

UNIVERZITA PARDUBICE
FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A INFORMATIKY

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

2009

TOMÁŠ VAŇKÁT

**UNIVERZITA PARDUBICE
FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A INFORMATIKY**

ANALÝZA SIGNÁLU DIGITÁLNÍHO TELEVIZNÍHO VYSÍLÁNÍ

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

AUTOR: Tomáš Vaňkát

VEDOUCÍ PRÁCE: Prof. Ing. Pavel Bezoušek, CSc.

2009

**UNIVERSITY OF PARDUBICE
FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING
AND INFORMATICS**

**ANALYSIS OF DIGITAL TELEVISION BROADCASTING
SIGNAL**

BACHELOR WORK

**AUTHOR: Tomáš Vaňkát
SUPERVISOR: Prof. Ing. Pavel Bezoušek, CSc.**

2009

Univerzita Pardubice
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektrotechniky
Akademický rok: 2008/2009

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Tomáš VAŇKÁT**
Studijní program: **B2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Komunikační a mikroprocesorová technika**

Název tématu: **Analýza signálu digitálního televizního vysílání**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

Rozhlasové a televizní vysílače pokrývají svým signálem prakticky celou rozlohu Evropy i dalších oblastí. Této skutečnosti se v poslední době využívá také k detekci objektů, pohybujících se ve vzdušném prostoru (např. letadel, ultralehkých letadel, balónů a vzducholodí,). Přijímač tzv. bistatického radaru vyhodnocuje zpoždění a Dopplerův posuv odražených signálů a z toho vyhodnocuje polohu a rychlost objektu. Vývoj metod zpracování signálu v bistatickém radaru je založen na podrobné znalosti vlastností těchto signálů. 1. Na laboratorním pracovišti katedry radioelektroniky FEL ČVUT zaznamenejte úsek kvadratických složek signálu digitálního vysílání televize 2. Analyzujte po částech zaznamenaný úsek na počítači v prostředí Matlab. Zejména vypočítejte spektrální charakteristiky, autokorelační funkci a funkci neurčitosti. Porovnejte vlastnosti z různých částí zaznamenaného signálu z hlediska šířky a rovnoměrnosti spektra, šířky hlavního laloku funkce neurčitosti v časové a frekvenční oblasti, velikost postranních laloků v časové i frekvenční oblasti a posuďte vhodnost signálu pro určování polohy a rychlosti objektů. 3. V teoretické části popište strukturu signálu digitálního vysílání televize a princip bistatického radaru.

Rozsah grafických prací:

Rozsah pracovní zprávy:

Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

Bezoušek P., Šedivý P.: Radarová technika, ČVUT Praha, 2007
Bezoušek P.: Pasivní radarové systémy, Radioelektronika Pardubice, 2004
Sborník konference Bezoušek, P., Schejbal, V.: Bistatic and multistatic radars, Radioengineering, 3, (2008), ISSN 1210-2512
Bezoušek, P.: Pasivní radiolokátory, Radiokomunikace 2005, Pardubice, s. 83-98, (2005), (Sborník).
Vejražka F.: Signály a soustavy, ČVUT Praha, 2001
Šedivý J.: Základy digitální televize, A-Radio No4, 2006, str.2 ? 8
<http://www.kjmbc.co.kr/old/beta/ofdm/ofdm.html>

Vedoucí bakalářské práce:

prof. Ing. Pavel Bezoušek, CSc.
Katedra elektrotechniky

Datum zadání bakalářské práce:

15. ledna 2009

Termín odevzdání bakalářské práce:

15. května 2009



doc. Ing. Simeon Karamazov, Dr.

děkan



Ing. Zdeněk Němec, Ph.D.

vedoucí katedry

V Pardubicích dne 31. března 2009

Prohlašuji:

Tuto práci 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., autorský zákon, 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.

Souhlasím s prezenčním zpřístupněním své práce v Univerzitní knihovně.

V Pardubicích dne 10. 5. 2009

Tomáš Vaňkát

Poděkování

Rád bych poděkoval vedoucímu bakalářské práce Prof. Ing. Pavlu Bezouškovi, CSc., za rady, připomínky a návrhy týkající se bakalářské práce a za odborné vedení při zpracování zaznamenaných signálů v prostředí Matlab.

Anotace

Vysílače pro rozhlasové a televizní vysílání pokrývají svým signálem prakticky celou rozlohu Evropy a mnoho dalších oblastí. Této skutečnosti se využívá také k detekci objektů pohybujících se ve vzdušném prostoru (např. letadel, ultralehkých letadel, balónů a vzducholodí). Přijímačem tzv. bistatického radaru se vyhodnocuje zpoždění a Dopplerův posuv odražených signálů. Z tohoto zpoždění a Dopplerova posunu se vyhodnocuje poloha a rychlost objektu. Vývoj metod zpracování signálu v bistatickém radaru je založen na podrobné znalosti vlastností těchto signálů.

Klíčová slova

Digitální televizní signál, DVB-T, Dopplerův posun, analýza signálu, bistatický radar, korelační funkce.

Title

Analysis of digital television broadcasting signal

Annotation

Transmitters for radio and television broadcasting signals cover practically all the entire area of Europe and many other areas. This fact is used also to detect objects moving in the airspace (eg, aircraft, ultralight aircraft, balloons and airships). The bistatic radar receiver evaluates delays and Doppler shifts of reflected signals. From these delays and Doppler shifts the position and speed of the object could be evaluated. The development of the signal processing methods in bistatic radar is facilitated by a detailed knowledge of characteristics of these signals.

Keywords

Digital TV Signal, DVB-T, Doppler shift, signal analysis, bistatic radar, correlation function.

Obsah

Úvod.....	15
1 Systém DVB.....	16
1.1 Historie TV vysílání.....	16
1.2 Co je to DVB.....	16
1.3 Obecný model DVB-T.....	17
1.4 Porovnání analogové televize s digitální televizí.....	18
1.4.1 Co mají oba systémy společné.....	18
1.4.2 Digitální televize.....	18
1.4.3 Analogová televize.....	22
1.5 Televizní vysokofrekvenční pásma a kanály.....	24
2 Digitalizace analogového signálu.....	25
2.1 Vzorkování a kvantování.....	25
2.2 Digitalizace TV signálu.....	26
2.3 Zdrojové kódování.....	28
2.4 Kanálové kódování a vysílání.....	30
2.4.1 Ochrana přenosu proti chybám.....	30
2.4.2 Druhy modulací.....	32
2.4.3 Modulace pro pozemské digitální TV vysílání.....	34
2.4.4 Přijímání digitálních signálů DVB.....	36
3 Bistatický radar.....	38
3.1 Výpočet dopplerovského posuvu kmitočtu u bistatického radaru.....	41
3.2 Určování časového zpoždění a kmitočtového posuvu dvou signálů FUNKCE NEURČITOSTI (Ambiguity function).....	41
4 Měření a analýza signálu.....	44
4.1 Spektra jednotlivých zaznamenaných signálů:.....	44
4.2 Autokorelační funkce po částech pro signál a.....	46
4.2.1 Zkrácený signál na 300 000 vzorků, bez posunutí.....	47
4.2.2 Zkrácený signál na 300 000 vzorků, posunutí na 8 mil. vzorků.....	50
4.2.3 Zkrácený signál na 300 000 vzorků, posunutí na 15,5 mil. vzorků...52	
4.3 Funkce neurčitosti a její jednotlivé řezy.....	55
4.3.1 Pro zaznamenaný signál a:.....	55
4.3.2 Pro zaznamenaný signál b:.....	63

4.3.3	Pro zaznamenaný signál c:	66
4.4	Popis jednotlivých složek signálu:	69
5	Závěr	72
6	Údaje pro knihovnickou databázi	74

Seznam obrázků

Obr. 1 Obecný model vysílání a příjmu DVB-T	17
Obr. 2 Spektrum výstupního signálu z vysílače DVB-T	21
Obr. 3 Porovnání signálového spektra analogového a digitálního vysílače.....	23
Obr. 4 Vzorkování a kvantování analogového signálu $u(t)$	25
Obr. 5 Osmibitové kvantování jasového signálu.....	26
Obr. 6 Osmibitové kvantování barvonosného signálu	27
Obr. 7 Princip zdrojového kódování v soustavě MPEG-2.....	29
Obr. 8 Princip konvolučního kódování.....	31
Obr. 9 Modulátor pro modulaci QPSK.....	32
Obr. 10 Modulátor promodulaci 16-QAM.....	33
Obr. 11 Spektrum jedné nosné vlny OFDM	35
Obr. 12 Spektrum dílčích nosných vln OFDM	35
Obr. 13 Blokové schéma settopboxu	36
Obr. 14 Princip funkce bistatického radaru.....	38
Obr. 15 Průběh autokorelační funkce	40
Obr. 16 Typický tvar Funkce neurčitosti	42
Obr. 17 Signální analyzátor Rohde & Schwarz FSQ3, 20Hz až 3 GHz.....	44
Obr. 18 Spektrum signálu a.....	45
Obr. 19 Spektrum signálu b.....	45
Obr. 20 Spektrum signálu c.....	46
Obr. 21 Autokorelační funkce bez omezení časové osy	47
Obr. 22 Autokorelační funkce v omezeném časovém intervalu.....	48
Obr. 23 Autokorelační funkce s omezenou časovou osou na $\pm 5 \mu s$	49
Obr. 24 Autokorelační funkce s omezenou časovou osou na $\pm 5 \mu s$	49
Obr. 25 Autokorelační funkce s posunutím a s omezenou časovou osou.....	51
Obr. 26 Autokorelační funkce s posunutím a s omezenou časovou osou.....	51
Obr. 27 Autokorelační funkce s posunutím a s omezenou časovou osou.....	53
Obr. 28 Autokorelační funkce s posunutím a s omezenou časovou osou.....	54
Obr. 29 Graf funkce neurčitosti pro signál a.....	55
Obr. 30 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní zpoždění $T_D = 0 \mu s$	56

Obr. 31 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_d = 112$ Hz omezený v čase od $-4,5 \mu\text{s}$ do $4,5 \mu\text{s}$	57
Obr. 32 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_d = 112$ Hz omezený v čase od $-0,4 \mu\text{s}$ do $0,4 \mu\text{s}$	57
Obr. 33 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_d = 449$ Hz omezený v čase od $-4,5 \mu\text{s}$ do $4,5 \mu\text{s}$	58
Obr. 34 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_d = 449$ Hz omezený v čase od $-0,4 \mu\text{s}$ do $0,4 \mu\text{s}$	59
Obr. 35 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_d = 1011$ Hz omezený v čase zhruba od $-5 \mu\text{s}$ do $5 \mu\text{s}$	60
Obr. 36 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní zpoždění $T_D = 50 \mu\text{s}$	60
Obr. 37 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní zpoždění $T_D = 100 \mu\text{s}$	61
Obr. 38 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní zpoždění $T_D = 1000 \mu\text{s}$	62
Obr. 39 Graf funkce neurčitosti pro signál b.....	63
Obr. 40 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_d = 0$ Hz, pro omezení v čase od $-5\mu\text{s}$ do $5 \mu\text{s}$	64
Obr. 41 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_d = 0$ Hz, pro omezení v čase od $-0,35\mu\text{s}$ do $0,35 \mu\text{s}$	64
Obr. 42 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní zpoždění $T_D = 0 \mu\text{s}$	65
Obr. 43 Graf funkce neurčitosti pro signál b.....	66
Obr. 44 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_d = 0$ Hz, pro omezení v čase od $-5\mu\text{s}$ do $5 \mu\text{s}$	67
Obr. 45 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_d = 0$ Hz, pro omezení v čase od $-0,35 \mu\text{s}$ do $0,35 \mu\text{s}$	67
Obr. 46 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní zpoždění $T_D = 0 \mu\text{s}$	68
Obr. 47 Autokorelační funkce pro signál a	69
Obr. 48 Výřez autokorelační funkce pro signál a, omezený v čase zhruba od $250 \mu\text{s}$ do $1000 \mu\text{s}$	70
Obr. 49 Výřez autokorelační funkce pro signál a, omezený v čase zhruba od $2500 \mu\text{s}$ do $5000 \mu\text{s}$	70
Obr. 50 Výřez autokorelační funkce pro signál a, omezený v čase zhruba od $890 \mu\text{s}$ do $955 \mu\text{s}$	71

Seznam tabulek

Tabulka 1 Televizní vf pásma	24
Tabulka 2 Porovnání módů 8k a 2k.....	34
Tabulka 3 Autokorelační funkce po částech pro signál a	72
Tabulka 4 Porovnání vzdáleností a rychlostí pro jednotlivé signály	72

Seznam zkratek

DVB	digitální obrazové vysílání
HMP	multimediální domácí zařízení
DVB-C	kabelová digitální televize
DVB-S	satelitní digitální televize
DVB-T	zemská digitální televize
MUX	programový slučovač - multiplexer
TV1 až TVn	jednotlivé TV programy
FEC	(Forward Error Correction) - protichybová ochrana
PRBS	(Pseudorandom Binary Sequency) - pseudonáhodná funkce
(C)OFDM	((Coded) Ortogonal Frequency Division and Multiplexing) - blok modulace subnosné vlny
I(t), Q(t)	kvadrurní složky po rychlé inverzní Fourierově transformaci
PCM	(Pulse Code Modulation) - pulsní kódová modulace
DCT	diskrétní kosinová transformace
M-QAM	diskrétní amplitudově-fázová modulace
IFFT	rychlá inverzní Fourierova transformace
S(f)	spektrální hustota
ITU	celosvětová telekomunikační unie
FEC	(Forward Error Correction) kódér zabezpečovacích kódů

Úvod

V bakalářské práci jsem se zaměřil na analýzu signálu digitální televize. Cílem bylo především zjistit jeho vlastnosti důležité pro určování polohy objektů pomocí principu bistatického radaru.

V první kapitole je rozebírán princip DVB, popsán obecný model, vlastnosti, porovnání s analogovou televizí, a jsou zde uvedeny televizní vysokofrekvenční pásma a kanály.

Ve druhé kapitole je vysvětlen princip digitalizace signálu, tedy jeho vzorkování, kvantování, digitalizace TV signálu, zdrojové kódování, kanálové kódování, vysílání, zabezpečení proti chybám a příjem DVB.

Třetí kapitola je věnována principu bistatického radaru. Konkrétně se zaměřuji na jeho využití, a s tím spojený výpočet zpoždění a Dopplerovský posun. Dále je zde vysvětlen výpočet autokorelační funkce, vzájemné funkce neurčitosti a funkce neurčitosti.

Ve čtvrté kapitole je popsáno měřicí pracoviště pro zachycení vzorků signálů. Následně jsou popsána spektra jednotlivých signálů, a po částech analyzován jeden signál a jednotlivé řezy funkcí neurčitosti pro tyto signály.

V závěru jsou shrnuty výsledky této bakalářské práce.

1 Systém DVB

1.1 Historie TV vysílání

První televizní pokusy byly uskutečněny roku 1923 na území USA Vladimírem Zworkinem, kde k přenosu obrazu docházelo pomocí elektronek. Roku 1931 byly spuštěny první experimentální stanice a o osm let později začala hromadná výroba televizorů.

Pak přišla válka a s ní úplně jiné, důležitější problémy, a tak se o televizi přestalo hovořit. Po roce 1945 opět televize začala získávat popularitu, a o rok později bylo již v Americe 6400 televizorů.

Roku 1948 byl již milion majitelů televizorů a 60 vysílacích stanic. Roku 1949 jich byly dva miliony a v roce 1950 víc než šest milionů a 106 TV stanic celkem v 64 městech.

Dalším velkým krokem vpřed byl rok 1955, v té době bylo již asi 31 milionu rodin, které vlastnili televizní přijímač.

V roce 1962 byla již televize nainstalována v 48 milionech domácností a počet zapojených přijímačů činil 58 milionů. V USA v té době vlastnilo televizní přijímač 95 % a telefon jen 79 % domácností.

V roce 2000 došlo ke spuštění prvních pilotních projektů DVB-T v České republice a to v Praze a Brně.

1.2 Co je to DVB

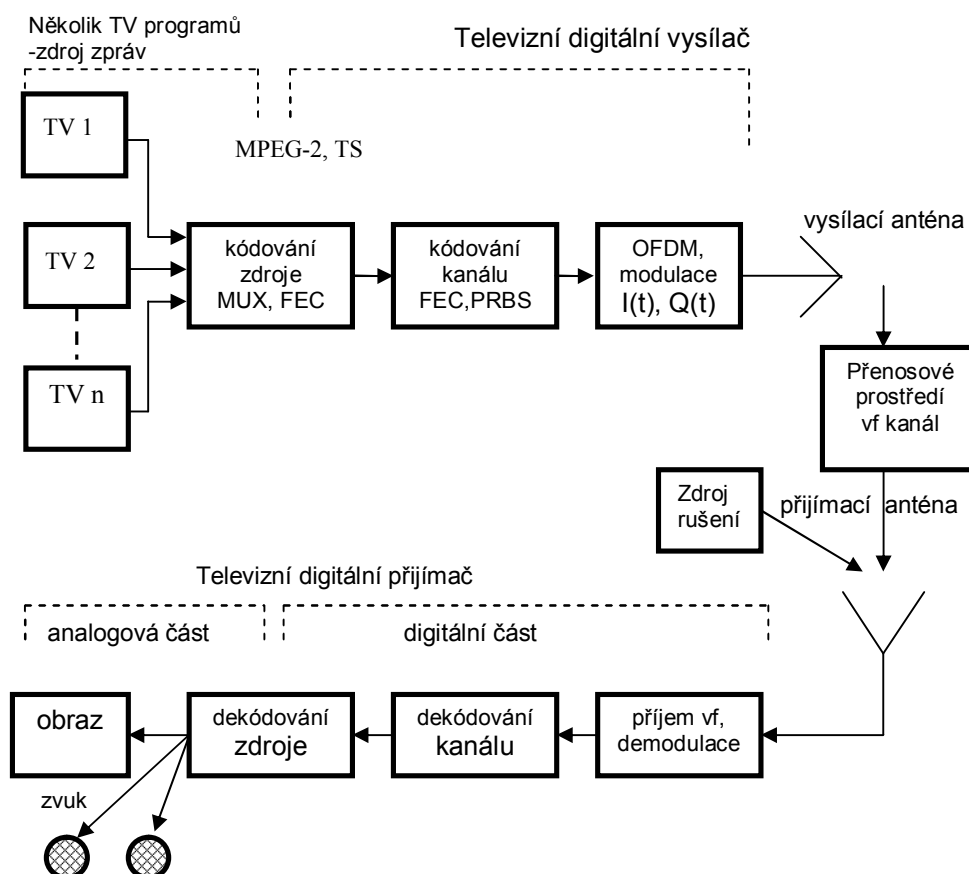
DVB (Digital Video Broadcasting) je mezinárodní konsorcium vytvořené televizními společnostmi, síťovými operátory, výrobci, vývojáři softwaru, regulačními organizacemi a dalšími zástupci, celkem 260 členy z 35 států celého světa. V roce 1993 bylo založeno toto konsorcium a od té doby se specifikace DVB staly fakticky normami v oblasti digitální televize jak v Evropě, tak i ve světě. Specifikace DVB vydává Evropský telekomunikační institut ETSI ve spolupráci s Evropskou unií pro televizní a rozhlasová vysílání EBU. DVB dnes nabízí různé úrovně kvality od televize s nízkou rozlišovací schopností LDTV přes standardní televizi SDTV až po televizi s vysokou rozlišovací schopností HDTV a od monofonního zvuku, přes stereofonní až po prostorový zvuk 5.1 (Dolby Digital).

Digitální televizní vysílání dělíme na tři způsoby: družicové DVB-S, kabelové DVB-C a pozemské DVB-T a nejnovější DVB-H pro příjem televize kapesními přijímači.

V roce 2000 byl schválen projekt na podporu konvergence ve vysílání. Od schválení tohoto projektu se specifikace DVB rozšířily na interaktivní televizi, set-top boxy založené na řešení pomocí softwaru, mobilní příjem v přijímačích typu mobilní telefon (DVB-H), mobilní příjem v automobilech, širokopásmový Internet, otevřené normy platformy multimediálních domácích zařízení MHP.

1.3 Obecný model DVB-T

Digitální televize terestriální (DVB-T, Digital Video Broadcasting - Terrestrial), neboli zemská digitální televize je v některých zemích i u nás nejrozšířenější, ovšem z hlediska šíření elektromagnetických vln v zemském prostředí nejsložitější a nejobtížnější. Výhodou oproti satelitnímu systému DVB-S je, že nevyžaduje pevné stanoviště nebo stálou orientaci, nebo pevné spojení s kabelem jako DVB-C. Na následujícím obrázku je zachycen obecný model vysílání a příjmu DVB-T.



Obr. 1 Obecný model vysílání a příjmu DVB-T

1.4 Porovnání analogové televize s digitální televizí

1.4.1 Co mají oba systémy společné

Oba systémy analogový i digitální, mají snímkování a řádkování stejné jako snímkováním a řádkováním v televizi černobílé. Snímková frekvence $F_s = 25$ Hz, každý snímek se skládá ze dvou pulsnímků. Obraz je tvořen 625 řádky s řádkovým prokládáním. Z celkového počtu 625 řádků je 50 řádků zatemněných, které slouží k návratu snímaného bodu do výchozí pozice řádkování. Prokládání řádků znamená, že řádky sudého pulsnímků, který následuje po lichém pulsnímků, jsou umístěny mezi řádky lichého pulsnímků. Řádkování a snímkování řídí synchronizačními impulzy.

Barevný odstín je snímán rozkladem do tří základních barev, červené, zelené a modré (R-Red, G-Green, B-Blue). Z těchto tří elektrických signálů, které odpovídají barevným složkám celkové barvy ve snímaném bodě vzniká signál Y, který odpovídá celkovému jasu. Pro přenos obrazu se vytvářejí signály rozdílové U a V ($U = R - Y$, $V = B - Y$), usnadňující další technické zpracování signálu ve vysílači a v přijímači. Takto jsou tedy k přenosu připraveny tři analogové signály: Y, U a V.

1.4.2 Digitální televize

Pro digitální televizi je podle doporučení č. 601 Mezinárodního poradního sboru pro radiokomunikace (CCIR) studiový barevný obrazový digitální televizní signál vytvořen tak, že každá část televizního řádku mezi řádkovými synchronizačními impulzy je rozdělena na 720 vzorků jasového signálu (Y) a dvou barevných rozdílových signálů (U,V). Každý vzorek (ploška) barevného signálu tedy vyžaduje popis třemi údaji. Hodnoty jasu a rozdílových barev jsou vyjádřeny ve 256 hodnotách, tzn. ve 256 vzorkovacích úrovních. Každé vzorkovací úrovni každého vzorku jsou přiřazena digitální slova v 8 nebo 10 bitovém kódu impulsně kódované modulace PCM. Jasový signál Y, obrázku běžného formátu, je vzorkován vzorkovacím kmitočtem 13,5 MHz, vzorkovací kmitočty obou barevných rozdílových signálů jsou poloviční tedy 6,75 MHz. Tak vznikne tok digitálního obrazového signálu. Digitální tok, přenášející obraz o 625 řádcích, 50 pulsnímcích za sekundu a daných vzorkovacích kmitočtech má přenosovou (bitovou) rychlost 216 až 270 Mbit/s. K tomu se ještě přidává zvukový digitální signál ovšem s podstatně menší přenosovou rychlostí.

Tento vytvořený digitální tok se dále zpracovává:

- Z video toku jsou odstraněny nadbytečné informace a dále je komprimován metodou DCT.
- Pro komprimování Audio toku je použita metoda MUSICAM.
- Video a audio toky jsou spojeny v jeden televizní programový tok, tato metoda se nazývá multiplexování.
- Několik televizních programových toků spolu s několika rozhlasovými a datovými toky je sloučen v jeden transportní tok.
- Transportní tok MPEG-2 je uspořádán do paketů o 188 bajtech a tvoří vstupní signál do vysílače systému DVB-T.
- Transportní tok je ve vysílači doplněn ve dvou stupních protichybovou ochranou.
- **První stupeň protichybové ochrany** je tvořen Reed Solomonovým kódem (označení RS188/ 204/8) s následujícím prvním prokládacím stupněm. RS kód přidává 16 opravných bajtů ke 188 bajtům transportního toku a opraví až 8 chybných bajtů.
- **Druhý stupeň protichybové ochrany** je tvořen binárním konvolučním kódem, který se používá k opravě jednotlivých chybných bitů. Kódovým poměr je možno nastavit na hodnoty v rozmezí od 1/2 (největší zabezpečení) do 7/8 (nejmenší zabezpečení). Dále opět následuje prokládací stupeň.
- Sériový transportní tok je převeden v bloku mapování na paralelní skupiny, které jsou označovány jako modulační symboly, a ty jsou pak využity v modulační metodě OFDM.
- Pomocí metody OFDM do základního, 8 MHz širokého kanálu je umístěn větší počet subnosných vln. Tyto subnosné vlny jsou kmitočtově ortogonálně rozestoupeny (kmitočet subnosné vlny se nachází v minimu spektra subnosné vlny sousední). Tím se podstatně usnadní demodulace signálu. Na tyto subnosné vlny je diskretní amplitudově-fázovou modulací, která se označuje jako M-QAM,

namodulován vstupní signál, který je uspořádaný podle MPEG-2, a je v předchozích stupních doplněn protichybovými ochranami. Před samotnou modulací se ještě vkládá tzv. ochranný interval T_U , což je interval, v němž se předcházející signál opakuje, což pomáhá odstranit nežádoucí vliv odražených signálů při příjmu.

