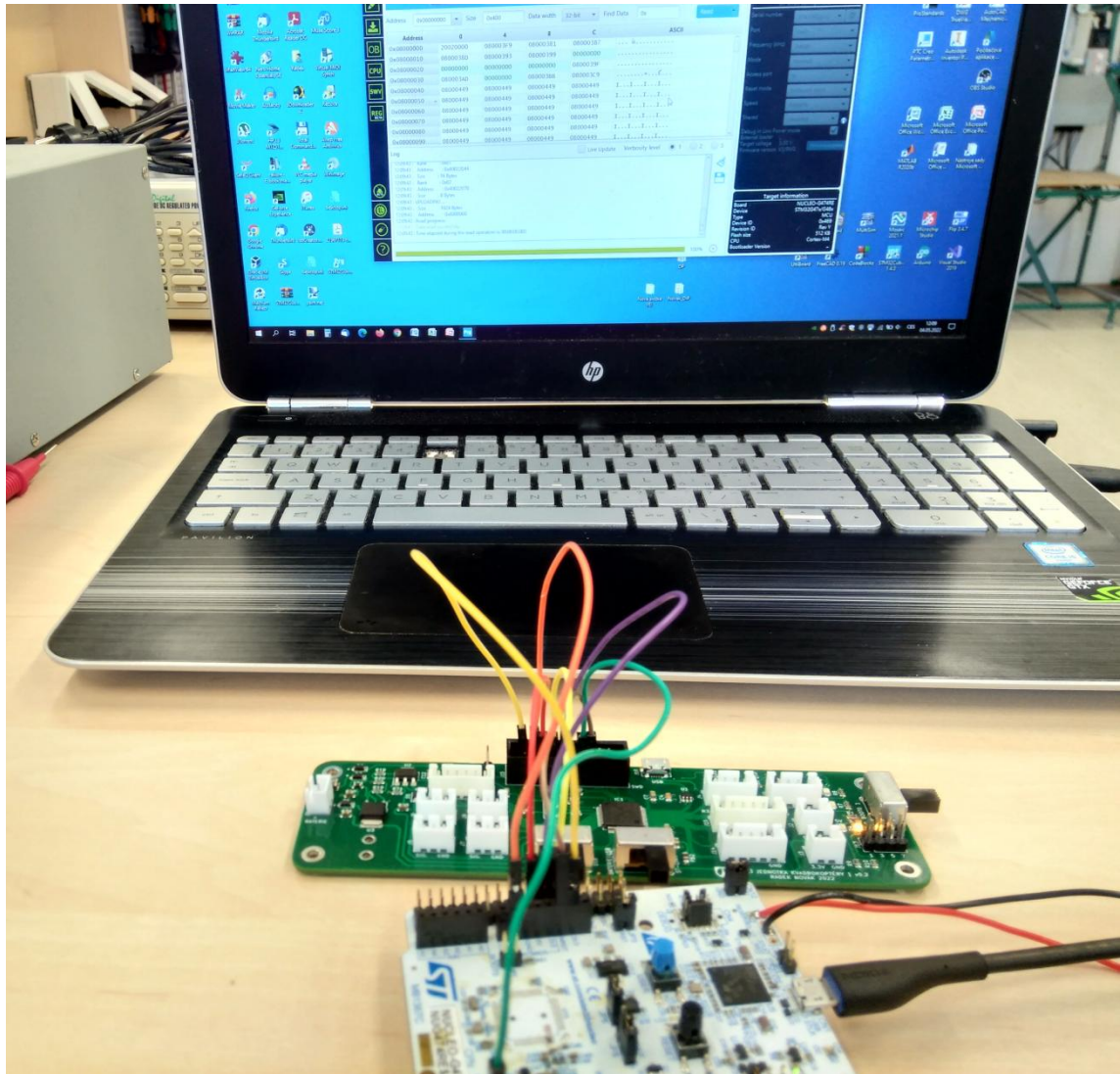


Obr. 61: Výsledná podoba desky

Posledním problémem, který bylo nutné vyřešit, byl mimo nedostatku mikrokontrolérů i nedostatek jejich programátorů ST-LINK. Tento problém byl vyřešen skutečností, že vývojová deska Nucleo do sebe integruje i zmíněný programátor a po odpájení mikrokontroléru z desky tak bylo možné provést náhradní propojení přes konektor programátoru na nové řídicí desce. Důkaz úspěšného vyřešení problému a zároveň i funkčnosti nové řídicí desky poskytuje Obr. 62 a Obr. 63, na kterých je možné vidět úspěšné spojení programátoru s mikrokontrolérem. Z časových důvodů bohužel nebylo možné provést otestování desky přímo za letu, výsledky dosavadních provedených testování ovšem neodhalily žádné problémy.



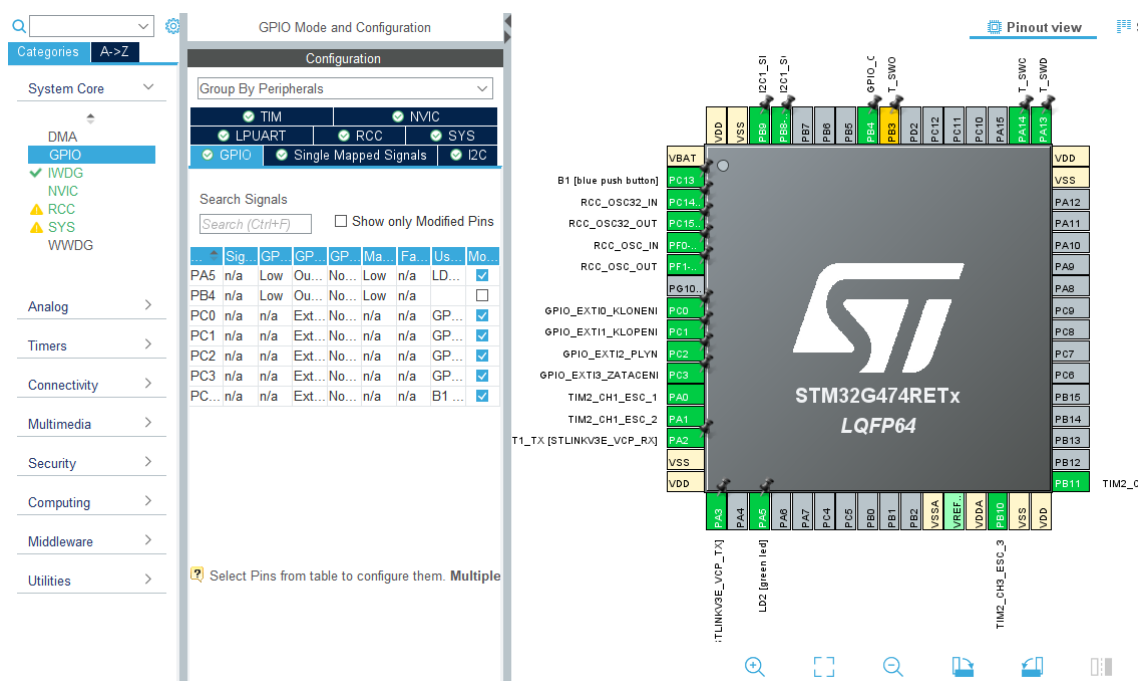
Obr. 62: Propojení programátoru a desky I



Obr. 63: Propojení programátoru a desky II

7 IMPLEMENTACE ALGORITMU ŘÍZENÍ NA MIKROKONTROLÉR STM32

Cílem této kapitoly je popsat stěžejní části softwaru implementujícího navrhovaný algoritmus řízení, popsany v předcházejících kapitolách, na zvolený mikrokontrolér STM32G474RET6. V této kapitole budou probrány stěžejní části kódu, celý kód je pak opět možné vyhledat v přílohách této práce na CD. Vývoj softwaru probíhal ve vývojovém prostředí STM32CubeIDE s využitím konfiguračního nástroje STM32CubeMX, který umožňuje provést nastavení mikrokontroléru v rámci grafického rozhraní a následně automaticky připravit strukturu projektu, vygenerovat inicializační části kódu s ohledem na provedené nastavení a nahrát relevantní knihovny HAL. [53] Knihovny HAL jsou knihovny, které zajišťují určitou míru hardwarové abstrakce, kdy je možné používat například funkce a definice, které tyto knihovny nabízí, bez ohledu na konkrétní hardware, přičemž implementace těchto knihoven na konkrétní mikrokontrolér není záležitostí uživatele. To usnadňuje tvorbu softwaru a zlepšuje přenositelnost kódu. Výsledné nastavení pinů mikrokontroléru provedené v rámci nástroje STM32CubeMX pro implementaci algoritmu řízení na mikrokontrolér STM32G474RET6 osazeného na vývojové desce Nucleo G474RE je možné vidět na Obr. 64.



Obr. 64: Nástroj STM32CubeMX

7.1 Časování regulační smyčky

S ohledem na provádění numerických integrací pro potřeby výpočtu orientace a nutnosti zabezpečit správnou vzorkovací periodu pro PSD regulátory bylo třeba zajistit přesné časování regulační smyčky.

Toho bylo docíleno za pomoci časovače TIM6, kterému byla nastaven hodnota předděličky a jeho stropu, určeného hodnotou v registru Autoreload, právě po uplynutí zvolené periody regulační smyčky 0,004 s. Po dosažení stropu čítače dojde k jeho přetečení na hodnotu nula, přičemž pro potřeby časování smyčky je provedeno takové nastavení, aby bylo vyvoláno přerušení.

Díky nahrání příslušných knihoven HAL je možné, při výchozím nastavení, provést definici funkce HAL_TIM_PeriodElapsedCallback(). Ta je volána při obsluze přerušení vyvolané časovači, pokud došlo k jejich přetečení. Pro potřeby časování byla funkce definována způsobem ukázaným v ukázce Zdrojový kód 1.

