

# ETSI TR 101 290 V1.2.1 (2001-05)

---

*Technická správa*

## **Digitálne televízne vysielanie (DVB); Príručka na meranie v systémoch DVB**

Digital Video Broadcasting (DVB);  
Measurement guidelines for DVB systems



***Európsky inštitút pre telekomunikačné normy***  
***European Telecommunications Standards Institute***

**Dôležité upozornenie pre používateľov tejto slovenskej verzie**

ETSI je vlastníkom autorských práv tohto dokumentu ETSI.

V prípade nezrovnalosti medzi anglickou a slovenskou verziou platí anglická verzia tohto dokumentu ETSI.  
ETSI neskontroloval preklad a nepreberá žiadnu zodpovednosť za presnosť prekladu tohto dokumentu ETSI.

Anglická verzia tohto dokumentu ETSI sa môže stiahnuť zo stránky:

<http://www.etsi.org/standards-search>

---

## **Referenčné číslo**

RTR/JTC-DVB-77

---

## **Deskriptory**

broadcasting, digital, video, DVB, TV

## **ETSI**

650 Route des Lucioles  
F-06921 Sophia Antipolis Cedex –  
France

---

Tel.: +33 4 92 94 42 00 Fax: +33 4 93 65 47 16

Siret N° 348 623 562 00017 - NAF 742 C

Neziskové združenie registrované  
na podprefektúre de Grasse (06) N° 7803/88

---

## **Dôležité upozornenie**

Jednotlivé kópie tohto dokumentu možno stiahnuť zo stránky:

<http://www.etsi.org>

Tento dokument môže byť dostupný vo viacerých elektronických verziách alebo v tlačenej forme. V prípade existujúceho alebo viditeľného rozdielu v obsahu medzi takýmito verziami je referenčnou verziou verzia v prenosnom dokumentovom formáte (Portable Document Format – PDF).

V prípade sporu je referenčným výtlačok vytlačený na tlačiarňami ETSI z verzie PDF uchováanej na určenom sieťovom serveri sekretariátu ETSI.

Používatelia tohto dokumentu by mali brať do úvahy, že dokument môže byť revidovaný alebo sa môže zmeniť jeho postavenie. Informácie o postavení tohto dokumentu a ďalších dokumentov ETSI sú dostupné na <http://portal.etsi.org/tb/status/status.asp>

Ak nájdete v tomto dokumente chyby, svoje pripomienky zašlite na:

[http://portal.etsi.org/chaicor/ETSI\\_support.asp](http://portal.etsi.org/chaicor/ETSI_support.asp)

---

## **Oznam o autorských právach**

Žiadna časť sa nesmie reprodukovať bez písomného povolenia.

Autorské práva a z toho vyplývajúce obmedzenia sa vzťahujú na reprodukovanie všetkými druhmi médií.

© Európsky inštitút pre telekomunikačné normy 2001.

©Európska vysielacia únia 2001

Všetky práva vyhradené

---

**Obsah**

Práva duševného vlastníctva	8
Predhovor	9
1 Predmet	10
2 Referenčné dokumenty	11
3 Definície a skratky	13
3.1 Definície	13
3.2 Skratky	14
4 Všeobecne	18
5 Meranie a analýza TS MPEG-2	20
5.1 Všeobecne	21
5.2 Zoznam odporúčaných parametrov, ktoré je potrebné vyhodnocovať	21
5.2.1 Prvá priorita – potrebná na dekódovanie (základné monitorovanie)	23
5.2.2 Druhá priorita – odporúčaná na nepretržité, alebo pravidelné monitorovanie	25
5.2.3 Tretia priorita – monitorovanie závislé od aplikácie	27
5.3 Meranie transportných tokov MPEG-2 v sieťach	32
5.3.1 Úvod	32
5.3.2 Systémové hodiny a meranie PCR	32
5.3.2.1 Referenčný model systémových hodín a meranie	32
5.3.2.2 Opis merania	34
5.3.2.3 Referenčná informácia o systémových hodinách programu – PCR_FO	34
5.3.2.4 Referenčná informácia o systémových hodinách programu – PCR_DR	35
5.3.2.5 Referenčná informácia o systémových hodinách programu – PCR_OJ	35
5.3.2.6 Referenčná informácia o systémových hodinách programu – PCR_AC	35
5.3.3 Meranie prenosovej rýchlosti	36
5.3.3.1 Algoritmus merania prenosovej rýchlosti	36
5.3.3.2 Preferované hodnoty na meranie prenosovej rýchlosti	38
5.3.3.3 Názvoslovie	38
5.3.4 Celistvosť kontroly informácií	39
5.3.4.1 Kontrola Transport_Stream_ID	39
5.3.5 Parametre TS v prenosových systémoch s redukciami dát SI	40
5.4 Meranie dostupnosti na úrovni TS MPEG-2	40
5.5 Vyhodnotenie kvality služieb kombináciou parametrov súvisiacich s TS	42
5.5.1 Service_Availability_Error a Service_Availability_Error_Ratio	43
5.5.2 Service_Degradation_Error a Service_Degradation_Error_Ratio	43
5.5.3 Service_Impairments_Error a Service_Impairments_Error_Ratio	44
5.6 Parametre na aplikácie súvisiace so spoločným rozhraním (CI)	44
5.6.1 Oneskorenie	45
5.6.2 CI_module_delay_variation	45
5.6.3 Input_output_TS comparison	46
5.6.4 CI_module_throughput	46
5.6.5 Platný TS na rozhraní CI	46
6 Spoločné parametre do družicového a káblového prenosového média	47
6.1 Dostupnosť systému	47
6.2 Dostupnosť spoja	47
6.3 BER pred dekódovačom RS	48
6.3.1 Mimo prevádzky	48
6.3.2 Počas prevádzky	48
6.4 Záznam chybových udalostí	49
6.5 Džiter symbolových hodín vysielača a presnosť vysielača	49
6.6 Výkonová úroveň signálu VF/MF	50
6.7 Výkonová úroveň šumu	50
6.8 Počítanie chybných bitov za RS	50
6.9 Analýza I/Q signálu	50
6.9.1 Úvod	50
6.9.2 Modulačná chybovosť (MER)	51
6.9.3 Systémová chyba cieľa (STE)	52
6.9.4 Potlačenie nosnej frekvencie	54

6.9.5	Amplitúdová nerovnováha (AI)	54
6.9.6	Chyba kvadratúry (QE)	54
6.9.7	Zvyšková chyba cieľa (RTE)	55
6.9.8	Koherentné rušenie	56
6.9.9	Fázový džiter (PJ)	57
6.9.10	Odstup signál-šum (SNR)	58
6.10	Interferencie	58
7	Špecifické meranie káblovej televízie	59
7.1	Šumový prah	59
7.2	Odhadovaný šumový prah	59
7.3	Skúška prahu kvality signálu	59
7.4	Ekvivalentná degradácia šumom (END)	61
7.5	BER v závislosti na $E_b/N_0$	61
7.6	Fázový šum nosnej frekvencie VF	62
7.7	Amplitúdová, fázová a impulzová odozva kanála	62
7.8	Mimopásmové vyžarovanie	62
8	Špecifické meranie družicovej televízie	63
8.1	BER pred Viterbiho dekodovačom	63
8.2	BER príjmu v závislosti na $E_b/N_0$	63
8.3	MF spektrum	64
9	Špecifické meranie pozemskej digitálnej televízie (DVB-T)	65
9.1	Meranie v oblasti pásma VF	66
9.1.1	Presnosť nastavenia nosných frekvencií	67
9.1.2	Šírka kanála VF (Presnosť vzorkovacej frekvencie)	67
9.1.3	Meranie dĺžky symbolu na VF (Kontrola ochranného intervalu)	68
9.2	Selektivita	68
9.3	Rozsah zachytenia AFC	68
9.4	Fázový šum miestnych oscilátorov	69
9.5	Výkon signálu VF/MF	70
9.6	Výkon šumu	71
9.7	Spektrum VF a MF	71
9.8	Citlivosť prijímača/dynamický rozsah Gaussovho kanála	71
9.9	Ekvivalentné skreslenie šumom (END)	72
9.9.1	Ekvivalentná šumová hladina (ENF)	72
9.10	Charakteristika linearity (potlačenie zakrivenia)	73
9.11	Výkonová účinnosť	74
9.12	Koherentné rušenie	74
9.13	BER v závislosti od C/N (pri zmene výstupného výkonu vysielača)	74
9.14	BER v závislosti od pomeru C/N pri zmene úrovne Gaussovho šumu	74
9.15	BER pred Viterbiho (vnútorným) dekodovačom	75
9.16	BER pred (vonkajším) dekodovačom RS	75
9.16.1	Mimo prevádzky	76
9.16.2	Počas prevádzky	76
9.17	BER za (vonkajším) dekodovačom RS (počet bitových chýb)	76
9.18	Analýza signálu IQ	77
9.18.1	Úvod	77
9.18.2	Modulačná chybovosť (MER)	78
9.18.3	Systémová chyba cieľa (STE)	79
9.18.4	Potlačenie nosnej frekvencie (CS)	80
9.18.5	Amplitúdová nerovnováha (AI)	80
9.18.6	Chyba kvadratúry (QE)	81
9.18.7	Fázový džiter (PJ)	82
9.19	Celkové oneskorenie signálu	84
9.20	Synchronizácia SFN	85
9.20.1	MIP_timing_error	85
9.20.2	MIP_structure_error	86
9.20.3	MIP_presence_error	87
9.20.4	MIP_pointer_error	87

9.20.5	MIP_periodicity_error	88
9.20.6	MIP_ts_rate_error	89
9.21	Charakteristiky chybovosti systému	90
10	Odporúčania na meranie oneskorení v systémoch DVB	92
10.1	Úvod	92
10.2	Technický opis meraní	93
10.2.1	Definícia vstupného signálu	93
10.2.2	Celkové oneskorenie a oneskorenie kódovača koniec-koniec	93
10.2.2.1	Meranie celkového oneskorenia	93
10.2.2.2	Meranie oneskorenia koncového kódovača	94
10.2.2.3	Meranie celkového oneskorenia dekódovača	95
10.2.2.4	Meranie relatívneho oneskorenia zvuku/obrazu – „Lip Sync“	95
	Príloha A (informatívna): Hlavné meracie metódy	96
A.1	Úvod	96
A.2	Definícia nulového paketu	96
A.3	Opis procedúry "Vypočítaný prah šumu" aplikovaním štatistickej analýzy konš. dát	98
A.4	Príprava merania fázového šumu VF s použitím spektrálneho analyzátora	99
A.5	Amplitúdová, fázová a impulzová odozva kanála	101
A.6	Mimopásmové vyžarovanie	101
	Príloha B (informatívna) Príklady skúšobných zostáv na meranie družicových a káb.sys.	102
B.1	Dostupnosť systému	102
B.2	Dostupnosť spoja	102
B.3	BER pred dekódovačom RS	103
B.3.1	Meranie mimo prevádzky	103
B.3.2	Meranie počas prevádzky	103
B.4	Záznam chybových udalostí	104
B.5	Džiter symbolových hodín vysielacza a presnosť vysielacza	104
B.6	Výkonová úroveň signálu VF/MF	104
B.7	Výkonová úroveň šumu	105
B.7.1	Meranie mimo prevádzky	105
B.7.2	Meranie počas prevádzky	105
B.8	BER po dekódovaní RS	105
B.9	Analýza I/Q signálu	105
B.10	Meranie dátovej rýchlosti služby	106
B.11	Šumový prah	106
B.11.1	Odporúčané zariadenia	106
B.11.2	Pripomienky a upozornenia	107
B.11.3	Merací postup	108
B.12	Ekvivalentné skreslenie šumom (END)	108
B.13	BER v závislosti od $E_b/N_0$	109
B.14	Špecifikácia ekvalizéra	109
B.15	BER pred Viterbiho dekódovaním	110
B.16	BER v závislosti od $E_b/N_0$ pri prijíme	110
B.17	Spektrum MF	112
	Príloha C (informatívna): Definícia meraných parametrov	113
C.1	Definícia merania chybového vektora	113
C.2	Porovnanie medzi MER a EVM	113
C.3	Záver týkajúce sa MER a EVM	114
	Príloha D (informatívna): Presné hodnoty BER v závislosti na $E_b/N_0$ – sys. DVB-C	115
	Príloha E (informatívna): Príklady skúšobných zostáv terestriálnych systémov	116
E.1	Presnosť frekvencie VF	116
E.1.1	Meranie frekvencie u DVB-T	116
E.1.2	Meranie v iných prípadoch	118
E.1.3	Výpočet frekvencií vonkajších pilotov, keď nemajú spojitú fázu	119
E.1.4	Meranie dĺžky symbolu a overenie ochranného intervalu	123
E.1.5	Meranie šírky obsadeného pásma a výpočet frekvenčného rozstupu a vz. frekv.	126
E.2	Selektivita	126
E.3	Rozsah zachytenia AFC	127
E.4	Fázový šum miestnych oscilátorov (LO)	127
E.4.1	Praktická informácia o meraní šumu	128

E.5	Úroveň signálu VF/MF	128
E.5.1	Procedúra 1 (merač výkonu)	129
E.5.2	Procedúra 2 (spektrálny analyzátor)	129
E.6	Výkon šumu	129
E.6.1	Procedúra 1	130
E.6.2	Procedúra 2	130
E.6.3	Procedúra 3	130
E.6.4	Meranie šumu spektrálnym analyzátorom	131
E.7	Spektrum VF a MF	132
E.8	Citlivosť prijímača/dynamický rozsah Gaussovho kanála	132
E.9	Ekvivalentné skreslenie šumom (END)	132
E.9.1	Opis meracej metódy END	132
E.9.2	Metódy prevodov medzi ENF a END	134
E.10	Opis linearity (potlačenie zakrivenia)	134
E.10.1	Zariadenie	134
E.10.2	Poznámky a upozornenia	135
E.10.3	Merací proces (príklad kanála UHF 47)	135
E.11	Výkonová účinnosť	136
E.12	Koherentné rušenie	136
E.13	BER v závislosti na C/N pri zmene výkonu vysieláča	137
E.14	BER v závislosti na C/N pri zmenách výkonu Gaussovho šumu	138
E.15	BER pred Viterbiho (vnútorným) dekódovačom	138
E.16	Celkové oneskorenie signálu	138
	Príloha F (informatívna): Špecifikácia skúšobných signálov modulátora DVB-T	141
F.1	Úvod	141
F.2	Vstupný signál	141
F.3	Skúšobné módy	142
F.4	Meracie body	142
F.5	Formát súboru na výmenu simulovaných dát	142
F.5.1	Číslo meracieho bodu	143
F.5.2	Dĺžka vyrovnávacej pamäte	143
F.5.3	Usporiadanie bitov za vnútorným prekladačom	143
F.5.4	Pridelenie nosných frekvencií	144
F.5.5	Škálovanie	144
F.5.6	Konštelácia	144
F.5.7	Hierarchia	145
F.5.8	Kódový pomer LP a HP	145
F.5.9	Ochranný interval	145
F.5.10	Prenosový mód	145
F.5.11	Formát dát	145
F.5.12	Príklad	146
	Príloha G (informatívna): Teoretický základ informácií o meracích postupoch	147
G.1	Prehľad	147
G.2	Výkon nosnej frekvencie VF/MF	147
G.3	Úroveň šumu	158
G.4	Energia na bit ( $E_b$ )	149
G.5	Pomer C/N a pomer $E_b/N_0$	149
G.6	Praktické aplikácie meraní	149
G.7	Príklad	150
G.8	Odstup signál-šum (SNR) a modulačná chybovosť (MER)	153
G.9	BER v závislosti na C/N	153
G.10	Pravdepodobnosť chyby modulácie QAM	154
G.11	Pravdepodobnosť chyby modulácie QPSK	156
G.12	Pravdepodobnosť chyby po Viterbiho dekódovaní	156
G.13	Pravdepodobnosť chyby po dekódovaní RS	157
G.14	BEP v závislosti od C/N káblového prenosu DVB	158
G.15	BER v závislosti od C/N družicového prenosu DVB	158
G.16	Pridávanie šumu k zašumenému signálu	160
	Príloha H (prázdna)	162

Príloha I (informatívna): Meranie súvisiace s PCR	163
I.1 Úvod	163
I.2 Limity	163
I.3 Rovnice	165
I.4 Maska	165
I.5 Zlomové frekvencie	168
I.6 Ďalšie implicitné limity	169
I.7 Meracie postupy	170
I.7.1 Presnosť PCR (PCR_Accuracy (PCR_AC))	171
I.7.2 PCR_drift_rate (PCR_DR)	172
I.7.3 PCR_frequency_offset (PCR_FO)	173
I.7.4 Meranie PCR_overall_jitter	173
I.8 Pokyny na vykonávanie meraní PCR	174
I.9 Výber filtrov pri meraní PCR	176
I.9.1 Prečo je tu potrebný výber?	176
I.9.2 Vyššie demarkačné frekvencie	177
I.9.3 Nižšie demarkačné frekvencie	177
I.10 Model budenia zariadení na meranie PCR	178
I.10.1 Úvod	178
I.10.2 Obmedzenia definície toku	179
I.10.3 Algoritmus	183
I.10.3.1 Parametrizácia	183
I.10.3.2 Plánovanie	183
I.10.3.3 Syntéza	183
I.10.4 Kód pseudo-C	183
I.10.5 Definície parametrov a príklady hodnôt	186
Príloha J (informatívna): Meranie bitovej rýchlosti	188
J.1 Úvod	188
J.1.1 Účel merania bitovej rýchlosti	188
J.1.2 Používateľská rýchlosť voči rýchlosti multiplexu	188
J.1.3 Aplikácie používateľskej rýchlosti	190
J.2 Princípy merania bitovej prenosovej rýchlosti	191
J.2.1 Funkcia hradla alebo okna	191
J.2.2 "Spojité okno"	191
J.2.3 Hodnoty časovej brány	192
J.2.4 Meranie prenosových rýchlostí v transportnom toku	192
J.3 Použitie profilov MG	193
J.3.1 Profil MGB1 – profil spätnej kompatibility	193
J.3.2 Profil MGB2 – základný profil bitovej rýchlosti	193
J.3.3 Profil MGB3 – profil presnej špičkovej bitovej rýchlosti	193
J.3.4 Profil MGB4 – precízny profil	193
J.3.5 Profil MGB5 – používateľský profil	193
J.4 Chybné hodnoty v meraní	193
J.4.1 Veľmi presné meranie	195
Príloha K (informatívna): Charakteristika kanála DVB-T	196
K.1 Teoretické profily kanála na simulácie bez Dopplerovho posuvu	196
K.2 Profily simulácie v reálnom čase bez Dopplerovho posuvu	197
K.3 Profily simulácie v reálnom čase s Dopplerovým posuvom (simulácia mobilného kanála)	198
Príloha L (informatívna): Literatúra	199
História	200

---

## Práva duševného vlastníctva

Práva duševného vlastníctva, ktoré majú alebo môžu mať zásadný význam pre tento dokument, mohli sa oznámiť organizácii ETSI. Informácie o týchto zásadných právach duševného vlastníctva, ak existujú, sú pre **členov i nečlenov ETSI** verejne dostupné a môžu ich nájsť v dokumente ETSI SR 000 314 s názvom: *Práva duševného vlastníctva (IPR). Zásadné alebo potenciálne zásadné práva duševného vlastníctva, oznámené organizácii ETSI vo vzťahu k normám ETSI*, ktoré možno získať na sekretariáte ETSI. Najnovšie znenie je dostupné na serveri ETSI (<http://webapp.etsi.org/IPR/home.asp>).

V súlade so svojou politikou v oblasti práv duševného vlastníctva ETSI nevyhľadáva ani neskúma žiadne práva duševného vlastníctva. Neposkytuje ani záruku týkajúcu sa existencie iných IPR neuvedených v dokumente ETSI SR 000 314 (alebo v jeho aktualizovaných vydaniach na serveri ETSI), ktoré majú, môžu mať, alebo môžu nadobudnúť zásadný význam pre predkladaný dokument.



---

## Predhovor

Technickú správu (TR) vypracovali Spoločná technická komisia (JTC) Európskej vysielacej únie (EBU), Európsky výbor pre normalizáciu v elektrotechnike (CENELEC) a Európsky inštitút pre telekomunikačné normy (ETSI).

POZNÁMKA. – Spojená technická komisia JTC EBU/ETSI – Broadcasting bola založená v roku 1990, aby koordinovala spracúvanie návrhov noriem špeciálne na poli TV a rozhlasového vysielania a na pridružených poliach. Od roku 1995 sa JTC-Broadcasting stala tripartitným orgánom pri procese prijímania Memoranda o porozumení aj v CENELEC, ktorý je zodpovedný za normalizáciu rozhlasových a televíznych prijímačov. EBU je profesionálnym združením vysielacích organizácií, ktorých práca zahŕňa koordináciu aktivít jej členov na technickom a legislatívnom poli, pri tvorbe programov a pri výmene programov. EBU má aktívnych členov približne v 60 krajinách európskeho vysielacieho priestoru; jej sídlo je v Ženeve.

European Broadcasting Union

CH-1218 GRAND SACONNEX (Geneva)

Switzerland

Tel: +41 22 717 21 11

Fax: +41 22 717 24 81

Projekt digitálneho televízneho vysielania (DVB Projekt, Digital Video Broadcasting – digitálne televízne vysielanie) je konzorcium verejného a súkromného sektora a spoločností televízneho priemyslu. Jeho úlohou je vytvárať štruktúru na zavedenie služieb digitálnej televízie založenej na MPEG-2. V súčasnosti je jej členmi asi 200 organizácií z viac ako 25 krajín sveta. DVB systémy podporované trhom, ktoré uspokojujú reálne potreby a ekonomické otázky týkajúce sa spotrebnej elektroniky a televízneho priemyslu.

---

## **1 Predmet**

Technická správa je určená na meranie digitálnej televízie (DVB), družicovej, káblovej, pozemskej a príbuzných digitálnych televíznych systémov. Technická správa definuje množstvo meracích postupov, ktorých dosiahnuté výsledky sú porovnateľné v prípade, že sa meranie vykonáva v súlade s primeranou definíciou.

Technická správa používa terminológiu použitú v normách EN 300 421 [5], EN 300 429 [6], EN 300 468 [7] a EN 300 744 [9] a odporúča sa študovať ho v kombinácii s týmito dokumentmi.

---

## 2 Referenčné dokumenty

V technickej správe (TR) sa používajú referenčné dokumenty:

- [1] ISO/IEC 13818-1 (ITU-T Recommendation H.222.0): Information technology – Generic coding of moving pictures and associated audio information: Systems
- [2] ISO/IEC 13818-4: Information technology – Generic coding of moving pictures and associated audio information – Part 4: Conformance testing
- [3] ISO/IEC 13818-9: Information technology – Generic coding of moving pictures and associated audio information – Part 9: Extension for real time interface for systems decoders
- [4] ETSI TR 101 154: Digital Video Broadcasting (DVB). Implementation guidelines for the use of MPEG-2 Systems, Video and Audio in satellite, cable and terrestrial broadcasting applications
- [5] ETSI EN 300 421: Digital Video Broadcasting (DVB). Framing structure, channel coding and modulation for 11/12 GHz satellite services
- [6] ETSI EN 300 429: Digital Video Broadcasting (DVB). Framing structure, channel coding and modulation for cable systems
- [7] ETSI EN 300 468: Digital Video Broadcasting (DVB). Specification for Service Information (SI) in DVB systems
- [8] ETSI TR 101 211: Digital Video Broadcasting (DVB). Guidelines on implementation and usage of Service Information (SI)
- [9] ETSI EN 300 744: Digital Video Broadcasting (DVB). Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television
- [10] EN 50083-9: Cable networks for television signals, sound signals and interactive services – Part 9: Interfaces for CATV/SMATV headends and similar professional equipment for DVB/MPEG-2 transport streams
- [11] ITU-T Recommendation G.826: Error performance parameters and objectives for international, constant bit rate digital paths at or above the primary rate
- [12] ITU-T Recommendation O.151: Error performance measuring equipment operating at the primary rate and above
- [13] ETSI EN 300 473: Digital Video Broadcasting (DVB); Satellite Master Antenna Television (SMATV) distribution systems
- [14] ETSI TS 101 191: Digital Video Broadcasting (DVB); DVB mega-frame for Single Frequency Network (SFN) synchronization
- [15] ETSI EN 300 748: Digital Video Broadcasting (DVB); Multipoint Video Distribution Systems (MVDS) at 10 GHz and above

- [16] ETSI EN 300 749: Digital Video Broadcasting (DVB); Microwave Multipoint Distribution Systems (MMDS) below 10 GHz
- [17] ISO 639: Code for the representation of names of languages
- [18] ETSI EN 301 210: Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for Digital Satellite News Gathering (DSNG) and other contribution applications by satellite
- [19] ETSI ETS 300 813: Digital Video Broadcasting (DVB); DVB interfaces to Plesiochronous Digital Hierarchy (PDH) networks
- [20] ETSI ETS 300 814: Digital Video Broadcasting (DVB). DVB interfaces to Synchronous Digital Hierarchy (SDH) networks".
- [21] ETSI ETR 290: Digital Video Broadcasting (DVB). Measurement guidelines for DVB systems
- [22] ISO/IEC 13818 series: Information Technology – Generic coding of moving pictures and associated audio information
- [23] EN 50221: Common interface specification for conditional access and other digital video broadcasting decoder applications

---

### 3 Definície a skratky

#### 3.1 Definície

V dokumente sa používajú termíny a definície:

**MPEG-2** (angl. **MPEG- 2**): odkazuje na súbor noriem ISO/IEC 13818 [22]; systémové kódovanie je definované v časti 1; kódovanie obrazu je definované v časti 2; kódovanie zvuku je definované v časti 3

**multiplex** (angl. **multiplex**): tok všetkých digitálnych dát, prenášajúci jednu, alebo viac služieb v jednom fyzickom kanáli

**informácie o službách** (angl. **Service Information**): digitálne dáta opisujúce systém prenosu, obsahu a plánovania/časovania vysielaných dátových tokov a pod.; obsahuje MPEG-2 programové informácie o službách (PSI) spolu s nezávisle definovanými rozšíreniami

**transportný tok** (angl. **Transport Stream**): štruktúra dát definovaná v norme ISO/IEC 13818-1 [1]; je to základ noriem príbuzných digitálnemu televíznemu vysielaniu (DVB)

### 3.2 Skratky

V dokumente sa používajú skratky:

AFC	Automatic Frequency Control	automatické riadenie frekvencie
AI	Amplitude Imbalance	amplitúdová nerovnováha
ASCII	American Standard Code for Information Interchange	americký normalizovaný kód na výmenu informácií
ATM	Asynchronous Transfer Mode	asynchrónny prenosový mód
AWGN	Additive White Gaussian Noise	aditívny biely Gaussov šum
BAT	Bouquet Association Table	tabuľka zoznamu a opisu služieb
BEP	Bit Error Probability	pravdepodobnosť chyby bitu
BER	Bit Error Rate	bitová chybovosť
bslbf	bit string, left bit first	bitový reťazec, ľavý bit prvý
BW	BandWidth	šírka pásma
C/N	ratio of RF or IF signal power to noise power	odstup výkonu signálu VF alebo MF od celkovému výkonu šumu
CA	Conditional Access	podmienený prístup
CATV	Community Antenna TeleVision	spoločný anténový rozvod
CPE	Common Phase Error	spoločná fázová chyba
CRC	Cyclic Redundancy Check	kontrola cyklickým redundantným kódom
CS	Carrier Suppression	potlačenie nosných frekvencií
CSO	Composite Second Order	intermodulačné zhluky 2. rádu
CTB	Composite Triple Beat	intermodulačné zhluky 3. rádu
CW	Continuous Wave	spojitá vlna
DC	Direct Current	jednosmerný prúd
DVB	Digital Video Broadcasting	digitálne televízne vysielanie
DVB-C	Digital Video Broadcasting baseline system for digital cable television (EN 300 429 [6])	digitálne televízne vysielanie – základný systém digitálnej káblovej televízie (EN 300 429 [6])
DVB-CS	Digital Video Broadcasting baseline system for SMATV distribution systems (EN 300 473 [13])	digitálne televízne vysielanie – základný systém distribučných systémov SMATV (EN 300 473 [13])
DVB-MC	Digital Video Broadcasting baseline system for Multi-point Video Distribution Systems below 10 GHz (EN 300 749 [16])	digitálne televízne vysielanie – základný systém distribúcie obrazu pod 10 GHz (EN 300 749 [16])
DVB-MS	Digital Video Broadcasting baseline system for Multi-point Video Distribution Systems at 10 GHz and	digitálne televízne vysielanie – základný systém distribúcie obrazu pri

	above (EN 300 748 [15])	10 GHz a vyššie (EN 300 748 [15])
DVB-S	Digital Video Broadcasting baseline system for digital satellite television (EN 300 421 [5])	digitálne televízne vysielanie – základný systém družicovej digitálnej televízie (EN 300 421 [5])
DVB-T	Digital Video Broadcasting baseline system for digital terrestrial television (EN 300 744 [9])	digitálne televízne vysielanie – základný systém pozemskej digitálnej televízie (EN 300 744 [9])
EB	Errored Block	blok s chybami
EIT	Event Information Table	tabuľka informácií o udalostiach
EMM	Entitlement Management Message	manažérstvo správ o podmienenom prístupe
ENB	Equivalent Noise Bandwidth	ekvivalentná šírka pásma šumu
END	Equivalent Noise Degradation	ekvivalentné šumové skreslenie
ES	Errored Second	sekunda s chybami
ETR	ETSI Technical Report	technická správa ETSI
ETS	European Telecommunication Standard	Európska telekomunikačná norma
EVM	Error Vector Magnitude	veľkosť chybového vektora
FEC	Forward Error Correction	korekcia chýb v doprednom smere
FFT	Fast Fourier Transform	rýchla Fourierova transformácia
HEX	Hexadecimal	hexadecimálny
HPF	High Pass Filter	filter – horný priepust
ICI	Inter-Carrier Interference	medzisymbolová interferencia
IEC	International Electrotechnical Commission	Medzinárodná elektrotechnická komisia
IF	Intermediate Frequency	medzifrekvencia
IFFT	Inverse FFT (Fast Fourier Transform)	spätná rýchla Fourierova transformácia
IQ	In-phase/Quadrature components	synfázne/kvadratúrne zložky
IRD	Integrated Receiver Decoder	integrovaný prijímací dekódovač
ISO	International Organization for Standardization	Medzinárodná organizácia pre normalizáciu
ITU	International Telecommunication Union	Medzinárodná telekomunikačná únia
LAT	Link Available Time	linkový dostupný čas
LO	Local Oscillator	miestny oscilátor
LPF	Low Pass Filter	filter – dolný priepust
MER	Modulation Error Ratio	modulačná chybovosť
MIP	Mega-frame Initialization Packet	inicializačný paket megarámca
MMDS	Microwave Multi-point Distribution	mikrovlnové viacbodové distribučné systémy (alebo mnohokanálové)

	Systems (or Multi-channel Multi-point Distribution Systems)	viacbodové distribučné systémy)
MPEG	Moving Picture Experts Group	skupina expertov na pohyblivé obrázky
MVDS	Multi-point Video Distribution Systems	viacbodové televízne distribučné systémy
NIT	Network Information Table	tabuľka informácií o sieti
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex	multiplex s ortogonálnym frekvenčným delením
PAT	Program Association Table	združená tabuľka programov
PCR	Program Clock Reference	referenčná informácia o systémových hodinách programu
PE	Phase Error	fázová chyba
PID	Packet Identifier	identifikátor paketu
PJ	Phase Jitter	fázový džiter
PLL	Phase Locked Loop	slučka s fázovým závesom
PMT	Program Map Table	tabuľka programovej mapy
PRBS	Pseudo Random Binary Sequence	pseudonáhodná binárna postupnosť
printf	symbol in the C programming language	symbol v programovacom jazyku C
PSI	MPEG-2 Program Specific Information (as defined in ISO/IEC 13818-1 [1])	špecifická informácia o programe v MPEG-2 (ako je definovaná v ISO/IEC 13818-1[1])
PTS	Presentation Time Stamps	prezentačné časové značky
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	kvadratúrna amplitúdová modulácia
QE	Quadrature Error	chyba kvadratúry
QEF	Quasi Error Free	kvázibezchybový stav
QEV	Quadrature Error Vector	vektor chyby kvadratúry
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying	kvadratúrne kľúčovanie fázovým posunom
RF	Radio Frequency	vysokofrekvenčný/vysoká frekvencia
RMS	Root Mean Square	efektívny/efektívna hodnota
RS	Reed-Solomon	Reedov-Solomonov kód
RST	Running Status Table (see EN 300 468 [7])	tabuľka aktuálneho stavu (pozri EN 300 468 [7])
RTE	Residual Target Error	zostatková chyba cieľa
SDP	Severely Disturbed Period	perióda so silným rušením
SDT	Service Description Table	tabuľka opisu služieb
SEP	Symbol Error Probability	pravdepodobnosť symbolovej chyby
SER	Symbol Error Rate	symbolová chybovosť
SES	Seriously Errored Second	sekunda s veľkou chybovosťou



SFN	Single Frequency Network	jednofrekvenčná sieť
SI	Service Information	informácie o službách
SMATV	Satellite Master Antenna TeleVision	spoločná družicová televízna anténa
SNR	Signal-to-Noise Ratio	odstup signál-šum
STD	System Target Decoder	systemový dekódovač cieľa
STE	System Target Error	systemová chyba cieľa
STED	STE Deviation	odchýlka STE
STEM	STE Mean	stredná hodnota STE
TDT	Time and Date Table	tabuľka času a dátumu
TEV	Target Error Vector	vektor rozptylu
TOT	Time Offset Table	tabuľka časového posunu
TPS	Transmission Parameter Signalling	signalizácia parametrov prenosu
TS	Transport Stream	transportný tok
TV	TeleVision	televízia
UI	Unit Interval	jednotkový interval
uimsbf	unsigned integer, most significant bit first	celé číslo bez znamienka, prvý najvýznamnejší bit
UTC	Universal Time Co-ordinated	koordinovaný svetový čas

---

## 4 Všeobecne

Súbor noriem týkajúcich sa digitálnej televízie: Digitálne televízne vysielanie (DVB) špecifikuje základné systémy rôznych prenosových médií: družicové, káblové, terestriálne a pod. Každá základná norma definuje kanálové kódovanie a modulačné schémy daného prenosového média. Zdrojové kódovanie bolo prevzaté z normy MPEG-2.