(C) OFDM - je modulační metoda s mnoha subnosnými kmitočky, která spolu s protichybovými ochranami tvoří základní způsob zpracování digitálního televizního signálu v digitálním vysílači.

Použití metody OFDM umožňuje přenos více programů v jednom traktu vysílače a spolu s protichybovými ochranami a ochranným intervalem T_U chrání signál při přenosu proti nežádoucím vlivům vzniklým v přenosovém prostředí.

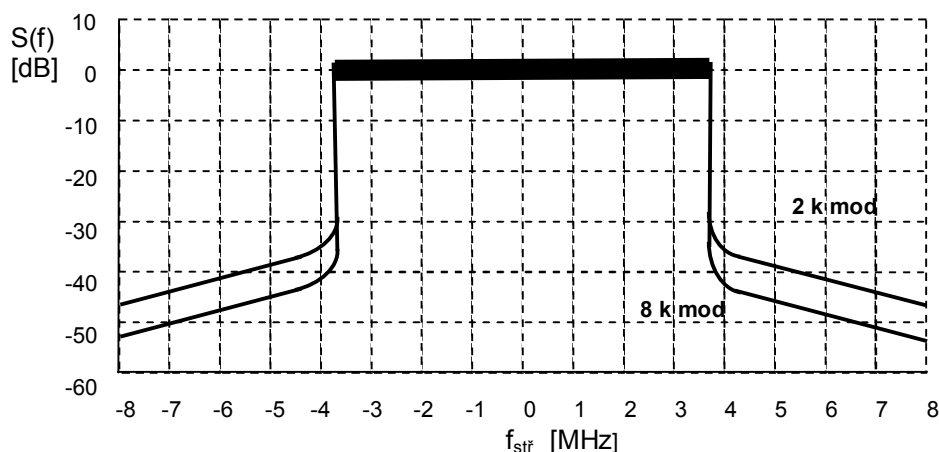
- OFDM:
 - Počet subnosných vln určuje zvolený mód
 - mód 2k..... $N_{\text{subnosných vln}} = 1705$
 - mód 8k $N_{\text{subnosných vln}} = 6817$
- Pro modulaci subnosných vln se používají metody:
 - QPSK, 16-QAM, 64-QAM
- Jeden symbol OFDM je tvořen okamžitým stavem všech namodulovaných subnosných vln. Pro modulační proces subnosných vln modulačními symboly je použit signálový procesor pracující na principu rychlé inverzní Fourierovy transformace (IFFT) a přímo převádí okamžitý stav modulovaných subnosných vln do časové oblasti jako analogový signál o dvou kvadraturních složkách $I(t)$ a $Q(t)$.
- Mezi frekvenční vlna ve vysílači je obvykle modulována analogovým signálem s kvadraturními složkami $I(t)$ a $Q(t)$. Tato vlna je překládána na konečný výstupní kmitočet vysílače, poté je zesílena a prostřednictvím vysílací antény převedena jako elektromagnetické vlnění do prostoru.
- V přenosovém prostředí se k tomuto vysílanému signálu připojí rušení šumem a dalšími nežádoucími signály a výsledný signál je přijat anténou přijímače a přiváděn na vstup televizního přijímače.

- Na vstupu přijímače (případně Set Top Boxu) dochází k selektivnímu příjmu příslušného vysokofrekvenčního kanálu, k dekódování kanálu, poté k dekódování zdrojového signálu a podle potřeby buď k převodu na výstupní analogový signál ve standardu PAL, nebo k demodulaci přímo na signály RGB. Následující standardní televizní obvody zobrazí obraz a zvuk viz obr. 1.

Díky tomuto zdánlivě složitému postupu zpracování signálu ve vysílači DVB-T získáme výhodné vlastnosti digitální televize, mezi které patří, vysílání několika TV programů současně v jednom vysokofrekvenčním kanále a značnou ochranu signálu proti rušení.

Jeden digitální vysílač pak postačuje na vysílání několika programů sloučených do jednoho transportního toku.

Výsledné spektrum výstupního vysokofrekvenčního signálu z vysílače je zachyceno na obr. 2.



Obr. 2 Spektrum výstupního signálu z vysílače DVB-T

Z tohoto obrázku je patrné, že přenosový kanál je signálem zcela využit, neboť jeho spektrum kanál rovnoměrně vyplňuje.

V roce 1997 v Chesteru na konferenci evropských poštovních a telekomunikačních správ byly v rámci technických kritérií dohodnutých členy ITU definovány tři doporučené konfigurace typických vysoko-frekvenčních kanálů obsazených digitálním signálem DVB-T. Tyto konfigurace se označují M1, M2 a M3:

- M1 Šíře kanálu 7 nebo 8 MHz.

Mód 2k, 8k, modulace subnosných vln 16-QAM.

1. Stupeň protichybové ochrany, kód RS (188, 204, 8),
 2. Stupeň protichybové ochrany, konvoluční kód 1/2.
- M2 Šíře kanálu 7 nebo 8 MHz.
Mód 2k, 8k, modulace subnosných vln 64-QAM.
 1. Stupeň protichybové ochrany, kód RS (188, 204, 8).
 2. Stupeň protichybové ochrany, konvoluční kód 1/2.
 - M3 Šíře kanálu 7 nebo 8 MHz
Mód 2k, 8k, modulace subnosných vln 64-QAM.
 1. Stupeň protichybové ochrany, kód RS (188, 204, 8).
 2. Stupeň protichybové ochrany, konvoluční kód 2/3.

Nejčastěji se používá konfigurace kanálu M3. Ve většině případů se používá vysílací mód 8k (6875 subnosných) s ochranným intervalem $D/T_u = 1/4$, kde $D = 896 \mu\text{s}$, $T_u = 224 \mu\text{s}$. Při této konfiguraci vychází čistý transportní tok $TS = 19,91 \text{ Mbit/s}$. Při poměru signál/šum $C/N = 20\text{dB}$ a při šumu s Gaussovým rozložením můžeme při klasickém multiplexování vysílat s velmi dobrou kvalitou čtyři TV programy na jednom kanálu, při statistickém multiplexování nebo ve stejné kvalitě cca pět až šest TV programů jako jeden multiplex.

1.4.3 Analogová televize

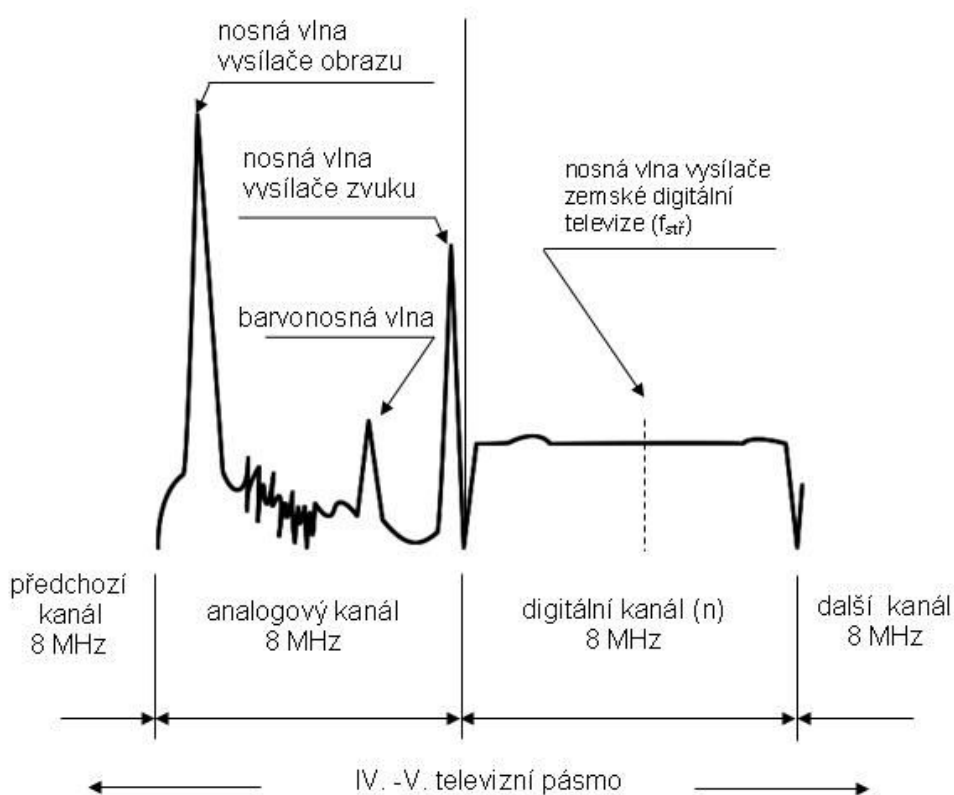
Proces úpravy analogového signálu je proti metodám zpracování digitálního signálu sice podstatně jednodušší, ve výsledku však není s digitální televizí srovnatelný. Pomocná nosná vlna umístěná v oblasti mezi vyššími frekvenčními spektrálními složkami jasového signálu ($f_{\text{barvy}} = 4,43 \text{ MHz}$) je ještě v základním pásmu přímo amplitudově modulována barevnými rozdílovými signály U, V. Barevné informace (tón a sytost barvy) ve snímaném obraze lze analogově přenášet jako větší detaily, proto je možné omezit pásmo barevných složek a barevnou nosnou vlnu amplitudově modulovat rozdílovými barevnými složkami U, V jen do frekvence 1,6 MHz. Analogový barevný obrazový signál v základním pásmu pak vznikne kombinací se složkou Y. Tímto obrazovým signálem se dále amplitudově moduluje vysokofrekvenční nosná vlna o výstupní frekvenci vysílače obrazu, která se v

obvodech vysílače dále zesílí a jako vysokofrekvenční výstupní signál se přivede na vysílací anténu.

Zásadní systémová odlišnost od digitální televize je, že v obrazovém vysílači analogové televize lze modulovat výstupní vysokofrekvenční signál analogovým obrazovým signálem pouze jednoho programu. A tedy v jednom vysílači analogové televize nelze zpracovávat současně několik programů. Vysílaný analogový signál nemá žádné protichybové ochrany a při přenosu je plně vystaven nežádoucím rušivým vlivům prostředí.

Analogový zvukový doprovod, který je dnes převážně používán jako stereo, tvoří dvě frekvenčně modulované nosné vlny vysílače zvuku.

Spektrum barevného signálu v základním pásmu uspořádané podle používaného standardu PAL tvoří čárové spektrum s významnými spektrálními čarami ve vzájemném odstupu řádkové frekvence a obrazové frekvence. Spektrum signálu analogové televize není plně využité a je v něm mnoho volného prostoru, tento problém řeší pouze digitální televize. Porovnání spekter analogového a



digitálního TV signálu je na obr. 3.

Obr. 3 Porovnání signálového spektra analogového a digitálního vysílače

1.5 Televizní vysokofrekvenční pásma a kanály

Analogová televize se v současnosti vysílá v Evropě ve čtyřech televizních pásmech:

Tabulka 1 Televizní vf pásma

TV pásmo	Šířka pásma [MHz]
I.	47÷ 68
III.	174÷ 230
IV.	470÷ 582
V.	582÷ 790 (862)

Dřívější II. TV pásmo je dnes používáno pro FM rozhlas.

Šíře přenosových vysokofrekvenčních kanálů umístěných v televizních pásmech je dána dle televizních analogových norem přijatých v jednotlivých zemích.

Jeden televizní program (obraz a zvuk) je přenášen v jednom vysokofrekvenčním kanálu analogové televize. Existují kanály o frekvenční šíři 6 MHz (standard A ve Velké Británii), 7 MHz (standarty B a G v západní Evropě) a 8 MHz (standarty D a K ve východní Evropě). Frekvence obrazových nosných vln a odstup nosných vln zvuku v jednotlivých pásmech je odlišná podle frekvenční šíře kanálu. Jedná se především o I. a III. TV pásma.

Rozložení přenosových kanálů IV. a V. TV pásma je stejné jak pro analogovou, tak digitální televizi. Odstup mezi těmito kanály činí 8 MHz a k dispozici je 40 přenosových kanálů, každý o frekvenční šířce 8 MHz.

Pro digitální televizi je určeno III., IV a V televizní pásmo, I. TV pásmo pro digitální televizi nebude použito. Ve III. TV pásmu se střetávají dva evropské standarty - šíře kanálu 7 MHz a 8 MHz.

Ve IV. a V. TV pásmu jsou již jednotně rozplánována pásma pro celou Evropu na odstup 8 MHz, a v takto rozdělených kanálech již vysílá analogová televize, je toto rozdělení všemi evropskými státy respektováno i pro digitální televizi.

Vysílací frekvence digitálních vysílačů se od frekvencí analogových vysílačů odlišují. Nosná vlna digitálního vysílače modulovaná kvadraturními signálovými složkami digitální televize (I, Q) má kmitočet:

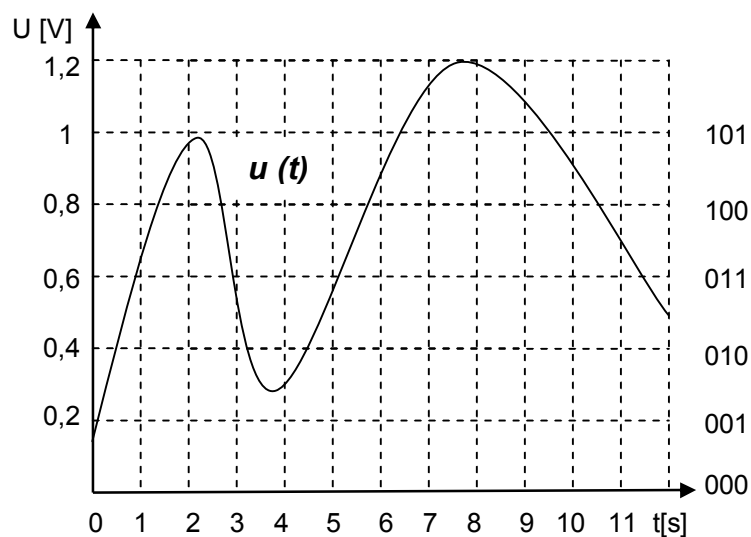
$$f_{\text{stř}} = 474 + [(n - 21) \times 8] \text{ [MHz]}$$

$$\text{kde } n = 21 (f_{\text{stř}} = 474 \text{ MHz}) \text{ do } n = 60 (f_{\text{stř}} = 786 \text{ MHz})$$

2 Digitalizace analogového signálu

2.1 Vzorkování a kvantování

Na obr. 4. je znázorněn analogový signál spojitý v čase a vyjádřený časovým průběhem napětí $u(t)$. U tohoto signálu dochází k zdigitalizování napětí $u(t)$ a to z důvodu, že přenos analogového signálu bývá zarušený. Analogový časový průběh napětí se do digitální formy převádí analogově digitálním (A/D) převodníkem.



Obr. 4 Vzorkování a kvantování analogového signálu $u(t)$

Na tomto obrázku je na svislé ose označeno napětí v rozsahu od 0 do 1,2V. Každé hodnotě napětí, která se mění po 0,2V jsou přiřazena diskretní čísla ve dvojkové soustavě od 000 až 110. Tato čísla vyjadřují stav na výstupech A/D převodníků.

Převodník je taktován signálem CLK s periodou T_{VZ} , což je tzv. perioda vzorkování.

Na vstup převodníku je přiváděno spojitě napětí $u(t)$. Vždy po každém uplynutí cyklu T_{VZ} odebere převodník vzorek napětí ze vstupního napětí a každému vzorku přiřadí nejbližší úroveň napětí, pro kterou je definováno číslicové binární vyjádření na svislé ose na grafu z obr. 4.

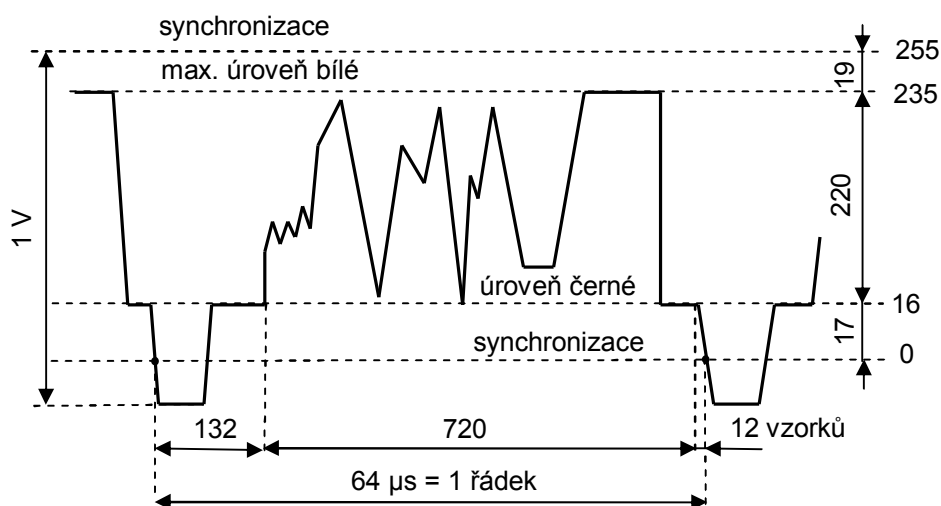
Proces při kterém dochází k přiřazení čísla velikosti vzorku se nazývá kvantování.

Signálem T_{VZ} je nepřetržitě taktován převodník, v okamžicích vzorkování se na jeho výstupech mění logický stav a tento stav pak trvá až do dalšího převodu.

Na výstupu A/D převodníku je tedy logický signál, který je tvořen posloupností n-bitových slov. Tato slova jsou vyjádřena zaokrouhlenou velikostí původního napětí.

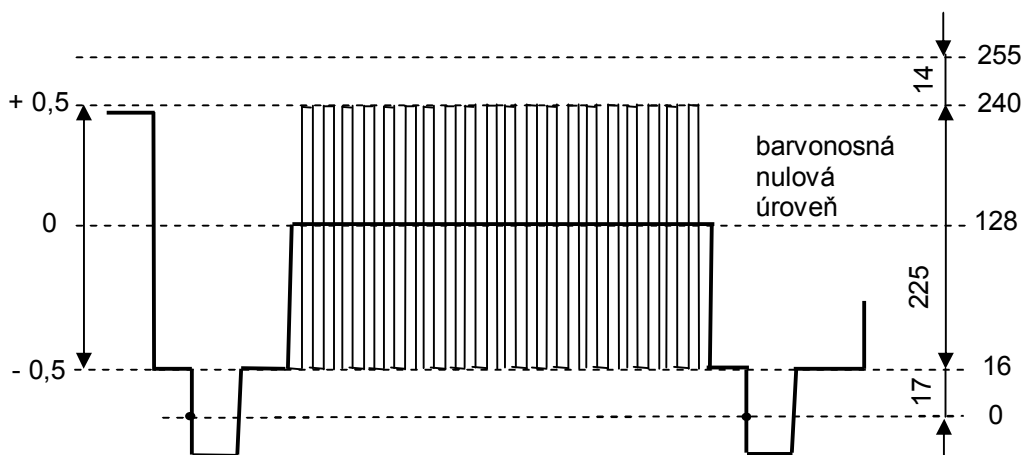
Při digitalizaci nastává zkreslení. To je zapříčiněno zaokrouhlením skutečné velikosti původního signálu na nejbližší kvantizační hladinu a nazývá se kvantizační šum.

2.2 Digitalizace TV signálu



Obr. 5 Osmibitové kvantování jasového signálu

Na obrázku je zachycen jasový signál jednoho řádku TV vysílání, jehož normovaný rozkmit signálu je 1Všš. Řádková frekvence je 15,625 kHz a perioda jednoho řádku 64 μ s. Jeden snímek vysílání obsahuje 625 řádků, které jsou proloženy do dvou pulsů. Vysíláno je 50 pulsů za sekundu, tedy 25 celých snímků za sekundu. Z obr. 5. vyplývá, že je k dispozici pro osmibitové kvantování celkem 256 kvantizačních úrovní od 0 do 255. Pro jasový signál obsahující stejnosměrnou složku je k dispozici celkem 220 úrovní. Synchronizace je přenášena v 0. a 255. úrovni a prostor mezi 240. až 255. a 0. až 16. úrovní je používán jako rezerva na možné přebuzení. Přenos barevného signálu ještě vyžaduje přenášet chromizační signály B - Y a R - Y.



Obr. 6 Osmibitové kvantování barvosného signálu

Barvosné signály mohou nabývat úrovní od -0,5 V do +0,5 V a neobsahují stejnosměrnou složku. Na obr. 6. je znázorněno přiřazení úrovní při kvantování barvosného signálu.

V obrazovém kmitočtu jsou obsaženy kmitočty od 0 do 6,5 MHz, z toho tedy vyplývá, že podle Nyquistova kritéria musí být vzorkovací frekvence nejméně 13 Mhz. Ovšem vzorkovací frekvence je volena na 13,5 MHz a to z důvodu slučitelnosti mezi normami s 625 a 525 řádky.

Kromě Nyquistova kritéria musí být také splněna podmínka, aby na jeden řádek byl celistvý počet vzorků (poměr vzorkovacího kmitočtu $f_{vz} = 13500$ kHz ku řádkovému kmitočtu $f_r = 15,625$ kHz je 864, čemuž odpovídá 864 vzorků na řádek). Toto je výhodné kvůli synchronizaci datových operací.

Z předešlého výpočtu je patrné, že jeden řádek může obsahovat maximálně 864 bodů. Na obr. 5. jsou vyznačeny časové úseky vzorkování, kde na jeden aktivní řádek je k dispozici 720 vzorků. Nutná bitová rychlost pro přenos jasové složky Y je $864 \times 8 \times 625 \times 25 = 108$ Mbit/s.

Pro přenos chrominačních impulsů se využívá nedokonalosti lidského zraku, proto se tedy tyto signály vzorkují poloviční frekvencí. Přenosová rychlost každého chrominačního signálu je tedy $864/2 \times 625 \times 8 \times 25 = 54$ Mbit/s a je poloviční oproti bitové rychlosti potřebné pro přenos jasové složky Y.

Celková přenosová rychlost pro základní digitalizovaný TV signál musí být tedy 216 Mbit/s.

Takto zdigitalizovaný obrazový signál se musí podrobit kompresi, která sníží bitovou rychlost zhruba o dva řády na hodnoty 4 až 15 Mbit/s. Tuto kompresi signálu realizuje zdrojový kódér.

2.3 Zdrojové kódování

Pojem zdrojové kódování označuje úsporné přidělení binárních dat souvislému datovému toku jednotlivých vzorkovaných hodnot analogového obrazového nebo zvukového signálu.

Televizní obraz je složen z jednotlivých televizních řádků. Každý tento řádek je tvořen jednotlivými obrazovými body, které se také někdy označují jako pixely. Tyto body obrazu mají na sobě určitou závislost, tzn. že jsou do určité míry prostorově i časově statisticky vázané, tzv. korelované. Kvůli této situaci je potom v elektrickém (resp. datovém) vyjádření televizního signálu obsažena nadbytečná informace, která se označuje jako redundance. Odstraněním redundance se dosáhne snížení množství přenášené informace za časovou jednotku a tedy i podstatného zmenšení potřebné přenosové rychlosti. Na kvalitu přenosu, odstranění těchto redundantních dat, nemá žádný vliv, tedy jedná se o bezeztrátovou kompresi signálu. Ještě je možné odstranit data irelevantní. Odstranění těchto irelevantních dat již znamená ztrátu kvality a přesnosti signálu, ovšem pozorováním zrakem je do určité míry nepostřehnutelná.

Navzájem sousedící obrazové body jsou spolu korelovány, tím více, čím blíže jsou k sobě, a to se nazývá prostorová redundance. Dá se tedy předpokládat, že jestliže má konkrétní obrazový bod určitou barvu, jas i barevnou sytost, pak sousední body budou mít tytéž nebo jen málo odlišné vlastnosti.

Časová redundance, neboli časová proměnlivost signálu, vzniká tím, že obrazové body, které se nacházejí na obrazovce ve stejném nebo velmi blízkém místě v několika snímcích jdoucích za sebou, jsou také navzájem do určité míry korelovány.

Z těchto poznatků vyplývá možnost předvídat pohyby na scéně v čase a zavádí se tzv. predikční kódování, které rozlišuje, zda se jedná o obraz velmi statický, nebo pohyblivý a podle toho jsou příslušným místům obrazu přidělována data a jiným místům na scéně ubírána. Časově statické informace jsou odstraněny.

Stav ve kterém se nachází předcházející snímek je výchozí pro předpověď následujícího snímku.