Zdrojový kód 1: Funkce HAL_TIM_PeriodElapsedCallback()

```
void HAL_TIM_PeriodElapsedCallback( TIM_HandleTypeDef *htim ) {  
  
    if (htim == p_casovani_smycka_casovac ) {  
        casovani_smycky = 0;  
    }  
  
}
```

Je možné vidět, že je nejprve provedena kontrola, zda přerušení vyvolal časovač, na jehož strukturu s konfigurací ukazuje ukazatel p_casovani_smycka_casovac. Tento pointer byl nastaven tak, aby ukazoval na strukturu s konfiguracemi časovače TIM6. Pokud tedy přerušení vyvolalo přetečení časovače TIM6 je do proměnné casovani_smycky uložena hodnota 0.

Toho je v hlavní regulační smyčce využíváno způsobem představeným v ukázce Zdrojový kód 2.

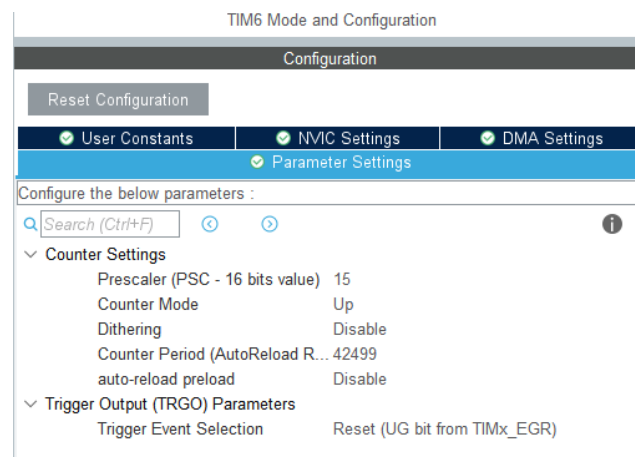
Zdrojový kód 2: Časování smyčky

```
while( casovani_smycky ) {};  
  
casovani_smycky = 1;
```

Z uvedené ukázky Zdrojový kód 2 vyplývá, že program běží v prázdné smyčce `while`, dokud není nastavena hodnota proměnné `casovani_smycky` na hodnotu nula, k čemuž dojde právě během přetečení časovače po uplynutí periody 0,004 s.

Hned poté je nastavena hodnota proměnné `casovani_smycky` na hodnotu 1, aby při dalším průchodu programem došlo opět k čekání ve smyčce `while`.

Ukázka nastavení časovače v nástroji STM32CubeMX je na Obr. 65.



Obr. 65: Nastavení časovač TIM6

Výpočet hodnoty registru Autoreload při zvolené předděliče $PR = 15$, frekvenci hodinového signálu pro časovač $F = 170$ MHz a požadované doby do přetečení čítače $T = 0,004$ s byl proveden pomocí vztahu

$$ARR = \frac{F \cdot T}{PR + 1} - 1 = \frac{170 \cdot 10^6 \text{ Hz} \cdot 0,004 \text{ s}}{15 + 1} - 1 = 42499$$

kde

ARR je hodnota registru Autoreload určujícího strop čítače,

PR je hodnota předděličky hodinového signálu pro časovač,

F je frekvence hodinového signálu pro časovač,

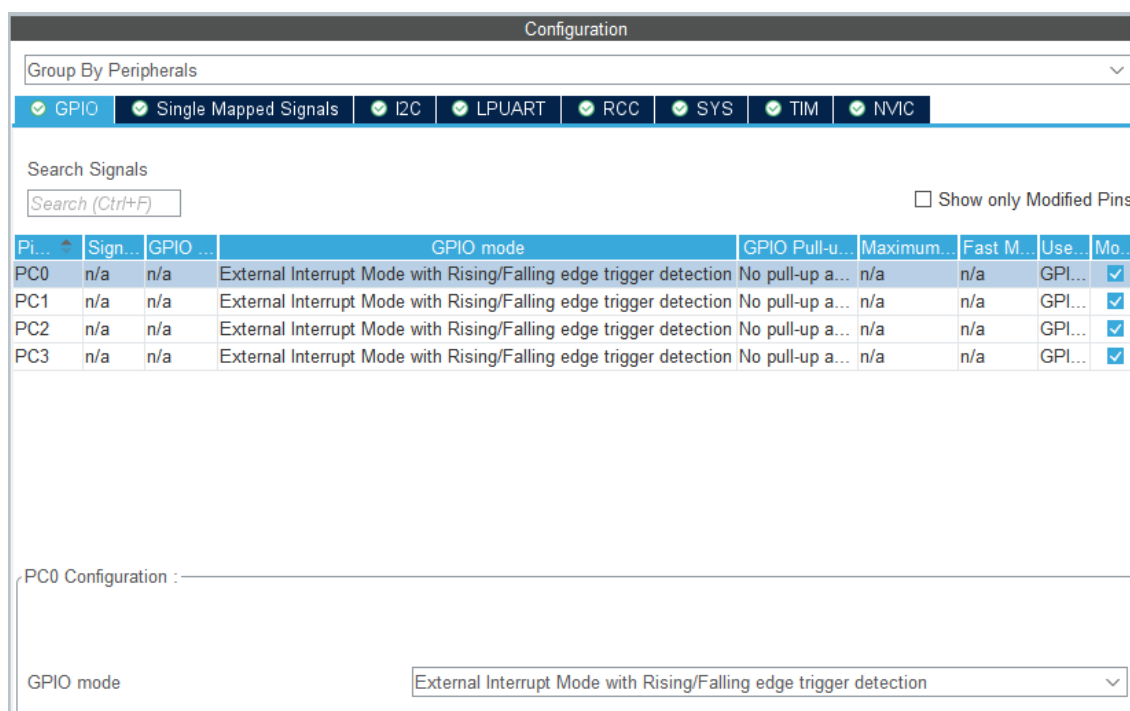
T je perioda přetečení časovače.

Před samotným použitím časovače je v kódu třeba provést jeho aktivaci v módu vyvolávacím přerušení pomocí HAL funkce `HAL_TIM_Base_Start_IT()`, jejímž argumentem je ukazatel na strukturu s konfigurací daného časovače.

7.2 Příjem pokynů řízení

Příjem řídicích pokynů od pilota probíhá za pomoci signálů získaných z RC přijímače FS-R6B. Tyto signály mají podobu pulsů o délce 0,001 s až 0,002 s, přičemž doba mezi náběžnými hranami jednotlivých pulsů je 0,02 s, což odpovídá frekvenci 50 Hz. Vzhledem k tomu, že regulační smyčka pracuje s periodou 0,004 s, tedy frekvencí 250 Hz, bylo vhodné řešit příjem těchto signálů za pomoci hardwarových přerušování.

Prvním krokem bylo nastavit příslušné piny, připojené k vývodům pro jednotlivé kanály RC přijímače FS-R6B, k detekci náběžných a sestupných hran zmíněných signálů a vyvolání přerušování. Příslušné nastavení daných pinů se nachází na Obr. 66.



The screenshot shows the 'Configuration' window in STM32CubeMX. At the top, there is a 'Group By Peripherals' dropdown menu. Below it, several peripheral checkboxes are visible, including 'GPIO', 'Single Mapped Signals', 'I2C', 'LPUART', 'RCC', 'SYS', 'TIM', and 'NVIC'. A search bar for signals is present with the text 'Search (Ctrl+F)' and a checkbox for 'Show only Modified Pins'. A table lists the configuration for pins PC0, PC1, PC2, and PC3. Below the table, the 'PC0 Configuration' section is expanded, showing the 'GPIO mode' dropdown menu set to 'External Interrupt Mode with Rising/Falling edge trigger detection'.

Pin...	Sign...	GPIO ...	GPIO mode	GPIO Pull-u...	Maximum...	Fast M...	Use...	Mo...
PC0	n/a	n/a	External Interrupt Mode with Rising/Falling edge trigger detection	No pull-up a...	n/a	n/a	GPI...	✓
PC1	n/a	n/a	External Interrupt Mode with Rising/Falling edge trigger detection	No pull-up a...	n/a	n/a	GPI...	✓
PC2	n/a	n/a	External Interrupt Mode with Rising/Falling edge trigger detection	No pull-up a...	n/a	n/a	GPI...	✓
PC3	n/a	n/a	External Interrupt Mode with Rising/Falling edge trigger detection	No pull-up a...	n/a	n/a	GPI...	✓

PC0 Configuration :

GPIO mode: External Interrupt Mode with Rising/Falling edge trigger detection

Obr. 66: Nastavení pinů pro přerušování

Poté bylo ještě třeba nastavit povolení obsluhy těchto přerušování, viz Obr. 67.

Configuration			
Group By Peripherals			
<input checked="" type="checkbox"/> GPIO	<input checked="" type="checkbox"/> Single Mapped Signals	<input checked="" type="checkbox"/> I2C	<input checked="" type="checkbox"/> LPUART
<input checked="" type="checkbox"/> RCC	<input checked="" type="checkbox"/> SYS	<input checked="" type="checkbox"/> TIM	<input checked="" type="checkbox"/> NVIC
NVIC Interrupt Table	Enabled	Preemption Priority	Sub Priority
EXTI line0 interrupt	<input checked="" type="checkbox"/>	0	0
EXTI line1 interrupt	<input checked="" type="checkbox"/>	0	0
EXTI line2 interrupt	<input checked="" type="checkbox"/>	0	0
EXTI line3 interrupt	<input checked="" type="checkbox"/>	0	0

Obr. 67: Nastavení přerušení

Následně bylo možné do příslušných funkcí, obsluhujících daná přerušení, implementovat logiku vyhodnocování délky pulsu signálu. V případě, že přerušení bylo vyvoláno náběžnou hranou, je zaznamenána hodnota čítače časovače TIM5, který byl pro tento účel použit. Pokud je přerušení vyvoláno sestupnou hranou, je od aktuální hodnoty čítače časovače TIM5 odečtena hodnota zaznamenaná při náběžné hraně daného signálu, čímž je získána délka pulsu. Ta je uložena do příslušné globální proměnné, která je čtena v regulační smyčce. Na závěr je změněna hodnota proměnné zaznamenávající, že došlo k získání nové hodnoty, která slouží k případné detekci ztráty signálu. Ukázkou vyhodnocení délky trvání pulsu signálu RC přijímače pro signál požadované úhlové rychlosti zatáčení je možné vidět v ukázce Zdrojový kód 3.

