

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno, 2018

Bc. Jakub Hoferek



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

## ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

## MODELOVÁNÍ A SIMULACE PŘÍJÍMAČE KOMUNIKAČNÍHO SYSTÉMU PRO BEZPILOTNÍ LETADLA

MODELLING AND SIMULATION OF COMMUNICATION SYSTEM RECEIVER FOR UNMANNED AIRCRAFT

### DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Jakub Hoferek

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. Roman Maršálek, Ph.D.

BRNO 2018



# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Elektronika a sdělovací technika**

Ústav radioelektroniky

**Student:** Bc. Jakub Hoferek

**ID:** 159200

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2017/18

## NÁZEV TÉMATU:

### **Modelování a simulace přijímače komunikačního systému pro bezpilotní letadla**

#### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte požadavky pro Command and Control Non Payload Communication - Beyond Line of Sight (CNPC-BLOS) satelitní komunikační systém ve frekvenčním pásmu C (5 GHz) používaný pro vzdáleně pilotované bezpilotní letadla. Navrhněte parametry pro model přijímače. Model přijímače musí splňovat požadavky na přesnost synchronizace a kompenzovat Dopplerův posun v závislosti na použité orbitální dráze satelitní komponenty komunikačního systému. Modelování systému proveďte pro jednu orbitální dráhu satelitní komponenty systému na základě analýzy referenčních dokumentů dostupných satelitních systémů.

V prostředí Matlab s využitím objektově orientovaného programování naprogramujte navžený model přijímače a proveďte simulaci chybovosti při přenosu vyjádřenou pomocí Packet Error Rate (PER < 10<sup>-3</sup>) v závislosti na různých podmínkách rádiového kanálu (šum, únik, Dopplerův posun).

#### DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] RTCA-DO-362 Command and Control (C2) Data Link Minimum Operational Performance Standards (MOPS) (Terrestrial), prepared by SC-228, RTCA 2016

[2] Command and Control (C2) Data Link Minimum Operational Performance Standards (MOPS) (Satellite), EuroCAE WG 105

**Termín zadání:** 5.2.2018

**Termín odevzdání:** 17.5.2018

**Vedoucí práce:** prof. Ing. Roman Maršálek, Ph.D.

**Konzultant:** Ing. Jan Prokopec, Ph.D.

**prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.**  
*předseda oborové rady*

#### UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

## **ABSTRAKT**

Práce pojednává o modelování vlastností přijímače určeného pro přenos povelových informací určených pro bezpilotní letouny.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

BLOS, CPM, CNPC, Matlab, SDR, Satcom, UAV

## **ABSTRACT**

This paper deals with the modeling of receiver properties for the transfer of command information for unmanned airplanes.

## **KEYWORDS**

BLOS, CPM, CNPC, Matlab, SDR, Satcom, UAV

HOFEREK, Jakub. *Modelování a simulace přijímače komunikačního systému pro bezpilotní letadla*. Brno, 2018, 62 s. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce: prof. Ing. Roman Maršálek, Ph.D.

## PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „ Modelování a simulace přijímače komunikačního systému pro bezpilotní letadla“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského 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, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno .....

.....

podpis autora

## PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval mému konzultantovi, jímž je Ing. Jan Prokopec, Ph.D. a kolegovi Ing. Janu Hofmanovi za odborné vedení, trpělivost a podnětné návrhy k práci. Děkuji též panům prof. Ing. Romanu Maršálkovi, Ph.D. za vedení práce ze strany akademické a Ing. Martinu Mlaskačovi za zajištění diplomové práce ve firmě Honeywell International s.r.o..

Brno .....

.....

podpis autora



Faculty of Electrical Engineering  
and Communication  
Brno University of Technology  
Purkynova 118, CZ-61200 Brno  
Czech Republic  
<http://www.six.feec.vutbr.cz>

## PODĚKOVÁNÍ

Výzkum popsaný v této diplomové práci byl realizován na základě znalostí získaných při výuce v laboratořích podpořených z projektu SIX; registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operační program Výzkum a vývoj pro inovace.

Brno .....

.....

podpis autora



EVROPSKÁ UNIE  
EVROPSKÝ FOND PRO REGIONÁLNÍ ROZVOJ  
INVESTICE DO VAŠÍ BUDOUCNOSTI



# OBSAH

<b>Úvod</b>	<b>11</b>
1.1 Satelitní komunikační spoj . . . . .	11
1.2 Obecné požadavky na přenosový systém . . . . .	13
1.2.1 Satelitní část . . . . .	13
1.2.2 Handover . . . . .	14
1.2.3 Frekvenční pásmo . . . . .	16
1.3 Satelitní systém Inmarsat . . . . .	16
1.4 Anténní systém . . . . .	16
1.5 Bezpilotní letouny . . . . .	18
1.5.1 Dělení bezpilotních prostředků dle mechanismu letu . . . . .	18
<b>2 Charakteristika přenosového systému</b>	<b>19</b>
2.1 Forward link . . . . .	19
2.1.1 Modulace . . . . .	19
2.1.2 Struktura rámce . . . . .	20
2.1.3 Přijímač . . . . .	22
2.1.4 Kódování . . . . .	22
2.2 Return link . . . . .	23
2.2.1 Modulace . . . . .	23
2.2.2 Struktura rámce . . . . .	23
<b>3 Vlastnosti přenosového systému</b>	<b>25</b>
3.1 CPM Modulace . . . . .	25
3.1.1 Varianty CPM modulace . . . . .	25
3.2 Rádiový kanál . . . . .	29
3.2.1 Doppler . . . . .	29
3.2.2 Zpoždění rádiové trasy . . . . .	31
3.2.3 Útlum rádiové trasy . . . . .	32
3.3 Synchronizace . . . . .	33
3.3.1 Jemná časová synchronizace . . . . .	33
3.3.2 Hrubá časová synchronizace . . . . .	33
<b>4 Implementace simulátoru</b>	<b>34</b>
4.1 Proces simulace . . . . .	34
4.2 Vysílač . . . . .	35
4.2.1 Generování dat . . . . .	35
4.2.2 Turbokodér . . . . .	35



4.2.3	Modulátor . . . . .	35
4.3	Rádiový kanál . . . . .	37
4.3.1	Frekvenční Dopplerův posun . . . . .	38
4.3.2	Hrubý časový posun . . . . .	38
4.3.3	Jemný časový posun . . . . .	38
4.3.4	Aditivní Gaussovský šum . . . . .	38
4.4	Přijímač . . . . .	39
4.4.1	Akvizice . . . . .	39
4.5	Demodulace . . . . .	43
4.5.1	Nekoherentní demodulátor pro modulaci bez paměti . . . . .	43
4.5.2	Nekoherentní demodulátor pro modulaci s pamětí . . . . .	44
4.5.3	Koherentní demodulátor pro modulaci s pamětí . . . . .	44
4.6	Zpracování a zobrazení dat . . . . .	45
4.6.1	Získání dat ze simulace . . . . .	45
4.6.2	Zobrazení dat . . . . .	45
<b>5</b>	<b>Výsledky simulace</b>	<b>46</b>
5.1	PER a BER křivky . . . . .	46
5.2	Výsledky akvizice . . . . .	48
5.3	Výsledky demodulace a dekodování . . . . .	52
5.3.1	Demodulátor . . . . .	52
<b>6</b>	<b>Závěr</b>	<b>53</b>
	<b>Literatura</b>	<b>54</b>
	<b>Seznam symbolů, veličin a zkratk</b>	<b>56</b>
	<b>Seznam příloh</b>	<b>58</b>
<b>A</b>	<b>Ukázka zdrojového kódu pro Matlab</b>	<b>59</b>
A.1	Modulátor . . . . .	59
A.1.1	Generování LUT tabulky pro modulátor s délkou modulačního pulzu $L=2$ . . . . .	59
A.2	Metody třídy rádiový kanál . . . . .	60
A.2.1	Aditivní šum s gaussovým rozložením pravděpodobnosti . . . . .	60
A.2.2	Dopplerův posun . . . . .	61
A.2.3	Jemný časový posun . . . . .	61
A.3	Dekodér . . . . .	62
A.3.1	Volání funkce turbo dekodéru . . . . .	62

# SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Blokové znázornění komunikačního řetězce. . . . .	11
1.2	Blokové znázornění komunikačního řetězce MOPS [7] . . . . .	12
1.3	Blokové schéma rádiové komunikační části satelitu [7] . . . . .	12
1.4	Handover mezi Spot beams [7] . . . . .	15
1.5	Příklad pokrytí satelitem na GEO [7] . . . . .	15
1.6	Maska povolené spektrální intenzity vysílače systému LOS.[13] . . . .	16
2.1	Struktura rámce Forward linku . . . . .	20
2.2	Blokové znázornění přijímače . . . . .	22
2.3	Struktura rámce Return linku . . . . .	24
3.1	Vybrané typy CPM modulací. [19] . . . . .	25
3.2	Tvar pulzu před modulátorem. [19] . . . . .	26
3.3	Tvar modulačního pulzu za modulátorem, po integraci. [19] . . . . .	27
3.4	Charakteristika CPM při pohledu na fázi. . . . .	28
4.1	Blokové schéma připravovaného simulačního modelu . . . . .	34
4.2	Blokové schéma znázorňující zpracování preamble pro získání informací o frekvenci, časování a fázi, dle dokumentu [5]. . . . .	40
4.3	Znázornění preamble na časové a frekvenční ose, před a po normalizaci frekvence. . . . .	41
5.1	BER a PER křivka v závislosti na $E_S/N_0$ pro kompletní samostatný přijímač. . . . .	46
5.2	BER a PER křivka v závislosti na $E_S/N_0$ pro přijímač s externí informací o časové synchronizaci, simulováno pro 6000 paketů na $E_S N_0$ . . . . .	47
5.3	Standardní odchylka chyb v odhadu na výstupu akvizice. . . . .	48
5.4	Histogram chyby frekvenčního odhadu pro různé $E_S/N_0$ . . . . .	49
5.5	Histogram chyby jemného časového odhadu pro různé $E_S/N_0$ . . . . .	50
5.6	Histogram chyby jemného časového odhadu pro $E_S/N_0 = 35\text{dB}$ , simulace pro $N=500$ průběhů, se sníženým rozsahem osy y. . . . .	51
5.7	BER křivka v závislosti na $E_S/N_0$ , porovnání různých demodulátorů. . . . .	52

## SEZNAM TABULEK

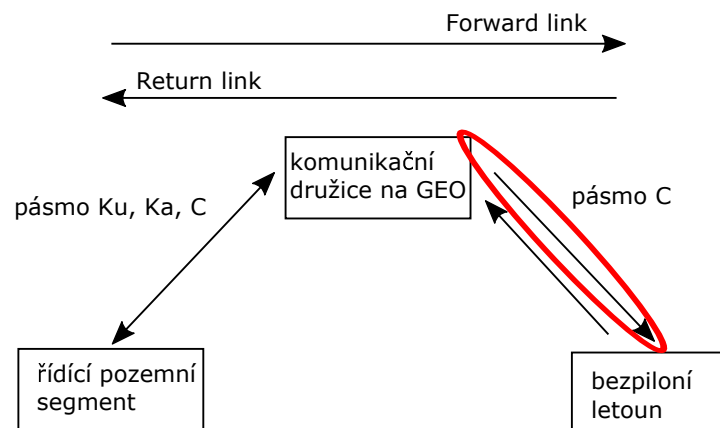
2.1	Přehled parametrů dopředného informačního kanálu . . . . .	19
2.2	Seznam možných speciálních sekvencí . . . . .	20
2.3	Struktura synchronizační preambule dopředného přenosového kanálu.	21
2.4	Struktura průběžných synchronizačních sekvencí UW dopředného přenosového kanálu. . . . .	21
2.5	Přehled modulačních parametrů zpětného informačního kanálu . . . .	24

# ÚVOD

## 1.1 Satelitní komunikační spoj

Tato práce se věnuje oblasti číslicového zpracování rádiového signálu, konkrétně modelování vlastností satelitního spoje na bezpilotním letadle v rádiovém pásmu C (5 GHz), umístěném na palubě bezpilotního prostředku. Přenášenou informací jsou povelové příkazy bezpilotnímu letounu CNPC (informační kanál pro řízení bezpilotního letadla – command control and non-payload communications (CNPC)), je zde proto třeba dbát nejen na robustnost přijímače, ale celého přenosového řetězce. Blokově je přenosový systém znázorněn zde (Obr. 1.2), tato práce se zabývá modelováním rádiového systému pro Forward link - Down link, komunikace z družice na bezpilotní letoun.

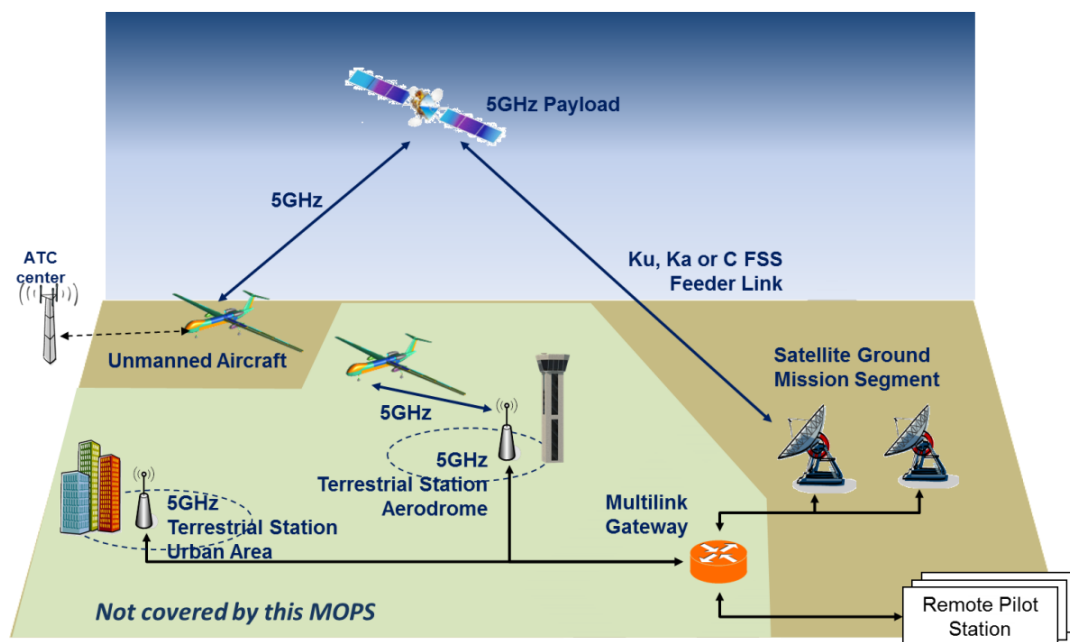
Dále jsou v úvodní části představeny související části satelitního komunikačního systému a jejich charakteristické vlastnosti.