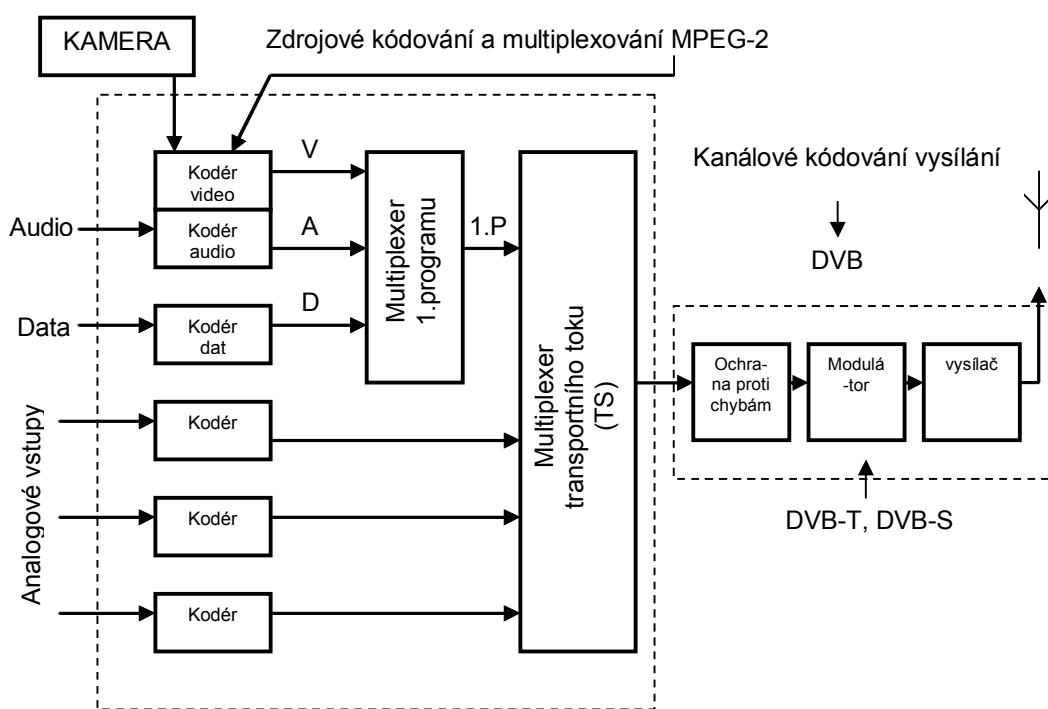
Dále se mohou vyhodnocovat různé detaily v obrazu a další možnou minimalizací je také zavedení proměnné délky slova.

Všechny tyto uvedené postupy komprese dat a jejich složité vyhodnocení umožňuje soustava zdrojového kódování označována jako MPEG-2. U kodéru je možné volit různé parametry vzhledem k využití např. pro televizní přenos s vysokým rozlišením, pro televizi s malým rozlišením nebo standardní televizi .

Proto součástí vysílače musí být kodér MPEG a součástí přijímače dekodér MPEG. Soustavu MPEG si můžeme představit jako modul obsahující mikroprocesor s pamětí dat a programu.

Do modulu MPEG přichází jako signál transportní tok dat z demodulátoru a na výstupu modulu MPEG jsou jednotlivé signály získané z transportního toku. Tyto jednotlivé signály jsou videosignál, audiosignál, rozhlasové vysílání, teletext, datové informace o vysílání, různá další pomocná data atd.

Princip zdrojového kódování v soustavě MPEG-2 je zjednodušeně schematicky znázorněn na následujícím obr. 7.



Obr. 7 Princip zdrojového kódování v soustavě MPEG-2

Signály jednotlivých zdrojů pomocí příslušných kodérů vytvářejí dílčí data videosignálu, audiosignálu a pomocných datových informací. Na tomto obrázku je znázorněno kódování pro jeden TV program, kde signál od studiové kamery přichází

na kodér videosignálu, audio signál přichází na kodér audiosignálu a pomocná data, např. teletext, přicházejí na kodér dat. Pomocí těchto tří kodérů je uskutečněn A/D převod všech signálů a jejich následná komprese na signály V, A, D.

Následně dochází v multiplexeru 1. programu k vzájemnému časovému multiplexování těchto tří datových toků V, A a D, odtud jsou jako datový tok 1.P přivedeny do multiplexeru transportního toku.

Do multiplexeru transportního toku, mohou být také přiváděny dílčí datové toky od dalších primárních kodérů pro další televizní, nebo rozhlasové programy. Výstupem tohoto multiplexeru je výsledný datový tok několika TV a rozhlasových programů označovaných jako multiplex, neboli transportní tok TS.

Tento komprimovaný signál přichází na vysílač DVB, kde je podroben tzv. kanálovému kódování a podle druhu vysílání DVB se zavádí do odpovídajícího typu modulátoru.

2.4 Kanálové kódování a vysílání

Tento blok se skládá z bloku pro zabezpečení dat proti chybám, modulátoru DVB a samotného vysílače. Vysílač tvoří vysokofrekvenční směšovač, který směřuje signál ze základního pásma na vhodný vř kmitočet a výkonový zesilovač, kterým je zesilován vř signál a dodáván potřebný výkon do vysílací antény.

2.4.1 Ochrana přenosu proti chybám

Transportní datový tok přicházející z kodéru MPEG-2, který byl komprimován za účelem snížení bitové rychlosti, je vstupním signálem do bloku pro kanálové kódování. Nekomprimovaný signál DVB je oproti komprimovanému signálu DVB odolnější oproti rušivým vlivům. U digitálního komprimovaného signálu je typickým jevem náhlý totální výpadek přenosu, tento jev nastává, když se chybovost přenosu zhorší natolik, že na přijímací straně není možné z přijatých dat původní signál rekonstruovat.

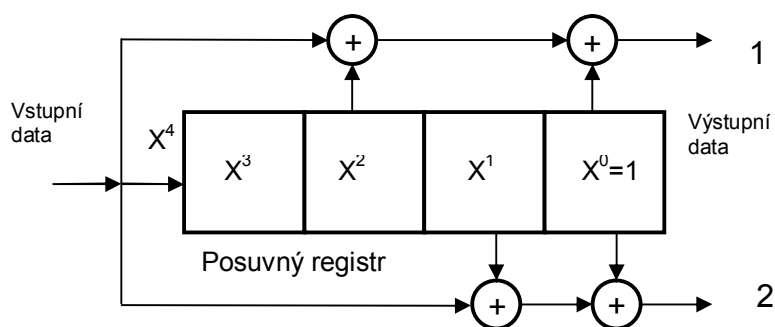
Z těchto důvodů je tedy nutné komprimovaný TV datový tok před vysláním vhodným způsobem zabezpečit, aby byl zajištěn kvalitní přenos.

Ochrana proti chybám spočívá v přidání dalších redundantních dat pro přenos informace. Způsob ochrany se liší podle druhu použité modulace, tedy bude jiný pro DVB-T a DVB-S. Pro přenos DVB-C postačuje menší ochrana.

Kodéry zabezpečovacích kódů proti chybám se označují názvem FEC a zařazují se před modulátor. Je používána dvoustupňová ochrana s kodéry FEC1 a FEC2.

Kódování FEC 1 označuje blokovou ochranu, která je schopná v toku dat opravit chybné symboly, kde je obvykle jeden symbol tvořen jedním bytem. Kodér FEC 1 je ve vysílači zařazován jako první hned na vstupu dat transportního toku a označuje se jako vnější ochrana. V přijímači musí být zařazen jako druhý dekodér FEC 1.

Druhý zabezpečovací stupeň FEC 2 je označován jako vnitřní ochrana. Ve vysílači je na druhém místě, hned za vnějším kodérem FEC1 a v přijímači musí být zařazen první v pořadí do cesty dat od demodulátoru směrem k dekodéru MPEG-2.



Obr. 8 Princip konvolučního kódování

Kodér FEC 2 poskytuje bitovou ochranu, ke které využívá konvoluční kód. Pracuje jako posuvný registr a data do něho přicházejí v sériové formě (obr. 8.). Z posuvného registru jsou vyvedené odbočky ze kterých se odebírají tzv. odbočné bity, které se sčítají s dalšími přicházejícími bity. Pro tento systém zabezpečení se nepřidávají zvláštní opravné bity k informačním bitům, ale jednotlivé bity posloupnosti se navzájem ovlivňují vytvářením součtů na různých odbočkách registru. Tomuto skládání bitů se také říká konvoluce.

Z původního jednoho vstupu jsou vytvořeny dva výstupy a původní přenosová rychlost se musí zvýšit na dvojnásobek. Toto zvýšení redundance o padesát procent, umožňuje na přijímací straně nesprávně přijaté informační bity opravit.

Často se využívá tzv. redukované konvoluční kódování, což znamená, že ve skupinách bitů se některé bity vynechávají a tím vznikne tzv. zúžený konvoluční kódovaný poměr $\frac{3}{4}$. Tím se ovšem stupeň ochrany snižuje.

Popsané kodéry chrání přenos před izolovanými chybami. Za tyto kodéry se ještě vkládá tzv. prokládací stupeň, též nazýván interleaver. Ten promíchává pořadí jednotlivých symbolů tak, aby při přenosu nebyly v datovém toku umístěny za sebou. Ochraňuje tak přenos před skupinovými chybami, které zasahují větší skupiny symbolů za sebou.

2.4.2 Druhy modulací

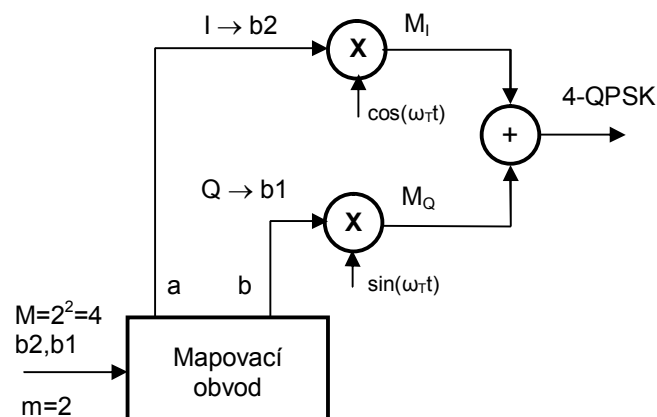
V TV technice se pro digitální signály používá amplitudová a fázová vícestavová modulace.

Např. při amplitudové modulaci nosné vlny dvoustavovým binárním signálem s úrovní logické 1 a logické 0 může logické 1 odpovídat amplituda nosné vlny maximální velikosti a úrovní logické 0 odpovídat amplituda nosné vlny poloviční velikosti. U této modulace fázový úhel nosné vlny nenesou žádnou informaci.

Při fázové modulaci 2-PSK platí, že je-li modulační binární signál ve stavu logické 0, je fáze modulované nosné posunuta o 0° vůči referenční vlně, při modulačním signálu ve stavu logické 1 je fáze modulované nosné vlny posunuta o 180° vůči referenční vlně.

Na tomto principu jsou založeny i vícestavové fázové modulace.

Při QPSK, tedy čtyřstavové modulaci může nosná vlna nabývat čtyř různých fázových stavů, kterým se přiřazují jednotlivé bitové dvojice modulačních binárních signálů. Při této modulaci se současně přenášejí dva bity. Oproti 2-PSK je rychlost přenosu dvojnásobná při nezměněné šířce pásma. Např. fázový úhel 45° odpovídá bitové dvojici 00, fázový úhel 135° odpovídá bitové dvojici 01 atd.

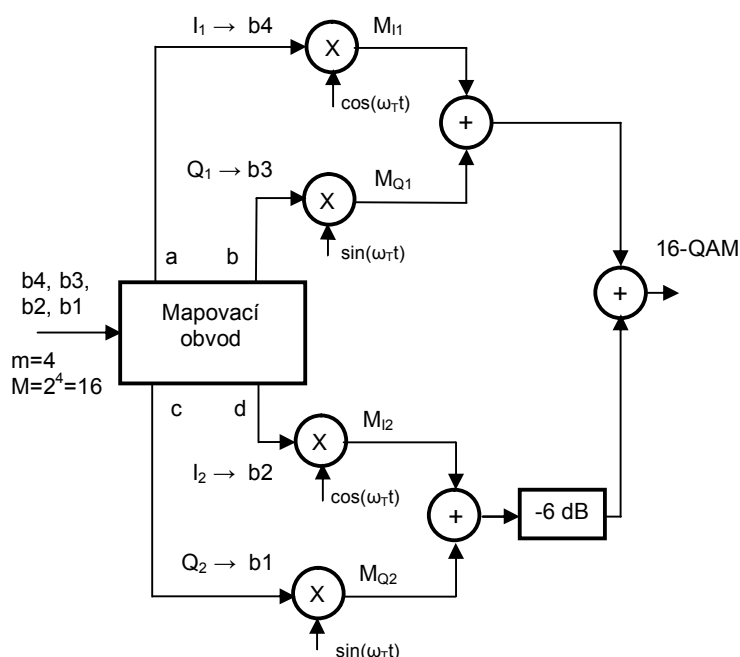


Obr. 9 Modulátor pro modulaci QPSK

Modulátor pro QPSK je možné realizovat podle obr. 9. Vstupní datový signál, přicházející v sériové formě se musí převést mapovacím obvodem na posloupnost dvou paralelních bitů na linkách a a b. Podle okamžitých stavů těchto dvou paralelních bitů přepínají násobičky M_I a M_Q fáze kvadrurních signálů $\sin(\omega_T t)$ (Q) a $\cos(\omega_T t)$ (I) o 180° . Pod pojmem kvadrurní signály rozumíme dva sinusové signály, které jsou navzájem posunuté o 90° . Fázově modulované kvadrurní signály se v součtovém obvodu sečtou a vznikne výsledná nosná vlna s modulací QPSK.

Obdobně se realizují i modulátory pro 8-stavovou (8-PSK), 16-stavovou (16-PSK) atd. fázovou modulaci. Výhodou je větší spektrální účinnost, nevýhodou je ovšem klesající spolehlivost přenosu, protože se zmenšuje rozlišení jednotlivých stavů. Náhodné změny fáze nosné vlny způsobují větší chybovost.

Kombinací amplitudové a fázové modulace vzniká modulace QAM. Pro přenos informace se u této modulace používá jak amplituda, tak i fáze nosné vlny.



Obr. 10 Modulátor promodulaci 16-QAM

Na obr. 10 je vyobrazen modulátor 16-QAM pro 16stavovou modulaci. Vstupní sériová data jsou mapovacím obvodem převáděna do paralelní formy. Posloupnost čtyř paralelních bitů z linek a až d se zavádí do čtyř násobiček M_{I1} až M_{Q2} , ve kterých se fázově modulují, posuvem fáze o 180° , dva kvadrurní signály.

Tyto signály se po dvojicích sčítají a jeden ze součtových signálů je zeslabován útlumovým článkem -6dB na polovinu. Na konci se oba součtové signály sečtou dohromady a vznikne nosná vlna s modulací 16-QAM.

2.4.3 Modulace pro pozemské digitální TV vysílání

Přenos DVB-T pomocí systému s mnoha nosnými vlnami si můžeme principiálně představit jako přenos po více vodičích, kde data přenášíme paralelně s nižší rychlostí přenosu na jednotlivých vodičích. Při tom platí, že při nezměněné celkové přenosové rychlosti zůstane šířka pásma přenosu stejná. Pro tento systém platí, že je každá nosná modulována podstatně pomalejším bitovým tokem, proto se vytvoří pouze úzká postranní pásma úměrná malé přenosové rychlosti. Tento systém je navíc odolný proti rušení, způsobenému odrazy od terénních objektů.

Zkratkou COFDM (Coded Orthogonal Frequency Discrete Modulation) je označován modulační systém pracující s více nosnými vlnami, (někdy se písmeno „C“ vypouští) vybavený ochranným kódováním proti chybám. Pojem ortogonální se vztahuje k vzájemným vlastnostem nosných. Při ortogonalitě nosných lze modulaci i demodulaci provádět velmi jednoduše. Kmitočty jednotlivých nosných jsou určeny vztahem $f_k = k f_0$, kde f_0 je základní kmitočet a k je celé kladné číslo. Počet nosných, šířka pásma, délka symbolů a ochranných intervalů závisí na použitém módu 8k nebo 2k. Parametry jednotlivých módů jsou uvedeny v tab. 2.

Tabulka 2 Porovnání módů 8k a 2k

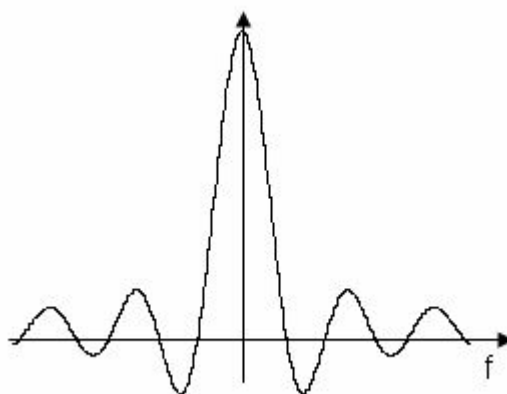
Mód	8 k mód				2 k mód			
Počet nosných	6817				1705			
Odstup nosných (Hz)	1116				4464			
Šířka pásma (MHz)	7,61				7,61			
Délka symbolu T_s (μ s)	896				224			
Ochranný interval Δ/T_s	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Délka ochranného intervalu Δ (μ s)	224	112	56	28	56	28	14	7
Celková délka $T=\Delta+T_s$ (μ s)	1120	1008	952	924	280	252	238	231
Max.vzdálenost vysílačů (km)	67,2	33,6	16,8	8,4	16,8	8,4	4,2	2,1

Mnohacestné šíření v důsledku odrazů od různých objektů způsobuje vzájemné zkreslení sousedních symbolů. Tomu zamezujeme zavedením ochranného

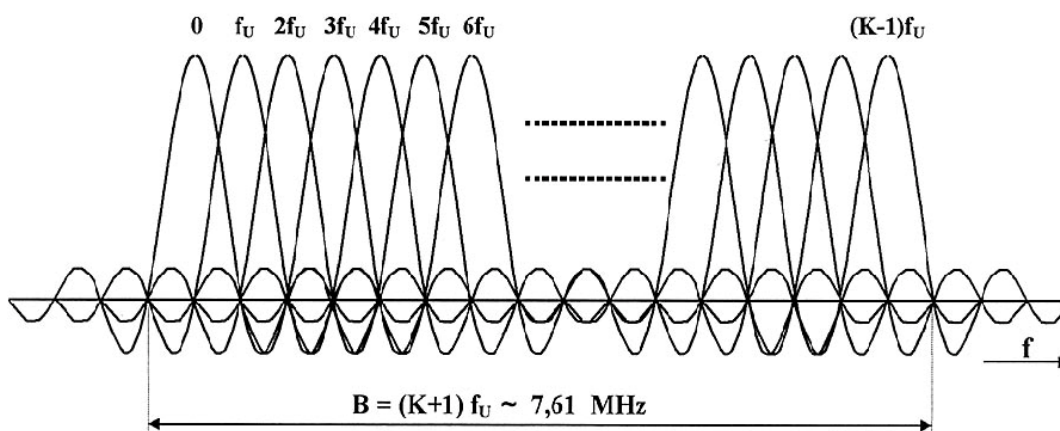
intervalu. Přijímač musí obsahovat obvod, který vyhodnocuje vstupní signál až po uplynutí tohoto ochranného intervalu. Tím se podstatně zlepši odolnost systému proti chybám vzniklým mnohacestným šířením. Díky tomu se také zmenší požadované nároky na přijímací anténu.

Tento princip také umožňuje vysílat digitální signál synchronně na stejném kmitočtu z několika vysílačů, aniž by mezi jednotlivými signály docházelo k rušení.

V DVB-T se pro jednotlivé nosné vlny používají modulační typy QPSK, 16-QAM a 64-QAM. Pro systém 8k je každá nosná modulovaná modulační 64-QAM, přenáší se 6 bitů současně s periodou 1,12 ms a teoretická přenosová kapacita je 36,52 Mbit/s. Zavedením ochranného intervalu délky $\frac{1}{4}$ symbolu a kódování FEC s $R = 7/8$ se celková kapacita přenosu sníží na 26,1 Mbit/s. To postačuje k přenosu 4 až 6 programů standardního TV vysílání v systému PAL. Použitím modulační 16-QAM je přenosová kapacita asi 17,4 Mbit/s a při použití modulační QPSK je jen 8,7 Mbit/s.



Obr. 11 Spektrum jedné nosné vlny OFDM



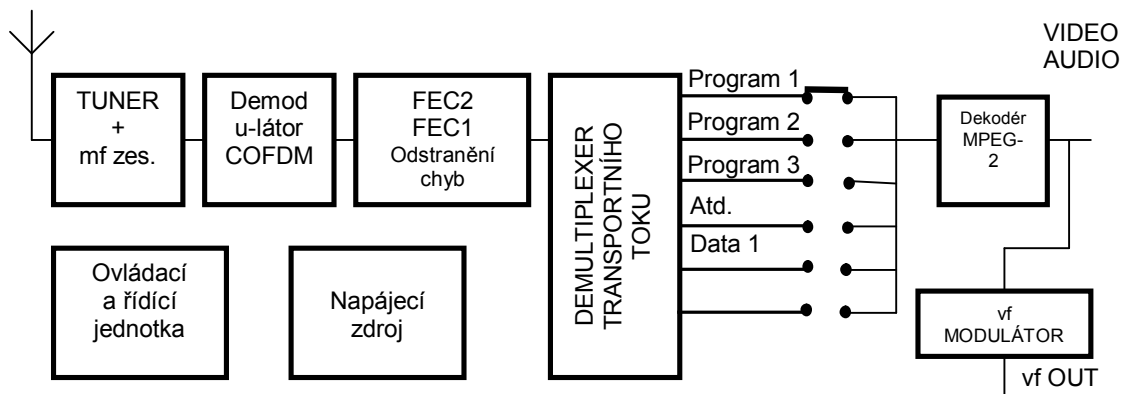
Obr. 12 Spektrum dílčích nosných vln OFDM

Spektra dílčích nosných vln pro vysílání OFDM, jsou na obr. 12. V místě hlavního maxima spektra jedné nosné mají spektra ostatních nosných nulovou hodnotu. Proto je demodulace takového signálu jednoduchá. Mapovací obvod modulátoru rozdělí sériově přenášené bity na skupiny po m paralelních bitech, potřebné pro modulaci QAM nebo QPSK. Tyto m -bitové skupiny se rozdělí do K paralelních větví. V každé větvi se tak vytvoří modulační signál pro modulátor jedné nosné vlny. Kvůli rozdělení do velkého počtu K paralelních symbolů se přenosová rychlost v každé větvi značně zmenší.

Modulátor OFDM se realizuje pomocí procesoru na principu inverzní diskrétní Fourierovy transformace (IDFT). Z OFDM procesoru vychází signál v základním pásmu, který je po příslušné filtraci podroben směšování se signálem z místního oscilátoru a tím je převeden na požadovanou vysílací frekvenci, která se obvykle uvažuje jako střední frekvence TV kanálu o šířce pásma 8 MHz.

2.4.4 Přijímání digitálních signálů DVB

Používání TV vysílání v systému DVB je zcela převratná změna v doposud používaném systému pro přenos TV signálů. Příjem vysílání DVB není možný stávajícími analogovými TV přijímači ale přijímači digitální televize. Pokud chceme využít analogový TV přijímač, je nutno před něj předradit tzv. set-top-box.



Obr. 13 Blokové schéma settopboxu

Přijímač settopboxu se skládá, ze dvou základních částí, vf dílu a číslicové části.

Vf díl obsahuje TV tuner, mf zesilovač a demodulátor digitální modulace. Tuner i mf zesilovač, který obsahuje filtr s PAV (Povrchovou Akustickou Vlnou) určující celkovou selektivitou a šířku přijímaného pásma, je srovnatelný s obvody,

které jsou používané v analogové TV technice. Demodulátor ovšem již pracuje na principu číslicového zpracování signálu, které je realizováno softwarově. Na jeho výstupu dostaneme základní transportní tok dat, který je dále zpracováván v číslicové části.

Číslicová část přijímače obsahuje obvody FEC pro korekci chyb a procesor pro příjem komprimovaného TV signálu MPEG-2, kterým se dekoduje zvolený přijímaný kanál.

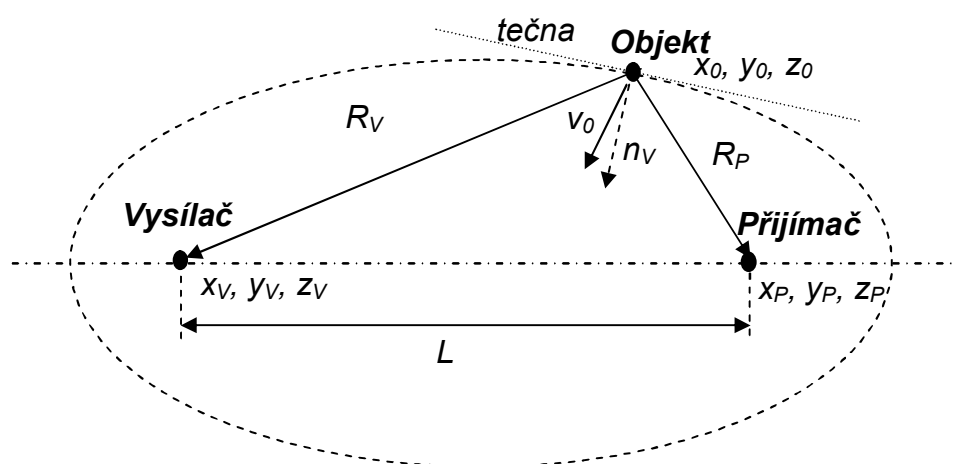
Demultiplexer transportního toku vytrídí potřebná data pro zvolený přijímaný program, tato data jsou pak připojena na dekodér MPEG-2 na jehož výstupu je analogový signál video a audio v základním pásmu. Tyto signály jsou z přijímače vyvedeny na konektor SCART nebo CINCH, přes který se propojí s běžným analogovým TV přijímačem. Na druhém výstupu settopboxu může být vf signál, shodný s vysílaným analogovým signálem v normě PAL, který se získá zpětnou modulací videosignálu na nosnou ve IV až V pásmu.