Zdrojový kód 3: Zjištění délky trvání pulsu signálu RC přijímače

```

void EXTI3_IRQHandler(void)
{
    /* USER CODE BEGIN EXTI3_IRQn 0 */
    prijimac_cas_preruseni = __HAL_TIM_GetCounter(p_casovani_prijimac_casovac);

    if( HAL_GPIO_ReadPin( GPIO_EXTI3_ZATACENI_GPIO_Port,
                          GPIO_EXTI3_ZATACENI_Pin ) ) {

        prijimac_nabezna_hrana_zataceni = prijimac_cas_preruseni;

    }

    else {

        prijimac_rozdil_zataceni = prijimac_cas_preruseni -
                                   prijimac_nabezna_hrana_zataceni;

        prijimac_nova_hodnota_zataceni = 1;

    }
    /* USER CODE END EXTI3_IRQn 0 */
    HAL_GPIO_EXTI_IRQHandler(GPIO_EXTI3_ZATACENI_Pin);
    /* USER CODE BEGIN EXTI3_IRQn 1 */
    /* USER CODE END EXTI3_IRQn 1 */
}

```

Přepočtení mezi délkou signálu vyjádřenou jako rozdíl hodnot čítače a délkou signálu vyjádřenou v jednotkách času je možné provést dle vztahu

$$t = \frac{(\Delta\text{CNT}+1) \cdot (\text{PR}+1)}{F},$$

kde

ΔCNT je délka trvání pulsu signálu jako rozdíl hodnot čítače příslušného časovače,

PR je hodnota předděličky hodinového signálu časovače,

F je frekvence hodinového signálu pro časovač,

t je délka trvání pulsu signálu vyjádřená v jednotkách času.

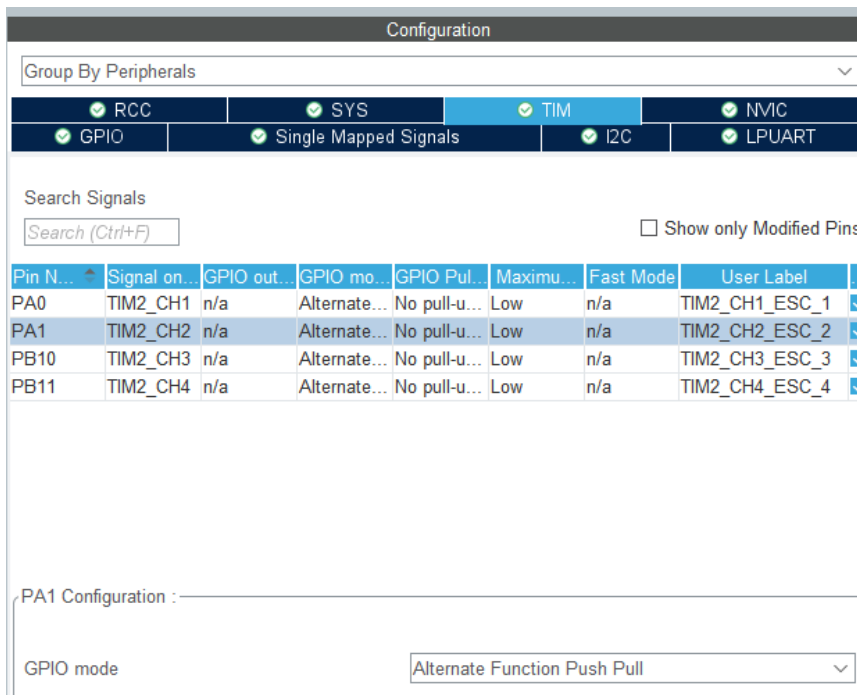
7.3 Generování signálů pro ESC

Řídící signály pro jednotlivé ESC jsou obdobné jako popsané signály získávané z RC přijímače FS-R6B. Opět se jedná o pulsy o délce 0,001 s až 0,002 s. Puls o délce 0,001 s odpovídá nulovým otáčkám, puls o délce 0,002 s odpovídá otáčkám maximálním. Čas mezi náběžnými hranami signálů je, vzhledem k použitým ESC, zvolen 0,004 s, což odpovídá frekvenci 250 Hz.

Pro generování těchto pulsů je využit konkrétně časovač TIM2 a jeho čtyři multifunkční kanály, které jsou nastavené jako výstupní v režimu porovnávání, přičemž tyto kanály byly spojeny s vybranými piny mikrokontroléru.

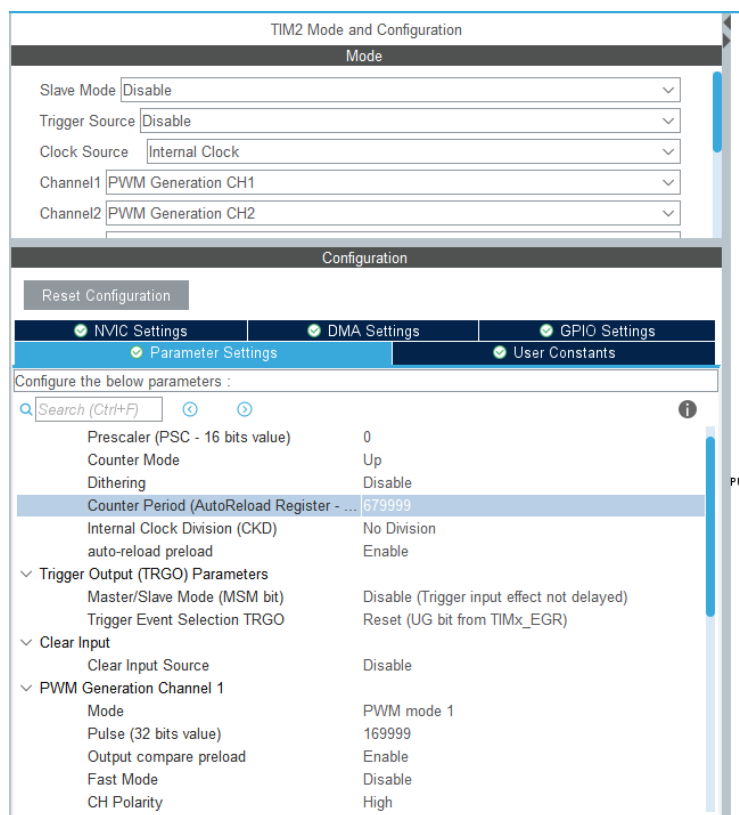
Časovač, jeho multifunkční kanály a jejich napojení na piny bylo nastaveno tak, aby při jeho přetečení došlo k nastavení logické úrovně 1 na všech pinech a úroveň logické 1 byla zachována do té doby, dokud čítač časovače nedosáhne hodnoty uložené v příslušném registru pro daný kanál a na něho napojený pin, přičemž v takový okamžik dojde k přepnutí pinu do stavu logické 0. Po dosažení stropu čítače dojde k přetečení do nuly a všechny piny budou opět nastaveny do stavu logické 1. Délka pulsů je tedy nastavována pomocí příslušných porovnávaných hodnot a čas mezi náběžnými hranami je, pro všechny kanály a na ně napojené piny, určen přetečením čítače.

Pro nastavení tohoto chování bylo nejprve nutné zvolit piny, které budou spojeny s danými kanály, pro každé ESC jeden. To je možné vidět na Obr. 68.



Obr. 68: Nastavení pinů pro generování řídicích pulsů ESC

Poté již bylo možné nastavit časovač a jeho kanály. Nastavení časovače a prvního kanálu je možné vidět na Obr. 69.



Obr. 69: Nastavení časovače pro generování řídicích signálů pro ESC

Prvním krokem bylo nastavit zdroj hodinového signálu časovače na zdroj Internal Clock, kdy je zdrojem hodinového signálu hodinový signál sběrnice APB. Dalším krokem bylo přepnutí kanálů do módu generování PWM. Dále bylo provedeno nastavení stropu čítače tak, aby čas do přetečení odpovídal času mezi náběžnými hranami signálů, tedy 0,004 s. Výpočet je možné provést dle vzorce uvedeného v kapitole 7.1. a jeho výsledkem je pro zvolené parametry hodnota 679999, viz Obr. 69.

Pro jednotlivé kanály je poté třeba zvolit konkrétní mód jejich fungování a jejich polaritu. Pro zajištění popsaného způsobu chování je třeba volit mód PWM1 a polaritu High. Důležitým krokem je povolení funkce auto-reload preload. Ta zajistí načítání nové hodnoty do registrů porovnávaných hodnot až během přetečení časovače. To zabrání stavům, kdy by během čítání byla načtena nová porovnávaná hodnota nižší než aktuální hodnota čítače, což by způsobilo nepřepnutí logického stavu pinu spojeného s daným kanálem až do přetečení a dosažení dané hodnoty. Při obzvlášť nešťastném případě by se situace mohla opakovat a nedocházelo by ke generování pulsů.

Hodnota Pulse pro jednotlivé kanály, kterou je možné vidět na Obr. 69 je počátečním nastavením porovnávané hodnoty. Je volena tak, aby odpovídala pulsu $t = 0,001$ s, tedy stavu, kdy ESC registruje signál, ale požadované otáčky jsou nulové. Právě touto hodnotou je během běhu programu manipulováno k docílení požadované délky pulsu a tedy požadovaných otáček motorů, přičemž tuto hodnotu můžeme na základě požadované délky pulsu spočítat jako

$$COMP = \frac{F \cdot t}{PR+1} - 1,$$

kde

COMP je porovnávaná hodnota,

F je frekvence hodinového signálu pro časovač,

t je, při diskutovaných nastaveních, požadovaná délka pulsu,

PR je hodnota předděličky hodinového signálu pro časovač.

Vzhledem k tomu, že generování pulsů probíhá hardwarově, nezávisle na hlavní smyčce programu, z které jsou pouze měněny požadované délky pulsů na základě nastavování porovnávaných hodnot, mohlo by dojít k situaci, kdy dojde, vlivem nepředpokládaných chyb, k zastavení regulační smyčky, což by ovšem nezabránilo generování pulsů.