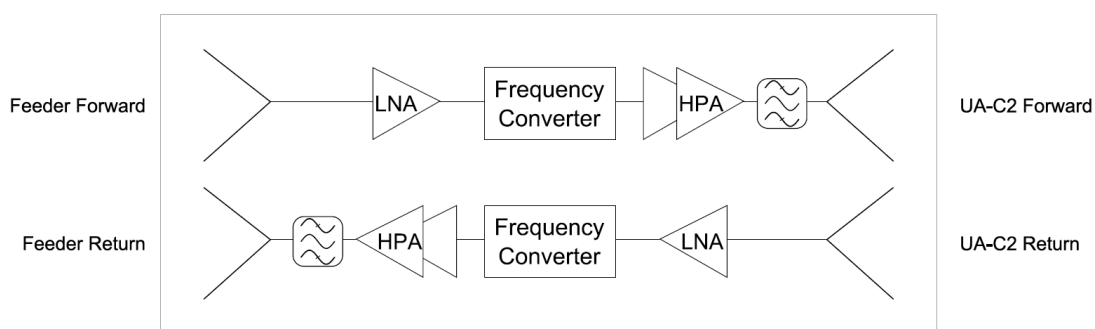
Obr. 1.1: Blokové znázornění komunikačního řetězce.

Na obr. 1.2 je zobrazen celkový kontext komunikačního spojení mezi pozemní řídicí stanicí bezpilotního letounu a bezpilotním letadlem. Systém obsahuje 2 komunikační spoje. Prvním komunikačním spojením je takzvaný Line of sight - LOS, což je rádiový spoj s přímou viditelností mezi Terrestrial Station Aerodrome a bezpilotním letadlem. Požadavky na tento komunikační spoj jsou definovány v rámci dokumentu [8].

Druhý komunikační spoj, kterým je satelitní spojení, je vyvíjen v rámci RTCA SC228 phase 2 a v rámci Eurocae WG 105 [7].



Obr. 1.2: Blokové znázornění komunikačního řetězce MOPS [7]



Obr. 1.3: Blokové schéma rádiové komunikační části satelitu [7]

## 1.2 Obecné požadavky na přenosový systém

### 1.2.1 Satelitní část

Následuje rozbor vlastností různých satelitních systémů rozdělených dle výšky orbitální dráhy nad povrchem země.

#### a) Geostacionární oběžná dráha - GEO

Zde popisovaný systém je navržen pro využití radiokomunikačních družic na geostacionární oběžné dráze. Frekvenční Dopplerův posun tedy bude tvořen především samotným pohybem bezpilotního letadla proti zemi. Režie provozu tohoto systému je menší oproti satelitům na nižších orbitech, protože jedna oblast je stále pokryta tímtéž satelitem, který významně nemění svoji polohy oproti pevnému bodu na Zemi. Blokované vnitřní schéma komunikační části družice lze vyjádřit takto (Obr. 1.3).

Charakterizující vlastnosti satelitu na GEO:

- nízký Dopplerův posun (vlivem synchronní rychlosti satelitu a země je Dopplerův posun závislý pouze na rychlosti bezpilotního letadla, Dopplerův posun se pohybuje v jednotkách kHz)
- možnost časově nepřerušeno pokrýt velké plochy - stačí nižší počet satelitů
- širší možnosti pronajmout si jen část přenosové kapacity již fungujícího systému, snazší implementace
- vyšší latence přenosu
- nižší úroveň přijímaného signálu
- oblasti okolo pólů Země jsou za hranicí pokrytí

#### b) Nízká orbitální dráha - LEO

Další možností je využití komunikačních družic na nižších orbitech, tyto však musí být neustále v pohybu (pro zachování rovnováhy odstředivé a gravitační dostředivé síly). Vlastnosti jsou poté vesměs opačné oproti geostacionárně umístěným satelitům.

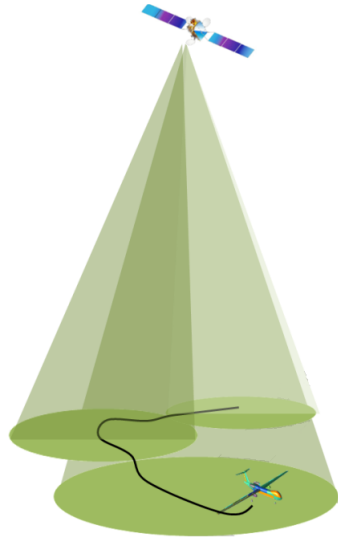
- vyšší Dopplerův posun (dochází k součtu rychlostí bezpilotního letadla a relativní rychlosti satelitu vůči zemi, velikosti Dopplerova posunu jsou okolo 100kHz)
- nižší latence přenosu
- nižší nároky na radiační a elektromagnetickou odolnost satelitů

- možná vyšší redundance a spolehlivost systému vynikne zvláště při důrazu na decentralizovanost systému
- pokrytí polárních oblastí
- nutnost velkého počtu družic, neefektivní pro dlouhodobé pokrytí jen jednoho místa na zemi z mnoha satelitů, jež musí obíhat okolo Země, může s uživatelem v jednu chvíli komunikovat jen zlomek
- pro celosvětové pokrytí je nutný vyšší počet satelitů, které však mohou být menší a lehčí
- vyšší riziko poškození vesmírným odpadem

### 1.2.2 Handover

Protokol počítá též při satelitní komunikaci s možností handoveru (Obr.: 1.4). Pravděpodobně se bude používat bezešvý handover (Make before Break), kdy při požadavku na přepojení komunikace je navázáno paralelně nové a až poté je zrušeno stávající připojení.

Toto předání spojení může nastat jak mezi pozemním segmentem stanic LOS a satelitním segmentem BLOS, tak i uvnitř obou systémů. Geostacionární satelit má sice rádiovou viditelnost bezmála na polovinu povrchu Země, nicméně pro zvednutí energetické efektivity a úrovně signálu na přijímači vysílači je využíváno cíleně tvarovaného vyzařovaného svazku podle povahy přenosu a přenášených informací. Je proto potřeba i zde počítat s možným předáním navázaného spojení. Vyplývá tedy nutná přítomnost dvou nezávislých hardwarových komunikačních systémů – modem – anténa.



Obr. 1.4: Handover mezi Spot beams [7]



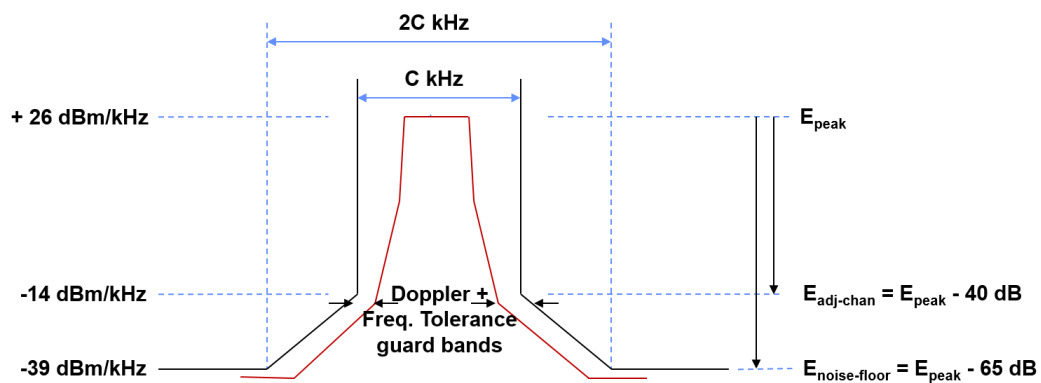
Obr. 1.5: Příklad pokrytí satelitem na GEO [7]



### 1.2.3 Frekvenční pásmo

#### a) Vyzařování mimo vyhrazené pásmo

Každý systém pro řízení a telemetrii letounu(CNPC) musí splňovat limity pro parazitní vyzařování mimo komunikační pásmo 5030–5091 MHz. Na následujícím obrázku 1.6 je znázorněna spektrální maska pro rádiový systém LOS [8], jelikož pro systém BLOS není tato zatím definována [6]. Jedná se však o stejné rádiové pásmo a podobný systém. Veličina  $C$  na obrázku odpovídá šířce pásma.



Obr. 1.6: Maska povolené spektrální intenzity vysílače systému LOS.[13]

Pro doplnění do kontextu je zde jako doplněk krátce představen satelitní systém Inmarsat v pracující především v pásmu L, jež je alternativou k systému Satcom v pásmu C.

## 1.3 Satelitní systém Inmarsat

Tento satelitní systém používá satelity na geostacionární oběžné dráze, tyto jsou umístěny na 3 pozicích, – pro pokrytí Evropy, Afriky, dále Asie/Oceánie a Amerického kontinentu. Poskytováno je pro civilní účely široké spektrum služeb - internetové datové připojení, telefon, telemetrie, informační služby lodní - letecké dopravě a mnoho dalšího.

## 1.4 Anténní systém

Pro úspěšné navázání obousměrné komunikace se satelitem na geostacionární oběžné dráze je též nutné zvolit adekvátní anténní systém. Pro nižší vlnové délky (L pásmo) je možno použít nepolohované antény třeba typu patch - sektorově směrové. Pro

kratší vlnové délky - pásmo C, jež je cílové pro zde navrhovaný přijímač a obzvláště pro pásmo Ku, je již nutné použít více ziskové antény.

Možností je anténa s mechanicky natáčeným parabolickým reflektorem, tento však často představuje výrazný zásah do struktury trupu letounu a je třeba s ním obvykle počítat od začátku konstrukce letadla. Parabolická anténa má umístěn ve svém ohnisku ozařovač (kupříkladu patch nebo trychtýřovou anténu). A celá sestava je poté upevněna k systému zajišťující mechanické polohování antény za účelem směřování na daný komunikační satelit. Obvykle je tento systém rozpoznatelný na první pohled podle kapkovitého překrytu na horní části trupu. Je nutné zajistit nepřerušovaný rádiový výhled na komunikační satelit, se zahrnutím náklonu letounu v důsledku jeho manévrování.

Další možností je použít antény s fázovým směřováním anténního svazku. Toho je docíleno rozdělením plochy antény na mnoho nezávislých antén. Následně pouze změnou fáze pro jednotlivé dílčí antény je docíleno nasměrování rádiového svazku, reciprocitně jak pro příjem, tak pro vysílání. Zřejmá je zde mechanická odolnost a integrita, nenáročnost na zastavěný prostor, je však třeba vzít v úvahu náročnost návrhu této konstrukce.

Faktorem ovlivňujícím návrh anténního systému může být bezpečnost přenášené informace. Pokud je použita vysoce směrová anténa na straně bezpilotního prostředku, je zde snížena možnost zarušení ze strany pozemních stanic tak i z prostředků, se mohou pohybovat nad horní polovinou letadla.

Nicméně ne vždy je možné vyřešit problém podvržení dat vhodnou anténou. Příkladem budiž poziční systém GPS, kde lze data podvrhnout jejich opožděním a odvysíláním v reálném čase.

## 1.5 Bezpilotní letouny

### 1.5.1 Dělení bezpilotních prostředků dle mechanismu letu

Bezpilotní prostředky lze dělit dle mnoha rozličných kategorií, zde uvedené dělení je dle mechanismu letu, který charakterizuje vlastnosti při pohybu ve vzdušné atmosféře.

#### a) Dle statické hmotnosti

- těžší vzduchu (vrtulník, letadlo)
- lehčí vzduchu (vzducholoď, balón plněný nosným plynem)

#### b) Dle mechanismu letu

- s rotujícími nosnými částmi (vrtulník, vírník)
- s pevnými nosnými částmi (letadlo)

#### c) Dle přítomnosti motoru

- motorové (vrtulník, vírník, vzducholoď, ekranoplán)
- bezmotorové (kluzák, balon)

## 2 MINIMÁLNÍ OPERAČNÍ POŽADAVKY NA PŘENOSOVÝ SYSTÉM

V této kapitole je shrnut obsah dokumentu minimální provozní požadavky – minimum operational performance standards (MOPS) WG-105 [7], popisující parametry pro Forward link a Return link. Tento zahrnuje požadavky a definuje základní parametry na satelitní přenosový systém CNPC pro bezpilotní letouny. Též jde zde zahrnuta integrace do analogického systému pro komunikaci na přímou rádiovou viditelnost, obsluhovanou pozemními stacionárními stanicemi na přímou viditelnost – line of sight (LOS) - viz schéma v úvodní části této práce (Obr.: 1.2). Součástí dokumentu není obecné doporučení pro přijímač.

### 2.1 Forward link

#### 2.1.1 Modulace

Dle dokumentu MOPS WG-105 [7, p.47], jsou základní parametry přenosu stanoveny následovně – viz. tabulka 2.1:

Parametr	Hodnota
Množství užitečných dat [bit]	6528
Délka rámce [ms]	60
Symbolová rychlost[symb/s]	589450
Šířka pásma [kHz]	800
Bitů/symbol	2
Modulace	4CPM
Modulační index	1/3
Tvarování vstupních dat	RC
Rozšíření délky filtračního pulsu	0.2
Celkem symbolů na rámec	35367

Tab. 2.1: Přehled parametrů dopředného informačního kanálu

Je zde zvolena čtyř stavová modulace s plynulou změnou fáze – continuous phase modulation (CPM), jež v jednom symbolu může přenést 2 bity zakódovaných dat. Tato modulace má konstantní amplitudovou charakteristiku (obálku), a je proto možno ji efektivně zesilovat vysokofrekvenčními nelineárními zesilovači třídy C. Tyto dosahují řádově účinnosti 75 % což je pro řadu aplikací důležité kritérium návrhu.

## 2.1.2 Struktura rámce

Struktura přenášeného rámce je názorně graficky znázorněna na obr. 2.1. S odkazem na tabulku 2.1 je doba trvání jednoho rámce 60ms. První je odvysílána preambule o celkové délce 137 symbolů (včetně vloženého unikátního slova), podle které se zasynchronizuje přijímač, poté je odvysílána speciální 8 symbolová sekvence – viz obr. 2.4. Následuje seskupení 69 datových úseků, mezi kterými jsou prokládány krátké synchronizační úseky - unikátní slovo – unique word (UW). Jejich struktura je podobná preambuli, jsou však čtyřikrát kratší. Na začátku UW a taky na jejím konci jsou vloženy 2 terminační symboly.



