

**Univerzita Pardubice**

Fakulta elektrotechniky a informatiky

**Systém identifikace cílů vlastní – cizí (IFF) s elektronickým vychylováním  
svazku**

Bc. Lubomír Snížek

Diplomová práce

2025

Univerzita Pardubice  
Fakulta elektrotechniky a informatiky  
Akademický rok: 2024/2025

# ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Bc. Lubomír Snížek**  
Osobní číslo: **I23268**  
Studijní program: **N0714A060018 Komunikační a radarové systémy**  
Téma práce: **Systém identifikace cílů vlastní – cizí (IFF) s elektronickým vychylováním svazku**  
Zadávací katedra: **Katedra elektroniky a rádiových systémů**

## Zásady pro vypracování

Tématem diplomové práce je návrh koncepce inovativního anténního systému pro IFF subsystém vojenských radarových a zbraňových systémů. Cílem práce je vytvořit koncept IFF antény s elektronicky vychylovaným anténním svazkem

v horizontální rovině a zvětšit tak flexibilitu činnosti IFF systému. Elektronické vychylování umožní identifikaci cílů v zájmovém sektoru při nepohyblivé anténě a přiblíží tak schopnosti IFF subsystému moderním AESA 3D radarům. V rámci práce budou zvažovány různé alternativy realizace elektronického vychylování včetně pasivní ESA kompatibilní se standardními dotazovači. Dále bude proveden návrh koncepce integrace standardního dotazovače IFF s blokem řízení, který provádí ovládání anténní jednotky a ovládání dotazovače.

Práce bude pod záštitou konzultanta z firmy RETIA, a.s. pana Ing. Jana Puskelyho, Ph.D v rámci projektu Mezisektorová a mezioborová spolupráce ve výzkumu a vývoji komunikačních, informačních a detekčních technologií pro řídicí a zabezpečovací systémy CZ.02.01.01/00/23\_021/0008402

Rozsah pracovní zprávy:  
Rozsah grafických prací:  
Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam doporučené literatury:

- [1] BEZOUŠEK, P. a ŠEDIVÝ, P., Radarová technika. Vydavatelství ČVUT. ISBN 9788001030363.
- [2] North Atlantic Treaty Organisation, "STANAG 4193 Part 1 Edition 2," 1990
- [3] ALBIN NILSSON, DAVID SCHULTZE., Active electronically controlled IFF-antenna for L-band. Master's thesis in Wireless, Photonics and Space Engineering. Chalmers university, 2018

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Tomáš Zálabský, Ph.D.**  
Výzkumné centrum FEI

Datum zadání diplomové práce: **8. listopadu 2024**  
Termín odevzdání diplomové práce: **23. května 2025**

**prof. Ing. Petr Doležel, Ph.D. v.r.**  
děkan

L.S.

**doc. Ing. Jan Pidanič, Ph.D. v.r.**  
vedoucí katedry

V Pardubicích dne 11. listopadu 2024

Prohlašuji:

Práci s názvem Systém identifikace cílů vlastní – cizí (IFF) s elektronickým vychylováním svazku jsem vypracoval samostatně. Veškeré literární prameny a informace, které jsem v práci využil, jsou uvedeny v seznamu použité literatury.

Byl jsem seznámen s tím, že se na moji práci vztahují práva a povinnosti vyplývající ze zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, zejména se skutečností, že Univerzita Pardubice má právo na uzavření licenční smlouvy o užití této práce jako školního díla podle § 60 odst. 1 autorského zákona, a s tím, že pokud dojde k užití této práce mnou nebo bude poskytnuta licence o užití jinému subjektu, je Univerzita Pardubice oprávněna ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které na vytvoření díla vynaložila, a to podle okolností až do jejich skutečné výše.

Beru na vědomí, že 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, a směrnicí Univerzity Pardubice č. 7/2019 Pravidla pro odevzdávání, zveřejňování a formální úpravu závěrečných prací, ve znění pozdějších dodatků, bude práce zveřejněna prostřednictvím Digitální knihovny Univerzity Pardubice.

V Pardubicích dne 15. 5. 2025

Bc. Lubomír Snížek

## **Poděkování**

Tímto bych chtěl poděkovat vedoucímu mé diplomové práce Ing. Tomáši Zálabskému, Ph.D. a školiteli Ing. Janu Puskelymu, Ph.D. za poskytnutou pomoc a odborné rady v průběhu tvoření mé práce, a také za bezproblémovou komunikaci. Poděkování patří také rodině, která mě po dobu mých studií na univerzitě podporovala.

## **ANOTACE**

Cílem této diplomové práce je návrh systému identifikace cílů vlastní – cizí (Identification Friend or Foe – IFF) doplněného o systém elektronického vychylování anténního svazku (ESA), který poskytne radaru schopnost vyšší adaptability při sledování a identifikování cílů. Teoretická část práce se zabývá rozбором fungování sekundárních radarů se systémem IFF, odhadem dosahu navrhovaného systému a rešerší možných metod realizace systému elektronicky vychylovaného svazku (ESA). Praktická část se zaměřuje na výběr vhodných komponent a realizaci konkrétního návrhu systému.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

sekundární radar, systém IFF, elektronicky vychylovaný svazek (ESA)

## **TITLE**

Identification Friend or Foe (IFF) system with Electronically Scanned Array (ESA)

## **ANNOTATION**

The objective of this diploma thesis is to design an Identification Friend or Foe (IFF) system supplemented by an Electronically Scanned Array (ESA) system, which will provide the radar with higher adaptability in tracking and identifying targets. The theoretical part deals with the analysis of secondary radars with the IFF system, the estimation of designed system's range and the research of possible methods of implementing the Electronically Scanned Array (ESA) system. The practical part focuses on the selection of suitable components and the implementation of a specific system design.

## **KEYWORDS**

secondary radar, IFF system, Electronically Scanned Array (ESA)

## **BIBLIOGRAFICKÁ CITACE**

SNÍŽEK, Lubomír. Systém identifikace cílů vlastní – cizí (IFF) s elektronickým vychylováním svazku. Diplomová práce, vedoucí Ing. Tomáš Zálabský, Ph.D. Pardubice: Univerzita Pardubice, Fakulta elektrotechniky a informatiky, 2025.

# OBSAH

SEZNAM ILUSTRACÍ.....	9
SEZNAM TABULEK.....	11
SEZNAM ZNAČEK.....	12
SEZNAM ZKRATEK (TERMINOLOGIE).....	13
ÚVOD .....	15
<b>1 SEKUNDÁRNÍ RADARY .....</b>	<b>16</b>
1.1 Funkce sekundárního radaru.....	16
1.2 Módy sekundárních radarů.....	17
1.3 Odhad dosahu IFF .....	20
1.3.1 Rovnice pro vysílání dotazu (uplink).....	20
1.3.2 Rovnice pro příjem odpovědi (downlink) .....	21
1.3.3 Parametry IFF systému .....	21
1.3.4 Výsledky výpočtů.....	24
<b>2 DOTAZOVAČE A ODPOVÍDAČE .....</b>	<b>26</b>
2.1 Integrované IFF systémy .....	26
2.2 Dotazovače .....	28
2.3 Odpovídače .....	30
<b>3 ŘIDITELNÉ FÁZOVAČE.....</b>	<b>32</b>
3.1 Blokové schéma systému.....	32
3.2 Výběr fázovače.....	34
3.2.1 Mechanické fázovače.....	35
3.2.2 Analogové fázovače .....	36
3.2.3 Digitální fázovače .....	37
3.3 Ztráty způsobené vychylováním svazku .....	41
3.4 Dosah IFF systému s vychylovaným anténním svazkem .....	47
<b>4 NÁVRH BLOKU ŘÍZENÍ FÁZOVAČŮ .....</b>	<b>51</b>
4.1 Řídicí jednotka.....	53
4.2 Budiče .....	55
4.3 Blok vstupů/výstupů.....	57
4.4 Napájení .....	61
4.5 Oživení a testování bloku.....	69
<b>ZÁVĚR.....</b>	<b>73</b>
<b>POUŽITÁ LITERATURA .....</b>	<b>74</b>
<b>PŘÍLOHY .....</b>	<b>78</b>



## SEZNAM ILUSTRACÍ

Obr. 1.1 Funkce sekundárního radaru [1] .....	16
Obr. 1.2 Charakteristika hlavní a potlačovací antény [1] .....	19
Obr. 1.3 Dosah IFF systému – uplink .....	24
Obr. 1.4 Dosah IFF systému – downlink .....	25
Obr. 2.1 PESA vs. AESA systémy [7] .....	27
Obr. 2.2 IFF systémy [8] [9] [10] .....	28
Obr. 3.1 Blokové schéma systému PESA .....	33
Obr. 3.2 Mechanický vlnododový fázovač [21] .....	35
Obr. 3.3 Nákres fázovače CMIVCPS01000200A [23] .....	36
Obr. 3.4 Princip digitálního fázovače [5] .....	37
Obr. 3.5 Nákres fázovače Quantic Corry CMIPS-0912B6 [24] .....	38
Obr. 3.6 Nákres fázovače DPS-00650155-180-8-IF-IF [25] .....	39
Obr. 3.7 Fázovač Pasternack PE82P5000 [26] .....	40
Obr. 3.8 Chyba úhlu vychýlení – 4bit fázovač .....	43
Obr. 3.9 Ztráty vychylováním svazku – 4bit fázovač .....	43
Obr. 3.10 Chyba úhlu vychýlení – 6bit fázovač .....	44
Obr. 3.11 Ztráty vychylováním svazku – 6bit fázovač .....	45
Obr. 3.12 Chyba úhlu vychýlení – 8bit fázovač .....	46
Obr. 3.13 Ztráty vychylováním svazku – 8bit fázovač .....	46
Obr. 3.14 Dosah IFF systému s vychylovaným svazkem – uplink .....	48

Obr. 3.15 Dosah IFF systému s vychylovaným svazkem – downlink .....	49
Obr. 4.1 Blokové schéma řízení fázovačů .....	51
Obr. 4.2 LCMXO2-7000HC-6TG144I .....	53
Obr. 4.3 Banky pinů FPGA řady MachXO2 [27] .....	54
Obr. 4.4 Ukázka zapojení bloku budičů .....	55
Obr. 4.5 Konektor Cannon – CT37-62S5-L228 .....	56
Obr. 4.6 Konektor Cannon – FM7W2P5-0220 .....	57
Obr. 4.7 Schéma zapojení vstupního konektoru FM7W2P5-0220 .....	58
Obr. 4.8 Schéma zapojení rozhraní RS422 .....	59
Obr. 4.9 Zapojení konektoru pro JTAG .....	59
Obr. 4.10 Integrovaný obvod FT2232HL [30] .....	60
Obr. 4.11 Doporučené zapojení stabilizátoru LTC3649 [32] .....	62
Obr. 4.12 Výstupní a diagnostické obvody spínaného zdroje .....	66
Obr. 4.13 Schéma napájecího zdroje 3,3 [V] s lineárním stabilizátorem .....	67
Obr. 4.14 Návrh DPS v prostředí Altium Designer .....	68
Obr. 4.15 Výsledný 3D model DPS pro blok řízení fázovačů .....	68
Obr. 4.16 Vyroběný prototyp .....	69
Obr. 4.17 Obvody zdrojů před a po zprovoznění .....	70
Obr. 4.18 Testování stavů výstupních sběrnic .....	71
Obr. 4.19 Měření sestupné hrany na osciloskopu .....	71

## SEZNAM TABULEK

Tab. 1.1 Přehled radarových pásem. [1] .....	17
Tab. 1.2 Přehled módů sekundárních radarů. [1] .....	18
Tab. 2.1 Parametry dotazovačů.....	29
Tab. 3.1 Pravdivostní tabulka fázovače CMIPS-0912B6 [24] .....	39
Tab. 3.2 Pravdivostní tabulka fázovače DPS-00650155-180-8-IF-IF [25] .....	40

## SEZNAM ZNAČEK

$c$	rychlost světla ve vakuu
$d$	rozteč anténních prvků
$f$	frekvence
$F$	tvarový faktor (faktor vícecestného šíření signálu)
$f_{dot}$	frekvence signálu dotazovače
$f_{odp}$	frekvence signálu odpovídače
$f^2_{dot}$	výkonová směrová charakteristika dotazovače
$f^2_{odp}$	výkonová směrová charakteristika odpovídače
$G_{dot}$	zisk dotazovače
$G_{odp}$	zisk odpovídače
$k$	vlnové číslo
$L_{atm}$	atmosférické ztráty
$L_{celk}$	celkové ztráty
$L_i$	ztráty napájecí trasy dotazovače
$L_{pol}$	polarizační ztráty
$L_t$	ztráty napájecí trasy odpovídače
$Ml$	Link Margin
$N$	počet prvků anténní řady
$P_{Pdot}$	výkon přijatý dotazovačem
$P_{Podp}$	výkon přijatý odpovídačem
$P_{Vdot}$	výkon vyslaný dotazovačem
$P_{Vodp}$	výkon vyslaný odpovídačem
$R_{SET}$	odpor rezistoru nastavujícího výstupní napětí zdroje
$R_T$	odpor rezistoru nastavujícího frekvenci oscilátoru
$U_{OUT}$	výstupní napětí
$\beta$	fázový posun vf signálu

$\theta$	úhel v elevaci
$\lambda$	vlnová délka
$\lambda_{dot}$	vlnová délka signálu dotazovače
$\lambda_{odp}$	vlnová délka signálu odpovídače
$\varphi$	úhel v azimutu
$\Delta\varphi$	úhel vychýlení anténního svazku v azimutu

## SEZNAM ZKRATEK (TERMINOLOGIE)

AESA	Active Electronically Scanned Array
AF	Array Factor
ATC	Air Traffic Control
CW	Continuous Wave
DPS	Deska Plošných Spojů
EEPROM	Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory
ESA	Electronically Scanned Array
FPGA	Field Programmable Gate Array
FRUIT	False Replies Unsynchronized in Time
HW	Hardware
I2C	Two Wire Interface
ICAO	International Civil Aviation Organization
IFF	Identification Friend-Foe
JTAG	Joint Test Action Group
LED	Light-Emitting Diode
LSB	Least Significant Bit
LVTTL	Low Voltage Transistor–Transistor Logic
MDL	Minimum Detection Level

MTBF	Mean Time Between Failures
MTL	Minimum Triggerable Level
OE	Output Enable
PC	Personal Computer
PESA	Passive electronically scanned array
SPI	Serial Peripheral Interface
STANAG	Standardization Agreement
TCK	Test Clock
TDI	Test Data Input
TDO	Test Data Output
TMS	Test Mode Select
TTL	Transistor–Transistor Logic
UART	Universal Asynchronous Receiver-Transmitter
USB	Universal Serial Bus

# ÚVOD

Cílem mé diplomové práce je navrhnout ve spolupráci se společností Retia, a. s. systém IFF (Identification Friend or Foe) pro sekundární radar, doplněný o technologii elektronického vychylování anténního svazku (ESA – Electronically Scanned Array). Anténa sekundárního radaru je fyzicky spjata s anténou primárního radaru, samostatný pohyb, a tedy i samostatné mechanické vychylování anténního svazku sekundárního radaru tak není možné. Díky systému ESA bude nyní sekundární radar, který je součástí vojenského radarového systému, schopen prohledávat část prostoru i ve chvíli, kdy se primární radar systému nachází v takzvaném střeleckém režimu, tedy v režimu navádění střel země-vzduch na cíl.

V teoretických částech práce se věnuji popisu principů fungování systému identifikace cílů IFF a sekundárních radarů jako takových, včetně používaných módů a problémů, které mohou provoz těchto radarů postihnout. V neposlední řadě jsem provedl i odhad dosahu systému a také rešerši možných metod elektronického vychylování svazku (ESA).

V praktických pasážích se nejprve zabývám výběrem vhodného dotazovače jakožto základu IFF systému a stejně tak výběrem odpovídajících komponent pro systém vychylování anténního svazku (ESA). Závěrem praktické části práce je návrh obvodů pro řízení systému ESA.

Výsledkem tedy je kompletní systém IFF sekundárního radaru, skládající se z anténní řady sekundárního radaru i s příslušným výkonovým děličem, což je základ, který už nyní kolegové ze společnosti Retia, a. s. mají, dále z mnou vybraného dotazovače, který zajišťuje funkci IFF systému, a především z mnou navržených obvodů systému elektronického vychylování anténního svazku (ESA). Sekundární radar je napojen na nadřazenou centrální řídicí jednotku vojenského radarového systému, která určuje požadovaný úhel vychýlení anténního svazku a umožňuje komunikaci s dotazovačem IFF.

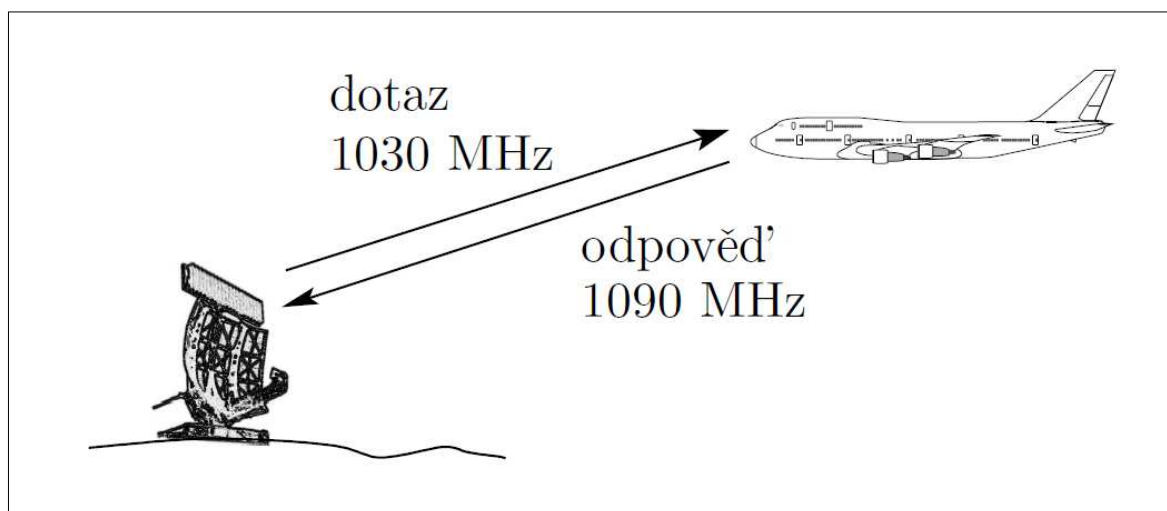
# 1 SEKUNDÁRNÍ RADARY

Sekundární radary jsou radarová zařízení, která vysílají signál, ale místo odrazu vyslaného signálu přijímají a zpracovávají signál, který vyslal jako odpověď cíl. Sekundární radary se používají jak v rámci vojenských systémů rozpoznávání cizí/vlastní (IFF, Identification Friend or Foe), tak v civilním letectví jako součást systému řízení letového provozu (ATC, Air Traffic Control). [1]

## 1.1 Funkce sekundárního radaru

Sekundární přehledové radary se obvykle využívají jako doplněk primárních radarů a slouží k identifikaci cílů. Nejčastěji se anténa sekundárního radaru nachází nad anténou primárního radaru. Nezbytnou součástí sekundárních radarů je palubní část, tedy takzvaný odpovídač (transponder), který odesílá odpověď na signál vyslaný dotazovačem (interrogator) sekundárního radaru. [1]

Odpovídač čeká na zprávu od dotazovače, pokud v přijímaném signálu rozpozná dotaz, odpoví signálem obsahujícím požadované údaje. Formáty dotazu i odpovědi a jejich kódování jsou definovány normou ICAO Annex 10 pro civilní letectví a pomocí normy STANAG 4193 pro vojenské účely. [1] [2]



Obr. 1.1 Funkce sekundárního radaru [1]

Sekundární radary pracují na dvojici pevně určených frekvencí v pásmu L. Vysílání dotazovače (Uplink) probíhá na frekvenci 1030 MHz a odpovídače odesílají odpověď (Downlink) na frekvenci 1090 MHz. Tolerance u obou frekvencí je  $\pm 10$  MHz. [1] [2]



Označení pásma	Nominální rozsah frekvencí pásma	Některá pásma přidělená radarové službě (v regionu 1 - Evropě)
VHF	30 MHz–300 MHz	
UHF	300 MHz–1 GHz	
L	1 GHz–2 GHz	1,625 GHz–1,635 GHz
S	2 GHz–4 GHz	2,3 GHz–2,5 GHz, 2,7 GHz–3,6 GHz
C	4 GHz–8 GHz	5,25 GHz–5,85 GHz
X	8 GHz–12 GHz	8,5 GHz–10,68 GHz
Ku	12 GHz–18 GHz	13,4 GHz–14,0 GHz, 15,7 GHz–17,7 GHz
K	18 GHz–27 GHz	24,05 GHz–24,25 GHz
Ka	27 GHz–40 GHz	33,4 GHz–36,0 GHz
V	40 GHz–75 GHz	59 GHz–64 GHz
W	75 GHz–110 GHz	76 GHz–81 GHz, 92 GHz–95 GHz
mm	110 GHz–300 GHz	126 GHz–142 GHz, 231 GHz–235 GHz, 238 GHz–248 GHz

Tab. 1.1 Přehled radarových pásem. [1]

## 1.2 Módy sekundárních radarů

Dotazy civilních i vojenských sekundárních radarů mohou mít různou podobu, podle toho se rozdělují na takzvané módy. V závislosti na módu dotazovače se liší i forma odpovědi odpovídače. Civilní módy se označují písmeny, vojenské módy využívané systémy IFF se označují čísly. Definované byly původně čtyři civilní a tři vojenské módy. V současnosti se z původních módů v civilních systémech používají běžně už jen dva (módy A a C) a navíc byl přidán mód S, přičemž u S se využívá i jeho rozšířená varianta S Extended Squitter pro využití v systémech ADS-B. Ve vojenských systémech IFF se používá už jen jeden původní mód, tedy mód 3 který je obdobou civilního módu A. Ostatní módy se přestaly používat, protože přestaly splňovat aktuální požadavky na provoz, například nenapodobitelnost, nebo lokalizaci. Novější vojenské systémy IFF pak využívají mód 4 a také mód 5, které mají snížit pravděpodobnost lokalizace cíle nepřitelem a riziko kompromitace kódu zprávy. [1] [2] [3] [4]

Jednotlivé módy se navzájem neliší jen formátem vysílaného dotazu a odpovědi, ale především využitím a typem přenášené informace.