V důsledku toho by ESC stále řídily otáčky motorů na základě posledního požadavku na délku pulsů, kvadroptéra by však nereagovala na pokyny řízení a to logicky ani na pokyny k jejímu zastavení.

Tento potenciálně velmi nebezpečný stav je ošetřen využitím časovače watchdog, což je zvláštní nezávislý časovač, který ze zadané hodnoty čítá dolů a pokud dosáhne nuly, způsobí reset mikrokontroléru. Na začátku regulační smyčky je tak vždy proveden jeho restart, přičemž doba, během které je nutné ho provést znovu, aby nebylo dosaženo nuly, byla zvolena na 0,005 s. Pokud tak dojde k nepředpokládanému zastavení regulační smyčky, nedojde k jeho vyresetování, čítačem bude dosaženo nuly a v důsledku toho dojde k restartu mikrokontroléru a tedy i zastavení generování řídicích pulsů pro ESC a díky bezpečnostním nastavením ESC i k zastavení motorů.

Časovači watchdog lze u zvoleného mikrokontroléru nastavit i čas, po který nesmí být provedeno jeho resetování, přičemž pokus o něj by také způsobil reset mikrokontroléru. Toto nastavení se provádí stanovením minimální hodnoty čítače, na kterou je třeba klesnout před jeho restartováním, označované jako window value. Tato funkce však využita v programu není a tak minimální hodnota čítače umožňující jeho reset je stanovena shodně s hodnotou po jeho resetování. Stanovení hodnoty čítače po resetování a tedy zvolení doby, během které musí být reset proveden na dobu $t = 0,005$ s při předděliče hodinového signálu časovače watchdog $PR = 4$ bylo provedeno dle vzorce

$$RL = \frac{F \cdot t}{PR} - 1 = \frac{32 \cdot 10^3 \text{ Hz} \cdot 0,005 \text{ s}}{4} - 1 = 39,$$

kde

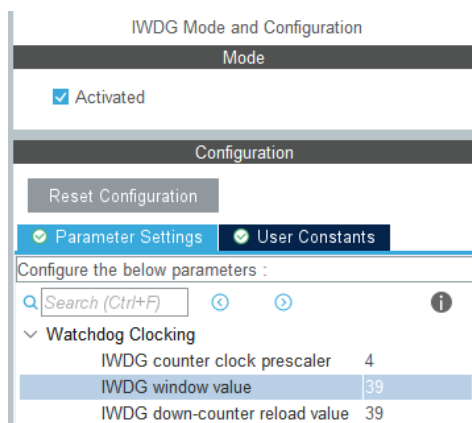
RL je hodnota čítače časovače watchdog po resetu,

PR je předdělička hodinového signálu pro časovač watchdog,

F je frekvence hodinového signálu pro časovač watchdog,

t je čas do dosažení nuly čítače watchdog.

Výsledné nastavení časovače watchdog je možné vidět na Obr. 70.



Obr. 70: Nastavení časovače watchdog

V ukázce Zdrojový kód 4 je možné vidět zresetování časovače watchdog, spuštění generování řídicích pulsů pro jednotlivá ESC a nastavení požadované délky pulsu na 0,001 s s využitím HAL funkcí.

Zdrojový kód 4: Generování řídicích pulsů pro ESC

```

HAL_IWDG_Refresh( &hiwdg );

HAL_TIM_PWM_Start(p_ESC_casovac, TIM_CHANNEL_1);
HAL_TIM_PWM_Start(p_ESC_casovac, TIM_CHANNEL_2);
HAL_TIM_PWM_Start(p_ESC_casovac, TIM_CHANNEL_3);
HAL_TIM_PWM_Start(p_ESC_casovac, TIM_CHANNEL_4);

esc_casovani_motor_1 = (uint32_t)(round( 1000 * ESC_prepocetni_konstanta));
esc_casovani_motor_2 = (uint32_t)(round( 1000 * ESC_prepocetni_konstanta));
esc_casovani_motor_3 = (uint32_t)(round( 1000 * ESC_prepocetni_konstanta));
esc_casovani_motor_4 = (uint32_t)(round( 1000 * ESC_prepocetni_konstanta));

__HAL_TIM_SET_COMPARE(p_ESC_casovac, TIM_CHANNEL_1, esc_casovani_motor_1);
__HAL_TIM_SET_COMPARE(p_ESC_casovac, TIM_CHANNEL_2, esc_casovani_motor_2);
__HAL_TIM_SET_COMPARE(p_ESC_casovac, TIM_CHANNEL_3, esc_casovani_motor_3);
__HAL_TIM_SET_COMPARE(p_ESC_casovac, TIM_CHANNEL_4, esc_casovani_motor_4);

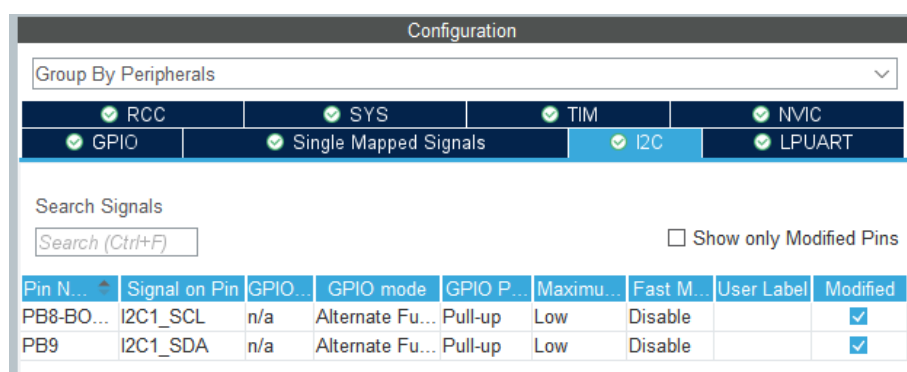
```

7.4 Komunikace se senzorovým modulem

Zvolený způsob komunikace se senzorovým modulem probíhá po sběrnici I²C a spočívá ve čtení příslušných registrů senzorového modulu obsahujících naměřená data. Komunikace je zajištěna pomocí HAL funkcí HAL_I2C_Master_Transmit() pro zasílání dat a funkcí HAL_I2C_Master_Receive() pro čtení dat. Obě tyto funkce mají stejné argumenty. Prvním argumentem je ukazatel na strukturu s konfigurací dané sběrnice I²C. Dalším argumentem je I²C adresa zařízení, se kterým bude komunikováno, přičemž je třeba provést bitový posuv adresy o jeden bit doleva, neboť takto uvolněný bit slouží k indikaci, zda bude prováděno zapisování nebo čtení dat. Dalším argumentem je ukazatel na osmibitový prvek pole, od kterého budou čtena data k zaslání nebo

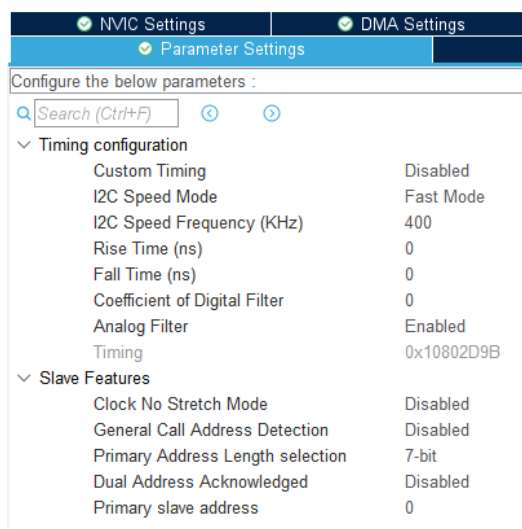
od kterého budou do pole data načítána. Předposledním argumentem je celočíselná hodnota, která bude určovat, kolik bytů dat má být odesláno nebo přijato před ukončením komunikace. Posledním argumentem je celočíselná hodnota vyjadřující maximální dobu, po kterou může být prováděna komunikace. Vzhledem k tomu, že je implementován časovač watchdog, je tato hodnota pomocí makra HAL_MAX_DELAY nastavena na maximální možnou dobu. Návratová hodnota této funkce slouží k indikaci stavu ukončené komunikace a v programu je díky ní ověřováno, zda komunikace proběhla v pořádku.

Prvním krokem při nastavování bylo vybrat piny pro příslušnou sběrnici I²C, viz Obr. 71.



Obr. 71: Nastavení pinů pro I²C

Dalším krokem bylo nastavení příslušné sběrnice I²C, viz Obr. 72. Vzhledem k parametrům sensorového modulu byla zvolena frekvence 400 kHz.



Obr. 72: Nastavení sběrnice I²C

V ukázce Zdrojový kód 4 je možné vidět provedení zapsání požadovaných hodnot do registrů s nastaveními. Do prvního prvku pole `I2C_data_buffer` je nejprve zapsána adresa registru, do kterého bude zapisováno a do druhého prvku pole je zapsána požadovaná nastavovaná hodnota. Poté je s odpovídajícími argumenty využita funkce `HAL_I2C_Master_Transmit()`.

Zdrojový kód 4: Způsob zápisu dat do registru sensorového modulu

```
I2C_data_buffer[0] = 0x6B;
I2C_data_buffer[1] = 0x00;

if( HAL_I2C_Master_Transmit( p_senzor_I2C, ( I2C_adresa_senzoru << 1),
                             I2C_data_buffer, 2, HAL_MAX_DELAY ) != HAL_OK ){
    stav = 0;
}
```

V ukázce Zdrojový kód 5 je možné vidět načítání dat ze sensorového modulu.