- preambule, 1 \* 137 symbolů
- pilotní sekvence, 70 \* 37 symbolů
- data, 68 \* 475 sym, 1 \* 340 symbolů

Obr. 2.1: Struktura rámce Forward linku

Označení	Sekvence
0	568752F2
1	AA209B42
2	A94098BD
3	95DBC372
4	50F466B8
4	00ACCC50

Tab. 2.2: Seznam možných speciálních sekvencí

délka preamble = 137 symbolů			
32 symbolů	64 symbolů	33 symbolů	8 symbolů
[-3 ... -3]	[+3 ... +3]	[-3 ... -3]	speciální sekvence

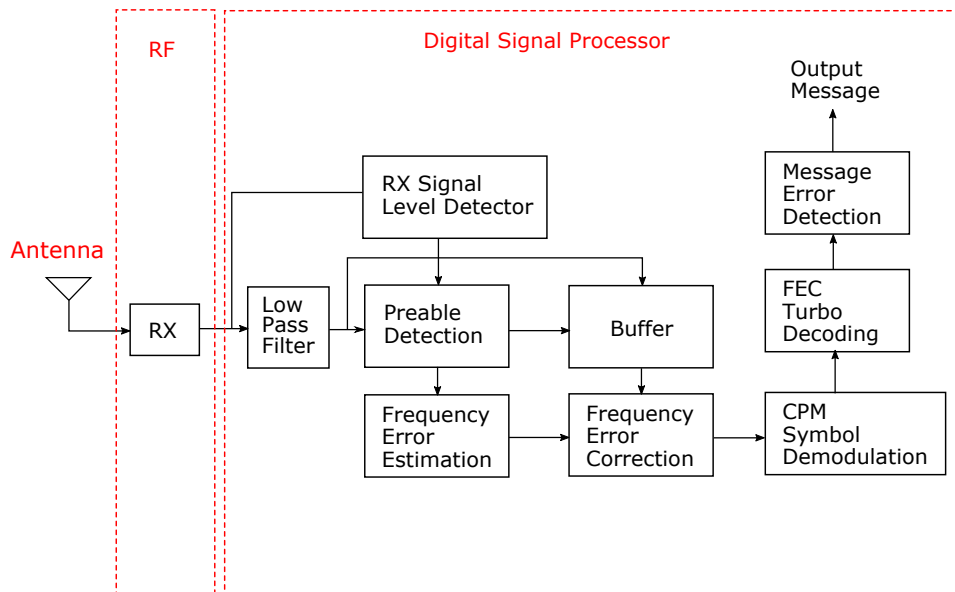
Tab. 2.3: Struktura synchronizační preamble dopředného přenosového kanálu.

délka průběžné synchronizační UW sekvence = 37 symbolů.				
2 symboly	8 symbolů	16 symbolů	8 symbolů	2 symboly
zakočení	[-3 ... -3]	[+3 ... +3]	[-3 ... -3]	zakočení

Tab. 2.4: Struktura průběžných synchronizačních sekvencí UW dopředného přenosového kanálu.

### 2.1.3 Přijímač

Přijímač je v blokovém zapojení na (Obr. 2.2). Jedná se o koncepci takzvaného softwarově definovaného rádia SDR, kdy lze přijímač rozdělit na dvě části. První částí je takzvaný RF Frontend (v blokovém diagramu označen RF) a druhou částí je Digital Signal Processor. Rádiová část (RF) provádí zejména převod signálu z rádiové frekvence do základního pásma. Zpracování signálu v základním pásmu probíhá v několika krocích. Protože se jedná o příjem signálu v burstovém módu, je nutné provést nejprve detekci preamble, na základě detekované preamble se provádí odhad frekvenční chyby, která je následně odstraněna a probíhá demodulace signálu, dekódování FEC a detekce chyb.



Obr. 2.2: Blokové znázornění přijímače

### 2.1.4 Kódování

Ochrana dat v průběhu přenosu se vytváří několika různými způsoby. Tato kapitola popíše metody použité v tomto komunikačním řetězci (CNPC a za hranicí přímé viditelnosti – beyond line of sight (BLOS)).

#### a) Prokládání

Shlukové chyby vzniklé krátkodobými výpadky spojení lze eliminovat prokládáním. To zajistí změnu pořadí posílaných dat a impulsní shlukové chyby jsou poté pravidelně rozmístěny v celém přijatém rámci. Snáze se poté obnoví původní data.

## b) FEC turbokódy

Poté co jsou shlukové chyby odstraněny prokládáním je přijatá sekvence dat připravena na průchod přes dopředné opravné kódování – forward error correction (FEC).

Parametry kódování jsou již stanoveny v dokumentu MOPS WG-105 [7]. Vstupní sekvence dat je rozdělena na 4 úseky, každý o délce 6528 bitů. Kódový poměr turbokódu je  $1/3$  vypočtený dle vzorce 2.1. Poté je aplikováno tečkování o poměru  $5/6$  které sníží množství bitů jež je nutné přenést rádiovým kanálem, sníží se tedy i výsledný kódový poměr na poměr  $2/5$  dle rovnice 2.2.

$$K = \frac{N_{input}}{N_{FEC}} = \frac{6528}{16320} = \frac{1}{3} \quad (2.1)$$

$$K = \frac{N_{input}}{3 \cdot N_{input} + N_{FEC}} = \frac{26112}{(3 \cdot 26112) \cdot \frac{5}{6}} = \frac{2}{5} \quad (2.2)$$

## 2.2 Return link

Jelikož se předchozí odstavce zabývaly pouze dopředným informačním kanálem (Forward link), jsou zde v krátkosti uvedeny vlastnosti a rozdíly i pro zpětný informační kanál (Return link).

Forward link je koncipován pro řádově 3x nižší datový tok, obsahem jsou především telemetrické údaje. Nikoli však obrazová data či jiné datově náročné multimediální služby.

### 2.2.1 Modulace

Přehled parametrů je v tabulce 2.5.

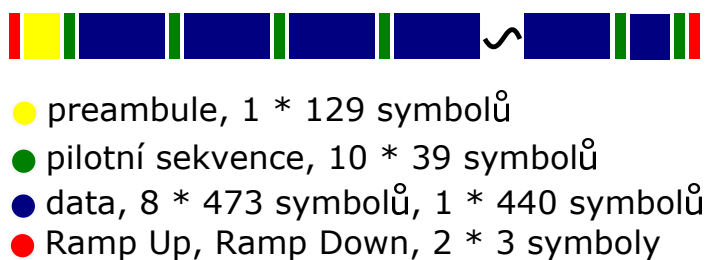
### 2.2.2 Struktura rámce

Struktura rámce na obr. 2.3 je totožná se strukturou pro Forward link na obr. 2.1, liší se jen řádově  $10\times$  nižším počtem pilotních sekvencí a následně i nižší četností datových subrámců.



Parametr	Hodnota
Množství dat [bit]	2112
Délka rámce [ms]	60
Symbolová rychlost[symb/s]	79150
Šířka pásma [kHz]	100
Bitů/symbol	1
Modulace	2CPM
Modulační index	1/2
Tvarování vstupních dat	RC
Rozšíření délky filtračního pulsu	0.2
Celkem symbolů na rámec	47479

Tab. 2.5: Přehled modulačních parametrů zpětného informačního kanálu



Obr. 2.3: Struktura rámce Return linku

## 3 VLASTNOSTI PŘENOSOVÉHO SYSTÉMU

V této kapitole jsou představeny obecné charakteristické vlastnosti a možné variace přenosového systému jež vycházejí z definice parametrů rádiového komunikačního systému popsaných v předchozí kapitole.

### 3.1 CPM Modulace

Modulace s kontinuální fází se vyznačuje, jak je již z názvu patrné, plynulým přechodem fáze. To je zásadní rozdíl oproti modulacím s nespojitou fází PSK, díky absenci ostrých fázových nespojitostí je zde nižší úroveň parazitních bočních laloků ve spektrální oblasti. Stále zde však může docházet k nespojitým přechodům mezi signalizačními frekvencemi.

Jedná se o modulaci s pamětí, což znamená, že informace je vložena do fáze, jež plynule navazuje na poslední stav fáze předcházejícího symbolu.

#### 3.1.1 Varianty CPM modulace

CPM modulací existuje mnoho variant, z toho ty nejznámější mají parametry dle následující tabulky 3.1.

Typ	Parametr
MSK	$M = 2$
	$L = 1$
	$h = \frac{1}{2}$
	$g(t)$ obdélník
GSM GMSK	$M = 2$
	$L = 3$
	$h = \frac{1}{2}$
	$g(t)$ Gaussova křivka $BT = 0.3$
CPFSK	$L = 1$
	$h = \frac{1}{M}$
	$g(t)$ obdélník

Obr. 3.1: Vybrané typy CPM modulací. [19]

#### a) MSK

Modulace klíčováním minimálním fázovým posunem je speciální formou dvoustavové CPM modulace. Rozdíl mezi signalizačními frekvencemi je roven polovině bitové

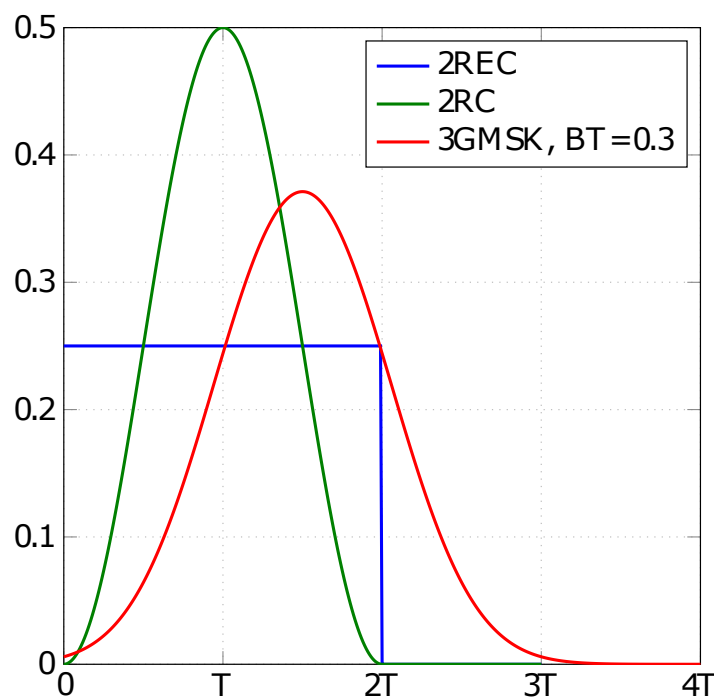
frekvence. Modulační index je tedy  $h=0.5$  dle rovnice 3.1.

$$h_{msk} = \frac{f_B - f_A}{R_b} = \frac{\frac{1}{2} \cdot R_B}{R_B} = 0.5 \quad (3.1)$$

**GMSK** Modulace GMSK je speciálním případem CPM modulace. Je zde uvedena pro srovnání s ostatními modulacemi, přestože ji zde popisovaný rádiový systém nevyužívá. Tato modulace je obecně známá především z digitálního komunikačního systému GSM, modulační puls je zde tvarován Gaussovým filtrem s parametrem  $BT=0.3$ .

### b) Dělení dle tvaru modulačního pulzu

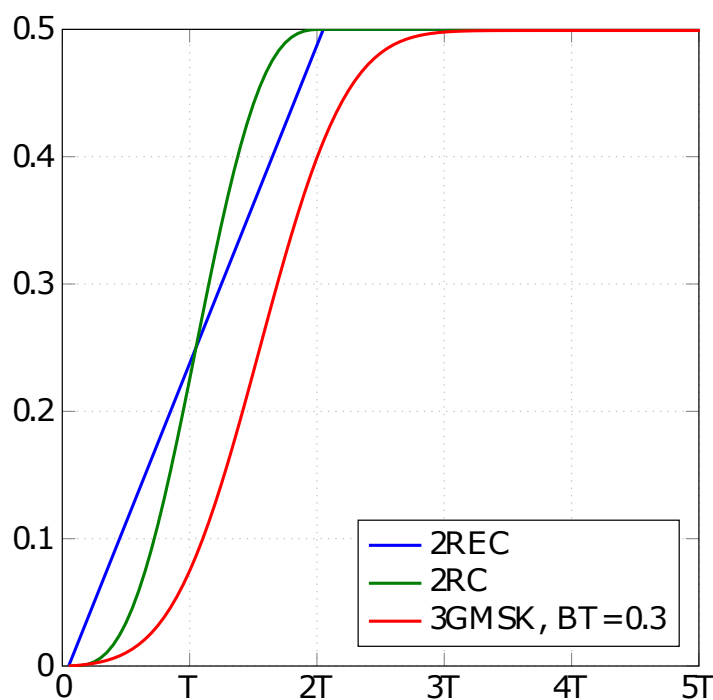
Modulační signál ve formě kódování bez návratu k nule – Non Return To Zero (NRZ) je možné filtrovat různými tvary modulačních pulzů. Na následujících grafech jsou znázorněny tvary modulačních pulzů před integrací v modulátoru – obrázek 3.2 a modulační pulzy po integraci v modulátoru, viz. obrázek 3.2.



Obr. 3.2: Tvar pulzu před modulátorem. [19]

### c) Dělení dle délky modulačního pulzu

CPM modulaci lze dále rozlišovat dle délky modulačního pulzu. Pohled na fázi za modulátorem je znázorněn na obrázku 3.4. V případě modulace s  $L=2$  a obdélní-



Obr. 3.3: Tvar modulačního pulzu za modulátorem, po integraci. [19]

kovým tvarem modulačního pulzu nastává zajímavá situace, kdy při pravidelném střídání symbolů o stejné úrovni a odlišné polaritě (např. hodnoty 1 a -1 nebo 3 a -3) je výstupní fáze konstantní.

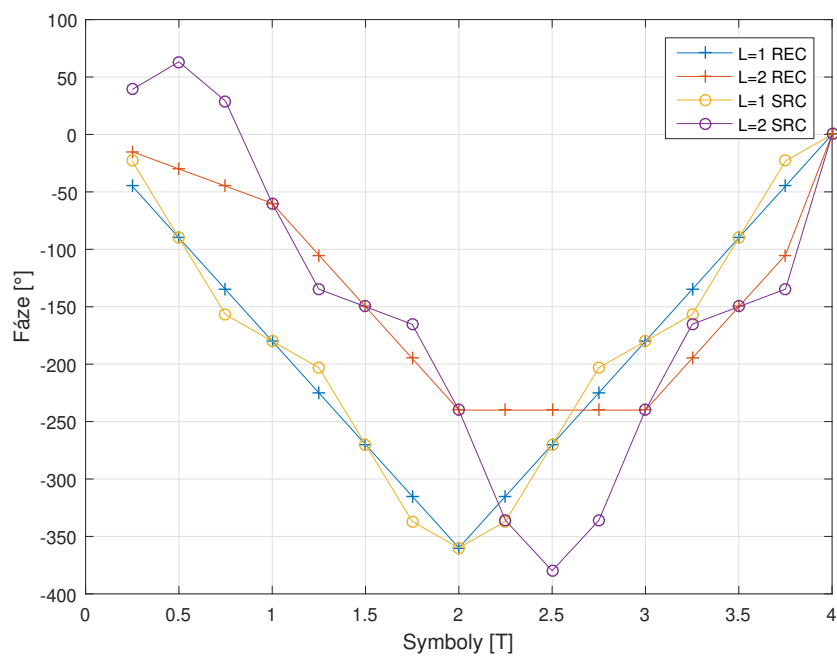
**Modulace s plnou odezvou** Modulace s plnou odezvou je taková, když je splněna podmínka  $L=1$ . Neboli délka modulačního symbolu odpovídá symbolové periodě.

**Modulace s částečnou odezvou** Modulace s částečnou odezvou charakterizuje parametr  $L \geq 2$ . Délka modulačního pulsu je větší než symbolová perioda. Obvykle je tvarovací puls prodloužen o celé násobky jeho základní délky, ale není to pravidlo.