Mód	Popis
1	IFF
2	IFF, individuální kódy
4	IFF, kryptomód
3/A	číslo letu
B	nevyužívá se (docházelo k záměnám s módy C a A)
C	barometrická výška letu
D	nevyužívá se (docházelo k záměnám s módy C a A)
S	adresný mód s přenosem vyžádaných dat

**Tab. 1.2 Přehled módů sekundárních radarů. [1]**

Vojenský mód 3 a civilní mód A, které se často pro svou shodnost uvádějí společně jako mód 3/A, slouží k určení identifikačního kódu nebo tzv. squawk kódu letu. Každý let má přidělené číslo tvořené čtyřmi číslicemi osmičkové (oktálové) soustavy, ve výsledku tedy jde o 4096 možných čísel v rozsahu 0 až 7777<sub>(8)</sub>. Existuje však několik kódů, které nejsou běžným letům přidělovány a označují buď testovací cíle, letadla v nouzi, unesená letadla, nebo letadla se kterými bylo ztraceno spojení. [1]

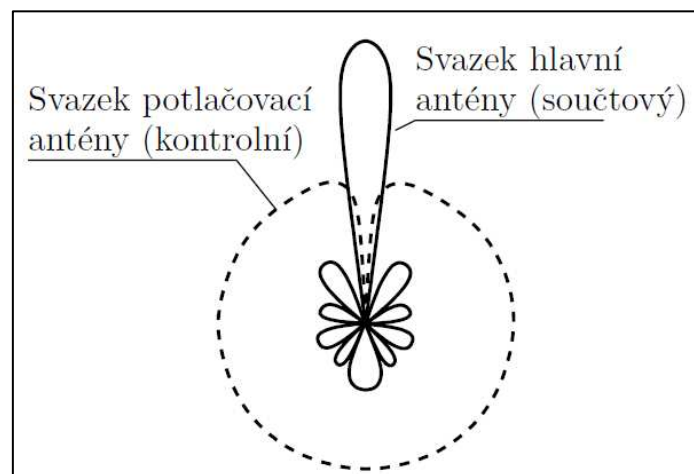
Mód 4, obdobně jako novější mód 5 (není obsažen v tabulce Tab. 1.2), který používají některé modernější vojenské radary, poskytuje díky svému kódování (jedná se o kryptomód) schopnost rozlišení přítel/nepřítel s ochranou před napodobením zprávy odpovědi nepřítelem. [1]

Mód C přenáší údaj o nadmořské výšce z barometrického výškoměru. Údaj je zaokrouhlen na stovky stop. Počítá se s hodnotami v rozmezí -1000 až 126 750 [ft], záporné hodnoty se mohou vyskytnout vlivem odchylky reálného aktuálního tlaku od standardního tlaku 101,325 [kPa]. [1]

Mód S vznikl jako řešení problémů s houstnoucím letovým provozem, slouží jako částečná náhrada za módy A a C. Řeší problémy s neadresností a jí způsobeným přetěžováním komunikačního kanálu a absencí kontroly konzistence přijaté odpovědi. Tento mód rozlišuje dva typy dotazu, a to Adresný dotaz a Všeobecný dotaz. Adresný dotaz je koncipovaný tak, aby byl ignorován zastaralými odpovídači, které mód S nepodporují a dotaz tak budou považovat za neplatný. Dotaz obsahuje identifikátor typu informace, informaci a zabezpečení paritou. Dotazovač tedy může pomocí identifikátoru typu informace zvolit na jaký údaj se odpovídače dotazuje. Všeobecný dotaz je pak odvozen od módu A, nebo C, tak aby na něj odpověděly zastaralé odpovídače, a to stejným způsobem, jako na mód A nebo C. [1] [3]

Provoz sekundárních radarů je spojen s řadou problémů. Jedním z problémů je vysílání dotazů a příjem odpovědí skrze postranní laloky antény sekundárního radaru. Pokud se cíl nachází dostatečně blízko může anténa jeho odpovídače zachytit dotaz i tehdy, když hlavní svazek sekundárního radaru není orientován jeho směrem, a to právě skrze vyzařování postranními svazky vyzařovací charakteristiky. Obdobným způsobem pak může radar skrze tyto postranní laloky přijmout odpověď od cíle. Tento problém tedy vede k nejednoznačnosti určení směru, kterým se cíl nachází. [1]

Řešením je použití potlačovací/vykrývací antény, tato anténa má téměř všesměrovou anténní charakteristiku a vyzařuje silněji než postranní laloky. Pouze ve směru, ve kterém má anténa radaru orientovaný hlavní svazek, potlačovací anténa téměř nevyzařuje (viz Obr. 1.2 níže). [1]



Obr. 1.2 Charakteristika hlavní a potlačovací antény [1]

Během vysílání dotazu pak radar nevysílá pulzy jen svou hlavní anténou, ale také potlačovací anténou. Například dotaz v módu 3/A i v módu C, se skládá ze tří po sobě jdoucích pulzů, ovšem druhý pulz je vyslán potlačující anténou. Pokud je sekundární radar orientovaný směrem k cíli, tak odpovídač na palubě cíle zachytí pulz vyslaný potlačovací anténou jako pulz výrazně slabší než zbylé dva pulzy a vyšle odpověď, v opačném případě jde o dotaz přijatý z postranních laloků antény sekundárního radaru, který odpovídač ignoruje. [1]

Protože všechny dotazovače i odpovídače pracují na stejných, pevně daných frekvencích, může být jedním z problémů i zachycení odpovědí vyvolaných dotazem jiného sekundárního radaru, tedy zachycení takzvaných asynchronních odpovědí FRUIT (False Replies Unsynchronized in Time). Tyto asynchronní odpovědi lze potlačit pomocí metody takzvaného plovoucího okna s kritériem „M z N“, což v praxi znamená, že musí být od cíle přijata odpověď alespoň na M dotazů z celkového počtu N po sobě jdoucích dotazů, aby byl cíl považován za legitimní. [1]

Dalším významným problémem může být překrývání odpovědí neboli takzvaný „garbling“. Problém s překrýváním odpovědí nastává, pokud dva cíle, které se nachází ve stejném směru od radaru, mají mezi sebou vzdálenost menší, než je vzdálenost, kterou signál šířící se vzduchem překoná za dobu odpovídající délce odpovědi. Jestliže je běžná délka odpovědi v módech 3/A a C 20,3 [μs], což odpovídá vzdálenosti přibližně 3,7 [km], pak mezi odpověďmi cílů, které jsou si navzájem blíže, než 3,7 [km] není dostatečný časový rozestup a dojde k překrytí. Problém překrývajících se odpovědí tedy udává hodnotu rozlišení sekundárního radaru ve vzdálenosti. [1]

Vážnou chybou je i záměna přijatých útržků odpovědí z různých odpovídačů za jednu validní odpověď. Takovéto falešné odpovědi, respektive z ní vyplývajícímu falešnému cíli se říká „Fantom“ a v módech 3/A a C je vzhledem k absenci jakékoliv kontroly integrity dat obsažených v odpovědi problém tuto situaci rozpoznat. Modernější mód S, však už kontrolní mechanismy v podobě identifikátorů přenášených informací a parity má. [1]

### 1.3 Odhad dosahu IFF

Pro účely mé práce je důležité určit dosah radaru v závislosti na parametrech dotazovače, odpovídače a na ztrátách na trase signálu. Výhodou sekundárních radarů oproti klasickým primárním radarům je mnohem příznivější výkonová bilance. Signál primárního radaru musí dorazit k cíli, odrazit se od něj a vrátit se zpět k radaru, musí tedy překonat dvojnásobek vzdálenosti cíle. Sekundární radary, jak už bylo popsáno výše, nepřijímají odraz svého vyslaného signálu, ale odpověď vysílače. Signály dotazu i odpovědi překonávají vzdálenost mezi radarem a odpovídačem pouze jednou, což vede k lepší energetické bilanci oproti primárním radarům. Díky odlišnému principu fungování sekundárních radarů se pro výpočet nepoužívá klasická radarová rovnice, ve které výkon klesá se čtvrtou mocninou vzdálenosti cíle, ale rovnice sekundárního radaru, často také označovaná jako „majáková rovnice“. [1] [4] [5]

#### 1.3.1 Rovnice pro vysílání dotazu (uplink)

Nejprve provedu odhad pro vysílání dotazu neboli uplink. Rovnice pro výpočet výkonu přijatého odpovídačem  $P_{Podp}$  je následující:

$$P_{Podp} = \frac{P_{Vdot} \cdot G_{dot} \cdot G_{odp} \cdot f_{odp}^2(\varphi, \theta) \cdot f_{dot}^2(\varphi, \theta) \cdot F^2(\theta) \cdot \lambda_{dot}^2}{(4\pi)^2 \cdot R^2 \cdot L_{celk}} [W] \quad (1.1)$$

Ze vztahu (1.1) je patrné, že výkon přijatý odpovídačem  $P_{Podp}$  je závislý na výkonu vyslaném

dotazovačem  $P_{Vdot}$ , ziskem dotazovače  $G_{dot}$ , a odpovídače  $G_{odp}$ , výkonových směrových charakteristikách odpovídače  $f^2_{odp}(\varphi, \theta)$  a dotazovače  $f^2_{dot}(\varphi, \theta)$ , tvarovém faktoru (vlivu vícecestného šíření signálu)  $F$ , vlnové délce signálu dotazovače  $\lambda_{dot}$ , vzdálenosti mezi dotazovačem a odpovídačem  $R$ , a nakonec na celkových ztrátách  $L_{celk}$ . [1]

Pro další výpočty si ze vztahu (1.1) vyjádřím vzdálenost  $R$ , protože se snažím odhadnout dosah, tedy maximální vzdálenost, na jakou odpovídače zaznamenají dotaz dotazovače, dosadím za přijatý výkon odpovídače  $P_{Podp}$  hodnotu MTL (Minimum Triggerable Level), tedy citlivost odpovídače na úroveň signálu dotazu neboli minimální spouštěcí úroveň. Hodnota MTL je stanovena normou STANAG 4193 na -74 [dBm] s tolerancí  $\pm 3$  [dBm], tedy ve výsledku nejhůře -71 [dBm]. [1] [2]

### 1.3.2 Rovnice pro příjem odpovědi (downlink)

Druhou částí odhadu dosahu IFF systému bude odhad dosahu pro příjem odpovědi z palubního odpovídače (downlink). Výkon přijatý dotazovačem  $P_{Pdot}$  lze vyjádřit vztahem:

$$P_{Pdot} = \frac{P_{Vodp} \cdot G_{dot} \cdot G_{odp} \cdot f^2_{odp}(\varphi, \theta) \cdot f^2_{dot}(\varphi, \theta) \cdot F^2(\theta) \cdot \lambda^2_{odp}}{(4\pi)^2 \cdot R^2 \cdot L_{celk}} [W] \quad (1.2)$$

Je zřejmé, že vztah (1.2) je téměř stejný jako předchozí vztah (1.1), výkon přijatý dotazovačem  $P_{Pdot}$  je však samozřejmě závislý na výkonu odpovědi, vyslané odpovídačem  $P_{Vodp}$  a vlnové délce signálu odpovídače  $\lambda_{odp}$ . Ostatní proměnné jsou totožné. [1]

Podobně jako v případě odhadu dosahu pro uplink je třeba ze vztahu (1.2) vyjádřit vzdálenost  $R$ . Jelikož jde o dosah, tedy o maximální vzdálenost, tak za výkon přijatý dotazovačem  $P_{Pdot}$  dosadím hodnotu MDL (Minimum Detection Level), tedy citlivost dotazovače na úroveň signálu odpovědi neboli minimální detekovatelnou úroveň. Hodnota MDL však na rozdíl od hodnoty MTL není nijak pevně normalizována a bude záviset na použitém dotazovači.

### 1.3.3 Parametry IFF systému

Pro výpočet dosahu IFF systému je třeba stanovit jeho konkrétní parametry. Výpočet dosahu trasy uplink i downlink jsem provedl pro tři možné případy. Prvním případem je ideální situace, kdy citlivost odpovídače MTL (Minimum Triggerable Level) i dotazovače MDL (Minimum Detection Level) je co nejvyšší a ztráty jsou nulové. Ve druhém případě se snažím co nejvíce

nastavenými hodnotami přiblížit reálnému scénáři. Poslední scénář zahrnuje nejhorší možné podmínky, tedy mezní hodnoty, obvykle definované normou STANAG 4193, která definuje nejhorší možnou citlivost odpovídače (MTL) a také největší uvažované hodnoty ztrát. Tento scénář také zahrnuje nejhorší možné parametry našeho sekundárního radaru.

Vlnová délka signálu dotazovače  $\lambda_{dot}$  a odpovídače  $\lambda_{odp}$  je ve všech třech scénářích shodná a vychází z frekvencí, na kterých komunikace dotazovače s odpovídači probíhá.

$$\lambda_{dot} = \frac{c}{f_{dot}} = \frac{3 \cdot 10^8}{1030 \cdot 10^6} = 0,2913 [m] \quad (1.3)$$

$$\lambda_{odp} = \frac{c}{f_{odp}} = \frac{3 \cdot 10^8}{1090 \cdot 10^6} = 0,2752 [m] \quad (1.4)$$

Při výpočtu je předpokládán rozsah vysílacího výkonu dotazovače  $P_{Vdot}$  od 0 do 4000 [W] pro uplink, což je rozsah, ve kterém se nachází výkon většiny běžně dostupných dotazovačů. Pro downlink je uvažován vysílací výkon odpovídače  $P_{Vodp}$  v rozmezí 0 až 200 [W]. Odpovídače malých letadel (třída 1A and 2A ATCRBS) mají výkon minimálně 70 [W], což odpovídá 18,5 [dB] a odpovídače velkých letadel (třída 1B and 2B ATCRBS) mají výkon minimálně 125 [W], tedy 21 [dB]. [6]

Jak už bylo zmíněno výše, za výkon přijatý odpovídačem  $P_{Podp}$  dosadíme citlivost odpovídače (MTL) a za výkon přijatý dotazovačem  $P_{Pdot}$  dosadíme citlivost přijímače dotazovače (MDL). Hodnota MTL je stanovena normou STANAG 4193 na -74 [dBm], s tolerancí  $\pm 3$  [dBm]. V ideálním případě je tedy citlivost -77 [dBm], reálně by se měla pohybovat okolo -74 [dBm] a v nejhorším případě by měla být alespoň -71 [dBm]. Hodnotu MDL nemůžeme znát, protože zatím nemáme vybraný konkrétní dotazovač, ovšem s ohledem na obvyklé hodnoty budeme předpokládat ideálně -90 [dBm], reálně -85 [dBm] a nejhůře -80 [dBm]. [2]

Zisk dotazovače, tedy zisk antény navrhovaného sekundárního radaru  $G_{dot}$  je po započítání ztrát na děličích signálu, konektorech a rozvodech mezi prvky antény 19 [dB]. Zisk všesměrové antény odpovídače  $G_{odp}$  je 0 [dB] dle STANAG 4193 (viz parametr GT). [2]

Tvarový vektor  $F$  neboli vliv vícecestného šíření je dle STANAG 4193 nejhůře -3 [dB]. Pro nejhorší případ tedy budeme předpokládat tuto hodnotu, pro realistický scénář hodnotu -1,5 [dB] a pro ideální případ přirozeně 0 [dB]. [2]

Vliv výkonové směrové charakteristiky dotazovače  $f^2_{dot}$  i odpovídače  $f^2_{odp}$  je dle normy STANAG 4193 nejhůře -3 [dB], tuto hodnotu tedy opět budeme uvažovat pro nehorší případ, hodnotu -1,5 [dB] pro realistický scénář a samozřejmě v ideálním případě 0 [dB]. V normě STANAG je nalezneme mezi ztrátami vyzařovacích charakteristik jako LS (Interrogator antenna pattern / scan loss) a LA (Transponder antenna pattern loss). [2]

Nejkomplexnějším parametrem výpočtu jsou celkové ztráty  $L_{celk}$ . Celkové ztráty  $L_{celk}$  jsou součtem všech ztrát, které se vyskytnou na trase signálu. Pro ideální případ budeme všechny ztráty, a tedy ve výsledku i ty celkové předpokládat nulové. [1]

Prvním typem ztrát, které jsou zahrnuty do výpočtu, jsou ztráty atmosférické  $L_{atm}$ . Jak název napovídá, jedná se o ztráty, ke kterým dochází při šíření signálu atmosférou a jsou proměnné, v závislosti na tlaku a vlhkosti vzduchu, dešti či jiných meteorologických vlivech. Norma STANAG 4193 předpokládá atmosférické ztráty (viz parametr LAT) nejhůře 1,3 [dB]. Pro reálný případ budeme předpokládat hodnotu 0,7 [dB]. [2]

Ztráty na napájecí trase dotazovače  $L_i$  a ztráty na napájecí trase odpovídače  $L_t$  vystihují ztráty, ke kterým dojde ve vedení mezi dotazovačem/odpovídačem a anténami. Ztráty na vedení odpovídače  $L_t$  by dle normy STANAG 4193 (viz parametr LT) měly být nejhůře 3 [dB], pro reálný případ budeme uvažovat 2 [dB]. Ztráty na vedení dotazovače  $L_i$  budeme předpokládat nejhůře 3 [dB], realisticky 2 [dB]. [2]

Polarizační ztráty  $L_{pol}$  jsou pak ztráty, které vzniknou nedokonalou vzájemnou polarizací vysílací a přijímací antény, tedy vzniknou v momentě, kdy jsou antény vzájemně nakloněné. V nehorším případě budeme počítat s náklonem o 45 [°], tedy se ztrátami odpovídajícími  $\cos(45)$ , neboli 3 [dB]. Pro reálný případ budeme uvažovat ztrátu poloviční, tedy 1,5 [dB]. [1]

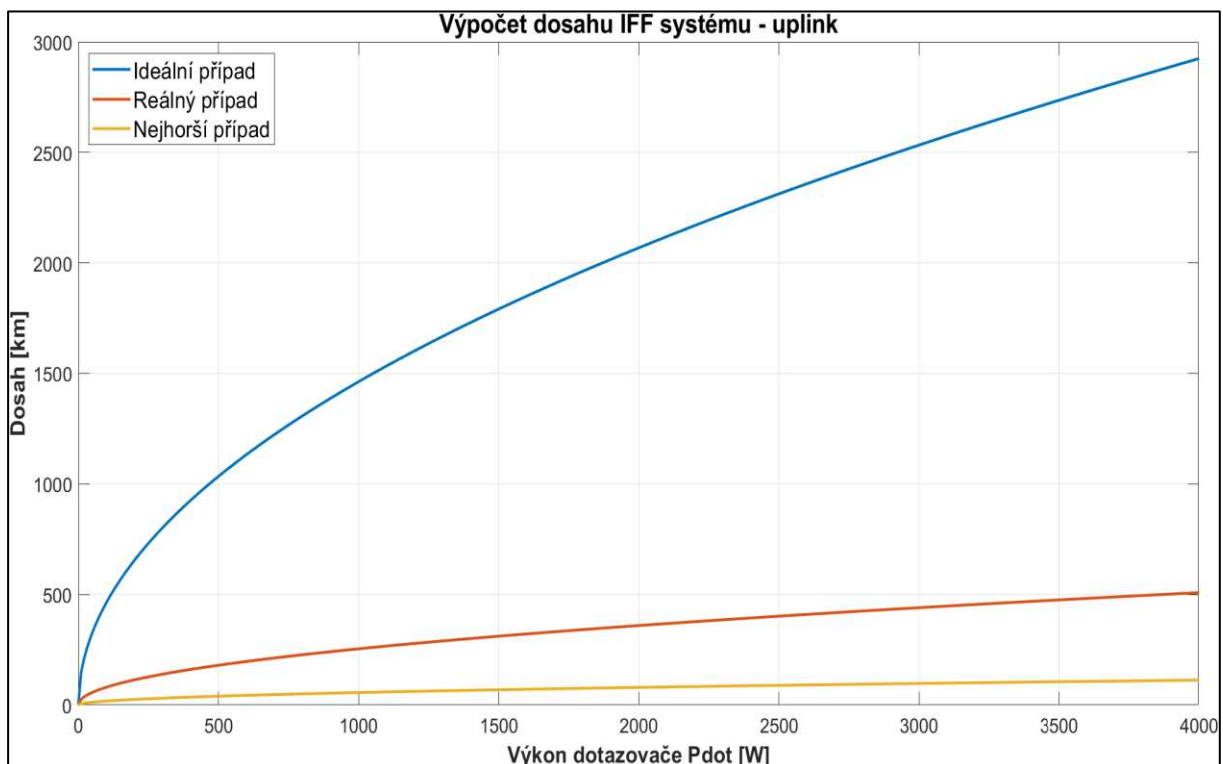
Poslední součástí celkových ztrát  $L_{celk}$ , kterou budeme pro tento výpočet uvažovat je Link Margin  $MI$  neboli ztráty, ke kterým dojde vlivem přepínání módu, ve kterém IFF systém pracuje, citlivost odpovídačů se může pro různé módy lišit. Dle normy STANAG 4193 by však nemělo dojít ke ztrátám větším, než 3 [dB]. pro reálný případ budeme opět předpokládat ztráty poloviční, tedy 1,5 [dB]. [2]

Do celkových ztrát zatím nejsou uvažovány ztráty, ke kterým dojde ve fázovači, který bude využit pro vychylování anténního svazku v azimutu. Prozatím uvažujeme systém tak jak je, tedy bez elektronického vychylování svazku.

### 1.3.4 Výsledky výpočtů

Pro výpočet dosahu IFF systému jsem v softwaru Matlab vytvořil dva skripty. První je pro výpočet dosahu komunikace ve směru uplink a druhý ve směru downlink. Oba skripty se nacházejí v příloze A.

Výsledkem výpočtu pro uplink je následující graf závislosti dosahu komunikace na výkonu navrhovaného sekundárního radaru pro všechny tři dříve zmíněné scénáře.



Obr. 1.3 Dosah IFF systému – uplink

Z grafu vyplývá, že ideální případ je nereálný a nemá smysl jej uvažovat. Jak už bylo zmíněno dříve, tento případ zahrnuje nejlepší možné parametry, a tedy i nulové ztráty. V tomto případě by teoretický dosah tohoto systému byl až několik tisíc kilometrů.

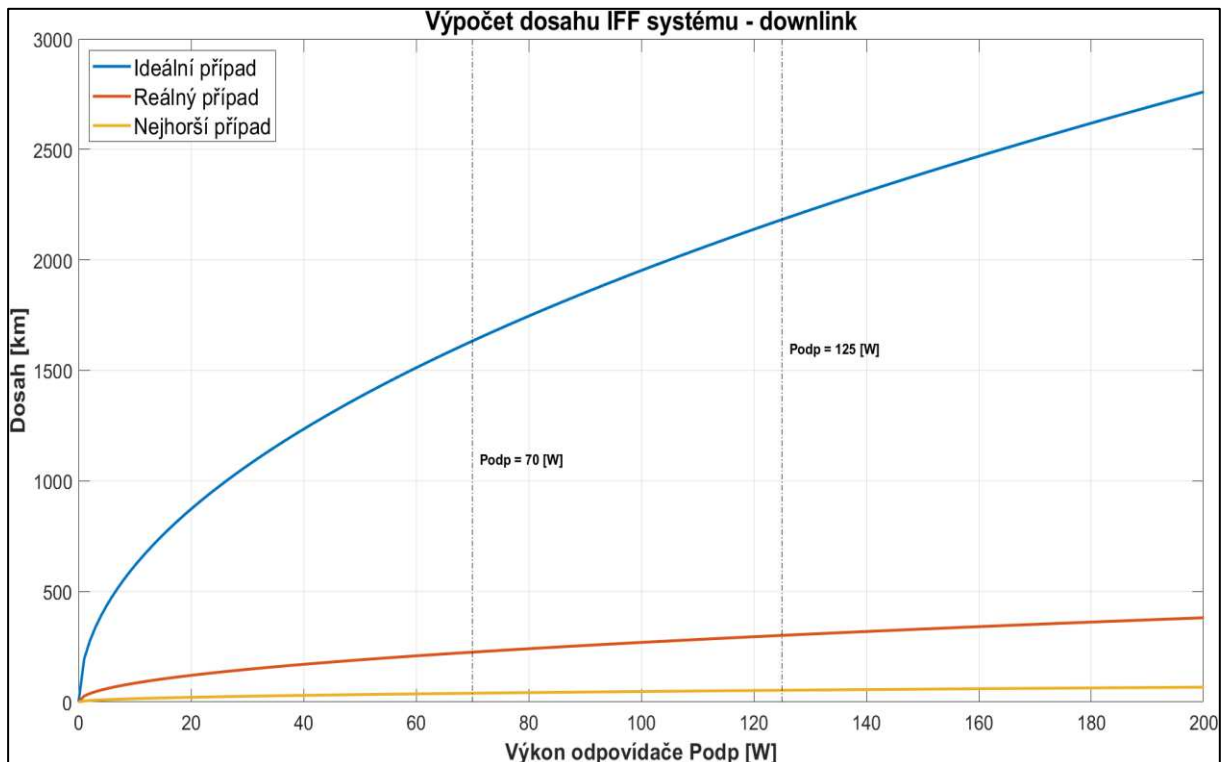
Mnohem reálnější jsou výsledky pro druhý a třetí scénář. Z výsledků je zřejmé, že pro reálný případ bychom mohli očekávat dosah až 500 [km] při maximálním vysílaném výkonu 4000 [W]. Pro výkon 1500 až 2000 [W], což jsou obvyklé výkony běžně vyráběných dotazovačů pak můžeme počítat s dosahem 310 až 360 [km].

Pro nejhorší případ dosah radaru výrazně nepřesáhne hodnotu 100 [km], což je podstatně horší než u reálného případu. Je však potřeba připomenout, že jde o krajní variantu, kdy jsou všechny



uvažované ztráty maximální a parametry systému jsou obecně nejhorší možné.

Obdobný graf obdržíme i pro výpočet dosahu komunikace ve směru downlink (opět pro všechny tři uvažované případy).



Obr. 1.4 Dosah IFF systému – downlink

Z grafu je zřejmé, že výsledky pro ideální případ se velmi výrazně liší od ostatních výsledků. Dosah pro ideální případ opět vykazuje nerealistické hodnoty v řádu tisíců kilometrů.

Pro lepší přehlednost jsou v grafu vyneseny vertikální přímký pro výkon odpovídače 70 a 125 [W], tedy pro už dříve zmíněné normované výkony odpovídačů. Pro realistický případ můžeme tedy dle grafu očekávat dosah 225 [km] pro výkon 70 [W] a 300 [km] pro výkon 125 [W]. [6]

Pro nejhorší případ opět vychází dosah výrazně horší a to 40 [km] pro výkon 70 [W] a 55 [km] pro výkon odpovídače 125 [W].

Závěrem je třeba připomenout, že výpočty počítaly se sekundárním radarem bez elektronického vychylování anténního svazku, nezahrnují tedy vliv fázovačů. Jedná se pouze o předběžný odhad dosahu uvažovaného IFF systému.

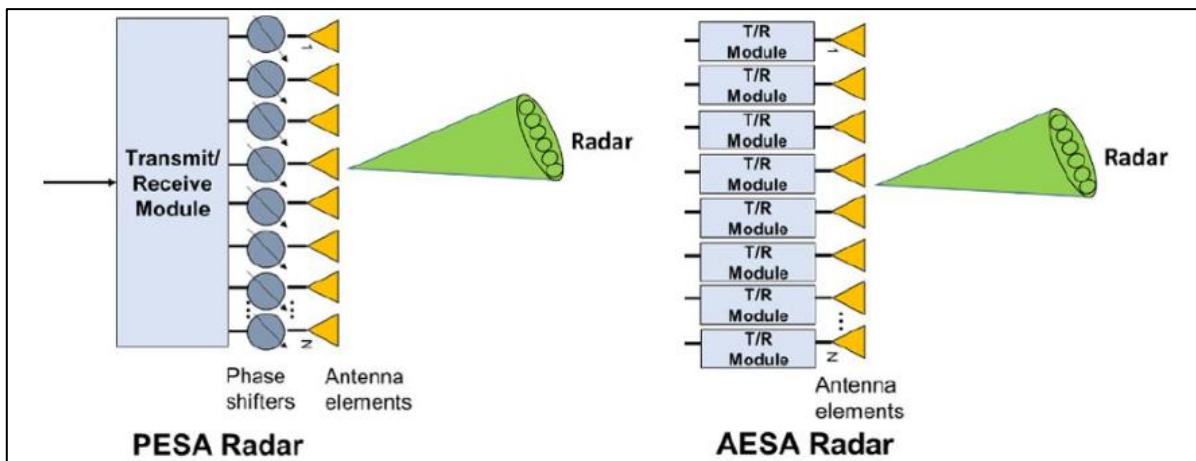
## 2 DOTAZOVAČE A ODPOVÍDAČE

V této kapitole jsem se zaměřil na parametry dotazovačů a odpovídačů. Provedl jsem rešerši aktuálně vyráběných a používaných dotazovačů a jejich parametrů s cílem vytipovat nejvhodnější modely dotazovačů pro uvažovaný IFF systém. Ještě předtím jsem provedl průzkum aktuálně dostupných integrovaných IFF systémů s vychylovaným anténním svazkem (ESA), které nabízí konkurence a jejichž odpovídač je komplexním zařízením, obsahujícím i ESA systém. V závěru kapitoly pak ještě uvádím stručnou podkapitolu o odpovídačích. Přestože odpovídače se nacházejí pouze na palubě letadel, které bude uvažovaný radar pozorovat a samotný sekundární radar žádný odpovídač neobsahuje, je vhodné udělat si představu o současných odpovídačích.