Zdrojový kód 5:

```
I2C_data_buffer[0] = 0x3B;

if( HAL_I2C_Master_Transmit( p_senzor_I2C, ( I2C_adresa_senzoru << 1),
                             I2C_data_buffer, 1,
                             HAL_MAX_DELAY ) == HAL_OK ) {

    if( HAL_I2C_Master_Receive( p_senzor_I2C, ( I2C_adresa_senzoru << 1),
                                I2C_data_buffer, 14,
                                HAL_MAX_DELAY ) == HAL_OK ) {

        akcelerometr_x=(int16_t)((I2C_data_buffer[0]<<8)|(I2C_data_buffer[1]));
        akcelerometr_y=(int16_t)((I2C_data_buffer[2]<<8)|(I2C_data_buffer[3]));
        akcelerometr_z=(int16_t)((I2C_data_buffer[4]<<8)|(I2C_data_buffer[5]));

        gyroskop_x=(int16_t)((I2C_data_buffer[ 8]<<8)|(I2C_data_buffer[ 9]);
        gyroskop_y=(int16_t)((I2C_data_buffer[10]<<8)|(I2C_data_buffer[11]);
        gyroskop_z=(int16_t)((I2C_data_buffer[12]<<8)|(I2C_data_buffer[13]);

    } else {
        stav = 0;
    }
} else {
    stav = 0;
}
```

Požadovaná data pro daný senzor jsou v sensorovém modulu uložena ve dvou registrech, neboť komunikace probíhá po jednotlivých bytech a data ze senzorů jsou 16 bitová. Musí být tedy následně odpovídajícím způsobem sloučeny, tak jak je možné vidět v ukázce Zdrojový kód 5. Čtení probíhá tak, že je nejprve pomocí funkce `HAL_I2C_Master_Transmit()` zaslána adresa registru s uloženou první čtenou hodnotou, tedy konkrétně horním bytem naměřených dat akcelerometru osy x. Poté je využito to-

ho, že jsou adresy registrů s uloženými naměřenými hodnotami umístěné vhodně za sebou a funkcí HAL_I2C_Master_Receive() je, za pomoci příslušných argumentů, provedeno kontinuální čtení relevantních dat z příslušných registrů a jejich uložení do pole I2C_data_buffer[].

Při tomto čtení jsou přečteny i dva byty naměřených dat teploměru, a jelikož nejsou využívány, nejsou dále zpracovány, což je možné vidět i v ukázce Zdrojový kód 5. Ke čtení dochází, jelikož se adresy registrů, které obsahují tyto dva byty dat, nachází mezi adresy registrů s daty akcelerometrů a gyroskopů a z hlediska času je výhodnější daná data přečíst a nezpracovávat, než přerušit kontinuální čtení dat po přečtení dat z akcelerometrů a znovu ho zahajovat pro získání dat z gyroskopů.

7.5 Implementace regulátorů

Implementace regulátorů je provedena na základě jejich návrhu a popisu z kapitoly 3.2. V ukázce Zdrojový kód 6 je možné vidět provedení implementace regulátoru zatáčení.

Zdrojový kód 6: Implementace PSD regulátoru

```
if ( psd_regulacni_odchylka_zataceni > 0 ) {
    if ( psd_zataceni_vystup_regulatoru < psd_max_zataceni ){
        psd_sumace_zataceni += psd_regulacni_odchylka_zataceni;
    }
} else {
    if ( psd_zataceni_vystup_regulatoru > ( -psd_max_zataceni ) ){
        psd_sumace_zataceni += psd_regulacni_odchylka_zataceni;
    }
}

psd_diference_zataceni = psd_regulacni_odchylka_zataceni -
                        psd_predchozi_regulacni_odchylka_zataceni;

psd_zataceni_vystup_regulatoru =
                        rp_zataceni * psd_regulacni_odchylka_zataceni +
                        psd_konstanta_s_zataceni * psd_sumace_zataceni +
                        psd_konstanta_d_zataceni * psd_diference_zataceni;

if( psd_zataceni_vystup_regulatoru > psd_max_zataceni ){
    psd_zataceni_vystup_regulatoru = psd_max_zataceni;
}
if( psd_zataceni_vystup_regulatoru < -psd_max_zataceni ){
    psd_zataceni_vystup_regulatoru = -psd_max_zataceni;
}

psd_predchozi_regulacni_odchylka_zataceni = psd_regulacni_odchylka_zataceni;
```

8 OTESTOVÁNÍ IMPLEMENTACE ALGORITMU ŘÍZENÍ A SEŘÍZENÍ REGULÁTORŮ

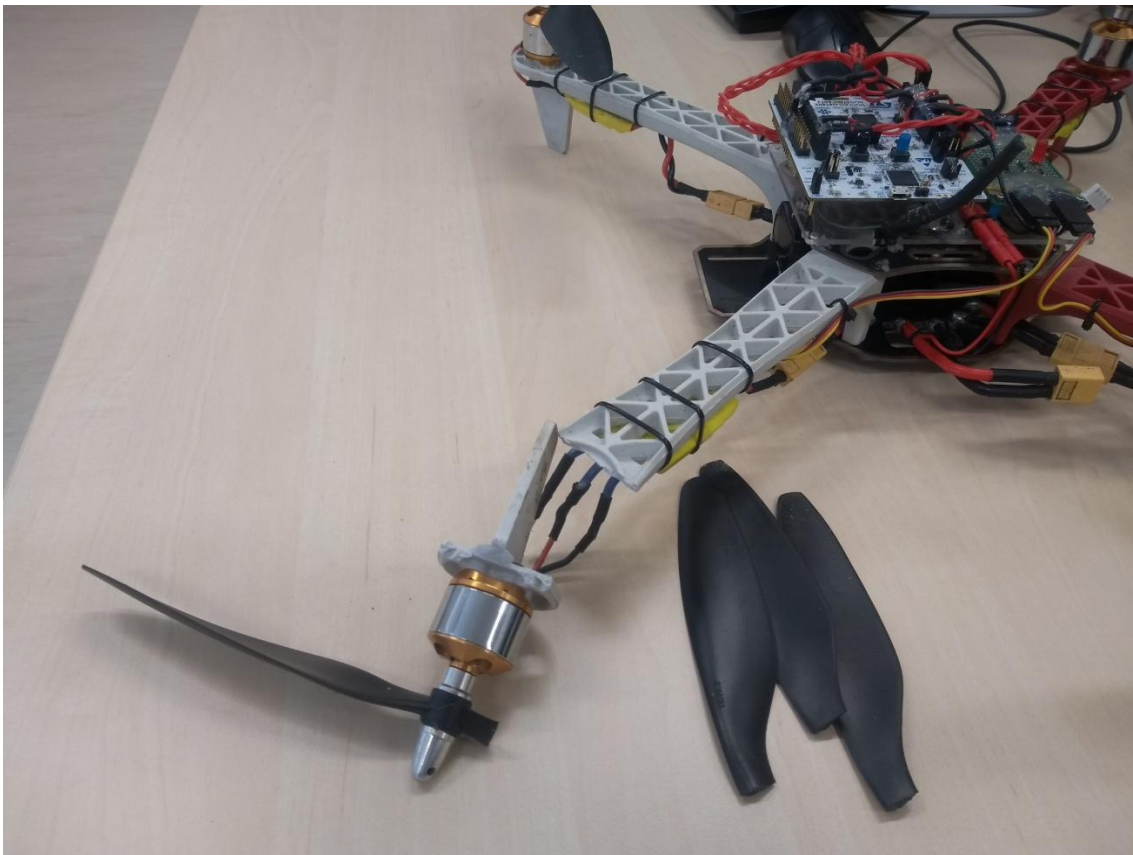
Otestování, zda je správně provedena implementace algoritmu řízení na mikrokontrolér STM32, bylo původně zamýšleno provést za pomoci vývojové desky Nucleo a kvadrokoptéry, jenž byla výstupem bakalářské práce, na kterou tato práce diplomová navazuje.

Testování algoritmu řízení bylo zahájeno důkladným prověřením všech dílčích částí kódu. Na úvod byla provedena, za pomoci osciloskopu a úpravy kódu v podobě přepínání logických úrovní zvoleného pinu, kontrola správnosti časování regulační smyčky. Za pomoci osciloskopu bylo překontrolováno i správné generování PWM signálu pro elektronické regulátory rychlostí bezkartáčových motorů. Dalším krokem bylo ověření dat získávaných ze senzorů. Poté následovalo překontrolování správného vyhodnocování dat o orientaci kvadrokoptéry, přičemž bylo ověřeno, zda jsou správně zvoleny a vyhodnocovány kladné smysly rotací kvadrokoptéry kolem jejích os a správně určené úhly naklonění a stoupání. Po provedení těchto testů následovalo ověření, zda jsou správným způsobem vyhodnocovány pokyny řízení, získávané od pilota pomocí RC soupravy. Dalším testem v pořadí byla kontrola správného určování regulačních odchylek pro všechny dílčí regulátory, ať již proporcionálních v podobě regulátorů úhlů naklonění a stoupání, tak i regulátorů proporcionálně-sumačně-diferenčních v podobě regulátorů klonění, klopení a zatačení. U všech regulátorů bylo po kontrole vyhodnocování regulačních odchylek provedeno hrubé překontrolování, zda jsou jejich regulační zásahy prováděny očekávaným způsobem. Nakonec byl ověřen naprogramovaný bezpečnostní mechanismus v podobě vypínání motorů v případě chybné komunikace se senzorem, ztrátě signálu anebo neočekávaných hodnot pro elektronické regulátory rychlosti.

Po takto důkladném otestování kódu bylo přikročeno k prvním letovým zkouškám. Pro nastavitelné parametry regulátorů byly použity hodnoty dosažené u bakalářské práce. V případě regulátorů PSD pro klonění a klopení se jednalo o hodnoty $r_0 = 1,8$, $r_{-1} = 5$ a $r_1 = 0,06$ a pro PSD regulátor zatačení $r_0 = 3,5$, $r_{-1} = 5$ a $r_1 = 0$, při periodě regulační smyčky 0,004 s. Hodnoty zesílení proporcionálních regulátorů naklonění a stoupání jsou voleny tak, aby, vzhledem k aplikovaným omezením úhlů naklonění a stoupání

na $\pm 30^\circ$, maximální regulační odchylce byla přiřazena jako regulační zásah maximální hodnota úhlových rychlostí tedy 160 $^\circ/\text{s}$.