#### d) Dělení dle počtu přenesených bitů na symbol

**Dvoustavová modulace** Dvoustavová modulace má dva přenášené stavy na jeden symbol, to odpovídá jednomu přenesenému bitu na symbol.

**Vícestavová modulace** Vícestavovou modulaci charakterizují více než dva možné stavy na jeden symbol, tj více než 1 přenesený bit na symbol.



Obr. 3.4: Charakteristika CPM při pohledu na fázi - výstup po integraci v modulátoru. Zobrazeny jsou modulace s délkou pulzu  $L=1$ ,  $L=2$  a s tvarem pulzu ve tvaru obdélníku(REC) a kosinu(SRC)

## 3.2 Rádiový kanál

Zde, v kapitole o rádiovém kanálu, jsou prezentovány jevy, jimiž je signál při komunikaci se satelitem nejvýznamněji ovlivňován. Tj. Dopplerův frekvenční posun, náhodně zvolený čas pro vzorkování mimo původní vzorkovací čas a aditivní Gaussovský šum.

Únik rádiového signálu, jenž je zmíněn v zadání, nakonec není pro zde použitou rádiovou trasu zásadním jevem. Způsobují ho například interference přímého signálu s odrazy od země, tyto jsou zde do jisté míry použitou technologií eliminovány – komunikace je, vzhledem ke vzdálenosti, možná jen za přímé viditelnosti z letadla na satelit.

### 3.2.1 Doppler

Dopplerův frekvenční posun vzniká, pokud se vzájemně vůči sobě pohybuje přijímač a vysílač. Je proto nutné s tímto jevem počítat při návrhu přijímače a definovat hraniční hodnoty.

#### a) Dopplerův posun

S odkazem na dokument MOPS[6], se frekvenční Dopplerův posun skládá z hodnoty 15 kHz pro maximální možnou vzájemnou rychlost satelitu a bezpilotního letounu vyjádřit rovnicí 3.2. Pro zjištění největší možné frekvenční odchylky je dále nutné zahrnout frekvenční nestabilitu nosného kmitočtu na vysílací straně, tato může činit až 0.2 ppm, což při kmitočtu přenosového kanálu 5060 MHz odpovídá 1012 Hz. Celkový maximální frekvenční posun je proto součtem obou předchozích hodnot - tj.  $\pm 16012$  Hz.

Relativní maximální možná rychlost letounu vůči satelitu poté zhruba odpovídá jeho aktuální rychlosti vůči zemskému povrchu, je třeba ale dodat, že indikovaná rychlost v letadle je vždy nižší než rychlost vůči zemi. Pro výpočet krajní možnosti se bere v úvahu poloha letounu na okraji pokrytí GEO satelitem, tj. letadlo letí v ose ke komunikačnímu satelitu.

$$v = \left(\frac{c_0}{f_c} * f_{off}\right) * \frac{60 * 60}{1000} = \left(\frac{3 * 10^8}{f_c} * 15000\right) * \frac{60 * 60}{1000} = 3199 \text{ km/h} \quad (3.2)$$

Z výše uvedeného vztahu 3.1, je vidět že předpokládaný maximální frekvenční posun 15 kHz je příliš vysoký, protože lze předpokládat, že bezpilotní letadla nepřekročí rychlost zvuku. Pro vytváření modelu přijímače bude nicméně tento maximální frekvenční posun zachován, protože můžeme uvažovat o tom, že nebudeme používat

tak přesný lokální oscilátor. Požadavek na přesnost lokálního oscilátoru 0.2 ppm je příliš striktní, a proto je lepší uvažovat oscilátor s přesností 1 ppm.

### b) Změna časového zpoždění, časová disperze

Satelitní rádiový kanál pro komunikaci přes satelit na GEO je typický především vysokým časovým zpožděním, proto změna časového zpoždění v průběhu jednoho burstu se může jevit jako zanedbatelná hodnota. Vždy však záleží i na ostatních okolnostech, v následném výpisu jsou jmenovány jevy, jež mají negativní vliv na časovou chybu na konci přenášeného burstu. Tato by měla být řádově nižší, než je symbolová perioda.

- Vysoká vzájemná rychlost vysílače vůči přijímači, ať již kladná nebo záporná.
- Dlouhá doba přenášeného burstu.
- Vysoká symbolová rychlost.
- Součet nestability oscilátoru vysílače a přijímače

Pro matematické vyjádření tedy můžeme psát, že maximální vzdálenost  $\Delta l_{max}$ , o kterou se zvýší celková vzdálenost RX a TX za dobu jednoho burstu, je rovna hodnotě  $\Delta t_{max}$  znázorněna rovnicí 3.3. Vzniklé aditivní časové zpoždění tedy závisí na rychlosti šíření rádiového signálu a vzdálenosti na rovnici 3.4. A nakonec finální porovnání s dobou vzorkovací periody – rovnice 3.5, proměnná  $X$  označuje poměrné zpoždění oproti vzorkovací periodě. S ohledem k tomu že tato hodnota – 10.4 % se týká krajních parametrů, se pro zjednodušení bere v zde prezentovaném simulátoru toto zpoždění jako konstantní. V případě jeho příliš vysoké hodnoty je nutno buď omezit vnější kritérium max. rychlosti letu, nebo omezit operační prostor letadla na kružnici vepsanou na povrch Země, se středem na úrovni GEO satelitu a o příslušném poloměru vycházejícím z maximální rychlosti letadla v horizontálním letu. Nebo je možno přistoupit ke kompenzaci tohoto jevu v přijímači před demodulací.

$$\Delta l_{max} = v_{max} \cdot t_{burst} = \frac{3199}{3.6} \cdot 0.06 \doteq 53.3 \text{ m} \quad (3.3)$$

$$\Delta t_{max} = \frac{\Delta l_{max}}{c} = \frac{53.3}{3 \cdot 10^8} \doteq 0.177 \mu\text{s} \quad (3.4)$$

$$X = \frac{\Delta t_{max}}{T_{symb}} = \frac{1.777 \cdot 10^{-7}}{1.697 \cdot 10^{-6}} \doteq 0.104[-] \quad (3.5)$$

Jedná se však jen o část vztahující se k Dopplerovu jevu. Pro úplnost se tedy v návaznosti na předchozí problematiku použije výpočet i pro časovou nepřesnost vloženou nepřesností oscilátoru. Na přesnost oscilátoru je dle dokumentu [6] kladen

požadavek na přesnost  $\pm 0.2$  ppm (jednotek na milion – parts per milion (ppm)), což je relativně náročný požadavek. Protože běžně dostupné oscilátory s teplotní kompenzací – teplotně kompenzovaný krystalový oscilátor – temperature compensated crystal oscillator (TCXO) dosahují přesnosti přibližně maximálně 1 ppm, lepší přesnosti je možno dosáhnout následujícími způsoby či jejich kombinací:

- Umístěním tohoto TCXO do termostatizovaného prostředí.
- Vystárnutím oscilátoru jako celku pro ustálení jeho parametrů.
- Svázáním taktu oscilátoru s přesným časem přes GPS, nicméně v případě taktu kritického systému (primární komunikační prostředek), se podobný způsob z důvodu spolehlivosti příliš nedoporučuje.
- Rubidiové atomové hodiny – využívá se zde rezonance samotných atomů. Nicméně nevýhodou je jejich cena, spotřeba elektrické energie a relativně větší rozměry oproti předchozím řešením.

### 3.2.2 Zpoždění rádiové trasy

Zpoždění rádiové trasy závisí v této situaci především na vzájemné vzdálenosti vysílače a přijímače, jež zde hraje zásadní roli.

V tomto případě je navíc na trase ještě satelitní transpondér, jenž může při digitálním zpracování a rekonstrukci symbolů zanašet zpoždění, naopak při komunikaci přes „hloupý“ analogový transpondér zde žádné přídavné zpoždění nevzniká, je to však na úkor SNR výstupního signálu.

Nicméně na základě použitého satelitního systému lze se domnívat, že aditivní zpoždění vlivem zpracování signálu v průběhu celého komunikačního řetězce budou spíše zanedbatelná s ohledem na vzdálenost, jakou musí informace překonávat. Průměrná výška geostacionární oběžné dráhy je cca 35 786 km nad rovníkem [17], rádiový signál se šíří rychlostí přibližně  $3 \cdot 10^8$  m/s. Pro výpočet zpoždění na jednom úseku tedy platí následující vztah na rovnici 3.6.

$$T_{delay} = \frac{d_{geo}}{c} = \frac{35768 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^8} = 117 \text{ ms} \quad (3.6)$$

Toto zpoždění je však jen dílčí část výsledného zpoždění, jenž se při řízení projeví. Není zde zahrnuto režijní zpoždění v průběhu celého radiokomunikačního řetězce. S ohledem na délku vysílaného burstu 60ms a úvahou, že tento burst musí být celý sestaven kompletní před vysláním. Reciprocitně data z přijímače získáme až po přijetí opět celého burstu. Následuje proto výpočet pro prodlevu – vzorec 3.7, kterou bereme v úvahu v následujících dvou situacích.

**Dopředný informační kanál** Čas potřebný pro předání pokynů letadlu.



**Zpětný informační kanál** Doba, jež trvá, než se telemetrické informace přenesou zpět na pozemní základnu.

$$2T_{delay} = 2 \cdot 117 \text{ ms} = 234 \text{ ms} \quad (3.7)$$

Z výsledné prodlevy je patrné, že celkové zpoždění od vyslání pokynu až po začátek pozorování změny je rovno čtyřnásobku základní prodlevy, nyní tedy podle rovnice platí 3.8. Takto vysoká hodnota znemožňuje konvenční přímé řízení z pozemní stanice, a je proto nutná jistá úroveň autonomie na palubě letadla, která zajistí okamžitou reakci na nenadálou změnu letových podmínek.

Tím může být například turbulence vzniklá v prostoru úplavy při letu ve formaci za jiným letadlem. Let ve formaci je ve specifickém provedení výhodný pro úsporu paliva, kdy se letadlo snaží držet v prostoru stoupající hrany rotujícího válce vzduchu, který doprovází každé letadlo těžší vzduchu. Je to následek aerodynamických hlavních vztlakových sil, které působí plošně na křídlo letadla a na nespojitosti — okraji křídla proto vzniká výše popsána turbulence.

$$4T_{delay} = 4 \cdot 117 \text{ ms} = 468 \text{ ms} \quad (3.8)$$

### 3.2.3 Útlum rádiové trasy

Útlum rádiové trasy je jednou za základních charakteristik rádiového komunikačního systému. Obecná rovnice pro výpočet úrovně výkonové bilance rádiového spoje je vyjádřena zde 3.9, kde proměnná  $P_{RXairborne}$  označuje výsledný výkonavstuppřijímače. Dále útlum

Konkrétní výpočet energetické bilance však s ohledem na stručnost dokumentu, který specifikuje tento nový komunikační systém [6], není možné provést, protože není zatím blíže definován výkon vysílače a průměr parabol.

$$P_{RXairborne} = P_{TXsat} + G_{TXsatant} - L_{downlink} + G_{RXairborne} \quad (3.9)$$

$$L = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot d \cdot f}{c}\right) = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot 35768 \cdot 10^3 \cdot 5.06 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8}\right) = 197,6 \text{ dB} \quad (3.10)$$

$$G_{dish} = 10 \cdot \log_{10} \cdot k \cdot \left(\frac{\pi \cdot D}{\lambda}\right)^2 \quad (3.11)$$

## 3.3 Synchronizace

Pro modulaci typu CPM je nutná přesná synchronizace. Tato synchronizace se zde provádí s využitím speciální pseudonáhodné sekvence, která se přenáší vždy na začátku burstu - preamble. Délka pseudonáhodné sekvence ovlivňuje přesnost odhadu a má vliv na výpočetní náročnost celého algoritmu pro detekci preamble. V této práci je rozdělena synchronizace na dvě části, jemnou a hrubou. Obě jsou definovány v následujících dvou kapitolách.

### 3.3.1 Jemná časová synchronizace

Jemná synchronizace může nabývat hodnot normalizovaných k jedné vzorkovací periodě - číselně 0 až 1. Vyjadřuje informaci rozdílu času mezi vzorkováním modulátoru a demodulátoru. V této práci je hodnota jemné synchronizace obvykle normalizována na hodnotu vzorkovací periody. Absolutní hodnotu jemné časové synchronizace můžeme vypočítat dle vzorce 3.12, kde proměnná  $N$  je hodnota jemného časování a  $T$  výsledná hodnota časového rozdílu.

$$T = T_{vz} \cdot N = 424.1 \cdot 10^{-9} \cdot N \quad (3.12)$$

### 3.3.2 Hrubá časová synchronizace

Hrubá synchronizace je definována v této práci jako celé násobky vzorkovací periody a může nabývat libovolné hodnoty z oboru celých čísel. Její absolutní hodnotu můžeme vypočítat vzorcem 3.13, kde  $M$  je proměnná hrubé časové synchronizace a  $T$  výsledná jednotka času.

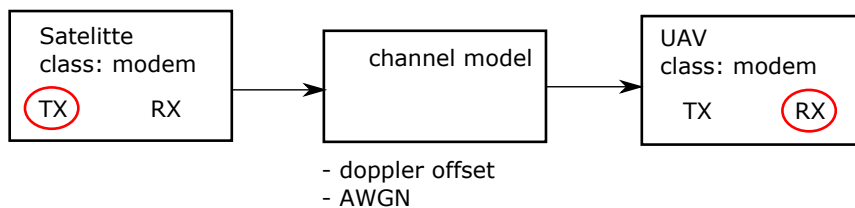
$$T = T_{vz} \cdot M = 424.1 \cdot 10^{-9} \cdot M \quad (3.13)$$

## 4 IMPLEMENTACE SIMULÁTORU

V této kapitole je popsán simulátor rádiového systému, členěn je na čtyři základní odstavce — vysílač, rádiový kanál, přijímač a vyhodnocení/zobrazení výsledků simulace. Na závěr — v následující kapitole č. 5, je poté provedena analýza dat získaných ze simulátoru. Základní části programu jsou psány objektově orientovaným přístupem. To poskytuje vyšší míru flexibility a snazší portabilitu kódu ve srovnání s procedurálním přístupem návrhu.

### 4.1 Proces simulace

Chování celého radiokomunikačního systému se bude simulovat podle následující struktury (Obr. 4.1). Toto simulační prostředí je psáno pomocí objektově orientovaného programování což usnadňuje následnou implementaci zdrojového kódu. Počítá se zde taky s masivní paralelizací výpočtů pro náhodně generované podmínky kanálu, výsledkem těchto výpočtů bude PER/BER křivka v závislosti na  $E_S N_0$ .



Obr. 4.1: Blokové schéma připravovaného simulačního modelu

Simulace budou probíhat jako Monte Carlo simulace, to znamená že pro každý burst bude simulováno zpracování signálu na straně vysílače, dále bude vygenerována jedna nezávislá realizace modelu kanálu (s náhodnými parametry kanálu pro Dopplerův jev, časování a konkrétním  $E_S N_0$ ) a simulován příjem signálů na straně bezpilotního letadla.