Návrh týchto nových systémov bol vytvorený kvôli potrebe a súčasnému pochopeniu meracích postupov a interpretácii nameraných výsledkov.

Táto technická správa je pokusom vytvoriť v tejto oblasti odporúčania, a to podrobným definovaním množstva meracích postupov, ktorých dosiahnuté výsledky sú porovnateľné v prípade, že sa meranie vykonávalo v súlade so stanovenou definíciou.

Inžinieri hľadali metódy, ktorých opis je súčasťou správy tak, aby boli v súlade s danými základnými systémami. Hoci väčšina parametrov špecifikovaných v súčasnom dokumente je dobre známa v telekomunikačnom odbore, majú sa interpretovať vzhľadom na nové prostredie, špeciálne prenos digitálnych televíznych signálov, alebo iných príbuzných služieb.

Zahrnutie každého parametra v technickej správe závisí od požiadaviek tých organizácií, ktoré na daných metódach pracovali a pripravovali ich. Ide o sieťových operátorov a poskytovateľov zariadení sietí digitálnej televízie, takisto aj výrobcov integrovaných prijímačov s dekódovačom, alebo výrobcov meracej techniky.

Odporúčania tejto technickej správy môžu sa použiť na:

- prípravu skúšobných laboratórií na skúšanie zariadení digitálnej televízie, prípadne iné príbuzné služby;
- nastavenie týchto prístrojov tak, aby dosahovali potrebné parametre;
- dosiahnutie jednoznačných výsledkov, ktoré môžu sa ihneď porovnať s výsledkami iných skúšok;
- formovanie potenciálnej základne pri porovnávaní výsledkov použitím definícií v technickej správe ako referenčných.

Nie sú určené na opis povinných skúšok.

Odporúčania sú zoskupené v niekoľkých článkoch. Odvtedy ako je formát transportného toku MPEG-2 používaný ako vstupný a výstupný signál všetkých základných systémov, kapitola 5 sa venuje opisu kontrolných procedúr tých parametrov, ktoré sú dostupné v záhlaví paketov transportného toku, t. j. bez dekódovania skramblovanej alebo šifrovanej dát. Cieľom týchto skúšok je zabezpečenie jednoduchej a rýchlej kontroly funkčnosti. Nemyslí sa tým skúška o zhode s MPEG-2 a tiež nie skúška o zhode so všetkými príslušnými požiadavkami na DVB.

Kapitola 6 obsahuje parametre, ktoré sú spoločne určené na rôzne prenosové médiá. Napríklad na meranie dostupnosti prenosových systémov alebo výpadku linky sa javí ako vhodné mať rovnakú definíciu dostupnosti nezávisle od daného systému, ktorý sa používa.

Kapitoly 7 a 8 opisujú parametre, ktoré sú špecifické na káblovú a družicovú digitálnu televíziu (DVB-C a DVB-S) a taktiež môžu sa použiť v systémoch SMATV, DVB-CS a systémy MMDS (DVB-MC a DVB-MS).

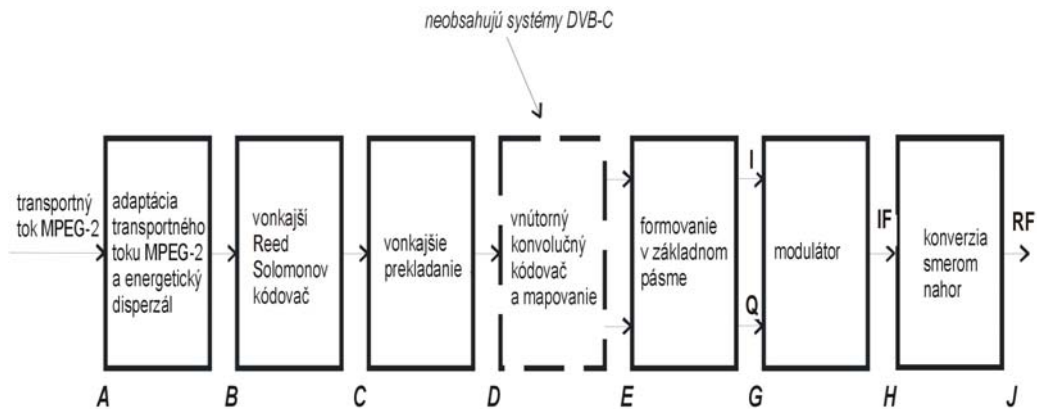
Kapitola 9 opisuje parametre špecifické na pozemskú digitálnu televíziu (DVB-T).

Kapitoly 6, 7, 8, a 9 tejto technickej správy majú rovnakú štruktúru. Pri každom parametri je opis cieľa odporúčaného meracieho postupu, rozhranie na ktoré sa merací prístroj aplikuje a opis samotnej aktuálnej metódy merania.

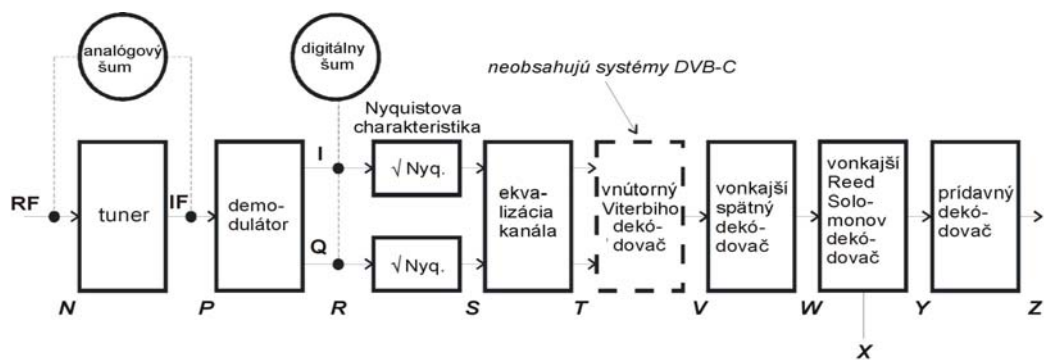
Popri týchto kapitolách je obsahom technickej správy aj množstvo príloh, obsahujúcich odporúčania všeobecných stanovísk, príkladov skúšobných zostáv a určitých požiadaviek na skúšobné a meracie zariadenie.

V prípade, že sa zistia rozhrania opisovaného merania vo vysieláči, vždy je tam poznámka podľa obrázkov 4-1 a 9-1 v prípade pozemskej televízie. Ak sa zistia rozhrania opisovaného merania v prijímači (skúšobný prijímač alebo IRD), vždy je tam poznámka podľa obrázkov 4-2 a 9-2 na pozemskú televíziu. Tieto obrázky zobrazujú všeobecný prípad vysieláča DVB a prijímača DVB, hoci niektoré funkčné bloky sa objavujú len v určitých systémoch.

Väčšinu parametrov je možné merať štandardným meracím prístrojom ako je spektrálny analyzátor, prípadne analyzátor konšteláčného diagramu. Ďalšie parametre sú definované novým spôsobom ako požiadavka na skúšku a na výrobcov meracích prístrojov s cieľom integrovať túto funkcionality do ich výrobkov.



**Obrázok 4-1 – Bloková schéma vysieláča**



Obrázok 4-2 – Bloková schéma prijímača

## 5 Meranie a analýza TS MPEG-2

### 5.1 Všeobecne

TS MPEG-2 je špecifický vstupný a výstupný signál používaný vo všetkých základných systémoch DVB, t. j. na distribúciu družicovej televízie, káblovej televízie, televízie SMATV, televízie MMDS/MVDS a pozemskej (terestriálnej) televízie. Tento signál bol definovaný projektom DVB už dávnejšie. Tieto rozhrania sú vždy dostupné v prenosovom reťazci. Priamo sú dostupné na strane vysielača, na vstupe patričného základného systému. Signál možno získať aj na iných rozhraniach, kde sa vyskytuje v modulovanej forme a v tomto prípade je potrebné použiť príslušný demodulátor, ktorý poskytuje rozhranie transportného toku ako výstup na ďalšie meranie.

### 5.2 Zoznam odporúčaných parametrov, ktoré je potrebné vyhodnocovať

Technická správa odporúča v tejto kapitole akýsi zoznam syntaxí a skúšok konzistencie informácií, ktoré je možné aplikovať na paralelnom rozhraní TS MPEG-2, alebo na sériovom rozhraní definovanom v EN 50083-9 [10].

Pri príprave týchto skúšok boli použité tieto predpoklady a smernice:

- skúšky sa prevažne plánujú na nepretržité alebo pravidelné monitorovanie TS MPEG-2 v prevádzkovom prostredí;
- skúšky sú vytvorené hlavne na kontrolu integrity TS na zdroji; článok 5.3 opisuje aj iné aspekty transportného toku v sieťach ako je znehodnotenie toku prenosovými systémami;
- hlavným cieľom skúšok je poskytnúť kontrolu "správneho fungovania" najdôležitejších častí TS. Zoznam týchto skúšok nie je úplný;
- skúšky sú zhodné so skúškami signálov MPEG-2 definovaných v norme ISO/IEC 13818-4 [2]; nenahrádzajú ich;
- skúšky sú zhodné s dokumentmi DVB-SI (EN 300 468 [7], TR 101 211 [8]), nenahrádzajú ich.

Vyčlenené veličiny TS MPEG-2 a DVB-SI nesmú spôsobiť indikáciu chyby.

Obyčajne sa skúšky vykonávajú na informačnom záhlaví TS a sleduje sa, či sú stále platné v prípade, že sa aplikuje algoritmus podmieneného prístupu. Na neskramblovaný, alebo deskramblovateľný TS môže byť platných len niekoľko skúšok.

Čo sa týka zhody výsledkov, skúšky nie sú závislé na tom, aký dekódovač bol použitý. Obmedzenie modelu MPEG-2 T-STD, tak ako je definované v norme ISO/IEC 13818-1 [1] (MPEG-2 Systémy), musí vyhovovať norme ISO/IEC 13818-4 [2] (zhoda s MPEG-2).

Skúšky mimo prevádzky sa vykonávajú v stabilných podmienkach, t. j. nesmie dochádzať k skokovým alebo dynamickým zmenám počas týchto skúšobných procesov.

Ďalšie parametre od ktorých závisí funkčnosť systému, ako bitová chybovosť (BER,) v tejto kapitole neberieme do úvahy.

V tejto kapitole sú v tabuľkách parametre, ktoré sú odporúčané na nepretržité a pravidelné monitorovanie TS MPEG-2.

Skúšky sú zoskupené do troch tabuliek podľa ich dôležitosti a účelu monitorovania.

Prvá tabuľka obsahuje zoznam základných parametrov, ktoré sú považované za dôležité s cieľom zabezpečiť, aby bol dekódovateľný TS. Druhá tabuľka obsahuje zoznam prídavných parametrov, ktoré je nutné neustále monitorovať. Tretia tabuľka obsahuje zoznam voliteľných prídavných parametrov, ktoré môžu byť zaujímavé pri určitých aplikáciách.

Hocijaké meracie zariadenie určené na hodnotenie týchto parametrov by malo dať výsledky pomocou indikátorov zoradených v druhom stĺpci a podrobne opísaných predpokladov v treťom stĺpci týchto tabuliek.

V prípade, že indikátor je aktívny, TS je chybný. Indikátory nedokážu pokryť celý rozsah možných chýb, preto sa nedá jednoznačne rozhodnúť, že v TS nie je žiadna, chyba ak nie je indikátor aktívny.

Ak sa aktivuje indikátor 1.1, všetky ostatné indikátory sú neplatné. Každý indikátor sa aktivuje len počas trvania jedného z opisovaných predpokladov.

POZNÁMKA. – V prípade indikátorov, ktoré vyžadujú minimálnu rýchlosť opakovania sekcií je potrebné, aby každá sekcia, ktorá je platná pri tejto tabuľke mala stanovenú rýchlosť opakovania.

### 5.2.1 Prvá priorita – potrebná na dekódovanie (základné monitorovanie)

Číslo	Indikátor	Predpoklad	Odkaz
1.1	TS_sync_loss	Strata synchronizácie vzhľadom na parametre hystérie	ISO/IEC 13818-1 [1]: článok 2.4.3.3 a príloha G.01
1.2	Sync_byte_error	Sync_byte nie je rovný 0x47	ISO/IEC 13818-1 [1]: článok 2.4.3.3
1.3	PAT_error	PID 0x0000 sa nevyskytuje aspoň každých 0,5 s a PID 0x0000 neobsahuje table_id 0x00 (t. j. PAT) Scrambling_control_field nie je 00 s PID 0x0000	ISO/IEC 13818-1 [1]: články 2.4.4.3, 2.4.4.4
1.3.a (poznámka 1)	PAT_error_2	Sekcie s table_id 0x00 sa nevyskytujú najmenej každých 0,5 s na PID 0x0000. Bola nájdená sekcia s table_id iným ako 0x00 na PID 0x0000. Scrambling_control_field nie je 00 s PID 0x0000	TR 101 154 [4] 4.1.7  ISO/IEC 13818-1 [1]: články 2.4.4.3, 2.4.4.4
1.4	Continuity_count_error	Nesprávne poradie balenia paket sa objavuje viac ako dva stratené balenia	ISO/IEC 13818-1 [1]: články 2.4.3.2, 2.4.3.3
1.5	PMT_error	Sekcie s table_id 0x02, (t. j. PMT) sa neobjavujú aspoň každých 0,5 s na PID, ktorý je uvedený v tabuľke PAT Scrambling_control_field nie je 00 so všetkými PID obsahujúce sekcie s table_id 0x02 (t. j. PMT)	ISO/IEC 13818-1 [1]: články 2.4.4.3, 2.4.4.4, 2.4.4.8
1.5.a (poznámka 2)	PMT_error_2	Sekcie s table_id 0x02, (t. j. PMT), sa neobjavujú najmenej každých 0,5 s na každom program_map_PID, ktorý je uvedený v tabuľke PAT Scrambling_control_field nie je 00 so všetkými baleniami obsahujúce informáciu sekcií s table_id 0x02 (t. j. PMT) na každej program_map_PID, ktorá je uvedená v tabuľke PAT	TR 101 154 [4] 4.1.7 (poznámka 3)  ISO/IEC 13818-1 [1]: články 2.4.4.3, 2.4.4.4, 2.4.4.8
1.6	PID_error	Uvedený PID sa neobjavuje v intervaloch nastavených používateľom.	ISO/IEC 13818-1 [1]: článok 2.4.4.8
POZNÁMKA 1. – Odporúčané na budúce implementácie ako náhrada 1.3. POZNÁMKA 2. – Odporúčané na budúce implementácie ako náhrada 1.5; vynímajúc špecificky network_PIDs. POZNÁMKA 3. – V norme TR 101 154 [4], sa odporúča, aby intervaly medzi dvomi sekciami neprekračovali 100 ms. V množstve aplikácií môže byť dostačujúce, aby sa kontroloval interval, ktorý nie je dlhší ako 0,5 s.			

#### TS\_sync\_loss

Najdôležitejšia funkcia na vyhodnotenie dát TS MPEG-2 je získanie synchronizácie. Synchronizácia TS závisí od počtu správnych synchronizačných bajtov, ktoré zariadenie potrebuje na synchronizáciu, a počtu poškodených synchronizačných bajtov, ktoré zariadenie nevie vyhodnotiť.

Navrhlo sa, aby 5 po sebe idúcich úspešných synchronizačných bajtov (ISO/IEC 13818-1 [1], článok G.01), bolo určujúcich a dostatočných na získanie synchronizácie, a dva a viac po sebe idúcich poškodených určovalo stratu synchronizácie.

**Vyhodnotenie ďalších parametrov je možné až keď sa dosiahne stav úspešnej synchronizácie.**

#### Sync\_byte\_error

Indikátor "Sync\_byte\_error" je aktívny vtedy, ak sa správny sync\_byte (0x47) neopakuje po 188 alebo 204 bajtoch. Je to základ, pretože táto štruktúra sa používa všade v kanálovom kódovači a dekódovači pri synchronizácii. Taktiež je dôležité, aby každý synchronizačný bajt bol skontrolovaný kvôli správnosti, pretože kódovače ich nemusia nutne kontrolovať. Podľa všetkého niektoré kódovače používajú návštie signálu synchronizačných bajtov na paralelnom rozhraní na riadenie spúšťania znáhodňovača a negáciu bajtu bez overenia, či daný bajt je platný synchronizačný bajt.

### **PAT\_error**

Združená tabuľka programov (PAT), ktorá sa objavuje len v paketoch s PID 0x0000, hovorí dekódovaču, aké programy sú v transportnom toku a body voči tabuľke PMT, ktorá obsahuje informácie o zložkách programu – obrazové, zvukové a dátové toky, ktoré vytvárajú celý program (pozri obrázok 5-2).

Ak chýba tabuľka PAT, dekódovač nemôže dekódovať daný program.

Pod PID 0x0000 sa nesmie nachádzať nič iné ako tabuľka PAT.

### **PAT\_error\_2**

Preformulovaný opis chyby PAT\_error\_2 ukazuje na možnosť, že tabuľka PAT môže obsahovať niekoľko (po sebe idúcich) sekcií s rovnakým table\_id 0x00.

### **Continuity\_count\_error**

Tento indikátor kombinuje tri kontroly. Predpoklady ako "nesprávne poradie paketov" a "strata paketu" môže spôsobiť problémy v digitálnom prijímači, ktorý nie je vybavený prídavnou vyrovnávacou pamäťou a potrebnou logikou. Nie je dôležité, aby skúšobné zariadenie rozlišovalo medzi týmito dvomi predpokladmi a teda sú logicky sčítané, dohromady s tretím predpokladom a spolu tvoria jeden indikátor.

Nový indikátor tiež pokrýva stratu paketu, ktorá sa môže udiť na linkách ATM, kde jeden stratený paket ATM by mohol spôsobiť stratu celého paketu MPEG-2.

Predpoklad s názvom "paket sa vyskytol viac ako dvakrát" môže byť príznakom s hlbšími problémami, ktoré má poskytovateľ služby dlhšie pozorovať.

### **PMT\_error**

Združená tabuľka programov (PAT) hovorí dekódovaču, koľko programov je v transportnom toku a bodov k tabuľkám PMT, ktoré obsahujú informácie, kde sú uložené jednotlivé časti programu a v prípade nejakej udalosti, kde ich možno hľadať. Časťami tohto kontextu sú obrazový dátový tok (normálne jeden), zvukové dátové toky a dátové toky (napríklad Teletext). Bez tabuľky PMT nie je možné dekódovať daný program.

### **PID\_error**

Kontroluje sa, či existuje dátový tok v každom PID, ktorý sa vyskytne. Chyba sa môže vyskytnúť pri multiplexovaní alebo demultiplexovaní transportného toku, alebo pri opakovanom multiplexovaní.

Používateľsky špecifikovaný čas opakovania nemá presiahnuť 5 s pri obrazových alebo zvukových PID (pozri poznámku). Dátové služby a zvukové služby podľa jazykového deskriptora ISO 639 [17] s typom väčším ako '0' nemajú vybočovať z tohto 5 s limitu.

POZNÁMKA. – V prípade PIDov nesúcich ďalšie informácie ako titulky, dátové služby alebo ďalšie zvuky podľa ISO 639 [17] jazykového deskriptora s typom nie väčším ako '0', časový rozdiel medzi dvoma po sebe idúcimi paketmi toho istého PIDu môže byť podstatne väčší.

V princípe sa môže definovať rôzny používateľský čas opakovania každého PID.



## 5.2.2 Druhá priorita – odporúčaná na nepretržité, alebo pravidelné monitorovanie

Č.	Indikátor	Predpoklad	Odkaz
2.1	Transport_error	Transport_error_indicator v záhlaví transportného toku "TS-Header" je nastavený na "1"	ISO/IEC 13818-1 [1]: články 2.4.3.2, 2.4.3.3
2.2	CRC_error	CRC chyba sa vyskytla v tabuľkách CAT, PAT, PMT, NIT, EIT, BAT, SDT, alebo TOT	ISO/IEC 13818-1 [1]: články 2.4.4, príloha B EN 300 468 [7]: článok 5.2
2.3	PCR_error (poznámka)	Nespojitosť PCR viac ako 100 ms sa vyskytuje bez špeciálnej indikácie. Časový interval medzi dvomi po sebe idúcimi hodnotami PCR je viac ako 40 ms	ISO/IEC 13818-1 [1]: články 2.4.3.4, 2.4.3.5 ISO/IEC 13818-4 [2]: článok 9.11.3 TR 101 154 [4]: článok 4.5.4
2.3a	PCR_repetition_error	Časový interval medzi dvomi po sebe idúcimi hodnotami PCR je viac ako 40 ms	TR 101 154 [4]: článok 4.1.5.3
2.3b	PCR_discontinuity_indicator_error	Rozdiel medzi dvomi po sebe idúcimi hodnotami PCR ( $PCR_{i+1} - PCR_i$ ) je mimo rozsahu 0...100 ms bez toho, aby bol aktívny discontinuity_indicator	ISO/IEC 13818-1 [1]: články 2.4.3.4, 2.4.3.5 ISO/IEC 13818-4 [2]: článok 9.1.1.3
2.4	PCR_accuracy_error	Presnosť PCR daného programu nie je v rozsahu $\pm 500$ ns	ISO/IEC 13818-1 [1]: článok 2.4.2.2
2.5	PTS_error	Periódka opakovania PTS je dlhšia ako 700 ms	ISO/IEC 13818-1 [1]: články 2.4.3.6, 2.4.3.7, 2.7.4
2.6	CAT_error	Pakety s transport_scrambling_control neprezentujú 00, ale nevyskytuje sa žiadna sekcia s table_id = 0x01 (t. j. a CAT) Bola nájdená sekcia s table_id iným ako 0x01 (t. j. nie CAT) na PID 0x0001	ISO/IEC 13818-1 [1]: článok 2.4.4
POZNÁMKA. – Stará verzia chyby PCR_error (2.3) je kombináciou viacerých špecifických chýb PCR_repetition_error (2.3.a) a PCR_discontinuity_indicator_error (2.3.b) a vznikne ich logickým sčítaním funkciou OR. Je to uvedené v tejto technickej správe v prípade konzistencie existujúcich implementácií. Odporúča sa, aby sa nové indikátory 2.3.a a 2.3.b používali v nových implementáciách.			

### Transport\_error

Prvotný transport\_error indikátor je booleovskej povahy, ale taktiež tu môže byť nulovací binárny čítač, ktorý počíta chybné pakety TS. Tento čítač je určený na štatistické vyhodnocovanie chýb. V prípade, že sa vyskytne chyba, nemá sa doručiť žiadna ďalšia indikácia chyby z chybného paketu.

Môže tam byť hodnota v prípade detailnejšej špecifikácie chybných paketov, napríklad v prípade separátneho transport\_error čítača každého programového dátového toku alebo vrátane PIDu každého chybného paketu v zázname udalostí transport\_error. Takáto prídavná analýza sa považuje za voliteľnú a nie je súčasťou odporúčania.

### CRC\_error

Kontrola CRC v tabuľkách CAT, PAT, PMT, NIT, EIT, BAT, SDT a TOT indikuje, či obsah danej tabuľky nie je narušený. V tomto prípade nie je potrebné, aby bola doručená ďalšia indikácia z obsahu danej tabuľky.

### PCR\_error

Signál PCR sa používa na riadenie miestneho oscilátora 27 MHz. Ak neprichádza PCR s dostatočnou pravidelnosťou, potom sa vyskytuje „džiter“, alebo posuv tohto hodinového signálu. Prijímač/dekódovač môže vypadnúť. V DVB sa odporúča, aby nebol opakovací čas dlhší ako 40 ms.

### PCR\_repetition\_error

Signál PCR sa používa na riadenie miestneho oscilátora 27 MHz. Ak neprichádza PCR s dostatočnou pravidelnosťou, potom sa vyskytuje „džiter“, alebo posuv tohto hodinového

signálu. Prijímač/dekódovač môže v dôsledku toho vypadávať. V DVB sa odporúča, aby opakovací čas nebol dlhší ako 40 ms.

Indikácia chyby, ktorá môže pochádzať z kontroly tohto opakovacieho času sa bude nazývať v budúcich implementáciách PCR\_repetition\_error v (po vydaní tejto technickej správy).

#### **PCR\_discontinuity\_indicator\_error**

Indikátor PCR\_discontinuity\_indicator\_error je aktívny v prípade, že sa objavuje nespojitosť hodnôt PCR, ktoré neboli signalizované príslušným indikátorom nespojitosti. Použitie tohto indikátora sa odporúča v súvislosti s budúcimi implementáciami (po vydaní tejto technickej správy).

#### **PCR\_accuracy\_error**

Presnosť  $\pm 500$  ns je potrebná na to, aby sa zabezpečila synchronizácia farbonosnej frekvencie so systémovými hodinami.

Táto skúška sa môže vykonávať len s transportným tokom, ktorý má konštantnú prenosovú rýchlosť definovanú v norme ISO/IEC 13818-1 [1] článok 2.1.7.

Ďalšie informácie o meraní PCR „džitera“ sú uvedené v 5.3.2. a prílohe I.

#### **PTS\_error**

Prezentačné časové značky (PTS) sa majú opakovať najmenej každých 700 ms. Sú dostupné len keď TS nie je skramblovaný.

#### **CAT\_error**

Tabuľka CAT je ukazovateľom, ktorý pomáha prijímaču (IRD) nájsť správy podmieneného prístupu (EMM) priradené systémom podmieneného prístupu, podľa toho, aký sa práve používa. Ak sa tabuľka neobjavuje, prijímač nie je schopný prijímať tento druh správ.