K použití hodnot dosažených v bakalářské práci bylo přikročeno na základě úvahy o principiální shodnosti řešení regulace, shodné periodě regulační smyčky 0,004 s a totožné kvadrokoptěře. První letový test ovšem skončil nezdarem, neboť kvadrokoptéra se po určité době rozkmitala a nebyla schopna se nadále udržet ve vzduchu. Po provedení tohoto testu bylo přikročeno ke snížení stavitelných parametrů PSD regulátorů a kompletnímu vyřazení derivačních složek. Během následného testu se situace ovšem opakovala a skočila vážným poškozením kvadrokoptéry, jak je možné vidět na Obr. 73.



Obr. 73: Poškozená kvadrokoptéra

Při rozhodování mezi opravou původní kvadrokoptéry a stavbou nové bylo přistoupeno, vzhledem k popsaným důkladným testům algoritmu, ke stavbě nové, ačkoliv toto rozhodnutí způsobilo poměrně velké zpoždění při testování. Panovalo totiž podezření, že kvadrokoptéra byla v mezičase mezi testováním při bakalářské práci a testováním současným poškozena. Vznikla tedy nová testovací kvadrokoptéra, kterou je možné vidět na Obr. 74.



Obr. 74: Nová testovací kvadrokoptéra

Pro první testovací let nové kvadrokoptéry byly znovu o něco sníženy parametry PSD regulátorů, přičemž derivační složky byly opět ponechány zcela vyřazené. Let byl bohužel opět nestabilní, ovšem zdálo se, že došlo ke zlepšení. Následoval pokus s vyřazením jak derivační tak i sumační složky. Testovací let zůstal nestabilní, došlo ovšem opět k nepatrnému zlepšení. Nakonec byly tedy ponechány sumační a derivační složky vyřazené a proporcionální složky byly sníženy na více než polovinu původních hodnot pro klonění a klopení na hodnoty $r_0 = 0,8$. S tímto nastavením se již podařilo dosáhnout dobré stability letu. Nová kvadrokoptéra během letu se nachází na Obr. 75.



Obr. 75: Nová kvadroptéra během letu

Při uvažování o možných příčinách tohoto chování bylo usouzeno na nové vrtule, které byly použity při testování na původní sestavě kvadroptéry a následně i na nové, přičemž tyto vrtule mimo horších mechanických vlastností, oproti zcela původním vrtulím použitých u bakalářské práce, nebyly ani řádně vyváženy. Byl tak pravděpodobně podceněn vliv, jaký tato skutečnost může mít na regulační pochod. Z časových důvodů již nebylo možné provést nové testování s lepšími a správně vyváženými vrtulemi, neboť se jedná o poměrně zdoluhavý proces, i tak lze ale konstatovat, že byla úspěšně ověřena implementace algoritmu a provedeno ne sice optimální, ale přijatelné nastavení parametrů regulátorů.

ZÁVĚR

Hlavním cílem této diplomové práce bylo navržení vlastní řídicí jednotky kvadrokoptéry, která do budoucna umožní komfortní experimentování ať již s novými algoritmy nebo komponenty kvadrokoptéry. Lze konstatovat, že tohoto cíle se podařilo úspěšně dosáhnout.

Navržený systém řízení se podařilo implementovat na výkonný mikrokontrolér STM32G474RET6, který oproti původnímu, v některých ohledech velice kompromisnímu, řešení s mikrokontrolérem ATmega328P zajistí potřebný výkon, periferie a vymezení problému s nedostatečnými možnostmi časování, s kterými se potýkalo původní řešení.

V kapitole o způsobech výpočtu aktuální orientace kvadrokoptéry bylo představeno vylepšení původní metody výpočtu orientace. Jedná se o koncept na bázi kvaternionů, který je schopen odstranit singularitu při výpočtu původní metodou, přičemž byly provedeny první kroky k jeho implementaci. Vzhledem k neočekávaným zpožděním, způsobeným potřebou stavby nové testovací kvadrokoptéry po vážném poškození během testování a nutnosti operativně řešit problémy s globálním nedostatkem některých elektronických součástek, se nepodařilo implementaci tohoto konceptu zcela dokončit, práce však poskytuje dobrý popis zvolené metody a všechny potřebné teoretické informace k tomu, aby byl do budoucna v krátké době dokončen.

Úspěšnou verifikaci konceptu navrženého systému řízení se podařilo provést s pomocí vývojové desky Nucleo a úspěšně absolvovaných letových zkoušek, během kterých došlo i k základnímu nastavení parametrů regulátorů. Vzhledem k potvrzení funkčnosti algoritmu je možné přistoupit k zakoupení kvalitnějších vrtulí, neboť je potvrzeno, že nehrozí jejich okamžité zničení. Po jejich vyvážení bude možné ještě zvýšit kvalitu regulačního pochodu.

Návrh vlastní desky plošných spojů namíru požadavkům pro řídicí jednotku kvadrokoptéry, určenou k testování, se též podařilo úspěšně dokončit. Byla úspěšně zadána výroba navržené desky a došlo k jejímu osazení a oživení. Je tak do budoucna připravena zajímavá platforma pro pohodlné experimentování, například s alternativními metodami regulace, zmíněnými v práci.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] HOFREITER, Milan. *Základy automatického řízení*. 2. vydání. Praha: ČVUT, 2012. ISBN 978-80-01-06380-4.
- [2] OLEHLA, Miroslav, Slavomír NĚMEČEK a Ivan ŠVARC. *Automatické řízení*. Liberec: TUL, 2011. ISBN 978-80-7372-484-9.
- [3] ZÍTEK, Pavel, Milan HOFREITER a Jaroslav HLAVA. *Automatické řízení*. Praha: ČVUT, 1999. ISBN 80-01-02044-44.
- [4] ŠVARC, IVAN. *Automatizace Automatické řízení*. Brno, 2002. ISBN 0-214-2087-1
- [5] *Souřadnicové soustavy používané v letectví* [online]. [cit. 2022-05-05]
Dostupné z: http://www.slavetind.cz/stavba/Mechanika/Sour_soustavy.aspx
- [6] JANOTA, Aleš, Vojtech ŠIMÁK, Dušan NEMEC a Jozef HRBČEK. *Improving the Precision and Speed of Euler Angles Computation from Low-Cost Rotation Sensor Data*. *Sensors* [online]. 2015, **15**(3), 7016-7039 [cit. 2022-05-04]. DOI: 10.3390/s150307016. ISSN 1424-8220. Dostupné z: <http://www.mdpi.com/1424-8220/15/3/7016>
- [7] HRDINA, Jaroslav. *Algebra duálních kvaternionů v analýze obrazu*. Brno, 2016. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně.
- [8] VESELOVSKÁ, Jana Emilie. *Základy kvaternionů v algebře a geometrii*. Liberec, 2012. Bakalářská práce. Technická univerzita v Liberci.
- [9] VITALI, Andrea. *Exploiting the gyroscope to update tilt measurement and eCompass* [online]. [cit. 2022-05-05]. Dostupné z: https://www.st.com/resource/en/design_tip/dm00286303-exploiting-the-gyroscope-to-update-tilt-measurement-and-ecompass-stmicroelectronics.pdf
- [10] KUCHARŤ, Michal. *Návrh aplikace s implementací algoritmu kalibrace MEMS magnetometru*. Praha, 2017. Bakalářská práce. České vysoké učení technické v Praze.
- [11] *Nominal and observation-based attitude realization for precise orbit determination of the Jason* [online]. [cit. 2022-05-04]. Dostupné z: https://www.researchgate.net/figure/illustrates-the-principle-of-gimbal-lock-The-outer-blue-frame-represents-the-x-axis-the_fig4_338835648

- [12] VITALI, Andrea. *Design tip Computing tilt measurement and tilt-compensated eCompass* [online]. [cit. 2022-05-04]. Dostupné z: https://www.st.com/resource/en/design_tip/dt0060-exploiting-the-gyroscope-to-update-tilt-measurement-and-ecompass-stmicroelectronics.pdf
- [13] CARUSO, M.J. *Applications of magnetic sensors for low cost compass systems*. In: *IEEE 2000. Position Location and Navigation Symposium (Cat. No.00CH37062)* [online]. IEEE, 2000, s. 177-184 [cit. 2022-05-17]. ISBN 0-7803-5872-4. Dostupné z: doi:10.1109/PLANS.2000.838300
- [14] VALENTI, Roberto, Ivan DRYANOVSKI a Jizhong XIAO. *Keeping a Good Attitude: A Quaternion-Based Orientation Filter for IMUs and MARGs*. *Sensors* [online]. 2015, 15(8), 19302-19330 [cit. 2022-05-17]. ISSN 1424-8220. Dostupné z: doi:10.3390/s150819302
- [15] HO, Du, Jonas LINDER, Gustaf HENDEBY a Martin ENQVIST. *Vertical modeling of a quadcopter for mass estimation and diagnosis purposes*. In: *2017 Workshop on Research, Education and Development of Unmanned Aerial Systems (RED-UAS)* [online]. IEEE, 2017, 2017, s. 192-197 [cit. 2020-07-16]. DOI: 10.1109/RED-UAS.2017.8101665. ISBN 978-1-5386-0939-2. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/8101665/>
- [16] LOPEZ-HOYOS, Juan Carlos, Jorge Said CERVANTES-ROJAS, Patricio ORDAZ a Omar SANDRE-HERNANDEZ. *Model Reference Adaptive Control for an unmanned aerial vehicle with variable-mass payloads*. In: *2021 18th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE)* [online]. IEEE, 2021, 2021-11-10, s. 1-6 [cit. 2022-05-17]. ISBN 978-1-6654-0029-9. Dostupné z: doi:10.1109/CCE53527.2021.9633036 Dostupné z: doi:10.3390/s150819302
- [17] THU, Kyaw Myat a A.I. GAVRILOV. *Designing and Modeling of Quadcopter Control System Using L1 Adaptive Control*. *Procedia Computer Science* [online]. 2017, 103, 528-535 [cit. 2022-05-17]. ISSN 18770509. Dostupné z: doi:10.1016/j.procs.2017.01.046
- [18] MYSLIVEC, Tomáš. *Omni-směrové bezpilotní letadlo*. Plzeň, 2018. Diplomová práce. Západočeská univerzita v Liberci.
- [19] FRESK, Emil a George NIKOLAKOPOULOS. *Full quaternion based attitude control for a quadrotor*. In: *2013 European Control Conference (ECC)* [online].