Běžný settopbox je schopen přijímat nerušený DVB signál už při úrovni z antény mezi 20 až 30 dB μ V.

3 Bistatický radar

Bistatické radary se používají již od druhé světové války, kdy je využívali němečtí vojáci k určování polohy letadel nepřítele. Hlavní výhodou bistatických radarů je, že přijímací systémy jsou pasivní a z tohoto důvodu jsou nezjistitelné. Ovšem nevýhoda oproti monostatickým systémům je v komplikovanějším měření.

U bistatického radaru jsou vysílač a přijímač umístěny na dvou různých místech, jak je znázorněno na následujícím obrázku.



Obr. 14 Princip funkce bistatického radaru

Princip bistatického radaru je popsán např. v [2], [3], [4], [5]. Přijímačem je přijímán přímý signál $s_1(t)$ od vysílače a signál vysílače $s_2(t)$, odražený od nějakého objektu, který je zpožděný, vůči přímému signálu $s_1(t)$ o čas $T_D = (|R_V| + |R_P|)/c - L/c$, kde c je rychlost světla: $s_2(t) = a \cdot s_1(t - T_D)$, a je konstanta. Pomocí korelace (výpočtu vzájemné korelační funkce) mezi signálem $s_2(t)$ a signálem $s_1(t)$ se měří zpoždění T_D . Z tohoto změřeného zpoždění T_D a hodnoty L , kterou známe, se vypočítá $|R_V| + |R_P| = c \cdot T_D + L$. Množina bodů v rovině, které mají stejný součet vzdáleností $|R_V| + |R_P|$ od dvou pevných bodů je elipsa (v prostoru je to rotační elipsoid).

Pokud budeme přijímat signál od více vysílačů, dostaneme od každé dvojice přijímač - vysílač jednu elipsu (elipsoid) a v jejich průsečíku leží daný objekt. V případě dvou vysílačů a jednoho (společného) přijímače lze takto určit horizontální polohu. V případě většího počtu dvojic přijímač - vysílač se problém řeší metodou nejmenších čtverců.

Vzájemná korelační funkce $B_{12}(\tau)$ určí zpoždění T_D těchto signálů. Pro signály $s_1(t)$ a $s_2(t)$, které jsou nenulové pouze v omezeném intervalu je definovaná takto:

$$B_{12}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_1^*(t) s_2(t + \tau) dt \quad (1.1)$$

Pro čistě reálné signály, můžeme symbol komplexní sdružené veličiny $*$ vypustit a uvedený vztah lze interpretovat tak, že pro určitou hodnotu parametru τ jde o součin dvou signálů $s_2(t)$ a $s_1(t)$, které jsme v čase vůči sobě posunuli o hodnotu τ a všechny takové příspěvky sečteme pomocí integrálu od $-\infty$ do $+\infty$. V našem případě jsou však už signály $s_1(t)$ a $s_2(t)$ vzájemně posunuté repliky $s_2(t) = a \cdot s_1(t-T)$, takže:

$$\begin{aligned} B_{12}(\tau) &= \int_{-\infty}^{+\infty} s_1^*(t) s_2(t + \tau) dt = a \int_{-\infty}^{+\infty} s_1^*(t) s_1(t - T + \tau) dt = \\ &= a \int_{-\infty}^{+\infty} s_1^*(t) s_1(t + \tau') dt \equiv a R_{s_1}(\tau'), \quad \tau' = \tau - T \end{aligned} \quad (1.2)$$

Kde je $R_{s_1}(\tau')$ tzv. autokorelační funkce signálu $s_1(t)$. Absolutní maximum této funkce je vždy v místě $\tau' = 0$ a proto bude mít funkce $B_{12}(\tau)$ maximum v místě $\tau = T$. To můžeme zdůvodnit tak, že v případě $\tau' = 0$, $s_1(t) \cdot s_1(t + \tau') = s_1(t) \cdot s_1(t) \geq 0$ a tedy v integrálu se všechny příspěvky sčítají. Pro $\tau' \neq 0$, budou některé příspěvky kladné, jiné záporné a celý integrál tedy bude menší.

Proto tedy stačí vypočítat funkci $B_{12}(\tau)$ a nalézt její absolutní maximum. Poloha tohoto maxima určuje zpoždění T .

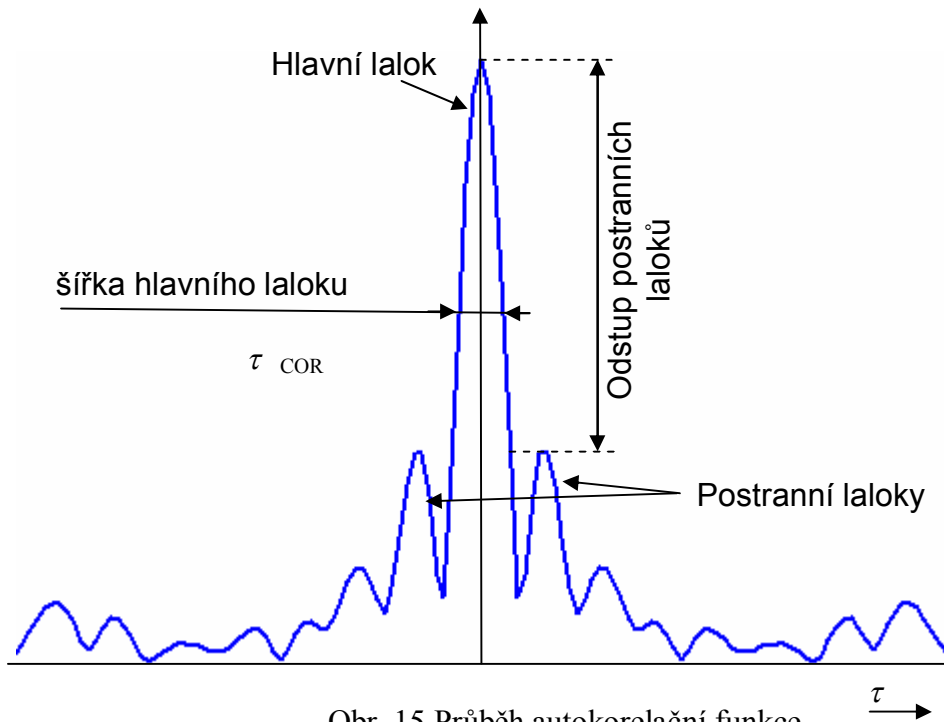
Tvar funkce $B_{12}(\tau)$ je tedy určen tvarem průběhu autokorelační funkce $R_{s_1}(\tau')$. Na obr. 15 máme vyobrazen typický průběh autokorelační funkce.

Vlastnosti jaké bude mít určování polohy pomocí signálu $s_1(t)$ závisí hodně na konkrétním tvaru $R_{s_1}(\tau)$.

Rozlišovací schopnost ve vzdálenosti ΔR (tj. v jaké nejmenší vzdálenosti od sebe rozlišíme dva stejné předměty) souvisí se šířkou hlavního laloku:

$$\Delta R = c \cdot \Delta T \cong c \cdot \tau_{COR} \quad (1.3)$$

kde: ΔT je rozlišovací schopnost ve zpoždění a τ_{COR} je šířka hlavního laloku autokorelační funkce signálu s_1 . Rozlišovací schopnost v dálce a v rychlosti je vysvětlena např. v [1].



Obr. 15 Průběh autokorelační funkce

Dynamika signálů závisí na odstup postranních laloků:

$$L = 10 \cdot \log \left(\frac{B_{1\max}}{B_{1\min}} \right) [dB] \quad (1.4)$$

Kde: L je Dynamika signálu pro odstup hlavního laloku a postranních laloků,

$B_{1\max}$ je maximum autokorelační funkce hlavního laloků,

$B_{1\min}$ je maximum autokorelační funkce postranních laloků.

Z tohoto důvodu se u signálů, s nimiž máme měřit vzdálenost zajímáme o tvar autokorelační funkce a zejména o tvar a šířku hlavního laloku a o odstup postranních laloků a jejich strukturu tzn. v jaké vzdálenosti od hlavního laloku jsou nejvyšší postranní laloky apod.

3.1 Výpočet dopplerovského posuvu kmitočtu u bistatického radaru

Situace je stejná jako na obr. 14:

v_O je rychlost pohybu objektu
 n_V je vnitřní normála elipsy v místě objektu

Dopplerův posuv kmitočtu f_D vzniká v důsledku změny délky $R_{celk} = |RV| + |RP|$ dráhy signálu s časem a z toho vyplývající změny fáze signálu $\Delta\Phi = 2\pi R_{celk}/\lambda$ v čase:

Rychlost s jakou se mění součet průvodičů objektu $|RV|+|RP|$ se nazývá dopplerovská rychlost objektu v_D . Pro Dopplerův posuv platí:

$$f_D = -\frac{f_0}{c} v_D \quad (1.5)$$

Kde: f_0 je kmitočet vysílaného signálu.

Pokud se $|RV|+|RP|$ zkracuje je posuv f_D kladný tzn., že kmitočet odraženého signálu je vyšší, než dopadajícího. V opačném případě je posuv záporný.

3.2 Určování časového zpoždění a kmitočtového posuvu dvou signálů FUNKCE NEURČITOSTI (Ambiguity function)

Signál, odražený od pohybujícího se předmětu je tedy posunut oproti přímému signálu v čase o T a ve frekvenci o f_D . Úloha nalézt posunutí T přijímaného signálu $s_2(t)$ vůči vyslanému $s_1(t)$ v čase a současně jeho posunutí ω_d v kruhové frekvenci se řeší pomocí tzv. vzájemné funkce neurčitosti (Cross Ambiguity Function - CAF):

$$CAF_{s_1s_2}(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_1^*(t) s_2(t + \tau) \exp(-j\nu t) dt \quad (1.6)$$

V případě, že jde o časově zpožděnou a kmitočtově posunutou repliku vysílaného signálu lze tuto funkci vyjádřit takto:

$$CAF_{s_1s_2}(\tau, \nu) = a \cdot \exp[j\omega_c(\tau - T)] AF_{V_1}(\tau', \nu') \quad (1.7)$$

kde: $\tau' = \tau - T, \nu' = \nu - \omega_d$

$$AF_x(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} x^*(t) x(t + \tau) \exp(-j\nu t) dt \quad (1.8)$$

je tzv. funkce neurčitosti (Ambiguity Function) signálu $x(t)$ definována např. v [1], [3], [4].

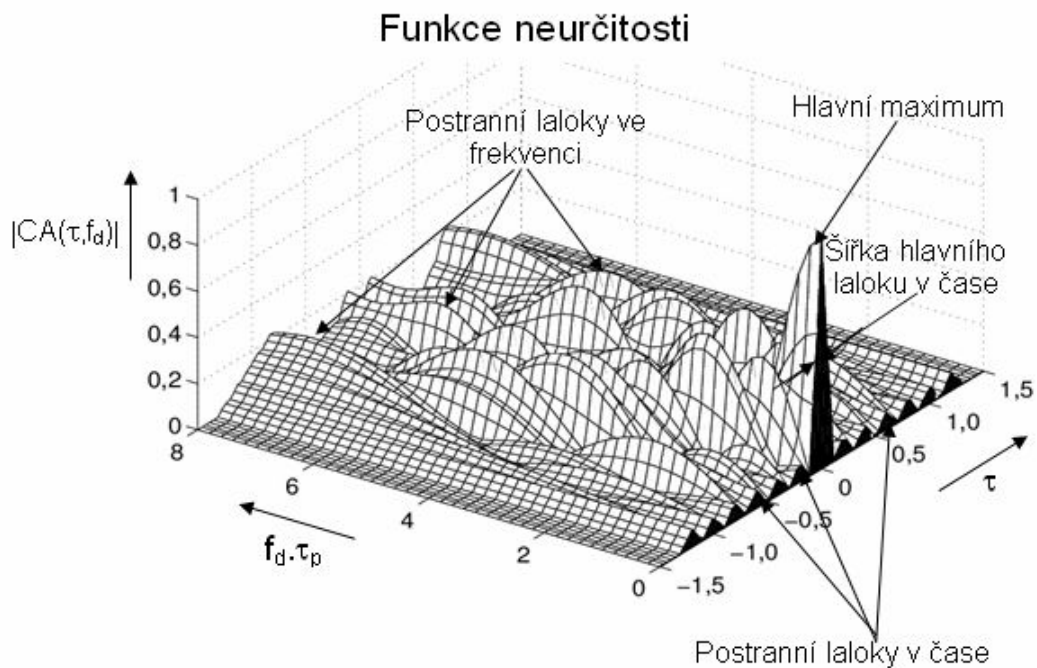
Funkce neurčitosti je funkcí dvou proměnných: τ ... posunutí signálů v čase a ν ... posunutí signálů v (kruhovém) kmitočtu

Absolutní hodnota této funkce má absolutní maximum v bodě $\tau = 0, \nu = 0$.

Proto má absolutní hodnota vzájemné funkce neurčitosti $CAF_{s_1s_2}(\tau, \nu)$ vysílaného a přijatého signálu absolutní maximum v bodě: $\tau = T, \nu = \omega_d$.

Nalezení časového posuvu T a Dopplerova posuvu ω_d spočívá tedy ve vyhledání maxima absolutní hodnoty vzájemné funkce neurčitosti $CAF_{V_1V_2}(\tau, \nu)$ komplexních obálek $V_1(t)$ a $V_2(t)$ vysílaného signálu $s_1(t)$ a přijímaného signálu $s_2(t)$.

Protože je CAF až na konstantu a posunutí v čase a kmitočtu stejného tvaru jako AF vysílaného signálu, bude kvalita měření T a ω_d dána tvarem AF. Typický tvar AF je na obr. 16:



Obr. 16 Typický tvar Funkce neurčitosti

Rozlišovací schopnost v čase (minimální rozdíl zpoždění mezi dvěma signály o stejné amplitudě, při němž ještě rozeznáme, že jde o dva různé signály) je dána šířkou hlavního laloku v čase.

Rozlišovací schopnost v kmitočtu (minimální posuv kmitočtu mezi dvěma signály o stejné amplitudě, při němž ještě rozeznáme, že jde o dva různé signály) je dána šířkou hlavního laloku v kmitočtu.

Dynamika signálů (maximální poměr mezi výkony silnějšího a slabšího signálu, při němž ještě rozeznáme slabší signál mezi postranními laloky silnějšího signálu) je dána poměrem amplitud hlavního laloku a postranních laloků (vyjadřuje se v dB).

Jednoznačnost určení zpoždění a Dopplerova posuvu je omezena periodicitami AF v čase a ve frekvenci.

Účelem analýzy AF zachycených signálů je tedy:

- určit šířky hlavního laloku v čase a ve frekvenci v závislosti na vlastnostech signálu
- určit odstupy postranních laloků v čase a frekvenci v závislosti na vlastnostech signálu
- prostudovat strukturu postranních laloků (kde se nacházejí, případně z čeho pocházejí, zjistit periodicitu apod.)

4 Měření a analýza signálu

Měření probíhalo na signálním analyzátoru Rohde & Schwarz FSQ3 s frekvenčním rozsahem 20 Hz až 3 GHz (obr. 17.). Měřicí pracoviště bylo sestaveno ze spektrálního analyzátoru s připojenou všesměrovou anténou, předzesilovačem a počítačem. Sledovaný průběh signálu byl vždy zaznamenán nejdříve do paměti analyzátoru a poté se po sériové lince načel do počítače. Jako prostředí pro komunikaci jsme využívali prostředí Matlab.



Obr. 17 Signální analyzátor Rohde & Schwarz FSQ3, 20Hz až 3 GHz

Na tomto pracovišti jsme zaznamenali tři signály z V. televizního kanálu o frekvenci 674 MHz. Každý o délce 16 mil. vzorků pro I, Q složky komplexní obálky tohoto signálu.

4.1 Spektra jednotlivých zaznamenaných signálů:

signál a: měření s předzesilovačem

$f_v = 40 \text{ MHz}$

filtr = 50 MHz

S/N = 30 dB

signál b: měření s předzesilovačem

$f_v = 40 \text{ MHz}$

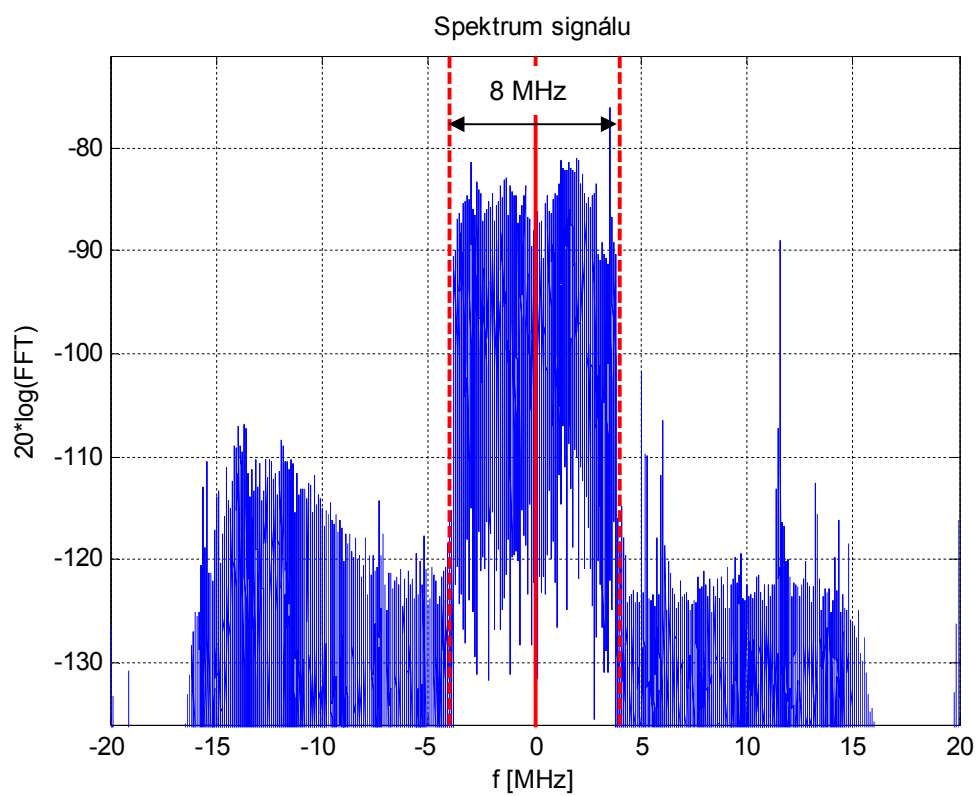
filtr = 20 MHz

S/N = pod 30 dB

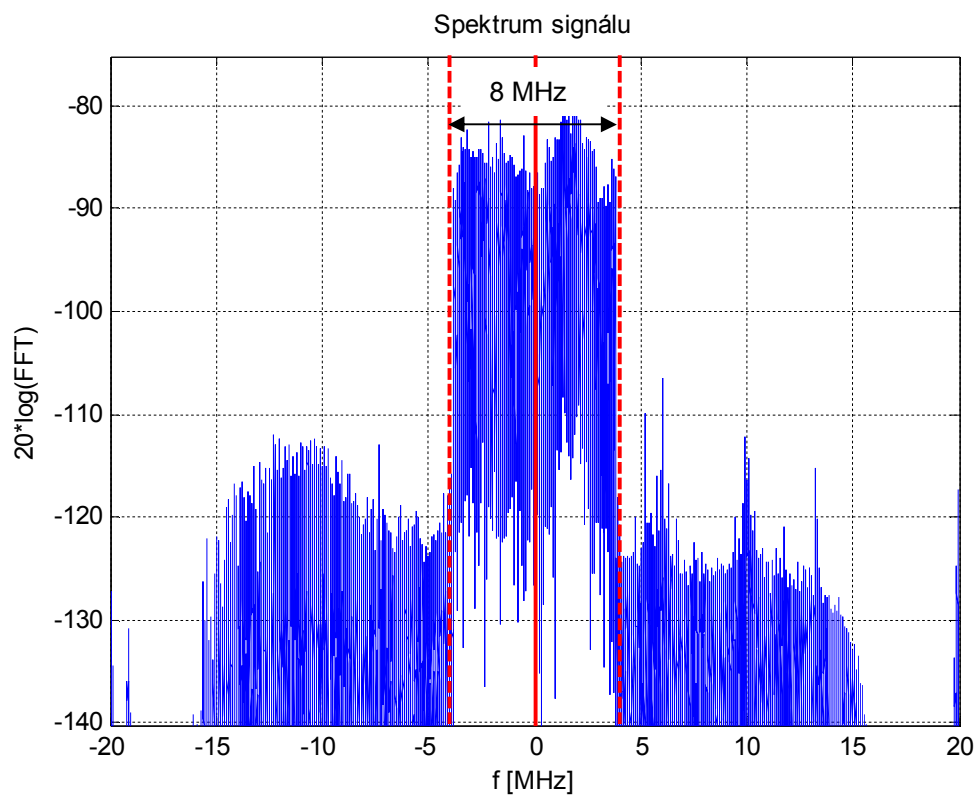
signál c: měření bez předzesilovače

$f_v = 40 \text{ MHz}$

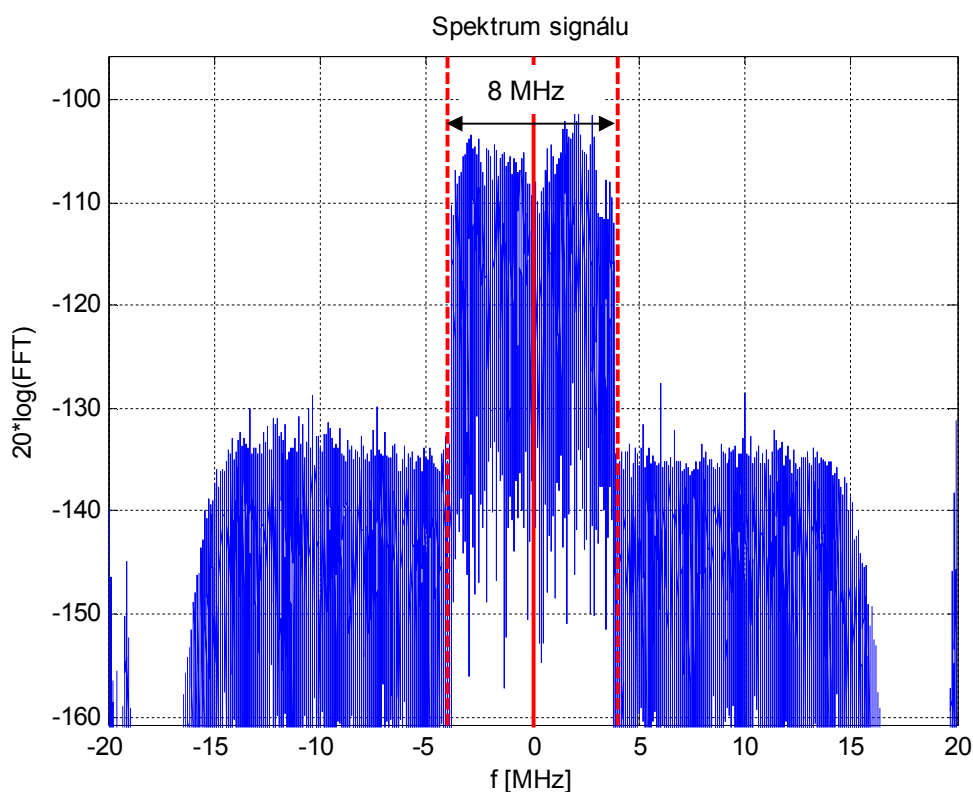
S/N = kolem 20 až 25 dB



Obr. 18 Spektrum signálu a



Obr. 19 Spektrum signálu b



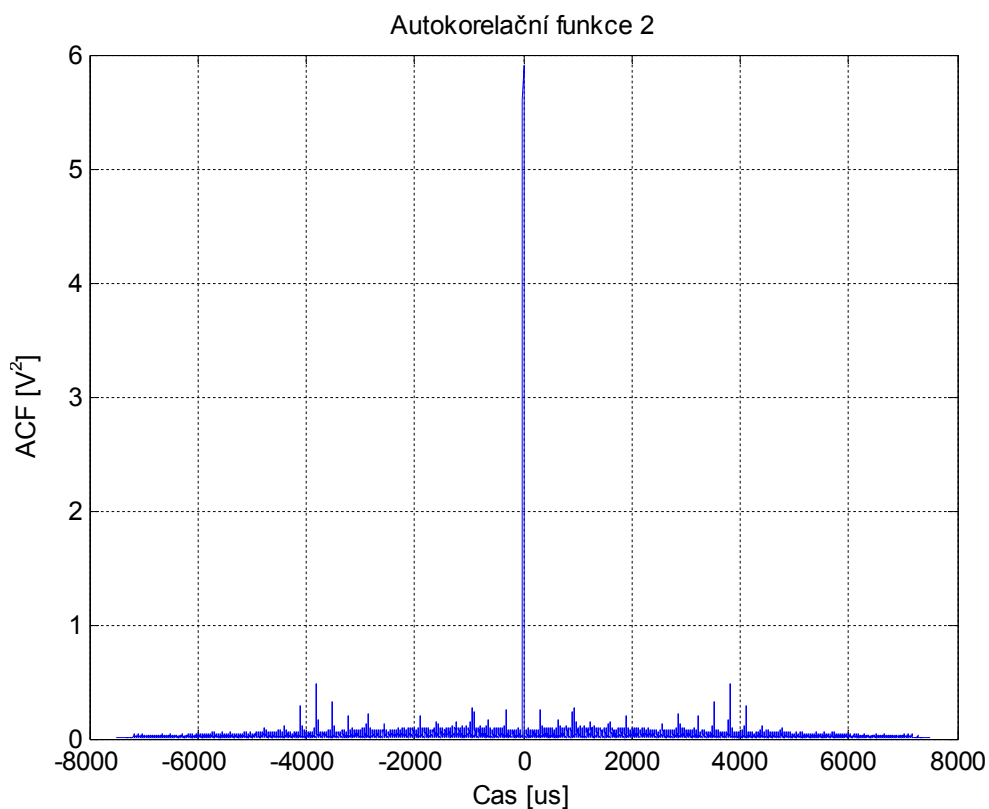
Obr. 20 Spektrum signálu c

Z těchto tři zaznamenaných průběhů spekter pro jednotlivé signály je patrné, že šíře kanálu činí 8 MHz a tento kanál je rovnoměrně využit na rozdíl od spektra u analogové televize. Vzorkovací frekvence pro všechny tři průběhy byla nastavena na $f_{VZ} = 40$ MHz. Tato tři spektra signálů se od sebe téměř neliší, pouze u průběhu c je patrné, že pro záznam nebyl použit předzesilovač. Další zpracování jednotlivých signálů probíhalo po jednotlivých částech tohoto signálu a to z důvodu velkého počtu vzorků a nedostatečné paměti programu Matlab.