### 5.2.3 Tretia priorita – monitorovanie závislé od aplikácie

Číslo	Indikátor	Predpoklad (podmienka)	Odkaz
3.1	NIT_error (Poznámka 2)	Bola nájdená sekcia s table_id iným ako 0x40 alebo 0x41 alebo 0x72 (t. j. nie NIT alebo ST) s hodnotou PID 0x0010 Neexistuje sekcia s table_id 0x40 alebo 0x41 (t. j. NIT) s hodnotou PID 0x0010 už dlhšie ako 10s	EN 300 468 [7]: článok 5.2.1 TR 101 211 [8]: články 4.1, 4.4
3.1.a	NIT_actual_error	Bola nájdená sekcia s table_id iným ako 0x40 alebo 0x41 alebo 0x72 (t. j. nie NIT alebo ST) s hodnotou PID 0x0010 Neexistuje sekcia s table_id 0x40 (t. j. NIT_actual) s hodnotou PID 0x0010 už dlhšie ako 10 s. Hocijaké dve sekcie s table_id = 0x40 (NIT_actual) sa vyskytujú s hodnotou PID 0x0010 v rámci špecifickej hodnoty (25 ms alebo menej).	EN 300 468 [7]: články 5.2.1, 5.1.4 TR 101 211 [8]: články 4.1, 4.4,
3.1.b	NIT_other_error	Interval medzi sekciami s rovnakým číslom section_number a table_id = 0x41 (NIT_other) s hodnotou PID 0x0010 je dlhší ako určená hodnota (10 s a viac).	TR 101 211 [8] článok 4.4.
3.2	SI_repetition_error	Periódá opakovania tabuliek SI je mimo rozsahu určených hodnôt.	EN 300 468 [7]: článok 5.1.4 TR 101 211 [8]: článok 4.4
3.3	Buffer_error	<b>TB_buffering_error</b> pretečenie transportnej vyrovnávacej pamäte (TB <sub>N</sub> ) <b>TBsys_buffering_error</b> pretečenie transportnej vyrovnávacej pamäte systémových informácií (TB <sub>sys</sub> ) <b>MB_buffering_error</b> pretečenie vyrovnávacej pamäte multiplexu (MB <sub>N</sub> ) alebo ak sa použije <i>vbv_delay metóda</i> : podtečenie vyrovnávacej pamäte multiplexu (Mb <sub>N</sub> ) <b>EB_buffering_error</b> pretečenie vyrovnávacej pamäte elementárneho toku (EB <sub>N</sub> ) alebo Ak sa použije metóda <i>leak</i> : podtečenie vyrovnávacej pamäte elementárneho toku (EB <sub>N</sub> ) aj keď <i>low_delay_flag</i> a <i>DSM_trick_mode_flag</i> sú nastavené na 0 Potom ešte ( <i>vbv_delay method</i> ) podtečenie vyrovnávacej pamäte elementárneho toku (EB <sub>N</sub> ) <b>B_buffering_error</b> pretečenie alebo podtečenie hlavnej vyrovnávacej pamäte (B <sub>N</sub> ) <b>Bsys_buffering_error</b> Pretečenie PSI vstupnej vyrovnávacej pamäte (B <sub>sys</sub> )	ISO/IEC 13818-1 [1]: článok 2.4.2.3 ISO/IEC 13818-4 [2]: články 9.11.2, 9.1.4
3.4	Unreferenced_PID	PID (iný ako PAT, CAT, CAT_PIDy, PMT_PIDy, NIT_PID, SDT_PID, TDT_PID, EIT_PID, RST_PID, reserved_for_future_use PIDs, alebo PIDy definované používateľsky ako privátne dátové toky) neuvedený tabuľkou PMT v rámci 0,5 s (poznámka 1).	EN 300 468 [7]: článok 5.1.3
3.4.a	Unreferenced_PID	PID (iný ako PMT_PIDy, PIDy s číslami medzi 0x00 a 0x1F alebo PIDy definované používateľsky ako privátne dátové toky) neuvedený tabuľkou PMT alebo CAT v rámci 0,5 s	EN 300 468 [7]: článok 5.1.3

<b>Číslo</b>	<b>Indikátor</b>	<b>Predpoklad (podmienka)</b>	<b>Odkaz</b>
3.5	SDT_error (note 3)	Sekcie s table_id = 0x42 (SDT, aktuálny transportný tok) sa neobjavujú s hodnotou PID 0x0011 dlhšie ako 2 s Boli nájdené sekcie s table_id inými ako 0x42, 0x46, 0x4A alebo 0x72 s hodnotou PID 0x0011	EN 300 468 [7]: článok 5.1.3 TR 101 211 [8]: články 4.1, 4.4
3.5.a	SDT_actual_error	Sekcie s table_id = 0x42 (SDT, aktuálny TS) sa neobjavujú s hodnotou PID 0x0011 dlhšie ako 2 s Boli nájdené sekcie s table_id iným ako 0x42, 0x46, 0x4A alebo 0x72 s hodnotou PID 0x0011. Hocijaké dve sekcie s table_id = 0x42 (SDT_actual) sa vyskytujú s hodnotou PID 0x0011 v rámci určenej hodnoty (25 ms alebo menej).	EN 300 468 [7]: články 5.2.3, 5.1.4 TR 101 211 [8]: články 4.1, 4.4
3.5.b	SDT_other_error	Časový interval medzi sekciami s rovnakým section_number a table_id = 0x46 (SDT, iný transportný tok) s hodnotou PID 0x0011 je dlhší ako určená hodnota (10 s a dlhšie).	TR 101 211 [8] článok 4.4
3.6	EIT_error (note 4)	Sekcie s table_id = 0x4E (EIT-P/F, aktuálny TS) sa neobjavujú s hodnotou PID 0x0012 dlhšie ako 2 s Boli nájdené sekcie s table_id inými ako je požadovaný rozsah 0x4E - 0x6F alebo 0x72 s hodnotou PID 0x0012	EN 300 468 [7]: článok 5.1.3 TR 101 211 [8]: články 4.1, 4.4
3.6.a	EIT_actual_error	Sekcia '0' s table_id = 0x4E (EIT-P, aktuálny transportný tok) sa neobjavuje s hodnotou PID 0x0012 dlhšie ako 2 s Sekcia '1' s table_id = 0x4E (EIT-F, aktuálny TS) prítomný s PID 0x0012 dlhšie ako 2 s Nájdené sekcie s table_id inými ako je daný rozsah 0x4E - 0x6F alebo 0x72 s hodnotou PID 0x0012. Hocijaké dve sekcie s table_id = 0x4E (EIT-P/F, aktuálny TS) sa vyskytujú s hodnotou PID 0x0012 v rámci určených hodnôt (25ms a menej).	EN 300 468 [7]: články 5.2.4, 5.1.4 TR 101 211 [8]: články 4.1, 4.4
3.6.b	EIT_other_error	Interval medzi sekciami '0' s table_id = 0x4F (EIT-P, iným TS) s hodnotou PID 0x0012 je dlhší ako určená hodnota (10 s a viac); Interval medzi sekciami '1' s table_id = 0x4F (EIT-F, iným TS) s hodnotou PID 0x0012 je dlhší ako určená hodnota (10 s a viac).	TR 101 211 [8] článok 4.4
3.6.c	EIT_PF_error	Ak sa objaví jedna zo sekcií ('0' alebo '1') každej EIT P/F podtabuľky, musia existovať obidve. V opačnom prípade sa indikuje chyba EIT_PF_error	EN 300 468 [7] článok 5.2.4.
3.7	RST_error	Boli nájdené sekcie s table_id iným ako 0x71 alebo 0x72 s hodnotou PID 0x0013. Hocijaké dve sekcie s table_id = 0x71 (RST) sa vyskytujú s hodnotou PID 0x0013 v rámci určenej hodnoty (25 ms alebo menej).	EN 300 468 [7]: článok 5.1.3
3.8	TDT_error	Sekcia s table_id = 0x70 (TDT) nie je prítomná s hodnotou PID 0x0014 dlhšie ako 30 s Nájdené sekcie s table_id inou ako 0x70, 0x72 (ST) alebo 0x73 (TOT) s hodnotou PID 0x0014. Hocijaké dve sekcie s table_id = 0x70 (TDT) sa vyskytujú s hodnotou PID 0x0014 v rámci určenej hodnoty (25 ms alebo menej).	EN 300 468 [7]: články 5.1.3, 5.2.6 TR 101 211 [8]: články 4.1, 4.4
3.9	Empty_buffer_error	Vyrovňavacia pamäť TS (TB <sub>n</sub> ) nie je prázdna najmenej raz za sekundu alebo vyrovnávací pamäť transportného toku systémovej informácie (TB <sub>sys</sub> ) nie je prázdna najmenej raz za sekundu alebo ak sa použije metóda <i>leak</i> a vyrovnávací pamäť multiplexu (MB <sub>n</sub> ) nie je prázdna najmenej raz za sekundu.	ISO/IEC 13818-1 [1]: články 2.4.2.3, 2.4.2.6  ISO/IEC 13818-9 [3]: Príloha E  ISO/IEC 13818-4 [2]: články 9.1.1.2, 9.1.4

Číslo	Indikátor	Predpoklad (podmienka)	Odkaz
3.10	Data_delay_error	Oneskorenie dát (okrem dát statického nepohyblivého) obrazu cez vyrovnávaciu pamäť TSTD viac ako 1 sekunda; alebo oneskorenie dát statického obrazu cez vyrovnávaciu pamäť TSTD viac ako 60 s.	ISO/IEC 13818-1 [1]: články 2.4.2.3, 2.4.2.6
<p>POZNÁMKA 1. – Predpokladá sa, že tieto prenosové stavy sú limitované na 0,5 s, a nemôžu tak spôsobiť indikáciu chyby.</p> <p>POZNÁMKA 2. – Stará verzia NIT_error (3.1) bola rozdelená na viac špecifických chybových hlásení ako NIT_actual_error (3.1.a) a NIT_other_error (3.1.b). Stará verzia je ponechaná v správe v prípadoch nadväznosti k existujúcim implementáciám. Odporúča sa používať v nových implementáciách len indikátory 3.1.a a 3.1.b.</p> <p>POZNÁMKA 3. – Stará verzia chyby SDT_error (3.5) bola rozdelená do viacerých špecifických chybových hlásení ako SDT_actual_error (3.5.a) a SDT_other_error (3.5.b). Stará verzia je ponechaná v správe v prípadoch nadväznosti k existujúcim implementáciám. Odporúča sa používať v nových implementáciách len indikátory 3.5.a a 3.5.b.</p> <p>POZNÁMKA 4. – Stará verzia EIT_error (3.6) bola rozdelená na viac špecifických chybových hlásení ako EIT_actual_error (3.6.a), EIT_other_error (3.6.b) a EIT_PF_error (3.6.c). Stará verzia je ponechaná v správe v prípadoch nadväznosti k existujúcim implementáciám. Odporúča sa používať v nových implementáciách len indikátory 3.6.a, 3.6.b a 3.6.c.</p>			

**NIT\_error**

Tabuľky informácií o sieti (NIT) definované DVB obsahujú informácie ako frekvencia, kódový pomer, modulácia, polarizácia a pod., ktoré dekódovač môže spracovať. Kontroluje sa, či tabuľky NIT sú zaradené v TS a či majú správnu hodnotu PID.

**NIT\_actual\_error**

Tabuľky informácií o sieti (NIT) definované DVB obsahujú informácie ako frekvencia, kódové pomery, modulácia, polarizácia a pod. rôznych programov, ktoré dekódovač môže spracovať. Kontroluje sa, či tabuľka NIT súvisiaca s daným transportným tokom je zaradená v tomto transportnom toku a či má správny PID.

**NIT\_other\_error**

Tabuľka informácií o sieti (NIT) sa môžu zaradiť pod iným PID a odvolávajú sa na ďalšie TS s cieľom poskytnúť viac informácií o programoch dostupných na iných kanáloch. Ich distribúcia nie je povinná a skúšky sa majú vykonať len vtedy, ak sú zaradené.

**SI\_repetition\_error**

Tabuľka informácií o službách (SI) je v norme EN 300 468 [7] a v TR 101 211 [8] špecifikovaná maximálna a minimálna periodičita. Toto kontroluje daný indikátor. Tento indikátor sa má nastaviť navyše aj s indikátormi opakovania chýb v prípade špecifických tabuliek.

**Buffer\_error**

Tento indikátor kontroluje určité množstvo vyrovnávacích pamätí MPEG-2 referenčného dekódovača, či nie sú podtečené, alebo pretečené.

**Unreferenced\_PID**

Každý verejný programový dátový tok musí mať svoj PID uvedený v zozname PMT.

**SDT\_error**

Tabuľky SDT opisuje služby dostupné divákovi. Je rozdelená do ďalších tabuliek obsahujúcich detaily o obsahu daného TS (hlavný) a iný TS (voliteľné). Bez tabuľky SDT prijímač (IRD) nedokáže divákovi zobrazit' zoznam dostupných služieb. Taktiež je možné vyslať tabuľku BAT s rovnakým PID, ktorá zoskupuje služby do programových balíkov.

**SDT\_actual\_error**

Tabuľka opisu služieb SDT opisuje služby dostupné divákovi. Je rozdelená do ďalších tabuliek, kde sú detaily o obsahu daného TS (hlavného) a iných TS (voliteľných). Bez tabuľky SDT nie je prijímač (IRD) schopný podať divákovi zoznam dostupných služieb. Taktiež je možné vyslať tabuľku BAT s rovnakým PID, ktorá zoskupuje služby do programových balíkov.

### **SDT\_other\_error**

Táto kontrola sa vykonáva len vtedy, ak je zaradená tabuľka SDT do iných TS.

### **EIT\_error**

Tabuľka informácií o udalostiach (EIT) opisuje, aký obsah sa momentálne vysiela a čo nasleduje (týka sa to každej služby), a voliteľne aj detaily kompletného programového rozvrhu. EIT je rozdelená do rôznych ďalších tabuliek len so "súčasnou a nasledujúcou" informáciou do hlavného TS. Obsah informácií EIT je dostupný len ak TS nie je skramblovaný.

### **EIT\_actual\_error**

Tabuľka informácií o udalostiach (EIT) opisuje, aký obsah sa momentálne vysiela a čo nasleduje (týka sa to každej služby) a voliteľne aj detaily kompletného programového rozvrhu. EIT je rozdelená do rôznych ďalších tabuliek len so "súčasnou a nasledujúcou" informáciou do hlavného TS. Ak neexistujú 'Súčasné' alebo 'Nasledujúce' udalosti, prázdne sekcie EIT budú prenášané podľa TR 101 211 [8]. Tabuľka informácií o udalostiach EIT je dostupná len ak TS nie je skramblovaný.

### **EIT\_other\_error**

Táto skúška sa vykonáva ak je zabezpečená prítomnosť EIT do iného TS.

### **RST\_error**

RST je rýchly aktualizáčny mechanizmus stavových informácií prenášaných v tabuľke EIT.

### **TDT\_error**

**Tabuľka** TDT prenáša aktuálny svetový čas a informácie o dátume. S tabuľkou TDT sa navyše prenáša aj tabuľka TOT, ktorá prenáša informácie o lokálnom časovom posuve danej oblasti.

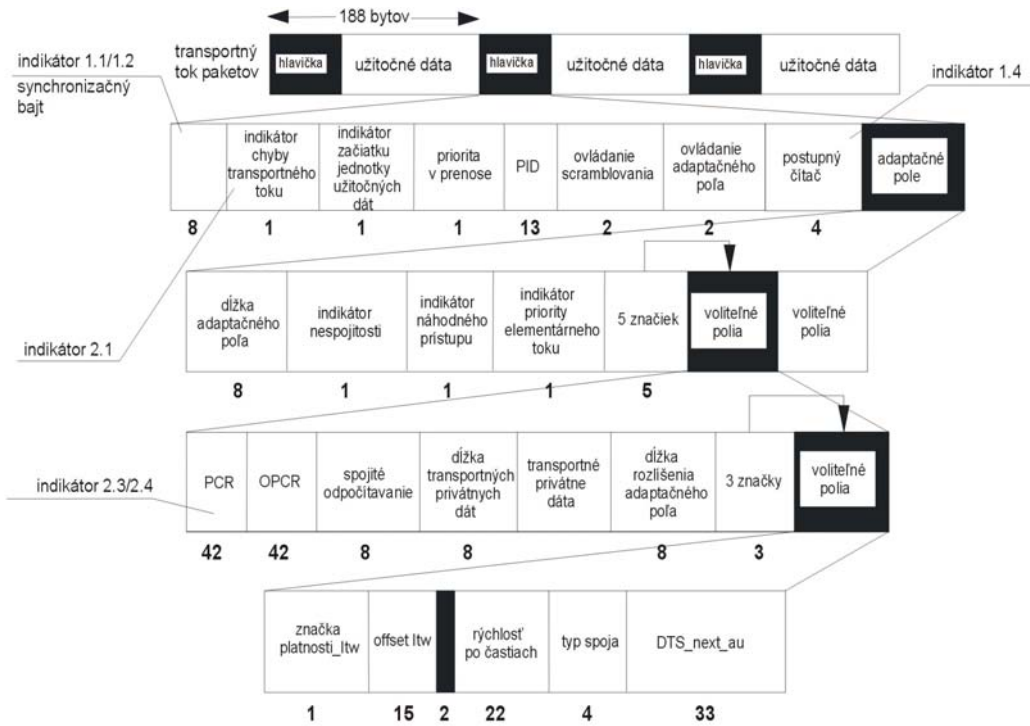
Prenos týchto tabuliek:

- NIT\_other;
- SDT\_other;
- EIT\_P/F\_other;
- EIT\_schedule\_other;
- EIT\_schedule\_actual,

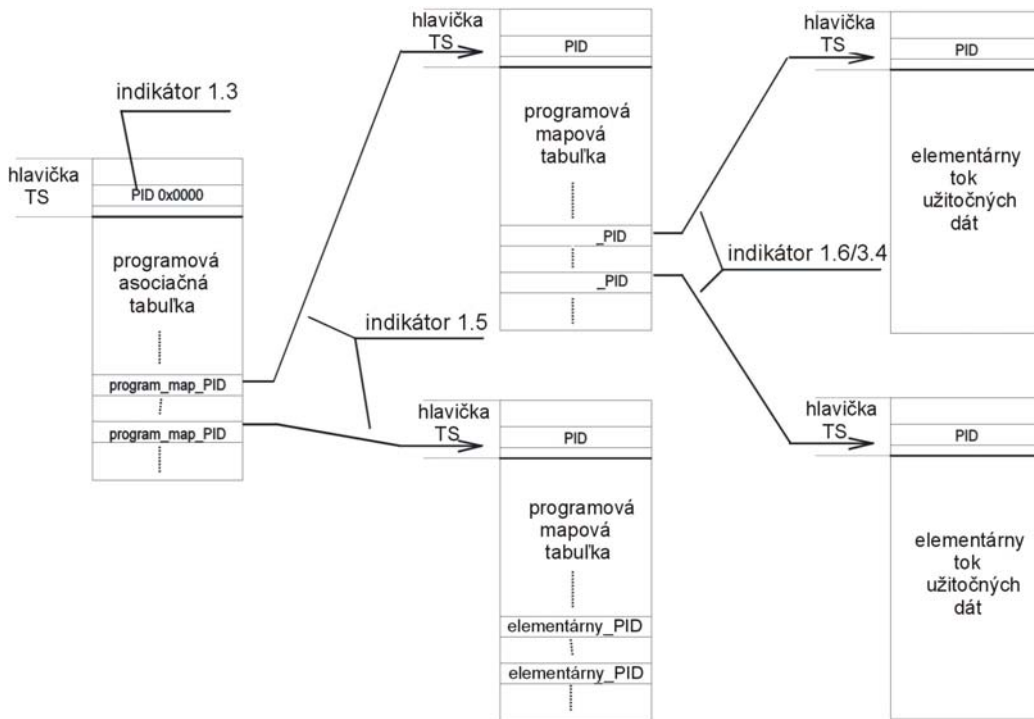
je voliteľný, a preto sa majú tieto skúšky vykonávať len v prípade výskytu danej tabuľky.

Ak sú tieto tabuľky zaradené, musí sa to uskutočniť automaticky meraním intervalu ešte pred výskytom prvej sekcie.

Ako ďalšie rozšírenie vyššie spomenutých skúšok a meraní sa odporúča ďalšia skúška vzťahujúca sa na informácie o službách SI: všetky hlavné deskriptory v tabuľkách SI sa majú zaradiť a informácia v tabuľkách má byť zhodná (konzistentná).



Obrázok 5-1 – Indikátory vzťahnuté k syntaxi transportného toku



Obrázok 5-2 – Indikátory vzťahnuté k štruktúre transportného toku

## 5.3 Meranie transportných tokov MPEG-2 v sieťach

### 5.3.1 Úvod

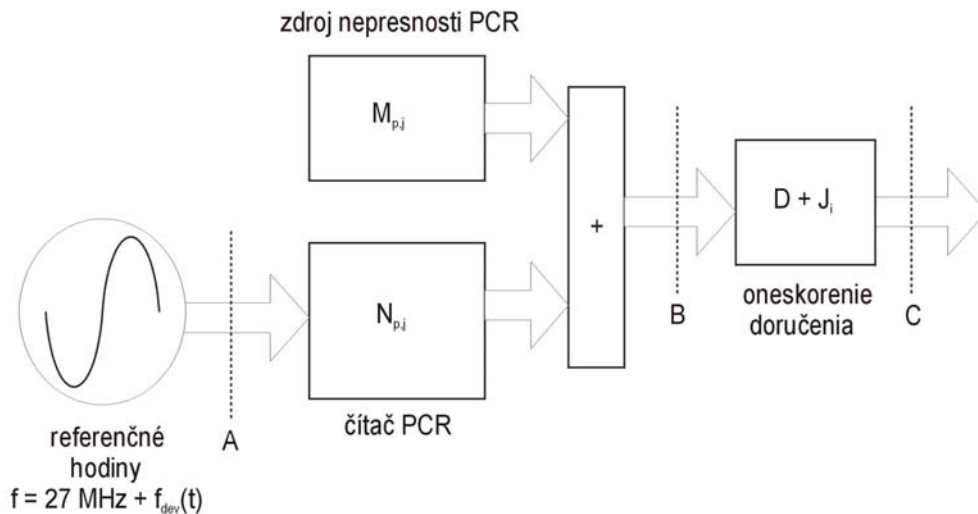
Transportný tok MPEG-2, ktorý sa prenáša v reálnej sieti, je vystavený určitým vplyvom, ktoré spôsobujú sieťové zariadenia s neideálnymi vlastnosťami. Jedným z hlavných nežiaducich vplyvov je prírastok „džitera“ vo vzťahu k hodnotám PCR a jeho pozícia v TS. Parametre definované v 5.3.2 opisujú rôzne komponenty „džitera“, ktoré je možné rozlíšiť určením hraničných frekvencií.

V prípade merania bitových prenosových rýchlostí TS sa významne menia požiadavky na konštantnú prenosovú rýchlosť TS a čiastkové TS na premenlivú rýchlosť TS. Používanie štatistických multiplexorov vedie k väčším dynamickým zmenám bitovej prenosovej rýchlosti, hlavne čo sa týka obrazu. Iné služby, ako napríklad príležitostný prenos dát, majú typickú vlastnosť, ktorá sa líši časom výskytu alebo prítomnosti služby a zmenami prenosovej rýchlosti. V článku 5.3.3 sú definované profily, ktoré zdôrazňujú dôležitosť takých aplikácií, a môžu sa použiť na monitorovanie a lokalizáciu chýb.

### 5.3.2 Systémové hodiny a meranie PCR

#### 5.3.2.1 Referenčný model systémových hodín a meranie

Tento článok predstavuje referenčný model ľubovoľného TS vzhľadom na tvorbu hodnôt signálov PCR a oneskorenie doručenia. Modeluje všetky časové efekty, ktoré sú pozorovateľné v bode rozhrania transportného toku. Nie je určený na to, aby znázorňoval všetky mechanizmy, na základe ktorých tieto časové efekty môžu vznikať v reálnych systémoch.



Obrázok 5-3 – Referenčný model

Referenčné body sú zvýraznené prerušovanými čiarami. Toto je model kódovača/multiplexora (až do referenčného bodu B) a fyzický doručovací mechanizmus, alebo tiež komunikačná sieť (medzi referenčnými bodmi B a C). Komponenty modelu naľavo od referenčného bodu B sú špecifické pri samostatnom PCR PID. Komponenty modelu



napravo od referenčného bodu B súvisia s celým transportným tokom. Meracie zariadenie môže mať prístup k TS len v mieste referenčného bodu C.

Model sa skladá z oscilátora frekvencie systémových hodín s nominálnou frekvenciou 27 MHz, ale jeho aktuálna frekvencia sa mení podľa funkcie  $f_{dev}(p, t)$ . Táto funkcia závisí od času ( $t$ ) a je špecifická pri samostatnom PCR PID ( $p$ ). "Frekvenčný posuv PCR\_FO" meria hodnotu  $f_{dev}(p, t)$ . "Driftová rýchlosť PCR\_DR" je rýchlosť zmeny v závislosti od času  $f_{dev}(p, t)$ .

Systémové hodiny riadia čítač PCR, ktorý generuje idealizovaný počet,  $N_{p,i}$ .  $p$  udáva sa na špecifický PCR PID  $p$  a  $i$  udáva bitovú pozíciu v transportnom toku. K tomuto sa pripočíta hodnota nepresnosti zdroja PCR,  $M_{p,i}$  aby sme získali hodnotu signálu PCR pozorovateľnú v toku,  $P_{p,i}$ . Jednoduchý vzorec medzi týmito hodnotami:

$$P_{p,i} = N_{p,i} + M_{p,i}$$

Rovnica 1

$M_{p,i}$  reprezentuje "Presnosť PCR\_AC".

Fyzický doručovací mechanizmus alebo komunikačná sieť za bodom B predstavuje premenlivé oneskorenie medzi časom odoslania  $T_i$  a časom doručenia  $U_i$  bitov:

$$U_i - T_i = D + J_i$$

Rovnica 2

V prípade PCR, je  $U_i$  čas doručenia posledného bitu z posledného bajtu obsahujúceho základňu PCR (ISO/IEC13818-1 [1], článok 2.4.3.5).  $D$  je konštanta predstavujúca hlavné oneskorenie komunikačnej siete.  $J_i$  predstavuje džiter v oneskorení siete a jej stredná hodnota za celý čas je definovaná ako nulová.  $J_i + M_{p,i}$  sa meria ako "Celkový džiter PCR\_OJ".

Vo všeobecnom prípade, keď má TS konštantnú prenosovú rýchlosť, v mieste referenčného bodu B sa vysiela s konštantnou rýchlosťou  $R_{nom}$ . Je dôležité si uvedomiť, že v tomto referenčnom modeli je táto rýchlosť presná a konštantná; neexistuje žiaden chybový príspevok spôsobený meniacou sa rýchlosťou. Tým dostávame ďalšiu rovnicu – čas odoslania paketov:

$$T_i = T_0 + \frac{i}{R_{nom}}$$

Rovnica 3

$T_0$  je konštanta predstavujúca čas odoslania nulového bitu. Kombináciou rovníc 2 a 3 dostaneme čas doručenia:

$$U_i = T_0 + \frac{i}{R_{nom}} + D + J_i$$

#### Rovnica 4

### 5.3.2.2 Opis merania

Toto meranie vyžaduje hraničnú frekvenciu na stanovenie rozsahu „driftovej“ rýchlosti a džitrových frekvencií variácií časovania signálov PCR, alebo signálu transportného toku.

Použitá hraničná frekvencia sa má vybrať z tejto tabuľky a potvrdiť výsledkami merania. V článku I.5 je možné nájsť opis odvodenia hraničnej frekvencie.

**Tabuľka 5.1 – Profily merania džitera a driftovej rýchlosti**

Profil	Hraničná frekvencia	Poznámky
MGF1	10 mHz	Tento profil ukazuje celkové pokrytie frekvenčných komponentov pri časovom znehodnotení signálu PCR. Profil umožňuje dosiahnuť najpresnejšie výsledky v zhode s limitmi špecifikovanými v norme ISO/IEC 13818-1 [1], 2.4.2.1. Ak pri použití iného profilu výsledky merania džitera alebo driftovej rýchlosti nie sú v súlade so špecifikáciami, navrhuje sa použiť práve tento profil kvôli vyššej presnosti.
MGF2	100 mHz	Tento profil je charakteristický ďalšími výhodami (akýsi medzistupeň medzi profilmi MGF1 a MGF3) tým, že dáva prijateľné výsledky merania ako prijateľný počet časových nezrovnalostí nízkofrekvenčných komponentov.
MGF3	1 Hz	Tento profil poskytuje rýchlejšie meranie odozvy vzhľadom na komponenty s najvyššou frekvenciou časových nezrovnalostí. Predpokladá sa, že profil bude vhodný na množstvo aplikácií.
MGF4	Definovaná výrobcom	Tento profil bude poskytovať rôzne výhody, ktoré výrobca môže považovať za užitočné, keď ich použije pri návrhu a implementácii do svojich meracích zariadení. Hraničná frekvencia sa musí poskytovať spolu s výsledkami meraní. Voliteľne sa môžu poskytovať aj ďalšie dáta, ktoré výrobca môže odporúčať ako dôležité. Skúška vyžaduje opäť normu ISO/IEC13818-9 [3] ( $\pm 25 \mu\text{s}$ limit džitera) a požaduje sa hraničná frekvencia 2 mHz. Na toto ohraničenie sa môže použiť filter v súvislosti s týmto profilom.

### 5.3.2.3 Referenčná informácia o systémových hodinách programu – odchýlka (posun) frekvencie PCR\_FO

**Definícia** PCR\_FO je definovaný ako rozdiel medzi programovou hodinovou frekvenciou a nominálnou hodinovou frekvenciou (meria sa opäť referencia, ktorá nie je odvodená z PCR, ale z TS).

Jednotky parametra PCR\_FO sa uvádzajú v Hz podľa:

Meraná frekvencia – Nominálna frekvencia,

Alebo v ppm vyjadrené ako:

$[\text{Meraná frekvencia (v Hz)} - \text{Nominálna frekvencia (v Hz)}] / \text{Nominálna frekvencia (v MHz)}$ .

**Účel** Pôvodná frekvencia hodín v digitálnom obrazovom formáte pred kompresiou (programové hodiny) sa prenáša koncovému prijímaču vo forme číselných hodnôt v poliach PCR. Tolerancia je taká, ako definuje norma ISO/IEC 13818-1 [1] je  $\pm 810$  Hz alebo  $\pm 30$  ppm.

**Rozhranie** Napríklad na rozhraní G podľa obrázka I-8 prílohy I.

**Metóda** V prílohe I je uvedený opis meracej metódy.

#### 5.3.2.4 Referenčná informácia o systémových hodinách programu – driftová rýchlosť PCR\_DR

**Definícia** PCR\_DR je definovaná ako prvá derivácia frekvencie a meria sa na nízko-frekvenčných komponentoch rozdielu medzi programovou hodinovou frekvenciou hodín (meria sa opäť referencia, ktorá nie je odvodená z PCR, ale z TS). Formát parametra PCR\_DR sa udáva v mHz/s (@ 27 MHz) alebo ppm/hodina.

**Účel** Meranie je určené na overenie frekvenčného driftu programovej hodinovej frekvencie, resp. či je v rozsahu podľa ISO/IEC 13818-1 [1]. Tento limit je účinný len pri nízko-frekvenčných komponentoch s variantami označené hraničnou frekvenciou (opísané v prílohe I). Tolerancia tak, ako ju definuje norma ISO/IEC 13818-1 [1], je  $\pm 75$  mHz/s@ 27 MHz alebo  $\pm 10$  ppm/hod.

**Rozhranie** Napríklad rozhranie H na obrázku I-8 prílohy I.

**Metóda** V prílohe I je opis meracej metódy.

#### 5.3.2.5 Referenčná informácia o systémových hodinách programu – celkový džiter PCR\_OJ

**Definícia** PCR\_OJ je definovaný ako okamžitá hodnota vysokofrekvenčných zložiek rozdielu medzi PCR v okamihu, kedy má prísť do meracieho bodu (založenom na predchádzajúcich hodnotách PCR, jeho vlastnej hodnote a referencii signálu, ktorá nie je odvodená z PCR ani z TS) a tým, ktorý prišiel. Formát parametra PCR\_OJ sa má udávať v nanosekundách.

**Účel** Meranie PCR\_OJ je potrebné na určenie všetkých kumulatívnych chýb ovplyvňujúcich hodnoty PCR počas generovania programového toku, tvorby multiplexu, prenosu a pod. Všetky tieto javy sa prejavujú ako džiter v prijímači, ale sú kombináciou nepresností a džitera PCR pri prenose. Táto hodnota sa môže porovnať so špecifikáciou maximálnej chyby podľa ISO/IEC 13818-1 [1] na presnosť PCR  $\pm 500$  ns len ak je džiter v prenosovom kanáli rovný nule.

**Rozhranie** Napríklad na rozhraní J podľa obrázka I-8 prílohy I.

**Metóda** V prílohe I je opis meracej metódy.

#### 5.3.2.6 Referenčná informácia o systémových hodinách programu – presnosť PCR\_AC

**Definition** Presnosť hodnôt PCR, resp. PCR\_AC, je definovaná ako rozdiel medzi aktuálnou hodnotou PCR a hodnotou, ktorú má mať v transportnom toku určenú indexom bajtu podľa jej aktuálnej pozície. Výpočet je možné uskutočniť v prípade konštantnej prenosovej rýchlosti TS, meranie nesmie dávať zmysluplné výsledky v prípade premenlivej prenosovej rýchlosti TS. Parameter PCR\_AC sa udáva v nanosekundách.

**Účel** Toto meranie je určené na indikovanie celkovej chyby zahrnutej v hodnote PCR vzhľadom na jej pozíciu v TS. Tolerancia je špecifikovaná v norme ISO/IEC 13818-1 [1] a je to  $\pm 500$  ns. Meranie sa považuje za platné ak sa merania realizovali: v reálnom čase

v autonómnom režime.

**Rozhranie** Meranie musí spúšťať indikátor podľa odstavca 5.2.2, položka 2.4.  
Napríklad na rozhraní E podľa obrázka I-6 prílohy I.

**Metóda** V prílohe I je opis meracej metódy.

POZNÁMKA. – Presnosť PCR je definovaná v ISO/IEC 13818-1 [1]: Tolerancia je daná pri hodnotách PCR. Tolerancia PCR je definovaná ako maximálna povolená nepresnosť prijatých signálov PCR. Táto nepresnosť môže vzniknúť kvôli nepresnosti hodnôt PCR alebo modifikáciou PCR počas opätovného multiplexovania.

### 5.3.3 Meranie prenosovej rýchlosti

Veľkosť prenosovej rýchlosti danej meracou sústavou závisí od množstva parametrov:

- kedy sa začne meranie bitovej rýchlosti;
- počet čoho sa meria (paketov, bajtov, bitov);
- čas trvania (hradlo) počas ktorej sa meria prenosová rýchlosť;
- metóda podľa ktorej sa funkcia časového hradla posúva medzi meraniami (časový interval).