## 4.2 Vysílač

### 4.2.1 Generování dat

Na začátku je vygenerována náhodná posloupnost o délce 26112 uživatelských bitů.

### 4.2.2 Turbokodér

Turbo kodér obsahuje dva rekurzivní systematické konvoluční kodéry. Do jednoho jdou přímá data a do druhého prokládaná. Výstupem jsou tři bloky dat: systematické bity a p-parita a q-parita. Tímto zřetězením se dosahuje lepší odolnosti proti chybám oproti jednoduchému konvolučnímu kodéru.

Na vstupu je bitová sekvence délce 26112 bitů. Po průchodu turbo kodérem je vytvořeno dalších 32168 bitů, což odpovídá kódovacímu poměru 1/3. Nakonec je metodou tečkování vynechána část bitů. Výsledný kódovací poměr je tedy vyjádřen dle vzorce 4.1.

$$K = \frac{N_{b-input}}{N_{b-output}} = \frac{26112}{65280} = \frac{2}{5}[-] \quad (4.1)$$

### 4.2.3 Modulátor

V rámci diplomové práce jsou pro čtyřstavovou CPM modulaci s tvarem modulačního pulzu SRC implementovány tyto modulátory:

- bez paměti,  $L=1$ , délka symbolu odpovídá symbolové periodě
- s pamětí,  $L=2$ , délka symbolu odpovídá dvojnásobné hodnotě symbolové periody

Tyto modulátory jsou separovány kvůli lepší optimalizaci, tj. pro dosažení nižší výpočetní náročnosti v průběhu samotného generování výstupních IQ dat na základě vstupních symbolů. Z tohoto důvodu je vyhledávací tabulka – lookup table (LUT), generována zvlášť jak pro každý symbol, tak i pro všechny možné úhly pootočení tohoto symbolu. Myšlenka přístupu je, že čtení z paměti je rychlejší, než pokud by se prováděla nutná sekvence aritmetických operací nad každým vzorkem příslušného symbolu zvlášť. LUT tabulky jsou proto v tomto konkrétním případě relativně veliké. Obzvláště pro modulátor s pamětí je potřeba uložit 480 komplexních čísel, jež odpovídají přímo výstupu modulátoru.

Oba modulátory mají podobnou strukturu, napřed je vygenerována LUT tabulka a poté se z ní jednoduchým algoritmem vyčítají celé symboly o délce, jež odpovídá počtu vzorků na symbol.

### a) Modulátor s plnou odezvou na vstup, L=1

Vychází z dokumentu[4] a zde vložen jako představeň pro snazší pochopení modulátoru s pamětí.

**Generování LUT tabulky** LUT tabulka je pro modulátor bez paměti dvourozměrná. Její struktura je následující:

**1.dimenze** délka: 1-24, definuje počáteční hodnotu pootočení (6 možností) spolu s informací o aktuálně vysílaném symbolu (4 možnosti)

**2.dimenze** délka: 1-(počet vzorků na symbol+1), v tomto rozměru matice jsou uloženy jednotlivé konkrétní komplexní vzorky, v poslední buňce je zakódována informace o poloze prvního vzorku následujícího symbolu.

**Generování IQ signálu** Jedná se o vyčítání informací z LUT, blíže popsáno v dalším odstavci.

### b) Modulátor s částečnou odezvou na vstup, L=2

**Generování LUT tabulky** Z důvodu relativně velké obsáhlosti LUT tabulky byl zvolen systém, jenž v Matlabu s výhodou využívá adresovatelnost buněk v matici několika indexy. V tomto případě je celá LUT čtyřrozměrná.

Referenčními vstupními daty pro LUT je modulátor integrovaný v toolboxu Matlabu. Prvním krokem je vygenerování vstupních dat, jež budou pokrývat veškeré tvary modulačního symbolu z pohledu na fázovou složku. Tj pro případ čtyřstavové modulace se konkrétně využijí symboly o hodnotách -3 -1 1 3. Protože se však jedná o modulaci s pamětí L=2, překrývá se vždy nástupní hrana modulačního impulsu se sestupnou hranou symbolu následujícího. Vznikne zde tedy 16 možných kombinací. Tyto všechny jsou postupně volány v argumentu step funkce interního modulátoru Matlabu. Následně se IQ složka takto vygenerovaných dat převede do fázové podoby, ořeže na potřebný počet vzorků (počet vzorků na jeden symbol – Sample per Symbol (SPS)+1) a normalizuje na stejnou počáteční polohu pro všechny symboly. Tato počáteční poloha má kódové označení 1, ostatní počáteční polohy jsou v IQ diagramu pootočeny o úhel, znázorněný na rovnici 4.2.

$$\varphi_{step} = \pi \cdot h = \pi \cdot \frac{1}{3} = 0.942rad = 60^\circ \quad (4.2)$$

Jednotlivé dimenze LUT mají následující význam, postupně od první dimenze po poslední:

**1.dimenze** délka 1-4, definuje hodnotu vedoucího symbolu

**2.dimenze** délka 1-4, definuje hodnotu následujícího symbolu

**3.dimenze** délka 1-(SPS+1), v tomto rozměru matice jsou uloženy jednotlivé konkrétní komplexní vzorky, rozměr matice je roven počtu vzorků na symbol + 1, na konci je uložena matice, v níž je v poslední buňce zakódovaná hodnota pozice následujícího znaku

**4.dimenze** délka 1-6, definuje polohu – natočení symbolu, přímo odpovídá hodnotě, jež se vyčetla z předchozího symbolu na poslední pozici ve struktuře této matice

**Generování IQ signálu** Druhá a poslední část modulátoru již řeší jen vyčítání z LUT na základě dvou po sobě jdoucích vstupních symbolů a hodnoty, v níž je zakódována počáteční poloha sekvence (uložená jako skalární hodnota rozsahu 1-6 z poslední buňky předešlé sekvence). Vstupní symboly ve standardním oboru hodnot (-3 -1 1 3) jsou hromadně upraveny na obor hodnot (1 2 3 4), jež přímo odpovídá poli 1. až 2. rozměru matice.

### c) Závěr modulátorů

Na závěr kapitoly o implementovaných modulátorech je nutno podotknout, že interní funkce Matlabu je i přes zde uvedenou optimalizaci výrazně rychlejší než ty výše představené. Je tomu tak především proto, že je napsána přímo v jazyce C a cílem tohoto modulátoru je optimalizace pro následnou snadnou implementaci právě v jazyce C, čehož je zde dosaženo. Vzájemné srovnání rychlosti provedení přímo v Matlabu má vliv jen na rychlost provedení simulace. Proto je v konfiguračním souboru pro simulátor (BLOS\_sysDef.m), možnost v proměnné „obj.matlab\_modulator“ zvolit, zda-li se má použít interní, či výše představené modulátory. Oba jsou rovnocenné výstupem a liší se jen zaokrouhlovacími chybami a posledními 4 vzorky vyslané sekvence (jelikož poslední symbol díky modulaci s pamětí není definován). Proto zde není prezentován jejich výstup v grafické podobě.

## 4.3 Rádiový kanál

Účelem třídy zabývající se rádiovým kanálem je do jisté míry věrně simulovat reálné prostředí, jež do signálu v přijímači zavádí následující jevy. Jednotlivé jevy je možné volitelně deaktivovat v konfiguračním souboru (BLOS\_sysDef.m). Dále vektor pro testované  $E_S N_0$ , je definován v souboru (BLOS\_testcases.m).

### 4.3.1 Frekvenční Dopplerův posun

Frekvenčního posunu je docíleno vynásobením komplexního modulovaného signálu vygenerovaným komplexním harmonickým signálem. Kmitočet generovaného signálu odpovídá Dopplerovu posunu.

V příloze je funkce s použitou rovnicí pro výpočet uvedena pod záložkou A.2.1..

### 4.3.2 Hrubý časový posun

Jako hrubý časový posun je v této práci označován časový posun vždy o celé násobky vzorkovací periody. Simuluje jev, kdy přijímač nezná přesný čas začátku vysílání. Před vysílané symboly je vložen prázdný úsek o pevné délce 100 prázdných vzorků. Tuto funkci není nutno periodicky rozmítat, a je proto staticky zvolená.

### 4.3.3 Jemný časový posun

Účelem jemného časového posunu (fractional delay) je zanechat vliv chyby jemného časování v náhodně zvolenou chvíli v rámci vzorkovací periody. Vzorkování je totiž provedeno v ne-ideální čas mezi dvěma sousedními vzorky. V příloze je uvedena implementace v Matlabu pod záložkou A.2.2.. Realizace je provedena interpolací pomocí aproximační kubické funkce, jejíž výsledky projevily největší věrnost původnímu průběhu. Tato hodnota je rozmítána náhodnou hodnotou s rovnoměrným rozdělením pravděpodobnosti v normovaném rozsahu 0 až 1 vztaženém ke vzorkovací periodě.

### 4.3.4 Aditivní Gaussovský šum

Aditivní bílý Gaussovský šum s normálním – Gaussovým rozložením pravděpodobnosti. Je jedinou složkou rádiového kanálu, která je rozmítána dle zadaných parametrů definovaných v souboru BLOS\_testcases.m . Následující řádky vycházejí z popisu dokumentu [18]. V příloze je tento kód uveden pod záložkou A.2.3..

S výhodou je využito vlastnosti signálu z modulátoru, jenž má konstantní jednotkovou energii pro všechny vzorky signálu. Následně se energie šumu obsažená v jednom vzorku vypočte pro požadovanou energii na symbol dle rovnice 4.3. Délka symbolové periody je pro modulaci bez paměti  $L = 1$ , platí  $T_{symbol} = 1$ ,  $T_{samples} = 4$ . Nicméně však pro modulaci s pamětí  $L = 2$  je délka symbolové periody dvojnásobná, je proto nutné brát v úvahu i poloviční váhu tvarovacího pulzu CPM, aby byla energie šumu pro obě modulace totožná. Pro úplnost je zde uveden i vztah pro přepočítání energie  $E$  na přenášený bit –  $E_B N_0$  dle rovnice 4.4.

$$E_S N_0 [dB] = SNR + 10 \cdot \log_{10}(T_{symbol}/T_{vzorek}) = SNR + 10 \cdot \log_{10}(4/1) = SNR + 6 \text{ dB} \quad (4.3)$$

$$E_B N_0 [dB] = SNR + 10 \cdot \log_{10}(T_{bit}/T_{vzorek}) = SNR + 10 \cdot \log_{10}(2/1) = SNR + 3 \text{ dB} \quad (4.4)$$

## 4.4 Přijímač

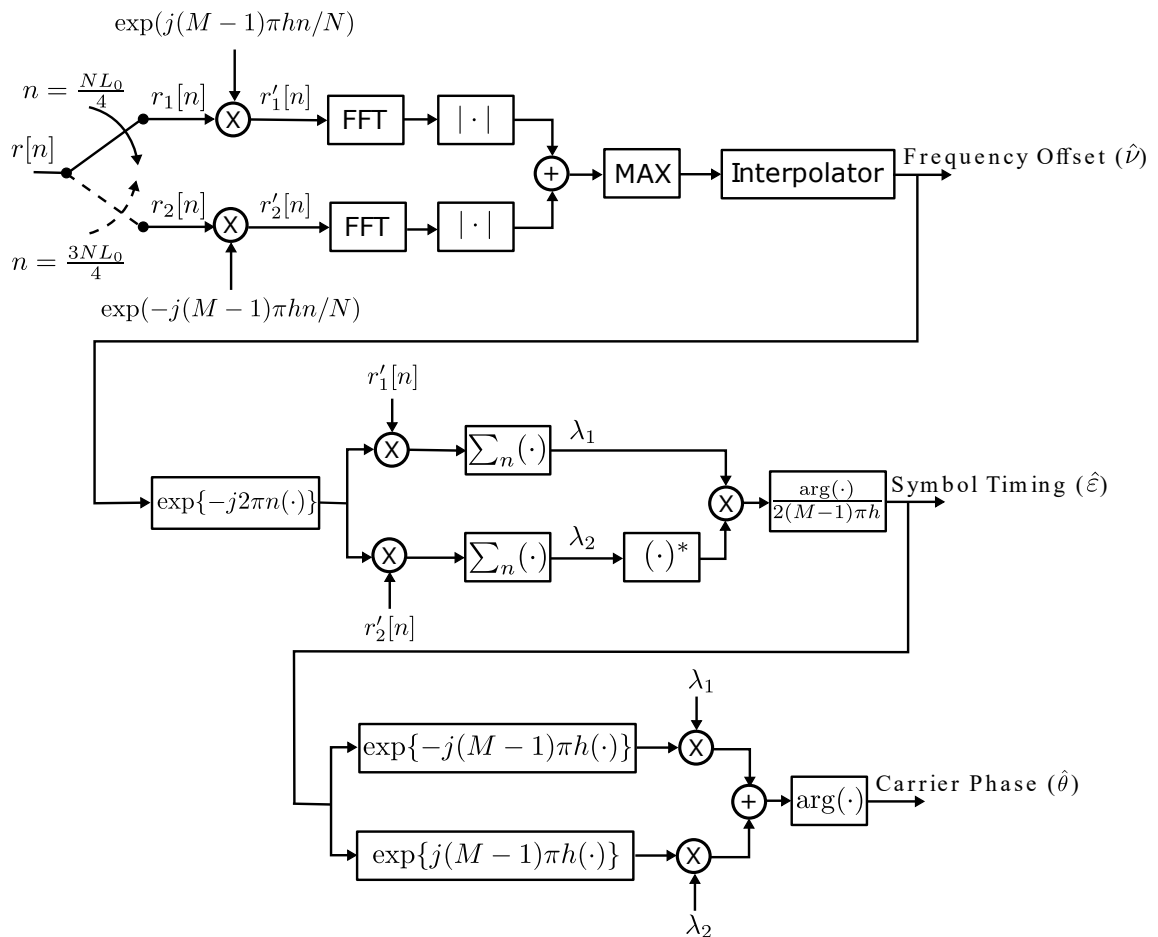
### 4.4.1 Akvizice

Funkční blok akvizice má v přijímači úkol zjistit změny modulovaného signálu ovlivněného rádiovým kanálem. Následující metody vycházejí z článku zabývajícím se obnovou nosné vlny, odhadem časování a synchronizací přenášených rámců [5]. Blokové schéma akvizičního algoritmu na obr. 4.2 je v simulátoru rozděleno pro přehlednost na 5 metod které si navzájem postupně předávají data. Tento algoritmus se zaměřuje na získání synchronizační dat z vyslané preambule, jež má v případě komunikačního systému BLOS 129 symbolů.