### 2.1 Integrované IFF systémy

Na trhu se v současné době nachází řada kompletních/integrovaných IFF systémů, které jejich výrobci dodávají jako kompletní produkty svým zákazníkům. Tyto systémy plní funkci IFF systémů s elektronicky vychylovaným anténním svazkem (ESA) a to obvykle s využitím antény s aktivně vychylovaným anténním svazkem (AESAs – Active Electronically Scanned Array).

Nejprve je důležité uvést rozdíl mezi pasivními (PESA – Passive electronically scanned array) a aktivními (AESAs) systémy vychylování anténního svazku. Pasivní systémy disponují pouze jedním blokem vysílače/přijímače a signál je od tohoto bloku rozveden k jednotlivým anténním prvkům skrze fázovače, tedy bloky, které změni fázi procházejícího signálu tak, aby došlo k požadovanému vychýlení anténního svazku. Aktivní systémy naopak disponují samostatným blokem vysílače/přijímače pro každý jeden element anténní řady, případně příslušnou skupinu těchto elementů. Pasivní systémy (PESA) tedy posouvají fázi analogového signálu, aktivní systémy (AESAs) naopak obvykle provádí fázování na digitálním signálu ještě před konverzí na analogový signál pomocí D/A převodníku. [3] [7]



Obr. 2.1 PESA vs. AESA systémy [7]

Prvním systémem, který stojí za zmínku je systém TSA 6000 od společnosti Thales. Tento systém se skládá ze čtyř anténních polí s technologií AESA, z nichž každé v azimutu pokrývá výšeč o úhlu  $100^\circ$ , společně tak spolehlivě pokryjí celých  $360^\circ$  bez potřeby mechanického otáčení radaru. Systém je kompatibilní se všemi módy sekundárních radarů, včetně moderních módů 4, 5 a civilního módu S. Systém vyniká rychlou odezvou, relativně malými rozměry, spolehlivostí a snadnou údržbou. Jako součást výbavy některých svých lodí ho zařadilo francouzské námořnictvo. [8]

Další úspěšnou aplikací IFF systému s technologií AESA je systém AN/APX 114 od společnosti Collins Aerospace. Jedná se o IFF systém s dlouhým dosahem, vybavený anténní řadou AS-4664 IFF ESA Antenna, která má zorné pole  $120^\circ$ . Společně tvoří celek, který nabízí malé rozměry a hmotnost. Systém byl implementován letectvem Spojených států, jako součást modernizace letounů F-15. [9]

Posledním z příkladů, které jsem ze své rešerše vybral je IFF systém AN/UPX-29 produkovaný společností BAE Systems. Systém je vybaven kruhovou anténní řadou OE-120B, která v azimutu pokrývá zorné pole  $360^\circ$  a poskytuje tak přehled o celém prostoru. Systém je navržen jako palubní systém pro vojenská plavidla, podobně jako dříve zmíněný systém TSA 6000. Tento IFF systém byl zakoupen námořnictvem Spojených států. [10]



Obr. 2.2 IFF systémy [8] [9] [10]

## 2.2 Dotazovače

Nyní je třeba provést rešerši dotazovačů dostupných na současném trhu. V rámci rešerše jsem se zajímal především o parametry, které vstupují do rovnic z první kapitoly, tedy parametry, které mají mít vliv na výsledný dosah našeho IFF systému. Jde tedy především o vysílací výkon dotazovače  $P_{Vdot}$  a také o citlivost dotazovače na přijatý signál odpovědi (MDL).

Mezi další parametry, které by mohly být významné, patří například rozsah pracovních teplot, podporované módy, střední doba mezi poruchami (MTBF – Mean Time Between Failures), případně podporované kanály. Pokud výrobce ve svých datech neuvádí jinak, předpokládáme, že je přítomen pouze součtový kanál SUM a rozdílový kanál DIF.

Provedl jsem rešerši, při které jsem se snažil najít co nejvíce relevantních typů dotazovačů, které bychom mohli teoreticky pro náš systém v současné době poptávat. Na základě rešerše jsem se rozhodl v práci uvést dotazovače od společností Aselsan, BAE Systems, PIT-RADWAR, Hensoldt, Thales, Leonardo a Raytheon. Jejich parametry se nacházejí v následující tabulce.

Typ	Výrobce	Vysílací výkon	Citlivost (MDL)	Módy	Pracovní teplota	Kanály	MTBF
		[W]	[dBm]		[°C]		[h]
IFF Mk XIIA (S)	Aselsan	500, 1000 a 2000	<= -88	1, 2, 3/A, 4, 5, C, S	od -40 do +60	SUM, DIV, příp. Omni	2500
AN/UPX-42(C)	BAE Systems	794 a 3162	<= -90	1, 2, 3/A, 4, 5, C, S	od -28 do 65	-	4000
IDZ-50	PIT-RADWAR	1413	<= -82	1, 2, 3/A, 4, 5, C, S	od -40 do +55	-	6500
MSSR 2000 I	Hensoldt	500, 1500 a 2000	<= -89	1, 2, 3/A, 5, C, S	od -40 do +55	SUM, DIV, příp. Omni	17200
TSB 2520	Thales	2000	<= -83	1, 2, 3/A, 4, 5, C, S	od -40 do +75	-	1800
TSB 2540	Thales	500	<= -83	1, 2, 3/A, 4, 5, C, S	od -40 do +75	-	1800
SIT422/5 MR	Leonardo	1259	<= -79	1, 2, 3/A, 4, 5, C, S	od -40 do +71	-	8600
SIT434CI	Leonardo	1259	<= -79	1, 2, 3/A, C, S	od -40 do +71	-	2600
AN/TPX-56	Raytheon	200 a 500	<= -79	1, 2, 3/A, 4, C, S	-	-	4200

**Tab. 2.1 Parametry dotazovačů**

Z tabulky 2.1 je zřejmé, že některé typy dotazovačů jsou schopny vysílat s několika různými výkony. Z grafu (viz Obr. 1.2) v předchozí kapitole, kde jsem provedl odhad dosahu IFF systému pro uplink lze vyčíst, že jestliže chceme dosah 200 [km] spolehlivě alespoň pro reálný případ, musíme mít vysílací výkon alespoň 1000 [W]. V odhadu však nebyly zahrnuty další ztráty, ke kterým dojde ve fázovači a při samotném vychylování paprsku, protože zatím nebyl vybrán konkrétní typ fázovačů, a tedy ani sestavený ESA systém. Musíme tedy dopředu počítat s určitou rezervou a potřebný vysílací výkon tak zvolíme minimálně 1500 [W].

Citlivost dotazovače na úroveň signálu odpovědi jsem při odhadu dosahu pro downlink předpokládal od -80 [dBm] pro nejhorší případ až po -90 [dBm] pro nejlepší případ. Jak z tabulky (viz Tab. 2.1) můžeme vidět, tento parametr se pro vybrané dotazovače skutečně pohybuje přibližně v tomto rozpětí.

Na základě zjištěných parametrů již může být přikročeno k výběru vhodného typu dotazovače, nebo spíše nejdříve k vyloučení nevhodných typů dotazovačů. Protože už víme, že vysílací výkon by měl být alespoň 1500 [W], můžeme prohlásit, že tento parametr splní pouze čtyři typy dotazovačů: IFF Mk XIIA, AN/UPX-42, MSSR 2000 I a TSB 2520. Přesně 1500 [W] pak ze zmíněných nabízí pouze MSSR 2000 I od výrobce Hensoldt. Pro dosah samozřejmě platí, že čím větší výkon, tím lépe, ovšem pro splnění požadované hodnoty dosahu je zbytečné jít výrazně nad 1500 [W] a navíc výkonnější dotazovače bývají dražší. Pokud jde o citlivost dotazovače (MDL), všechny dotazovače z výše zmíněné čtveřice se pohybují v rozmezí, které jsme při původním odhadu uvažovali. Většina se dokonce blíží hodnotě uvažované pro ideální stav, tedy -90 [dBm], jediný typ dotazovače, který za ostatními v tomto parametru poněkud zaostává je TSB 2520, jehož hodnota MDL je -83 [dBm]. Z pohledu pracovní teploty, která by

pro náš systém měla být nejhůře v rozsahu od -20 do 40 [°C] jsou vyhovující všechny typy. Ve spolehlivosti vyniká opět dotazovač MSSR 2000 I, nabízí MTBF o hodnotě 17 200 [h], což je výrazně vyšší spolehlivost, než jakou nabízí ostatní typy, u nichž hodnota MTBF nepřesáhne 9000 [h]. Z pohledu kanálů nám opět budou dostačovat kanály SUM a DIV, což je standart, který nabízí všechny dotazovače, byť některé nabízí ještě doplňkový kanál Omni, který však nevyužijeme. Nakonec ještě budeme potřebovat, aby byl systém kompatibilní s módy 3/A, S a 5, nebo alespoň 4, což z dříve vybrané čtveřice opět splňují všechny typy. [11] [12] [13] [14] [15] [16] [17] [18]

Zmíněnou čtveřici dotazovačů, které svými parametry vyhovují našim potřebám byly poptány u výrobců/dodavatelů. Především pak dotazovač typu MSSR 2000 I od firmy Hensoldt, který se dle parametrů zdá být nejlepší volbou. Konečná volba dotazovače je nakonec ovlivněna i cenou, dostupností, obchodními podmínkami a řadou další parametrů, které jdou mimo technickou stránku věci a zaměření této práce. K výsledku této volby se tedy ještě později vrátím další kapitole.

## 2.3 Odpovídače

Na závěr této kapitoly budu věnovat pozornost stručné podkapitole o odpovídačích. Odpovídače budou samozřejmě tvořit protějšek dotazovači v našem systému, na palubě každého letadla se může nacházet jiný typ odpovídače, ovšem jak už bylo zmíněno v první kapitole, většina významných parametrů odpovídačů je normována.

Obdobně jako u dotazovačů nás budou především zajímat parametry, které mají vliv na dosah komunikace mezi naší IFF systémem a palubními odpovídači. Prvním z nich je vysílací výkon odpovídače  $P_{vdp}$ , jak už bylo zmíněno v první kapitole, minimální výkon odpovídače je normován a liší se podle kategorie letadla, takzvaná „malá letadla“, tedy letadla spadající do tříd 1A a 2A ATCRBS, tedy letadla létající v malých výškách mají minimální výkon 70 [W], zatímco takzvaná „velká letadla“, tedy letouny tříd 1B a 2B ATCRBS mají vysílací výkon minimálně 125 [W]. Tyto hodnoty jsou pro výrobce závazné a nižší hodnoty vysílacích výkonů by se neměly vyskytnout. [6]

Druhým (a prakticky posledním) parametrem odpovídačů, který ovlivní dosah je citlivost odpovídače na příchozí signál výzvy dotazovače (MTL). Jak už víme z první kapitoly, tento parametr je opět normován, a to konkrétně normou STANAG 4193, na hodnotu  $-74$  [dBm], s tolerancí  $\pm 3$  [dBm].

Odpovídače samozřejmě mají celou řadu dalších parametrů obdobně jako dotazovače, například MTBF, či rozsah pracovních teplot. Tyto parametry však mají zajímat spíše konstruktéry letounů. Prakticky jediným parametrem, který by pro nás mohl důležitý jsou módy, v jakých současně odpovídače pracují.

Po krátké rešerši jsem zjistil, že stejní výrobci, kteří vyrábí dotazovače a kompletní IFF systémy, jako například Raytheon, Thales, Hensoldt, BAE Systems, či Collins Aerospace obvykle vyrábí i odpovídače, byť množství modelů je zde trochu vyšší. Obvykle se od sebe liší použitím, tedy zda jsou civilní, či vojenské, případně zda se jedná o odpovídače pro letadla, lodě, či jinou techniku. Drtivá většina moderních odpovídačů pak zvládá nejen starší módy, jako A/3, C, nebo 4, ale i modernější módy, jako třeba civilní adresný mód S, nebo vojenský kryptomód 5. [9] [19] [20]

## 3 ŘIDITELNÉ FÁZOVAČE

Tato kapitola popisuje klíčovou část mé práce, tedy návrh samotného systému elektronického vychylování svazku (ESA). Jak už jsem zmínil v úvodu minulé kapitoly, existují v zásadě dva způsoby realizace ESA – pasivní a aktivní. Vzhledem k povaze uvažovaného systému je třeba jít cestou pasivního systému PESA.

Z minulé kapitoly je zřejmé, že aktivní systémy AESA mají samostatný blok vysílač/přijímač pro každý jeden anténní prvek (potažmo skupinu prvků). U dříve zmíněných integrovaných IFF systémů, které některé společnosti nabízí zákazníkům jako hotová kompletní řešení, je tedy dotazovač vybaven potřebným počtem bloků vysílač/přijímač pro konkrétní anténní řadu, která je také navržena na míru, pro daný komplet. Pokud bychom měli jít touto cestou, znamenalo by to navrhnout a vyrobit vlastní dotazovač. Takový postup by byl samozřejmě vzhledem ke komplexnosti dotazovačů velice časově náročný, a hlavně nákladný, a tudíž celkově značně neefektivní. Pro uvažovaný systém je proto využít jeden ze sériově vyráběných dotazovačů, na které je provedena ve druhé kapitole podrobná rešerše. [7]

Protože je využít hotový dotazovač od externího dodavatele, který v sobě má jeden blok vysílač/přijímač, je nutné jít cestou pasivního systému PESA. Vychylování anténního svazku je tedy zajištěno pomocí fázovačů.

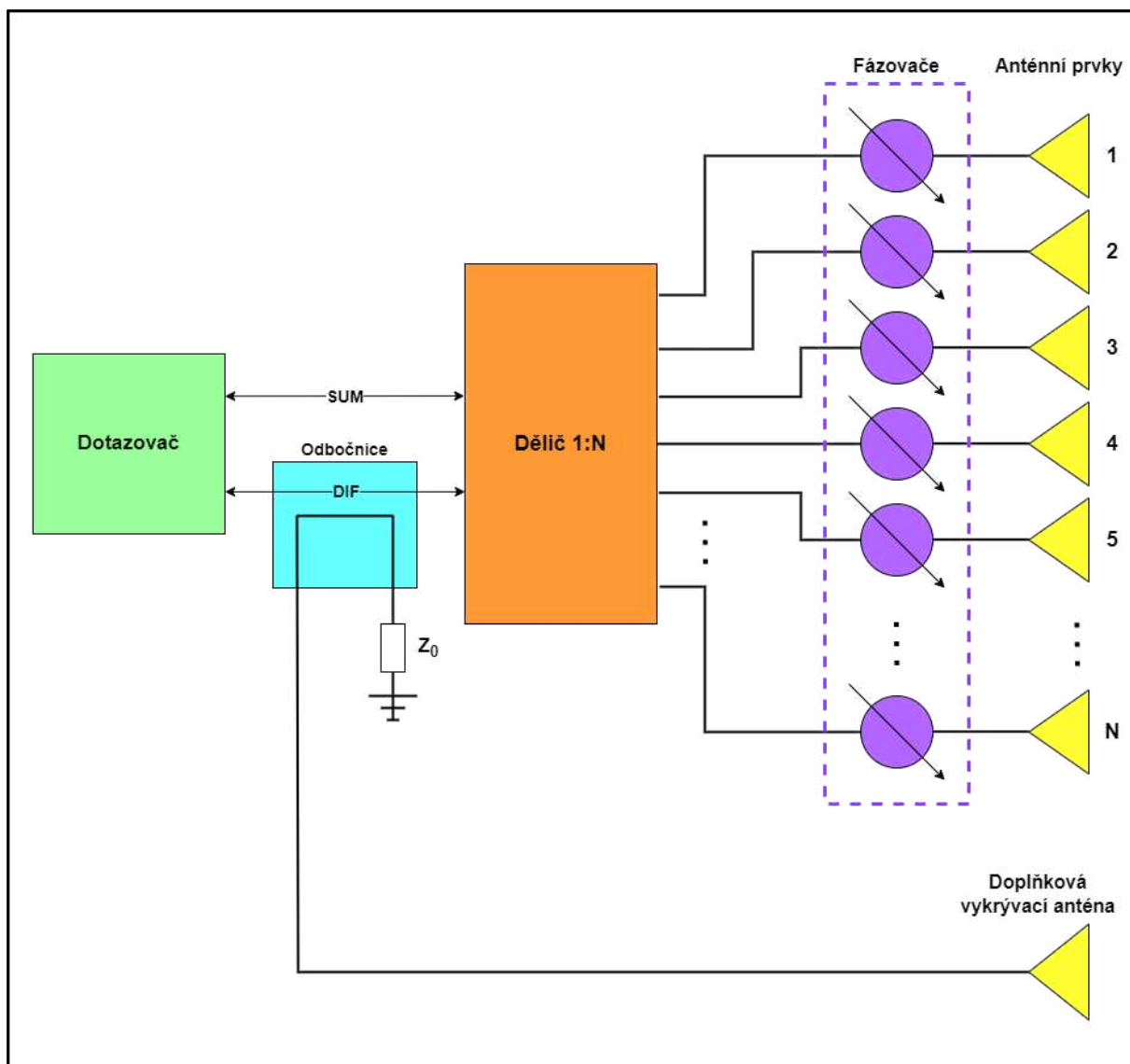
Cílem této kapitoly je navrhnout blokové schéma pasivního systému elektronického vychylování anténního svazku (PESA) a především provést rešerši říditelných fázovačů, pomocí kterých bude systém vychylování svazku realizován.

### 3.1 Blokové schéma systému

Blokové schéma systému PESA se skládá z dotazovače, výkonového děliče 1:N, říditelných fázovačů, jednotlivých prvků anténní řady, doplňkové vykrývací antény a směrové odbočnice.

Výsledné blokové schéma, které jsem vytvořil je vidět na následujícím obrázku.





**Obr. 3.1** Blokové schéma systému PESA

Ve schématu je vidět dotazovač, ze kterého jsou vyvedeny kanály SUM ( $\Sigma$ ) a DIF ( $\Delta$ ), tedy součtový a rozdílový kanál monopolzu. Kanály jsou přivedeny do výkonového děliče 1:N, který je dělí mezi jednotlivé fázovače každého z N anténních prvků. Počet anténních prvků uvádím úmyslně jako neurčité číslo, systém by měl být funkční pro různá provedení anténních řad s různým počtem prvků a počítá se s možností úprav anténní řady i v budoucnu.

Dělič může dělit signál mezi anténní prvky rovnoměrně, nebo i nerovnoměrně, za účelem potlačení postranních laloků. Ve své práci využívám již navržený dělič firmou RETIA a.s., ovšem do budoucna může ještě dojít k jeho úpravám. Případné úpravy v tomto děliči však nebudou mít vliv na fungování mého PESA systému a návrh děliče není předmětem této práce, proto zde jeho struktura není podrobně probírána.

Aby mohl být anténní svazek vychylován elektronicky, musí signál cestou do anténních prvků projít skrz fázovače jednotlivých prvků. Bez těchto fázovačů by tento systém sekundárního radaru byl nadále plně funkční, ale nebyl by schopen elektronického vychylování anténního svazku. Jak již bylo zmíněno, fázovače posouvají fázi procházejícího signálu tak, aby na každém anténním prvku byl dosažen fázový posun potřebný pro dosažení požadovaného vychýlení hlavního svazku. Celý blok fázovačů (ve schématu ohraničený fialovým boxem) obsahuje i řídicí jednotku, která nastavuje hodnotu fázových posunů na fázovačích. Návrhu této řídicí jednotky je věnována následující kapitola.

Jednotlivé anténní prvky ve schématu zastupují prvky anténní řady uspořádané v azimutální (horizontální) rovině. Sekundární radar prohledává prostor pomocí 2D snímání, tedy měří pouze vzdálenost a azimut cíle. Svazek je tedy nutné vychylovat pouze v azimutální rovině. V elevaci proto není anténní svazek vychylován. Každý prvek ve schématu tedy může představovat nejen samostatný anténní prvek, ale i celou skupinu prvků, nacházejících se v anténní řadě ve sloupci nad sebou (jednu vertikální anténní subřadu).

Mimo prvků anténní řady můžeme vidět i doplňkovou vykrývací anténu. Tato anténa slouží k potlačení příjmu signálu postranními laloky anténní řady. Pokud by IFF systém vysílal dotazy a přijímal odpovědi i skrze postranní laloky, nebyl by schopen určit jednoznačně azimut, ze kterého odpověď od cíle přichází, a navíc by mohl svými dotazy zahlcovat odpovídače letadel ve svém okolí. Vykrývací anténa je napájena pomocí směrové odbočnice, která k ní odklání potřebný výkon z rozdílového kanálu DIF ( $\Delta$ ).

### **3.2 Výběr fázovače**

Při výběru konkrétního typu fázovače jsou nejdůležitějšími parametry: maximální průchozí výkon, systém nastavování fázového posunu a jemnost kroku nastavitelného fázového posunu, respektive množství možných hodnot posunu, které lze nastavit. Důležitý je i rozsah fázového posunu, tedy především maximální možný fázový posun a frekvenční pásmo, ve kterém je fázovač schopný pracovat.

Je také potřeba zohlednit, že při průchodu signálu fázovačem dochází ke ztrátám. Pochopitelným cílem je tedy vybrat fázovač s co možná nejmenším vložitelným útlumem. Na konci této kapitoly je provedena aktualizace odhadu dosahu systému, tak aby výsledná hodnota zahrnovala i tento vložitelný útlum a aby se výsledná hodnota co nejvíce blížila realitě.

Fázovače se dle principu řízení dělí na tři skupiny, které jsou v následujících odstavcích podrobně analyzovány a popsány s cílem vybrat nejen vhodnou kategorii, ale nakonec i konkrétní typ fázovače. Základní rozdělení fázovačů dle principu řízení je tedy na fázovače mechanické, analogové a digitální.