#### 5.3.3.1 Algoritmus merania prenosovej rýchlosti

Tento článok definuje parameter **Prenosová rýchlosť MG**, čo znamená okamžitú hodnotu prenosovej rýchlosti. Prenosová rýchlosť je spriemerovaná pomocou pevného časového hradla (alebo časového okna). Táto funkcia sa posúva o diskretný časový interval tak, aby sa určila prenosová rýchlosť pri každom časovom intervale. (Okno skáče z jedného časového intervalu na ďalší). Udalosti, ktoré sa počítajú môžu byť bity, bajty alebo pakety transportného toku. Význam meranej hodnoty má byť daný presným označením (pozri názvoslovie ďalej). Meranie možno vykonať na kompletom transportnom toku alebo jeho časti, ktorú získame aplikovaním PID filtra, alebo filtra na odstránenie záhlavia paketu.

Nasledujúca rovnica definuje "Prenosovú rýchlosť MG":

$$MG\_bitrate\_at\_timeSlice_t = \frac{velkost\ prvku}{T} \times \sum_{n=0}^{n=N\tau-1} num\_elements\_in\_timeSlice_{t-n\tau},$$

kde:

- |        |  |
|--------|--|
| N      | je celé číslo časových intervalov počas hradlovania;                         |
| T = Nτ | trvanie časového okna v sekundách;   |
| τ      | šírka každého časového intervalu v sekundách;                                |
| prvok  | základná jednotka, ktorá sa spočíta algoritmom merania prenosovej rýchlosti. |

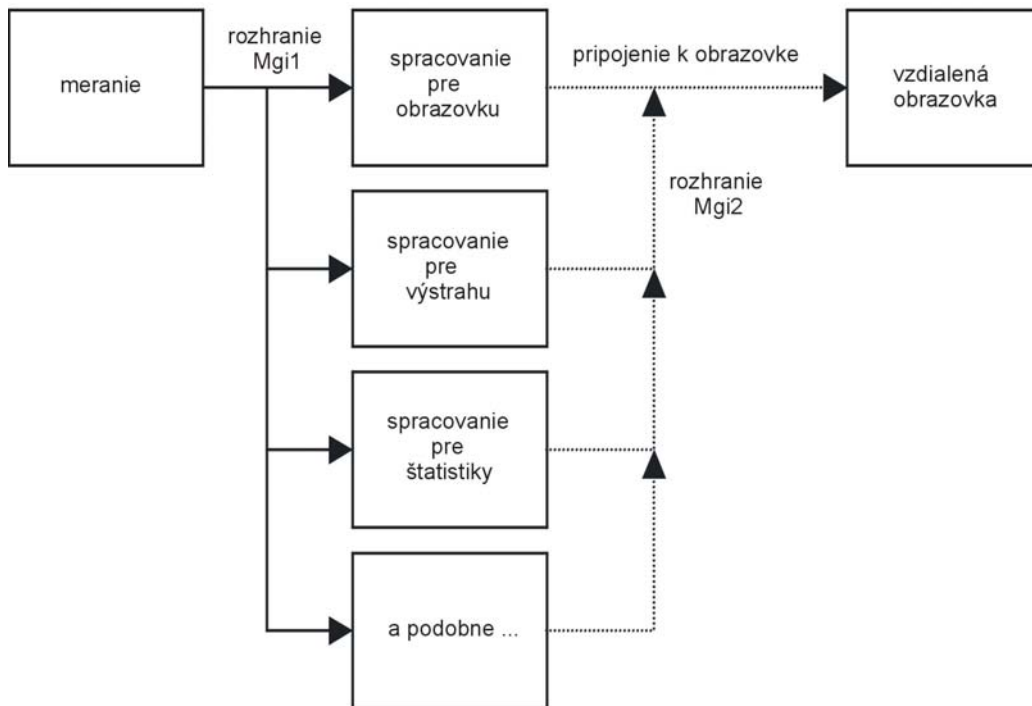
Veľkosť prvku je veľkosť (meraná v príslušných jednotkách) meraného prvku. Napríklad ak jednotky prenosovej rýchlosti sú pakety/s, potom veľkosť prvku sa musí vyjadrovať v paketoch. Ak sú jednotky prenosovej rýchlosti bit/s, potom veľkosť prvku sa vyjadruje v bitoch. Z tohto dôvodu ak prvok má stoosemdesiatosembajtové pakety, potom môžeme veľkosť prvku vyjadriť ako:

$$\text{Veľkosť prvku} = 188 \text{ bajtov/paket} \times 8 \text{ bitov/bajtov} = 1\,504 \text{ bitov}$$

num\_elements\_in\_timeSlice je celé číslo začiatku prvku, ktoré sa vyskytlo v časovom intervale. Ak je prvkom stoosemdesiatosembajtový paket, potom zodpovedá počítaniu synchronizačných bajtov. Ak je prvkom bajte, potom môže zodpovedať prvému bitu pri prenose po sériovej linke.

Jednotky MG\_bitrate\_at\_timeSlice nie sú súčasťou špecifikácie, ale musia byť rovnaké ako jednotky používané na vyjadrenie veľkosti prvku. Je to kvôli tomu, že prenosová rýchlosť môže byť vyjadrená mnohými spôsobmi tak, ako je opísané v názvosloví ďalej.

Meranie je diskrétné. Nová nameraná hodnota je dostupná v každom časovom intervale a hodnota je udržiavaná vždy počas trvania tohto časového intervalu. Zobrazenie hodnoty prenosovej rýchlosti na meracom zariadení nemusí byť precízne tak, ako je naznačené na obrázku 5-4.



Obrázok 5-4 – Zobrazenie hodnoty prenosovej rýchlosti

### 5.3.3.2 Preferované hodnoty na meranie prenosovej rýchlosti

Uprednostňované hodnoty algoritmu sú aplikačne závislé. Celá sada hodnôt môže byť vhodná na monitorovanie a ďalšie môžu byť vhodné na presné meranie. V prípade, že chceme mať dôsledné a zhodné meranie medzi rôznymi výrobcami zariadení, odporúčajú sa tieto profily (časový interval  $\tau$  môže sa vyjadriť ako čas alebo ako frekvencia kvôli presnosti).

MG Profil	Opis profilu	Typ dát. toku/rýchlosť	$\tau$	N	T=N $\tau$	prvok
<b>MGB1</b>	Tento profil je vybavený najlepšie v aplikáciách s konštantnou prenosovou rýchlosťou, alebo len málo sa meniacou rýchlosťou. Je kompatibilný s väčšinou zariadení, ktoré boli vyvinuté skôr ako táto technická správa.	Všetky	1 s	1	1 s	188 bajtový paket
<b>MGB2</b>	Profil poskytuje celkový výpočet rýchlosti, pričom má prijateľnú presnosť pri väčšine monitorovacích a problémových aplikácií. Je určený na meranie konštantnej bitovej rýchlosti (CBR) zatiaľ čo rapídne sa meniace rýchlosti je vhodnejšie merať použitím profilov MGB3 alebo MGB4.	Všetky	100 ms	10	1 s	188 bajtový paket
<b>MGB3</b>	Profil poskytuje možnosť sledovania malých zmien v rýchlosti multiplexu každého prvku.	Všetky	1/90 kHz	1 800	20 ms	188 bajtový paket
<b>MGB4</b>	Tento profil poskytuje na dlhší čas výpočet priemernej rýchlosti ale s opakovateľnosťou medzi dvomi rôznymi meraniami tých istých dát.	Všetky	1/90 kHz	$9 \times 10^4$	1 s	188 bajtový paket
<b>MGB5</b>	Profil umožňuje používateľovi nastaviť výpočet prenosovej rýchlosti na základe parametrov, ktoré sú najvhodnejšie do jednotlivých TS. Je veľmi dôležité, že keď sa toto uskutoční, názvoslovie použité na definíciu prenosovej rýchlosti jasne ukazuje, že bitové rýchlosti zariadení nie sú navzájom porovnateľné: TS@MGB1 video@MGB3 audio@MGB4 the_rest@188,1s,100s etc. Po tomto nasleduje príručka pojmov (názvoslovie) a ukazuje, že je nepravdepodobné, aby sa súčet bitových rýchlostí komponentov transportného toku rovnal bitovej rýchlosti celkového TS.	Kompletný alebo čiastočný TS	Uživ. Def.	Uživ. Def.	Uživ. Def.	188 bajtový paket

Aplikácie profilov sú uvedené v informatívnej prílohe J.

### 5.3.3.3 Názvoslovie

Je dôležité zobrazovať hodnoty prenosovej rýchlosti v podobe, ktorá umožňuje porovnanie. Správne názvoslovie môže zvýrazniť napríklad to, že je potrebné použiť korekčné faktory na konverziu merania prenosovej rýchlosti (dvestoštyribajtového paketu) na meranie s stoosemdesiatosembajtovým paketom. Toto odporúčanie je formulované s názvoslovným MG-bitrate. Ak sa použije algoritmus MG-bitrate, potom budú bitové rýchlosti vyjadrené v tejto forme:

<bitrate\_value> <units>@ MGprofile

alebo <bitrate\_value> <units> @ MG<element>, <timeslice>, <time\_gate> [,<filter>]

Napríklad ak sa má merať celková prenosová rýchlosť transportného toku systému dvestoštyribajtových paketov, potom je potrebné poznať veľkosť paketu (t. j. veľkosť prvku) a veľkosť časového okna (ktorá bola zameraná) s cieľom zabezpečiť opakovateľnosť. Preto sa prenosová rýchlosť vyjadří takto:

10,300 Mbit/s @ MG 204,1/90 kHz,1,1s *príklad 1*

Štandardne sa predpokladá, že prenosová rýchlosť bola do celkový TS.

Ak je nutné merať prenosovú rýchlosť všetkých zariadení služby nazvanej „skúšobný prenos“ (t. j. všetky PIDy obsiahnuté v PMT + prenosová rýchlosť PMT okrem rýchlosti EITp a EITf na túto službu), potom sa vyjadří takto:

4,154 Mbit/s @ MG 188, 1/90 kHz,1s, služba: skúšobný prenos *príklad 2;*

4,154 Mbit/s @ MGB4, služba: skúšobný prenos.

Na vyjadrenie príkladu 2 percentuálnym pomerom k celkovej prenosovej rýchlosti v príklade 1, je zrejmé, že je potrebné použiť korekčný koeficient 188/204 ešte pred delením:

Skúšobná prevádzka =  $100 \times (4,154 \times 204/188) / 10,300$  % prenosovej rýchlosti  
43,8 % prenosovej rýchlosti

Je nutné si uvedomiť, že toto názvoslovie je nezávislé od použitej meracej metódy, ale je dôležité, aby bolo možné výsledky vzájomne porovnať.

Ďalej si treba uvedomiť, že pri zapisovaní merania prenosovej rýchlosti MG-bitrate hodnoty v jednotkách kbit/s a Mbit/s sú odvodené z  $10^3$  bitov za sekundu a  $10^6$  bitov za sekundu. Ďalej sa odporúča, že hodnoty kB/s ( $10^3$  bajtov/s) a MB/s ( $10^6$  bajtov/s) sa nebudú používať.

### 5.3.4 Celistvosť kontroly informácií

Informácie v jednotlivých tabuľkách SI/PSI rôznych TS musia byť zhodné a koherentné, na poskytovanie prístupu používateľa ku všetkým službám. Kdekoľvek boli tieto tabuľky vytvorené, modifikované, alebo extrahované, je tam potrebné ich vždy kontrolovať do výstupného TS.

V mnohých prípadoch sú tieto aplikácie používateľsky definované vzhľadom na to, že poskytovatelia a operátori môžu požadovať čo najmenšiu zložitosť týchto kontrol.

Ako prvý príklad takejto kontroly je ďalej definovaná kontrola Transport\_Stream\_ID.

#### 5.3.4.1 Kontrola Transport\_Stream\_ID

<b>Definícia</b>	Každý MPEG-2 TS sa má identifikovať pomocou jeho Transport_Stream_ID prenášaného v tabuľke PAT.
<b>Účel</b>	Siete DVB sa stávajú stále zložitejšími, je tu zvýšené riziko prenosu nesprávneho transportného toku. Poskytovatelia a operátori si budú chcieť overiť, že TS, ktorý sa aktuálne spracúva, je ten správny.
<b>Rozhranie</b>	A, Z
<b>Metóda</b>	Transport Stream ID (tak, ako sa odkazuje v tabuľke PAT) sa má kontrolovať a aktuálny TS ID sa má porovnať s hodnotou definovanou používateľom. Týmto sa môže skúšať, či aktuálny TS je ten správny.

### 5.3.5 Parametre TS v prenosových systémoch s redukciami dát SI

Určité prenosové systémy, napríklad prenosové systémy DSNG v súlade s EN 301 210 [18] obsahujú zjednodušené informácie PSI/SI (pozri prílohu D EN 301 210 [18]). Pri skúške takýchto transportných tokov nasledujúca tabuľka zvyrazňuje, ktoré skúšky odporúčané v 5.2 sa majú použiť.

Číslo	Indikátor	Komentár
1.1	TS_sync_loss	Základ na prístup k dátam TS
1.2	Sync_byte_error	Nemusí nutne brániť dekódovaniu obsahu
1.3	PAT_error	Základ na prístup k dátam TS
1.3.a	PAT_error_2	Základ na prístup k dátam TS
1.4	Continuity_count_error	Nemusí nutne brániť dekódovaniu obsahu
1.5	PMT_error	Základ na prístup k dátam TS
1.5.a	PMT_error_2	Základ na prístup k dátam TS
1.6	PID_error	Nemusí nutne brániť dekódovaniu obsahu

Číslo	Indikátor	Komentár
2.1	Transport_error	
2.2	CRC_error	Aplikuje sa len na PAT a PMT
2.3	PCR_error	
2.3a	PCR_repetition_error	
2.3b	PCR_discontinuity_indicator_error	
2.4	PCR_accuracy_error	
2.5	PTS_error	
2.6	CAT_error	

Číslo	Indikátor	Komentár
3.3	Buffer_error	
3.4	Unreferenced_PID	
3.4.a	Unreferenced_PID	
3.9	Empty_buffer_error	
3.10	Data_delay_error	

## 5.4 Meranie dostupnosti na úrovni TS MPEG-2

### Definície chybových udalostí

Tieto definície sa používajú s cieľom zabezpečiť kritériá dostupnosti systému, dostupnosť linky, odolnosť systému proti chybám, napríklad na účely merania pokrytia, na distribúciu v sieťach ako družicová (DVB-S a DVB-DSNG), káblová (DVB-C), terestriálna (DVB-T) a mikrovlnové systémy (DVB-MS, DVB-MC a DVB-MT) takisto do doplnkových sietí (DVB-PDH ETS 300 813 [19] a DVB-SDH ETS 300 814 [20]).

Tieto definície sa môžu taktiež použiť na skúšanie kvality transportných tokov v prijímačoch IRD na spoločných rozhraniach.



Tabuľka 5.2 – Chybové udalosti

5.4.1	<b>Periódá so silným rušením (SDP):</b>	Periódá straty synchronizácie (tak ako je definovaná v článku 5.2.1 súčasného dokumentu, parameter 1.1) alebo strata signálu.
5.4.2	<b>Chybný blok (EB):</b>	Paket TS MPEG-2 s jednou alebo viacerými neopraviteľnými chybami, ktorý je indikovaný značkou transport_error_indicator. Pozri článok 5.2.2.
5.4.3	<b>Časový interval s chybami (ETI):</b>	Daný časový interval s jedným, alebo viacerými chybovými blokmi (EB).
5.4.3.a	<b>Sekunda s chybami (ES):</b>	Špecifický prípad ETI, kde daný časový interval je jedna sekunda.
5.4.4	<b>Časový interval s mnohými chybami (SETI):</b>	Daný interval, ktorý obsahuje viac ako špecifikované percento chybných blokov, alebo najmenej jedna SDP alebo časť. Tento percentuálny podiel nebude špecifikovaný v tejto správe, ale má vyhovovať dohodám medzi sieťovými operátormi a poskytovateľmi programového obsahu.
5.4.4a	<b>Sekunda s mnohými chybami (SES):</b>	Špecifický prípad SETI, kde daný časový interval je jedna sekunda.
5.4.5	<b>Doba nedostupnosti UAT</b>	<p>Začiatok periódy času nepohotovosti sa môže definovať ako</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>– začiatok N po sebe idúce udalosti SES/ SETI; alebo</li> <li>– začiatok rolujúceho okna s dĺžkou T, v ktorom sa vyskytli udalosti M SES/ SETI.</li> </ul> <p>Tieto intervaly/sekundy sú považované za súčasť času nepohotovosti.</p> <p>Koniec periódy času nepohotovosti sa môže definovať podľa</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>– začiatok N po sebe idúcich udalostí SES/SETI; alebo</li> <li>– začiatok rolujúceho okna dĺžky T, ktorý neobsahuje udalosti SES/ SETI.</li> </ul> <p>Tieto časové intervaly/sekundy sú považované za súčasť času pohotovosti (Available Time).</p> <p>Hodnoty N, M a T sa môžu líšiť pri rôznych typoch služieb (obraz, zvuk, dáta a pod.).</p>

Treba si uvedomiť, že tieto skúšky sú možné len ak bolo použité Reedovo-Solomonovo kódovanie (vzostupný tok) vzhľadom na merací bod.

## 5.5 Vyhodnotenie kvality služieb kombináciou parametrov súvisiacich s TS

### Úvod

Za posledné roky sa vykonalo množstvo prevádzkových skúšok ako súčasť výskumných projektov (pozri poznámku) zameraných na kvalitu služby digitálnej TV. Skúšky boli aplikované v rôznych typoch digitálnych TV sietí ako je družicová, káblová, pozemská, a určitý stupeň sietí ATM. Skúšky boli zamerané na vytváranie pomerne ťažkých, ale reálnych podmienok čo sa týka príjmu týchto služieb. Dohľadový systém vytváral databázu zbieraním nameraných parametrov, získaných meracími nástrojmi (parametre VF, analýza transportného toku, subjektívne sledovanie zvuku a obrazu). Systém bol umiestnený na rôznych miestach siete.

POZNÁMKA. – ACTS projekty QUOVADIS (1995-1998) a MOSQUITO (1998-1999).

Štatistická analýza týchto dát (reprezentujúca režimy sietí, meracie zariadenie a kontrolné nástroje v reálnych podmienkach) odhalila určitý vzájomný vzťah medzi jednotlivými parametrami. Metodika bola definovaná určením minimálneho zoznamu parametrov, ktoré dôsledne opisujú príjmacie zariadenie v určitých príjmových podmienkach.

Ďalej uvedené definície sú založené na parametroch, ktoré sú definované v tejto správe. Odporúča sa vhodná kombinácia parametrov s cieľom dať prvé približné výsledky s určitou pravdepodobnosťou času a miesta, pri ktorých je služba dostupná v určitej oblasti s definovanou kvalitou.

Cieľom je poskytovať informácie v štruktúrovanej forme tak, že sieťoví operátori môžu implementovať rôzne funkcionality a získať skúsenosti s meraním kombinovaných parametrov. To napríklad vedie k celkovému porozumeniu problémov a možných riešení monitoringu kvality služieb.

Takisto to môže byť veľmi dôležitá vlastnosť na definovanie zmluvných záväzkov medzi poskytovateľom služby a sieťovým operátorom. Na prvý odhad kvality služby, ktorá je dostupná za určitých príjmových podmienok poslúžia parametre ako: Service\_Availability\_Error, Service\_Degradation\_Error a Service\_Impairments\_Error a ich úroveň za určitý percentuálny podiel času sa môže porovnať s vopred definovanou úrovňou (akú napríklad nastaví sieťový operátor).

### 5.5.1 Service\_Availability\_Error a Service\_Availability\_Error\_Ratio

<b>Účel</b>	Identifikovať silné poruchy a prerušenia služby za určitých príjmových podmienok. Parameter súvisí so stratou služby.
<b>Rozhranie</b>	Z
<b>Metóda</b>	<p>Počítanie výskytu chybových hlásení týchto parametrov v priebehu definovaného časového intervalu <math>\Delta T</math> (napríklad 10 s):</p> <ol style="list-style-type: none"> <li>1) TS_sync_loss (pozri 5.2.1 {1.1})</li> <li>2) PAT_error (pozri 5.2.1 {1.3})</li> <li>3) PMT_error (pozri 5.2.1 {1.5})</li> </ol> <p>V každom časovom intervale <math>\Delta T</math> sa počítajú rozdiely (ktoré zodpovedajú derivácii narastajúcej funkcie súvisiacej s výskytom príslušných chybových hlásení):</p> $\text{TS\_sync\_loss}(\Delta T) = \text{TS\_sync\_loss}(T) - \text{TS\_sync\_loss}(T - \Delta T)$ $\text{PAT\_error}(\Delta T) = \text{PAT\_error}(T) - \text{PAT\_error}(T - \Delta T)$ $\text{PMT\_error}(\Delta T) = \text{PMT\_error}(T) - \text{PMT\_error}(T - \Delta T)$ <p>Potom sa hodnota Service_Availability_Error vypočíta:</p> $\text{Service\_Availability\_Error} = \text{Max} [\text{TS\_sync\_loss}(\Delta T), \text{PAT\_error}(\Delta T), \text{PMT\_error}(\Delta T)]$ <p>a výsledky sa zobrazia za celú príslušnú dobu napríklad 10 minút, a výpočet Service_Availability_Error_Ratio ako percentuálny podiel času, ktorý parameter prekračuje vopred definovanú prahovú hodnotu.</p>

### 5.5.2 Service\_Degradation\_Error a Service\_Degradation\_Error\_Ratio

<b>Účel</b>	Identifikovať silné zhoršenie služby za určitých príjmových podmienok. Tento parameter je vzťahovaný k úrovni zhoršenia služby.
<b>Rozhranie</b>	Z
<b>Metóda</b>	<p>Počítanie výskytu chybových hlásení o parametroch v priebehu definovaného časového intervalu <math>\Delta T</math> (napríklad 10 s):</p> <ol style="list-style-type: none"> <li>1) CRC_error (pozri 5.2.2 {2.2})</li> <li>2) PCR_error (pozri 5.2.2 {2.3})</li> <li>3) NIT_error (pozri 5.2.3 {3.1})</li> <li>4) SDT_error (pozri 5.2.3 {3.5})</li> </ol> <p>V každom časovom intervale <math>\Delta T</math> sa počítajú rozdiely (ktoré zodpovedajú derivácii narastajúcej funkcie súvisiacej s výskytom príslušných chybových hlásení):</p> $\text{CRC\_error}(\Delta T) = \text{CRC\_error}(T) - \text{CRC\_error}(T - \Delta T)$ $\text{PCR\_error}(\Delta T) = \text{PCR\_error}(T) - \text{PCR\_error}(T - \Delta T)$ $\text{NIT\_error}(\Delta T) = \text{NIT\_error}(T) - \text{NIT\_error}(T - \Delta T)$ $\text{SDT\_error}(\Delta T) = \text{SDT\_error}(T) - \text{SDT\_error}(T - \Delta T)$ <p>Potom hodnotu Service_Degradation_Error vypočítame:</p> $\text{Service\_Degradation\_Error} = \text{Max} [\text{CRC\_error}(\Delta T), \text{PCR\_error}(\Delta T), \text{NIT\_error}(\Delta T), \text{SDT\_error}(\Delta T)]$ <p>a výsledky sa zobrazia za celý príslušný čas, napríklad 10 minút, a výpočet Service_Degradation_Error_Ratio ako percentuálny podiel času, ktorý parameter prekračuje vopred definovanú prahovú hodnotu.</p>

### 5.5.3 Service\_Impairments\_Error a Service\_Impairments\_Error\_Ratio

<b>Účel</b>	Identifikovať prvé náznaky zhoršenia služieb za určitých príjmových podmienok. Parameter je vzťahnutý k zriedkavým narušeniam služby.
<b>Rozhranie</b>	Z
<b>Metóda</b>	<p>Počítanie výskytu chybových hlásení s parametrami v priebehu definovaného časového intervalu <math>\Delta T</math> (napríklad 10 s):</p> <ol style="list-style-type: none"> <li>Continuity_count_error (pozri 5.2.1 {1.4})</li> <li>Transport_error (pozri 5.2.2 {2.1})</li> </ol> <p>V každom časovom intervale sa počítajú rozdiely (ktoré zodpovedajú derivácii narastajúcej funkcie súvisiacej s výskytom príslušných chybových hlásení):</p> <p>Continuity_count_error (<math>\Delta T</math>) = Continuity_count_error (T) - Continuity_count_error <math>\Delta T</math>)  Transport_error (<math>\Delta T</math>) = Transport_error (T) - Transport_error <math>\Delta T</math>)</p> <p>Potom sa Service_Impairments_Error vypočíta:  Service_Impairments_Error = Max [Continuity_count_error, Transport_error]</p> <p>a výsledky sa zobrazia za celý príslušný čas napríklad 10 minút, a výpočet Service_Impairments_Error_Ratio sa vyjadří ako percentuálny podiel, ktorý parameter prekračuje vopred definovanú prahovú hodnotu.</p>

Príklad definície rôznych príjmových podmienok môže byť:

Veľmi dobrá kvalita príjmu (pQoS), neviditeľné alebo počuteľné zhoršenie počas niekoľkých minút	Service_Availability_Error vo výkonnostnej triede = 1 s 100 % času, Service_Degradation_Error vo výkonnostnej triede = 1 s 100 % času, Service_Impairments_Error vo výkonnostnej triede $\leq$ 2 s 95 % času
Veľmi zlé príjmové podmienky	Service_Availability_Error vo výkonnostnej triede $\geq$ 2 s 75 % času, Service_Degradation_Error vo výkonnostnej triede $\geq$ 2 s 95 % času, Service_Impairments_Error vo výkonnostnej triede $\geq$ 3 s 95 % času

POZNÁMKA. – Obrázky v tomto príklade nie sú všeobecne aplikovateľné. Môžu sa definovať sieťovými operátormi alebo poskytovateľmi služieb s cieľom kvantitatívne určiť dostupnosť alebo parametre zmluvne dohodnutej služby. V rôznych typoch služieb sú veľmi pravdepodobné veľké zmeny charakteristík.

Na účel týchto meraní je vhodné definovať niekoľko prevádzkových tried vo vzťahu na kvalitu služieb (pQoS).

Ďalej je uvedený príklad, ktorý sa môže použiť v obrazových a zvukových službách:

- Prevádzková trieda 1: vysoká úroveň kvality služby (pQoS), bez zhoršenia.
- Prevádzková trieda 2: dobrá úroveň kvality služby (pQoS), niekoľko zhoršení.
- Prevádzková trieda 3: nízka úroveň kvality služby (pQoS), opakované zhoršenie.
- Prevádzková trieda 4: veľmi nízka kvalita služby (pQoS), opakované zhoršenia služieb.
- Prevádzková trieda 5: opakovaná strata služby, nemožné sledovať žiadny program.

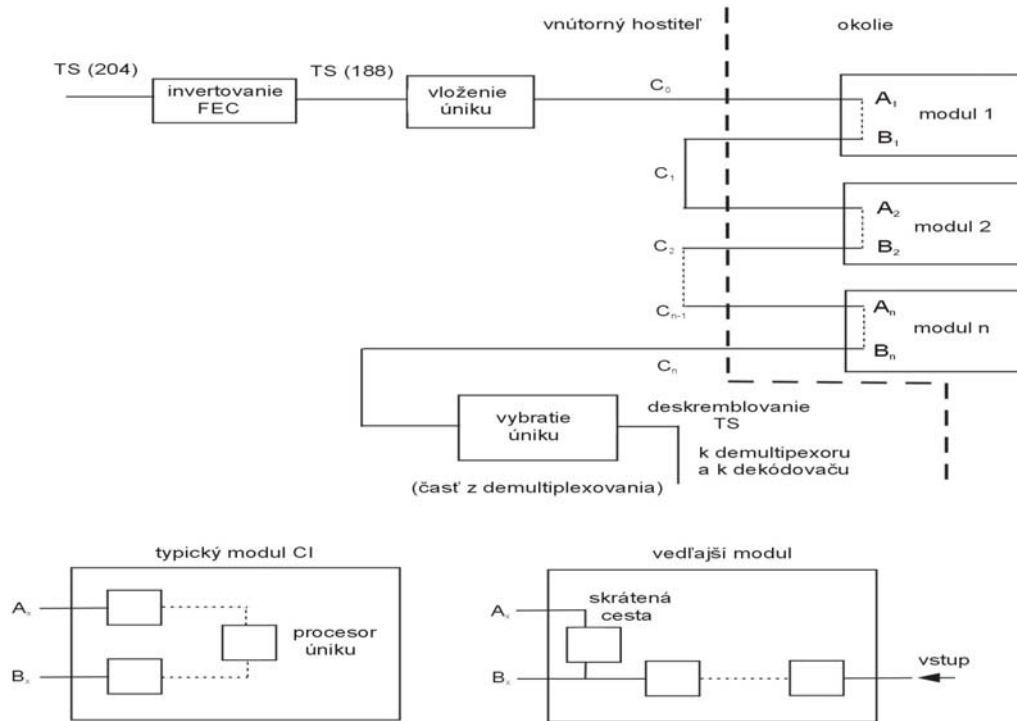
### 5.6 Parametre na aplikácie súvisiace so spoločným rozhraním (CI)

Spoločné rozhranie (CI) je v princípe rozhranie transportného toku, ale má jednotlivé vlastnosti, ktoré vyžadujú prídavné skúšky.

Parametre definované v tomto článku sú určené na umožnenie reprodukovateľných a porovnateľných meraní na rozhraní CI. Tak ako v predchádzajúcich kapitolách týkajúcich sa skúšok transportného toku nie je možné zabezpečiť, že tieto skúšky umožnia kompletnú

analýzu. Takisto sú určené na kontrolu funkčnosti, nejde o celkovú skúšku kompatibility alebo skúšku o zhode.

Obrázky tohto referenčného modelu zobrazujú funkčné bloky, ktoré súvisia s definíciami skúšok.



Obrázok 5.5 – Referenčný model CI

### 5.6.1 Oneskorenie

Parameter	Účel	Rozhranie	Metóda
Oneskorenie	Určiť vplyv jedného modulu CI na oneskorenie (alebo priemerné oneskorenie),	$A_n - B_n$	Merať čas príchodu synchronizačných bajtov daných paketov TS na oboch rozhraniach.

### 5.6.2 CI\_module\_delay\_variation

Parameter	Účel	Rozhranie	Metóda	Odkaz
CI_module_delay_variation	Kontrolovať zhodu so špecifikáciou CI, obmedziť ďalší džiter PCR a podporiť dekódovateľnosť	$A_x - B_x$	Merať oneskorenie všetkých príslušných bajtov každého paketu transportného toku medzi vstupom $A_x$ a výstupom $B_x$ a vypočítať zmeny špičkového oneskorenia v každom pakete transportného toku.	EN 50221 [23], článok 5.4.2

POZNÁMKA. –  $A_x$  a  $B_x$  a sú vstup a výstup ľubovoľného jednotlivého modulu CI.

### 5.6.3 Input\_output\_TS comparison

Parameter	Účel	Rozhranie	Metóda
Porovnanie vstupu a výstupu transportného toku	Zabezpečiť, že moduly v skúške nepoškodia ďalšie časti transportného toku	$C_o - C_n$	TS s najmenej jedným PID neovplyvnený modulmi CI + inými PIDmi, ktoré aktivujú každý skúšaný modul a uskutočňujú bitové porovnávanie nepoškodených PIDov; Navyše sa môžu moduly CI skúšať aj pokiaľ sú neaktívne.