4.2 Autokorelační funkce po částech pro signál a

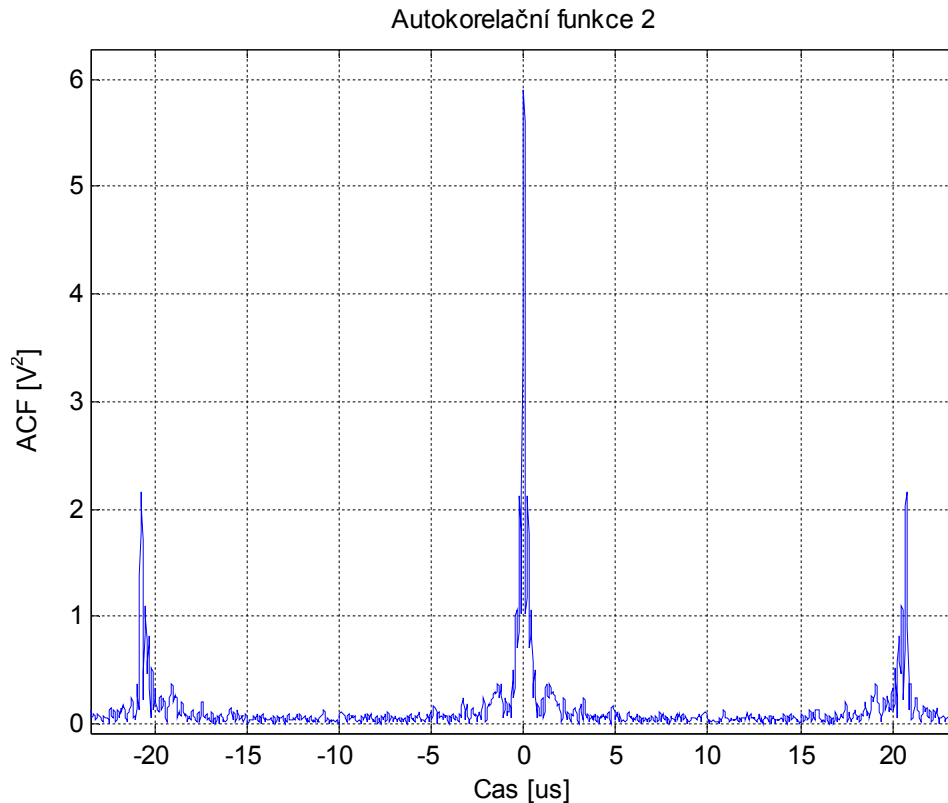
V této podkapitole je signál analyzovaný po částech. Celková délka signálu činí 16 milionů vzorků. Z tohoto signálu vybereme prvně část, která bude obsahovat 300 000 vzorků a bude začínat od prvního vzorku, druhá část bude obsahovat tentýž počet vzorků a bude začínat od 8 milionů vzorků a třetí část bude opět obsahovat tentýž počet vzorků a bude začínat od 15,5 milionů vzorků.

4.2.1 Zkrácený signál na 300 000 vzorků, bez posunutí



Obr. 21 Autokorelační funkce bez omezení časové osy

Na obr. 21 je zachycena autokorelační funkce, v celé šíři časové osy, a proto není patrná šířka hlavního laloku, ovšem jsou patrné vzdálené postranní laloky, které tato funkce obsahuje.

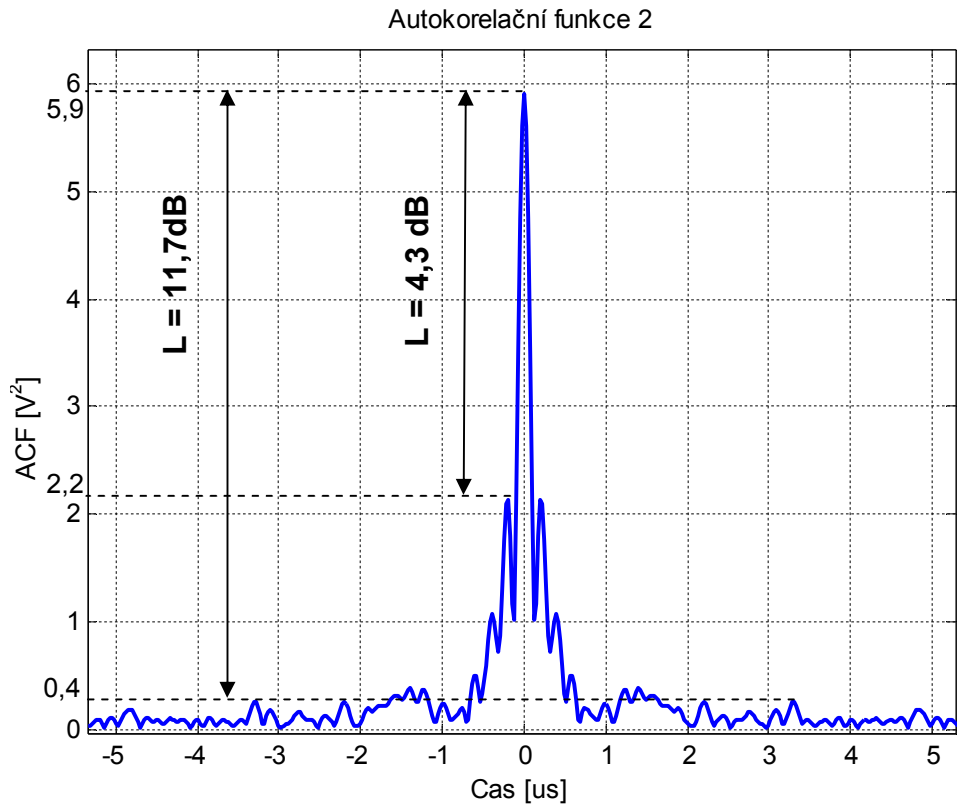


Obr. 22 Autokorelační funkce v omezeném časovém intervalu

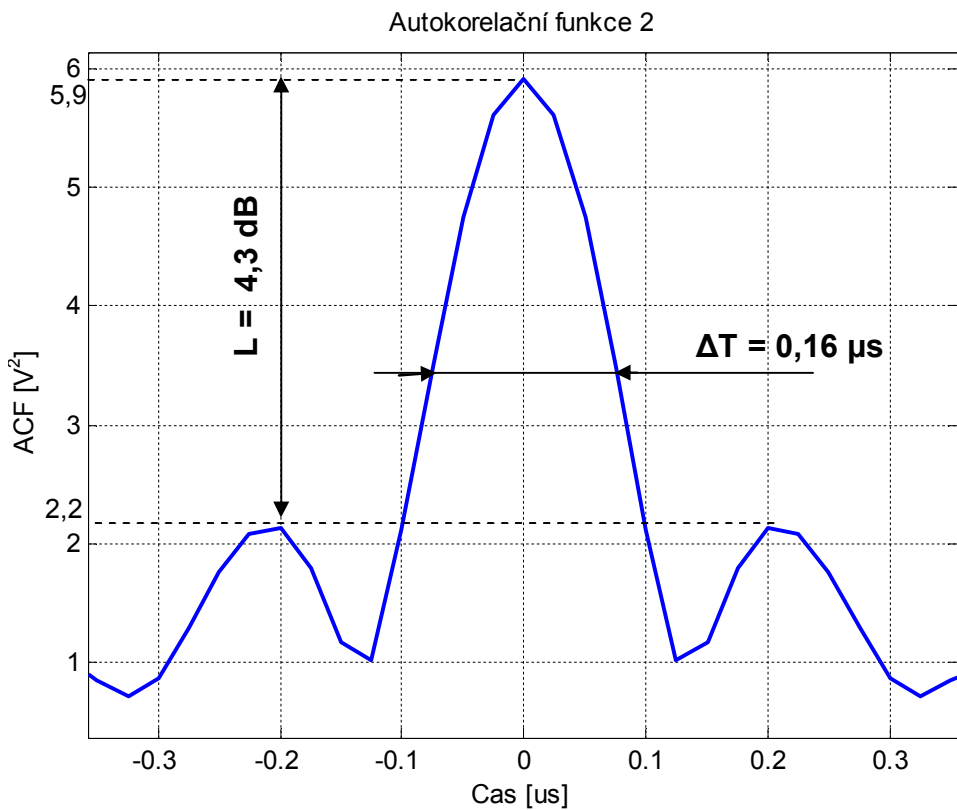
Na obr. 22 je zachycena autokorelační funkce, která má časovou osu omezenou od $-24 \mu\text{s}$ do $24 \mu\text{s}$, z toho obrázku se stále nedá určit šířka hlavního laloku, ovšem jsou zde viditelné blízké postranní laloky, které jsou na $-22 \mu\text{s}$ a $22 \mu\text{s}$.

Na obr. 23, je zachycena autokorelační funkce, která má časovou osu omezenou zhruba od $-5 \mu\text{s}$ do $5 \mu\text{s}$. Zde je již lépe patrný hlavní lalok a postranní laloky, a jsou vyznačeny pro čas $-2,2 \mu\text{s}$ hodnota autokorelační funkce $0,4 \text{ V}^2 \cdot \mu\text{s}$ a pro čas $-0,2 \mu\text{s}$ hodnota autokorelační funkce $2,2 \text{ V}^2$.

Na obr. 24. je zachycena autokorelační funkce, která má časovou osu omezenou zhruba od $-0,35 \mu\text{s}$ do $0,35 \mu\text{s}$. Kde je šířka hlavního laloku $\Delta T = 0,16 \mu\text{s}$.



Obr. 23 Autokorelační funkce s omezenou časovou osou na $\pm 5 \mu\text{s}$



Obr. 24 Autokorelační funkce s omezenou časovou osou na $\pm 5 \mu\text{s}$

Pro výpočet autokorelační funkce použijeme vztah (1.2). Řez funkcí neurčitosti a autokorelační funkce pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_d = 0$ Hz je stejná.

Dynamika signálu pro odstup hlavního laloku a postranních laloků v různých časech tedy bude:

pro $t = -0,2 \mu\text{s}$:

$$L = 10 \cdot \log\left(\frac{B_{1\max}}{B_{1\min}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{5,9}{2,2}\right) = 4,3 \text{ dB}$$

pro $t = -2,2 \mu\text{s}$:

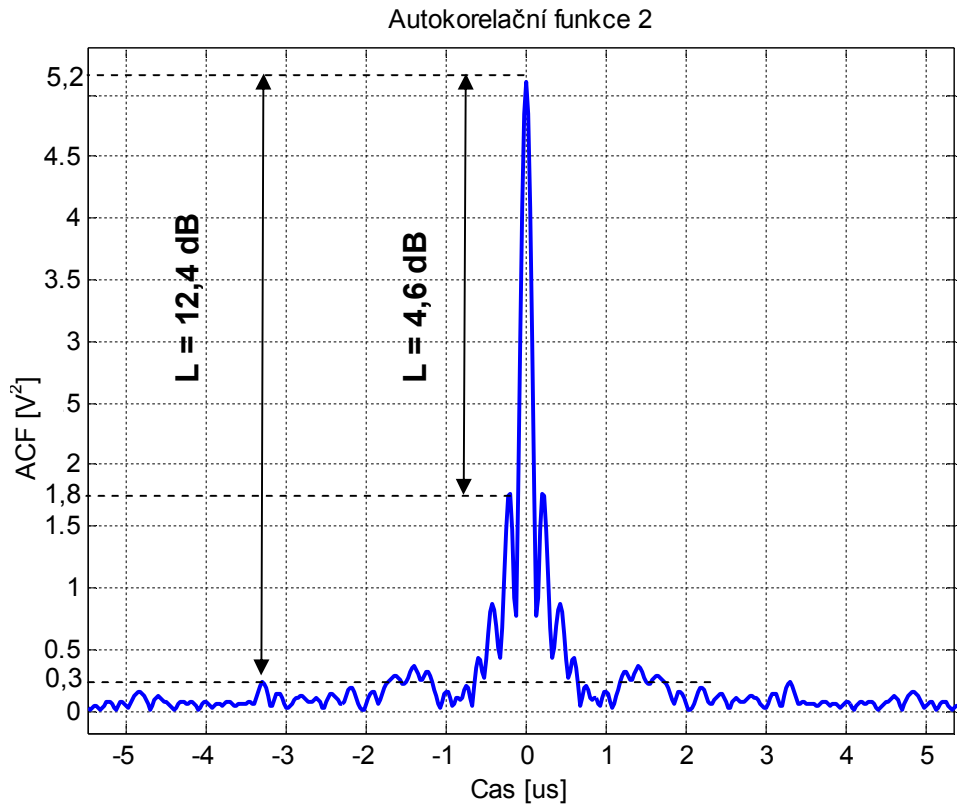
$$L = 10 \cdot \log\left(\frac{B_{1\max}}{B_{1\min}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{5,9}{0,4}\right) = 11,7 \text{ dB}$$

Dva objekty, které budeme pozorovat budou rozpoznatelné pouze jestliže se jejich odrazy budou lišit o méně než uvedené odstupy. Rozlišovací schopnost ve vzdálenosti ΔR , tedy v jaké nejmenší vzdálenosti od sebe rozlišíme dva stejné předměty, souvisí se šířkou hlavního laloku uvedenou ve vztahu (1.3) a tedy $\Delta R = c \cdot \Delta T = 3 \cdot 10^8 \cdot 0,16 \cdot 10^{-6} = 48 \text{ m}$.

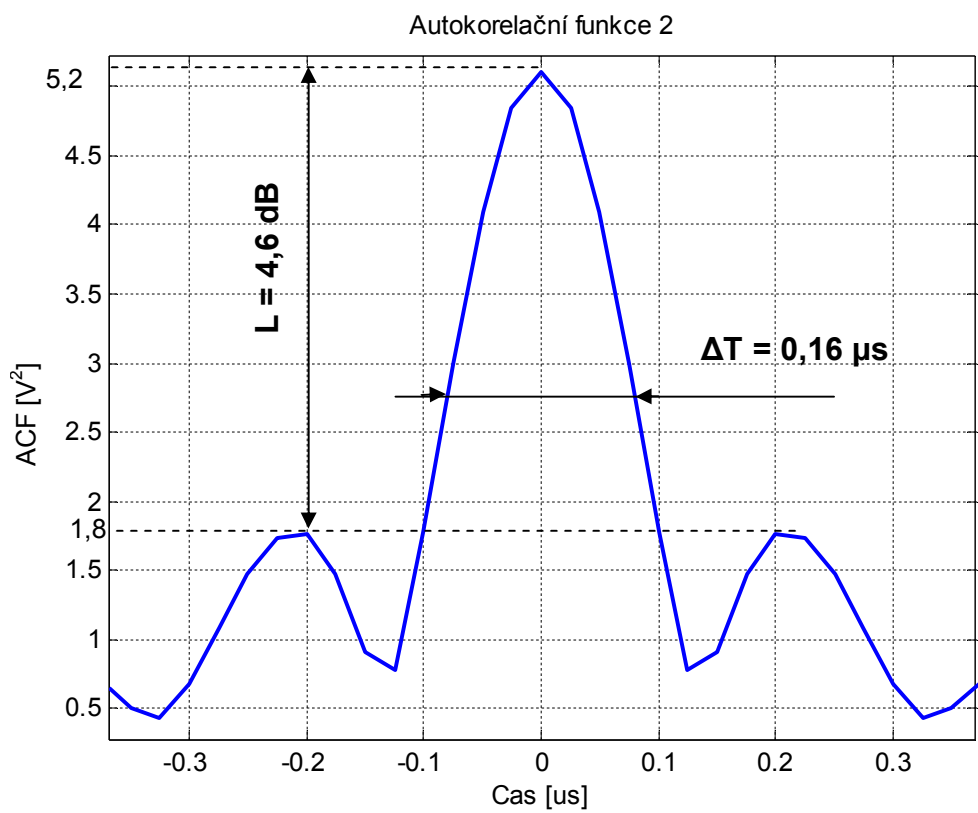
Jsme tedy schopni rozlišit předměty, které jsou od sebe v minimální vzdálenosti 48 m.

4.2.2 Zkrácený signál na 300 000 vzorků, posunutí na 8 mil. vzorků

Zde je autokorelační funkci, která je s časovým posunutím, první vzorek začíná na 8 miliontém vzorku, tedy zhruba v polovině zaznamenaného celého signálu.



Obr. 25 Autokorelační funkce s posunutím a s omezenou časovou osou



Obr. 26 Autokorelační funkce s posunutím a s omezenou časovou osou

Na obr. 25. je zachycena autokorelační funkce, která má časovou osu omezenou zhruba od $-5 \mu\text{s}$ do $5 \mu\text{s}$. Na tomto obrázku jsou vyznačeny pro čas $-3,4 \mu\text{s}$ hodnota autokorelační funkce $0,3 \text{ V}^2$ a pro čas $-0,2 \mu\text{s}$ hodnota autokorelační funkce $1,8 \text{ V}^2$.

Na obr. 26. je zachycena autokorelační funkce, která má časovou osu omezenou zhruba od $-0,35 \mu\text{s}$ do $0,35 \mu\text{s}$. Kde šířka hlavního je $\Delta T = 0,16 \mu\text{s}$.

Pro výpočet autokorelační funkce použijeme vztah (1.2). Řez funkcí neurčitosti a autokorelační funkce pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_d = 0 \text{ Hz}$ je stejná.

Dynamika signálu pro odstup hlavního laloku a postranních laloků v různých časech tedy bude:

pro $t = -0,2 \mu\text{s}$:

$$L = 10 \cdot \log\left(\frac{B_{1\max}}{B_{1\min}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{5,2}{1,8}\right) = 4,6 \text{ dB}$$

pro $t = -2,2 \mu\text{s}$:

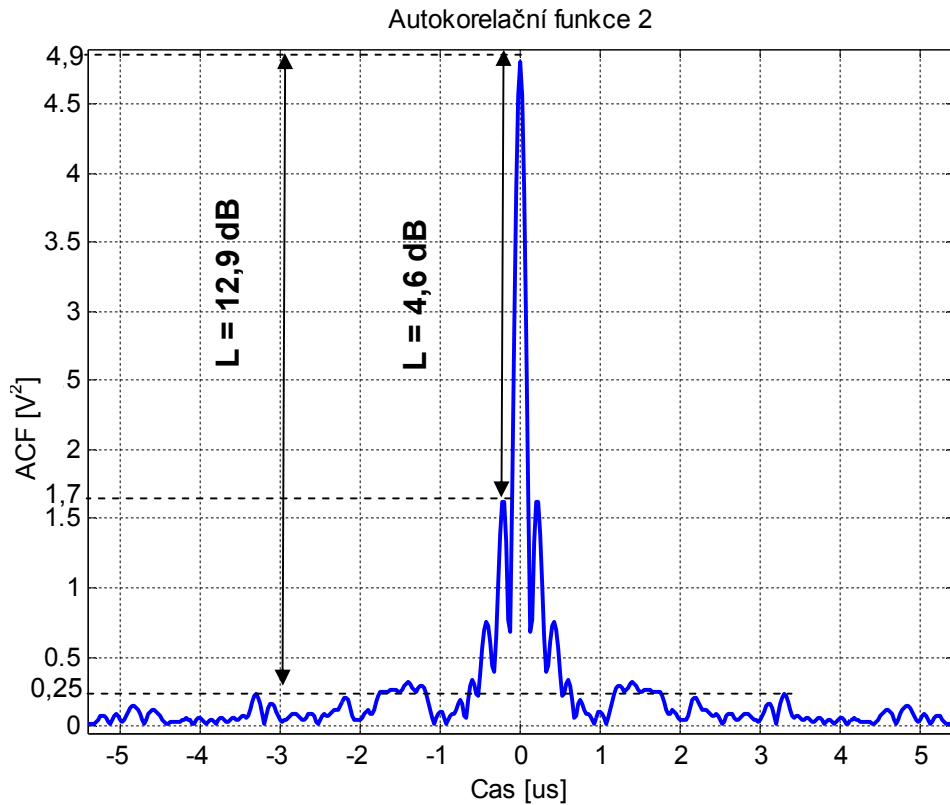
$$L = 10 \cdot \log\left(\frac{B_{1\max}}{B_{1\min}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{5,2}{0,3}\right) = 12,4 \text{ dB}$$

Dva objekty, které budeme pozorovat budou rozpoznatelné pouze jestliže se jejich odrazy budou lišit o méně než uvedené odstupy. Rozlišovací schopnost ve vzdálenosti ΔR , tedy v jaké nejmenší vzdálenosti od sebe rozlišíme dva stejné předměty, souvisí se šířkou hlavního laloku uvedenou ve vztahu (1.3) a tedy $\Delta R = c \cdot \Delta T = 3 \cdot 10^8 \cdot 0,16 \cdot 10^{-6} = 48 \text{ m}$.

Jsme tedy schopni rozlišit předměty, které jsou od sebe v minimální vzdálenosti 48 m.

4.2.3 Zkrácený signál na 300 000 vzorků, posunutí na 15,5 mil. vzorků

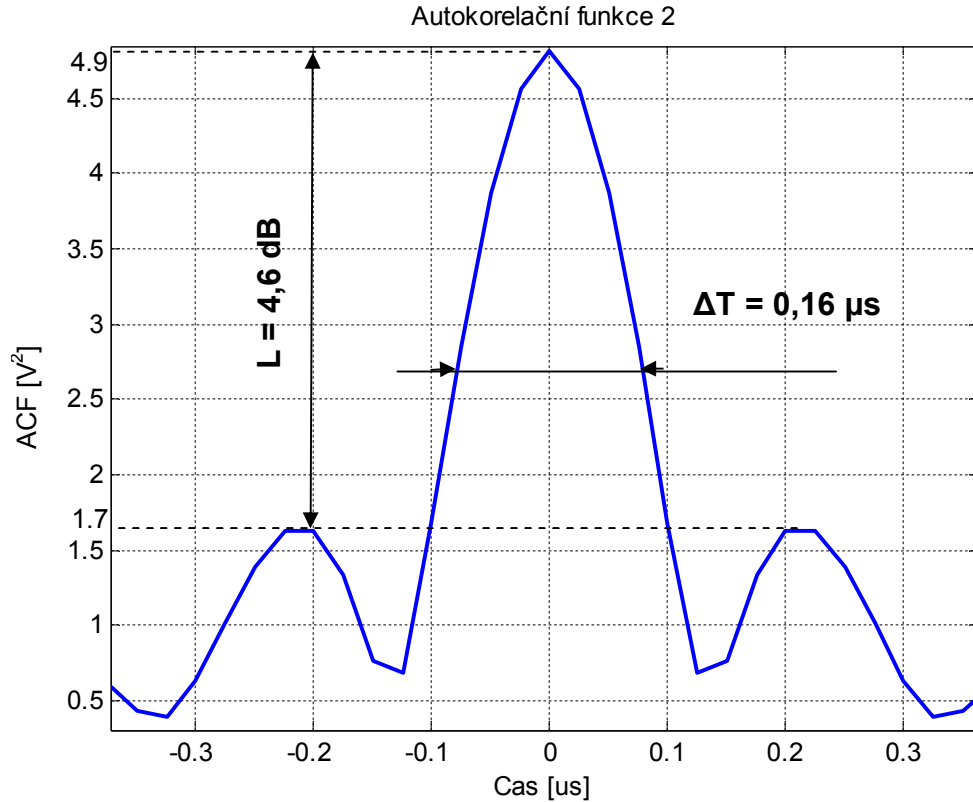
Zde je autokorelační funkci, která je s časovým posunutím, první vzorek začíná na 15,5 miliontém vzorku, tedy zhruba u konce zaznamenaného celého signálu.