### 3.2.1 Mechanické fázovače

Mechanické fázovače posunují (mění) fázi procházejícího signálu na základě mechanických změn uvnitř struktury fázovače. Typickým představitelem mechanických fázovačů jsou fázovače vlnodové. Jak už název napovídá, sestávají se tyto fázovače z vlnovodu, ve kterém je obsažen mechanismus, který buď pomocí manuálních ovládacích prvků, nebo pomocí elektromotorů mění buď efektivní permitivitu uvnitř vlnovodu, nebo rozměry vlnovodu. [21]



Obr. 3.2 Mechanický vlnodový fázovač [21]

Fázovače měnící permitivitu obsahují kus dielektrika, které je dle potřeby do vlnovodu zasouváno, čím hlouběji je dielektrikum zasunuto, tím více svou relativní permitivitou snižuje rychlost šíření elm. vlny uvnitř media vlnovodu, čímž současně zkracuje vlnovou délku v mediu a způsobuje větší fázový posun. [22]

Fázovače způsobující fázový posun změnou rozměrů vlnovodu pracují s mechanickým tlakem, který deformuje stěny vlnovodu, čímž mění vlnovou délku (konstantu šíření elm. vlny) a způsobuje fázový posun. [22]

Mechanické fázovače se bohužel pro navrhovaný IFF systém nehodí. Ze všech tří kategorií fázovačů mají největší rozměry a hmotnost, což by byl problém, protože pro uvažovanou anténní řadu potřebujeme stejný počet fázovačů jako je počet prvků anténní řady v azimutu. Systém by tedy byl kvůli fázovačům příliš velký a těžký. Stejně tak řízení pomocí elektromotorů, nebo dokonce manuální řízení nepřipadá vzhledem k rychlosti se kterou potřebujeme měnit vychýlení anténního svazku v úvahu. [21] [22]

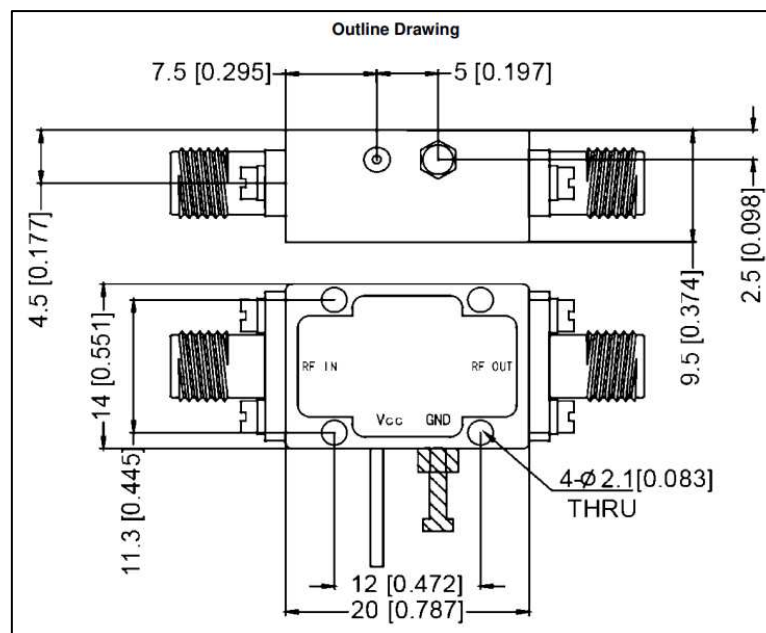
### 3.2.2 Analogové fázovače

Analogové fázovače mění fázi procházejícího signálu na základě velikosti řídicího napětí přivedeného na řídicí svorky. Hodnota fázového posunu tak může být nastavována spojitě. Typickými představiteli této kategorie jsou fázovače diodové a fázovače feritové. [5] [21]

Diodové fázovače využívají PIN diod, tedy diod, které mají mezi dotovanými vrstvami s vodivostí typu P a N nedotovanou mezivrstvu I. Řídicí napětí připojené na diodu mění vnitřní kapacitu diody, vnitřní kapacita diody pak ovlivňuje fázové zpoždění vf. signálu procházejícího diodou. [5] [21]

Feritové fázovače jsou vyrobené z feritů, tedy z materiálů, které mění vlastnosti svého magnetického pole na základě přivedeného stejnosměrného řídicího napětí. Permeabilita uvnitř feritu je závislá na magnetickém poli uvnitř feritu. Stejnosměrné řídicí napětí vytvoří uvnitř struktury feritu magnetické pole, jehož působení mění permeabilitu, čímž ovlivňuje i šíření elm. vlny skrze ferit a způsobuje tak změnu fázového posunu. [5] [21]

Během rešerše jsem se pokusil najít dostupné analogové fázovače pracující v pásmu L, tedy v pásmu, ve kterém pracuje i navrhovaný systém a zjistit jejich parametry. Jedním z analyzovaných je fázovač CMIVCPS01000200A od Corry Micronics. Tento fázovač je schopen vychylovat fázi v rozsahu 0 až 360 stupňů, fázový posun je řízen stejnosměrným napětím v rozsahu 0 až 12 [V], což by mohlo vyhovovat. [23]



Obr. 3.3 Nákres fázovače CMIVCPS01000200A [23]

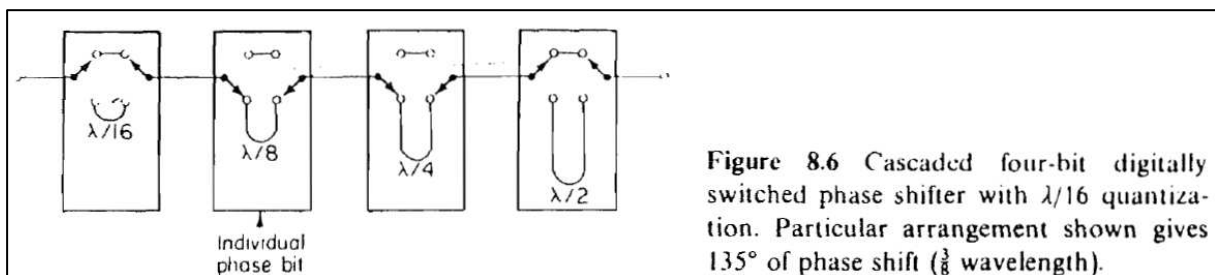
Tento fázovač má však maximální vstupní výkon pouze 27 [dBm], tedy přibližně 0,5 [W], což je samozřejmě za předpokladu, že dotazovač bude mít výkon minimálně 1 [kW] velmi málo, dokonce i když počítáme s tím, že anténní řada bude mít v azimutu minimálně 10 prvků, mezi které dělí výkon rovnoměrně rozdělí. Tento parametr je nedostatečný i díky nutnému předpokladu využití pulzního režimu. Vložný útlum fázovače je až 5,5 [dB], což není špatné, ovšem tento útlum má vliv na celkový dosah výsledného IFF systému a měli bychom se tedy snažit, aby byl tento útlum minimální, ideálně pod 3 [dB]. [23]

Vhodnější analogový fázovač se mi nepovedlo najít, analogové fázovače mají obecně vyšší útlum než digitální fázovače, kterými se zabývám v následujících odstavcích. Analogové řízení je sice na rozdíl od řízení mechanických fázovačů přijatelné, ovšem vzhledem k tomu, že celý systém řízení sekundárního radaru je digitální, je vhodnější použít digitální fázovače.

### 3.2.3 Digitální fázovače

Digitální fázovače jsou řízené pomocí paralelní nebo případně sériové sběrnice. Každá z možných kombinací bitu, které přijdou na sběrnici fázovače odpovídá určitému fázovému posunu. Množství nastavitelných hodnot fázového posunu tedy odpovídá podílu maximální nastavitelné hodnoty fázového posunu (rozsah je obvykle do 180°, nebo 360°) a počtu nastavitelných kombinací, která je dána počtem bitů sběrnice. [5] [21]

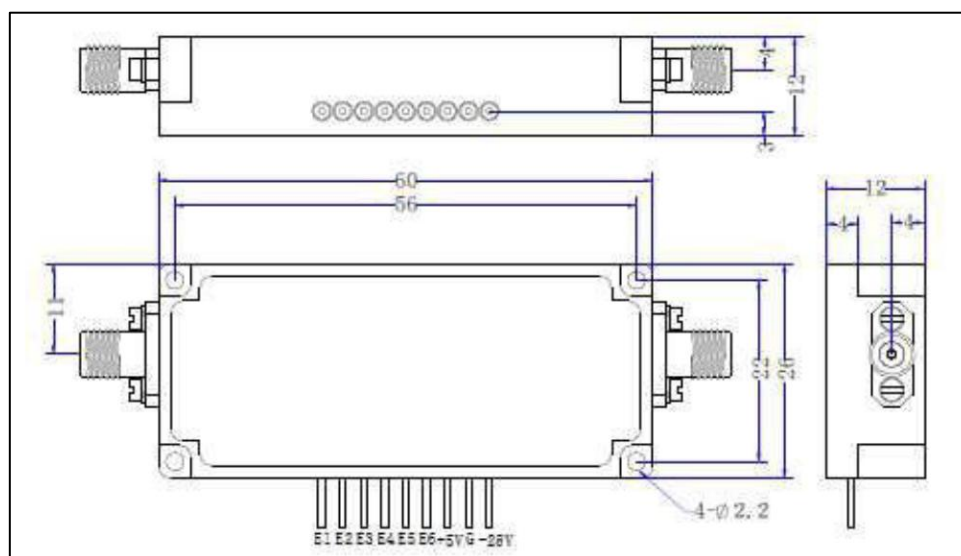
Tyto fázovače jsou obvykle realizovány pomocí série bloků (např. vf. vedení o potřebné délce), z nichž každý způsobuje určitý fázový posun signálu, který skrz něj projde. Dále obsahují přepínače, které na základě příslušného bitu sběrnice buď nechají signál projít přímou cestou, nebo skrze zmíněný blok. Kombinace bitů, které přijdou na sběrnici tak vlastně postaví pomocí přepínačů procházejícímu signálu cestu skrze sérii vybraných bloků fázovače, jejichž celkový fázový posun odpovídá požadovanému fázovému posuvu. [5]



Obr. 3.4 Princip digitálního fázovače [5]

Během rešerše jsem zjistil, že na trhu se bohužel obecně nenachází mnoho fázovačů, které by pracovaly ve frekvenčním pásmu L zahrnujícím frekvence 1030 [MHz] (uplink) a 1090 [MHz] (downlink). Nakonec jsem ale několik typů takových digitálních fázovačů našel.

Prvním typem digitálního fázovače, který jsem analyzoval, je v současnosti na trhu dostupný CMIPS-0912B6 od Quantic Corry. Tento fázovač je schopný fázového posunu v rozmezí  $0^\circ$  až  $360^\circ$ , pracuje v rozmezí frekvencí od 920 [MHz] do 1200 [MHz] a výrobce zaručuje vložitelný útlum do 2 [dB] a rozsah pracovních teplot od  $-40^\circ\text{C}$  do  $70^\circ\text{C}$ . [24]



Obr. 3.5 Nákres fázovače Quantic Corry CMIPS-0912B6 [24]

Maximální vstupní výkon fázovaného signálu je 10 [W] pro kontinuální vysílání (CW) a špičkový výkon, který nás nejvíce zajímá vzhledem k tomu, že pracujeme v pulzním režimu je více než 550 [W]. Jelikož nepočítáme s vyšším špičkovým výkonem dotazovače než 2 [kW], v azimutu budeme mít na anténní řadě minimálně 10 prvků a mezi tyto prvky rozdělí výkonový dělič výkon buď rovnoměrně, tedy ve výsledku maximálně 200 [W] pulzního výkonu na prvek/fázovač, nebo při aplikaci nerovnoměrného amplitudového rozložení (např. Taylorova či Chebyshevova syntéza) v horizontální rovině maximálně (v předpokládaném krajním případě) o polovinu tohoto výkonu vyšší, bude 550 [W] špičkového výkonu plně postačovat. [24]

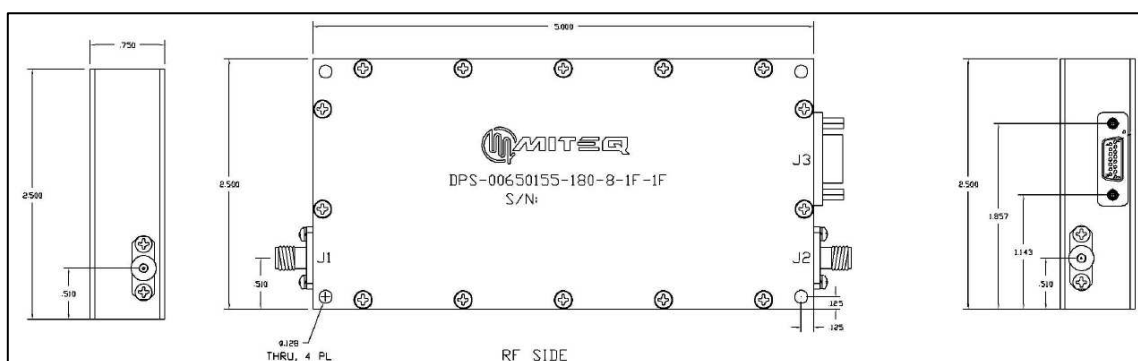
Tento digitální fázovač je ovládán šestibitovou paralelní sběrnicí. Sběrnice pracuje na základě TTL logiky, tedy napětí 0 [V] je interpretováno jako log. 0 a napětí 5 [V] jako log. 1. Nejméně významný bit sběrnice (tedy LSB – least significant bit) zvyšuje fázový posun o  $5,625^\circ$ , což zároveň udává krok neboli jemnost, s jakou lze různé hodnoty fázového posunu nastavit. Celkem tedy dokáže fázovač s touto jemností nastavit 64 různých hodnot fázového posunu.

Detailní popis ovládání tohoto fázovače udává pravdivostní tabulka jeho sběrnice níže. [24]

Truth Table											
E1	E2	E3	E4	E5	E6	5.625°	11.25°	22.5°	45°	90°	180°
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	5.62°	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	0	0	11.25°	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0	0	0	22.5°	0	0	0
0	0	0	1	0	0	0	0	0	45°	0	0
0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	90°	0
0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	180°
1	1	1	1	1	1	354.375°					

Tab. 3.1 Pravdivostní tabulka fázovače CMIPS-0912B6 [24]

Druhým analyzovaným digitálním fázovačem je DPS-00650155-180-8-IF-IF od výrobce MITEQ. Tento fázovač pracuje ve frekvenčním rozsahu 650 [MHz] až 1550 [MHz], v teplotním rozsahu od 0 [°C] do 70 [°C] a vložný útlum je dle výrobce nejhůře 1,7 [dB]. Fázovač je konstruován na výkon 20 [W] pro kontinuální vysílání (CW) a špičkový výkon 300 [W], což je sice výrazně méně, než nabízí předchozí uváděný model (Quantic Corry – CMIPS-0912B6), ale stále dostačující. [25]



Obr. 3.6 Náčrtes fázovače DPS-00650155-180-8-IF-IF [25]

Tento typ je však bohužel konstruován na změnu fázového posunu procházejícího signálu pouze v rozmezí 0° až 180°, pro naše použití bychom tedy museli použít dvojici kaskádně zapojených fázovačů tohoto typu, čímž by při průchodu signálu došlo ke dvojnásobnému útlumu, vložný útlum by tedy nakonec byl 3,4 [dB]. Tento digitální fázovač má celkově evidentně horší parametry (především max. výkon) než dříve zmíněný fázovač Quantic Corry CMIPS-0912B6, přesto by teoreticky byl použitelný. [25]

Fázovač DPS-00650155-180-8-IF-IF je řízen pomocí sedmibitové paralelní sběrnice (což znamená 128 různých nastavitelných hodnot fázového posunu), tato sběrnice opět pracuje s

TTL logickými úrovněmi a nejméně významný bit (LSB) v tomto případě představuje fázový posun o  $1,406^\circ$ . Celková pravdivostní tabulka této sběrnice se nachází níže. [25]

LOGIC TABLE								
Control Inputs								
Phase Shift	S0	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7
Thru Line	0	0	0	0	0	0	0	0
1.4 deg	1	0	0	0	0	0	0	0
2.8 deg	0	1	0	0	0	0	0	0
5.6 deg	0	0	1	0	0	0	0	0
11.25 deg	0	0	0	1	0	0	0	0
22.5 deg	0	0	0	0	1	0	0	0
45 deg	0	0	0	0	0	1	0	0
90 deg	0	0	0	0	0	0	1	0

**Tab. 3.2** Pravdivostní tabulka fázovače DPS-00650155-180-8-IF-IF [25]

Třetím a posledním analyzovaným výkonovým digitálním fázovačem s potřebným frekvenčním rozsahem je Pasternack PE82P5000. Tento fázovač je schopen pracovat ve frekvenčním rozsahu od 500 [MHz] do 2 [GHz] a je řízen osmibitovou paralelní sběrnici, má tedy 256 nastavitelných hodnot fázového posunu, což při rozsahu fázového posunu  $0^\circ$  až  $360^\circ$  znamená, že krok/jemnost nastavení fázového posunu je  $1,406^\circ$ . Z pohledu těchto parametrů vypadá tento model nejlépe ze všech zmíněných, bohužel však významně zaostává v dalších parametrech. Jeho maximální konstantní výkon (CW) je pouze 1 [W] (špičkový výkon výrobce neuvádí), rozsah pracovních teplot je jen 0 až 50 [°C] a vložný útlum je 13 [dB], což je několikanásobně více než u předchozích dvou modelů. Na základě těchto parametrů je evidentní, že tento model je absolutně nevhodný. [26]



**Obr. 3.7** Fázovač Pasternack PE82P5000 [26]



### 3.3 Ztráty způsobené vychýlením svazku

Mimo vloženého útlumu je třeba při výběru vhodného fázovače brát v potaz i ztráty způsobené samotným vychýlením anténního svazku, tedy spíše jeho nepřesností. Zatímco analogové fázovače jsou schopny měnit fázový posun spojitě a měly by tak být schopny vychýlit anténní svazek o libovolný úhel, digitální fázovače mají určitý krok, se kterým jsou schopny měnit fázový posun a mají tedy určitý konečný počet hodnot tohoto fázového posunu (viz podkapitola 3.2 Výběr fázovače). V důsledku toho tedy řídicí jednotka bloku fázovačů nebude nastavovat na fázovačích přímo potřebný fázový posun pro dané vychýlení svazku, ale nejbližší možnou hodnotu tohoto posunu, což povede k určité chybě úhlu vychýlení anténního svazku v azimutu. Tato chyba ve vychýlení svazku pak povede ke ztrátám vyzařovaného výkonu v požadovaném směru, jelikož maximum směrové charakteristiky se nebude nacházet přímo v požadovaném úhlu vychýlení svazku v azimutu  $\Delta\varphi$ .

Pro výpočet chyby v úhlu vychýlení a ztrát fázování jsem vytvořil skript v Matlabu, který provádí výpočet takzvaného faktoru anténní řady (anglicky AF – Array Factor) pro ideální případ a pro reálný případ uvažující digitální fázovače. Na základě rozdílu mezi výsledky těchto případů určím chybu v úhlu vychýlení a ztráty způsobené tímto nepřesným fázováním. Faktor anténní řady (AF) je spočítán na základě následujícího vztahu.

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(k \cdot d \cdot \cos(\varphi) + \beta)} \quad (3.1)$$

Parametr  $N$  ve vztahu reprezentuje počet prvků anténní řady, pro naši anténní řadu předpokládáme 12 prvků,  $d$  pak reprezentuje rozteč neboli vzdálenost mezi anténními prvky, která je v našem případě 15 [cm]. Veličina  $k$  je vlnové číslo neboli počet vlnových délek připadajících na jednotku délky a spočítá se následovně.

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} [m^{-1}] \quad (3.2)$$

Posledním parametrem je fázový posun  $\beta$  v signálu mezi jednotlivými anténními prvky. Potřebná hodnota fázového posunu  $\beta$  pro požadovaný úhel vychýlení svazku v azimutu  $\Delta\varphi$  se pak vypočítá dle vztahu níže.

$$\beta = \frac{2\pi \cdot d \cdot \sin(\Delta\varphi)}{\lambda} [^\circ] \quad (3.3)$$

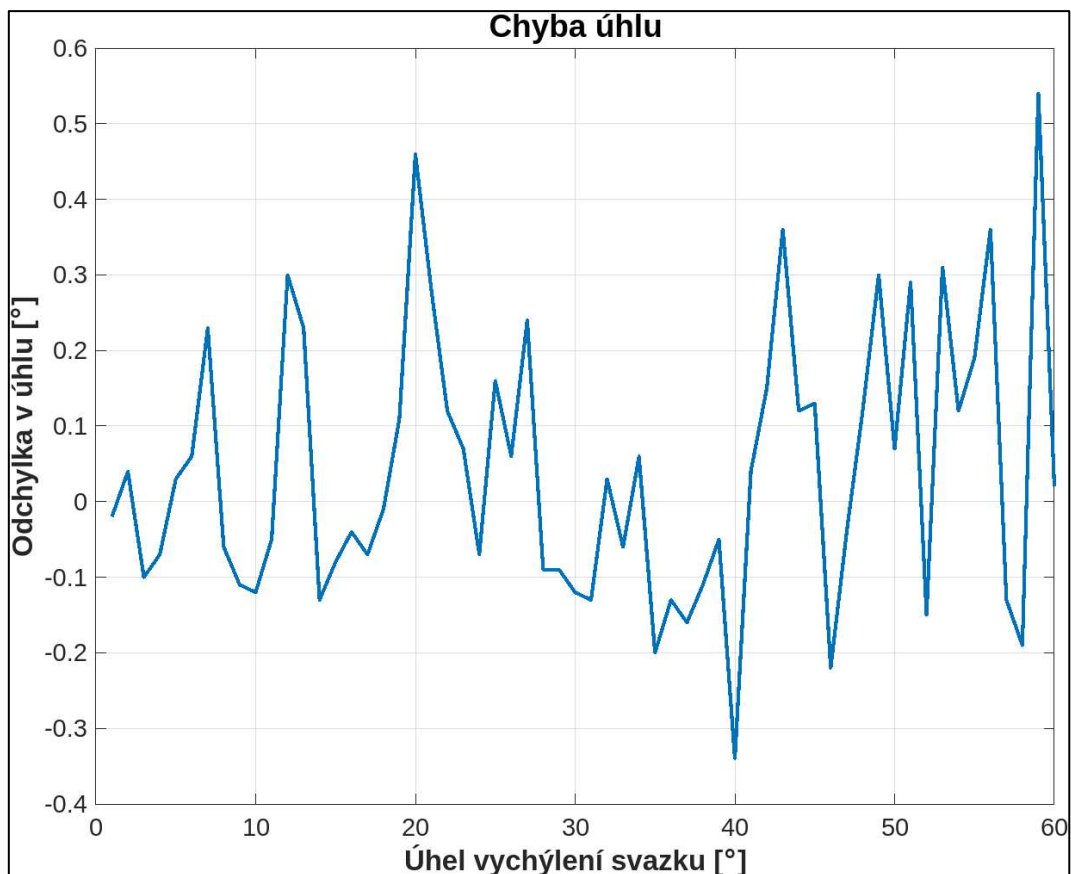
Svazek je v azimutu vychylován o maximálně  $\pm 60^\circ$  a odchylka úhlu i ztráty fázováním jsou spočítány pro fázovač se čtyř, šesti a osmibitovou paralelní sběrnici.

Fázovač se čtyřbitovou sběrnici zde slouží pouze jako teoretický příklad pro porovnání. Během rešerše jsem nenarazil na fázovač s méně než šestibitovou sběrnici, takový fázovač by měl pouze 16 různých nastavitelných hodnot fázového posunu  $\beta$ , což by pro fázovač s rozsahem od  $0^\circ$  do  $360^\circ$  znamenalo změnu hodnoty  $\beta$  s krokem  $22,5^\circ$ , očekávám tedy relativně špatné výsledky.

Výsledkům pro šestibitový fázovač pak odpovídá použití fázovače Quantic Corry CMIPS-0912B6, který je ovládán právě šestibitovou paralelní sběrnici. Osmibitové fázovače v rešerši reprezentují fázovače MITEQ DPS-00650155-180-8-IF-IF a Pasternack PE82P5000.

První zmíněný je sice řízen sedmibitovou sběrnici, ovšem jeho rozsah nastavitelného fázového posunu je  $0^\circ$  až  $180^\circ$  s tím, že by pro použití v našem projektu musel být zapojen do kaskády s druhým fázovačem, který poskytne možnost posunout signál o dalších  $180^\circ$ , efektivně tedy odpovídá fázovači s osmibitovou sběrnici. [25] [26]

Pro fázovač řízený paralelní čtyřbitovou sběrnici jsou výsledky chyby nastavení úhlu vychýlení svazku následující.



Obr. 3.8 Chyba úhlu vychýlení – 4bit fázovač

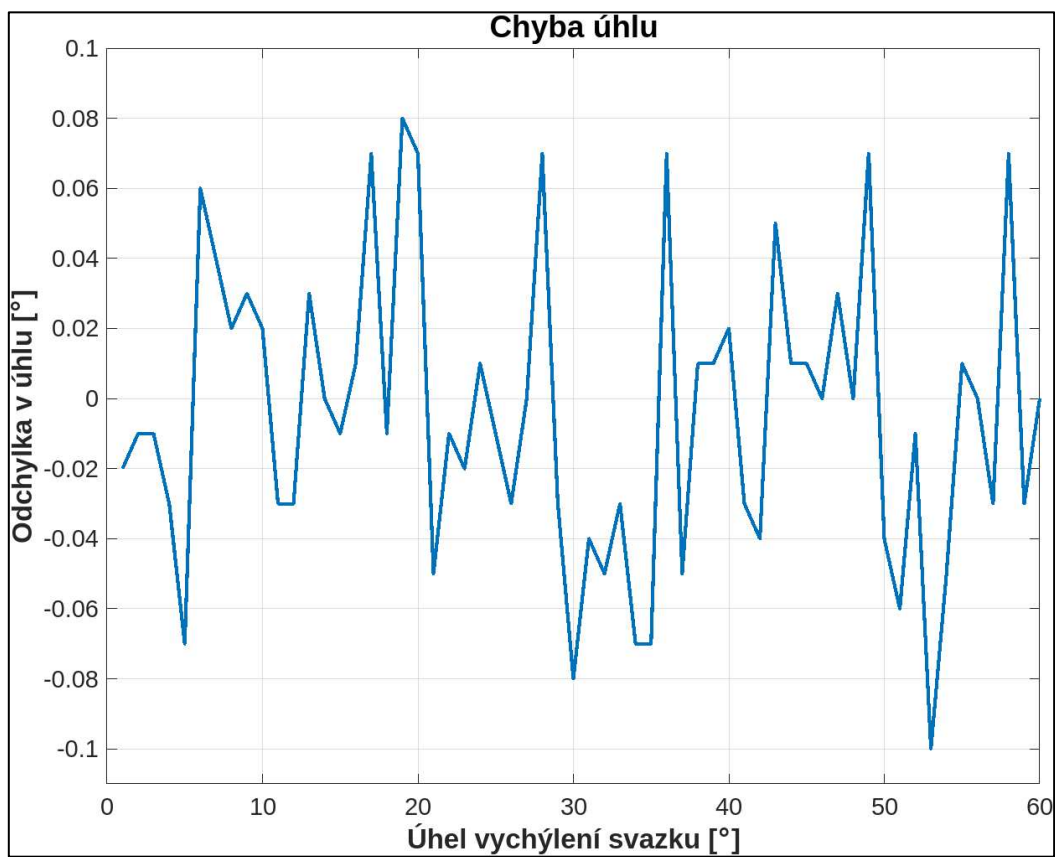


Obr. 3.9 Ztráty vychýlováním svazku – 4bit fázovač

Jak je vidět z výsledků výše, chyba vychýlení je pro digitální fázovač se čtyřbitovou sběrnici relativně výrazná, při vychýlení svazku o úhel  $59^\circ$  se od tohoto požadovaného úhlu odchýlí až o  $0,55^\circ$ . Největší ztráta způsobená nepřesností vychýlení svazku, tedy tím, že na cíl, který by se hypoteticky nacházel v požadovaném úhlu vychýlení v azimutu nebude mířit úplně maximum hlavního svazku anténní řady, je pak  $0.13$  [dB].