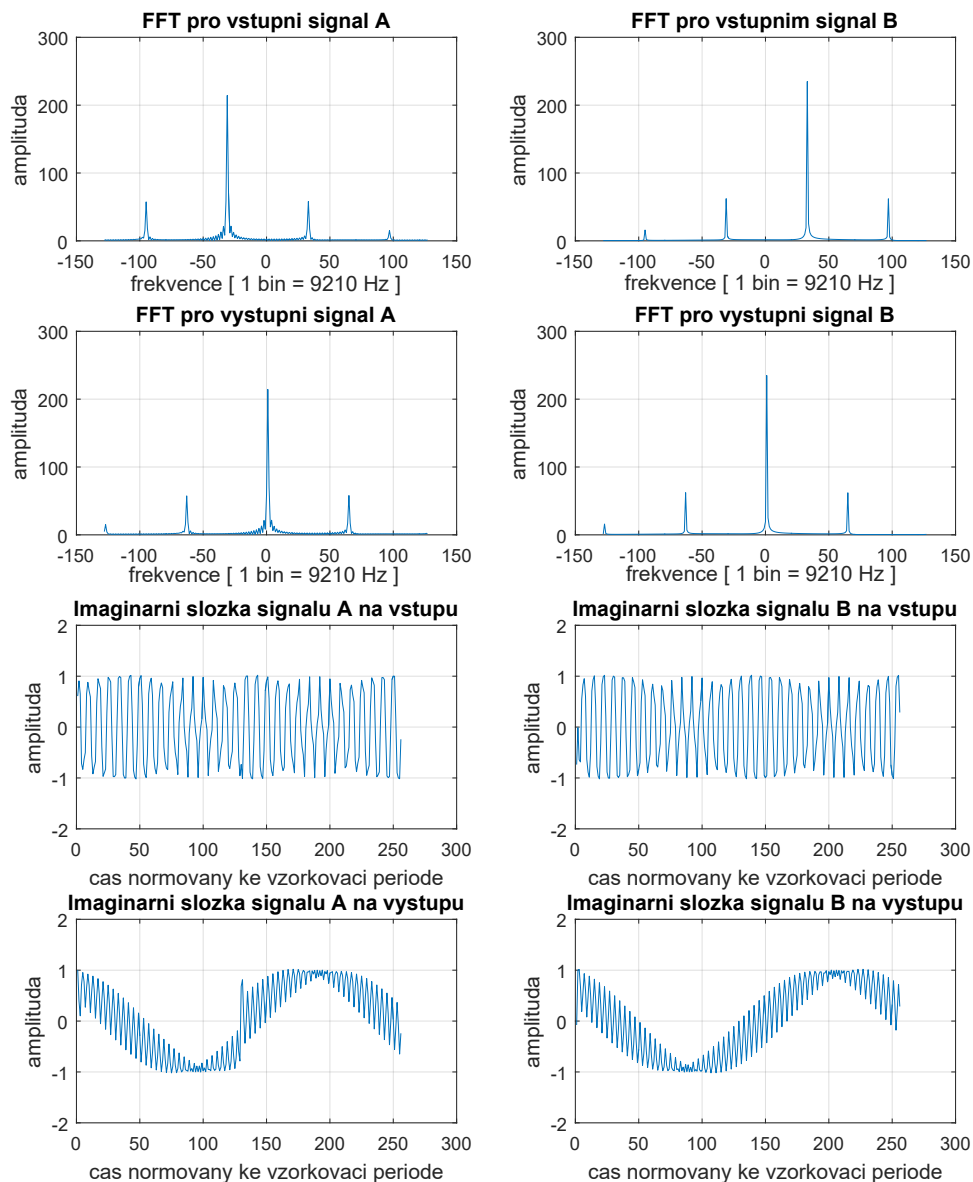
#### a) Frekvenční odhad

Odhad frekvenčního posunu, jenž vznikl Dopplerovým efektem a nestabilitou oscilátoru je důležitou částí akvizice a v této implementaci zároveň jejím prvním funkčním celkem.





Obr. 4.2: Blokové schéma znázorňující zpracování preamble pro získání informací o frekvenci, časování a fázi, dle dokumentu [5].



Obr. 4.3: Znáznornění preamble na časové a frekvenční ose, před a po normalizaci frekvence. Vstupní signál A je v blokovém schématu na obrázku 4.2 označen symbolem  $r$ . Z toho první čtvrtina preamble a poslední čtvrtina nesou symbol  $r_1$ , prostřední část preamble (zde část B) o délce její celkové poloviny je označena symbolem  $r_2$ . Následně výstup A a B zde, odpovídá symbolům  $r'_1$  a  $r'_2$  v blokovém diagramu na obrázku 4.2.

Původně použitý algoritmus – rovnice 4.6 pro odhad Dopplerova jevu z dokumentu[5] nedosahoval požadované přesnosti. Byly odhaleny dvě oblasti zanášející chybu do frekvenčního odhadu.

Za prvé, při skládání signálu  $r_1$  dojde při přítomnosti Dopplerova frekvenčního posunu k nespojitosti, ta je tím výraznější, čím silnější je Dopplerův jev. Metoda v této práci proto bere v úvahu jen spojitou část preamble  $r_2$ . Tato nespojitost se následně projeví ve zvlnění charakteristiky signálu ve spektrální oblasti. Vzhledem k tomu že rozlišení jednoho binu provedené FFT transformace je rovno rovnici 4.5, projeví se to ve zhoršení odhadu o jeden až dva řády.

$$f_{bin-res} = \frac{f_{bits}}{N_{bits}} = \frac{2357800}{256} \doteq 9210Hz \quad (4.5)$$

Za druhé, menšího zlepšení odhadu bylo dosaženo s použitím rovnice pro aproximaci přesné polohy na rovnici 4.7 - zdroj [15], oproti původní na rovnici 4.6 - zdroj [5].

$$\hat{v} = \hat{v}_0 + \frac{1}{2K_fNL_0} \cdot \frac{\log X(\hat{v}_{-1}) - \log X(\hat{v}_1)}{\log X(\hat{v}_{-1}) + \log X(\hat{v}_1) - 2\log X(\hat{v}_0)} \quad (4.6)$$

$$\hat{v} = \hat{v}_0 + \frac{1}{2} \cdot \frac{X(\hat{v}_{-1}) - X(\hat{v}_1)}{X(\hat{v}_{-1}) - 2X(\hat{v}_0) + X(\hat{v}_1)} \quad (4.7)$$

Pro dosažení výsledné přesnosti se nakonec prodlouží analyzovaná sekvence o 512 prázdných vzorků, Výsledkem je kompenzovaný Dopplerův posun na desítky až nízké stovky Hz, v závislosti na  $E_S N_0$ . Tato hodnota byla zvolena jako kompromis mezi přesností odhadu (delší sekvence) a odolností vůči šumu (zvýšené rozlišení).

## b) Odhad časování

Odhad časování je znázorněn v prostřední části výše uvedeného blokového schématu na obr. 4.2. Tato metoda má jako vstupní veličiny frekvenční odhad a preamble rozdělenou na dvě části, které jsou obě frekvenčně normovány na stejnou hodnotu.

Z důvodu relativně vysoké chybovosti v odhadu této veličiny, byla analýzou případů a podmínek za kterých vznikly chyby, zjištěna následující situace. Pokud se odhad časování pohybuje v blízkosti přechodu k další periodě (hodnota odhadu se blíží k 0 nebo 1), vzniká situace, že se může odhad vlivem šumu potočit znovu o celou bitovou periodu. Vznikne zde tedy nově hrubá chyba časování. Eliminací tohoto jevu, v případě kdy jemný odhad časování  $T > 0.1$  nebo  $T > 0.9$ , je docíleno tak, že se provede demodulace preamble pro 3 různé případy. Tyto se liší posunem časování o jednu vzorkovací periodu ( $T_{delta} = -1, 0, 1$ ). Následně se provede na bitové úrovni negovaná XOR operace mezi demodulovanými a předpokládanými bity, potom se bity sečtou podél celého vektoru. Nakonec se vyhodnotí maximum z těchto 3

pokusů a stanoví se nejpravděpodobnější poloha vzorkování. Využívá se zde toho, že demodulátor trpí velmi vysokou chybovostí v případě špatně stanoveného intervalu vzorkování v rámci vzorkovací periody. Výsledek je znázorněna histogramy rozložení chybovosti na obr. 5.5.

Bohužel však zde dále vzniká zdánlivě nahodilá chyba odhadu časování – již méně častá (10<sup>-4</sup> při  $E_S N_0 = 30$  dB), tato dále degraduje výsledné vlastnosti přijímače.

### c) Odhad fáze

Odhad fáze zde není použit, jelikož je následně použit nekoherentní diferenciální demodulátor. Informace o absolutní hodnotě fáze je tedy v tomto případě irelevantní.

## 4.5 Demodulace

V rámci diplomové práce bylo otestováno několik možných přístupů k demodulaci. Tyto jsou představeny v následujících odstavcích této kapitoly. V simulátoru je možné mezi nimi přepínat volbou v souboru „BLOS\_sysDef.m“. Pro generování BER a PER křivek v závislosti na  $E_S N_0$  byl vybrán nekoherentní demodulátor s pamětí.

### 4.5.1 Nekoherentní demodulátor pro modulaci bez paměti

Tento lze aplikovat jednoduše jen na modulace bez paměti. Využívá základní charakteristiky CPM modulace, tj. informace je ukryta ve změně fáze. Tato fáze je v případě 4 stavové modulace v násobcích základního kmitočtu hodnotami 3, -1, 1, 3.

Přijaté vzorky signálu v IQ tvaru se nejprve transformují na úhel v IQ diagramu, dále se vypočte rozdíl mezi všemi těmito sousedními úhly. Následně se už jen informace kumuluje přes počet vzorků na symbol.

Výsledkem je fáze, která odpovídá celkovému potočení v IQ diagramu, nakonec proběhne klasifikace, za rozhodovací úrovně byly zvoleny střední hodnoty mezi dvěma sousedními fázovými posuny.

V simulaci však tato metoda není moc spolehlivá a daleko zaostává za teoretickým ideálním demodulátorem. Je nekoherentní, tudíž dokáže korektně demodulovat CPM modulaci s přítomným Dopplerovým frekvenčním posunem, pokud tento není až tak velký, že se zásadně projevuje i v rámci přenášeného symbolu. Nicméně vyniká jednoduchostí, nenáročností na výpočetní výkon a též je možné ji snadno modifikovat pro modulace s jiným počtem stavů na symbol.

## 4.5.2 Nekoherentní demodulátor pro modulaci s pamětí

Je odvozen částečně od nekoherentního demodulátoru bez paměti, protože charakteristika symbolu je zde opět rozlišována podle vzájemné difference vzorků. Pro klasifikaci je zde však přijatý signál porovnáván s předlohou ve formě LUT. Struktura LUT je velmi podobná jako ta popsaná výše, v kapitole modulátoru.

## 4.5.3 Koherentní demodulátor pro modulaci s pamětí

Je založen na předpokladu plně obnoveného nosného kmitočtu. Předpokládá se konstantní průběh frekvence, časování a fáze v průběhu celého jednoho intervalu o délce 475 symbolů.

Vychází z principu ideální demodulace, kdy se neznámý přijatý signál porovnává se všemi možnými průběhy, z pohledu na fázi signálu vyslaného, v úvahu je tedy vzata i poloha přijatého symbolu (natočení symbolu v IQ diagramu).

### a) Turbo dekodér

Turbodekodér je použit interní v Matlabu z interního balíčku pro číslicové zpracování signálů – digital signal processing (DSP). Implementace je reverzní k turbo kodéru z kapitoly 4.2.2 týkající se turbo kodéru. V příloze A.3 je představen výňatek metod z definice třídy TurboDecoder.

## 4.6 Zpracování a zobrazení dat

### 4.6.1 Získání dat ze simulace

Vytvořené objekty jako rádiový kanál a rádiový přijímač předávají při zavolání nejen signál a data, ale i informace o vlastnostech rádiového kanálu a informace získané z akviziční jednotky. Tyto se poté ukládají společně do dvourozměrné matice, kdy souřadnice  $x$  udává příslušné  $E_S N_0$  a souřadnice  $y$  pořadí burstu. V případě paralelního zpracování se matice rozšíří o další rozměr definující příslušnou výpočetní jednotku, pro zajištění ukládání výsledků na vzájemně oddělená místa v paměti. Po skončení všech výpočtů se však matice převede opět do dvourozměrné podoby popsané na začátku tohoto odstavce.

### 4.6.2 Zobrazení dat

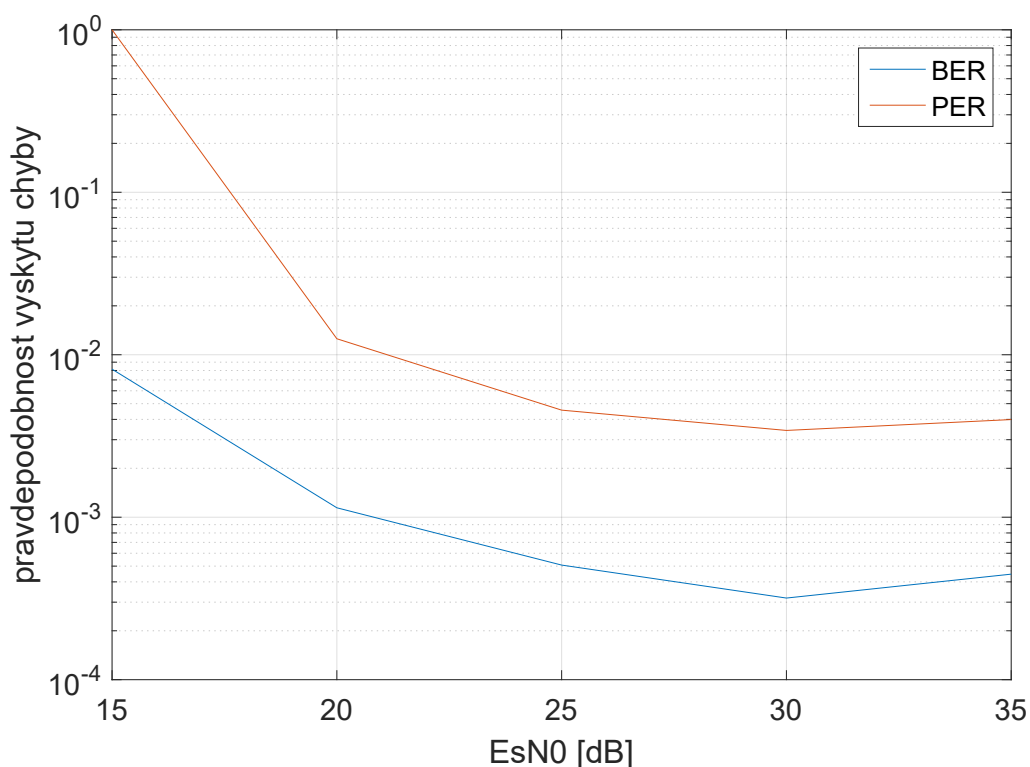
Zobrazení je provedeno grafickými vykreslovacími příkazy „plot“ pro lineární osy grafů týkajících se směrodatných odchylek chyb odhadu bloku akvizice. Pro znázornění křivek – chybovost – poměr chybných oproti korektním informacím – bit error ratio (BER) a pravděpodobnost výskytu chyby v paketu – packet error ratio (PER) je výhodnější aplikovat logaritmické měřítko na vertikální osu y příkazem „semilogy“, při zachování lineární osy rozložení úrovně aditivního šumu, tento je v logaritmické jednotce decibel.