- IEEE, 2013, 2013, s. 3864-3869 [cit. 2022-05-17]. ISBN 978-3-033-03962-9.
Dostupné z: doi:10.23919/ECC.2013.6669617
- [20] *STM32 STM32 Arm Cortex MCUs - 32-bit Microcontrollers – STMicroelectronics* [online]. [cit. 2022-05-05]. Dostupné z:
<https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32-32-bit-arm-cortex-mcus.html>
- [21] NOVIELLO, Carmine. *Mastering STM32*. Second Edition. 2022.
- [22] *STM32F0 - Arm Cortex-M0 - USB Microcontrollers – STMicroelectronics* [online]. [cit. 2022-05-05]. Dostupné z:
<https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32f0-series.html>
- [23] *STM32F1 - Arm Cortex-M3 Microcontrollers - STMicroelectronics* [online]. [cit. 2022-05-05]. Dostupné z:
<https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32f1-series.html>
- [24] *STM32F2 - ARM Cortex-M3 Microcontrollers - High-Performance MCUs - STMicroelectronics* [online]. [cit. 2022-05-05]. Dostupné z:
<https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32f2-series.html>
- [25] *STM32F3 Mixed-Signal Microcontrollers (MCU) - STMicroelectronics* [online]. [cit. 2022-05-05]. Dostupné z:
<https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32f3-series.html>
- [26] GOTHARD, Adolf. *Implementace RTOS do mikrokontrolérů STM32 s jádrem ARM Cortex-M4F*. Brno, 2014. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně.
- [27] *STM32F4 - ARM Cortex-M4 High-Performance MCUs - STMicroelectronics* [online]. [cit. 2022-03-05]. Dostupné z:
<https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32f4-series.html>
- [28] *STM32F7 - Very high-performance MCUs with Cortex-M7 - STMicroelectronics* [online]. [cit. 2022-05-05]. Dostupné z:
https://www.st.com/content/st_com/en/products/microcontrollers-microprocessors/stm32-32-bit-arm-cortex-mcus/stm32-high-performance-mcus/stm32f7-series.html
- [29] *STM32H7 - Arm Cortex-M7 and Arm Cortex-M4 MCUs (480 MHz) - STMicroelectronics* [online]. [cit. 2022-09-05]. Dostupné z:
<https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32h7-series.html>

- [30] *STM32L0 - ARM Cortex-M0+ ultra-low-power MCUs – STMicroelectronics* [online]. [cit. 2022-09-05]. Dostupné z:
Dostupné z: <https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32l0-series.html>
- [31] *STM32L1 - ARM Cortex-M3 ultra-low-power MCUs – STMicroelectronics* [online]. [cit. 2022-09-05]. Dostupné z:
<https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32l1-series.html>
- [32] *STM32L4 - ARM Cortex-M4 ultra-low-power MCUs - STMicroelectronics* [online]. [cit. 2022-09-05]. Dostupné z:
<https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32l4-series.html>
- [33] *STM32L4+ Ultra-Low-Power Microcontrollers (MCU) with embedded graphics features – STMicroelectronics* [online]. [cit. 2022-09-05]. Dostupné z:
<https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32l4-plus-series.html>
- [34] *STM32L5 - Ultra-low-power MCUs, Enhanced Security for IoT and Embedded Applications – STMicroelectronics* [online]. [cit. 2022-09-05]. Dostupné z:
<https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32l5-series.html>
- [35] *STM32U5 series of Ultra-low-power MCUs Enhanced Security for IoT and Embedded Applications - STMicroelectronics* [online]. [cit. 2022-09-05].
Dostupné z:
<https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32u5-series.html>
- [36] *STM32G0 Series - Cost-effective Arm Cortex-M0+ Microcontrollers (MCUs) - STMicroelectronics* [online]. [cit. 2022-09-05]. Dostupné z:
<https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32g0-series.html>
- [37] *STM32G4 Series of mixed-signal MCUs with DSP and FPU instructions - STMicroelectronics* [online]. [cit. 2022-09-05]. Dostupné z:
<https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32g4-series.html>
- [38] *STM32WB - Bluetooth, Wireless Microcontrollers (MCU) - STMicroelectronics* [online]. [cit. 2022-09-05]. Dostupné z:
<https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32wb-series.html>
- [39] *STM32WL Series – STMicroelectronics* [online]. [cit. 2022-09-05]. Dostupné z:
<https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32wl-series.html>

- [40] *Datasheet - STM32G474xB STM32G474xC STM32G474xE Arm® Cortex® - M4 32-bit MCU+FPU, 170 MHz / 213 DMIPS, 128 KB SRAM, rich analog, math acc, 184 ps 12 chan Hi-res timer - stm32g474re.pdf* [online]. 11. 2021 [cit. 2022-09-05]. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32g474re.pdf>
- [41] *STM32G4 Series advanced Arm®-based 32-bit MCUs - Reference manual* [online]. 3. 2022 [cit. 2022-09-05]. Dostupné z: https://www.st.com/resource/en/reference_manual/rm0440-stm32g4-series-advanced-armbased-32bit-mcus-stmicroelectronics.pdf
- [42] *UM2505 User manual STM32G4 Nucleo-64 boards (MB1367)* [online]. [cit. 2022-09-05]. Dostupné z: https://www.st.com/resource/en/user_manual/dm00556337-stm32g4-nucleo64-boards-mb1367-stmicroelectronics.pdf
- [43] *LM317A LINEAR INTEGRATED CIRCUIT MEDIUM CURRENT 1.2V TO 37V ADJUSTABLE VOLTAGE* [online]. [cit. 2022-09-05]. Dostupné z: https://datasheet.lcsc.com/lcsc/1810271112.UTC-Unisonic-Tech-LM317AG-TN3-R_C75510.pdf
- [44] *Linear and Switching Voltage Regulator Fundamental Part 1* [online]. [cit. 2022-09-05]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/pdf/snva558>
- [45] *Understanding the Terms and Definitions of LDO Voltage* [online]. [cit. 2022-09-05]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/pdf/slva079>
- [46] *UMW AMS1117* [online]. [cit. 2022-09-05]. Dostupné z: https://datasheet.lcsc.com/lcsc/2110111730_UMW-Youtai-Semiconductor-Co---Ltd--AMS1117-ADJ_C347224.pdf
- [47] *SOT-223 Plastic-Encapsulate Voltage Regulator LM317* [online]. [cit. 2022-09-05]. Dostupné z: https://datasheet.lcsc.com/lcsc/1810010324_Changjiang-Electronics-Tech--CJ-LM317_C84244.pdf
- [48] *AN5093 Application note Getting started with STM32G4 Series hardware development boards* [online]. [cit. 2022-09-05]. Dostupné z: https://www.st.com/resource/en/application_note/an5093-getting-started-with-stm32g4-series--hardware-development-boards-stmicroelectronics.pdf

- [49] *HC-49USX QUARTZ CRYSTAL* [online]. [cit. 2022-09-05]. Dostupné z:
https://cz.mouser.com/datasheet/2/122/hc_49usx-791.pdf
- [50] *AN2867 Application note Oscillator design guide for STM8AF/AL/S, STM32 MCUs and MPUs* [online]. [cit. 2022-09-05]. Dostupné z:
https://www.st.com/resource/en/application_note/cd00221665-oscillator-design-guide-for-stm8afals-stm32-mcus-and-mpus-stmicroelectronics.pdf
- [51] *PCB Prototype & PCB Fabrication Manufacturer - JLCPCB*. [online].
[cit. 2022-09-05]. Dostupné z:
<https://cart.jlpcb.com/quote>
- [52] NIRCHI, Julie. *Layout Basics for Universal Serial Bus (USB) Designs* [online].
[cit. 2022-09-05]. Dostupné z:
https://training.ti.com/sites/default/files/docs/usb_layout_basics.pdf
- [53] UM2570 User manual Description of STM32G4 HAL and low-layer drivers[online]. [cit. 2022-09-05]. Dostupné z:
https://www.st.com/resource/en/user_manual/um2570-description-of-stm32g4-hal-and-lowlayer-drivers--stmicroelectronics.pdf