Pro čtyřbitový digitální fázovač jsou tedy chyba úhlu vychýlení svazku i ztráty touto chybou způsobené nezanedbatelné, ale opravdu se jedná spíše o teoretický případ, všechny fázovače, které jsem během řešení našel měly minimálně šestibitovou sběrnici a pro takový fázovač lze předpokládat mnohem lepší výsledky.

Výsledky výpočtu pro digitální fázovač se šestibitovou sběrnici se nacházejí na grafech níže.



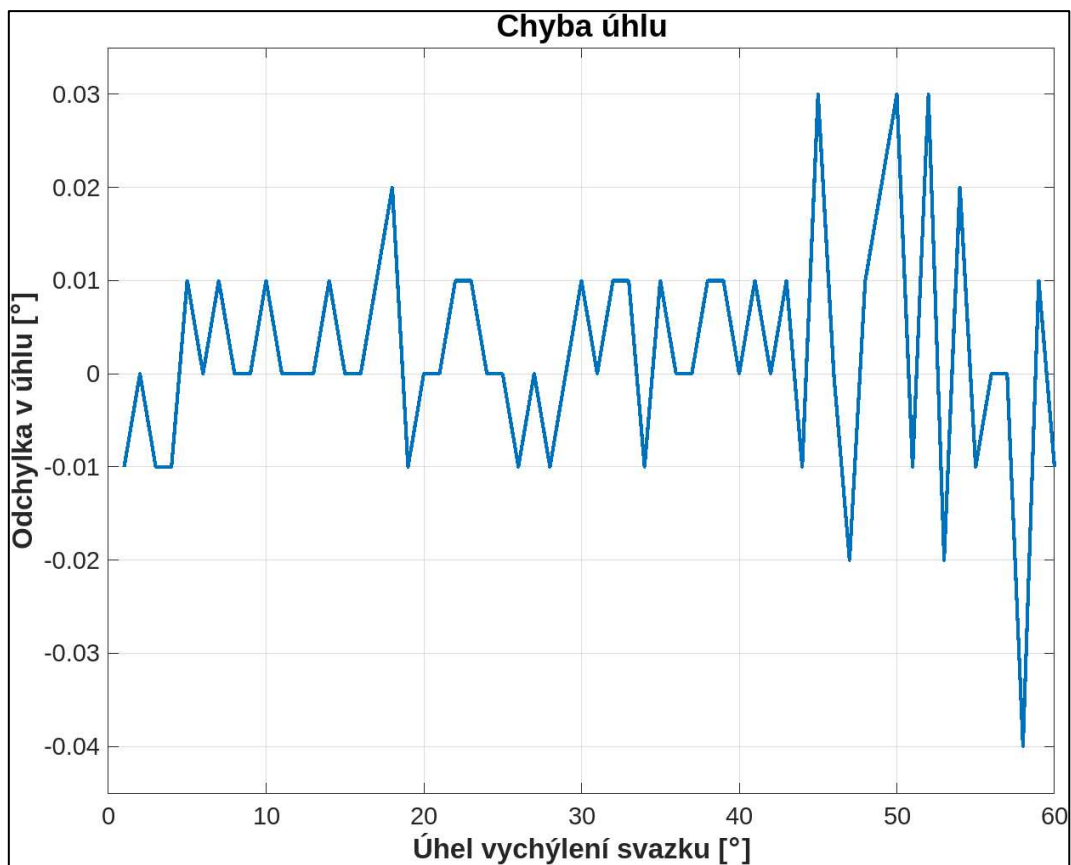
Obr. 3.10 Chyba úhlu vychýlení – 6bit fázovač



Obr. 3.11 Ztráty vychylováním svazku – 6bit fázovač

Z výsledků výše je zřejmé, že pro digitální fázovač se šestibitovou sběrnici už je odchylka od požadovaného úhlu vychýlení svazku maximálně  $0,1^\circ$  a ztráty jsou maximálně  $9,2 \cdot 10^{-3}$  [dB]. Takové ztráty už jsou tedy prakticky zanedbatelné.

Pro poslední uvažovaný případ, tedy pro osmibitové fázovače jsou výsledky následující.



Obr. 3.12 Chyba úhlu vychýlení – 8bit fázovač



Obr. 3.13 Ztráty vychýlováním svazku – 8bit fázovač

Pro osmibitový digitální fázovač už je maximální odchylka od požadovaného úhlu vychýlení svazku pouze  $0,04^\circ$ . Ztráty způsobené vychylováním jsou pak maximálně  $5,1 \cdot 10^{-4}$  [dB].

Přestože jsou ztráty způsobené vychylováním anténního svazku pro šestibitové a osmibitové digitální fázovače minimální, jsou při výpočtu dosahu IFF systému s vychylovaným anténním svazkem zahrnuty do celkových ztrát společně s vložitelným útlumem daných fázovačů.

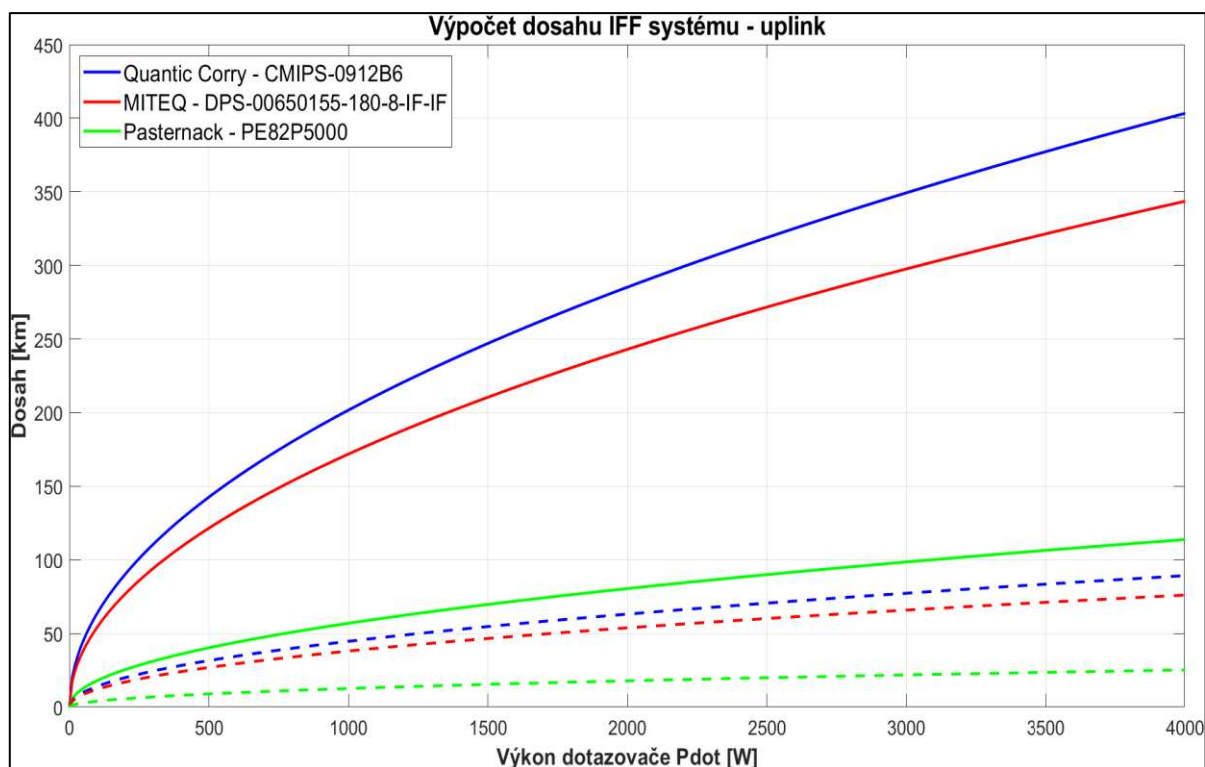
Skript „chyba\_vychylovani\_svazku.m“, který jsem k výpočtům použil se nachází v příloze B.

### **3.4 Dosah IFF systému s vychylovaným anténním svazkem**

Nyní po provedení rešerše, během které bylo analyzováno několik typů digitálních fázovačů použitelných pro zamýšlený radarový systém, známe jejich vložitelné útlumy a také výsledky analýzy ztrát, ke kterým může při vychylování anténního svazku dojít. Na tomto základě je možné provést výpočet dosahu pro IFF systém s vychylovaným anténním svazkem. Je postupováno stejným způsobem jako při výpočtu dosahu v první kapitole, výpočet tedy vychází opět z rovnic (1.1) a (1.2). Přičemž tento výpočet je proveden jak pro uplink, tak pro downlink.

Jako první je proveden výpočet pro uplink, a to jak pro realistický, tak pro nejhorší možný scénář, stejně jako při výpočtu v první kapitole. Většina parametrů tedy zůstane naprosto stejná, jen je k už dříve uvažovaným ztrátám přidán vložitelný útlum daného fázovače a maximální možné ztráty způsobené vychylováním svazku, pro každý typ fázovače je nutné provést výpočty zvlášť.

Na rozdíl od výpočtů v první kapitole tentokrát neuvažuji takzvaný ideální případ, tedy případ s minimálními (téměř nulovými) ztrátami a nejlepšími možnými parametry systému, protože takový případ prakticky nemůže nastat a výsledky nás tedy příliš nezajímají.



Obr. 3.14 Dosah IFF systému s vychylovaným svazkem – uplink

Na grafu výše (Obr 3.14) jsou vidět barevně odlišené výsledky dosahu IFF – uplink pro dříve zmíněné typy fázovačů, čerchované křivky představují výsledky pro nejhorší scénář, a plné křivky představují výsledky pro realistický scénář.

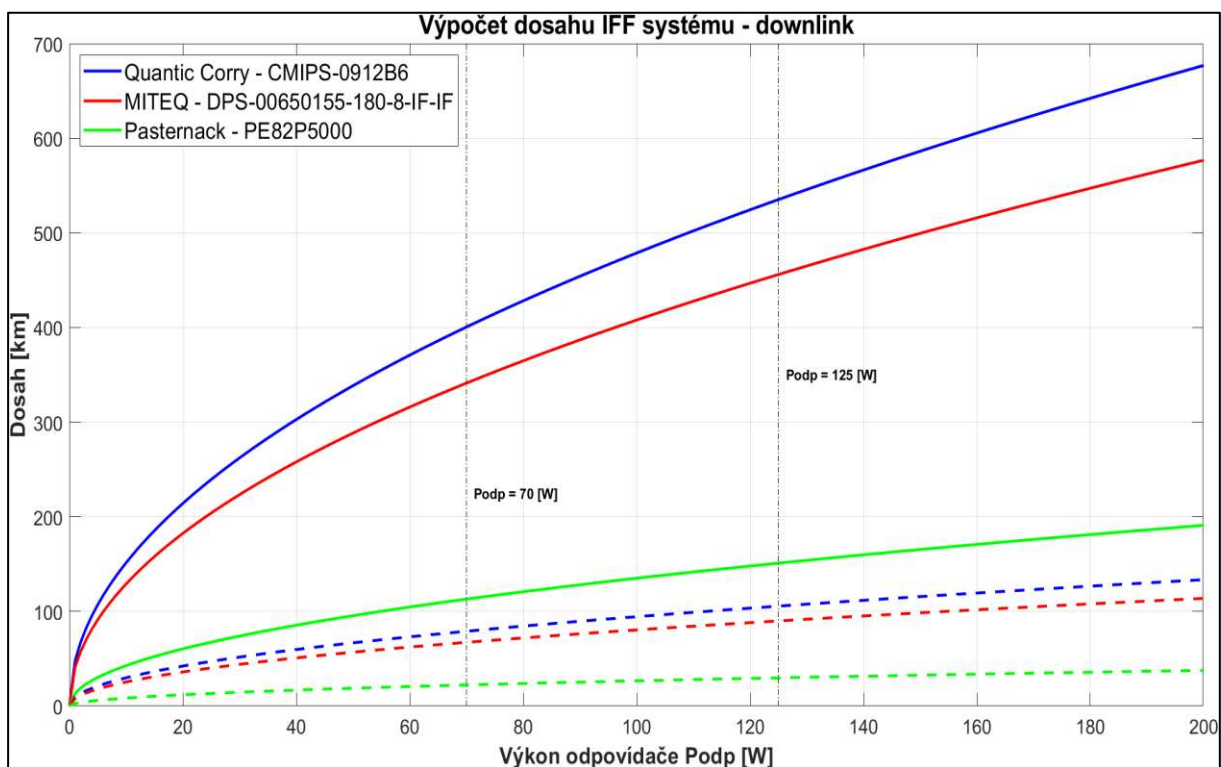
Jak bylo zmíněno dříve, navrhovaný IFF systém by měl mít dosah alespoň 200 [km] pro realistický scénář. Z výsledků je patrné, že fázovač Pasternack PE82P5000 je díky svému vloženému útlumu 13 [dB] naprosto nevhodný, požadovaného dosahu by s ním IFF systém nedosáhl ani při použití dotazovače o výkonu 4000 [W] a to ani při realistickém scénáři, natož ve zhoršených podmínkách.

Pro zbývající dvojici fázovačů vycházejí mnohem příznivější výsledky. Fázovač Quantic Corry CMIPS-0912B6 s útlumem 2 [dB] umožňuje dosah okolo 200 [km] pro realistický případ už při výkonu dotazovače 1000 [W], při použití dotazovače s výkonem 1500 [W] je pak požadovaný dosah pro uplink IFF systému spolehlivě zajištěn minimálně pro realistický scénář. Fázovač MITEQ DPS-00650155-180-8-IF-IF pak za prvním z dvojice lehce zaostává, jeho použití by bylo pro dotazovač s výkonem 1000 [W] nemožné. Při výkonu 1500 [W] už ale požadovaný dosah 200 [km] pro reálný případ naplňuje.



Obdobný výpočet jako pro uplink je potřeba provést i pro downlink. Výpočet se opět velmi podobá výpočtu dosahu pro downlink IFF systému z první kapitoly. První změnou je opět přičtení vloženého útlum daného fázovače a maximální možné ztráty způsobené vychylováním svazku k celkovým ztrátám.

Druhou změnou je rozdílná hodnota MDL, tedy citlivosti dotazovače na úroveň signálu odpovědi, jak pro realistický, tak pro nejhorší scénář. Hodnoty MDL nově odráží parametry dotazovačů, jejichž použití pro uvažovaný IFF systém zvažujeme na základě rešerše z druhé kapitoly. Z této rešerše vyšly jako tři nejvhodnější dotazovače modely Hensoldt MSSR 2000 I, Aselsan IFF Mk XIIA a BAE systems AN/UPX-42. Jak je z tabulky parametrů dotazovačů (Tab. 2.1) patrné, za použití některého ze zmíněných dotazovačů bude MDL nejhůře -88 [dBm], tuto hodnotu tedy volím jako hodnotu MDL pro nejhorší scénář. Hodnotu MDL pro realistický scénář pak předpokládám -92 [dBm]. Výsledky výpočtu se nacházejí v grafu níže.



Obr. 3.15 Dosah IFF systému s vychylovaným svazkem – downlink

Z výše uvedených výpočtů vyplývá, že pro downlink jsou výsledné dosahy podstatně příznivější než pro uplink. Fázovač Pasternack PE82P5000 však opět nevyhovuje, jím vybavený IFF systém nedokáže totiž pro odpovídače s normovaným výkonem 70 [W] ani 125 [W] zajistit dosah nad 200 [km] pro realistický scénář.

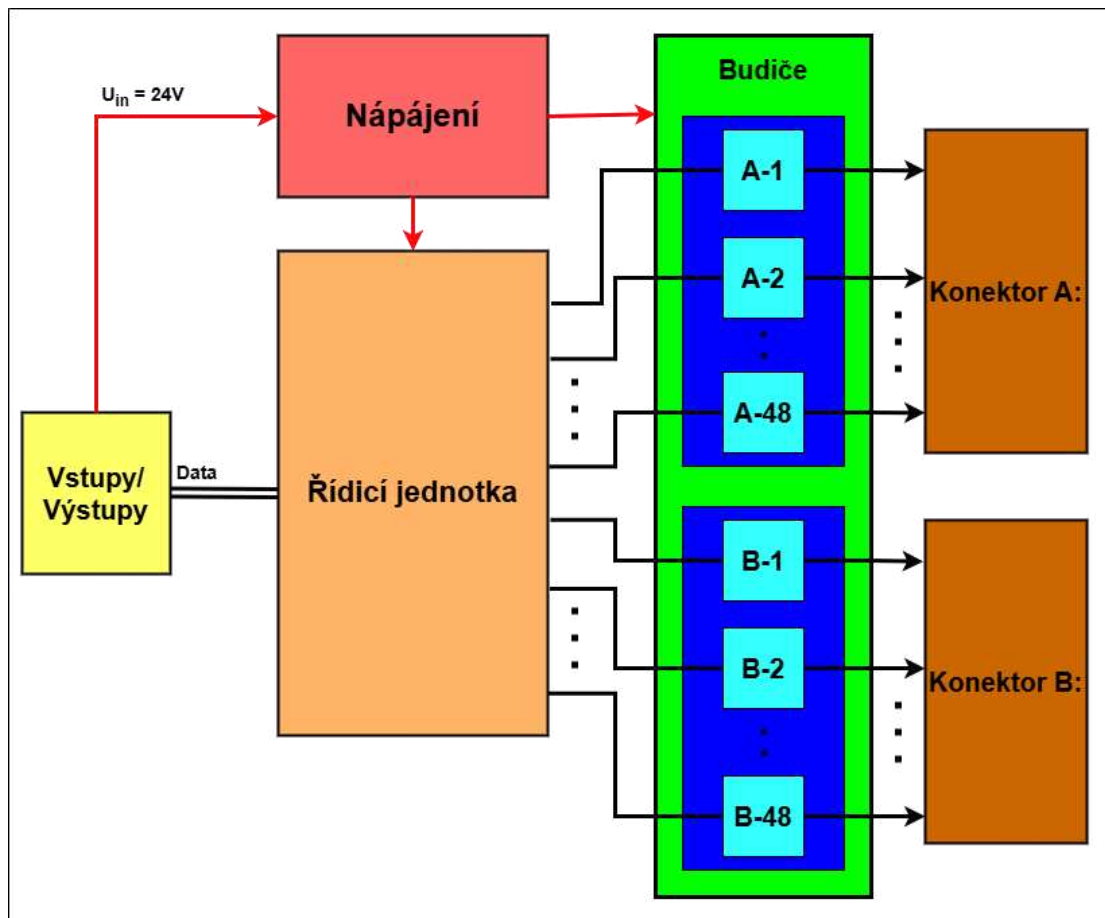
Zbylá dvojice fázovačů, tedy Quantic Corry CMIPS-0912B6 a MITEQ DPS-00650155-180-8-IF-IF však plně vyhovuje, a to s relativně velkou rezervou.

Závěrem lze tedy říct, že nejvhodnějším typem fázovače pro uvažovaný IFF systém s vychylovaným anténním svazkem je Quantic Corry CMIPS-0912B6, s tím, že fázovač MITEQ DPS-00650155-180-8-IF-IF poslouží jako dostačující alternativa za předpokladu, že se první jmenovaný fázovač nebude dostupný.

Skripty pro výpočet dosahu IFF systému s vychylovaným anténním svazkem, jak pro uplink, tak pro downlink se nachází v příloze B.

## 4 NÁVRH BLOKU ŘÍZENÍ FÁZOVAČŮ

Poslední chybějící součástí IFF systému je blok řízení fázovačů. Fázovače, jejichž výběr jsem v předchozí kapitole provedl, je třeba řídit pomocí jejich paralelních sběrnic tak, aby nastavený fázový posun jimi procházejícího signálu odpovídal požadovanému úhlu vychýlení anténního svazku v azimutu  $\Delta\varphi$ . Toto nastavení provede blok řízení fázovačů na základě informací poskytnutých hlavní řídicí jednotkou radarového systému. Blokové schéma řízení fázovačů se nachází na ilustraci níže.



Obr. 4.1 Blokové schéma řízení fázovačů

Základem celého systému řízení fázovačů je řídicí jednotka, která má za úkol komunikaci s nadřazenou centrální řídicí jednotkou radarového systému a následné nastavení správných stavů na jednotlivých paralelních sběrnicích fázovačů na základě údajů, které při komunikaci obdrží.

Výstupy řídicí jednotky nejsou přivedené přímo na sběrnice fázovačů, ale prochází přes budiče. Úkolem budičů je nejen proudové zesílení signálu, ale také případný převod logických úrovní

v případě, že řídicí jednotka bude pracovat s jinou logikou než použité fázovače, které využívají TTL logiku, tedy log. 0 má napětí 0 [V] a log. 1 má napětí 5 [V]. Budiče navíc slouží jako určitá ochrana řídicí jednotky. Pokud dojde na sběrnících fázovačů z nějakého důvodu ke zkratu, tak dojde ke zničení budiče, a nikoliv řídicí jednotky, která je řádově dražší než budič.

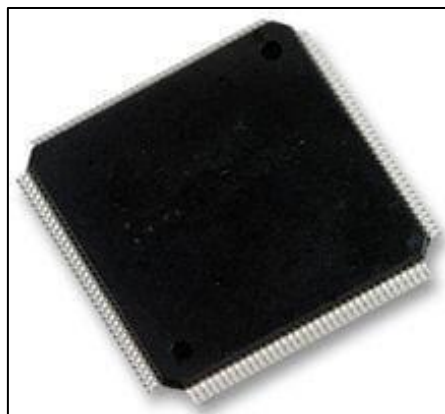
Jak je na blokovém schématu (Obr. 4.1) vidět, budiče jsou rozděleny na blok budičů A a B, výstupy budičů z těchto bloků pak vedou na výstupní konektory. Výsledkem tedy je, že blok A bude skrze příslušný konektor připojen na fázovače na levé polovině anténní řady a blok B na ty na pravé straně. V předchozích kapitolách bylo předpokladem, že použitá anténní řada má v azimutu 12 anténních prvků. To by v kombinaci s fázovači s 6-bitovou sběrnicí znamenalo, že budiče budou potřebovat celkem 72 bitů a každý ze dvou bloků budičů by pak obsluhoval 36 bitů. Jak je ale z už zmíněného blokového schématu patrné, každý blok bude nakonec obsluhovat 48 bitů. Důvodem je snaha o univerzálnost navrhovaného bloku řízení fázovačů. Do budoucna se počítá s případnou úpravou antény pro další varianty IFF systému, s tím, že by anténní řada mohla mít v azimutu až 16 prvků a bylo by tedy třeba řídit až 16 fázovačů za pomoci 96 bitů, tedy 48 bitů na každý blok budičů.

Pro komunikaci mezi řídicí jednotkou fázovačů a centrální řídicí jednotkou radarového systému a pro programování řídicí jednotky je samozřejmě třeba mít určité komunikační rozhraní. To je v blokovém schématu reprezentováno blokem „Vstupy/Výstupy“. Mimo samotného rozhraní pro komunikaci tento blok zahrnuje i příslušné konektory a současně i konektor pro napájení a potřebné ochrany proti nadproudu a přepětí. Blok řízení fázovačů je napájen ze sítě napájení radarového systému stejnosměrným napětím o hodnotě 24 [V]. Toto napětí je pak přivedeno na vstup bloku „Napájení“, který obsahuje napájecí zdroje o potřebných hladinách stejnosměrného napětí, kterými tento blok napájí všechny obvody bloku řízení fázovačů.

Ve zbytku této kapitoly se tedy věnuji návrhu jednotlivých obvodů bloku řízení fázovačů a výběru potřebných součástek. Při výběru součástek jsem omezen nejen limitacemi současné techniky, ale i standardy firmy Retia, a. s. pro kterou je systém vychylování anténního sekundárního radaru navrhován.