## 5 VÝSLEDKY SIMULACE

V této kapitole jsou prezentovány výstupy simulátoru. Při simulacích byl aplikován Dopplerův posun  $\pm 16$  kHz zadaný v dokumentu [6] popisujícím požadavky na tento rádiový systém. Dále byla uměle zavedena chyba vystihující situaci, kdy přijímač vzorkuje přijatý signál mimo totožný čas jako vysílač - chyba jemného časování, v rámci vzorkovací periody. Do přijatého signálu je též vložen aditivní šum, jehož hodnota je normována ku energii na symbol.

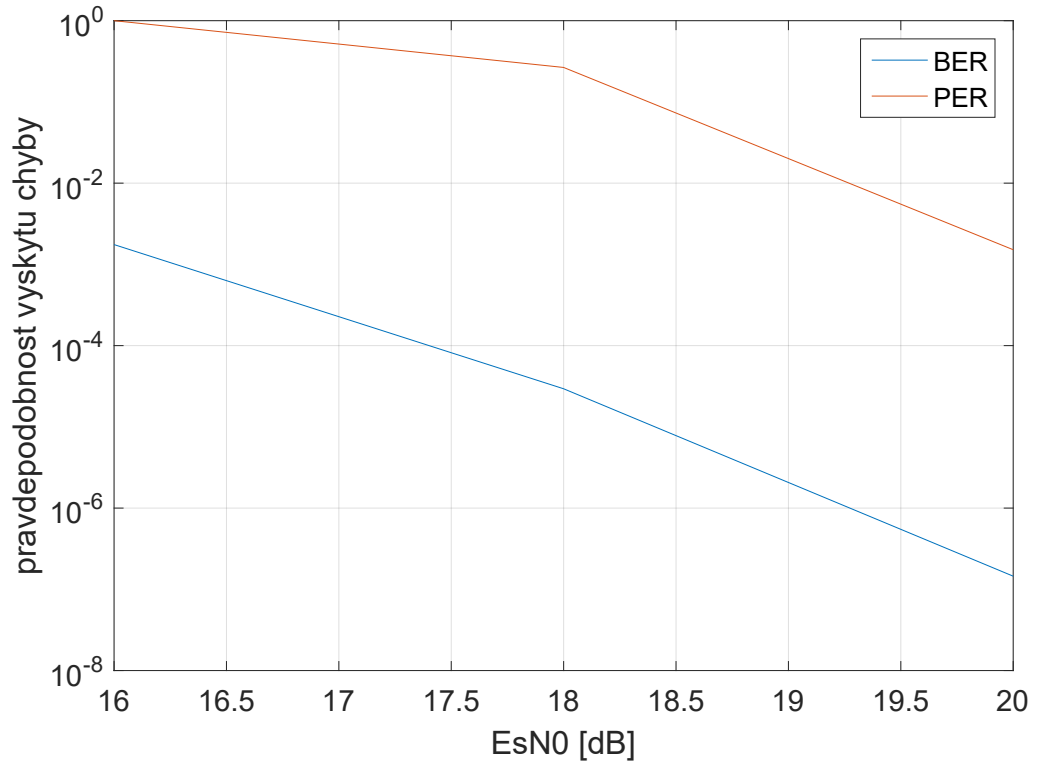
### 5.1 PER a BER křivky

Zde jsou uvedené dva grafy, obr. 5.1 prezentuje vlastnosti přijímače při pohledu na chybovost bitů - BER a paketů - PER, při využití interního systému akvizice pro jemný odhad časování. Je vidět že křivky neklesají de teoretických předpokladů, ale chyba se od cca 20 dB drží na konstantní úrovni. Paket se pokládá za chybný, pokud je v něm špatně jeden a více bitů.



Obr. 5.1: BER a PER křivka v závislosti na  $E_S/N_0$  pro kompletní samostatný přijímač.

Druhý graf, na obr. 5.1, využívá informaci o jemném časování z externího zdroje. Křivka už má očekávaný tvar, při  $E_S/N_0 = 21$  dB již nebyl zaznamenán chybný paket ani pro 5000 iterací. Proto chybovost  $\text{BER} = 10^{-3}$  lze očekávat v rozmezí  $E_S/N_0 = 20\text{--}21$  dB.



Obr. 5.2: BER a PER křivka v závislosti na  $E_S/N_0$  pro přijímač s externí informací o časové synchronizaci, simulováno pro 6000 paketů na  $E_S N_0$

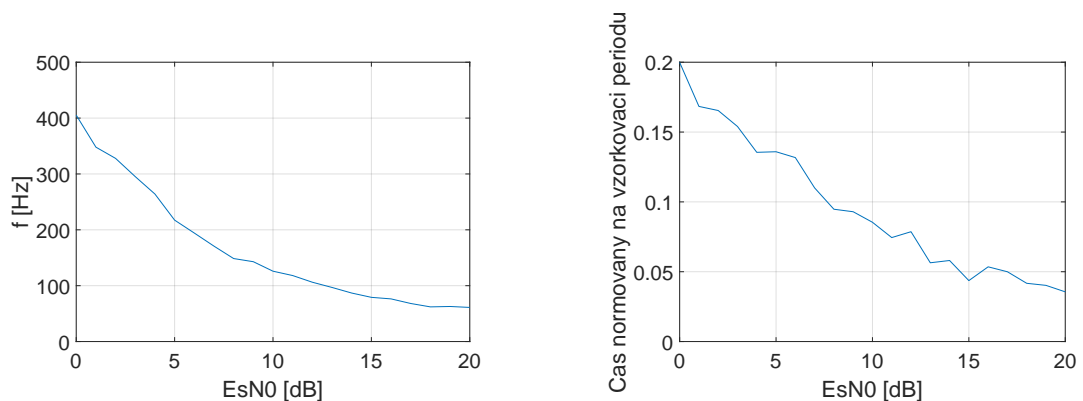


## 5.2 Výsledky akvizice

Zde je zhodnocen proces akvizice aplikovaný na přijatý signál, akvizice vychází z dokumentu [5].

Na prvním grafu z obr. 5.3a, týkajícím se chyby odhadu frekvence můžeme pozorovat klesající chybovost až do hodnoty cca  $E_S N_0 = 14$  dB, poté se již frekvenční chyba pohybuje průměrně v okolí 60 Hz a dále zásadně neklesá. To, že se odhad dále nezlepšuje v přesnosti, je dáno krátkým souborem vstupních vzorků – preamble. Rozlišení bodů FFT transformace je bez modifikací 9210 Hz. Lepší přesnosti je pak dosaženo vložением nulových vzorků na konec testované sekvence (preamble) a aplikováním kvadratické interpolace dle [15].

V pořadí druhý graf, na obr. 5.3b, znázorňuje průměrnou odchylku od původně zavedené hodnoty jemné synchronizace. Vertikální osa je normována ke vzorkovací periodě. Přesná jemná synchronizace je důležitá v kontextu zde použité modulace, protože modulační pulsy jsou filtrovány SRC filtrem a fáze se mění nelineárně. A následně demodulátor předpokládá tuto veličinu kompenzovanou, protože porovnává přijatý tvar signálu s možnými variantami vyslaných průběhů, vzorkovaných ve stejný okamžik.

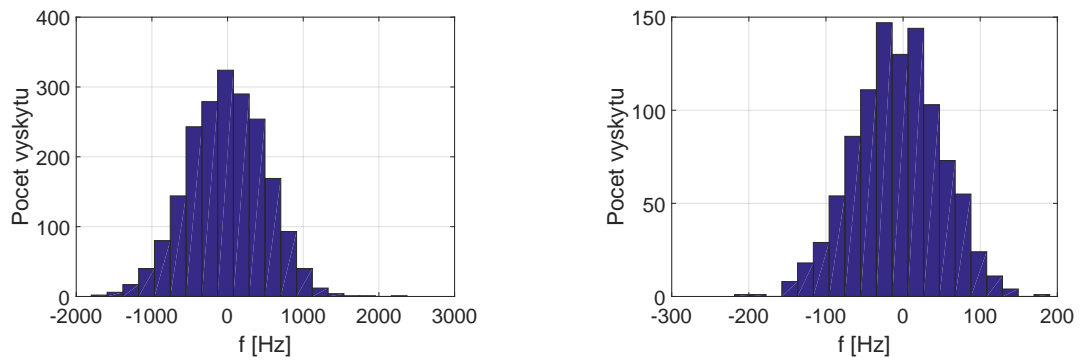


(a) Pro chybu odhadu frekvence.

(b) Pro chybu odhadu jemného časování.

Obr. 5.3: Standardní odchylka chyb v odhadu na výstupu akvizice.

Histogramy rozložení frekvenční chyby odhadu Dopplerova posunu jsou uvedeny na obr. 5.4. Tj. rozdíl uměle zavedené frekvenční chyby a výsledku akvizice. Na histogramech je vidět symetrické rozložení chybovosti oproti ideální akvizici.

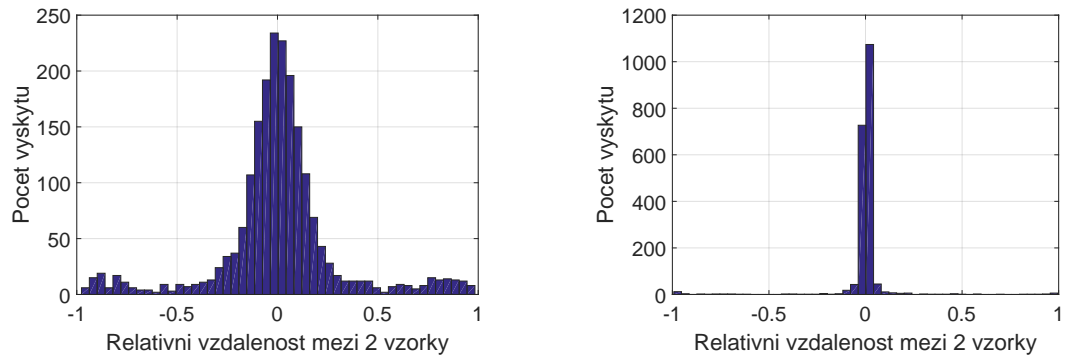


(a)  $E_S/N_0 = 0$  dB

(b)  $E_S/N_0 = 20$  dB

Obr. 5.4: Histogramy chyby frekvenčního odhadu pro různé  $E_S/N_0$ .

Další histogramy, na obrázcích 5.5 se týkají chyb jemného časového odhadu. Tj. rozdíl uměle zavedené chyby v časování a výsledku akvizice. Je vidět, že jsou symetrické, a nevzniká zde proto systematická chyba.

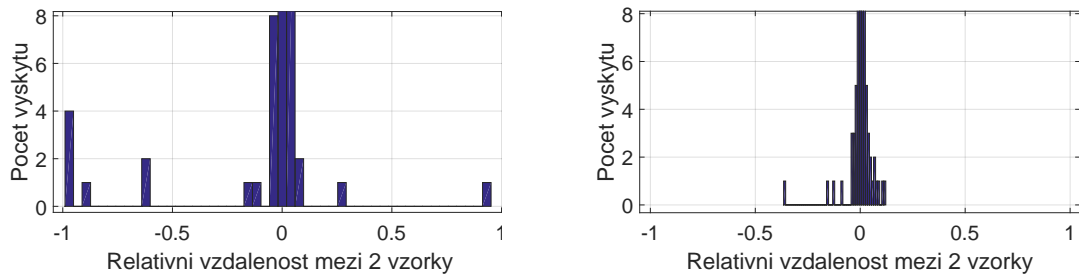


(a)  $E_S/N_0 = 0$  dB

(b)  $E_S/N_0 = 20$  dB

Obr. 5.5: Histogram chyby jemného časového odhadu pro různé  $E_S/N_0$ , pro  $N=2000$  průběhů, bez korekce posunu o jednu periodu.

Při detailní analýze nadměrné chybovosti byl zjištěn nedostatek na úrovni jemné synchronizace. Na následujícím obrázku 5.6 je proto znázorněn výsledek postupu jenž zamezil chybám pootočením o jednu celou vzorkovací periodu. Bohužel však zdále zde přetrvává nahodilá chyba kterou se nepodařilo odstranit jinak, než zavedením informace o jemném časování do demodulátoru z vnější části simulátoru.



(a) Původní výstup akvizice jemného časování bez korekce posunu o jednu vzorkovací periodu.

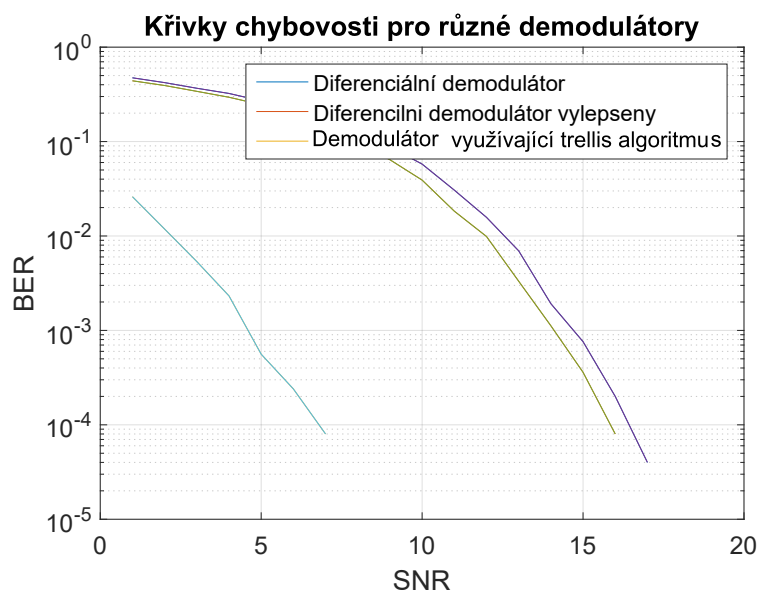
(b) Modifikovaný výstup akvizice jemného časování s korekcí posunu o jednu vzorkovací periodu. Je sníženo rozptýlení hodnot, proto je zvýšeno rozlišení histogramu.

Obr. 5.6: Histogram chyby jemného časového odhadu pro  $E_S/N_0 = 35\text{dB}$ , simulace pro  $N=500$  průběhů, se sníženým rozsahem osy  $y$ .

## 5.3 Výsledky demodulace a dekódování

### 5.3.1 Demodulátor

Vlastnosti demodulátorů jsou prezentovány v grafu na obr. 5.7 s vynesenu logaritmickou stupnicí bitové chybovosti na vertikální ose a úrovní šumu v dB na horizontální ose. Z grafu vyplývá výhoda algoritmu používající Trellisovu mřížku pro nalezení nejpravděpodobnější cesty přijaté symbolové posloupnosti.



Obr. 5.7: BER křivka v závislosti na  $E_S/N_0$ , porovnání různých demodulátorů.