Obr. 27 Autokorelační funkce s posunutím a s omezenou časovou osou

Na obr. 27. je zachycena autokorelační funkce, která má časovou osu omezenou zhruba od $-5 \mu\text{s}$ do $5 \mu\text{s}$. Na tomto obrázku jsou vyznačeny pro čas $-3,4 \mu\text{s}$ hodnota autokorelační funkce $0,25 \text{ V}^2$ a pro čas $-0,2 \mu\text{s}$ hodnota autokorelační funkce $1,7 \text{ V}^2$.

Na obr. 28. je zachycena autokorelační funkce, která má časovou osu omezenou zhruba od $-0,35 \mu\text{s}$ do $0,35 \mu\text{s}$. Kde šířka hlavního je $\Delta T = 0,16 \mu\text{s}$.



Obr. 28 Autokorelační funkce s posunutím a s omezenou časovou osou

Pro výpočet autokorelační funkce použijeme vztah (1.2). Řez funkcí neurčitosti a autokorelační funkce pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_d = 0$ Hz je stejná.

Dynamika signálu pro odstup hlavního laloku a postranních laloků v různých časech tedy bude:

pro $t = -0,2 \mu\text{s}$:

$$L = 10 \cdot \log\left(\frac{B_{1\max}}{B_{1\min}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{4,9}{1,7}\right) = 4,6\text{dB}$$

pro $t = -2,2 \mu\text{s}$:

$$L = 10 \cdot \log\left(\frac{B_{1\max}}{B_{1\min}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{4,9}{0,25}\right) = 12,9\text{dB}$$

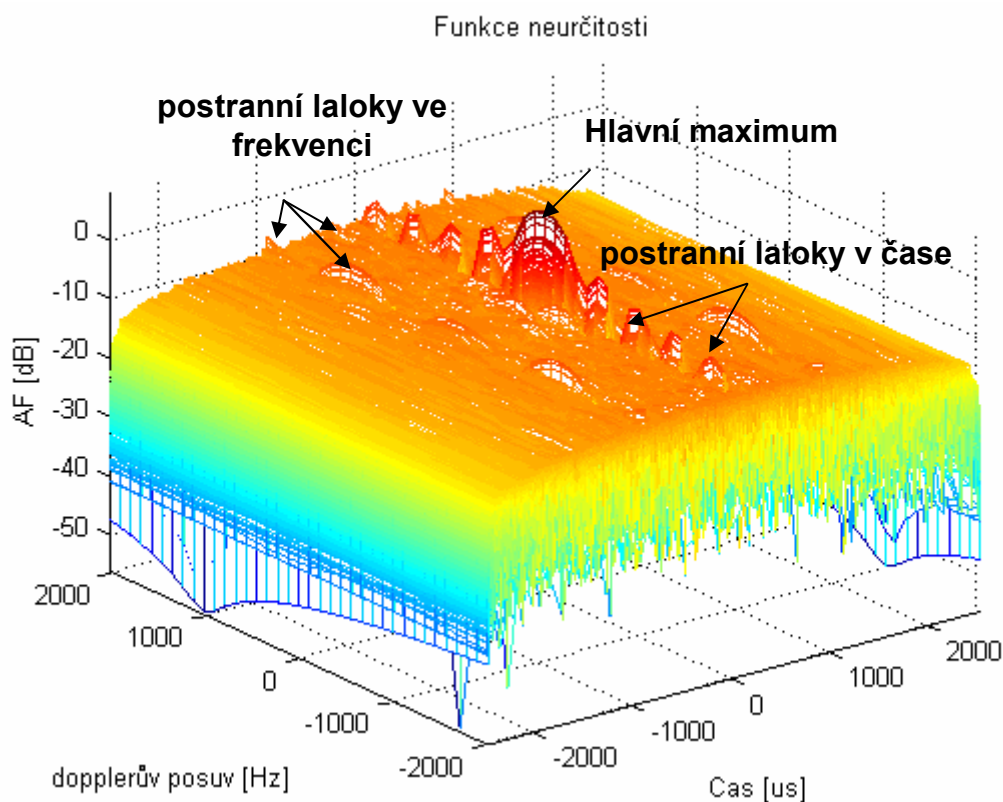
Dva objekty, které budeme pozorovat budou rozpoznatelné pouze jestliže se jejich odrazy budou lišit o méně než uvedené odstupy. Rozlišovací schopnost ve vzdálenosti ΔR , tedy v jaké nejmenší vzdálenosti od sebe rozlišíme dva stejné předměty, souvisí se šířkou hlavního laloku uvedenou ve vztahu (1.3) a tedy $\Delta R = c \cdot \Delta T = 3 \cdot 10^8 \cdot 0,16 \cdot 10^{-6} = 48 \text{ m}$

Jsme tedy schopni rozlišit předměty, které jsou od sebe v minimální vzdálenosti 48 m.

Porovnáním získaných hodnot z jednotlivých výřezů z původního signálu jsme prokázali, že průběhy autokorelačních funkcí se téměř neliší a jejich rozlišovací schopnost zůstává stejná, pro všechny části signálu. Pro další práci s těmito signály budeme tedy používat pouze prvních 300 000 vzorků z 15 milionů vzorků původního signálu.

4.3 Funkce neurčitosti a její jednotlivé řezy

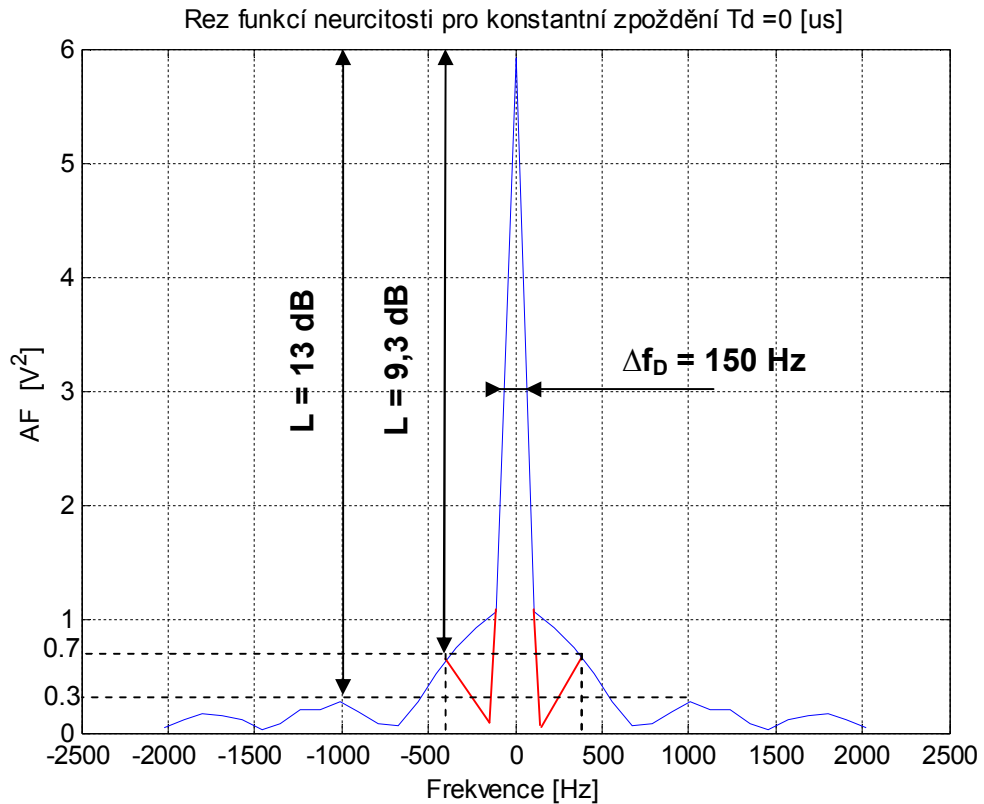
4.3.1 Pro zaznamenaný signál a:



Obr. 29 Graf funkce neurčitosti pro signál a

Na obr. 29 je vyobrazen graf funkce neurčitosti. Funkce neurčitosti se vypočítá podle vztahů (1.6) a (1.7). K dalšímu zpracování zaznamenaných hodnot budeme používat jen dvourozměrné grafy, tedy řezy tohoto grafu, pro jednotlivý Dopplerův posuv v čase a ve frekvenci. Jelikož pracujeme se signálem a, tak řez funkce neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_D = 0$ Hz je již hotový v podkapitole 4.2.1. Na dalším obrázku (obr. 30), je vyobrazen řez funkcí neurčitosti pro konstantní zpoždění $T_D = 0$ μ s. Kvůli nedostatečnému počtu vzorků nebylo

možné aby se graf vykreslil, bez problémů, proto je tedy odhadovaný průběh hlavního laloku dokreslen červeně, pak je tedy zřejmé, že hlavní lalok ve své dolní části překrývá laloky postranní.



Obr. 30 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní zpoždění $T_D = 0 \mu s$

Dynamika signálu pro odstup hlavního laloku a postranních laloků v různých frekvencích jak je na obr. 30.

pro $f_d = -420 \text{ Hz}$:

$$L = 10 \cdot \log\left(\frac{B_{1\max}}{B_{1\min}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{6}{0,7}\right) = 9,3 \text{ dB}$$

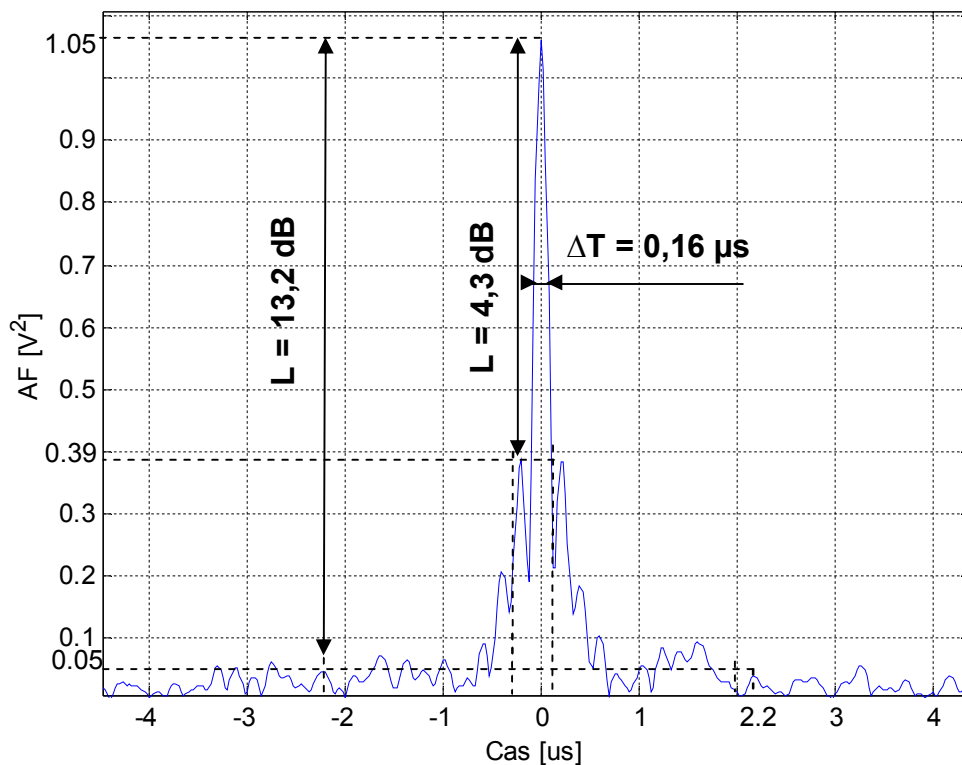
pro $f_d = -1000 \text{ Hz}$:

$$L = 10 \cdot \log\left(\frac{B_{1\max}}{B_{1\min}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{6}{0,3}\right) = 13 \text{ dB}$$

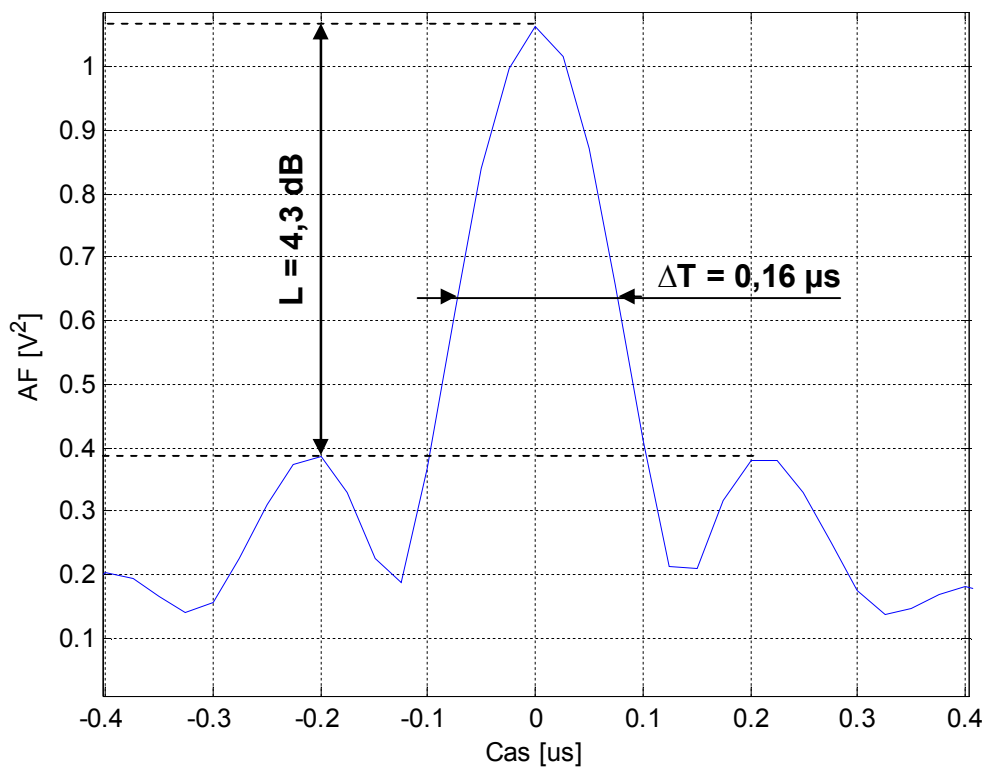
Výpočet rychlosti objektu, který jsme ještě schopni rozlišit:

$$v = c \cdot \left(\frac{\Delta f_D}{f_0}\right) = 3 \cdot 10^8 \cdot \left(\frac{150}{40 \cdot 10^6}\right) = 1125 \text{ ms}^{-1}$$

Na obr. 31 je zachycen řez funkcí neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_D = 112 \text{ Hz}$.



Obr. 31 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_d = 112$ Hz omezený v čase od $-4,5 \mu\text{s}$ do $4,5 \mu\text{s}$



Obr. 32 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_d = 112$ Hz omezený v čase od $-0,4 \mu\text{s}$ do $0,4 \mu\text{s}$

Dynamika signálu pro odstup hlavního laloku a postranních laloků v různých časech tedy bude:

pro $t = -0,2 \mu\text{s}$:

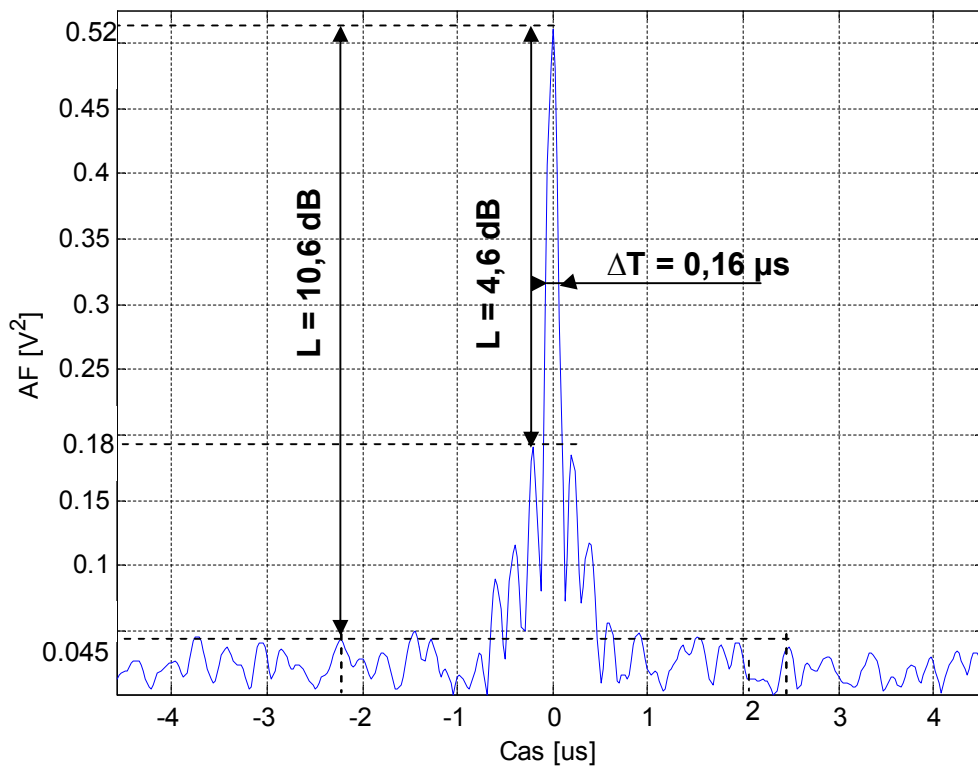
$$L = 10 \cdot \log\left(\frac{B_{1\max}}{B_{1\min}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{1,05}{0,39}\right) = 4,3 \text{ dB}$$

pro $t = -2,2 \mu\text{s}$:

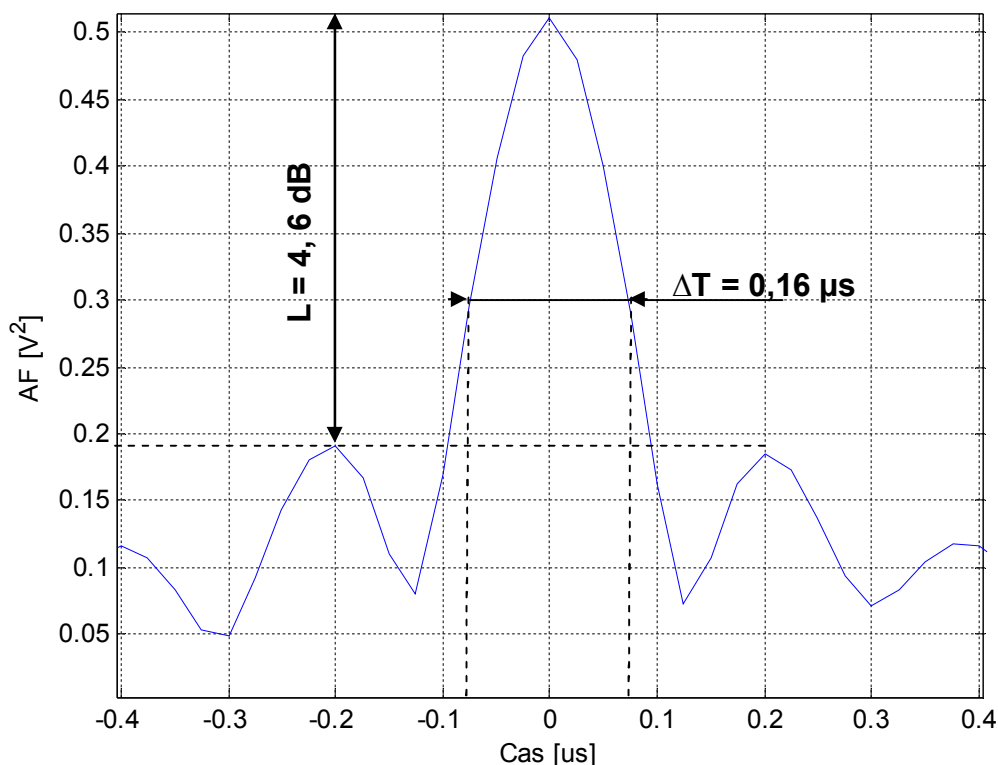
$$L = 10 \cdot \log\left(\frac{B_{1\max}}{B_{1\min}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{1,05}{0,05}\right) = 13,2 \text{ dB}$$

A rozlišovací schopnost bude: $\Delta R = c \cdot \Delta T = 3 \cdot 10^8 \cdot 0,16 \cdot 10^{-6} = 48 \text{ m}$

Na dalším obrázku je zachycen řez funkcí neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_D = 449 \text{ Hz}$.



Obr. 33 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_D = 449 \text{ Hz}$ omezený v čase od $-4,5 \mu\text{s}$ do $4,5 \mu\text{s}$



Obr. 34 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_D = 449$ Hz omezený v čase od $-0,4 \mu\text{s}$ do $0,4 \mu\text{s}$

Dynamika signálu pro odstup hlavního laloku a postranních laloků v různých časech tedy bude:

pro $t = -0,2 \mu\text{s}$:

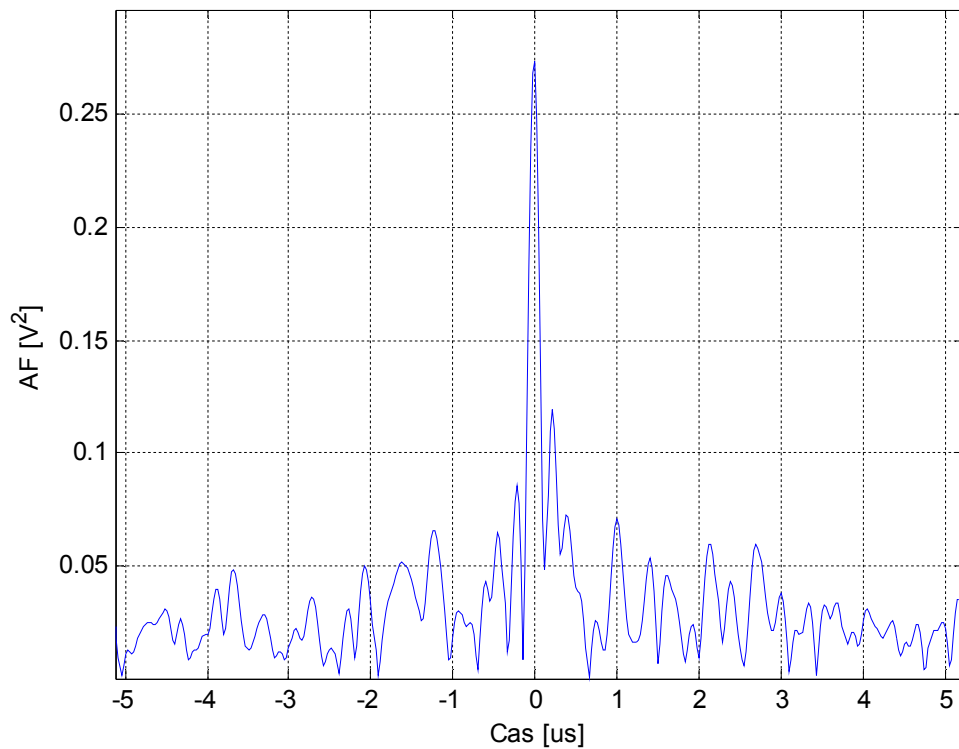
$$L = 10 \cdot \log\left(\frac{B_{1\max}}{B_{1\min}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{0,52}{0,18}\right) = 4,6\text{dB}$$

pro $t = -2,2 \mu\text{s}$:

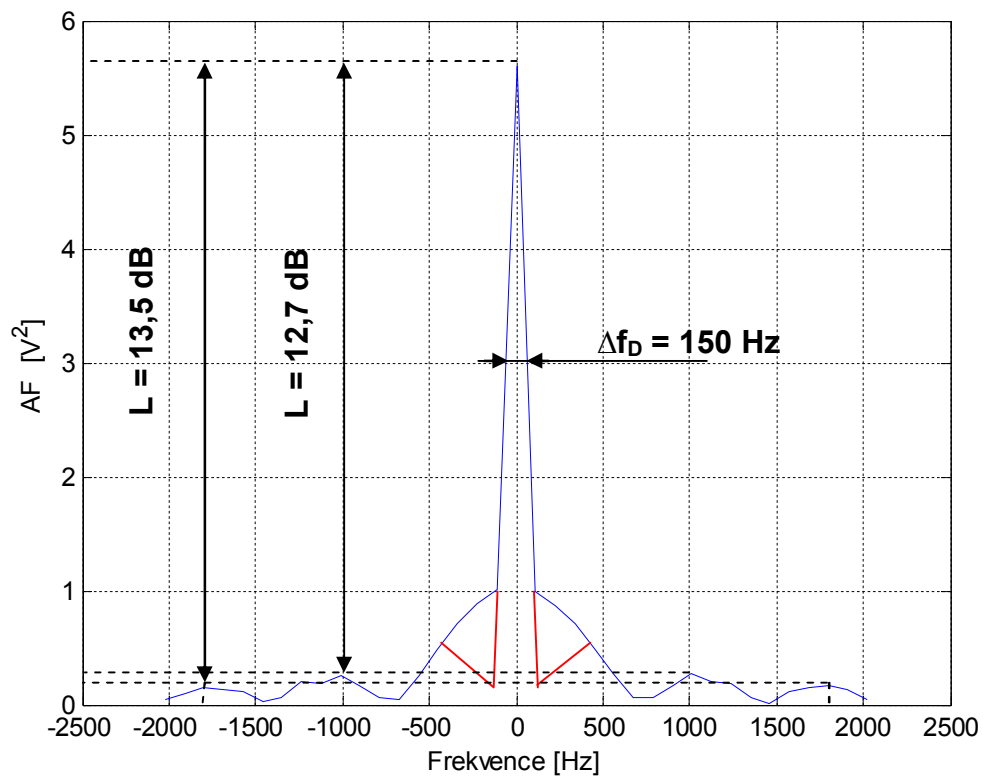
$$L = 10 \cdot \log\left(\frac{B_{1\max}}{B_{1\min}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{0,52}{0,045}\right) = 10,6\text{dB}$$

A rozlišovací schopnost bude: $\Delta R = c \cdot \Delta T = 3 \cdot 10^8 \cdot 0,16 \cdot 10^{-6} = 48 \text{ m}$.