### 5.6.4 CI\_module\_throughput

Parameter	Účel	Rozhranie	Metóda	Limity
Periódá medzi po sebe idúcimi synchronizačnými bajtmi	Zabezpečiť zhodu so špecifikáciami CI	$A_x$ , $B_x$ alebo $C_x$	Merací čas medzi dvomi synchro bajtmi po spracovaní v moduloch @ $A_x$ : moduly schopné prijať vstupný transportný tok @ $B_x$ : výstup modulu (TS) v limitoch	58 Mbit/s podľa EN 50221 [23]

POZNÁMKA. –  $A_x$  a  $B_x$  sú vstup a výstup ľubovoľného jednotlivého modulu. CI,  $C_x$  je ľubovoľné príslušné rozhranie hostiteľského zariadenia.

### 5.6.5 Platný TS na rozhraní CI

Parameter	Účel	Rozhranie	Metóda	Limity
Platný TS	Zabezpečiť dekódovateľnosť	$A_x$ , $B_x$ alebo $C_x$	Kontroluje (tak ako v ETR 290 [21] parametre prvej priority + 2.6	

POZNÁMKA. –  $A_x$  a  $B_x$  sú vstup a výstup ľubovoľného jednotlivého modulu CI,  $C_x$  je ľubovoľné zodpovedajúce rozhranie hostiteľského zariadenia.

## 6 Spoločné parametre družicového a káblového prenosového média

### 6.1 Dostupnosť systému

**Účel:** Dostupnosť systému opisuje dlhodobú kvalitu kompletného digitálneho prenosového systému od kódovača MPEG-2 až k meraciemu miestu.

**Rozhranie** Z

**Metóda:** Definícia dostupnosti systému je založená na súbore charakteristických parametrov uvedených v tabuľke 5.4:

Periódá so silným porušením (SDP)

Blok s chybami (EB)

Časový interval s chybami  
ETI/Sekunda s chybami (ES)

Najhorší časový interval s  
chybami/najhoršia sekunda  
s chybami (SES)

Čas nedostupnosti (UAT)

Dostupnosť systému je definovaná ako pomer (Celkový čas – čas nedostupnosti) k celkovému času.

### 6.2 Dostupnosť spoja

<b>Účel</b>	Dostupnosť spojenia opisuje dlhodobú kvalitu špecifikovaného spojenia v digitálnom prenosovom reťazci. Má sa používať ako parameter určujúci kvalitu služby v prípade uzavretia zmluvy medzi sieťovými operátormi a poskytovateľmi programového obsahu.	
<b>Rozhranie</b>	X (Indikátor preťaženia Reedovho-Solomonovho dekódovača).	
<b>Metóda</b>	Definícia dostupnosti spojenia je založená na týchto charakteristických parametroch určujúcich výkonnosť systému:	
	Neopraviteľný paket (UP)	Paket TS MPEG-2 s neopraviteľnou chybou, ktorá je indikovaná indikátorom preťaženia v Reedovom-Solomonovom dekódovači.
	Časový interval s neopraviteľnými chybami UTI/sekunda s neopraviteľnými chybami (US)	Daný časový interval s jednou alebo viacerými UP. US je špecifický prípad UTI, kde daný časový interval je 1 sekunda.
	Najhorší časový interval s neopraviteľnými chybami (SUTI)/najhoršia sekunda s neopraviteľnými chybami (SUS):	Daný časový interval, ktorý obsahuje väčší ako dovolený percentuálny podiel neopraviteľných paketov, alebo najmenej jednu SDP (pozri 5.4) alebo časť z toho.

		<p>POZNÁMKA. – Tento percentuálny podiel nebude špecifikovaný v tejto správe, ale má byť predmetom zmluvných dohôd medzi sieťovými operátormi a poskytovateľmi služieb.</p> <p>SUS je špecifický prípad SUTI, kde daný časový interval je jedna sekunda.</p>
	Čas nedostupnosti spojenia LUAT	<p>Začiatok času, kedy nie je spojenie dostupné definujeme ako:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>– začiatok N po sebe idúcich udalostí SUS/SUTI; alebo</li> <li>– ako začiatok rolujúceho okna s dĺžkou T, v ktorom sa vyskytujú udalosti M SUS/SUTI.</li> </ul> <p>Tieto časové intervaly/sekundy sa považujú za súčasť času nedostupnosti spojenia (LUT).</p> <p>Koniec periódy LUT sa môže definovať podľa:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>– začiatok N po sebe idúcich udalostí, ktoré nie sú povahy SUS/SUTI; alebo</li> <li>– začiatok rolujúceho okna s dĺžkou T, v ktorom sa nevyskytujú žiadne udalosti SUS/SUTI.</li> </ul> <p>Tieto časové intervaly/sekundy sú považované za časť času dostupnosti spojenia.</p> <p>Hodnoty N, M a T sa môžu líšiť pri rôznych druhoch služieb (obraz, zvuk, dáta a pod.).</p>

### 6.3 BER pred dekódovačom RS

**Účel** Bitová chybovosť (BER) je základný parameter, ktorý opisuje kvalitu digitálnej prenosovej trasy.

**Rozhranie** W

**Metóda** BER je definovaná ako pomer medzi chybne prijatými bitmi a celkovým počtom prenesených bitov.

Existujú dve alternatívne metódy; jedna na meranie mimo prevádzky a druhá počas prevádzky. V oboch prípadoch sa má meranie vykonávať len v rámci času dostupnosti spojenia, tak ako je to definované v 6.2.

#### 6.3.1 Mimo prevádzky

Základný princíp merania je generovať vnútri kanálového kódovača známu, pevnú, opakujúcu sa postupnosť bitov, v podstate pseudonáhodnej povahy. Aby sa to zabezpečilo, sú dáta spojite sa opakujúceho jedného pevného paketu transportného toku spracovávané funkciou inverzia synchronizácie/znáhodnenie. Táto postupnosť je definovaná ako nulový paket TS v norme ISO/IEC 13818-1 [1], pričom všetky dátové bajty sú nastavené na 0x00; t. j. pevný paket je definovaný ako štvorbajtová postupnosť 0x47, 0x1F, 0xFF, 0x10, za ktorou nasleduje 184 nulových bajtov (0 x 00). Najlepšie je, keď je táto možnosť priamo zahrnutá v kódovacom systéme (pozri A.2).

#### 6.3.2 Počas prevádzky

Základným predpokladom tejto meracej metódy je, že kontrolné bajty RS sú počítané na každý spoj v prenosovom reťazci. Počas normálnych prevádzkových podmienok dekódovač RS opraví všetky chyby a vytvorí bezchybový paket transportného toku. Ak sa objaví množstvo zhukov chýb, potom už dekódovací systém RS môže byť preťažený a nie je schopný opraviť paket. V tomto prípade sa aktivuje indikátor transport\_error\_indicator, potom sa už nesmú zmeniť žiadne bity v pakete a 16 kontrolných bajtov RS sa musí prepočítať ešte



predtým, ako sa prepne prenos na iný spoj. Bitová chybovosť (BER) meraná v ľubovoľnom bode prenosového reťazca je potom BER daného prenosového spoja.

Počet chybných bitov vrámci paketu TS bude odhadnutý porovnaním kombinácie bitov tohto paketu TS pred a za dekódovačom RS. Ak nameraná hodnota BER prekročí  $10^{-3}$ , potom sa má meranie považovať za nedôveryhodné kvôli obmedzeniam dekódovacieho algoritmu RS. Ľubovoľný paket TS, ktorý nevie dekódovač RS opraviť, má vyvolať opätovné počítanie.

#### 6.4 Záznam chybových udalostí

**Účel** Záznam chybových udalostí vytvára neustály zápis chýb, ktorý sa môže následne použiť na vyhľadanie možných zdrojov chýb. Môže sa použiť ako meranie dostupnosti systému (pozri článok 6.1 vyššie).

**Rozhranie** Z

**Metóda** Strata synchronizácie, strata signálu a príjmu kvôli chybným paketom TS sa zaznamenáva.

V prípade straty synchronizácie alebo straty signálu sa musí zaznamenať celkový čas straty spoločne s trvaním straty, alebo časom obnovy zo straty. Na toto meranie sa odporúča predvolené časové rozlíšenie 1 sekunda, aj iné časové intervaly sa môžu brať do úvahy v závislosti od aplikácie.

V prípade príjmu blokov s chybami (EB) (pozri 6.1), počet takýchto udalostí sa musí zaznamenať v každej sekunde, spolu s PID a celkovým počtom prijatých paketov tohto PIDu v rámci časového rozlíšenia. Záznam ľubovoľných iných parametrov (t. j. preťaženie Reedovho-Solomonovho dekódovača, `original_network_id`, `service_id`) je voliteľný.

Chybový záznam musí zaznamenať súčasne 1 000 chybových udalostí ako minimum. Má sa vykonávať záloha kvôli možnosti prístupu ku všetkým chybovým informáciám vo forme použiteľnej na ďalšie spracovanie dát.

#### 6.5 Džiter symbolových hodín vysielča a presnosť vysielča

**Účel** Nepresnosti symbolových hodín vzťahujúce sa na absolútnu frekvenciu, frekvenčný posuv a džiter môžu spôsobovať medzysymbolovú interferenciu. Navyše môže byť ovplyvnená presnosť prenášaných referenčných hodín ako je signál PCR. Preto degradácia kvality signálu kvôli nepresnostiam symbolových hodín musí byť zanedbateľná. Džiter a presnosť symbolových hodín sa môže narušiť v prípade, že symbolové hodiny sú priamo synchronizované z nestabilných hodín TS. V tomto prípade sa meranie vykoná pokiaľ je vysieláč budený TS s cieľom zabezpečiť najhorší prípad merania.

**Rozhranie** E

**Metóda** Je určená na meranie absolútnej frekvencie, zmien frekvencie odchýlky a džitera časovania. Na synchronizáciu so symbolovými hodinami sa môže použiť obvod PLL a podľa šírky pásma zachytenia slučky je džiter časovania potlačený a malý drift frekvencie je na výstupe oscilátora PLL stále. Džiter sa môže merať osciloskopom spúšťaným extrahovanými hodinami. Džiter sa obyčajne vyjadří ako medzivrcholová hodnota v jednotkovom intervale UI (Unit Interval), kde 1 UI je rovný jednému hodinovému cyklu ( $T_{\text{symbol}}$ ). Na meranie absolútnej frekvencie a zmien frekvencie sa môže použiť výstup hodinového extraktora alebo symbolových hodín priamo s použitím vhodného čítača frekvencie.

POZNÁMKA. – Toto meranie sa odvoláva na fyzickú vrstvu prepojenia transportného toku. Pozri 5.3.2 na meranie PCR.

## 6.6 Výkonová úroveň signálu VF/MF

**Účel** Na správne nastavenie siete je potrebné merať úroveň signálu.

**Rozhranie** Ľubovoľné rozhranie VF/MF N alebo P.

**Metóda** Výkonová úroveň signálu, alebo užitočný výkon je definovaný ako stredný výkon daného signálu, ktorý bol zmeraný termickou výkonovou sondou. Meranie sa má obmedziť na šírku pásma užitočného signálu. Pri použití spektrálneho analyzátoru alebo kalibrovaného prijímača, sa má výkon integrovať v nominálnej šírke pásma signálu (symbolová rýchlosť  $x(1 + \square)$ ).

## 6.7 Výkonová úroveň šumu

**Účel** Šum predstavuje významné zhoršenie prenosovej siete.

**Rozhranie** N (mimo prevádzky) alebo T (počas prevádzky)

**Metóda** Výkonová úroveň šumu (stredný výkon), alebo nežiaduci výkon, sa meria použitím spektrálneho analyzátoru (mimo prevádzky) alebo sa odhadom získa z diagramu IQ (počas prevádzky), pozri 6.9.9. Výkonová úroveň šumu sa určí použitím šírky pásma obsadeného signálom, ktorá zodpovedá symbolovej rýchlosti  $x(1 + \square)$ . Pozri prílohu G.

## 6.8 Počítanie chybných bitov za RS

**Účel** Cieľom je merať a zisťovať, či je MPEG-2 TS kvázibezchybový.

**Rozhranie** Z

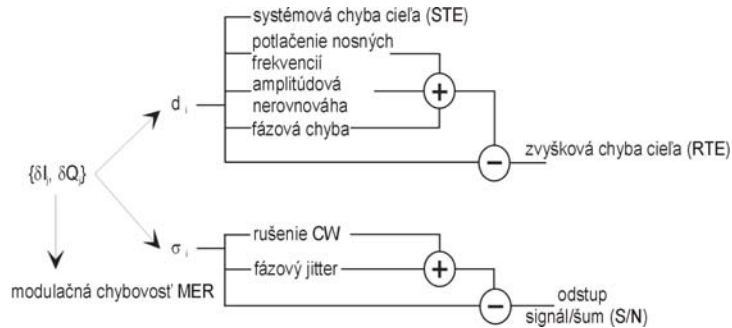
**Metóda** Rovnaký princíp, ktorý sa používa na meranie chybovosti (meranie mimo prevádzky) pred dekódovačom RS, ktorý je opísaný v 6.3.2, s tým, že výsledok sa vyjadří ako počet chýb a nie ako pomer. Prijímač potom má za úlohu len porovnať prijímané pakety TS s paketmi nulovými presne tak, ako to definuje A.2.

## 6.9 Analýza I/Q signálu

### 6.9.1 Úvod

Predpokladáme:

- konšteláčny diagram M symbolových bodov;
- meracia vzorka N dátových bodov, kde N je podstatne väčšie ako M, aby sa dosiahla požadovaná presnosť merania;
- súradnice každého prijatého dátového bodu  $j$  budú  $I_j + \delta I_j$ ,  $Q_j + \delta Q_j$ , kde  $I$  a  $Q$  sú súradnice ideálneho symbolového bodu a  $\delta I$  a  $\delta Q$  sú odchýlky určujúce chybový vektor dátového bodu (pozri A.3).



**Obrázok 6-1– Vzťah medzi parametrami, znázornené rôzne skreslenia IQ**

Modulačná chybovosť (MER) a súvisiaca veličina chybového vektora (EVM) sú vypočítané zo všetkých dátových bodov  $N$  bez špeciálneho predbežného výpočtu na dáta prislúchajúce symbolovým bodom  $M$ .

Aby sa vylúčili individuálne vplyvy od prijatých dát, v každom bode  $i$   $M$  symbolových bodov sa môže vypočítať, stredná vzdialenosť  $d_i$  a rozdelenie  $\sigma_i$  z týchto odchýliek  $\delta I_j$ ,  $\delta Q_j$ , prislúchajúcich bodu  $i$ .

Z hodnôt  $M$   $\{d_1, d_2, \dots, d_M\}$  môžu mať vplyvy/parametre:

- pôvodný ofset;
- amplitúdová nerovnováha (AI);
- chyba kvadratúry (QE),

vyjadrené a odvodené z hodnôt  $d_i$ , ktoré umožňujú vypočítať zvyškovú chybu cieľa (RTE) pomocou s rovnakého algoritmu ako systémovú chybu cieľa (STE) z  $\{d_1, d_2, \dots, d_M\}$ .

Z oblastí štatistického rozdelenia vrcholov vektora  $M$  (na obrázku 6-2 označené  $\sigma_i$ ) môžu sa vyjadriť parametre:

- fázový džiter;
- interferencia CW,

U zvyšných oblastí (po odstránení dvoch horeuvedených vplyvov) sa predpokladá, že sú spôsobené len za vplyvom Gaussovho šumu a sú základom výpočtu odstup signál-šum. Parameter môže zahŕňať okrem šumu taktiež niektoré iné rušivé efekty, ako malé nespojité rušenia alebo zvyškové chyby spôsobené ekvalizérom. Z hodnoty SNR sa dá vyjadriť hodnota odstup nosná frekvencia-šum (pozri A.3).

Keď sa použije rozhranie E alebo G, má sa zväžiť filtrovanie signálu pred rozhraním.

## 6.9.2 Modulačná chybovosť (MER)

**Účel** Zabezpečiť jednoduchú účinnú analýzu kvality prijímaného signálu.

Táto veličina sa vypočíta tak, aby zahrňovala celkové skreslenie signálu, ktoré sa pravdepodobne objaví na vstupe rozhodovacích obvodov komerčne vyrábaných prijímačov a je teda indikáciou schopnosti prijímača korektne dekódovať signál.

**Rozhranie** E, G, S, T

**Metóda** Nosná frekvencia a symbolové časovanie sú obnovené, čím sa odstráni frekvenčná chyba a zmena fázy. Pôvodný ofset (napríklad spôsobený zvyškovou nosnou frekvenciou alebo jednosmerným ofsetom), chyba kvadratury a nevyváženie amplitúd nie sú skorigované.

Vykoná sa časový záznam dvojice súradníc  $(\tilde{I}_j, \tilde{Q}_j)$  N prijatých symbolov.

O každom prijatom symbole sa rozhodne, aký symbol bol vlastne odoslaný. Ideálna pozícia vybraného symbolu (stred rozhodovacieho štvorca) je určená vektorom  $(I_j, Q_j)$ . Chybový vektor  $(\delta I_j, \delta Q_j)$  je definovaný ako vzdialenosť od ideálnej pozície k aktuálnej pozícii prijatého symbolu.

Inými slovami, prijatý vektor  $(\tilde{I}_j, \tilde{Q}_j)$  je sumou ideálneho vektora  $(I_j, Q_j)$  a chybového vektora  $(\delta I_j, \delta Q_j)$ .

Súčet štvorcov veľkostí ideálnych symbolových vektorov je vydelená sumou štvorcov veľkostí symbolových chybových vektorov. Výsledok vyjadrený ako výkonový pomer v dB je definovaný ako modulačná chybovosť (MER).

$$MER = 10 \times \log_{10} \left\{ \frac{\sum_{j=1}^N (I_j^2 + Q_j^2)}{\sum_{j=1}^N (\delta I_j^2 + \delta Q_j^2)} \right\} dB$$

Definícia MER nepredpokladá použitie korektora, merací prijímač môže obsahovať korektor komerčnej kvality s cieľom dosiahnuť reprezentatívnejšie výsledky, keď signál v meracom bode má lineárne zhoršenia.

Má sa znovu zvážiť, či MER je len jediný spôsob výpočtu akosti vektorovo modulovaného signálu. Druhý spôsob výpočtu akosti je veľkosť chybového vektora – (EVM) definovaná v A.3. V tomto článku je tiež naznačená vzájomná súvislosť MER a EVM a všeobecne je možné vyjadriť jednu veličinu pomocou druhej.

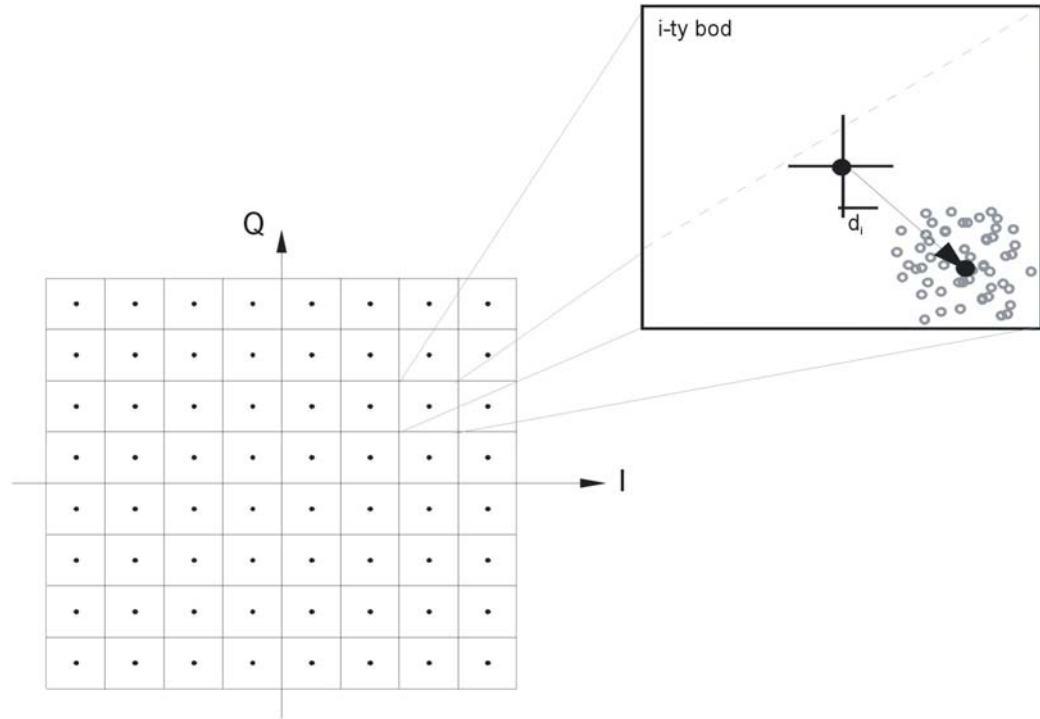
MER je preferovaná ako prvá možnosť z rôznych dôvodov uvedených v článku A.3.

### 6.9.3 Systémová chyba cieľa (STE)

**Účel** Posunutie stredov oblastí v konštelačnom diagrame z ich ideálnych pozícií znižuje odolnosť systému proti šumu a indikuje prítomnosť špeciálneho druhu skreslení ako je potlačenie nosnej frekvencie, nevyváženosť amplitúd, chyba kvadratury (QE) a iné, napríklad nelineárne skreslenia. STE udáva celkové skreslenie ešte nespracovaných dát prijímaných systémom.

**Rozhranie** E, G, S, T

**Metóda** Na každý zo symbolových bodov M konštelačného diagramu sa počíta vzdialenosť  $d_i$  medzi teoretickým symbolovým bodom a bodom zodpovedajúcim stredu oblasti tohto špecifického symbolového bodu. Táto veličina  $(\bar{d}_i)$  sa nazýva chybový vektor cieľa (TEV) a je zobrazená na obrázku 6-2.



**Obrázok 6-2 – Definícia TEV**

Z veľkostí  $M$  vektorov TEV sa počíta stredná hodnota a štandardná odchýlka (normalizovaná voči  $S_{rms}$  je definovaná ako efektívna (RMS) hodnota amplitúdy bodov v konštelácii), čím sa získa stredná hodnota systémovej chyby cieľa – (STEM) a odchýlka systémovej chyby cieľa (STED) takto:

$$S_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (I_j^2 + Q_j^2)}$$

$$STEM = \frac{1}{M \times S_{rms}} \sum_{i=1}^M |\bar{d}_i|$$

$$STED = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^M |\bar{d}_i|^2}{M \times S_{rms}^2} - STEM^2}$$

### 6.9.4 Potlačenie nosnej frekvencie

**Účel** Zvyšková nosná frekvencia je nežiaduci spojité vlna CW, ktorý sa pridáva ku signálu QAM. Môže vznikáť posuvom jednosmerného napätia modulovaného signálu I alebo Q, alebo presluchmi modulovanej nosnej frekvencie v modulátore.

**Rozhranie** E, G, S, T

**Metóda** Hľadať systematické odchýlky všetkých konštelačných bodov a oddeliť zvyškovú nosnú frekvenciu. Potlačenie nosnej frekvencie (CS) je možné vypočítať zo vzorca:

$$CS = 10 \times \log_{10} \left( \frac{P_{sig}}{P_{RC}} \right),$$

kde PRC je výkon zvyškovej nosnej frekvencie a P<sub>sig</sub> je výkon signálu QAM (bez zvyškovej nosnej frekvencie).

### 6.9.5 Amplitúdová nerovnováha (AI)

**Účel** Vyčleniť skreslenia signálov QAM spôsobené amplitúdovou nerovnováhou AI analýzy I a Q signálu zo všetkých ostatných druhov skreslení.

**Rozhranie** E, G, S, T

**Metóda** Vypočítať I a Q zväčšenie hodnoty  $v_I$  a  $v_Q$  zo všetkých bodov v konštelačnom diagrame pri eliminovaní všetkých ostatných vplyvov. Vypočítať AI z  $v_I$  a  $v_Q$ :

$$AI = \left( \frac{v_2}{v_1} - 1 \right) \times 100 \%$$

with  $v_1 = \min(v_I, v_Q)$  and  $v_2 = \max(v_I, v_Q)$ .

$$v_I = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \frac{I_i + (\bar{d}_i)_I}{I_i}$$

$$(\bar{d}_i)_I = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \delta I_j \quad (I - \text{komponent z } d_j \text{ je uvedený v 6.9.3)}$$

$$v_Q = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \frac{Q_i + (\bar{d}_i)_Q}{Q_i}$$

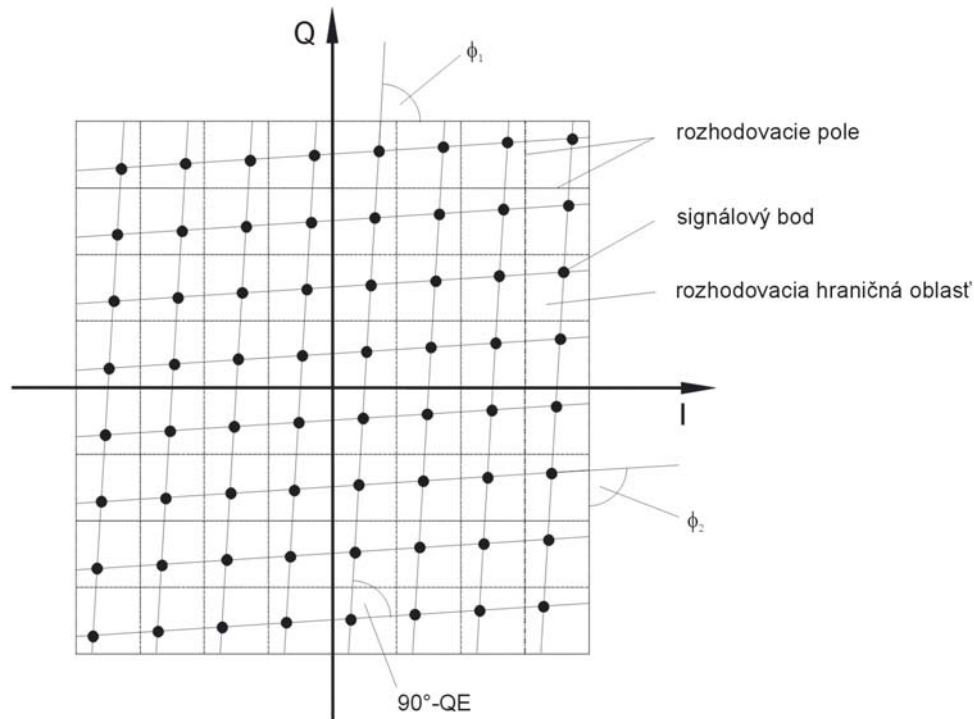
$$(\bar{d}_i)_Q = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \delta Q_j \quad (Q - \text{komponent z } d_j \text{ je uvedený v 6.9.3)}$$

$$(\bar{d}_i)_I + (\bar{d}_i)_Q = \bar{d}_i$$

### 6.9.6 Chyba kvadratury (QE)

**Účel** Fázy dvoch nosných frekvencií, ktoré sú prívádzané na I a Q modulátory, musia byť ortogonálne. Ak ich fázový rozdiel nie je 90°, objaví sa typické skreslenie

konšteláčného diagramu. Prijímač obvykle zobrazuje svoju referenčnú fázu takým spôsobom, že nepresnosť ( $\Delta\varphi$ ) uhla  $90^\circ$  je rovnako rozdelená medzi  $\varphi_1$  a  $\varphi_2$ .



**Obrázok 6-3 – Výsledné zobrazenie skreslenia konšteláčného diagramu pomocou chyby kvadratury (QE)**

**Rozhranie** E, G, S, T

**Metóda** Hľadať chybu konšteláčného diagramu podľa obrázka 6-3 a vypočítať absolútnu hodnotu fázového rozdielu  $\Delta\varphi = |\varphi_1 - \varphi_2|$  po eliminácii všetkých ostatných vplyvov a rozdiel vyjadriť v stupňoch.

$$QE = \frac{180^\circ}{\pi} \times |\varphi_1 - \varphi_2| \quad [^\circ]$$

### 6.9.7 Zvyšková chyba cieľa (RTE)

**Účel** RTE je skupina skreslení, ktorá sa meria ako systémová chyba cieľa (STE), pričom sa odstráni vplyv potlačenia nosnej frekvencie, nevyváženosti amplitúd a chyby kvadratury. Zostávajúce skreslenia môžu vzniknúť najmä kvôli nelineárnym skresleniam.

**Rozhranie** E, G, S, T

**Metóda** Z vektorov  $d_j$ , ktoré boli použité na výpočet systémovej chyby cieľa, odstrániť vplyvy potlačenie nosnej frekvencie, nerovnováhy amplitúd a chyby kvadratury (QE), získať zostávajúce vektory  $d'_j$  a vypočítať strednú hodnotu ich veľkostí.

$$RTE = \frac{1}{M \times S_{rms}} \sum_{i=1}^M |d'_i|$$

### 6.9.8 Koherentné rušenie

**Účel** Koherentné rušenia (nemusia sa vzťahovať len na hlavnú nosnú frekvenciu) sa obyčajne merajú spektrálnym analyzátorom (mimo prevádzky, a v niektorých prípadoch aj počas prevádzky filtrom s malou šírkou pásma rozlíšenia a obrazovým filtrom na rozhraniach N a P) alebo pomocou metód opísaných ďalej (počas prevádzky). V konštelačnom diagrame rušenie harmonickým signálom zmení šumom spôsobené kruhové oblasti každého systémového bodu na eliptický tvar. Zo štatistického rozdelenia oblastí, môže sa vypočítať amplitúda rušenia v prípade, že je nad určitým limitom. Ak má frekvencia rušenia vplyv alebo existuje viac ako jedno takéto rušenie, má sa použiť metóda Fourierovej transformácie.

**Rozhranie** E, G, S, T

**Metóda** Vykonať Fourierovu transformáciu časového záznamu chybových vektorov tak, aby sme získali frekvenčné spektrum rušení.

Alternatívou je vypočítať efektívnu hodnotu veľkosti  $a_j$  koherentného rušenia najlepšie zo štatistického rozdelenia štyroch vnútorných oblastí vypočítaných z nameranej vzorky. Normalizovať  $a_j$  voči  $S_{rms}$  a vyjadriť výsledok v dB.

$$C/I = 20 \times \log_{10} \frac{S_{rms}}{a_i} \text{ [dB]}$$

POZNÁMKA 1. – V tejto technickej správe sa termín koherentný používa v súvislosti so signálmi, ktoré majú vysoký stupeň vzájomnej súvislosti s ich časovo posunutou verziou.

#### PRÍKLAD1

Spojité vlny(CW) alebo dokonca jednoduché kanálové analógové nosné frekvencie obrazu, tieto signály sú koherentné, hoci nemusia byť vo vzťahu k nosnej frekvencii meraného digitálneho kanála.

POZNÁMKA 2. – Nekoherentnosť sa aplikuje na signály s veľmi nízkou koreláciou k ich časovo posunutým verziám.

#### PRÍKLAD

Náhodný šum alebo digitálne modulované nosné frekvencie, ako aj kombinovaný výsledok intermodulácie viacerých nosných frekvencií.