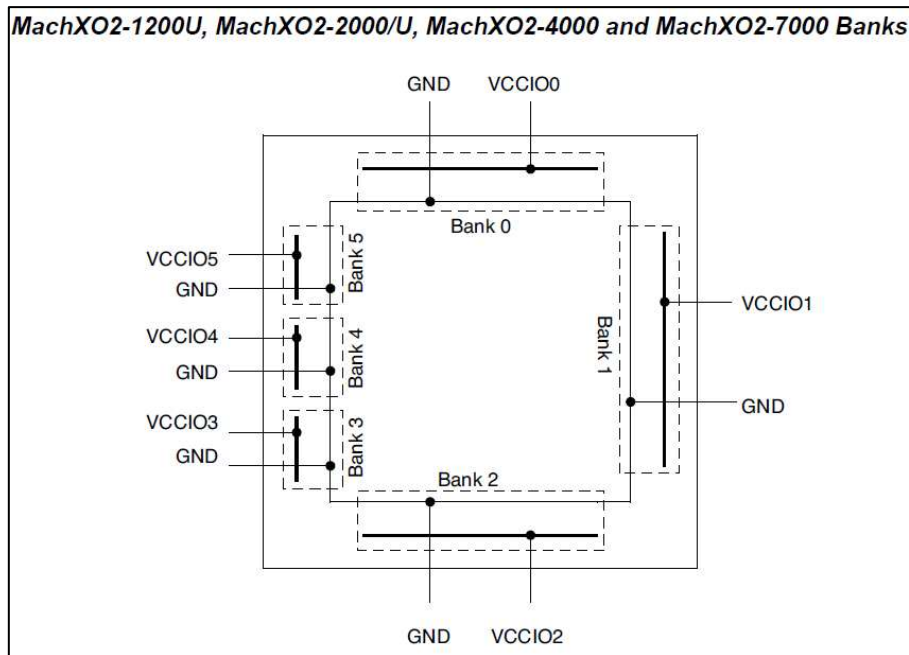
## 4.1 Řídicí jednotka

Jako řídicí jednotku jsem se s ohledem na standardy firmy a po konzultaci s kolegy rozhodl použít FPGA (Field Programmable Gate Array), neboli programovatelné hradlové pole, tedy zařízení obsahující pole programovatelných logických obvodů, které se na základě naprogramování daného FPGA propojí tak, aby vykonávaly požadovanou činnost. Konkrétně jsem se rozhodl pro použití FPGA typu LCMXO2-7000HC-6TG144I z řady MachXO2 od společnosti Lattice. Tento typ FPGA je napájen stejnosměrným napětím o hodnotě 3,3 [V], přičemž jednou z jeho výhod je malý odběr proudu. Tento typ FPGA má odběr maximálně 24 [mA] a to konkrétně během programování, během obvyklého provozu se dá předpokládat odběr do jednotek [mA]. K dalším výhodám tohoto FPGA patří i integrovaná flash paměť a generátor hodinového signálu. FPGA je uloženo v SMD pouzdrů typu TQFP s celkovým počtem 144 pinů. [27]



Obr. 4.2 LCMXO2-7000HC-6TG144I

Ze 144 pinů tohoto FPGA slouží 114 pinů jako digitální vstupy/výstupy, včetně 6 pinů, které současně slouží jako sběrnice JTAG (Joint Test Action Group), přes kterou je možné FPGA programovat. Celkem tedy 96 pinů slouží k obsluze sběrnic fázovačů, 6 je využito pro programování FPGA a zbylých 12 pinů zůstává k dispozici pro komunikační rozhraní. Vzhledem, k tomu, že je FPGA napájeno napětím 3,3 [V], nevyužívá na rozdíl od fázovačů TTL logiku, ale logiku LVTTTL (Low Voltage Transistor–Transistor Logic), která se tedy liší tím, že log. 1 má hodnotu napětí 3,3 [V]. Je tedy jasné že budiče, kterým se věnuje další podkapitola musí pracovat i jako převodníky log. úrovní. Vstupy/výstupy FPGA jsou uspořádané do šesti takzvaných bank pinů, tak jak jsou zobrazené na obrázku (Obr. 4.3) níže, každá z nich má své samostatné napájení (VCCIO) a zem (GND). [27]



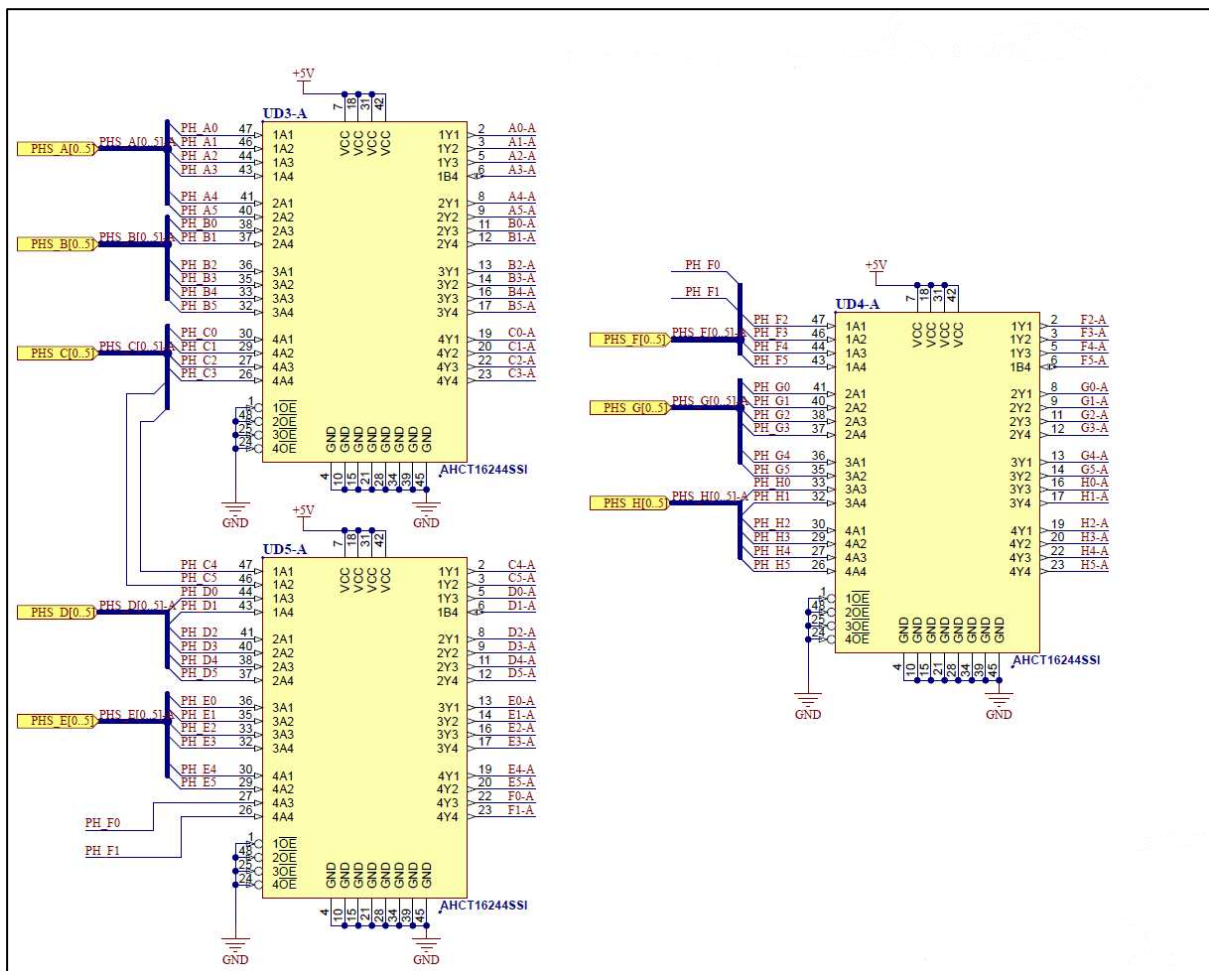
**Obr. 4.3** Banky pinu FPGA řady MachXO2 [27]

Jak bylo dříve zmíněno, sběrnice JTAG používaná pro programování FPGA potřebuje pro svou funkci 6 pinů. Dva z nich slouží pro přípravu/konfiguraci samotného programování. Prvním z nich je JTAGENB, ten rozhoduje o tom, zda se piny, které náležejí sběrnici JTAG budou chovat jako vodiče této sběrnice, nebo zda budou v režimu normálního vstupu/výstupu FPGA. Protože pinů máme dostatek, je tento pin připojen přes pull-up rezistor k 3,3 [V], čímž jsou pevně nastaveny piny do režimu JTAG sběrnice. Druhý pomocný pin označený PROGRAMN spustí konfigurační sekvenci, pokud se dostane do stavu log. 0, dle pokynů výrobce má být defaultně také spojen s log. 1 přes pull-up rezistor. Zbývající 4 piny už využívá JTAG k samotnému programování FPGA skrze příslušný programátor. Jde o piny TMS (Test Mode Select), TCK (Test Clock), TDI (Test Data Input) a TDO (Test Data Output). Tato čtveřice pinu vede z bloku Řídící jednotky (tedy FPGA) do bloku „Vstup/výstup“, dle dříve zobrazeného blokového schématu bloku řízení fázovačů (Obr. 4.1).

V dokumentu „*schema\_bloku\_rizeni\_fazovacu.pdf*“ obsaženém v příloze C se na str. 2 nachází kompletní zapojení obvodů FPGA.

## 4.2 Budiče

Jak už bylo zmíněno dříve, budiče jsou seskupeny do dvou bloků a každý z nich obsluhuje sběrnice fázovačů na jedné polovině antény. Na základě požadavků zmíněných v úvodu kapitoly a na faktu, že budiče musí pracovat i jako převodníky úrovní mezi LVTTTL logikou používanou FPGA a TTL logikou, kterou používají fázovače, jsem vybral šestnácti kanálový budič SN74AHCT16244DL v pouzdře SSOP-48. Budič je napájen stejnosměrným napětím 5 [V] a pracuje na výstupech s TTL logikou, ovšem na vstupu rozeznává jako log. 1 už napětí o hodnotě nad 2 [V], je tedy ideální pro použití v tomto obvodu. Protože má tento budič 16 kanálů, bude každý z bloků budičů, obsluhující 48 bitů, potřebovat přesně tři tyto budiče. Každý z těchto budičů má tedy 16 vstupů, 16 výstupů, piny pro připojení napájení (VCC = 5 [V]) a uzemnění (GND) a nakonec piny OE (Output Enable), pro aktivaci, či deaktivaci budičů. Budiče není nutné pro mé potřeby deaktivovat, proto jsem tyto piny připojil k zemi (GND), aby byly trvale v aktivním stavu. [28]



Obr. 4.4 Ukázka zapojení bloku budičů

Výstupy budičů, tak jak jsou vidět na obrázku výše (např. A0-A, A1-A, A2-A ...) je následně třeba přivést na příslušný výstupní konektor. Jak už bylo zmíněno v úvodu kapitoly, každý z dvojice bloků budičů obsluhuje 48 bitů, tedy celkem obsluhuje sběrnice osmi fázovačů. Jako vhodný výstupní konektor jsem tak vybral konektor typu Cannon (konkrétně CT37-62S5-L228), který disponuje 62 datovými kontakty.



**Obr. 4.5 Konektor Cannon – CT37-62S5-L228**

Po připojení všech výstupů budičů stále zůstává na konektoru 14 volných pinů. Tyto piny jsem se rozhodl využít k vyvedení napájecího napětí (5 [V]) a země (GND) z desky pro případ, že by se na straně fázovačů pro ně našlo nějaké pozdější využití, piny 1 až 7 jsou tak spojeny se zemí a na piny 56 až 62 je přivedeno napájení.

Schéma kompletního zapojení obou bloků budičů se nachází na str. 4 a 5 v dokumentu „schema\_bloku\_rizeni\_fazovacu.pdf“ obsaženém v příloze C.



### 4.3 Blok vstupů/výstupů

Blok vstupů a výstupů má, jak už jsem zmínil v úvodu kapitoly, mimo samotné komunikace bloku řízení fázovačů s centrální řídicí jednotkou radaru a programování FPGA na starost i připojení k napájecí síti radaru, která ho napájí stejnosměrným napětím o hodnotě 24 [V] a příslušné ochrany vstupu před nadproudem a případným přepětím v napájecí síti.

Abych minimalizoval počet konektorů potřebných k provozu bloku řízení fázovačů rozhodl jsem se využít k připojení napájení i pro komunikaci jeden konektor. Blok řízení fázovačů má s centrální řídicí jednotkou radaru komunikovat pomocí plně duplexní sběrnice RS422, pro komunikaci tedy bude třeba jedna dvojice vodičů pro vysílač RS422 a jedna dvojice pro přijímač RS422. Konkrétně jsem se tedy rozhodl použít konektor Cannon FM7W2P5-0220-5/2V, který disponuje pěti datovými kontakty, a dvojicí silových kontaktů, které jsou vhodné pro připojení napájení.

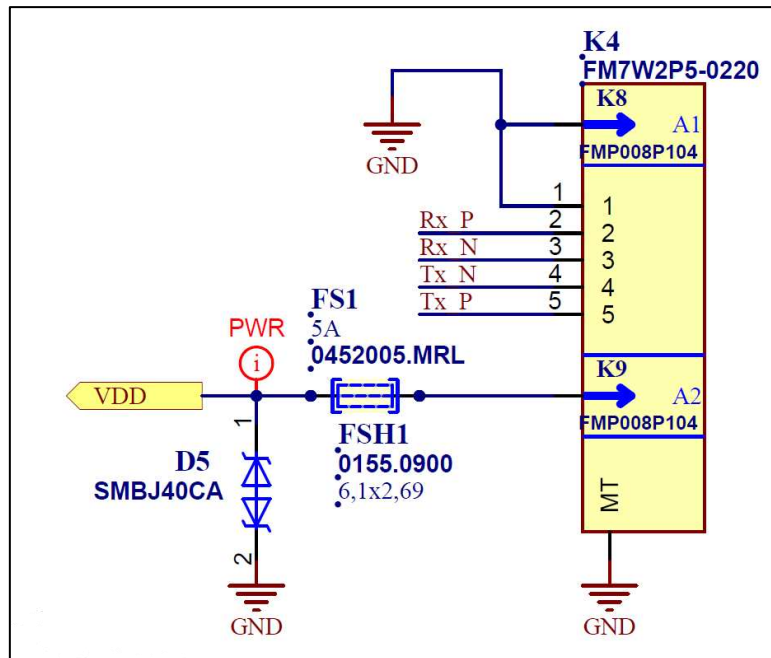


**Obr. 4.6 Konektor Cannon – FM7W2P5-0220**

Silový kontakt konektoru, na který je přivedeno napájecí napětí 24 [V] je dále přiveden na pojistkové pouzdro obsahující tavnou pojistku, chránící obvod před nadproudem a transil, který chrání obvod před přepětím. Skrze tyto ochrany pak napájení odchází z bloku vstupů a výstupů a vstupuje do bloku napájení (viz Obr 4.1), kterému se věnuji v nadcházející podkapitole.

Z pěti datových kontaktů/pinů využívám pro sběrnici RS422 jen čtyři, tyto kontakty jsou přivedeny na příslušný integrovaný obvod zajišťující funkci této sběrnice. Pátý kontakt je spojen společně s druhým z dvojice silových konektorů se zemí obvodu.

V důsledku toho, pak jediný tento konektor Cannon FM7W2P5-0220-5/2V stačí během provozu jak k napájení řídicího bloku fázovačů, tak k jeho komunikaci s řídicí jednotkou radaru. Konektory, které jsou zmíněny dále pak budou sloužit k programování a testování bloku. Výsledné schéma zapojení konektoru se nachází na následujícím obrázku.

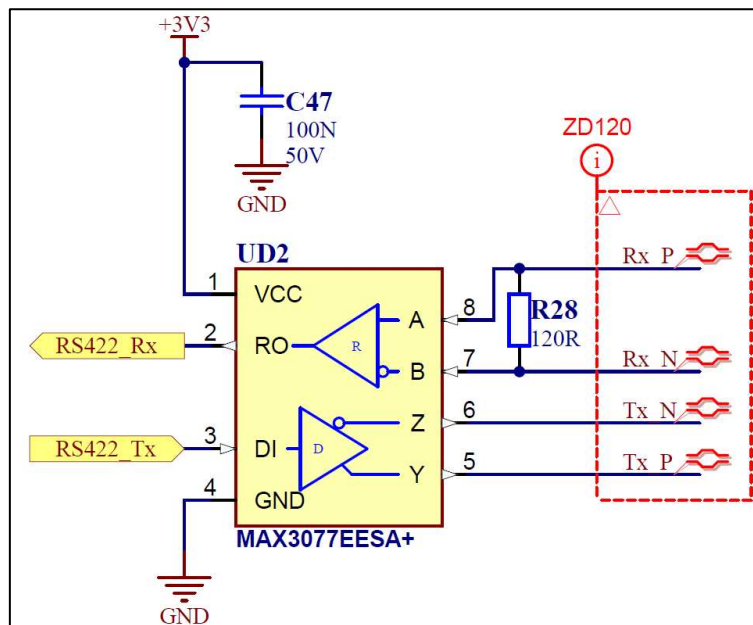


Obr. 4.7 Schéma zapojení vstupního konektoru FM7W2P5-0220

Pro zprostředkování komunikace řídicí jednotky (FPGA) po sběrnici RS422 jsem se rozhodl využít integrovaný obvod MAX3077EESA+ v pouzdře SO-8, který slouží jako vysílač a přijímač pro sběrnice RS422 a RS485. Obvod MAX3077EESA+ pracuje v plně duplexním (Full-Duplex) režimu, což znamená, že vysílač i přijímač mají svá vlastní vedení o standardní charakteristické impedanci 120 [Ω], přičemž na straně přijímače je vedení vždy zakončeno rezistorem s totožným odporem. Plný duplex tedy umožňuje současný příjem i vysílání. Možnou alternativou by byl některý z příbuzných obvodů řady MAX307, uzpůsobený pro sběrnice pracující v režimu polovičního duplexu (Half-Duplex), v tomto režimu je komunikace stále duplexní, obvod by tedy měl jak přijímač, tak vysílač, ale oba by sdílely společné komunikační vedení a muselo by docházet k přepínání, mezi příjmem a vysíláním. Tato nevýhoda je u takových obvodů vyvážena výhodou v podobě úspory jednoho vedení. Protože však musím respektovat formát komunikace, který je zaveden u nadřazené centrální řídicí jednotky radaru, a také proto, že není nutné vodiči šetřit, je třeba použít plně duplexní komunikaci. [29]

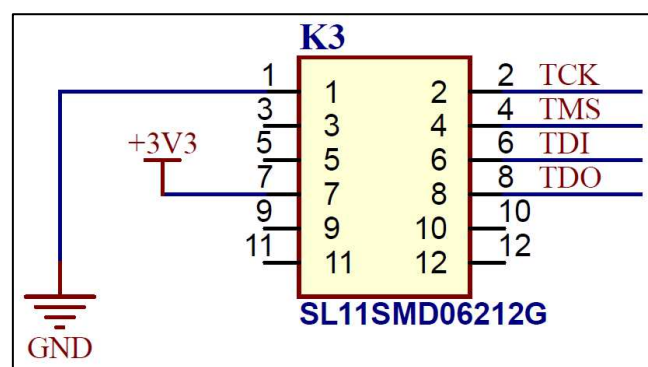
Integrovaný obvod MAX3077EESA+ využívá všech osm pinů pouzdra SO-8, přičemž dva z nich napájí obvod stejnosměrným napětím 3,3 [V], s odběrem do 1,5 [mA]. Další čtyři piny/kontakty obvodu pak slouží k připojení komunikačních vedení přijímače a vysílače a jsou tak přivedeny na datové piny dříve zmíněného konektoru FM7W2P5-0220. Zbýlé dva piny tvoří datový výstup přijímače (ve schématu je označen RO) a vstup vysílače (ve schématu je

označen DI). Tyto piny jsou přivedeny na dvojici vstupně-výstupních pinů FPGA. Vzhledem k úrovni napájecího napětí (3,3 [V]) je logika používaná obvodem totožná s logikou FPGA, tedy LVTTTL a není v tomto případě třeba žádných budičů/převodníků. Maximální možná přenosová rychlost obvodu je 16 [Mbps]. Schéma zapojení obvodu se nachází na obrázku níže. [29]



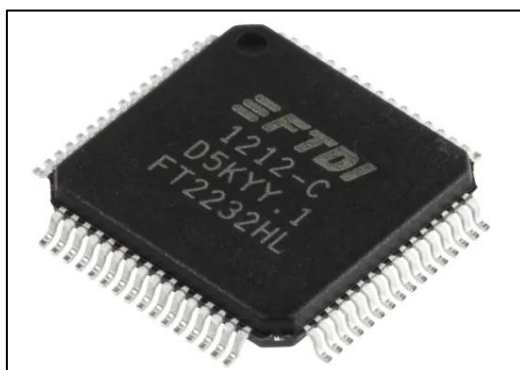
Obr. 4.8 Schéma zapojení rozhraní RS422

Zařízení má nyní všechna vstupní/výstupní rozhraní nutná k napájení a komunikaci během provozu, jak už ale bylo zmíněno. FPGA je třeba před prvním uvedením do provozu naprogramovat, k čemuž slouží už dříve zmíněná sběrnice JTAG. Kontakty této sběrnice jsou vyvedeny od FPGA do bloku vstupů a výstupů. Pro připojení programátoru JTAG je třeba dvouřadá pinová lišta S2G12, kterou zapojím tak aby odpovídala zapojení kontaktů na straně JTAG programátoru.



Obr. 4.9 Zapojení konektoru pro JTAG

Blok řízení fázovačů má nyní již všechna vstupní a výstupní rozhraní, která k provozu i k programování FPGA potřebuje. Přesto jsem se ale na radu kolegů z firmy RETIA ještě rozhodl blok vstupů a výstupů rozšířit o jeden další prvek. Tímto prvkem je obvod převodníku sběrnice USB (Universal Serial Bus) s integrovaným obvodem FT2232HL. Tento integrovaný obvod je dvoukanálovým převodníkem z USB na sběrnice UART, JTAG, SPI, I2C, RS422 (případně příbuzné RS sběrnice). Motivací k doplnění zařízení o tento obvod je možnost usnadnění programování a testování zařízení. Zmíněný dvoukanálový USB převodník od společnosti FTDI Chip je schopen převádět USB až na dvě různé sběrnice současně, což umožní blok řízení fázovačů bez jakékoliv změny zapojení programovat skrze USB přímo z PC, bez nutnosti použití dalšího HW a také následně během testování v laboratoři ovládat blok řízení fázovačů také přímo z PC. [30]



Obr. 4.10 Integrovaný obvod FT2232HL [30]

Obvod FT2232HL je napájen stejnosměrným napětím 3,3 [V] a odebírá proud 70 [mA]. Obvod je uložen v pouzdře LQFP-64, má tedy 64 vývodů a celkové zapojení převodníku je poměrně komplexní. Ke správné funkci vnitřního oscilátoru vyžaduje obvod připojení krystalu laděného na frekvenci 12 [MHz], dále obvod vyžaduje i připojení externí paměti EEPROM, do které se ukládají některá data potřebná ke konfiguraci po spuštění a v neposlední řadě také mnoho pomocných kondenzátorů, rezistorů a samozřejmě USB konektor. Výrobce však pro různá použití ve své dokumentaci (viz [30]) uvádí kompletní doporučená zapojení, včetně hodnot/typů součástek, stačí tedy pečlivě prostudovat dokumentaci a vybrat vhodné zapojení. Po prostudování těchto materiálů jsem obvod relativně snadno sestavil. [30]

Po přidání obvodu USB převodníku je nyní blok vstupů a výstupů zařízení kompletní, celé zapojení se nachází na str. 3 v dokumentu „schema\_bloku\_rizeni\_fazovacu.pdf“ obsaženém v příloze C.

## 4.4 Napájení

Poslední nepopsanou součástí bloku řízení fázovačů jsou obvody napájení celého zařízení. Jak je vidět z textu a blokového schéma řízení fázovačů v úvodu kapitoly (viz Obr. 4.1), do bloku řízení fázovačů je přivedeno napájecí napětí 24 [V], které následně směřuje do bloku obvodů pro napájení. Vzhledem k součástkám a obvodům použitým v zařízení (viz předchozí podkapitoly), je zřejmé, že bude třeba využít dvou napájecích hladin. Většina obvodů (FPGA, RS422, FT2232HL atd.) požaduje napájení napětím 3,3 [V], budiče obsluhující sběrnice fázovačů však vyžadují napětí 5 [V]. Zařízení tedy potřebuje dvojici stejnosměrných zdrojů napětí. První zdroj je napájen napětím 24 [V] a na výstupu poskytuje stabilní napětí 5 [V], toto napětí je pak využito mimo jiné i k napájení druhého zdroje, který poskytuje stabilní stejnosměrné napětí o hodnotě 3,3 [V]. [27] [28] [29] [30]

Při konstrukci napájecích zdrojů stejnosměrného napětí existují v podstatě dvě možné koncepce. První z nich je klasický zdroj s lineárním stabilizátorem napětí a druhou je zdroj spínaný. Každá z těchto koncepcí má své výhody a nevýhody.