Na obr. 34 je zachycen řez funkcí neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_D = 449$ Hz. Určení polohy pomocí řezů při jiných Dopplerovských frekvencích, než je nula a její blízké okolí je tedy obtížné, to je i patrné obr. 35.



Obr. 35 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_D = 1011$ Hz omezený v čase zhruba od $-5 \mu\text{s}$ do $5 \mu\text{s}$



Obr. 36 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní zpoždění $T_D = 50 \mu\text{s}$

Kvůli nedostatečnému počtu vzorků nebylo možné aby se graf vykreslil, bez problémů, proto je tedy odhadovaný průběh hlavního laloku dokreslen červeně, pak je tedy zřejmé, že hlavní lalok ve své dolní části překrývá laloky postranní.

Dynamika signálu pro odstup hlavního laloku a postranních laloků v různých frekvencích:

pro $f_d = -1000$ Hz:

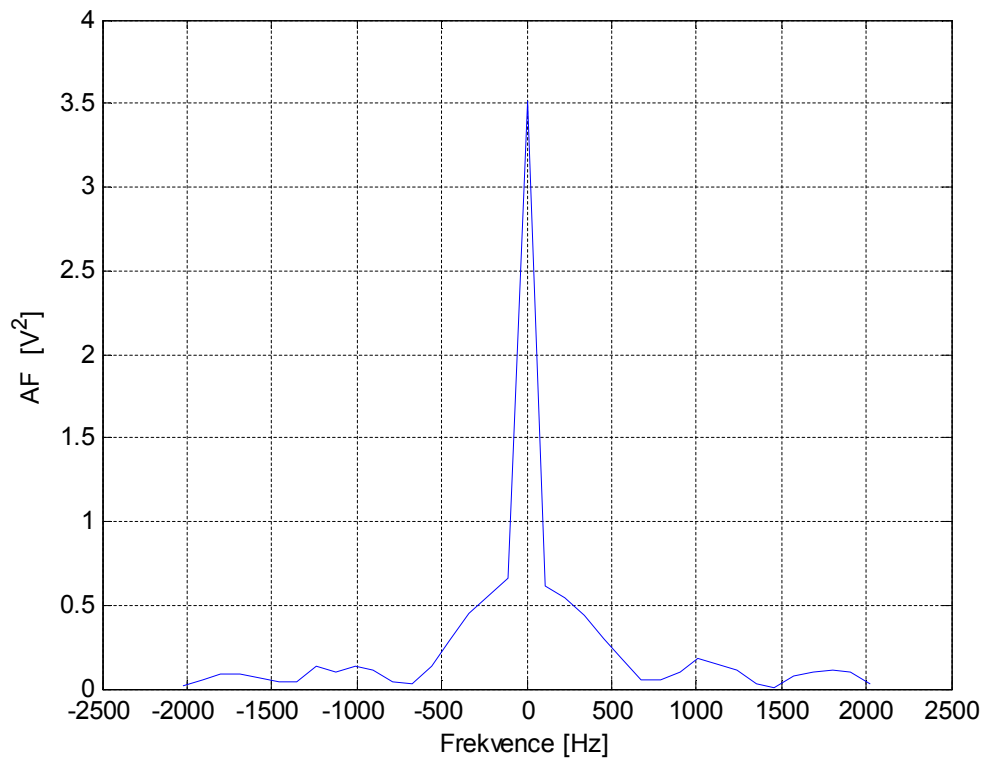
$$L = 10 \cdot \log\left(\frac{B_{1\max}}{B_{1\min}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{5,6}{0,3}\right) = 12,7\text{dB}$$

pro $f_d = -1800$ Hz:

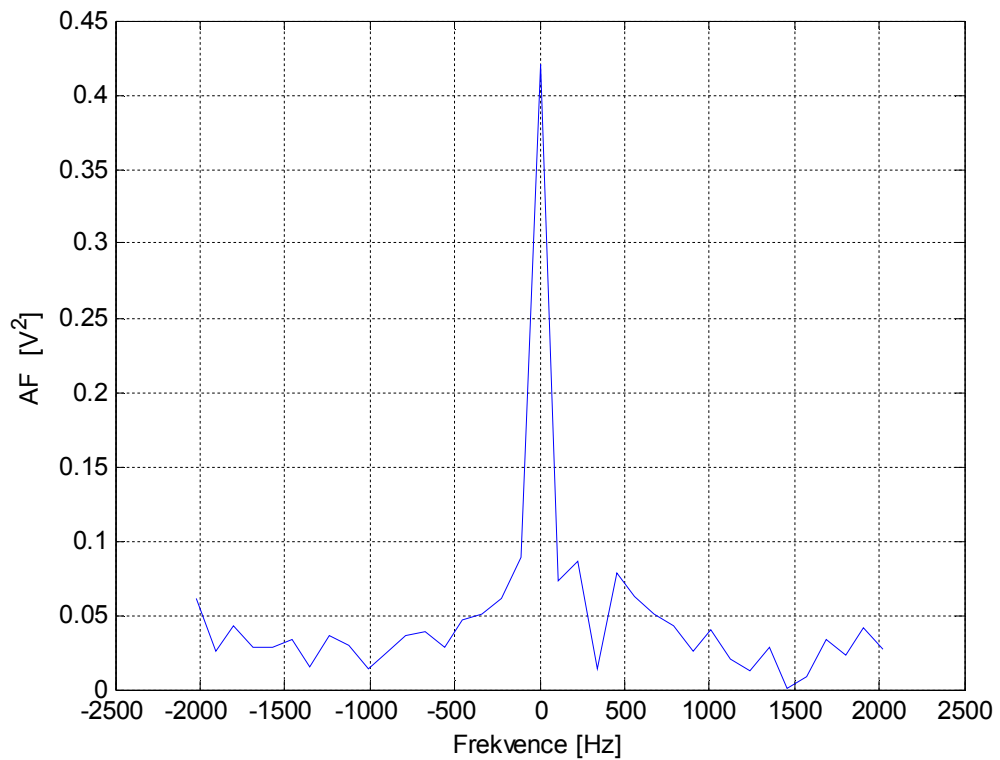
$$L = 10 \cdot \log\left(\frac{B_{1\max}}{B_{1\min}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{5,6}{0,25}\right) = 13,5\text{dB}$$

Výpočet rychlosti objektu, který jsme ještě schopni rozlišit:

$$v = c \cdot \left(\frac{\Delta f_D}{f_0}\right) = 3 \cdot 10^8 \cdot \left(\frac{150}{40 \cdot 10^6}\right) = 1125\text{ms}^{-1}$$



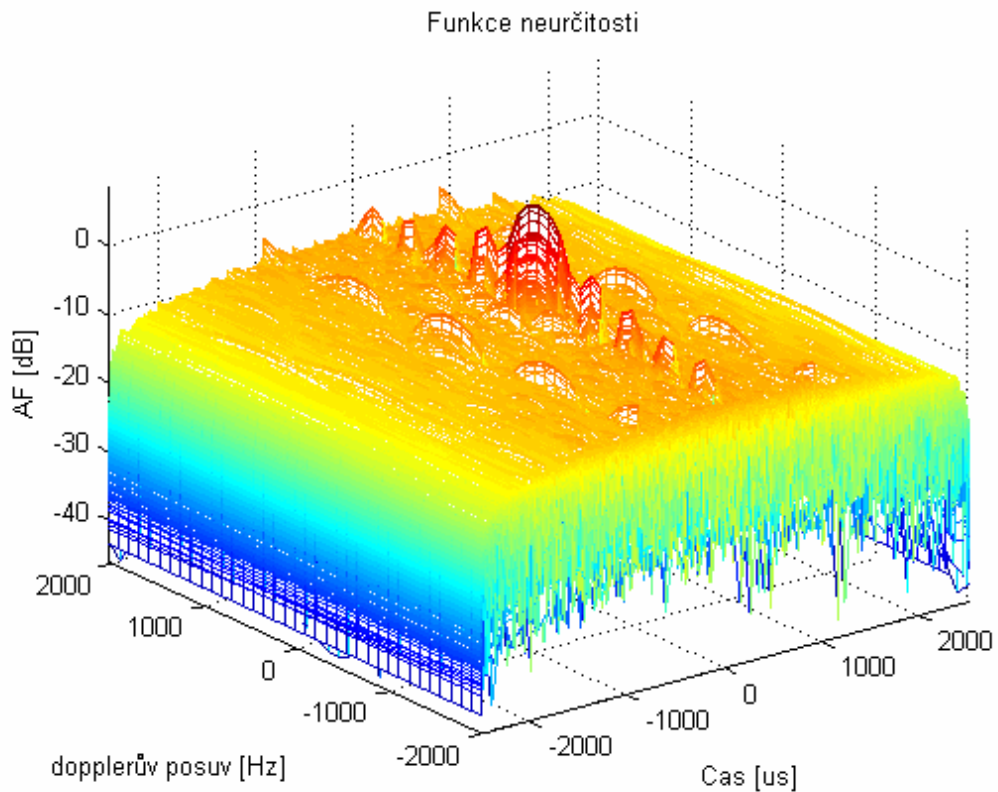
Obr. 37 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní zpoždění $T_D = 100 \mu\text{s}$



Obr. 38 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní zpoždění $T_D = 1000 \mu\text{s}$

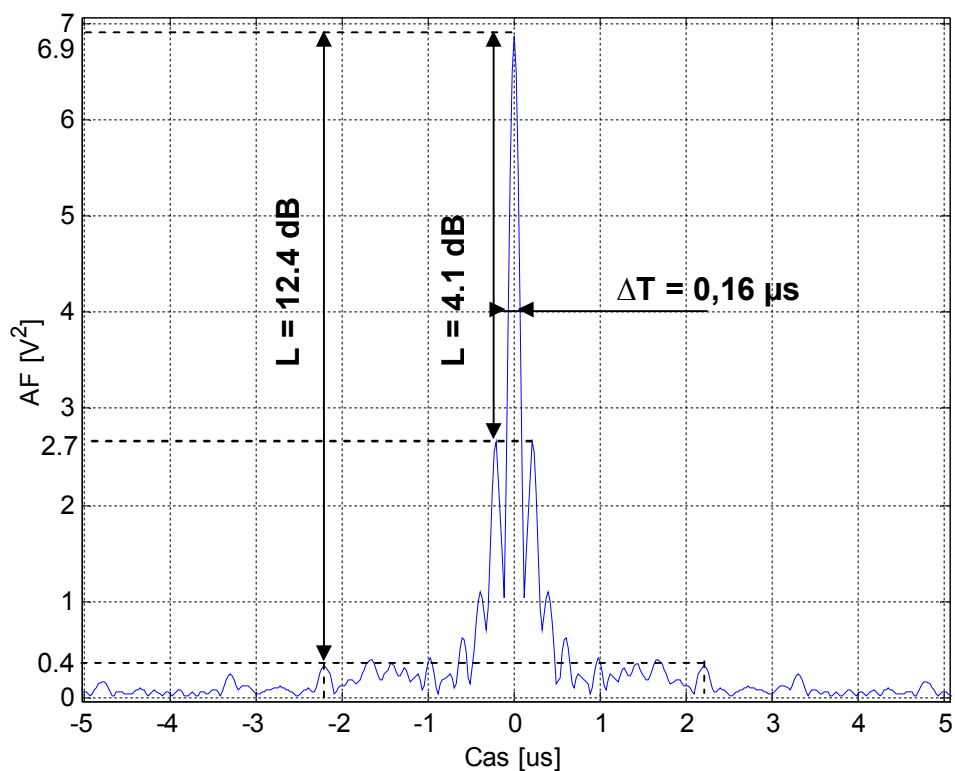
Z obr. 39 a obr. 40 je patrné, že se zvyšujícím konstantním zpožděním T_D se snižuje velikost autokorelační funkce a dochází k deformaci postranních laloků a tedy řez této funkce se stává nevhodným pro určování polohy.

4.3.2 Pro zaznamenaný signál b:

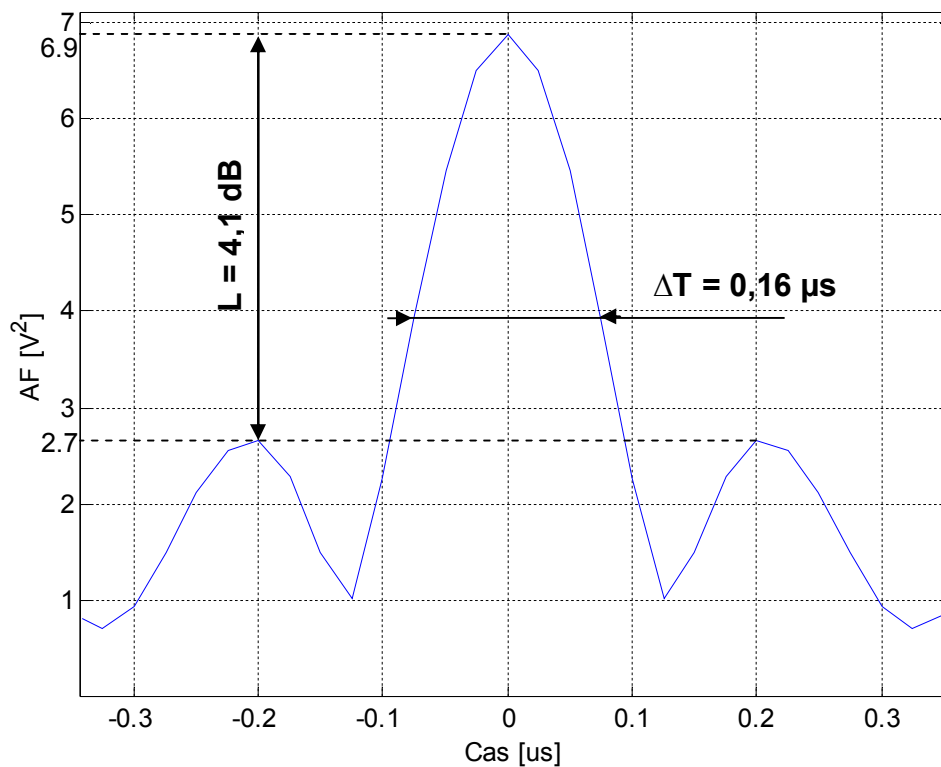


Obr. 39 Graf funkce neurčitosti pro signál b

Pro tento signál si ukážeme pouze řez funkcí neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_D = 0$ Hz a řez funkcí neurčitosti pro konstantní časové zpoždění $T_D = 0$ μ s, protože ostatní průběhy, jak pro zpoždění v čase, tak pro zpoždění ve frekvenci by měly velmi podobné průběhy jako signál a. Autokorelační funkce a řez funkcí neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_D = 0$ Hz je stejná. Na obr. 40 je tedy zachycen řez funkce neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_D = 0$ Hz, pro omezení v čase od -5 μ s do 5 μ s a na obr. 41 řez funkcí neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_D = 0$ Hz, pro omezení v čase od $-0,35$ μ s do $0,35$ μ s.



Obr. 40 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_d = 0$ Hz, pro omezení v čase od $-5\mu\text{s}$ do $5\mu\text{s}$.



Obr. 41 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_d = 0$ Hz, pro omezení v čase od $-0,35\mu\text{s}$ do $0,35\mu\text{s}$.

Dynamika signálu pro odstup hlavního laloku a postranních laloků v různých časech tedy bude:

pro $t = -0,2 \mu\text{s}$:

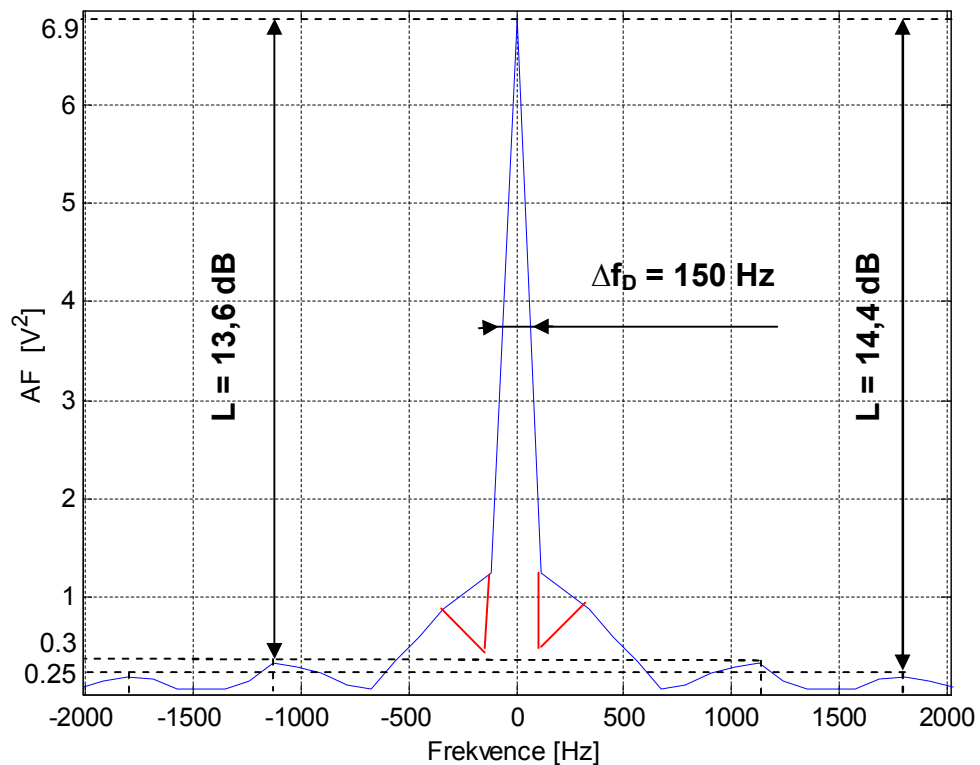
$$L = 10 \cdot \log\left(\frac{B_{1\max}}{B_{1\min}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{6,9}{2,7}\right) = 4,1\text{dB}$$

pro $t = -2,2 \mu\text{s}$:

$$L = 10 \cdot \log\left(\frac{B_{1\max}}{B_{1\min}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{6,9}{0,4}\right) = 12,4\text{dB}$$

A rozlišovací schopnost bude: $\Delta R = c \cdot \Delta T = 3 \cdot 10^8 \cdot 0,16 \cdot 10^{-6} = 48 \text{ m}$.

Na dalším obrázku je zachycen řez funkcí neurčitosti pro konstantní zpoždění $T_D = 0 \mu\text{s}$.



Obr. 42 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní zpoždění $T_D = 0 \mu\text{s}$

Dynamika signálu pro odstup hlavního laloku a postranních laloků v různých frekvencích:

pro $f_d = -1150 \text{ Hz}$:

$$L = 10 \cdot \log\left(\frac{B_{1\max}}{B_{1\min}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{6,9}{0,3}\right) = 13,6\text{dB}$$

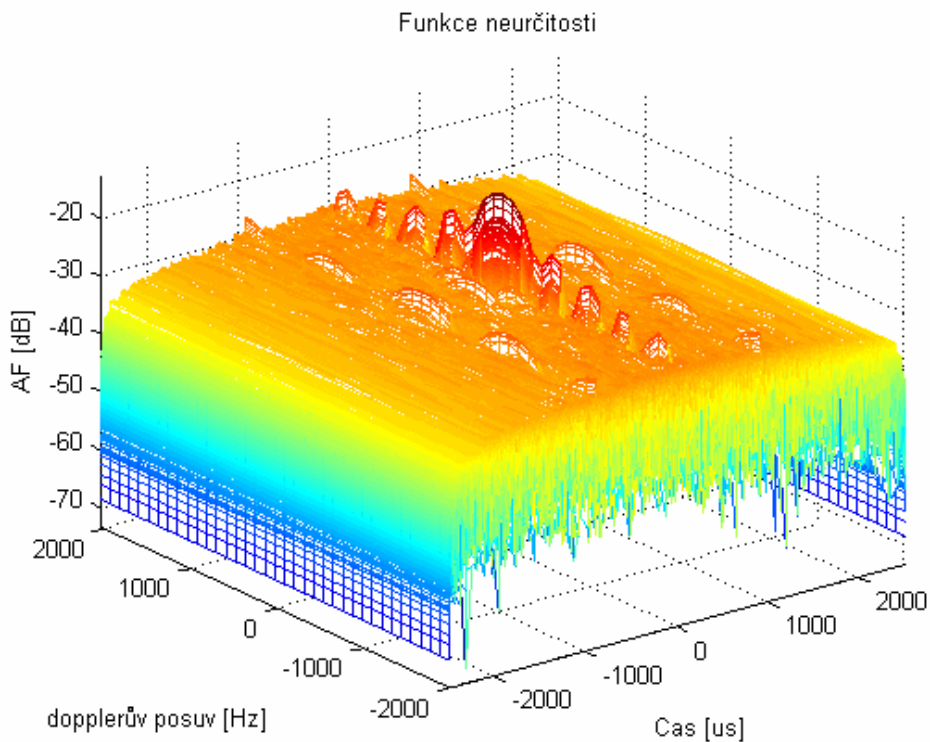
pro $f_d = 1800 \text{ Hz}$:

$$L = 10 \cdot \log\left(\frac{B_{1\max}}{B_{1\min}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{6,9}{0,25}\right) = 14,4 \text{ dB}$$

Výpočet rychlosti objektu, který jsme ještě schopni rozlišit:

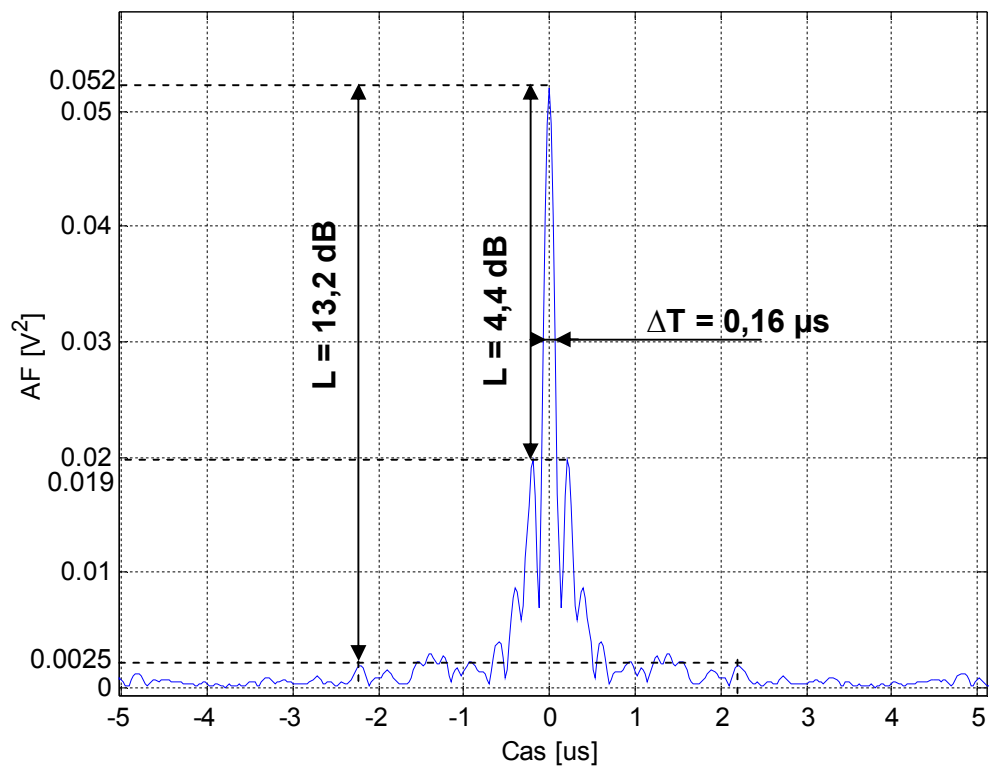
$$v = c \cdot \left(\frac{\Delta f_D}{f_0}\right) = 3 \cdot 10^8 \cdot \left(\frac{150}{40 \cdot 10^6}\right) = 1125 \text{ ms}^{-1}$$

4.3.3 Pro zaznamenaný signál c:

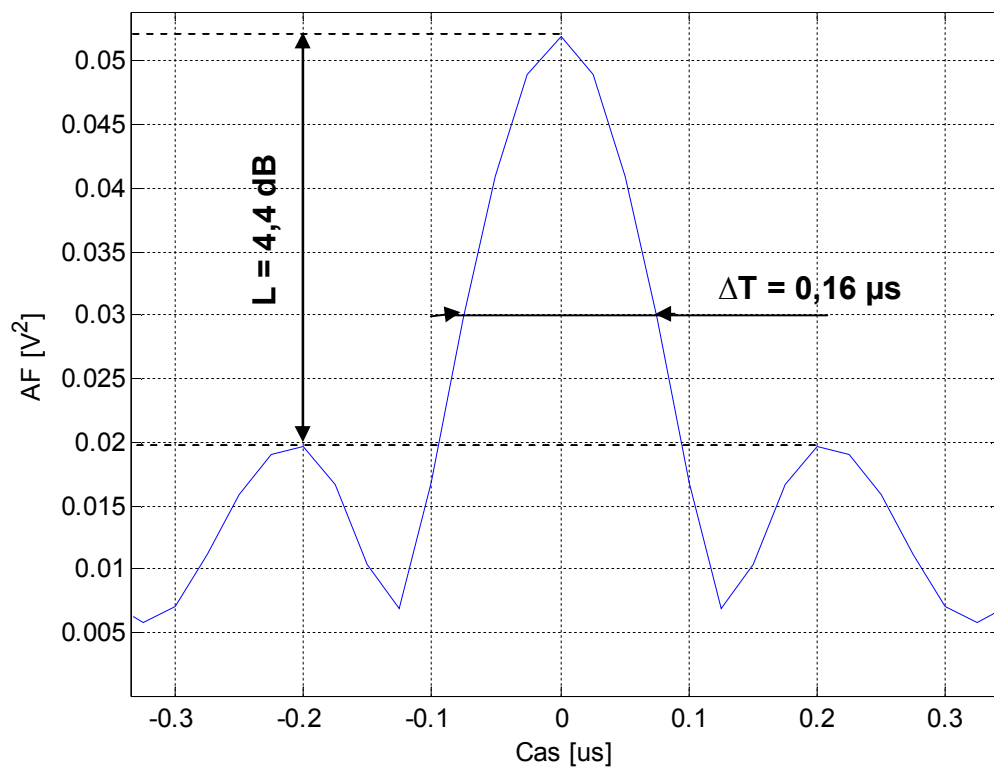


Obr. 43 Graf funkce neurčitosti pro signál b

Pro tento signál si ukážeme opět pouze řez funkcí neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_D = 0$ Hz a řez funkcí neurčitosti pro konstantní časové zpoždění $T_D = 0$ μ s, protože ostatní průběhy, jak pro zpoždění v čase, tak ve frekvenci by měly velmi podobné průběhy jako signál a. Autokorelační funkce a řez funkcí neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_D = 0$ Hz je stejná. Na obr. 44 je tedy zachycen řez funkce neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_D = 0$ Hz, pro omezení v čase od -5μ s do 5μ s a na obr. 45 řez funkcí neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_D = 0$ Hz, pro omezení v čase od $-0,35 \mu$ s do $0,35 \mu$ s.