## 6 ZÁVĚR

Práce se zabývala vytvořením simulátoru pro rádiový komunikační systém pro bezpilotní letouny. Simulátor je navržen s použitím prvků objektově orientovaného programování, což usnadňuje další vývoj a použití simulátoru. Simulátor může též volitelně využít paralelizace výpočtů na úrovni simulovaných burstů přes všechny požadované  $E_S N_0$ . Parametry týkající se podmínek simulace je možné modifikovat v příslušných konfiguračních souborech.

Dle zadání byly vygenerovány grafy popisující charakteristické vlastnosti tohoto rádiového systému. V zadání zmíněné chybovosti  $PER = 10^{-3}$  bylo dosaženo při úrovni šumu  $E_S N_0 = 20\text{--}21$  dB. Dále pak bylo dosaženo chybovosti  $BER = 10^{-3}$  při úrovni šumu v blízkosti  $E_S N_0 = 16.5$  dB. Obě hodnoty byly dosaženy pro rádiový kanál s Dopplerovým posunem  $\pm 16$  kHz a informací o jemném časování dodanou externě.

Za stejných podmínek, ale informací o pozici vzorkování dodanou z interní akvizice dochází k nahodilé chybě a chybovost  $PER$  se zastaví okolo hodnoty  $7 \cdot 10^{-2}$ .

Výše uvedených hodnot bylo dosaženo pod vlivem simulovaného prostředí rádiového kanálu. Tento do přijímaného signálu zanáší frekvenční Dopplerův posun, chybu jemného časování o rovnoměrném rozdělení pravděpodobnosti a aditivní šum s Gaussovým rozdělením pravděpodobnosti.

# LITERATURA

- [1] MARŠÁLEK Roman, *Teorie rádiové komunikace*, VUT v Brne, Litera BRNO, Brno 2012. ISBN 978-80-214-4503-1.
- [2] PROAKIS, John G. a Masoud. SALEHI. *Digital communications. 5th ed.* Boston: McGraw-Hill, 2008. ISBN 978-0-07-295716-7.
- [3] LYONS, Richard G., *Understanding digital signal processing. 3rd ed.*, Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, c2011. ISBN 978-0-13-702741-5.
- [4] RIMOLDI, B. E. *A decomposition approach to CPM*, in IEEE Transactions on Information Theory, vol. 34, no. 2, pp. 260 -270, Mar 1988. doi: 10.1109/18.2634 [online]. Dostupné z URL:  
<<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=2634&isnumber=155>>
- [5] HOSSEINI E. and PERRINS E. *Timing, Carrier, and Frame Synchronization of Burst-Mode CPM*, in IEEE Transactions on Communications, vol. 61, no. 12, pp. 5125-5138, December 2013. doi: 10.1109/TCOMM.2013.111613.130667 [online]. Dostupné z URL:  
<<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6678035&isnumber=6689285>>
- [6] Unmanned Aircraft Systems MOPS, WG 73: *Command and Control (C2) Data Link Minimum Operational Performance Standards (MOPS) (C-Band Satellite)*.
- [7] EuroCAE WG 105: *Command and Control (C2) Data Link Minimum Operational Performance Standards (MOPS) (Satellite)*.
- [8] RTCA 2016, SC-228: *RTCA-DO-362 Command and Control (C2) Data Link Minimum Operational Performance Standards (MOPS) (Terrestrial)*.
- [9] DOBEŠ, Josef a Václav ŽALUD *Moderní radiotechnika*. Praha: BEN - technická literatura, 2006. ISBN 80-7300-132-2.
- [10] ŠEBESTA V., SMÉKAL Z., *Signály a systémy* VUT Brno
- [11] BENVENUTO, Nevio. a Giovanni CHERUBINI, *Algorithms for Communications Systems and their Applications*, New York: J. Wiley, 2002. ISBN 0470843896.

- [12] *Minimum Shift Keying* [online]. [cit. 1. 12. 2017]. Dostupné z URL: <https://www.dsprelated.com/showarticle/1016.php>.
- [13] UAS Control & Non-Payload Communications (CNPC) Radio: *Satcom/LOS Radio Concept & LOS Waveform Design Overview*[presentation] [Revision O 15 August 2016].
- [14] MENGALI, Umberto. a Aldo N. D'ANDREA., *Synchronization techniques for digital receivers*: New York: Plenum Press, c1997. ISBN isbn0-306-45725-3.
- [15] SMITH, Julius O. *Spectral Audio Signal Processing*, W3K Publishing, <http://books.w3k.org/>, ISBN 978-0-9745607-3-1. Dostupné z URL: [https://ccrma.stanford.edu/~jos/sasp/Quadratic\\_Interpolation\\_Spectral\\_Peaks.html](https://ccrma.stanford.edu/~jos/sasp/Quadratic_Interpolation_Spectral_Peaks.html).
- [16] R. L. SMITH-ROSE *The Speed of Radio Waves and Its Importance in Some Applications*, in Proceedings of the IRE, vol. 38, no. 1, pp. 16-20, Jan. 1950. doi: 10.1109/JRPROC.1950.232449 Dostupné z URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1701081&isnumber=35830>.
- [17] Yu R. *Classification and Types of Geocentric Orbits*, Delhi: University Publications, 2012. ISBN 9781283498722. Dostupné z URL: <http://ebooks.wtbooks.com/static/wtbooks/ebooks/9781283498722/9781283498722.pdf>.
- [18] Matlab *Communications System Toolbox - Channel Modeling and RF Impairments* Matlab online documentation. <https://mathworks.com/help/comm/ug/awgn-channel.html>.
- [19] BENADDI T. *Sparse Graph-Based Coding Schemes for Continuous Phase Modulations* National Polytechnic Institute of Toulouse, 15 december 2015. [https://oatao.univ-toulouse.fr/16037/1/Benaddi\\_Tarik.pdf](https://oatao.univ-toulouse.fr/16037/1/Benaddi_Tarik.pdf).



## SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

AWGN	aditivní bílý šum s Gausovským rozložením pravděpodobnosti– additive white Gaussian noise
BER	chybovost – poměr chybných oproti korektním informacím – bit error ratio
BLOS	za hranicí přímé viditelnosti – beyond line of sight
BT product	poměr délky tvarovaného pulsu(SRC) proti bitové periodě– Bandwith symbol Time product
CNPC	informační kanál pro řízení bezpilotního letadla – command control and non-payload communications
CPM	modulace s plynulou změnou fáze – continuous phase modulation
CRC	kontrolní součet – cyclic redundancy check
DSP	číslicové zpracování signálů – digital signal processing
$E_b N_0$	poměr energie na bit proti spektrální výkonové hustotě šumu – energy per bit to noise power spectral density ratio
$E_s N_0$	poměr energie na symbol proti spektrální výkonové hustotě šumu – energy per symbol to noise power spectral density
FEC	dopředné opravné kódování – forward error correction
$f_{\text{sym}}$	symbolová frekvence
$f_{\text{vz}}$	vzorkovací frekvence
GEO	geostacionární oběžná dráha – Geostationary orbit
GPS	globální poziční navigační systém – Global Positioning System
Handover	předání spojení – handover
LEO	nízká oběžná dráha – Low Earth orbit
LOS	na přímou viditelnost – line of sight
LUT	vyhledávací tabulka – lookup table
MOPS	minimální provozní požadavky – minimum operational performance standards
NRZ	kódování bez návratu k nule – Non Return To Zero
PER	pravděpodobnost výskytu chyby v paketu – packet error ratio
ppm	jednotek na milion – parts per milion
RC	posunutý kosinus – raised cosine
REC	obdelník – Rectangular
ROC	charakteristická křivka citlivosti digitálního přijímače – Receiver Operating Characteristic
SDR	zařízení s číslicovým zpracováním rádiového signálu – software defined radio
SNR	poměr úrovně užitečného signálu ku šumu – signal to noise ratio

SRC	posunutý kosinus s možností rozšíření ve spektrální oblasti – Spectral Raised cosine
SPS	počet vzorků na jeden symbol – Sample per Symbol
$t_{\text{sym}}$	symbolová perioda
TCXO	teplotně kompenzovaný krystalový oscilátor – temperature compensated crystal oscillator
$t_{\text{vz}}$	vzorkovací perioda
UAV	bezpilotní letadlo – unmanned aerial vehicle
UW	unikátní slovo – unique word

# SEZNAM PŘÍLOH

<b>A Ukázka zdrojového kódu pro Matlab</b>	<b>59</b>
A.1 Modulátor	59
A.1.1 Generování LUT tabulky pro modulátor s délkou modulačního pulzu $L=2$	59
A.2 Metody třídy rádiový kanál	60
A.2.1 Aditivní šum s gaussovým rozložením pravděpodobnosti	60
A.2.2 Dopplerův posun	61
A.2.3 Jemný časový posun	61
A.3 Dekodér	62
A.3.1 Volání funkce turbo dekodéru	62

# A UKÁZKA ZDROJOVÉHO KÓDU PRO MATLAB

## A.1 Modulátor

### A.1.1 Generování LUT tabulky pro modulátor s délkou modulačního pulzu $L=2$

```
1 phase_step_number=(2*pi)/(pi*obj.modulationIndex);
2 phase_step=(pi*obj.modulationIndex);
3 lut_data=zeros(obj.mo,obj.mo,obj.mo/2);
4
5 obj.sps = obj.samplesPerSymbol;
6 obj.mo = obj.modulationOrder;
7
8 for i=1:1:obj.mo % first symbol
9     for j=1:1:obj.mo % second symbol
10         lut_data(i,j,:)=[((i*2)-5) ((j*2)-5)]; %
11     end
12 end
13 obj.lut=zeros(obj.mo, ...
14     obj.mo, obj.sps+1);
15 for i=1:1:obj.mo % first symbol
16     for j=1:1:obj.mo % second symbol
17         hMod = comm.CPModulator(obj.mo,...
18             'BitInput', false, ...
19             'SamplesPerSymbol', obj.sps, ...
20             'ModulationIndex', obj.modulationIndex, ...
21             'FrequencyPulse', obj.FrequencyPulse, ...
22             'RolloffFactor', obj.BTFactor, ...
23             'PulseLength',obj.PulseLength, ...
24             'InitialPhaseOffset', 0 );
25         lut_temp = step(hMod,[ lut_data(i,j,1); lut_data(i,j,2);1]);
26         lut_temp = lut_temp(obj.sps+1:2*obj.sps+1);
27         lut_temp = angle(lut_temp);
28         lut_temp = lut_temp-lut_temp(1); % normalized frequency
29         limit=2*pi; % protection to overflow
30         lut_temp(lut_temp > limit)=2*pi-lut_temp(lut_temp > limit);
31         lut_temp(lut_temp < -limit)=2*pi+lut_temp(lut_temp < -limit);
```

```

32 lut_temp(end)=round((lut_temp(end)/phase_step)+1);
33 if lut_temp(end) <= 0
34     lut_temp(end) =lut_temp(end)+ 6;
35 end
36 lut_temp(1)=0;
37 lut_temp(1:obj.sps) = (lut_temp(1:obj.sps)); %
38 obj.lut(i,j,:) = (lut_temp); % main sequence LUT
39 end % for second symbol in table
40 end % for first symbol in table
41
42 lut_all=zeros(obj.mo,obj.mo, ...
43 obj.sps+1,(1/obj.modulationIndex)*2);
44 for i=1:1:phase_step_number % shift all by phase basic step
45     lut_all(1:obj.mo,1:obj.mo,1:obj.sps,i)= ...
46         obj.lut(:, :, 1:obj.sps)+(i-1)*(phase_step);
47     temp = obj.lut(1:obj.mo,1:obj.mo,obj.sps+1,1)+(i-1);
48     temp(temp>6) = temp(temp>6)-6;
49     lut_all(1:obj.mo,1:obj.mo,obj.sps+1,i) = temp;
50 end
51 lut_all(:, :, 1:obj.sps ,:)=exp(1i*(lut_all(:, :, 1:obj.sps ,:)));

```

## A.2 Metody třídy rádiový kanál

### A.2.1 Aditivní šum s gaussovým rozložením pravděpodobnosti

```

1 function signal_out = addGaussNoise(obj, signal_in)
2 N=length(signal_in);
3 SNR = 10^( obj.SNR_db / 10 );
4 % každý vzorek má jednotkovou energii již z modulátoru
5 Esamp=1;
6 NO=Esamp/SNR; % výpočet energie šumu
7 noiseSigma=sqrt((Esamp/SNR)/2);
8 n = noiseSigma*(randn(N,1)+1i*randn(N,1));
9 signal_out = signal_in + n ;
10 end % addGaussNoise

```

## A.2.2 Dopplerův posun

```
1 function signal_out = addDopplerShift(obj,signal_in,numMCRuns_i)
2 doppler_shift= obj.randDoppler(numMCRuns_i)*1;
3 N=length(signal_in);
4 rows=transpose(1:N);
5 x_dopp = exp(1i*2*pi*(doppler_shift/obj.sampleRate)*rows);
6 signal_out = signal_in .* x_dopp;
7 end % addDopplerShift
```

## A.2.3 Jemný časový posun

```
1 function signal_out = addSymbTimingShift ...
2 (obj, signal_in, num_numMCRuns_i)
3 in = signal_in;
4 x = 0: obj.Ts : obj.Ts * (length(in)-1);
5 x = transpose(x);
6 phase_shift_coef = obj.randSymbTiming(num_numMCRuns_i)*1;
7 xq = x + obj.Ts * phase_shift_coef;
8 signal_out = interp1(x,real(in),xq,'spline') ...
9 + 1i * interp1(x,imag(in),xq,'spline');
10 end % addSymbTimingShift
```

## A.3 Dekodér

### A.3.1 Volání funkce turbo dekodéru

```
1 % Výňatek metod z definice třídy turboDedocer,
2 % bez vlastností a s částí konstruktoru.
3
4 ... Constructor
5 obj.hTDec = comm.TurboDecoder('TrellisStructure',...
6 poly2trellis(obj.constraintLength,obj.trellisDef,obj.feedback),...
7 'InterleaverIndices', obj.intrlvrIndices, ...
8 'NumIterations',4); % def 6
9 end %constructor
10
11 %% Encoded method
12 function userData_out = decoded(obj, receivedBits)
13 % reshape
14 puncturedBits_out = reshape(receivedBits,[],4);
15
16 % de-puncturing
17 for i = 1 : obj.N_FecFrame
18     fullRateNoTail_out(obj.punctureIdx,i)=puncturedBits_out(:,i);
19 end
20
21 % Add tail bits
22 for i = 1 : obj.N_FecFrame
23     fullRate_out(:,i) = ...
24     [ fullRateNoTail_out(:,i) ; zeros(obj.N_tailBit,1)];
25 end
26
27 % Turbo decoder
28 userBits_out = nan( obj.N_payloadBit , obj.N_FecFrame);
29 for i = 1 : obj.N_FecFrame
30     userBits_out(:, i) = step(obj.hTDec, -fullRate_out(:, i));
31 end
32 userData_out = reshape(userBits_out, [], 1);
33 end %encoded
34 end
```