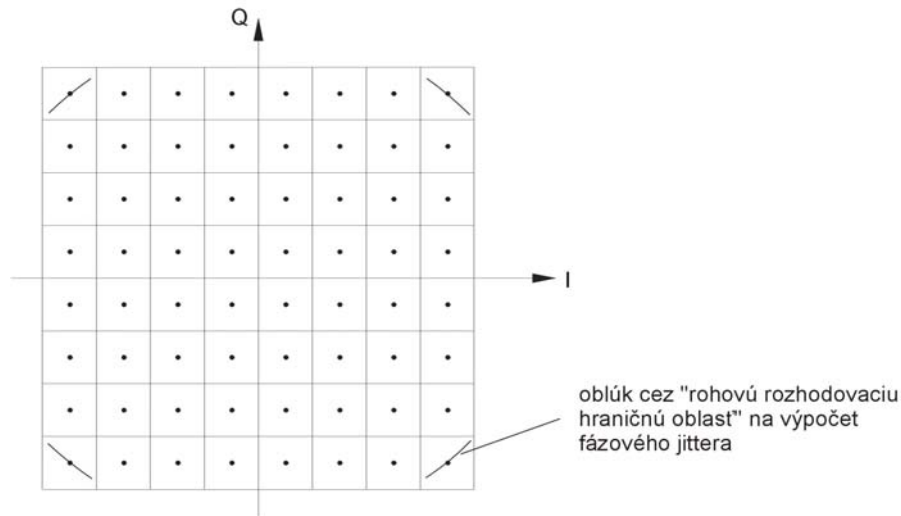
2



### 6.9.9 Fázový džiter (PJ)

**Účel** Fázový džiter oscilátora vzniká kvôli fluktuáciám jeho fázy alebo frekvencie. Použitie takéhoto oscilátora na moduláciu digitálnym signálom sa prejaví nepravidelnosťou vzorkovania v prijímači, pretože obnovovanie nosnej frekvencie nemôže sledovať fluktuácie fázy.

Signálové body sú zoradené pozdĺž krivky predchádzajúcej stredom každej hraničnej rozhodovacej oblasti podľa obrázka 6-4 štyri rohové rozhodovacie oblasti.



**Obrázok 6-4 – Pozícia oblúkovej časti v konštelačnom diagrame s cieľom definovať fázový džiter (príklad s 64-QAM)**

**Rozhranie** E, G, S, T

**Metóda** Fázový džiter (PJ) sa môže počítať teoreticky použitím tohto algoritmu:

Na každý prijatý symbol:

1. Vypočítať uhol medzi osou I konštelačného diagramu a vektorom prijatého symbolu  $(\tilde{I}, \tilde{Q})$ :

$$\phi_1 = \arctan \frac{\tilde{Q}}{\tilde{I}}$$

2. Vypočítať uhol medzi osou I konštelačného diagramu a vektorom odpovedajúceho ideálneho symbolu  $(I, Q)$ :

$$\phi_2 = \arctan \frac{Q}{I}$$

3. Vypočítať uhol chyby:

$$\phi_E = \phi_1 - \phi_2$$

Z týchto N uhlov chýb vypočítať efektívnu hodnotu fázového džitera:

$$PJ = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \phi_{E_i}^2 - \frac{1}{N^2} \left( \sum_{i=1}^N \phi_{E_i} \right)^2}$$

Nasledujúca metóda bude praktickejšia.

Prvou aproximáciou krivky rohovej hraničnej rozhodovacej oblasti je priamka rovnobežná s diagonálou rozhodovacej oblasti. Navyše v prípade, že chceme počítať štandardnú odchýlku, musíme pri výpočte vziať do úvahy nelinearitu fázového džitera (PJ). Stredná hodnota PJ sa počíta v stupňoch.

$$PJ = \frac{180^\circ}{\pi} \times \arcsin \left( \frac{\sigma_{PJ}}{\sqrt{2} \times (\sqrt{M} - 1) \times d} \right),$$

kde M = počet stavov QAM a 2d = vzdialenosť medzi dvomi po sebe idúcimi hraničnými čiarami.

V argumente funkcie arcusinus, je štandardná odchýlka PJ vyjadrená vzdialenosťou od stredu rohovej rozhodovacej oblasti po stredový bod signálu QAM.

### 6.9.10 Odstup signál-šum (SNR)

**Účel** pozri 6.9.1

**Rozhranie** S, T

**Metóda** pozri 6.9.1, G.8, A.3

### 6.10 Interferencie

**Účel** V sieti káblovej televízie môžu vznik produktov interferencie spôsobiť modulátory a meniče frekvencie.

**Rozhranie** N (mimo prevádzky) alebo S, T (počas prevádzky).

**Metóda** Interferenčné produkty (rušivé zložky) mimo prevádzky sa merajú použitím spektrálneho analyzátoru a v niektorých prípadoch meraní počas prevádzky sa môže meranie uskutočniť ak sa použije filter s malou šírkou pásma rozlíšenia a filtráciu videa na zníženie odozvy prístroja v spektre signálu. Ak je známa frekvencia očakávaného rušenia, meranie môže byť veľmi jednoduché a rýchle. Počas prevádzky sa informácia o koherentnom rušení získava z konštelačného diagramu, článok 6.9.8.

V niektorých prípadoch sa môže zmerať úroveň zvyškovej nosnej frekvencie spektrálnym analyzátorom, použitím filtra s malou šírkou pásma rozlíšenia a filtrácia videa, na rozhraniach H, J, N, P. Potlačenie nosnej frekvencie sa vyjadří ako 10-krát logaritmus (pri základe 10) pomeru výkonu signálu zmeraného a opísaného v 6.6, a zmeraného výkonu zostatkovej nosnej frekvencie.

## 7 Špecifické meranie káblovej televízie

Niektoré parametre definované v tejto kapitole (modulované signály QPSK) sa môžu použiť v sieťach SMATV, ktoré priamo distribujú prvú družicovú medzifrekvenciu predplatiteľom.

### 7.1 Šumový prah

- Účel** Zabezpečenie indikovania spoľahlivosti prenosového kanála. Meranie šumového prahu je vhodnejším meraním prevádzkového prahu systému ako priame meranie chybovosti, kvôli strmosti charakteristiky chybovosti.
- Rozhranie** Referenčné rozhranie na privedenie šumu je rozhranie VF (N). Na praktickú realizáciu sa môžu použiť aj iné rozhrania, ak je možné dosiahnuť zhodu napríklad rozhranie P.
- Metóda** Šumový prah sa vypočíta pridaním bieleho šumu k prijímanému signálu. Šumový prah bude daný rozdielom v dB medzi odstupom nosnej frekvencie od šumu (C/N) prijímaného signálu a odstupom nosnej frekvencie od šumu s chybovosťou BER =  $10^{-4}$  (pred dekódovaním RS).

### 7.2 Odhadovaný šumový prah

- Účel** Zabezpečenie indikovania spoľahlivosti prenosového kanála bez prerušenia služby. Meranie šumového prahu je vhodnejším meraním prevádzkového prahu systému ako priame meranie chybovosti kvôli strmosti charakteristiky BER.
- Rozhranie** T
- Metóda** Odhadovaný šumový prah sa vypočíta simuláciou pridaním bieleho Gaussovho šumu k demodulovaným dátam a predpovedaním výslednej BER štatistickými metódami.
- Šumový prah bude daný rozdielom v dB medzi odhadovaným SNR prijímaného signálu a umelo vytvoreného SNR, ktorý dáva predpovedanú BER =  $10^{-4}$  (pred dekódovačom RS).

### 7.3 Skúška prahu kvality signálu

- Účel** Rýchle a jednoduché meranie prevádzka/výpadok, ktoré môže zabezpečiť indikáciu kvality digitálnej služby v rôznych uzloch káblovej distribučnej siete.
- Toto meranie zabezpečí prvú indikáciu prahu výpadkom digitálnej služby. Môže sa použiť ako kontrola kvality signálu počas inštalácie a ako údržbový nástroj na základné monitorovanie kvality signálu v rámci siete.
- Rozhranie** T. Meranie predpokladá použitie ekvalizéra.
- Metóda** Demodulovaný, ekvalizovaný a vzorkovaný konštelačný diagram IQ má charakteristické dátové body zoskupené okolo ideálnej polohy každého dátového bodu. V prípade vysoko kvalitného signálu väčšina bodov prijatých dát je blízko k ideálnej polohe a rozptyl zhlukov je malý v porovnaní s celkovou veľkosťou konštelácie. Ak je signál degradovaný šumom a inými rušivými vplyvmi, zväčšuje sa veľkosť zhluku, čo vedie k príslušnému zvýšeniu symbolových chýb, nakoľko viac dátových bodov prekročí medzysymbolové rozhodovacie hranice. Všeobecne, veľkosť rozptylu bodov prijatých dát indikuje kvalitu signálu.
- Ak meriame veľkosť rozptylu dátových bodov v prijímanej konštelácii, umiestnime rozhodovacie hranice naľavo, napravo, nad a pod každý konštelačný bod. Tieto

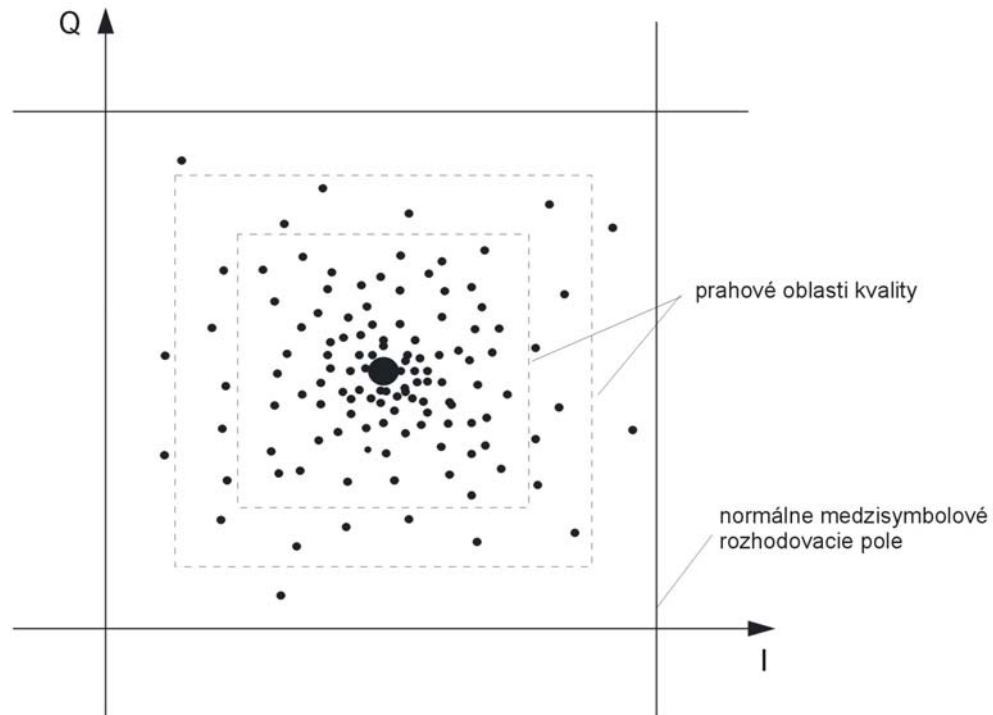
hranice tvoria rámec „prahu kvality“ okolo každého konštruktívneho bodu. Rohy tohto rozhodovacieho rámca sú bližšie k ideálnemu dátovému bodu ako medzisymbolové rozhodovacie hranice, takže podstatná časť prijatých dátových bodov môže byť mimo prahu kvality dokonca aj za normálnych podmienok.

Na všetky body konštelácie sa určí, počet dátových bodov nachádzajúcich sa vo vnútri a mimo rámca prahu kvality, aby bolo možné vypočítať percentuálny podiel, ktorý sa potom použije na spúšťanie indikácie prevádzka/výpadok.

Ak sa bude prijateľné rozšírenie meniť v závislosti od meracieho bodu v sieti, veľkosť rámca prahu kvality je používateľsky voliteľná s pomedzi malého rozsahu veľkostí. Napríklad malý rámec prahu kvality na meranie na koncovej stanici, väčší rámec prahu kvality na meranie v prevádzkach zákazníkov.

Individuálne veľkosti rámcov prahu kvality sa vyberajú sieťovým operátorom s cieľom poskytnúť rovnaký prah prevádzka/výpadok v každom meracom bode v sieti, pričom sa berie do úvahy predpokladaná degradácia signálu za normálnych prevádzkových podmienok.

Výber percentuálneho pomeru s prahom a rámcom vhodného prahu kvality, vzorec medzi prahom kvality signálu a kritickou  $BER = 10^{-4}$ , definícia vhodného ekvalizéra (pozri A.3) a možnosť zahrnúť lineárne skreslenie do tohto merania sú predmetom ďalšieho štúdia.

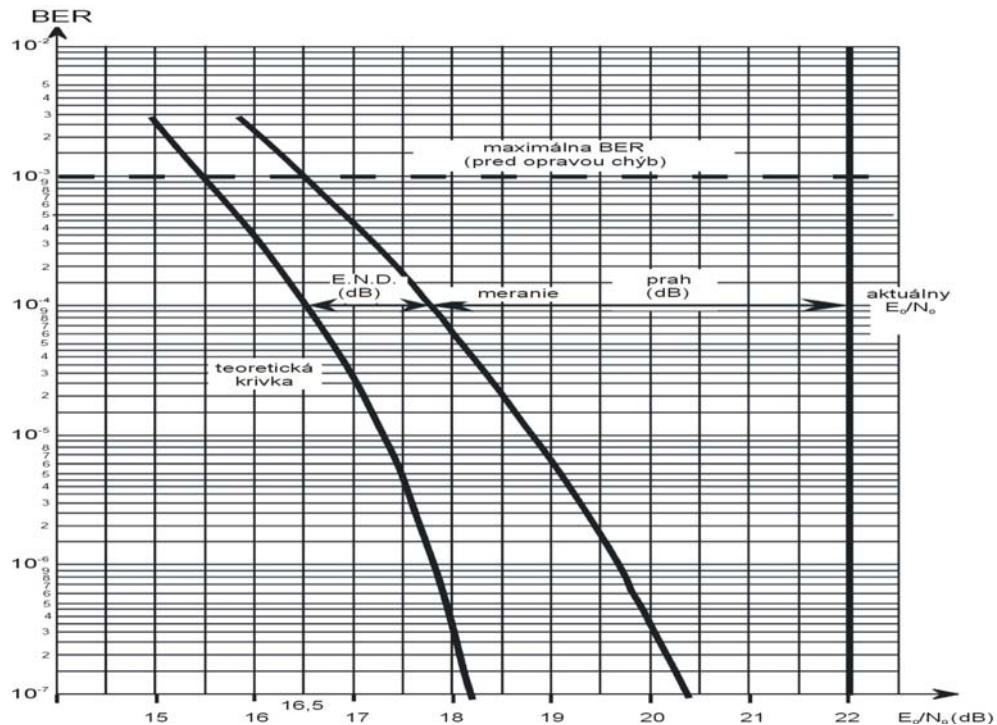


**Obrázok 7-1 – Prahy kvality – jedna konštelácia v rovine I/Q**

Jeden bod konštelácie v rovine I/Q je na obrázku 7-1. Rôzne prahy kvality sa môžu definovať v rámci hraníc normálneho rozhodovania.

## 7.4 Ekvivalentná degradácia šumom (END)

- Účel** END je meranie strát implementácie spôsobených sieťou alebo zariadením v porovnaní s ideálnymi parametrami.
- Rozhranie** T (BER) a N alebo P alebo R (privedenie šumu)
- Metóda** END sa získa z rozdielu udaného v dB pomerov  $C/N$  alebo  $E_b/N_0$  potrebných na dosiahnutie  $BER = 10^{-4}$  a  $C/N$  alebo  $E_b/N_0$ , ktoré teoreticky dajú hodnotu  $BER = 10^{-4}$ , v prípade Gaussovho kanála.



Obrázok 7-2 – Meranie ekvivalentnej degradácie šumom

Obrázok 7-2 nie je teoretická krivka reprezentujúca BER v systémoch DVB-C, ale len príklad. Tento obrázok bude aktualizovaný skutočnými teoretickými hodnotami a ak bude nevyhnutné, tabuľky zodpovedajúce týmto hodnotám budú uvedené v prílohe tejto technickej správy. Teoretická krivka na tomto obrázku sa musí aktualizovať z dát v tabuľke, ktorá je súčasťou prílohy D.

## 7.5 BER v závislosti na $E_b/N_0$

- Účel** Meranie závislosti BER na  $E_b/N_0$  nám umožní získať graf udávajúci straty implementácie systému v celom rozsahu bitových chybovostí. Zvyšková BER pri vysokých hodnotách  $E_b/N_0$  je ukazovateľom možných problémov siete. Meranie  $C/N$  sa môžu konvertovať na  $E_b/N_0$  podľa:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N} + 10 \log_{10} \frac{BW_{\text{šum}}}{f_s \times m} \quad [\text{v dB}]$$

m je počet bitov za symbol (m = 6 modulácia 64-QAM) a N sa meria v Nyquistovej šírke pásma (symbolová rýchlosť ako je uvedené v 6.7).

**Rozhranie** T (BER) a N alebo P alebo R (privedenie šumu)

**Metóda** Charakteristika závislosti BER na  $E_b/N_0$  sa má merať pomocou meraní výkonu signálu VF a šumu VF opísaných vyššie. Rozsah BER je od  $10^{-7}$  do  $10^{-3}$ . Hodnota  $E_b/N_0$  je určená na základe prenosovej rýchlosti (vrátane opravy chýb RS) a čistá hodnota prenosovej rýchlosti s  $E_b/N_0$  sa môže jednoducho vypočítať použitím rýchlosti RS, pričom sa použije nasledujúci konverzný faktor RS (204, 188) kód (pozri prílohu G).

$$10 \times \log_{10} \left( \frac{204}{188} \right) = +0,35 \text{ dB}$$

## 7.6 Fázový šum nosnej frekvencie VF

**Účel** Fázový šum môže spôsobiť na strane vysielača alebo prijímača nestabilný miestny oscilátor.

Fázový šum mimo pásma zachytenia obvodu obnovy nosnej frekvencie spôsobuje kruhové rozmazanie bodov konštelácie v rovine I/Q. Toto znižuje prevádzkový prah (prah šumu) systému a môže priamo zvýšiť BER.

**Rozhranie** Ľubovoľné rozhranie VF/MF, N, P

**Metóda** Hustota toku výkonu fázového šumu sa normálne vyjadruje v dBc/Hz na určitej frekvenčnej odchýlke od nosnej frekvencie. Mimo prevádzky sa bude fázový šum merať spektrálnym analyzátorom, alebo analyzátorom modulácie.

## 7.7 Amplitúdová, fázová a impulzová odozva kanála

**Účel** Lineárne skreslenia, ako chyby amplitúdovej a fázovej odozvy a odrazy budú spôsobené napríklad veľkou dĺžkou káblov a kaskádovým radením veľkého počtu zosilňovačov. Odozva na impulz je dôležitá na lokalizáciu diskretných odrazov, ktoré môžu vzniknúť v káblvej sieti.

**Rozhranie** S, T

**Metóda** Odozva na impulz v prenosovom kanáli sa môže vypočítať (inverznou Fourierovou transformáciou) z amplitúdovej a fázovej odozvy. Amplitúdová a fázová odozva sú definované ako odozva kanála VF. Amplitúdová odozva prenosového kanála sa môže odvodiť z výstupných koeficientov ekvalizéra alebo môže sa vypočítať priamo zo vzoriek I a Q, napríklad použitím autokorelačných a vzájomných korelačných funkcií.

## 7.8 Mimopásmové vyžarovanie

**Účel** Aby sa zabránilo interferencii v iných kanáloch siete, signál VF musí byť v súlade so spektrálnou maskou určenou na danú sieť.

**Rozhranie** Výstup vysielača J

**Metóda** Spektrálny analyzátor

## 8 Špecifické meranie družicovej televízie

### 8.1 BER pred Viterbiho dekódovačom

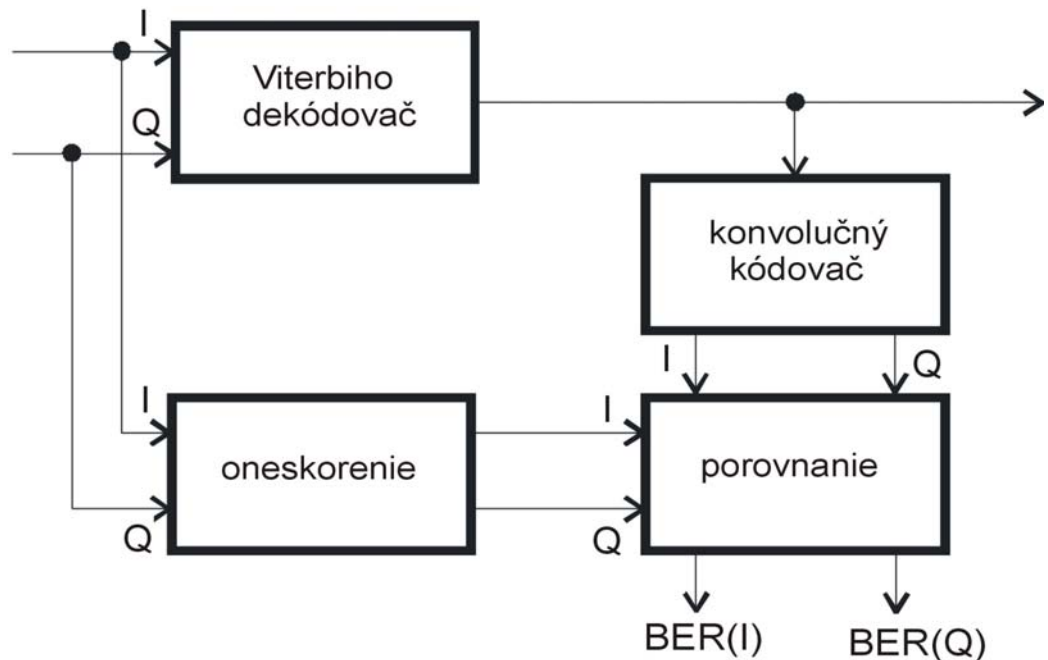
**Účel** Toto meranie indikuje vlastnosti prenosového spoja. Kvôli typickým chybovostiam v rozsahu od  $7 \times 10^{-2}$  do  $10^{-5}$  je možné meranie uskutočniť v rozumnom čase. Mimo tohto rozsahu sa nemôže zaručiť presnosť výsledkov.

**Rozhranie** Meranie sa musí vykonávať pred Viterbiho dekódovačom (rozhranie T prijímača).

**Metóda** Signál za Viterbiho dekódovačom v meracom prístroji je opäť kódovaný použitím rovnakej kódovacej schémy ako vo vysielacom, za účelom vytvorenia ohodnotenia originálne kódovaných I a Q postupností. Tieto postupnosti sa porovnávajú na bitovej úrovni s hodnotami signálov, ktoré sú dostupné pred Viterbiho dekódovaním.

BER pri I a Q cestách majú byť dostupné samostatne. Meranie sa má zakladať na najmenej niekoľkých stovkách bitových chýb. Na rýchle ohodnotenie, v prípade, že BER je nižšia ako  $10^{-4}$ , má sa umožniť zastavenie merania asi po jednej sekunde.

Na presné meranie pomeru  $E_b/N_0$  na kvázibezchybovom prahu, čas merania a prezentácia výsledku majú byť také, že sa dosiahne presnosť troch desatinných miest. Kvázibezchybový prah zodpovedá chybovosti BER pred Viterbiho dekódovaním v rozsahu od  $7 \times 10^{-2}$  do  $7 \times 10^{-3}$  a závisí od vybraného pomeru konvolučného kódu pomeru; alebo BER za Viterbiho dekódovaním  $2 \times 10^{-4}$ .



Obrázok 8-1 – Meranie BER pred Viterbiho dekódovaním

### 8.2 BER prijmu v závislosti na $E_b/N_0$

**Účel** Overiť celkovú čistotu parametrov družicového prenosového spoja a hranice jeho možností použitím referenčného zostupného spoja pri preberacej skúške.

**Rozhranie** Za Viterbiho dekodovaním, V

**Metóda** Je to meranie mimo prevádzky. Meranie BER sa musí zakladať na nulových paketoch vkladanych do modulátora tak, ako je definované v A.1.

Aby sa dosiahli rôzne hodnoty potrebné charakteristiku závislosti BER na  $E_b/N_0$ , na vstup prijímača sa privádza biely Gaussov šum. V prípade, že chceme dosiahnuť presné výsledky, musí sa overiť, že úroveň vloženého šumu je najmenej 15 dB nad šumom systému. To sa dá rýchlo dosiahnuť spektrálnym analyzátorom prepínaním vkladaneho šumu zapnutý, vypnutý. Stabilné príjmové podmienky sú predpokladom presných výsledkov merania.

Dekodovanie RS sa má deaktivovať, alebo obísť, aby sa zabránilo nadmerne dlhým periódam merania.

Uvažovaný rozsah BER je od  $10^{-9}$  do  $10^{-2}$ .

Namerané hodnoty sa porovnávajú s teoretickými hodnotami. Hodnota ekvivalentnej degradácie šumom (END) pri chybovosti BER =  $10^{-4}$  sa môže odvodiť tiež z tejto informácie.

Na určenie hodnoty  $E_b/N_0$  musíme brať do úvahy len počet informačných bitov (čistú bitovú rýchlosť).

### 8.3 MF spektrum

**Účel** Aby sa zabránilo interferencii do iných kanálov a dosiahla zhoda so špecifikáciou DVB výstupné spektrum modulátora musí byť v súlade s predpísaným podľa EN 300 421 [5].

**Rozhranie** H, vstup vzostupného meniča, typicky 70 MHz alebo 140 MHz (výstup modulátora plus zariadenie na pripojenie k vstupu vzostupného meniča).

**Metóda** Analyzátor spektra a šablóna na amplitúdovú odozvu, sieťový analyzátor a šablóna na skupinové oneskorenie, obidvoje podľa špecifikácie v EN 300 421 [5].



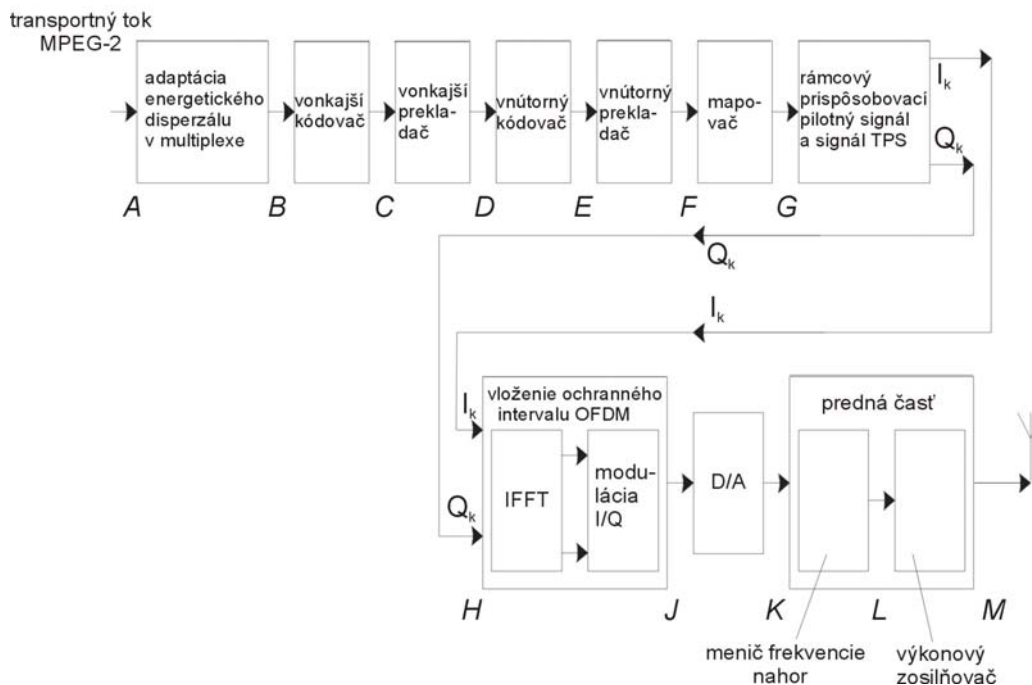
## 9 Špecifické meranie pozemskej digitálnej televízie (DVB-T)

Zámerom tejto správy je poskytnúť súbor meraní vhodných v prostredí DVB-T OFDM. Používateľmi systému sa môžu vybrať rôzne varianty. Výrobcovia zariadení (vysielačov aj prijímačov), takisto operátori, si môžu vybrať to meranie, ktoré najlepšie spĺňa ich potreby. Prehľad aplikovateľnosti meraných parametrov opísaných v tejto správe sú pri vysielači DVB-T, prijímači a sieti uvedené v tejto tabuľke.

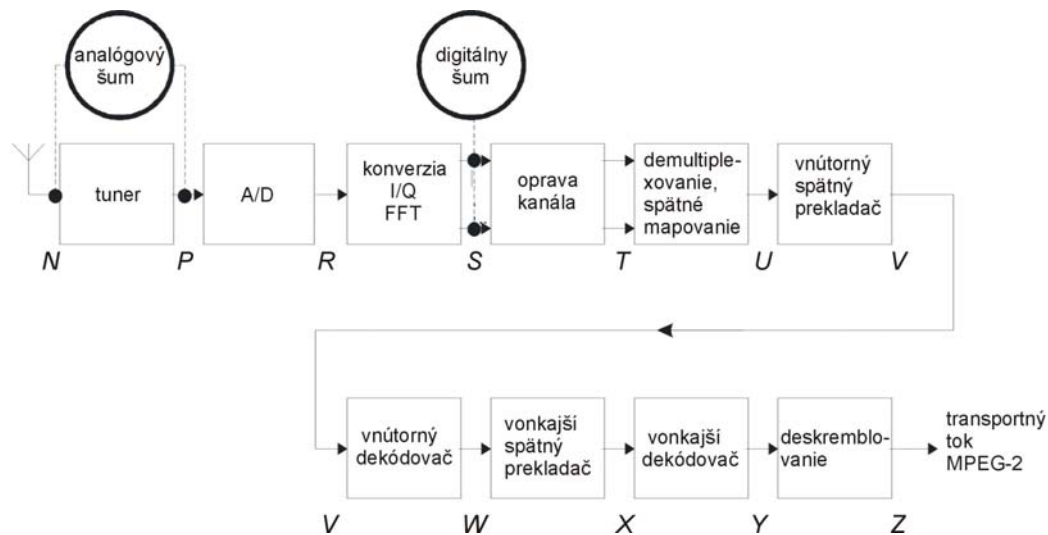
Meranie 6.1 Dostupnosť systému a 6.2 Dostupnosť spojenia sú taktiež platné na terestriálny (nielen na káblový a družicový) a na ľubovoľný príspevkový spoj ako je SDH, PDH a pod.