SEZNAM PŘÍLOH

Příloha I: Abstrakt a klíčová slova

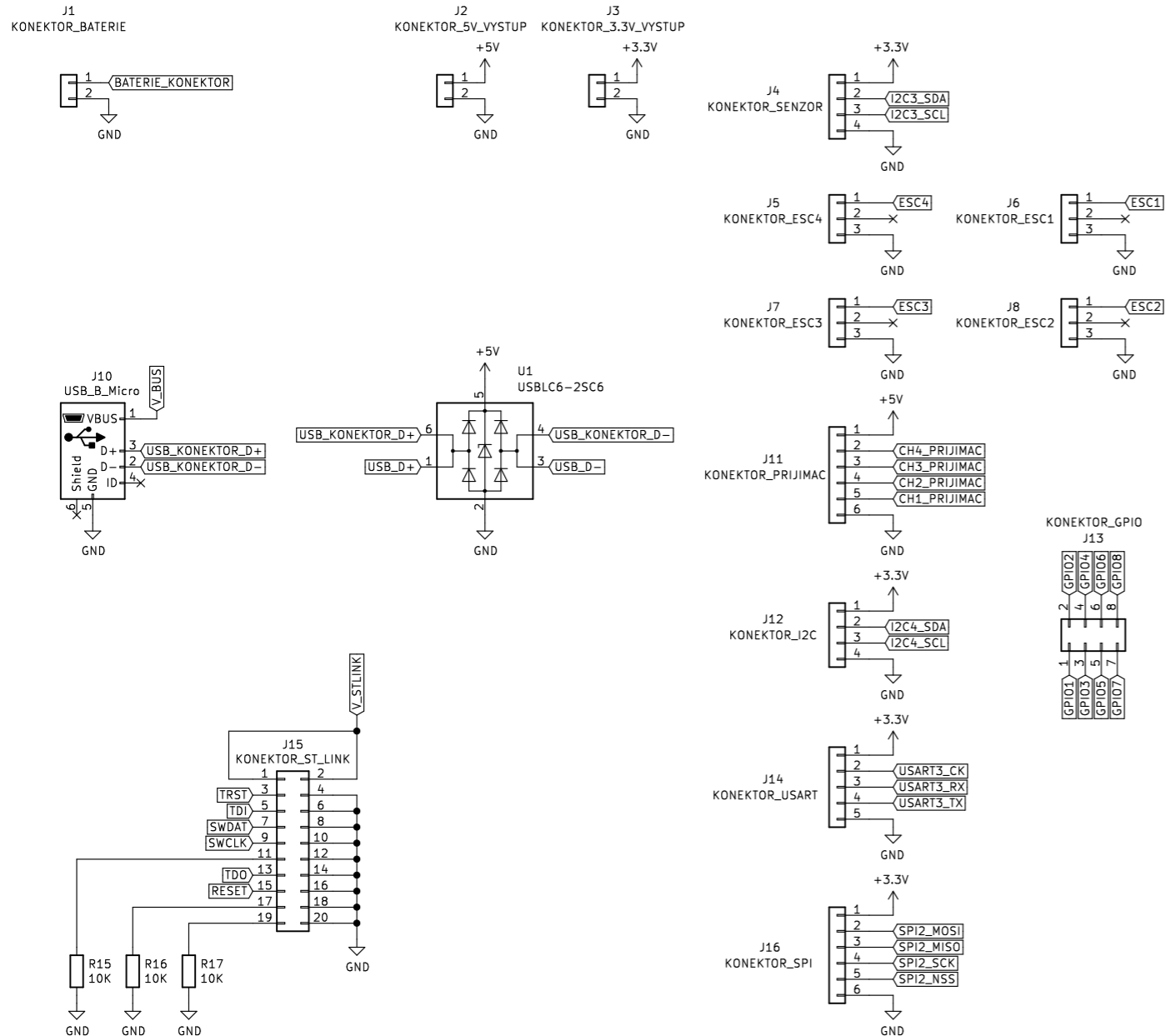
Příloha II: Elektrické schéma řídicí jednotky

Příloha III: Soubory projektu softwaru KiCAD s navrhovanou deskou – dostupné na CD

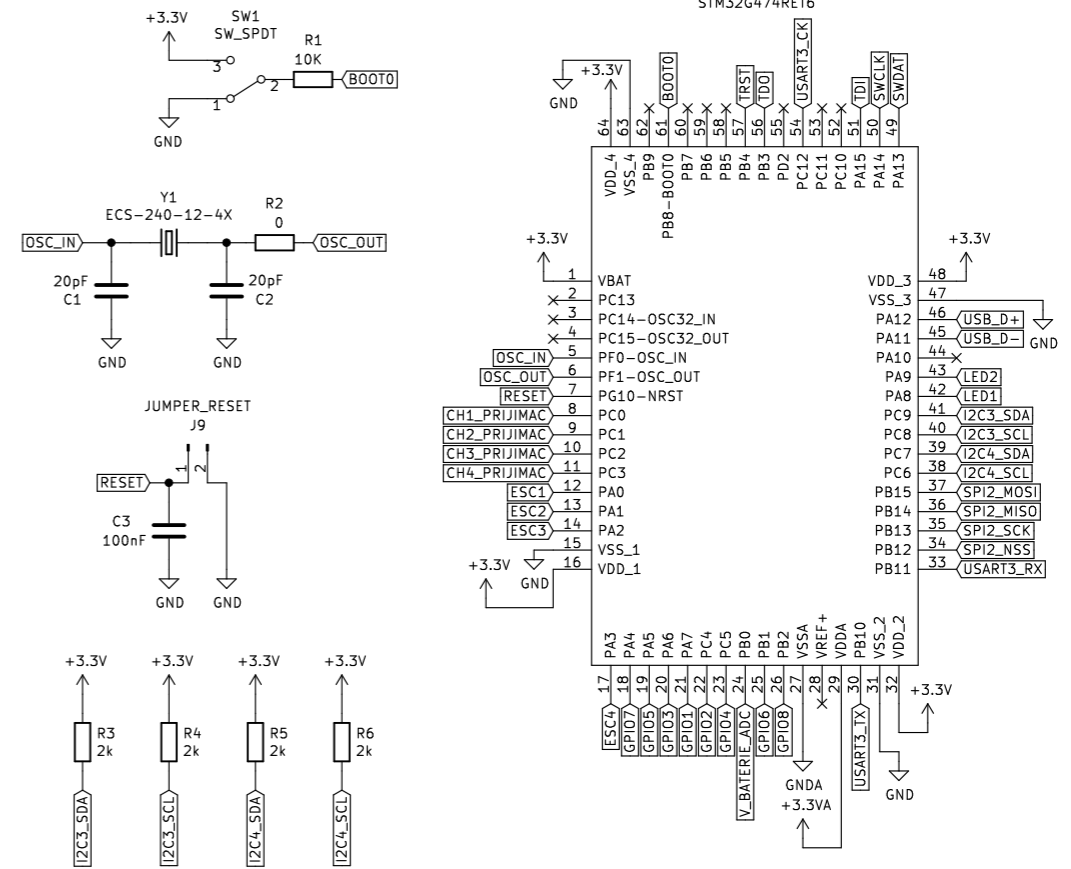
Příloha IV: Zdrojový kód programu – dostupné na CD

Příloha V: Video dokumentace seřízení regulátorů – dostupné na CD

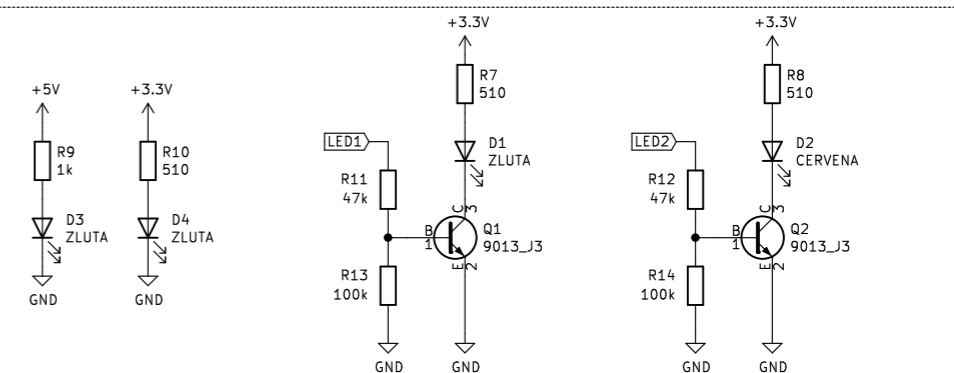
KONEKTORY



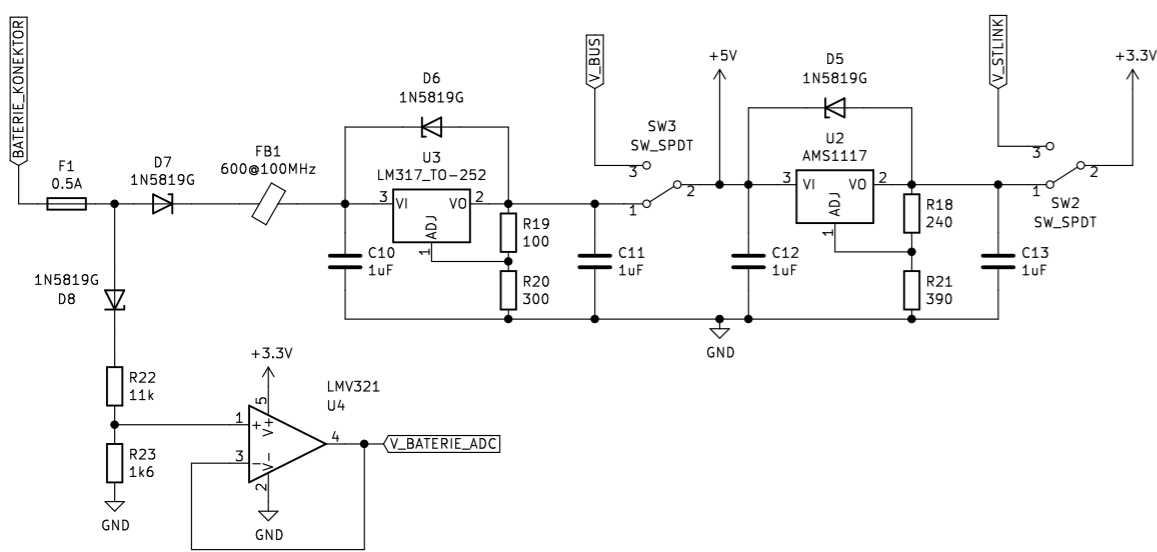
MIKROKONTROLÉR



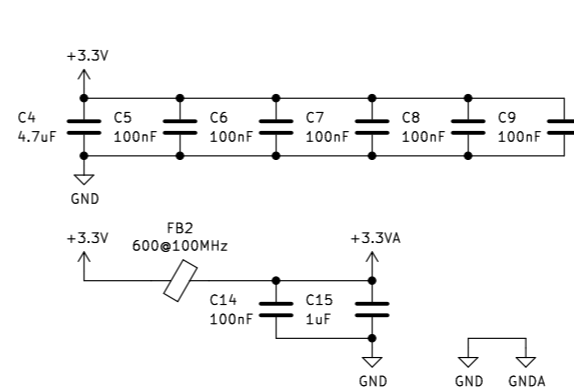
SIGNALIZACE



NAPÁJENÍ DESKY



NAPÁJENÍ MIKROKONTROLÉRU



OSTATNÍ



Radek Novák
TUL
 Sheet: /
 File: Deska_final.sch
Title: Řídicí deska kvadroptéry
 Size: A3 Date: 2022-04-15 Rev: 0.2
 KiCad E.D.A. kicad (5.1.12)-1 Id: 1/1