Obr. 44 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_d = 0 \text{ Hz}$, pro omezení v čase od $-5 \mu s$ do $5 \mu s$



Obr. 45 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_d = 0 \text{ Hz}$, pro omezení v čase od $-0,35 \mu s$ do $0,35 \mu s$.

Dynamika signálu pro odstup hlavního laloku a postranních laloků v různých časech tedy bude:

pro $t = -0,2 \mu\text{s}$:

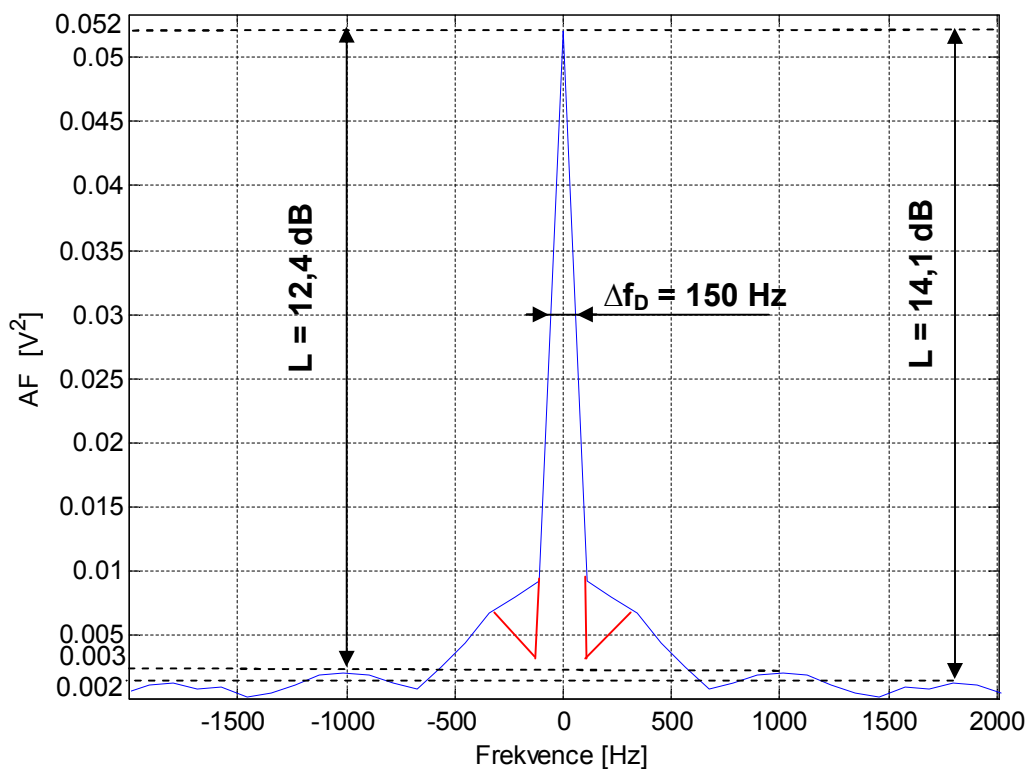
$$L = 10 \cdot \log\left(\frac{B_{1\max}}{B_{1\min}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{0,052}{0,019}\right) = 4,4\text{dB}$$

pro $t = -2,2 \mu\text{s}$:

$$L = 10 \cdot \log\left(\frac{B_{1\max}}{B_{1\min}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{0,052}{0,0025}\right) = 13,2\text{dB}$$

A rozlišovací schopnost bude: $\Delta R = c \cdot \Delta T = 3 \cdot 10^8 \cdot 0,16 \cdot 10^{-6} = 48 \text{ m}$.

Na obr. 46 je zachycen řez funkcí neurčitosti pro konstantní zpoždění $T_D = 0 \mu\text{s}$.



Obr. 46 Řez funkcí neurčitosti pro konstantní zpoždění $T_D = 0 \mu\text{s}$

Dynamika signálu pro odstup hlavního laloku a postranních laloků v různých frekvencích jak je na obr. 33.

pro $f_d = -1000 \text{ Hz}$:

$$L = 10 \cdot \log\left(\frac{B_{1\max}}{B_{1\min}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{0,052}{0,003}\right) = 12,4\text{dB}$$

pro $f_d = -1800 \text{ Hz}$:

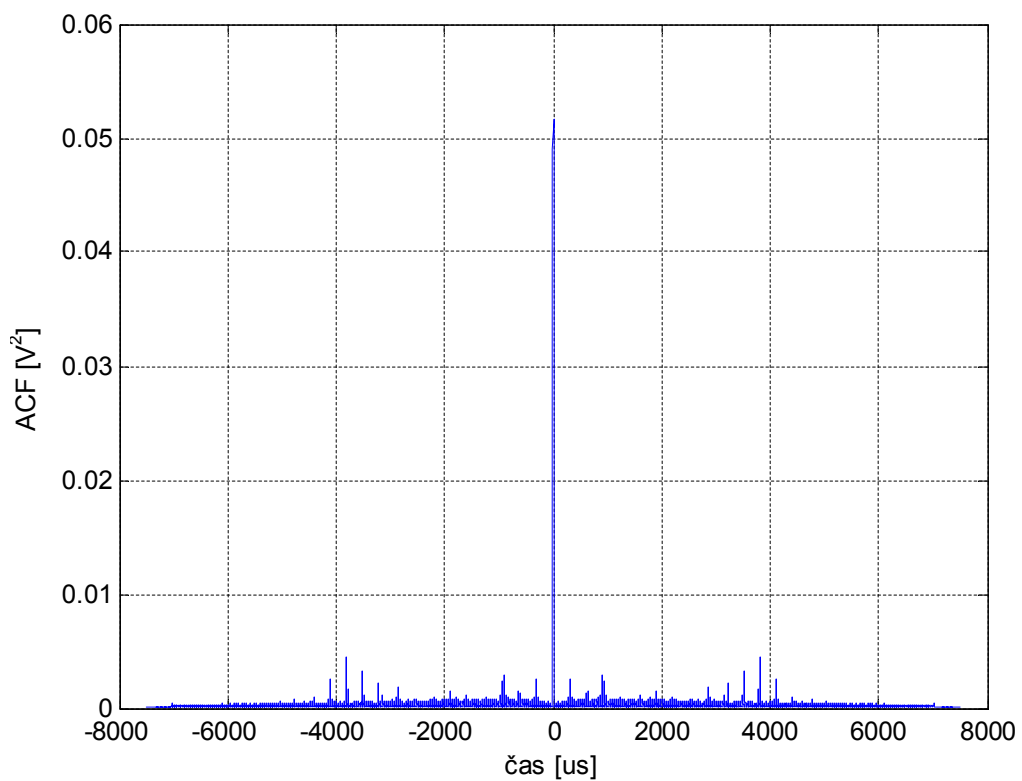
$$L = 10 \cdot \log\left(\frac{B_{1\max}}{B_{1\min}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{0,052}{0,002}\right) = 14,1dB$$

Výpočet rychlosti objektu, který jsme ještě schopni rozlišit:

$$v = c \cdot \left(\frac{\Delta f_D}{f_0}\right) = 3 \cdot 10^8 \cdot \left(\frac{150}{40 \cdot 10^6}\right) = 1125ms^{-1}$$

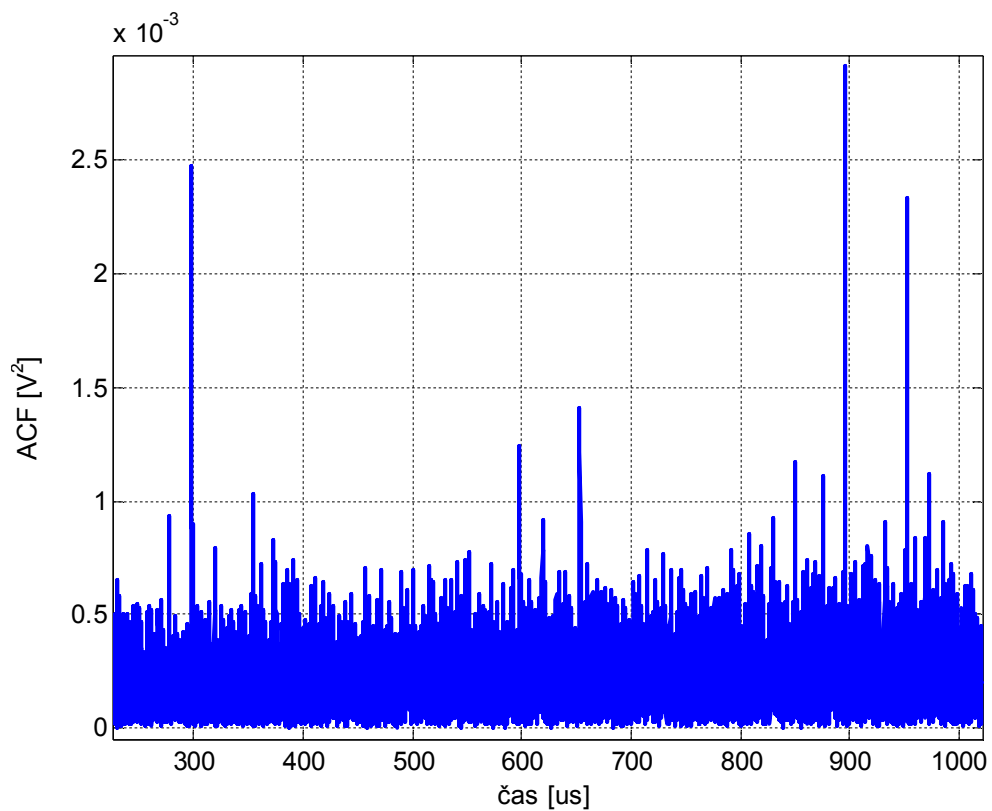
4.4 Popis jednotlivých složek signálu:

Pro popis jednotlivých složek signálu budeme vycházet z obrázku autokorelační funkce. Na následujících obrázcích budou jednotlivé časové výřezy této autokorelační funkce.

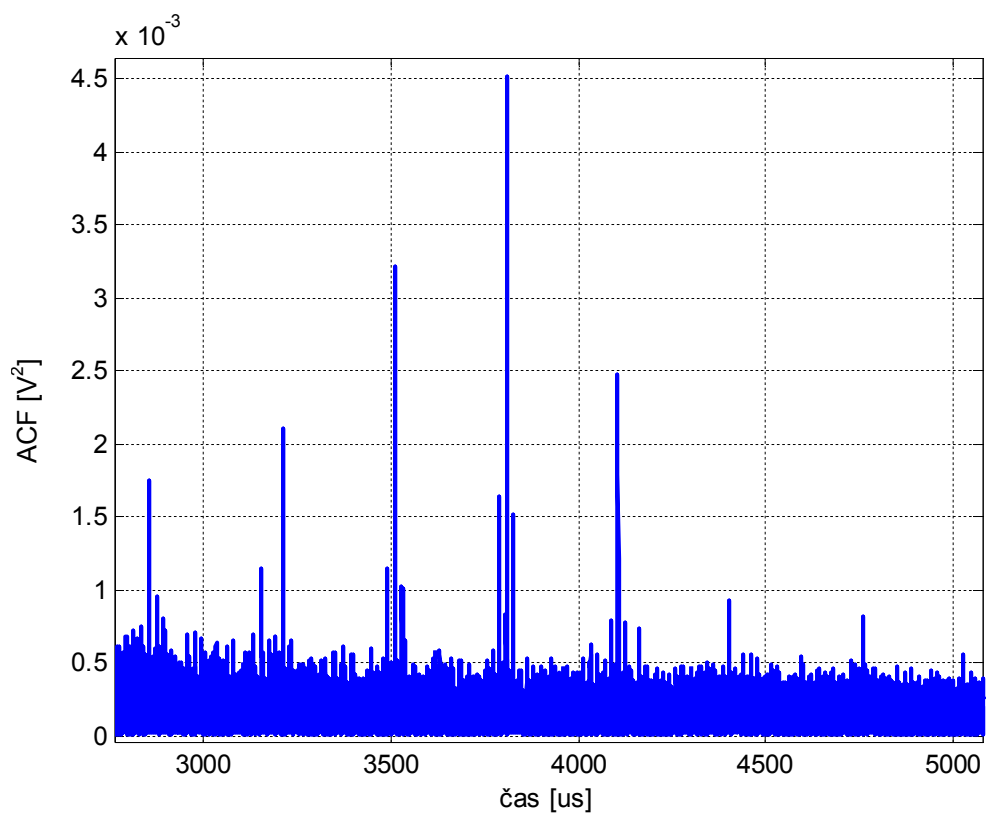


Obr. 47 Autokorelační funkce pro signál a

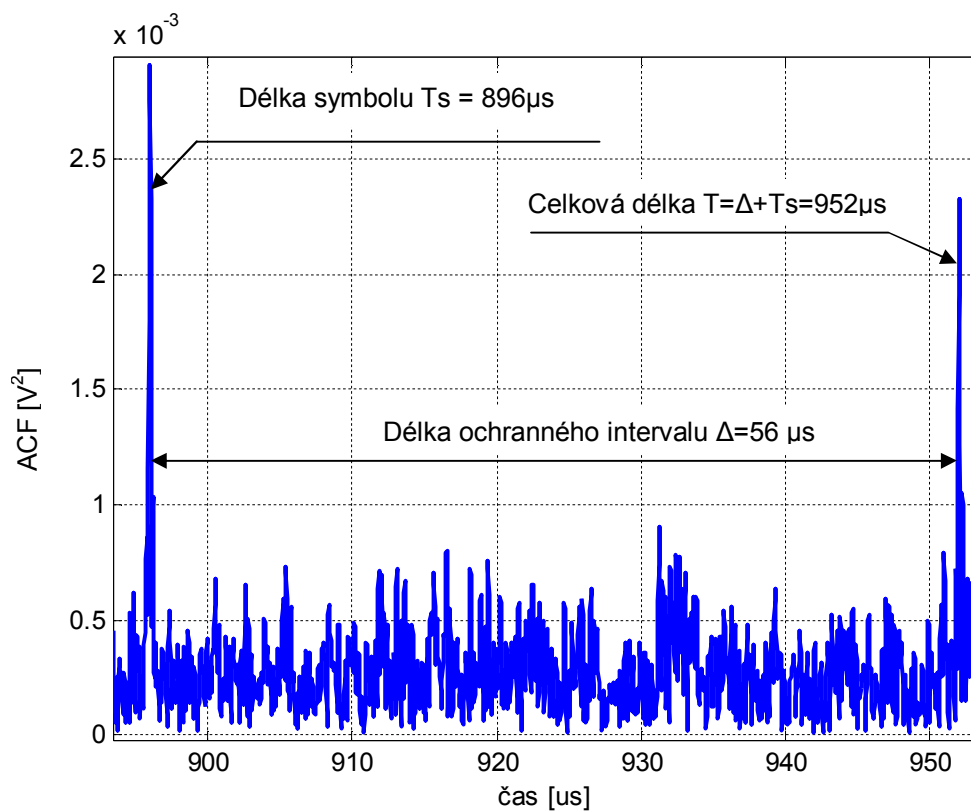
Na tomto obrázku je zachycena autokorelační funkce, které je bez časového omezení. Na dalších dvou obrázcích jsou již výřezy této autokorelační funkce v čase a to zhruba od 250 μs do 1000 μs a zhruba od 2500 μs do 5000 μs . Pro popsání jednotlivých složek u tohoto výřezu signálu by bylo zapotřebí hlubší zkoumání tohoto signálu.



Obr. 48 Výřez autokorelační funkce pro signál a, omezený v čase zhruba od 250 μs do 1000 μs



Obr. 49 Výřez autokorelační funkce pro signál a, omezený v čase zhruba od 2500 μs do 5000 μs



Obr. 50 Výřez autokorelační funkce pro signál a, omezený v čase zhruba od 890 μs do 955 μs

Z tohoto obrázku je patrné, že změřené hodnoty délek odpovídají skutečně hodnotám uvedeným v tabulce 2, tedy pro délku symbolu $T_s = 896 \mu\text{s}$, délku ochranného intervalu $\Delta = 56 \mu\text{s}$ a celkovou délku $T = \Delta + T_s = 952 \mu\text{s}$.

5 Závěr

Tabulka 3 Autokorelační funkce po částech pro signál a

Začátek prvního vzorku signálu na	Čas [μs]	Dynamika signálu pro odstup hlavního laloku a postranních laloků [dB]	Rozlišovací schopnost v dálce ΔR [m]
0	-0,2	4,3	48
	-2,2	11,7	
8 000 000	-0,2	4,6	
	-2,2	12,4	
15 500 000	-0,2	4,6	
	-2,2	12,9	

V této tabulce jsou zaznamenány získané hodnoty pro signál a z autokorelační funkce po částech, která je v kapitole 4.2. Z výsledků je patrné, že rozlišovací schopnost v dálce ΔR je pro všechny úseky signálů stejná, a že dynamika signálu pro odstup hlavního laloku a postranních laloků se pro jednotlivé části signálů liší jen nepatrně, proto byl tedy pro další práci se signálem použit pouze úsek signálu začínající od 0.

V kapitole 4.3 byla vypočtena funkce neurčitosti a její jednotlivé řezy - nejprve pro signál a, s řezy funkcí neurčitosti pro konstantní zpoždění $T_D = 0, 50, 100$ a $1000 \mu\text{s}$ a pro řez funkcí neurčitosti pro konstantní Dopplerovu frekvenci $f_D = 0, 112, 449, 1011$ Hz. Jak je z grafů patrné řezy funkcí neurčitosti pro konstantní zpoždění T_D jiné než nulové nejsou vhodné pro použití pro účely určování zpoždění a posunutí kmitočtu signálu. Pro signály b a c byly provedeny pouze řezy pro $T_D = 0 \mu\text{s}$ a $f_D = 0$ Hz. Hodnoty z této kapitoly shrnuje tabulka 4.

Tabulka 4 Porovnání vzdáleností a rychlostí pro jednotlivé signály

Druh signálu	Rozlišovací schopnost v dálce ΔR [m]	Rozlišovací schopnost v rychlosti Δv [ms^{-1}]
Signál a	48	1125
Signál b		
Signál c		

Z hodnot tabulky vyplývá, že tento signál je velice stabilní a vhodný pro bistatické radary. Použitím delšího úseku signálu, tedy více vzorků původního signálu, lze výrazně zlepšit rozlišovací schopnost v rychlosti. Počet vzorků ve výši 300 000 byl ovšem limitující vzhledem k rychlosti výpočtů a kapacitě paměti systému Matlab.

Pro úplný popis všech složek signálu by bylo zapotřebí hlubší zkoumání tohoto signálu.

Použitá literatura

- [1] Bezoušek P., Šedivý P.: *Radarová technika*, ČVUT Praha, 2007
- [2] Bezoušek P.: *Pasivní radarové systémy*, Radioelektronika Pardubice, 2004
Sborník konference
- [3] H. D. Griffiths: *Bistatic and Multistatic Radar* [online]. Dostupný z WWW:
<<http://www2.theiet.org/oncomms/pn/radar/Griffiths%20Shrivenham.pdf>>.
- [4] Bezoušek, P., Schejbal, V.: *Bistatic and multistatic radars*, Radioengineering, 3, (2008), ISSN 1210-2512
- [5] Bezoušek, P.: *Pasivní radiolokátory*, Radiokomunikace 2005, Pardubice, s. 83-98, (2005), (Sborník)
- [6] Bednář J., Gregora P.: *Přijem DVB-T*, BEN - technická literatura, Praha 2007
- [7] Legiň M.: *Televizní technika DVB-T*, BEN - technická literatura, Praha 2007
- [8] *OFDM - DVBT Standard* [online]. Dostupný z WWW:
<<http://www.kjmbc.co.kr/old/beta/ofdm/ofdm.html>>
- [9] Howland, P., E., Maksimiuk D., Reitsma, G.: *FM Radio based bistatic radar*, IEE-Proc. of Radar, Sonar and navigation, Vol,152, No3, June 2005 s. 107 – 116.
- [10] *Rohde & Schwarz FSQ3* [online]. Dostupný z WWW:
<http://www.avalontest.com/e-store/prod_details.asp?pid=2156&pcid=12157493871983>
- [11] Šedivý J.: *Základy digitální televize*, A-Radio No4, 2006, str. 2-8

6 Údaje pro knihovnickou databázi

Název práce	Analýza signálu digitálního televizního vysílání
Autor práce	Tomáš Vaňkát
Obor	Komunikační a mikroprocesorová technika
Rok obhajoby	2009
Vedoucí práce	Prof. Ing. Pavel Bezoušek, CSc.
anotace	<p>Rozhlasové a televizní vysílače pokrývají svým signálem prakticky celou rozlohu Evropy i dalších oblastí. Těto skutečnosti se v poslední době využívá také k detekci objektů, pohybujících se ve vzdušném prostoru (např. letadel, ultralehkých letadel, balónů a vzducholodí). Přijímač tzv. bistatického radaru vyhodnocuje zpoždění a Dopplerův posuv odražených signálů a z toho vyhodnocuje polohu a rychlost objektu. Vývoj metod zpracování signálu v bistatickém radaru je založen na podrobné znalosti vlastností těchto signálů.</p> <ol style="list-style-type: none">1. Na laboratorním pracovišti katedry radioelektroniky FEL ČVUT zaznamenejte úsek kvadraturních složek signálu digitálního vysílání televize.2. Analyzujte po částech zaznamenaný úsek na počítači v prostředí Matlab. Zejména vypočítejte spektrální charakteristiky, autokorelační funkci a funkci neurčitosti. Porovnejte vlastnosti z různých částí zaznamenaného signálu z hlediska šířky a rovnoměrnosti spektra, šířky hlavního laloku funkce neurčitosti v časové a frekvenční oblasti, velikost postranních laloků v časové i frekvenční oblasti a posuďte vhodnost signálu pro určování polohy a rychlosti objektů.3. V teoretické části popište strukturu signálu digitálního vysílání televize a princip bistatického radaru.
Klíčová slova	Digitální televizní signál, DVB-T, Dopplerův posun, analýza signálu, bistatický radar