**Tabuľka 9-1 – meracie parametre DVB-T a ich aplikovateľnosť**

Merací parameter	Vysielač	Sieť	Prijímač
1) Meranie v oblasti pásma VF			
1.1) Presnosť nastavenia nosných frekvencií	X		
1.2) Šírka kanála VF	X		
1.3) Meranie dĺžky symbolu	X		
2) Selektivita prijímača			X
3) Rozsah zachytenia AFC			X
4) Fázový šum miestnych oscilátorov	X		X
5) Výkon šumu	X	X	X
6) Šumová úroveň			X
7) spektrum VF a MF	X		
8) Citlivosť prijímača/ dynamický rozsah Gaussovho kanála			X
9) Ekvivalentné skreslenie šumom (END)	X		X
9a) Ekvivalentná šumová hladina (ENF)	X		
10) Charakteristika linearity (potlačenie zakrivenia)	X		
11) Výkonová účinnosť	X		
12) Koherentné rušenie	X	X	
13) BER v závislosti od C/N (pri zmene výstupného výkonu vysielača)	X	X	
14) BER v závislosti od C/N (pri zmenách výkonu Gaussovho šumu)		X	X
15) BER pred Viterbiho (vnútorným) dekodovačom	X	X	X
16) BER pred RS (vonkajším) dekodovačom	X	X	X
17) BER za RS (vonkajším) dekodovačom	X	X	
18) Analýza zložiek I/Q			
18.1) N/A			
18.2) Modulačná chybovosť	X	X	X
18.3) STE	X		X
18.4) Potlačenie nosných frekvencií	X		X
18.5) Nerovnováha amplitúd	X		X
18.6) Chyba kvadratúry	X		X
18.7) Fázový "džiter"	X		X
19) Celkové oneskorenie signálu	X	X	
20) Synchronizácia SFN			
20.1) MIP_timing_error	X		
20.2) MIP_structure_error	X		
20.3) MIP_presence_error	X		
20.4) MIP_pointer_error	X		
20.5) MIP_periodicity_error	X		
20.6) MIP_ts_rate_error	X		
21) Odolnosť systému proti chybám	X	X	X



Obrázok 9-1 – Bloková schéma vysielača DVB-T



Obrázok 9-2 – Bloková schéma prijímača DVB-T

### 9.1 Meranie v oblasti pásma VF

Presnosť niektorých základných parametrov modulácie OFDM sa môže overovať na vrstve VF signálu DVB-T.

### 9.1.1 Presnosť nastavenia nosných frekvencií

**Účel** Úspešné spracovanie signálov OFDM vyžaduje, aby stanovená presnosť nosnej frekvencie bola udržiavaná vo vysieláči. Špecifické prevádzkové módy siete, ako je mód SFN, vyžadujú vysokú presnosť nosnej frekvencie.

**Rozhranie** L, M

**Metóda** Mód 8k DVB-T má vždy spojitú pilotnú nosnú frekvenciu so spojitou fázou v postupne prenášaných symboloch OFDM, presne v strede kanála ( $k = 3\,408$ ). Jej frekvencia môže byť priamo meraná ľubovoľným spektrálnym analyzátorom, ktorý má integrovaný čítač a filter s rozlíšením aspoň 300 Hz alebo aj menej (ak je to nevyhnutné pri použití referenčného zdroja s dostatočnou presnosťou).

Mód 2k má spojitú pilotnú nosnú frekvenciu so súvislou fázou na  $k = 1\,140$ . Jej frekvencia sa môže priamo merať ľubovoľným spektrálnym analyzátorom, ktorý má integrovaný čítač a filter s rozlíšením aspoň 300 Hz alebo menej (ak je to nevyhnutné pri použití referenčného zdroja s dostatočnou presnosťou). Stredná frekvencia kanála sa môže odvodiť odčítaním od meranej frekvencie:

**8 MHz kanály: 1 285 714 Hz** t. j.  $[(1\,140 - 852) \times 4\,464,2857 = 1\,285\,714 \text{ Hz}]$ .

**7 MHz kanály: 1 125 000 Hz** t. j.  $[(1\,140 - 852) \times 3\,906,25 = 1\,125\,000 \text{ Hz}]$ .

**6 MHz kanály: 964 286 Hz** t. j.  $[(1\,140 - 852) \times 4\,464,2857 = 964\,286 \text{ Hz}]$ .

POZNÁMKA. – V móde 2k môže mať táto metóda určitú nepresnosť v prípade, že vzorkovacia frekvencia modulátora nie je precízna, chyba vo vzorkovacej frekvencii by musela byť veľmi veľká, aby významne ovplyvnila meranie stredu kanála. Ak je potrebná vyššia presnosť, je možné merať dva vonkajšie spojité piloty tak ako je naznačené a zobrazené v 9.1.2. Šírka kanála  $\Delta F$ , vypočíta sa stredná hodnota z týchto dvoch hodnôt.

### 9.1.2 Šírka kanála $\Delta F$ (Presnosť vzorkovacej frekvencie)

**Účel** Meranie šírky kanála sú vhodné na overenie, že presnosť vzorkovacej frekvencie sa udržiava na strane modulátora.

**Rozhranie** L, M

**Metóda** Šírka obsadeného pásma kanála pri modulácii COFDM závisí priamo od rozstupu frekvencií a tento zase od vzorkovacej frekvencie.

Krajné nosné frekvencie v signáli DVB-T sú spojitú pilotné nosné frekvencie. Ich frekvencie sa merajú (pozri prílohu E.1) a rozdiel medzi nimi sa porovná s nominálnou šírkou kanála 7 607 142,857 Hz v kanáloch 8 MHz, 6 656 250,000 Hz v kanáloch 7 MHz a 5 705 357,143 Hz v kanáloch 6 MHz.

POZNÁMKA. – Kompletnosť vyjadrujú dané tri desatinné miesta. Presnosť 1 Hz na 5 MHz znamená  $0,2 \times 10^{-6}$  na Hz, čo môže postačovať pri väčšine prípadov meraní vzorkovacej frekvencie. Meracie prístroje majú mať lepšiu presnosť a rozlíšenie (typicky v rádo vo desaťkrát), ako aj požadovaná presnosť merania.

Ak je známa frekvencia krajných nosných frekvencií, pozri články E.1.3 a E.1.4 – ako ich merať, potom sa dané hodnoty vyjadria podľa ďalej uvedenej tabuľky). Označením krajných pilotných frekvencií ako  $F_L$  a  $F_H$ , vhodným spôsobom vyjadríme šírku obsadeného pásma ako  $OB = F_H - F_L$ . Počet nosných frekvencií je  $K$ , a s módom 2k je  $K-1 = 1\,704$ , zatiaľ čo s módmi 8k je  $K-1 = 6\,816$ .

Tabuľka 9.2 – Počítané hodnoty

	mód 8k	Mód 2k
Šírka obsadeného pásma	$F_H - F_L$	
Frekvenčný rozstup	$(F_H - F_L)/6\ 816$	$(F_H - F_L)/1\ 704$
Užitočná čas trvania	$6\ 816/(F_H - F_L)$	$1\ 704/(F_H - F_L)$
Stredný kanál – prvá MF	$(F_H - F_L) \times 4\ 096/(K-1)$	$(F_H - F_L) \times 1\ 024/(K-1)$
Vzorkovacia frekvencia	$(F_H - F_L) \times 16\ 384/(K-1)$	$(F_H - F_L) \times 4\ 096/(K-1)$

### 9.1.3 Meranie dĺžky symbolu na VF (Kontrola ochranného intervalu)

**Účel** Overenie ochranného intervalu používaného v prijímanom signáli DVB-T sa vykonáva prepracovanými meraniami frekvencie na úrovni VF. Toto meranie sa robí v prípade, kedy je nejaká pochybnosť či modulátor pracuje korektne a vytvára signál s očakávaným alebo stanoveným ochranným intervalom.

**Rozhranie** L, M

**Metóda** Rozptýlené pilotné nosné frekvencie vytvárajú spektrum podobné impulzovému každej tretej nosnej frekvencie v spektre DVB-T kvôli ich opakovanému výskytu s rovnakou fázou a pozíciou každého štvrtého symbolu. Frekvenčný rozdiel medzi dvomi susednými spektrálnymi čiarami predstavuje rozptýlenú nosnú frekvenciu, reprezentujúcu prevrátenú hodnotu trvania štyroch za sebou nasledujúcich symbolov DVB-T.

Meraním toho rozdielu frekvencií a vydelením jeho prevrátenej hodnoty 4 určené celkové trvanie symbolu  $T_S$  meraného signálu. Odčítaním nominálneho užitočného času trvania symbolu  $T_U$  sa získa dĺžka ochranného intervalu. Pozri prílohu E.1 na získanie podrobnejších informácií o meracom postupe a dĺžkach symbolov.

## 9.2 Selektivita

**Účel** Identifikovať schopnosť prijímača potlačiť mimokanálové interferencie.

**Rozhranie** Meranie úrovne vstupného signálu a rušenia musí byť uskutočnené na rozhraní N, pričom sa použije rozhranie W alebo X na kontrolu chybovosti BER.

**Metóda** Vstupná úroveň sa nastaví na 10 dB nad minimálnou úrovňou tak, ako je definované v "Citlivosti prijímača" (pozri 9.8). Prah C/I potrebný na kvázibezchybovú prevádzku (QEF) za dekódovačom RS ( $BER < 2 \times 10^{-4}$  pred dekódovačom RS) sa má merať ako funkcia frekvencie rušenia CW.

## 9.3 Rozsah zachytenia AFC

**Účel** Určiť frekvenčný rozsah, pri ktorom prijímač dosiahne celkové zachytenie (synchronizáciu)

**Rozhranie** N, na vstup skúšobného signálu; Z, na skúšky synchronizácie TS

**Metóda** Signál sa privedie na vstup prijímača, s úrovňou 10 dB nad minimálnou požadovanou úrovňou definovanou v "Citlivosti prijímača" (pozri 9.8). Signál je frekvenčne posúvaný v krokoch (odspodu smerom nahor) smerom k nominálnej hodnote a Sync\_byte\_error sa overí podľa 5.2.1 (Meranie a analýza MPEG-2 TS – Prvá priorita: dôležitá na dekódovateľnosť (základné monitorovanie)).

#### 9.4 Fázový šum miestnych oscilátorov

**Účel** Fázový šum sa môže vyskytovať na strane vysielača, na ľubovoľnom frekvenčnom meniči alebo v prijímači kvôli náhodnému chveniu fázy oscilátorov.

V systéme OFDM môže fázový šum spôsobiť spoločnú fázovú chybu (CPE), ktorá ovplyvňuje všetky nosné frekvencie súčasne, a ktorá sa dá minimalizovať alebo opraviť spojitými pilotnými nosnými frekvenciami. Interferencia medzi nosnými (ICI) je šumového charakteru, a preto sa nemôže korigovať.

Efekty CPE sú podobné ľubovoľnému systému s jednou nosnou a fázovým šumom, a mimo šírky pásma zachytenia obvodu obnovy nosnej frekvencie spôsobujú kruhové rozmazanie konšteláčnych bodov v rovine I/Q. Tým sa znižuje prevádzkový prah (prah šumu) systému a môžu priamo zvýšiť chybovosť BER.

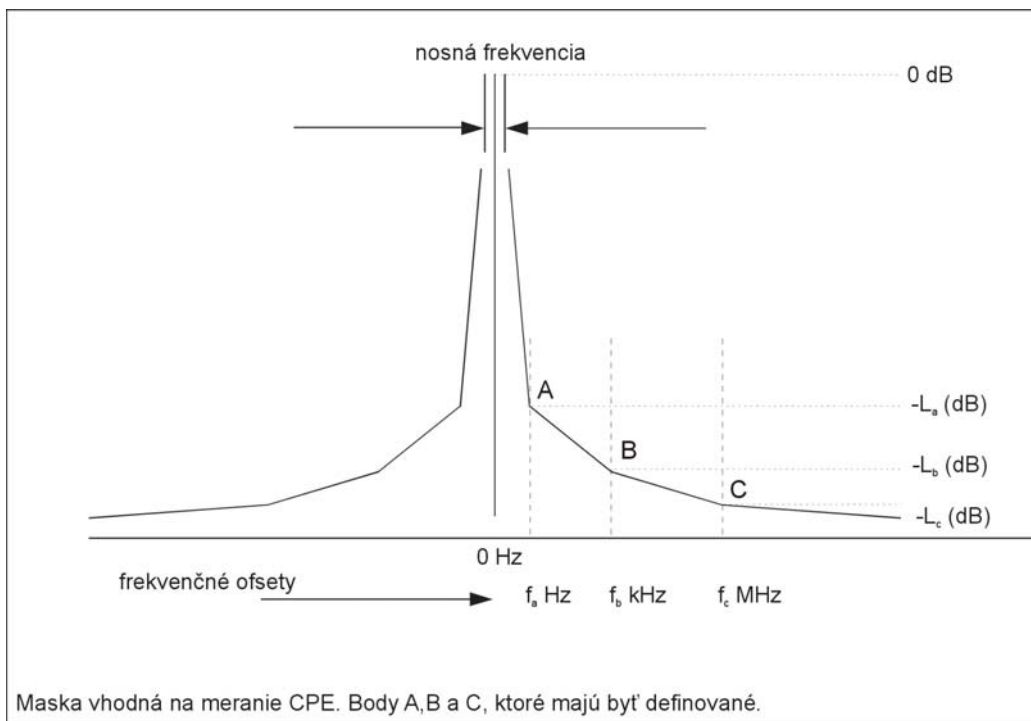
Efekty ICI sú špecifické v OFDM a nedajú sa odstrániť. Je potrebné brať tento jav do úvahy ako časť celkového šumu v systéme

**Rozhranie** Ľubovoľný prístup k lokálnym oscilátorom (LO) na vysielačoch, meničoch a v prijímačoch.

**Metóda** Fázový šum je možné merať so spektrálnym analyzátorom, vektorovým analyzátorom alebo testerom fázového šumu.

**Metóda merania CPE:** Hustota toku výkonu šumu sa normálne vyjadruje v dBc/Hz pri určitej frekvenčnej odchýlke od signálu oscilátora. Odporúča sa definovať spektrálnu masku s minimálne tromi bodmi (frekvenčné odchýlky a úrovne), napríklad pozri obrázok 9-3.

POZNÁMKA. – Pozri články A.4 a E.4 na získanie ďalších informácií o meraní fázového šumu. Pozri E.4.1 na získanie praktických informácií.



Obrázok 9-3 – Možná maska na meranie CPE

**Metóda** Na meranie ICI sa odporúča použiť rozmanité rozstupy nosných frekvencií vo merania ICI: frekvenciách  $f_a$ ,  $f_b$ ,  $f_c$ .

Tabuľka 9.3 – Frekvenčné odchýlky v systémoch 2 k a 8 k

Systém 2k	4,5 kHz	8,9 kHz	13,4 kHz
Systém 8k	1,1 kHz	2,2 kHz	3,4 kHz

**Typické využitie** Pri výrobe, kontrole a údržbe modulátorov, vysielačov, meničov nahor/nadol a prijímačov profesionálnych, alebo komerčných.

### 9.5 Výkon signálu VF/MF

**Účel** Meranie výkonu signálu, alebo užitočného výkonu sa požaduje kvôli nastaveniu a kontrole úrovni signálov na strane vysielača a prijímača.

**Rozhranie** K, L, M, N, P

**Metóda** Výkon signálu pozemského DVB-T, alebo užitočný výkon, je definovaný ako stredný výkon signálu meraný termickou výkonovou sondou. V prípade prijímaných signálov je potrebné bezpečne obmedziť meranie len na šírku pásma užitočného signálu. Keď použijeme spektrálny analyzátor alebo kalibrovaný prijímač, má integrovať výkon signálu v medziach nominálnej šírky pásma signálu ( $n \times f_{\text{SPACING}}$ ), kde  $n$  je počet nosných frekvencií.

## 9.6 Výkon šumu

**Účel** Šum predstavuje významné zhoršenie prenosovej siete.

**Rozhranie** N,P

**Metóda** Výkon šumu (stredný výkon), alebo nežiaduci výkon je možné merať spektrálnym analyzátorom (mimo prevádzky). Výkon šumu sa určuje na využitú šírku obsadeného pásma OFDM signálu ( $n \times f_{\text{SPACING}}$ ), kde  $n$  je počet nosných frekvencií.

POZNÁMKA. –Termín C/N sa má vyjadriť ako pomer úrovne signálu meraného podľa 9.5, voči úrovni šumu, ktorý sa meria podľa tohto článku.

## 9.7 Spektrum VF a MF

**Účel** Aby sa zabránilo rušeniu s inými kanálmi, vysielané spektrum VF má zodpovedať spektrálnej maske, ktorá je definovaná na pozemskú sieť. Ak je spektrum na výstupe modulátora definované spektrálnou maskou, rovnaký postup je možné aplikovať aj na signál MF (bez aktívnej korekcie).

**Rozhranie** K, M

**Metóda** Toto meranie sa väčšinou vykonáva použitím spektrálneho analyzátoru. Spektrálna hustota pozemského signálu DVB je definovaná ako dlhodobý priemer časovo sa meniaceho výkonu signálu na jednotku šírky pásma (t. j. 1 Hz). Hodnoty na iné šírky pásma môžu byť určené úmerným zvýšením hodnôt jednotkovej šírky pásma.

Aby sa zabránilo pravidelným štruktúram v modulovanom signáli použije sa nepravidelná, t. j. pseudonáhodná binárna postupnosť (PRBS) – alebo ak je to potrebné vstupný signál digitálneho vysielateľa programového typu.

Je potrebné dbať na to, aby vstup selektívneho meracieho zariadenia nebol preťažený hlavným lalokom signálu, pokiaľ sa hodnotí spektrálna hustota postranných lalokov, t. j. mimopásmový rozsah. V špeciálnych prípadoch s veľmi silným potlačením postranných lalokov môže nelineárne skreslenie v meracom zariadení produkovať postranné laloky, ktoré maskujú pôvodné. Selektívne potlačenie hlavného laloka sa stalo osvedčeným princípom, ako zabrániť týmto maskovacím efektom. Pri hodnotení sa musí uvažovať frekvenčná odozva pásmovej zádrže a celý merací postup sa stane trochu zložitým.

Odporúčané hodnoty šírky pásma rozlíšenia nemajú prekročiť 30 kHz. Uprednostňujú sa hodnoty okolo 4 kHz. Meranie sa má šumovo normalizovať na 4 kHz.

## 9.8 Citlivosť prijímača/dynamický rozsah Gaussovho kanála

**Účel** Na účely plánovania siete sa musia určiť minimálne a maximálne vstupné úrovne.

**Rozhranie** Skúšobné signály sa aplikujú a merajú na rozhraní N; rozhrania W alebo X sú použité na monitorovanie BER pred RS.

**Metóda** Musia sa merať minimálne a maximálne vstupné prahové úrovne na zabezpečenie kvázibezchybového stavu QEF (Quasi Error Free) za dekódovačom RS (t. j. BER <  $2 \times 10^{-4}$  pred dekódovačom RS). Dynamický rozsah je rozdielom medzi meranými hodnotami.

## 9.9 Ekvivalentné skreslenie šumom (END)

**Účel** END je meranie strát implementácie spôsobených sieťou alebo zariadením v porovnaní s ideálnymi parametrami.

**Rozhranie** W alebo X na meranie BER; N, P alebo S na zavedenie šumu

**Metóda** END sa získa z rozdielu v dB pomery C/N potrebného na dosiahnutie  $BER = 2 \times 10^{-4}$  pred (vonkajším) dekódovaním RS, a pomery C/N, ktorý môže teoreticky dať  $BER = 2 \times 10^{-4}$  Gaussovho kanála (pozri prílohu A normy EN 300 744 [9]).

### 9.9.1 Ekvivalentná šumová hladina (ENF)

**Účel** ENF je meranie straty implementácie spôsobenej vysielacím zariadením, pričom ideálny vysielateľ je referenčný.

**Rozhranie** M na meranie šumu, W alebo X na meranie BER; N, P alebo S s privedením šumu

**Metóda** ENF sa získa z meraní prídavného šumu, ktorý je potrebný na dosiahnutie  $BER = 2 \times 10^{-4}$  pred (vonkajším) dekódovaním RS, a šumová úroveň, ktorá by teoreticky dávala hodnotu  $BER = 2 \times 10^{-4}$  Gaussovho kanála (pozri prílohu A normy EN 300 744 [9]), ako je opísané v článku B.12.

Poznámka: END a ENF:

Vplyv vysielateľa DVB-T na celkové parametre systému, pričom referenčný prijímač prijíma signál určitého variantu DVB-T (uvažujeme Gaussov kanál), je vyhodnotený meraním parametra END.

Referenčný prijímač je v tejto správe definovaný ako prijímač DVB-T, ktorý potrebuje C/N, ktorý je o 3,0 dB vyšší ako hodnoty C/N v EN 300 744 [9] (Gaussov kanál).

END je v tejto technickej správe definovaná ako rozdiel medzi požadovaným C/N,  $BER = 2 \times 10^{-4}$  po konvolučnom dekódovaní v referenčnom prijímači pri použití reálneho a ideálneho vysielateľa DVB-T.

END nie je len samotná charakteristika vysielateľa, ale závisí taktiež od použitého módu DVB-T a od vlozenej straty prijímača (to je dôvod, prečo je pri referenčnom prijímači pevne definovaná hodnota vlozenej straty prijímača 3,0 dB).

END nesmie presiahnuť [0,5] dB a musí byť nezávislá od vybraného ochranného intervalu. V závislosti od požiadaviek sieťového operátora typické hodnoty END spadajú do rozsahu [0,1-0,4] dB.

Na vyjadrenie hodnoty END je možné použiť aj iný parameter nazvaný ekvivalentný šumový prah (ENF). V B.12 je opísané, že výsledkom je väčšia presnosť END.

Oproti END je ENF relatívne nezávislá od použitého módu DVB-T a na vlozenej strate prijímača, a preto sa môže použiť na charakterizáciu samotného vysielateľa. V prípade závislosti, či je potrebné charakterizovať samotný vysielateľ DVB-T, alebo či je potreba charakterizovať jeho efekty na prijímači, môže sa parameter ENF niekedy použiť ako alternatíva voči END ako charakteristický parameter.

U charakteristického parametra END sa v praxi očakávajú vplyvy intermodulácie a zmien amplitúdy v prípade parametra END.



*(Skupinové oneskorenie vysielača musí byť definované sieťovými operátormi v závislosti od použitej konfigurácie (kanálové kombinácie, výstupné filtre a pod.)*

### **9.10 Charakteristika linearity (potlačenie zakrivenia)**

**Účel** Parameter „potlačenie zakrivenia“ sa môže použiť na charakterizovanie linearity signálu OFDM bez ohľadu na spektrálnu masku.

**Rozhranie** M

**Metóda** Použiť nasledujúci postup pri meraní spektra signálu VF na výstupe vysielača:

- (a) Nájsť maximálnu hodnotu spektra použitím rozlišovacej šírky pásma asi desaťkrát väčšej ako frekvenčný rozstup nosných frekvencií.
- (b) Umiestniť klesajúce, rovné čiary spájajúce meracie body pri 300 kHz a 700 kHz z horného a dolného okraja spektra. Nakresliť prídavné čiary rovnobežne k nim, tak, že najvyššia dosiahnutá hodnota spektra v príslušnom rozsahu leží na čiare.
- (c) Odčítať hodnotu výkonu v strede čiary (500 kHz od horného a dolného okraja) pri maximálnej hodnote (a) a poznamenať si rozdiel ako „potlačenie zakrivenia“ linearity na hornom a dolnom okraji.
- (d) Vziať najhoršiu hodnotu výsledkov podľa bodu (c) v hornom a dolnom okraji ako celkové „potlačenie zakrivenia“.

POZNÁMKA. – Na rýchly prehľad hodnôt, napríklad 500 kHz, sa môže merať priamo ak nedochádza ku koherentným rušeniam.

### 9.11 Výkonová účinnosť

**Účel** Porovnať celkovú účinnosť vysielateľov DVB.

**Rozhranie** M

**Metóda** Výkonovú účinnosť definujeme ako pomer výstupného výkonu vysielateľa k celkovej jeho spotrebe od vstupu TS k výstupu signálu VF vrátane všetkých potrebných zariadení na prevádzku ako sú ventilátory, transformátory a pod. (obyčajne sa vyjadruje v %). Prevádzkový kanál a prevádzkové podmienky je potrebné ďalej špecifikovať.

### 9.12 Koherentné rušenie

**Účel** Nájsť ľubovoľné koherentné rušenie, ktoré môže ovplyvňovať spoľahlivosť analýzy I/Q alebo meraní BER.

**Rozhranie** N alebo P

**Metóda** Meranie sa vykonáva pomocou spektrálneho analyzátora. Šírka pásma rozlíšenia sa krokovo znižuje tak, že zobrazená úroveň modulovaných nosných frekvencií (*a nemodulovaných pilotných, kvôli vplyvu ochranného intervalu*) sa zníži. Rušenie CW nie je týmto procesom ovplyvňované a môže sa identifikovať príslušným spriemerovaním stopy.

### 9.13 BER v závislosti od C/N (pri zmene výstupného výkonu vysielateľa)

**Účel** Na posúdenie charakteristiky BER vysielateľa keď sa mení pomer C/N pomocou merania opakovaného v nejakom rozsahu stredných výstupných vysielacích výkonov. Toto meranie sa môže použiť na porovnanie vysielateľa s teóriou alebo inými vysielateľmi.

**Rozhranie** Od F k U alebo od E k V

**Metóda** Pseudonáhodná binárna postupnosť (PRBS) sa privedie na vstup rozhrania F (alebo E). Pridávaním Gaussovho šumu na vstup skúšobného prijímača sa zabezpečia rôzne hodnoty C/N a meria sa BER prijatého signálu PRBS v bode V (alebo U) použitím súpravy na meranie BER. Meranie sa opakuje v nejakom rozsahu stredného výstupného vysielacieho výkonu.

Ak je funkcia generovania PRBS signálu na rozhraní F (alebo E) už súčasťou vysielacieho zariadenia, má byť v tvare  $2^{23}-1$  (PRBS je definovaná v odporúčaní ITU-T O.151 [12]).

Na meranie úrovne nosnej frekvencie a úrovne šumu sa definuje šírka pásma systému ako  $n \times f_{\text{SPACING}}$ , kde  $n$  je počet aktívnych nosných frekvencií (t. j. 6 817 alebo 1 705 nosných frekvencií v 8 MHz kanáli) a  $f_{\text{SPACING}}$  je frekvenčný rozstup nosných frekvencií OFDM.

POZNÁMKA. – „Back-off“ vysielateľa je definovaný ako pomer nominálneho špičkového impulzového výkonu vysielateľa k strednému výkonu. Nominálny impulzový špičkový výkon normálne zodpovedá špičkovému výkonu synchronizačného impulzu podľa štandardu B, D, G, H, I alebo K.

### 9.14 BER v závislosti od pomeru C/N pri zmene úrovne Gaussovho šumu

**Účel** Na posúdenie charakteristiky BER prijímača keď sa mení pomer (C/N) pomocou zmien výkonu pridávaného Gaussovho šumu. Toto meranie sa môže použiť na porovnanie charakteristiky prijímača s teóriou alebo inými prijímačmi. Napríklad na

posúdenie vplyvu šumovej hladiny prijímača.

**Rozhranie** Od F k U alebo od E k V.

**Metóda** Signál (PRBS) sa privedie na vstup (rozhranie) F (alebo E). Rôzne pomery C/N sa zabezpečia na vstupe prijímača pridaním Gaussovho šumu a BER prijatého signálu PRBS sa meria v bode V (alebo U) použitím meracej súpravy na meranie BER.

Skúšobný vysielateľ má generovať postupnosť PRBS  $2^{23}-1$  ako je definované odporúčaním ITU-T O.151 [12].

Na meranie výkonu nosnej frekvencie a šumu sa definuje šírka pásma systému ako  $n \times f_{\text{SPACING}}$ , kde  $n$  je počet aktívnych nosných frekvencií, t. j. 6 817 alebo 1 705 nosných frekvencií a  $f_{\text{SPACING}}$  je frekvenčný rozstup nosných frekvencií OFDM.

POZNÁMKA. – Šírka pásma 8 MHz kanála je asi 7,61 MHz, 7 MHz kanála je 6,66 MHz a 5,71 MHz je šírka 6 MHz kanála.

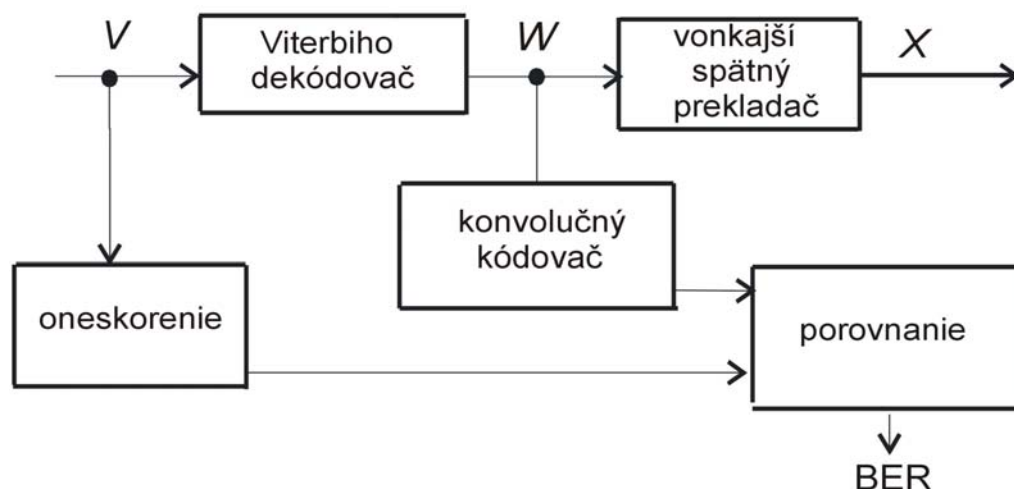
### 9.15 BER pred Viterbiho (vnútorným) dekódovačom

**Účel** Toto meranie indikuje počas prevádzky vlastnosti vysielateľa, prenosového kanála a prijímača s nedekódovaným signálom (alebo – z hľadiska prenosu nedekódovaného signálu).

**Rozhranie** V.

**Metóda** Signál za Viterbiho dekódovačom v skúšobnom prijímači sa opäť kóduje použitím rovnakej konvolučnej kódovacej schémy ako vo vysielateľi, pričom sa vytvorí odhad originálne kódovaného dátového toku. Tento dátový tok sa porovná na bitovej úrovni so signálom, ktorý je dostupný pred Viterbiho dekódovačom.

Meranie sa má zakladať na najmenej niekoľkých stovkách bitových chybách.



Obrázok 9-4 – Meranie BER pred Viterbiho dekódovačom

### 9.16 BER pred (vonkajším) dekódovačom RS

**Účel** BER je základný parameter, ktorý opisuje kvalitu digitálneho prenosového spoja.

**Rozhranie** W alebo X

**Metóda** BER definujeme ako pomer medzi chybovými bitmi a celkovým počtom odoslaných bitov.

Dostupné sú dve metódy merania; prvá mimo prevádzky a druhá počas prevádzky. V oboch prípadoch sa má meranie vykonať len počas dostupnosti (LAT) tak, ako to definuje článok 6.2.

### 9.16.1 Mimo prevádzky

Základný princíp tohto merania je generovať v kanálovom kódovači známu, pevnú, opakujúcu sa postupnosť bitov, v podstate pseudonáhodnej povahy. Aby sa to zabezpečilo, sú dáta spojite sa opakujúceho jedného pevného paketu transportného toku spracovávané funkciou inverzia synchronizácie/znáhodnenie. Táto postupnosť je definovaná v ISO/IEC 13818-1 [1] ako nulový *paket TS*, pričom všetky dátové bajty sú nastavené na 0x00; t. j. pevný paket sa definuje ako štvorbajtová postupnosť 0x47, 0x1F, 0xFF, 0x10, nasledovaná 184 nulovými bajtami (0x00). Najlepším prípadom je, ak je táto funkcia dostupná priamo v kódovacom systéme.

*Zrejme najlepšia alternatíva vkladania postupnosti PRBS vo vysieláči je výstup kódovača RS, nepoužíva sa kvôli požiadavke mať synchronizačné bajty na zabezpečenie správnej prevádzky bajtového prekladača. Vloženie za bajtovým prekladačom nie je vhodné, pretože nie je priamo porovnateľné s meraním počas prevádzky.*

### 9.16.2 Počas prevádzky

Základným predpokladom tejto meracej metódy je, že kontrolné bajty RS sa počítajú na každý spoj prenosového reťazca. Za normálnych prevádzkových podmienok, dekódovač RS opraví všetky chyby a vytvorí bezchybový paket TS. Ak sa objaví množstvo chybných zhlukov, algoritmus dekódovača RS je preťažovaný a nie je schopný opraviť príslušný paket. V tomto prípade sa musí aktivovať bit „transport\_error\_indicator“, pričom žiadne iné bity v pakete sa nesmú meniť a 16 kontrolných bajtov RS sa musí prepočítať ešte pred retransmisiou na iný spoj. Chybosť meraná v ľubovoľnom bode prenosového reťazca je potom BER na určitý spoj.