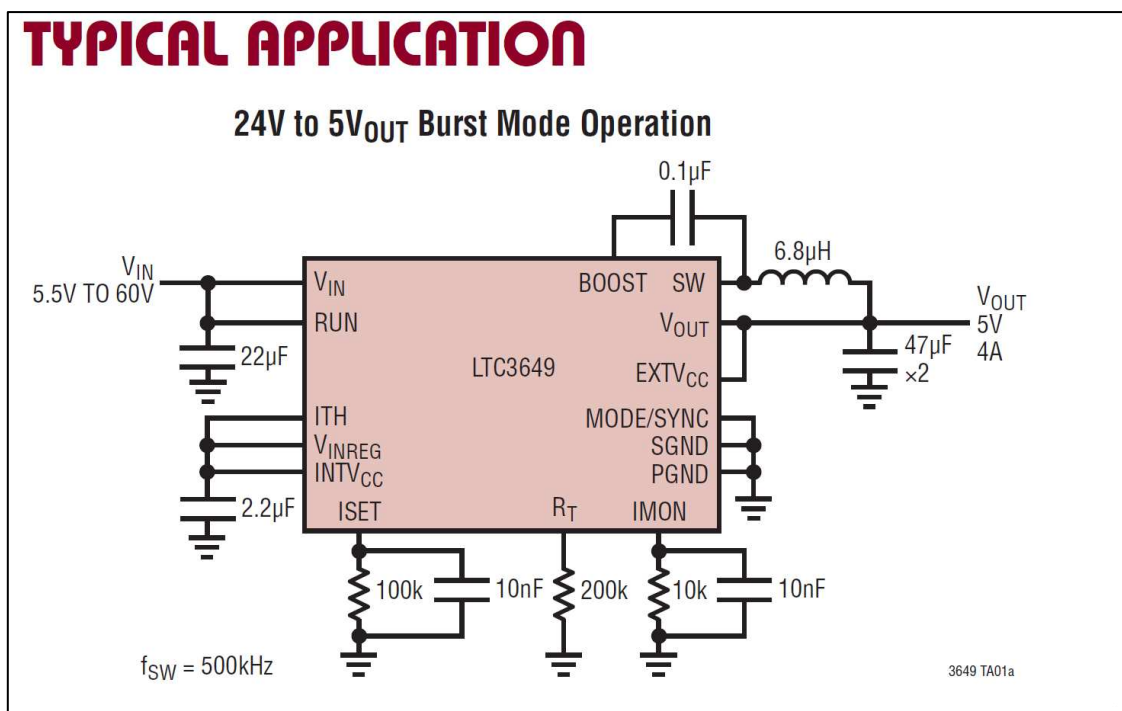
Klasický/lineární zdroj je konstrukčně podstatně jednodušší než spínaný zdroj a obvykle není zdrojem žádného velkého rušení, či zvlnění hladiny napájecího napětí. Není však příliš efektivní. Lineární stabilizátor se chová prakticky jako proměnný odpor, společně s připojenou zátěží tvoří v podstatě napěťový dělič, přičemž na zátěži udržuje stabilizátor požadovanou hodnotu napětí. Přebytné napětí se pak projeví jako úbytek napětí na stabilizátoru, což při velkém rozdílu mezi vstupním a výstupním napětím vede k nízké efektivitě a zahřívání stabilizátoru. [31]

Spínaný zdroj je naopak podstatně novější a také složitější koncepce. Základem spínaného zdroje/stabilizátoru je spínací prvek, který spíná zátěž. Poměr mezi dobou sepnutí spínacího prvku a celkovou periodou spínacích pulzů (střída) je nastavován pomocí zpětnovazební smyčky tak, aby bylo na výstupu zdroje stabilně udržováno požadované napětí. Výhodou těchto zdrojů je vysoká efektivita, která je způsobena tím, že spínací prvek je buď plně sepnut, nebo vypnut, nedochází na něm tedy k úbytku napětí. Takový zdroj je pak nejen mnohem efektivnější než klasický zdroj, ale navíc se spínaný regulátor založený na zmíněném spínacím prvku v porovnání s lineárním stabilizátorem klasického zdroje mnohem méně zahřívá. Nevýhodou spínaných zdrojů, je mimo složitější konstrukce, také větší zvlnění výstupního napětí a fakt, že může být zdrojem rušení. [31]

Vzhledem k výše zmíněným vlastnostem klasických a spínaných zdrojů je vhodnější, když první ze zdrojů, který má poskytovat napájení napětím 5 [V] je konstruován jako spínaný zdroj. Jestliže má být vstupní napětí do prvního zdroje 24 [V] a výstupní napětí 5 [V], znamenalo by to, že úbytek napětí na lineárním stabilizátoru bude 19 [V], což by znamenalo velice nízkou efektivitu. Navíc při odebíraném proudu o velikosti 1 [A] by se na stabilizátoru celých 19 [W] měnilo v teplo, což by způsobilo velké přehřívání zdroje.

První ze zdrojů je tedy konstruován s využitím spínaného regulátoru, konkrétně jsem pro tyto účely vybral integrovaný obvod LTC3649. Jde o spínaný Step-Down (Buck) regulátor, který je schopen pracovat se vstupním napájecím napětím v rozmezí 3,1 [V] až 60 [V] a následně poskytovat výstupní napětí v rozmezí od 0 [V] až do napětí, které je o 0,5 [V] menší než zvolené vstupní napětí, maximální odebíraný proud je 4 [A]. Integrovaný obvod regulátoru je usazen v pouzdře QFN-28. [32]

Regulátor LTC3649 je poměrně sofistikovaný integrovaný obvod, který je možné použít v celé řadě zapojení, mimo obyčejného spínaného zdroje napětí umožňuje i spojování několika regulátorů tohoto typu do obvodu navzájem synchronizovaných zdrojů. Jedná se například o zapojení pro kompenzaci úbytku napájecího napětí, nebo také obvod nízko šumového laboratorního zdroje. Nicméně pro účely této práce postačí klasický spínaný zdroj, vycházím tedy z výrobce doporučeného zapojení, které se nachází na následujícím obrázku. [32]



Obr. 4.11 Doporučené zapojení stabilizátoru LTC3649 [32]

Jak je z doporučeného zapojení (viz Obr. 4.11) vidět, řada vývodů/pinů regulátoru, které slouží k pokročilejším funkcím regulátoru je skutečně deaktivováno, Tato deaktivace je provedena buď spojením se signálovou (SGND) a napájecí (PGND) zemí regulátoru a tedy uzemněním, tak jako synchronizační vývod (označený MODE/SYNC), nebo spojením se zemí přes kondenzátor o hodnotě 2,2 [μF], tak jako piny označené ITH, VINREG a INTVCC. [32]

Zbytek vývodů už regulátor v tomto zapojení aktivně využívá. Vývod označený RUN aktivuje, či deaktivuje regulátor na základě log. úrovně. Pokud není třeba zdroj nijak elektronicky vypínat a zapínat, je vývod spojen s napájecím napětím na vstupu regulátoru (VIN), tak jak je tomu na schématu doporučeného zapojení (Obr. 4.11). Ve schématu můžeme také vidět, že je doporučeno vstupní napětí stabilizovat/vyhlazovat kapacitou 22 [μF]. Na opačné straně je naopak na výstupním vývodu VOUT výstupní napětí filtrováno dvojicí, ideálně keramických, kondenzátorů o kapacitě 47 [μF]. S výstupním vývodem VOUT je spojena i cívka o doporučené hodnotě 6,8 [μF], ve které regulátor akumuluje energii po dobu sepnutí spínacího prvku, který je integrován uvnitř regulátoru a jehož vývod (označen SW) je přiveden na opačnou stranu cívky. Vývod SW je pak navíc na doporučení výrobce skrze kondenzátor o kapacitě 0,1 [μF] přiveden na vývod regulátoru pojmenovaný BOOST, který je spojen s napájením proudového zesilovače (boosteru) na vstupu spínacího prvku (viz vnitřní schéma a popis vývodů v datasheetu [32]). Regulátor má navíc integrovaný zdroj pro napájení vnitřních obvodů regulátoru, jehož vstupní vývod označený EXTVCC může být připojen na výstup regulátoru VOUT, pokud je výstupní napětí  $U_{OUT}$  spínaného zdroje v rozmezí 3,3 až 28 [V], což tomuto konkrétnímu zapojení vyhovuje, v opačném případě by musel být regulátor napájen z externího zdroje. [32]

Poslední zbývající vývody regulátoru slouží ke konfiguraci spínaného zdroje a k diagnostice, tedy ke kontrole správné funkce zdroje. Prvním z nich je vývod ISET, tento vývod/pin je spojen s integrovaným zdrojem konstantního proudu o hodnotě 50 [μA], přičemž mezi tento vývod a zem obvodu je připojen nastavovací rezistor s odporem  $R_{SET}$ , hodnota výstupního napětí zdroje  $U_{OUT}$  je pak dána součinem zmíněného proudu 50 [μA] a odporu  $R_{SET}$ , jak je vidět na výpočtu níže. [32]

$$U_{OUT} = 50 [\mu A] \cdot R_{SET} [V] \Rightarrow R_{SET} = \frac{U_{OUT}}{50 [\mu A]} = \frac{5}{50 [\mu A]} = 100 [k\Omega] \quad (4.1)$$

Dle výpočtu je tedy pro nastavení výstupního napětí  $U_{OUT}$  o hodnotě 5 [V] třeba připojit k vývodu ISET rezistor o hodnotě odporu  $R_{SET} = 100$  [k $\Omega$ ], což se shoduje s hodnotou tohoto rezistoru ve schématu doporučeného zapojení od výrobce (viz Obr. 4.11). Ve zmíněném schématu je také k rezistoru paralelně zapojen kondenzátor o kapacitě 10 [nF], ten stabilizuje napětí na rezistoru.

Druhým vývodem, který nastavuje chod regulátoru je vývod označený RT, tento vývod nastavuje frekvenci interního oscilátoru regulátoru. Tento oscilátor může pracovat v pásmu od 300 [kHz] do 3 [MHz]. Obdobně jako u vývodu ISET, je i tento vývod spojen se zemí skrze rezistor. Hodnota odporu tohoto rezistoru  $R_T$  nastavuje právě frekvenci zmíněného oscilátoru, pokud bude mít rezistor hodnotu 200 [k $\Omega$ ], tak jako v doporučeném zapojení, měl by oscilátor pracovat na doporučené frekvenci  $f = 500$  [kHz], což je prokázáno následujícím výpočtem. [32]

$$f = \frac{10^5}{R_T [k\Omega]} = \frac{10^5}{200 [k\Omega]} = 500 [kHz] \quad (4.2)$$

Když je obvod spínaného zdroje nastaven, je ještě vhodné využít nástrojů pro diagnostiku, které regulátor nabízí. Ve schématu na Obr. 4.11 se nachází vývod označený IMON, jedná se opět o integrovaný zdroj proudu, ovšem v tomto případě není hodnota proudu konstantní, ale odpovídá 1/40 000 aktuálně odebíraného proudu. Pokud tedy připojíme mezi tento vývod a zem rezistor o hodnotě 10 [k $\Omega$ ], budeme schopni měřením úbytku napětí na tomto rezistoru pomocí Ohmova zákona určit aktuální odebíraný proud ze zdroje, přičemž při odběru maximálního možného proudu (4 [A]) bude tento úbytek napětí roven 1 [V]. Paralelně s rezistorem je opět zapojen stabilizační kondenzátor. [32]

Regulátor LTC3649 má navíc ještě dva další vývody pro diagnostiku, které nejsou ve schématu doporučeného zapojení využité, a dokonce ani zakreslené, přesto jsem se je pro lepší kontrolu funkce zdroje rozhodl použít. Jde o vývody označené PGDFB a PGOOD. Vývod PGOOD je vstup s otevřeným drainem, přičemž unipolární tranzistor uvnitř regulátoru je zavřený, pokud je na druhý z vývodů, tedy na vývod PGDFB přivedeno napětí 0,555 [V] až 0,645 [V]. Pokud se hodnota napětí na vývodu PGDFB ocitne mimo uvedený rozsah, dojde k sepnutí již zmíněného unipolárního tranzistoru uvnitř regulátoru a vývod PGOOD tak bude uzemněn. Díky této dvojici vývodů/pinů je tedy možné kontrolovat hladinu napětí přivedeného na vývod PGDFB. [32]

Aby bylo možné pomocí těchto vývodů kontrolovat hladinu výstupního napětí  $U_{OUT}$ , sestavil

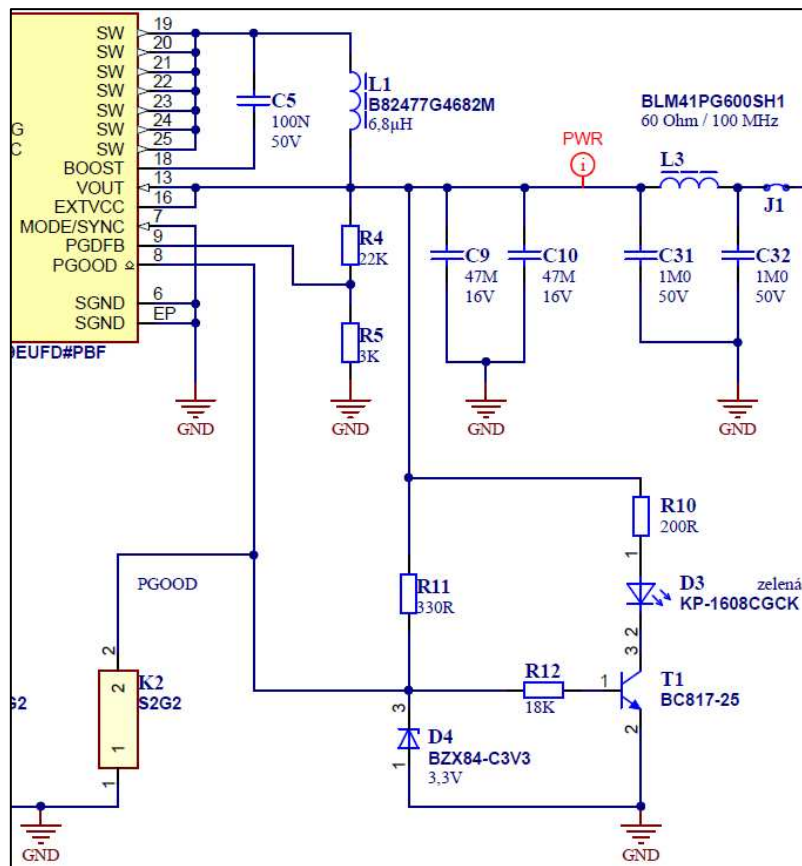


jsem napěťový dělič, tvořený rezistory s odporem 22 [kΩ] a 3 [kΩ]. Dělič je napájen z výstupu spínaného zdroje a pokud zdroj pracuje správně a na výstupu je napětí  $U_{OUT} = 5$  [V], bude úbytek napětí na rezistoru s odporem 3 [kΩ], který je připojen na vývod PGDFB přesně 0,6 [V], což je střed dříve zmíněného rozsahu napětí, při kterém je integrovaný tranzistor připojený k vývodu PGOOD zavřený. Pokud se hodnota výstupního napětí  $U_{OUT}$  výrazně odchýlí od požadované hodnoty 5 [V], projeví se to i na děličí napětí a dojde k sepnutí integrovaného tranzistoru.

Nyní když je zajištěno měření výstupního napětí, je třeba tuto informaci nějak vyhodnotit/předat. Vývod PGOOD snese dle dat výrobce maximální napětí jen 4 [V], nemohu tedy pro diagnostiku použít přímo výstupní napětí zdroje  $U_{OUT} = 5$  [V], proto jsem s pomocí Zenerovy diody a odpovídajícího rezistoru sestavil malý zdroj napětí 3,3 [V]. Toto napětí jsem přivedl na vývod PGOOD a na jeden z kontaktů dvoupinové lišty (ve schématu označena K2), přičemž druhý pin této lišty je uzemněn, díky tomu lze změřením napětí mezi těmito kontakty snadno zkontrolovat funkčnost zdroje. Aby bylo možné detekovat správnou úroveň výstupního napětí zdroje  $U_{OUT}$  i vizuálně, bez měřících přístrojů, doplnil jsem obvod ještě o bipolární tranzistor, zapojený jako spínač, který má ke kolektoru jako spínaný spotřebič zapojenou zelenou LED diodu. Nyní když zdroj pracuje správně a jeho výstupní napětí  $U_{OUT}$  je skutečně okolo 5 [V], můžeme na kontaktech lišty K2 a na vývodu PGOOD naměřit napětí Zenerovy diody, tedy 3,3 [V] a tranzistor spíná LED diodu, která se díky tomu rozsvítí. Pokud výstupní napětí zdroje  $U_{OUT}$  nebude 5 [V], bude vývod PGOOD skrze interní tranzistor připojen k zemi (zkratován), na vývodu i na liště K2 tak bude napětí 0 [V] a LED zhasne.

Tímto je napájecí zdroj 5 [V] kompletní. Předtím, než ale bude jeho výstup přiveden na zdroj napájení 3,3 [V] a na součástky napájené napětím 5 [V], je třeba jeho výstupní napětí filtrovat a odstranit tak hlavní nevýhodu spínaných zdrojů, tedy zvlnění hladiny napájecího napětí a rušení. Odrušení je provedeno přidáním filtru ve tvaru  $\pi$ -článku tvořeného dvojicí kondenzátorů a feritovým filtrem. Nakonec je ještě oddělen výstup zdroje od zbytku zařízení pájecí propojkou (ve schématu označena J1), díky této propojce je zdroj před propojením pomocí pájky izolován a jeho správná funkce může být zkontrolována bez ohrožení ostatních obvodů zařízení.

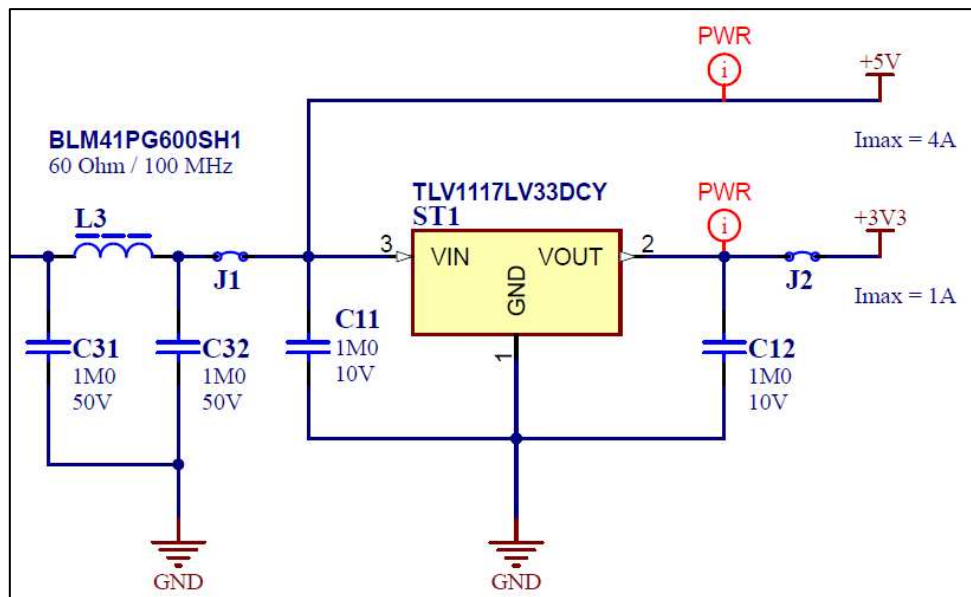
Schéma výstupních a diagnostických obvodu spínaného zdroje s regulátorem LTC3649 se nachází na následujícím obrázku (Obr. 4.12).



Obr. 4.12 Výstupní a diagnostické obvody spínaného zdroje

Dále je třeba navrhnout druhý ze zdrojů, tedy zdroj, který poskytuje napájení stejnosměrným napětím 3,3 [V], přičemž je napájen ze zdroje 5 [V], jehož návrh jsem popsal v předchozích odstavcích. V tomto případě je rozdíl mezi vstupním a výstupním napětím zdroje, a tedy i případný úbytek napětí na lineárním stabilizátoru pouze 1,7 [V], není tedy problém v tomto případě použít klasický zdroj, protože malý úbytek napětí znamená minimální problémy s přehříváním a efektivitou zdroje, jak bylo popsáno v úvodu podkapitoly.

Jako základ zdroje jsem zvolil třísvorkový lineární stabilizátor typu TLV1117LV33DCY, který je usazený v pouzdře SOT-223. Tento stabilizátor je pevně nastavený na výstupní napětí  $U_{OUT}$  o hodnotě 3,3 [V], přičemž zvládne odběr proudu o hodnotě až 1 [A]. Konstrukce zdroje za pomoci tohoto stabilizátoru je velice jednoduchá. Stabilizátor je víceméně samostatný, jediné další součástky, které výrobce doporučuje do obvodu doplnit pro správnou funkci stabilizátoru jako zdroje, jsou dva stabilizační, ideálně keramické, kondenzátory. Oba kondenzátory mají mít hodnotu 100 [nF]. Jeden z nich je zapojen mezi vstupní vodič/pin stabilizátoru a zem a druhý mezi výstup stabilizátoru a zem. Schéma zapojení stabilizátoru se nachází na následující ilustraci. [33]

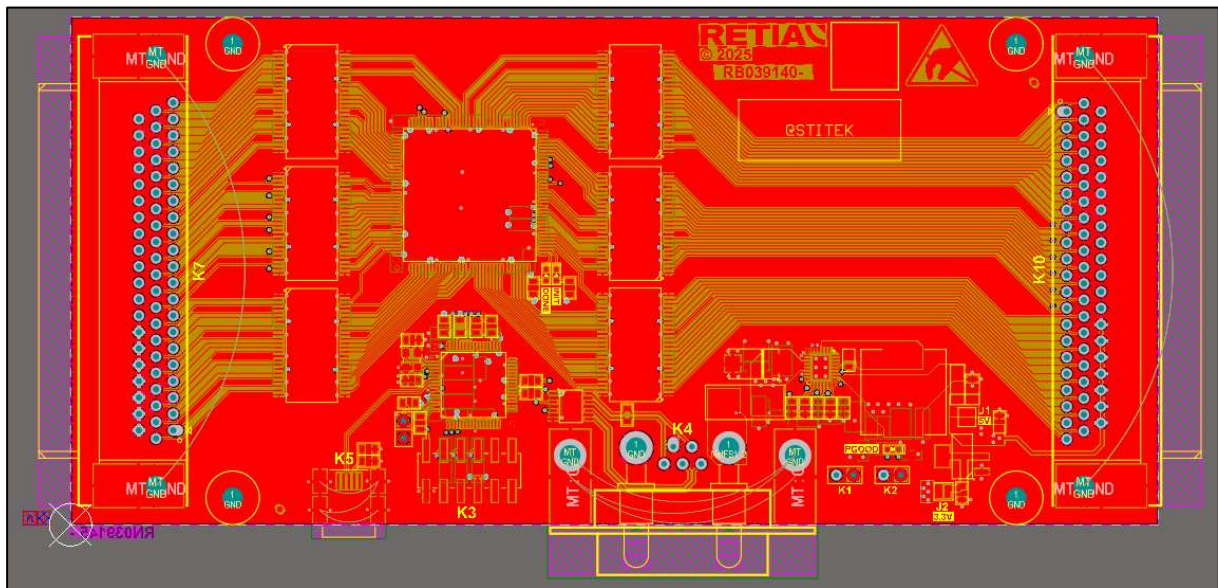


Obr. 4.13 Schéma napájecího zdroje 3,3 [V] s lineárním stabilizátorem

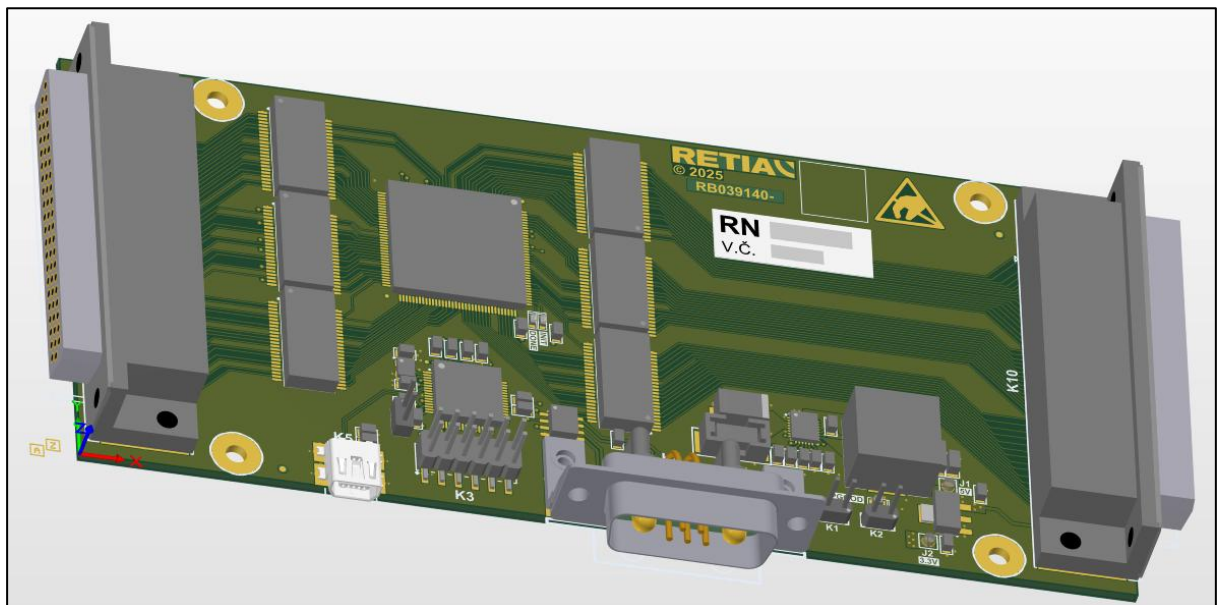
Na schématu výše, se na levé straně nachází vstup zdroje, který je spojen se spínaným zdrojem 5 [V] přes výstupní filtr a pájecí propojku J1. Tyto součástky již byly uvedeny na obrázku se schématem výstupů a diagnostiky zdroje 5 [V] (viz Obr. 4.12), naopak na pravé straně se nachází výstup stabilizátoru TLV1117LV33DCY a výstupy celého bloku obvodů napájení jako takové. Výstup tohoto zdroje je podobně jako v případě prvního zdroje oddělen od obvodů, které napájí, pomocí pájecí propojky (ve schématu označena J2).

Kompletní schéma napájení bloku řízení fázovačů se nachází na str. 6 v dokumentu „schema\_bloku\_rizeni\_fazovacu.pdf“ v příloze C.

Blok řízení fázovačů je tímto již téměř kompletní. Zbývá realizovat návrh DPS (Desky Plošných Spojů) na základě schématu zapojení. Kompletní schéma zapojení bloku řízení fázovačů se nachází v již zmiňovaném dokumentu v příloze C. Na základě tohoto schématu, které jsem vytvořil v programu Altium Designer, jsem pak s využitím konzultací s odborníkem z firmy RETIA specializujícího se na návrh plošných spojů v totožném programu vytvořil i DPS pro blok řízení fázovačů. Altium Designer pak na základě návrhu DPS a dat o součástkách umožňuje i vygenerování 3D modelu DPS. Návrh DPS a zmíněný 3D model bloku řízení fázovačů se nachází na obrázcích níže, soubory s 3D modelem i osazovacím plánem DPS jsou obsaženy v příloze C. Na základě těchto podkladů byla tato DPS vyrobena, osazena a systém IFF je tak kompletní.



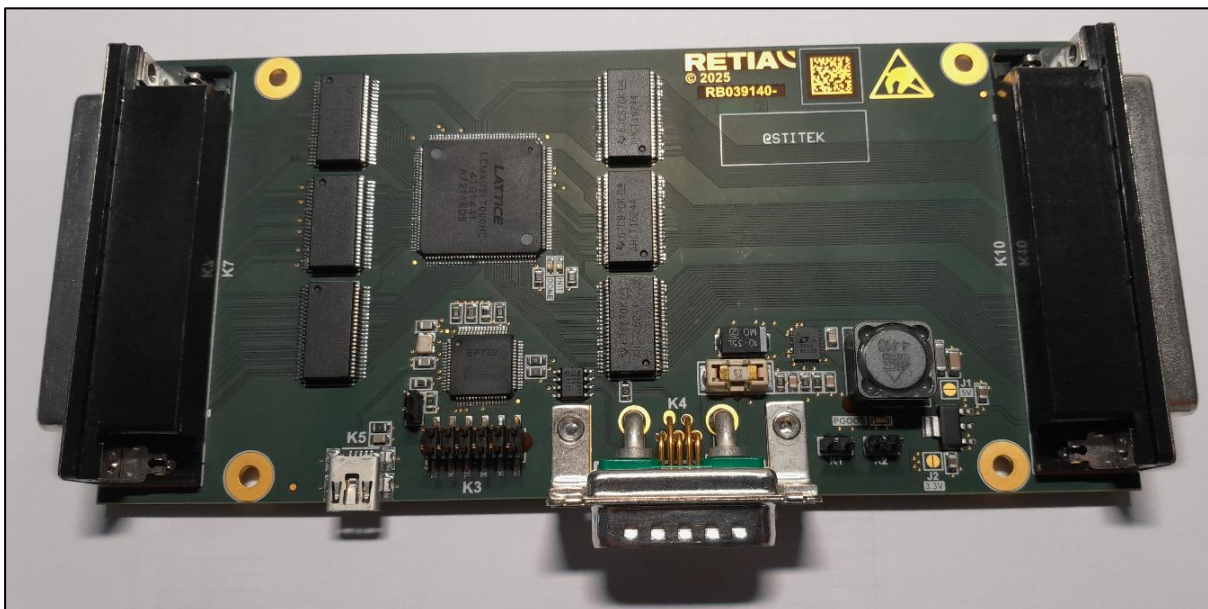
Obr. 4.14 Návrh DPS v prostředí Altium Designer



Obr. 4.15 Výsledný 3D model DPS pro blok řízení fázovačů

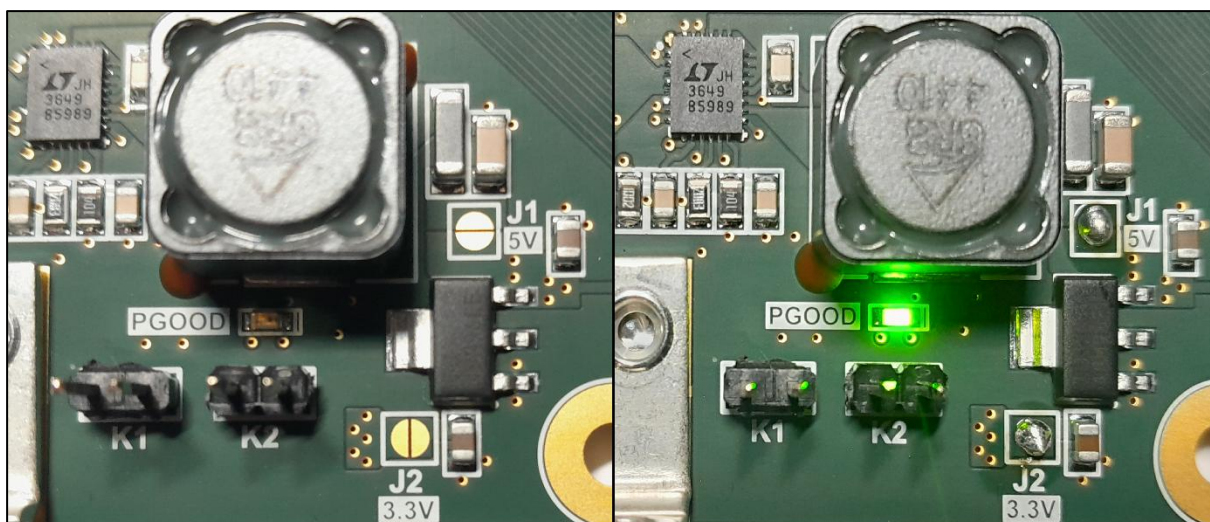
## 4.5 Oživení a testování bloku

Prototyp bloku řízení fázovačů (viz Obr. 4.16 níže) bylo potřeba uvést do provozu a otestovat jeho správnou funkci. V prvním kroku jsem postupně otestoval oba napájecí zdroje bloku a následně je skrze již dříve zmíněné pájecí propojky J1 a J2 přivedl na napájení ostatních obvodů bloku. Následně jsem nahrál do FPGA software sloužící ke komunikaci s centrální řídicí jednotkou radaru a k následnému nastavení fázovačů v souladu s pokyny obdrženy od centrální řídicí jednotky radaru, respektive v souladu s požadovaným úhlem vychýlení anténního svazku  $\Delta\varphi$ . Finálně jsem ověřil správnost nastavení, tedy přesněji správnost logických stavů na sběrnících fázovačů.



Obr. 4.16 Vyrobený prototyp

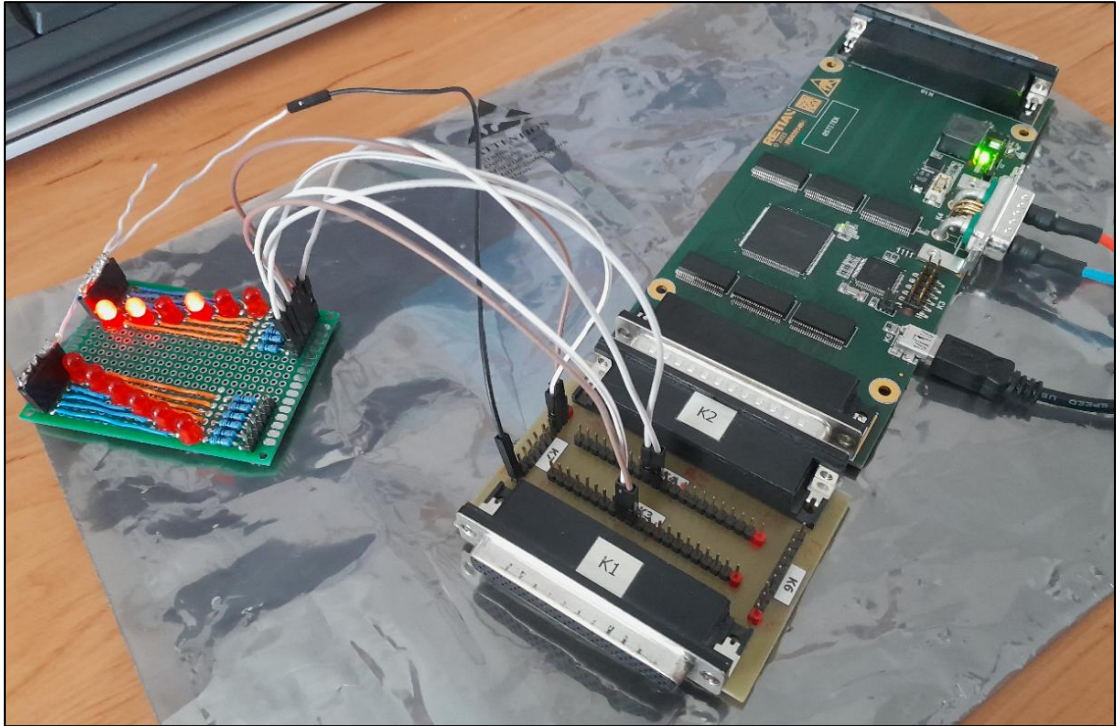
Po prvním připojení DPS bloku řízení fázovačů k napájení je napájen pouze spínaný zdroj stejnosměrného napětí 5 [V], který je od zbytku DPS, včetně zdroje 3,3 [V], který také napájí oddělen pájecí propojkou J1. Po ověření hodnoty výstupního napětí zdroje jak pomocí multimetru, tak vizuální kontrolou pomocí indikační zelené LED diody D3 jsem pomocí pájky propojku J1 aktivoval a tím propojil spínaný zdroj ke zbytku obvodu. Obdobný proces jsem následně zopakoval i s lineárním zdrojem 3,3 [V] a jeho propojkou J2.



Obr. 4.17 Obvody zdrojů před a po zprovoznění

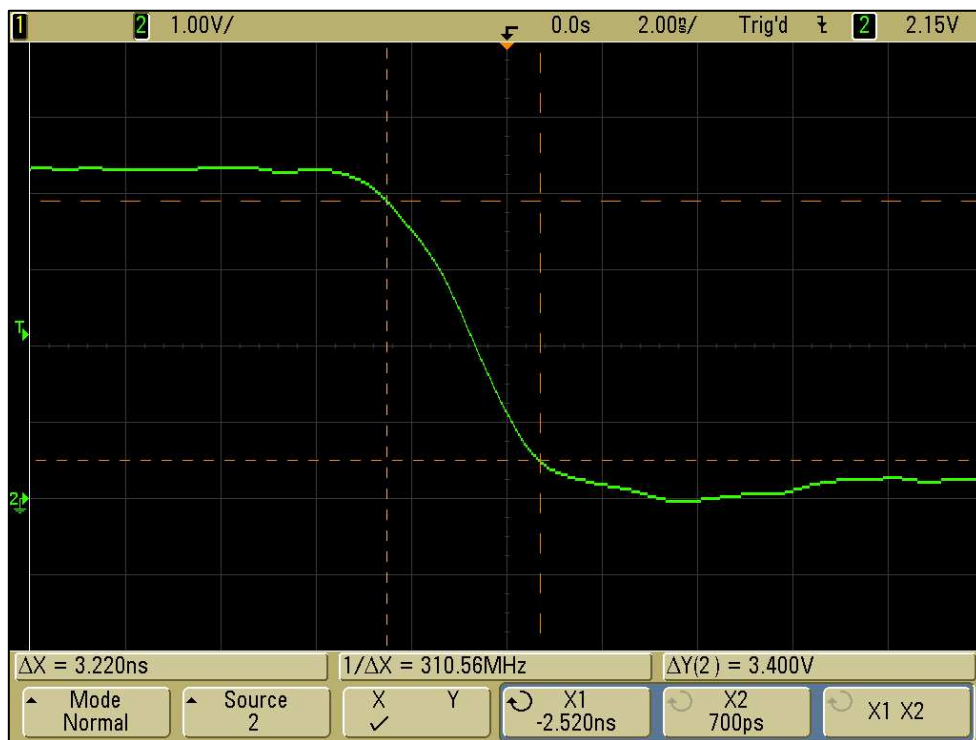
Pro účely programování FPGA i testování správné funkce bloků využívám USB konektor v kombinaci s USB převodníkem FTDI, tak jak jsem ho popsal už v předchozím textu (4.3 Blok vstupů/výstupů). Díky tomu je možné provádět programování i testování řízené přímo z PC skrze jediný kabel, bez nutnosti použít JTAG programátor a přijímač/vysílač RS422. Software pro FPGA jsem napsal v prostředí Lattice Diamond, které výrobce FPGA poskytuje ke stažení na svých webových stránkách.

Centrální řídicí jednotka radarového systému není v tuto chvíli ještě kompletně navržena, a tak jsem provedl testování mého prototypu pouze pomocí PC terminálu Realterm. Do tohoto terminálu jsem zadal požadované stavy sběrnic fázovačů a odeslal je skrze USB z PC. USB převodník tato data převede do formátu sběrnice RS422 a FPGA je zpracuje. Pokud je vše v pořádku, budou stavy na výstupních konektorech K7 a K10 odpovídat stavům zadaným do terminálu na PC. Pro snadné ověření logických stavů na jednotlivých digitálních sběrnících jsem si vyrobil jednoduchý přípravek s červenými LED, které slouží jako rychlá vizuální indikace.



Obr. 4.18 Testování stavů výstupních sběrnic

Pro úplnost jsem se rozhodl změřit i délku náběžných a sestupných hran při změně stavu na sběrnici, pomocí osciloskopu. Během měření jsem zjistil, že délka sestupné ani náběžné hrany nepřesáhne 3,5 [ns]. Na obrázku níže se nachází záznam obrazovky osciloskopu, na které lze vidět sestupnou hranu na jednom z pinů sběrnice prvního z fázovačů, o délce 3,22 [ns].



Obr. 4.19 Měření sestupné hrany na osciloskopu

Během testování jsem prověřil stavy na všech výstupních sběrnicích a ověřil tak, že můj prototyp bloku řízení fázovačů je schopen spolehlivě přijímat pokyny a odpovídajícím způsobem posléze nastavit logické stavy na paralelních sběrnicích řídicích digitální fázovače.



## ZÁVĚR

V rámci mé diplomové práce jsem provedl rešerši systémů IFF s elektronickým vychylováním svazku (ESA), které jsou v současné době v provozu. V rámci této rešerše jsem skutečně našel několik vojenských sekundárních radarů, které disponují systémem IFF s funkcí ESA. Jedná se o radary od předních výrobců jako Thales, či BAE Systems, kteří si celý radar včetně dotazovače IFF navrhli na míru, díky tomu byli schopni systém realizovat jako systém s aktivním vychylováním anténního svazku (AESA). Bohužel návrh vlastního dotazovače nebyl z časových i finančních důvodů možný a dotazovače nabízené na trhu mají jednotný koncový stupeň vysílače, vychylování svazku jsem tedy musel realizovat pasivní metodou (PESA), tedy fázováním vysílaného signálu na jednotlivých prvcích anténní řady pomocí fázovačů.

Návrh sekundárního radaru jsem započal výběrem vhodného dotazovače, a to především s ohledem na spolehlivost, realizované módy, ve kterých je dotazovač schopen pracovat, a s ohledem na vysílací výkon potřebný k dosažení požadovaného dosahu radaru. Hodnotu potřebného vysílacího výkonu jsem určil na základě výpočtu dosahu sekundárního radaru v závislosti na vysílacím výkonu, a to s přihlédnutím k reálným parametrům anténní řady. Výsledkem byla volba dotazovače MSSR 2000 I od společnosti Hensoldt. Tento dotazovač je spojen centrální jednotkou radarového systému, které předává získané informace o detekovaných cílech.

Dalším krokem byla rešerše dostupných fázovačů a z ní vyplývající výběr konkrétního typu fázovače. Musel jsem najít fázovač schopný posouvání fáze signálu na vysokých výkonech v pásmu L s co nejmenším vložitelným útlumem. Z omezené nabídky na trhu jsem nakonec vybral digitální fázovač CMIPS-0912B6 od Quantic Corry a následně jsem provedl studii přesnosti vychylování anténního svazku a výpočet ztrát spojených s nepřesností vychylování svazku. Znovu jsem také provedl výpočet dosahu radaru, abych ověřil, že dosah bude dostatečný i po započítání vložitelného útlumu dotazovačů a ztrát vychylováním svazku.

Poslední kapitolu práce jsem věnoval návrhu obvodů bloku řízení fázovačů, který je schopen na základě pokynů poskytnutých centrální řídicí jednotkou radarového systému nastavovat fázový posun jednotlivých fázovačů tak, aby bylo dosaženo požadovaného vychýlení anténního svazku. Práci jsem zakončil návrhem DPS pro tyto obvody a výrobou prototypu. Veškeré navržené HW a SW části jsem ověřil měřením. Závěrem se dá shrnout, že byly naplněny veškeré klíčové cíle mé diplomové práce.

## POUŽITÁ LITERATURA

- [1] BEZOUŠEK, Pavel a ŠEDIVÝ, Pavel. Radarová technika. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004. ISBN 80-01-03036-9.
- [2] North Atlantic Treaty Organisation, “STANAG 4193 Part 3 Edition 3,” 2016
- [3] ALBIN NILSSON, DAVID SCHULTZE., Active electronically controlled IFF-antenna for L-band. Master’s thesis in Wireless, Photonics and Space Engineering. Chalmers university, 2018
- [4] SKOLNIK, Merrill I. (ed.). Radar handbook. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 2008. ISBN 978-0-07-148547-0.
- [5] SKOLNIK, Merrill I. Introduction to radar systems. 3rd ed. McGraw-Hill series in electrical and computer engineering. Boston: McGraw-Hill, 2001. ISBN 0-07-118189-X.
- [6] GLEIM AVIATION. *FAR/AIM: Appendix F to Part 43—ATC Transponder Tests and Inspections*. Online. Gleim Aviation. 2023. Dostupné z: [https://www.gleim.com/aviation/faraim/index.php?leafNum=Appendix\\_F\\_to\\_Part\\_43](https://www.gleim.com/aviation/faraim/index.php?leafNum=Appendix_F_to_Part_43). [cit. 2024-10-22].
- [7] THE MATHWORKS, INC. What Is an ESA Radar? Online. MathWorks. c1994-2024. Dostupné z: <https://www.mathworks.com/discovery/esa-radar.html>. [cit. 2024-10-29].
- [8] THALES GROUP. TSA 6000. Online. Thales. c2024. Dostupné z: <https://www.thalesgroup.com/en/markets/defence-and-security/radio-communications/naval-communications/iff-identification-naval/tsa>. [cit. 2024-10-30].
- [9] COLLINS AEROSPACE. Identification Friend or Foe (IFF). Online. Collins Aerospace. c2024. Dostupné z: <https://www.collinsaerospace.com/what-we-do/industries/military-and-defense/communications/airborne-communications/iff>. [cit. 2024-10-30].
- [10] MILITARY AEROSPACE. Navy chooses circular antenna array from BAE Systems for shipboard identification-friend-or-foe (IFF) system. Online. <https://www.militaryaerospace.com/>. 2022. Dostupné z: <https://www.militaryaerospace.com/sensors/article/14270223/antenna-shipboard-iff>. [cit. 2024-10-30].

- [11] ASELSAN. IFF Mk XIIA(S): LONG RANGE INTERROGATOR. Online. Aselsan.com. 2022. Dostupné z: [https://wwwcdn.aselsan.com/api/file/IFF\\_LONG\\_RANGE\\_INTERROGATOR\\_ENG-\(1\)-\(1\)-\(1\).pdf](https://wwwcdn.aselsan.com/api/file/IFF_LONG_RANGE_INTERROGATOR_ENG-(1)-(1)-(1).pdf). [cit. 2024-10-30].
- [12] BAE SYSTEMS. Identification Friend or Foe (IFF). Online. BAE systems. c2023. Dostupné z: <https://www.baesystems.com/en/product/iff-family>. [cit. 2024-10-30].
- [13] PIT-RADWAR S.A. IDZ-50 Long-range Interrogator. Online. PIT-RADWAR. c2024. Dostupné z: <https://en.pitradwar.com/oferta/1230,idz-50-long-range-interrogator#>. [cit. 2024-10-30].
- [14] HENSOLDT. MSSR 2000 ID IFF Interrogator. Online. Hensoldt.net. c2024. Dostupné z: <https://www.hensoldt.net/products/radar-iff-and-comms/mssr-2000-id-iff-interrogator/>. [cit. 2024-10-30].
- [15] THALES GROUP. TSX 2500 Family. Online. Thalesgroup.com. c2024. Dostupné z: <https://www.thalesgroup.com/en/markets/defence-and-security/radio-communications/land-communications/iff-identification-air-Interrogators-CIT/TSX-2500>. [cit. 2024-10-30].
- [16] LEONARDO. SIT422/5 MR. Online. Leonardo.com. c2023. Dostupné z: <https://electronics.leonardo.com/en/products/sit422-5-mr>. [cit. 2024-10-30].
- [17] LEONARDO. SIT434CI. Online. Leonardo.com. c2023. Dostupné z: <https://electronics.leonardo.com/en/products/sit434ci-iff-interrogator>. [cit. 2024-10-30].
- [18] FEDERAL COMMUNICATIONS COMMISSION. Raytheon AN/TPX-56 IFF Interrogator Set. Online. Fcc.gov. c2024. Dostupné z: <https://fcc.report/ELS/DRS-Technologies-Inc/0705-EX-ST-2004/68255.pdf>. [cit. 2024-10-30].
- [19] THALES GROUP. Transponders. Online. Thalesgroup.com. c2024. Dostupné z: <https://www.thalesgroup.com/en/markets/defence-and-security/radio-communications/land-communications/iff-identification-air-0>. [cit. 2024-10-30].
- [20] HENSOLDT. Radar, IFF and Comms. Online. Hensoldt.net. c2024. Dostupné z: <https://www.hensoldt.net/products/radar-iff-and-comms/#c12543>. [cit. 2024-10-30].

- [21] MCNEIL, Peter. A Brief Introduction to the Types of RF Phase Shifters. Online. Pasternack.com. 15 June 2017. Dostupné z: <https://blog.pasternack.com/phase-shifters/brief-introduction-types-rf-phase-shifters/>. [cit. 2024-11-12].
- [22] VRBA, Jan. *Mikrovlonné obvody*. Praha: ČVUT, 1999. ISBN 80-01-01937-3.
- [23] CORRY MICRONICS, LLC. CMIVCPS01000200A Voltage Control Phase Shifter 1 - 2 GHz. Online. ppmsystems.com. 19 April 2021. Dostupné z: <https://ppmsystems.com/wp-content/uploads/CMIVCPS01000200A-Corry-voltage-controlled-phase-shifter-datasheet.pdf>. [cit. 2024-11-13].
- [24] QUANTIC CORRY. *Digital Controlled RF Phase Shifters*. Online. Quanticorry.com. c2024. Dostupné z: <https://quanticorry.com/product/digital-controlled-phase-shifters/>. [cit. 2024-11-13].
- [25] EVERYTHING RF. DPS-00650155-180-8-IF-IF. Online. Everythingrf.com. c2024. Dostupné z: <https://www.everythingrf.com/products/digital-phase-shifters/miteq/627-74-dps-00650155-180-8-1f-1f>. [cit. 2024-11-19].
- [26] PASTERNAK. 8 Bit Programmable Phase Shifter, 500 MHz to 2 GHz, 360 Deg. Phase Shift, 256 Steps and SMA. Online. Pasternack.com. c2024. Dostupné z: <https://www.pasternack.com/8-bit-programmable-phase-shifter-2-ghz-sma-360-deg-256-steps-pe82p5000-p.aspx>. [cit. 2024-11-19].
- [27] LATTICE. MachXO2. Online. Lattice Semiconductor. c2025. Dostupné z: <https://www.latticesemi.com/Products/FPGAandCPLD/MachXO2>. [cit. 2025-03-05].
- [28] TEXAS INSTRUMENTS. SN74AHCT16244DL. Online. Texas Instruments. c2025. Dostupné z: <https://www.ti.com/product/SN74AHCT16244/part-details/SN74AHCT16244DL>. [cit. 2025-03-11].
- [29] ALLDATASHEET. MAX3077EESA Datasheet. Online. Alldatasheet.com. c2025. Dostupné z: <https://www.alldatasheet.com/html-pdf/73132/MAXIM/MAX3077EESA/1345/10/MAX3077EESA.html>. [cit. 2025-03-11].
- [30] FTDI CHIP. FT2232HL. Online. FTDI. c2025. Dostupné z: <https://ftdichip.com/products/ft2232hl/>. [cit. 2025-03-12].

[31] BRTNÍK, Bohumil. Základní elektronické obvody. Praha: BEN - technická literatura, 2011. ISBN 978-80-7300-408-8.

[32] ALLDATASHEET. LTC3649 Datasheet. Online. Alldatasheet.com. c2025. Dostupné z: <https://www.alldatasheet.com/html-pdf/1041110/LINER/LTC3649/174/1/LTC3649.html>. [cit. 2025-03-12].

[33] TEXAS INSTRUMENTS. TLV1117LV. Online. Texas Instruments. c2025. Dostupné z: <https://www.ti.com/product/TLV1117LV#tech-docs>. [cit. 2025-03-19].

# PŘÍLOHY

## **Příloha A – Odhad dosahu IFF systému**

- A.1 – Skript „vypocet\_dosahu\_uplink.m“
- A.2 – Skript „vypocet\_dosahu\_downlink.m“

## **Příloha B – Vychylování anténního svazku**

- B.1 – Skript „chyba\_vychylovani\_svazku.m“
- B.2 – Skript „vypocet\_dosahu\_fazovace\_uplink.m“
- B.3 – Skript „vypocet\_dosahu\_fazovace\_downlink.m“

## **Příloha C – Návrh bloku řízení fázovačů**

- C.1 – Dokument „schema\_bloku\_rizeni\_fazovacu.pdf“
- C.2 – Model „DPS\_bloku\_rizeni\_fazovacu.step“
- C.3 – Dokument „osazovací\_plan.pdf“

Všechny elektronické přílohy jsou v digitální formě na informačním systému IS/STAG.