Počet chybných bitov v pakete TS sa odhadne porovnaním bitovej kombinácie tohto paketu TS pred a za dekódovačom RS. Ak meraná hodnota BER presiahne  $10^{-3}$ , potom sa má meranie považovať za nevierohodné kvôli obmedzeniam dekódovacieho algoritmu RS. Ľubovoľný paket TS, ktorý nevie dekódovač RS opraviť, má spôsobiť nové počítanie.

### 9.17 BER za (vonkajším) dekódovačom RS (počet bitových chýb)

**Účel** Získať informáciu o kombinácii v ktorej sa vyskytujú chyby.

**Rozhranie** Z

**Metóda** Rovnaký princíp, ako bol použitý na meranie mimo prevádzky s chybovosťou BER pred dekódovačom opísaný v 9.16.1 s tým, že výsledok sa vyjadrí ako počet chýb a nie ako pomer. Prijímač má za úlohu len porovnať prijaté pakety TS s nulovými paketmi, ako je definované v A.1.2. Táto metóda je aplikovateľná na prípady, keď BER pred dekódovačom RS je nižšia ako  $10^{-3}$ .

Toto je možné použiť ako parameter na odhad kvality prenosového spoja tak, ako bola definovaná operátorom, alebo na lokalizáciu špecifických problémov.

## 9.18 Analýza signálu IQ

### 9.18.1 Úvod

Analýza IQ sa môže aplikovať na jednotlivé nosné frekvencie signálu OFDM práve tak, ako na skupiny nosných frekvencií. Ak berieme do úvahy skupiny nosných frekvencií, všetky prijaté symboly tejto skupiny môžu sa rozmiestniť tak, aby sa získal jeden spoločný konštelačný diagram. Pokiaľ sú rozptýlené nosné frekvencie, spojitú nosnú frekvenciu a nosné frekvencie TPS vysielané pomocou odlišnej modulačnej schémy, odporúča sa vylúčiť tieto nosné frekvencie z analýzy IQ alebo aplikovať špeciálnu analýzu IQ.

Predpokladáme:

- do úvahy sa berie konštelačný diagram  $M$  symbolových bodov a  $K$  nosných frekvencií, pričom  $0 < K \leq K_{MAX} + 1$  a  $K_{MAX} + 1$  je celkový počet aktívnych nosných frekvencií OFDM frekvencií (t. j. 1 705 alebo 6 817);
- meracia vzorka  $N$  dátových bodov, kde  $N$  je dostatočne väčšie ako  $M \times K$  tak, aby sa získala potrebná presnosť merania; a
- súradnice všetkých prijatých dátových bodov  $j$  tvoriace  $I_j + \delta I_j$ ,  $Q_j + \delta Q_j$  kde  $I$  a  $Q$  sú súradnice ideálneho symbolového bodu a  $\delta I$ ,  $\delta Q$  sú (odchýlky) určujúce chybový vektor dátového bodu (pokiaľ je príslušná nosná frekvencia užitočná).

Vypočítateľ je možné nasledujúcich šesť parametrov, ktoré umožňujú hĺbkovú analýzu rôznych vplyvov, ktoré zhoršujú signál.

Modulačná chybovosť (MER) a súvisiaca veľkosť chybového vektora (EVM) sa počítajú z dátových bodov  $N$  bez špeciálneho prepočítavania na dáta patriace symbolovým bodom  $M$ .

Aby sa vylúčili individuálne vplyvy z prijatých dát, v každom bode  $i$  v symbolových bodoch  $M$  sa stredná vzdialenosť  $d_i$  a  $\sigma_i$  počíta z odchýlok  $\delta I_j$ ,  $\delta Q_j$  patriacich bodu  $i$ .

Z  $M$  hodnôt  $\{d_1, d_2, \dots, d_M\}$  môžu mať vplyvy/parametre:

- pôvodný ofset/potlačenie nosnej frekvencie (CS);
- amplitúdová nerovnováha; a
- chyba kvadratury (QE)

(len pri módoch 2k pokiaľ stredná nosná frekvencia musí prenášať kompletný konštelačný diagram, čo nie je prípad systému 8k, kde stredná nosná frekvencia je spojitý pilot) vypočítané alebo odvodené z hodnôt  $d_i$ , umožňujúce vypočítateľ zvyškovú chybu cieľa (RTE) rovnakým algoritmom ako chybu cieľa systému (STE) z  $\{d_1, d_2, \dots, d_M\}$ .

Z M oblastí štatistickej distribúcie sa môžu vyjadriť parametre:

- fázový džiter (PJ); a
- koherentné rušenie (ak je prevládajúce)

Zostávajúce oblasti (po odstránení vyššie spomenutých dvoch vplyvov) sú podľa predpokladu spôsobené len Gaussovým šumom a sú základom výpočtu odstupe signál-šum. Parameter môže obsahovať – okrem šumu – takisto ďalšie rušivé efekty, ako malé koherentné rušenia alebo zvyškové chyby spôsobené korekciou kanála.

Pri použití rozhraní S alebo T sa má zväžiť filtrovanie signálu pred rozhraním.

Parametre pôvodný ofset/potlačenie nosnej frekvencie (CS), amplitúdová nerovnováha (AI) a chyba kvadratury (QE) sú typickým parametrami modulátora. Iné parametre sú taktiež ovplyvnené prenosovým systémom a prijímačom/demodulátorom.

Treba poznamenať, že mechanizmus odhad kanála/korekcia kanála môže mať vplyv na výsledky merania. Platí to najmä na meranie v reálnej prevádzke alebo pri simulovaní realistických príjmových podmienok.

Pri meraní na výstupe vysielača možno vplyv mechanizmu odhadu kanála/korekcie kanála zanedbať.

Pri porovnávaní výsledkov merania má získaná informácia charakter: odhad kanála/korekcia kanála.

### 9.18.2 Modulačná chybovosť (MER)

**Účel** Poskytnúť jednoduchú a účinnú analýzu K nosných frekvencií.

**Rozhranie** S, T a H

**Metóda** Nosná frekvencia OFDM signálu a symbolové časovanie sa obnovujú. Pôvodný offset strednej nosnej frekvencie (napríklad spôsobený zvyškovou nosnou frekvenciou alebo jednosmerným ofsetom), chyba kvadratury (QE) a amplitúdová nerovnováha sa nekoriguje.

Robí sa záznam dvojice súradníc  $(\tilde{I}_j, \tilde{Q}_j)$ , N prijatých symbolov.

Pri každom prijatom symbole sa robí rozhodnutie, aký symbol bol prenesený. Chybový vektor definujeme ako vzdialenosť od ideálnej polohy vybraného symbolu (stred rozhodovacej oblasti) po aktuálnu polohu prijatého symbolu.

Táto vzdialenosť sa dá vyjadriť ako vektor  $(\delta I_j, \delta Q_j)$ .

Suma štvorcov veľkostí symbolových vektorov sa vydolí sumou štvorcov veľkostí symbolových chybových vektorov. Výsledok, vyjadrený ako výkonový pomer v dB, definujeme ako MER.

$$MER = 10 \times \log_{10} \left\{ \frac{\sum_{j=1}^N (I_j^2 + Q_j^2)}{\sum_{j=1}^N (\delta I_j^2 + \delta Q_j^2)} \right\} dB$$

Treba znovu zvážiť, či MER je len jediný spôsob výpočtu akosti vektorovo modulovaného signálu. Druhý spôsob výpočtu akosti je veľkosť chybového vektora (EVM), definovaný v prílohe C tejto správy. V prílohe C je tiež naznačená vzájomná súvislosť MER a EVM a všeobecne je možné vyjadriť jednu veličinu pomocou druhej.

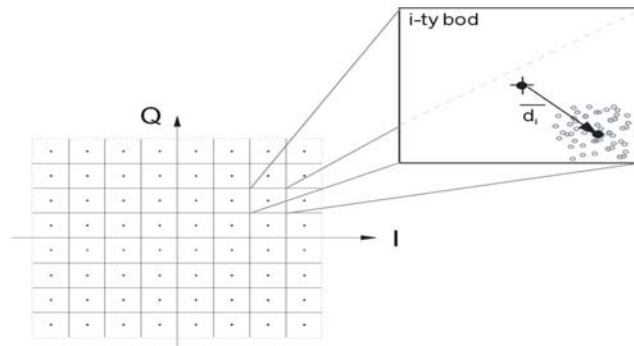
Má sa znovu zvážiť, či MER je len jediný spôsob výpočtu akosti vektorovo modulovaného signálu. Druhý spôsob výpočtu akosti je veľkosť chybového vektora – (EVM) definovaná v A.3. V tomto článku je tiež naznačená vzájomná súvislosť MER a EVM a všeobecne je možné vyjadriť jednu veličinu pomocou druhej. MER je prioritný parameter z rôznych dôvodov uvedených opísaných v prílohe C tejto technickej správy.

### 9.18.3 Systémová chyba cieľa (STE)

**Účel** Posunutie stredov oblastí v konštelačnom diagrame mimo ich ideálnych symbolových bodov znižuje šumovú odolnosť systému a indikuje prítomnosť špeciálnych druhov rušení ako je nevyváženosť amplitúd a chyba kvadratury (QE). STE udáva celkové skreslenie ešte nespracovaných dát prijímaných systémom.

**Rozhranie** S a T.

**Metóda** Pri každom z M symbolových bodov v konštelačnom diagrame sa počíta vzdialenosť  $d_i$  medzi teoretickým symbolovým bodom a bodom prislúchajúcim stredú oblasti tohto jednotlivého symbolového bodu. Táto veľkosť ( $\bar{d}_i$ ) sa nazýva chybový vektor cieľa (TEV) a je zobrazený na obrázku 9-5.



Obrázok 9-5 – Definícia (TEV)

Z veľkostí M vektorov (TEV) sa vypočíta stredná hodnota a štandardná odchýlka (normalizovaná voči  $S_{rms}$ , definovanej ako efektívna hodnota amplitúdy bodov v konštelácii), čím sa získa stredná hodnota (STEM) a odchýlka systémovej chyby

cieľa (STED) takto:

$$TEV = \bar{d}_i = (\bar{\delta I}_i, \bar{\delta Q}_i) \quad \text{pre všetky } j = 1, 2, \dots, N_s \text{ dátové body patriace sub-symbolu } i;$$

$$\text{s} \quad \bar{\delta I}_i = \frac{1}{N_s} \sum_{j=1}^{N_s} \delta I_j \quad \text{a} \quad \bar{\delta Q}_i = \frac{1}{N_s} \sum_{j=1}^{N_s} \delta Q_j$$

$$S_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (I_j^2 + Q_j^2)}$$

$$STEM = \frac{1}{M \times S_{rms}} \sum_{i=1}^M |\bar{d}_i|$$

$$STED = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^M |\bar{d}_i|^2}{M \times S_{rms}^2} - STEM^2}$$

#### 9.18.4 Potlačenie nosnej frekvencie (CS)

**Účel** Zvyšková nosná frekvencia je nežiaduci koherentný rušivý signál pridaný k strednej nosnej frekvencie signálu OFDM. Môže vzniknúť posuvom jednosmerného napätia modulovaného signálu I alebo Q alebo presluchmi modulovanej nosnej frekvencie v modulátore.

**Rozhranie** S a T.

**Metóda** Hľadať systematické odchýlky všetkých konštelačných bodov strednej nosnej frekvencie a oddeliť zvyškovú nosnú frekvenciu. Potlačenie nosnej frekvencie (CS) je možné vypočítať zo vzorca:

$$CS = 10 \times \log_{10} \left( \frac{P_{sig}}{P_{RC}} \right),$$

kde PRC je výkon zvyškovej nosnej frekvencie a P<sub>sig</sub> je výkon strednej nosnej frekvencie OFDM signálu (bez zvyškovej nosnej frekvencie).

POZNÁMKA. – Nie je možné aplikovať v módoch 8k (pozri 9.18.1).

#### 9.18.5 Amplitúdová nerovnováha (AI)

**Účel** Vyčleniť skreslenia signálov QAM spôsobené amplitúdovou nerovnováhou (AI) I a Q signálov zo všetkých ostatných druhov skreslení.

**Rozhranie** S a T.

**Metóda** Vypočítať I a Q a zväčšenie hodnoty v<sub>I</sub> a v<sub>Q</sub> zo všetkých bodov v konštelačnom diagrame, pri eliminovaní všetkých ostatných vplyvov.



Vypočítať amplitúdovú nerovnováhu (AI) z  $v_I$  a  $v_Q$ .

POZNÁMKA 1. – Nakoľko rozloženie I a Q voči osiam v komplexnej rovine je v signále DVB-T jednoznačné, parameter AI môže sprostredkovať informáciu, ktorý komponent prevláda. Preto sa táto definícia trochu líši od tej, ktorá je definovaná v 6.9.5.

$$AI = \begin{cases} \left( \frac{v_I}{v_Q} - 1 \right) \times 100 \% & \text{if } v_I \geq v_Q \\ \left( 1 - \frac{v_Q}{v_I} \right) \times 100 \% & \text{if } v_Q > v_I \end{cases}$$

$$v_I = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \frac{I_i + (\bar{d}_i)_I}{I_i}$$

$$(\bar{d}_i)_I = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \alpha_j \quad (\text{I-komponent } z d_i \text{ je uvedený v 9.18.3})$$

$$v_Q = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \frac{Q_i + (\bar{d}_i)_Q}{Q_i}$$

$$(\bar{d}_i)_Q = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \alpha Q_j \quad (\text{Q-komponent } z d_i \text{ je uvedený v 9.18.3})$$

$$(\bar{d}_i)_I + (\bar{d}_i)_Q = \bar{d}_i$$

POZNÁMKA 2. – Nie je možné použiť v prípade módov 8k (pozri 9.18.1).

### 9.18.6 Chyba kvadratury (QE)

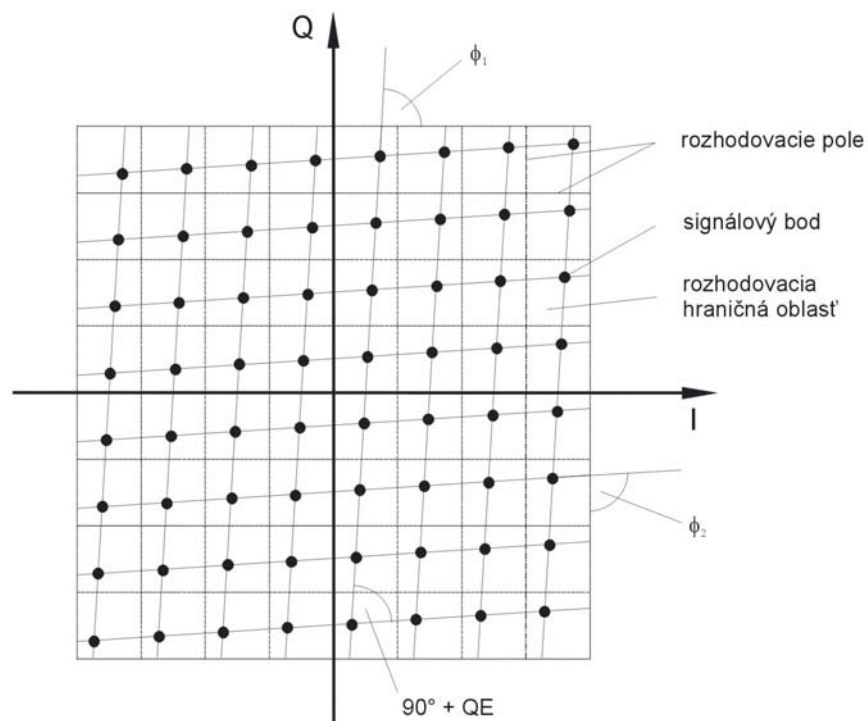
**Účel** Fázy dvoch nosných frekvencií privádzaných na modulátory I a Q musia byť ortogonálne. Ak ich fázový rozdiel nie je  $90^\circ$ , vzniká typické skreslenie konštelačného diagramu.

*Predpokladá sa, že hodnota zo strednej nosnej frekvencie je reprezentatívna na celý signál.*

**Rozhranie** S a T.

**Metóda** Hľadať chybu konštelačného diagramu podľa obrázka 9-6 a vypočítať hodnotu fázového rozdielu  $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$  po odstránení všetkých ďalších vplyvov a výsledok vyjadriť v stupňoch:

$$QE = \frac{180^\circ}{\pi} \times (\varphi_1 - \varphi_2) \quad [^\circ]$$



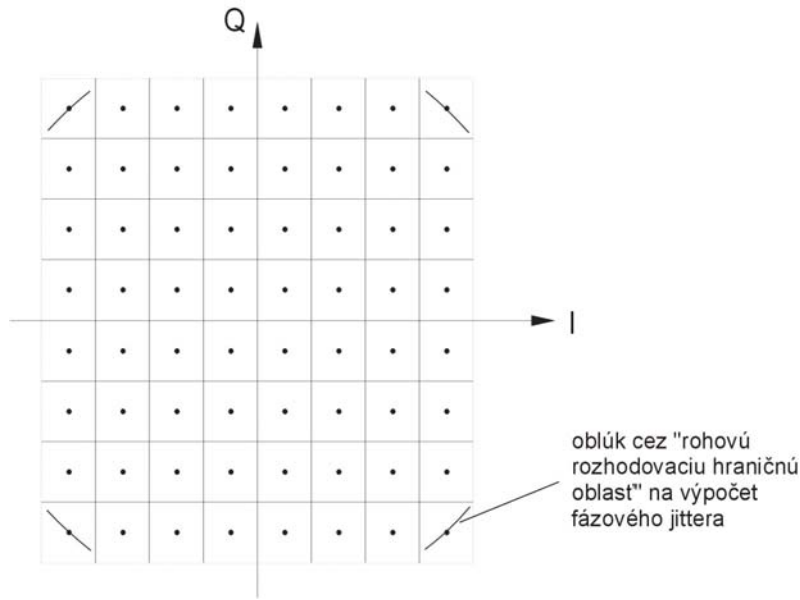
**Obrázok 9-6 – Skreslenie konšelačného diagramu ako výsledok chyby kvadratúry (QE)**

POZNÁMKA. – Nie je použiteľné v módoch 8k (pozri 9.18.1).

### 9.18.7 Fázový džiter (PJ)

**Účel** Fázový džiter oscilátora vzniká fluktuáciami jeho fázy alebo frekvencie. Použitím takéhoto oscilátora na modulovanie digitálnymi signálmi spôsobí pri vzorkovaní neurčitosť na prijímacej strane, pretože regenerácia nosnej frekvencie nemôže sledovať fázové fluktuácie.

Signálové body sú zoradené pozdĺž krivky prechádzajúcej stredom každej rozhodovacej oblasti, ako zobrazuje obrázok 9-7 so štyrrohovými rozhodovacími oblasťami.



**Obrázok 9-7. – Pozícia "časti oblúka" v konšelačnom diagrame na definovanie PJ (príklad: 64-QAM)**

**Rozhranie** S a T.

**Metóda** Fázový džiter je možné počítať teoreticky použitím algoritmu:

1. Vypočítať uhol medzi osou I konšelačného diagramu a vektorom prijatého symbolu  $(I_{rcvd}, Q_{rcvd})$ :

$$\phi_1 = \arctan \frac{Q_{rcvd}}{I_{rcvd}}$$

2. Vypočítať uhol medzi osou konšelačného diagramu a vektorom prislúchajúcim ideálnemu symbolu  $(I_{ideal}, Q_{ideal})$ :

$$\phi_2 = \arctan \frac{Q_{ideal}}{I_{ideal}}$$

$\Phi_2$  namiesto  $\Phi_1$

3. Vypočítať chybový uhol:

$$\phi_E = \phi_1 - \phi_2$$

4. Z týchto N chybových uhlov vypočítať efektívnu hodnotu fázového džitera:

$$PJ = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \phi_{E_i}^2 - \frac{1}{N^2} \left( \sum_{i=1}^N \phi_{E_i} \right)^2}$$

Nasledujúca metóda bude zrejme praktickejšia:

Prvá aproximácia časti oblúka rohovej rozhodovacej oblasti je rovná čiara rovnobežná s diagonálou rozhodovacej oblasti. Navyše zakrivenie trasy fázového džitera (PJ) je potrebné vziať do úvahy ak sa počíta štandardná odchýlka PJ. Stredná hodnota PJ sa vypočíta v stupňoch.

$$PJ = \frac{180^\circ}{\pi} \times \arcsin\left(\frac{\sigma_{PJ}}{\sqrt{2} \times (\sqrt{M} - 1) \times d}\right) [^\circ],$$

kde M je stupeň QAM

a 2d vzdialenosť medzi dvomi susednými hraničnými čiarami

V argumente funkcie arcsin, sa štandardná odchýlka fázového džitera vzťahuje voči vzdialenosti od stredu rohovej rozhodovacej oblasti po stredový bod QAM signálu.

### 9.19 Celkové oneskorenie signálu

**Účel** Merať a prispôsobiť oneskorenie signálu vysielača OFDM na danú hodnotu, tak že vysielače v sieti SFN sa môžu synchronizovať.

**Rozhranie** A, M.

**Metóda** (a) Celkové oneskorenie medzi MPEG TS vstupom skúšaného vysielača a výstupným MPEG TS skúšobného prijímača sa zistí meraním časového oneskorenia potrebného na prispôbenie parametrov vstupných a výstupných dát. Ak je oneskorenie skúšobného prijímača známe, potom oneskorenie signálu vysielača je možné tiež vyjadriť.

Alternatívne, je možné vyjadriť oneskorenie skúšobného prijímača relatívne k oneskoreniu referenčného prijímača. Tým sa vyhneme potrebe merať absolútne oneskorenie ľubovoľného prijímača.

(b) Priama metóda väčšinou môže definovať skúšobný mód vysielača, v ktorom výskyt megarámcového inicializačného balenia (MIP) na vstupe MPEG TS spôsobí spúšťací impulz (pozri TS 101 191 [14]).

Spúšťací impulz umožňuje pripojenie osciloskopu a taktiež sa používa pri vybavení modulátora. Na začiatku ďalšieho megarámca modulátor vysiela nulový symbol (alebo definovaný impulz v časovej doméne) skôr ako normálne dáta. Meria sa oneskorenie medzi spúšťacím impulzom a nulou VF.

(c) Oneskorenie vysielača je možné vyjadriť relatívne k oneskoreniu referenčného vysielača. Pri meraní sa odoberie zmenšená vzorka amplitúdy oboch vysielačov a nastaví sa podobné úrovne (rozdiel < 3 dB), vzorky sa kombinujú v lineárnej sčítačke VF a výstup sa pripojí k spektrálnemu analyzátoru. Typicky vytvorené spektrum bude mať laloky kvôli rozdielu oneskorení oboch vysielačov. Prevrátená hodnota šírky frekvenčného pásma lalokov predstavuje relatívne oneskorenie medzi vysielačmi.

Do úvahy treba brať nevýhody:

1. Oneskorenie je absolútne, čo znamená, že nedáva indikáciu, ktorý vysielač má väčšie oneskorenie;

2. Presnosť súvisí so schopnosťou identifikovať minimálne hodnoty lalokov a presnosťou merania.

POZNÁMKA 1. – Oneskorenie vysielača sa môže považovať za doplnok ďalších rôznych častí vrátane fyzických oneskorení analógovej časti signálu OFDM, vrátane dĺžky prenosovej trasy k anténe. Takisto vyrovnávacie pamäte použité na úpravu signálu (prispôsobenie prenosovej rýchlosti TS k vzorkovacej frekvencii vysielača) a iné pomocné vyrovnávacie pri výpočte spektra OFDM (IFFT) sa môžu líšiť pri jednotlivých výrobcoch.

POZNÁMKA 2. – V prípadoch jednofrekvenčných sietí, adaptér SFN na vysielačnej strane bude považovaný za integrálnu súčasť modulátora vysielača. Môže vypočítať oneskorenie, z hodnoty synchronizačnej časovej značky STS (Synchronisation Time Stamp) 1 pps použitej ako referenčný signál. Rôzni výrobcovia rôznymi spôsobmi spočítavajú rozdiely v oneskoreniach, ktoré musia byť obsiahnuté v meracích výsledkoch.

Odporúča sa použiť skúšobný transportný tok so začlenenými dátami MIP, a výpočet STS v reálnom čase.

Pozri E.16, kde je opísané nastavenie, opis merania a príklad výsledkov.

## 9.20 Synchronizácia SFN

### 9.20.1 MIP\_timing\_error

<b>Účel</b>	Dôležitý predpoklad synchronizácie SFN je, že hodnoty „synchronizačnej časovej značky“ (STS) vložené do MIP sú správne. Táto skúška kontroluje, či sú za sebou nasledujúce hodnoty STS zhodné.  Pozri TS 101 191 [14].
<b>Rozhranie</b>	A, Z (špeciálne transportný tok medzi adaptérom SFN a synchronizačným systémom ako je definované v [14]).
<b>Metóda</b>	Nájsť MIP v troch za sebou nasledujúcich megarámcoch očíslovaných M, M+1 a M+2. Vybrať pole „synchronization_time_stamp“ z každého MIP ( $STS_M$ , $STS_{M+1}$ a $STS_{M+2}$ ).  Obyčajne rozdiel medzi dvomi za sebou nasledujúcimi hodnotami STS bude rovný trvaníu jedného megarámca mínus nejaký násobok (vrátane nuly) času medzi impulzmi GPS. Dokonca bez znalosti presného času trvania megarámca vieme, že trvanie je konštantné a môžeme povedať, že:  $STS_{M+2} - STS_{M+1} = STS_{M+1} - STS_M + nT,$ kde T je 1s a n je ľubovoľné celé číslo.  Vypočítať nT z vyššie uvedeného vzorca a kontrolovať, či je to celé číslo v sekundách v rámci používateľom definovanej presnosti.  Skúška sa môže vykonávať priebežne na každej sade 3 za sebou nasledujúcich megarámcoch, {M+1, M+2, M+3}, {M+2, M+3, M+4} atď. Výsledky skúšky sú neplatné, ak sa mení veľkosť megarámca v rámci sady troch megarámcoch.  POZNÁMKA. – Veľkosť megarámca sa mení, napríklad so zmenou prenosového módu DVB-T. Normálne je dôsledkom toho opätovná synchronizácia.

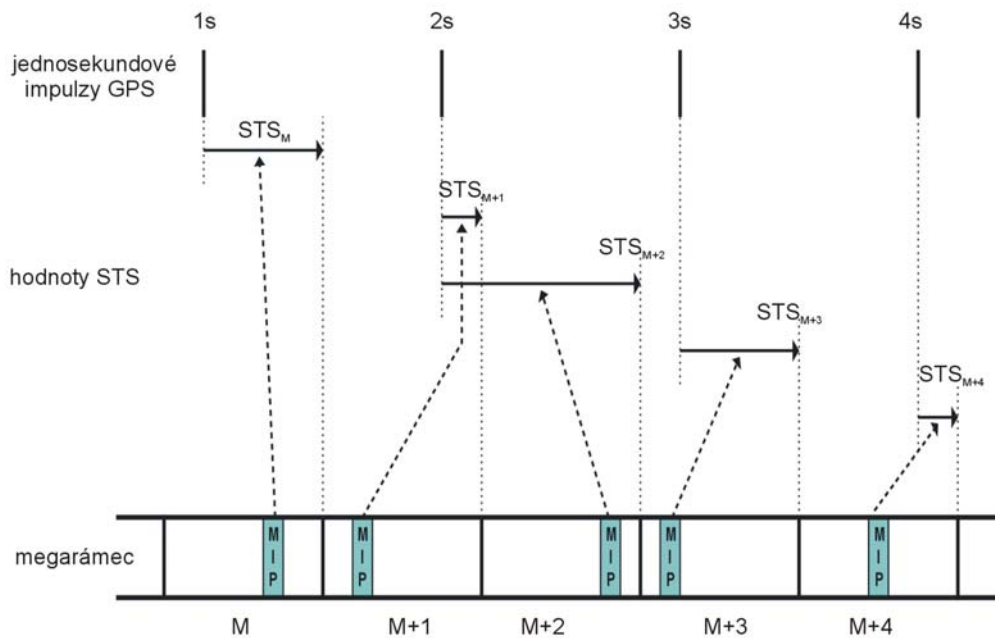
POZNÁMKA. – Nasledujúci diagram je ilustráciou vzájomnej súvislosti časovania medzi megarámcami a jedno-sekundovými impulzami GPS. Ukazuje to, ako sa vypočíta synchronizačná časová značka (STS).

Do úvahy berieme  $STS_{M+1}$  a  $STS_{M+2}$ . V tomto prípade je celkom jasné, že:

$$STS_{M+2} - STS_{M+1} = \text{trvanie jedného megarámca}$$

V prípade  $STS_M$  a  $STS_{M+1}$ , prišiel 1s impulz a ekvivaletná rovnica bude:

$$(STS_{M+1} + 1) - STS_M = \text{trvanie jedného megarámca}$$



Obrázok 9-8. – Megarámec/vzťah medzi impulzom GPS a časovaním

### 9.20.2 MIP\_structure\_error

<b>Účel</b>	Táto skúška overuje, či syntax MIP vyhovuje špecifikácii v TS 101 191 [14].
<b>Rozhranie</b>	A, Z
<b>Metóda</b>	<p>S každým transportným paketom prenášaným v transportnom toku s PID 0x15 sa vykonajú tieto skúšky:</p> <p>Záhlavie <code>transport_packet_header</code> musí súhlasiť s TS 101 191 [14], kapitola 6, tabuľka 1, a ISO/IEC 13818-1 [1], článok 2.4.3.2, tabuľky 2 a 3.</p> <p>Všetky dĺžky polí musia byť úplné tak, aby sa zabezpečila správna dĺžka paketu. To zahŕňa <code>section_length</code> (ktorý takisto nesmie presiahnuť</p>

	<p>dĺžku 182), <code>individual_addressing_length</code> (ktorý musí prispôbiť dĺžku slučiek každého vysielača), <code>function_loop_length</code> (ktorý musí prispôbiť súčet veľkostí všetkých funkcií), <code>function_length</code> (ktorý musí prispôbiť správnu dĺžku funkcie založenej na označení funkcie).</p> <p>Parameter <code>synchronization_time_stamp</code> a <code>maximum_delay</code> musia byť v rozsahu od 0x0 do 0x98967F.</p> <p>Pole <code>CRC_32</code> musí prispôbiť CRC vypočítané s dátami MIP.</p>
--	---

### 9.20.3 MIP\_presence\_error

<b>Účel</b>	Táto skúška overuje, či MIP bolo vložené do transportného toku vždy len raz počas trvania jedného megarámca.
<b>Rozhranie</b>	A, Z
<b>Metóda</b>	<p>Vykonávajú sa tieto kontroly:</p> <p>Extra MIP – pri každom <math>MIP_N</math> (kde <math>N &gt; 1</math>) sa signalizuje chyba, ak prichádza v rámci niekoľkých paketov indikovaných ukazovacím poľom <math>MIP_{N-1}</math>.</p> <p>Chýbajúci MIP – pri každom prijatom MIP sa vypočíta veľkosť megarámca z parametrov v tabuľke <code>tps_mip</code>. Posledné dve hodnoty veľkosti megarámca sa zaznamenajú. Po každom prijatom <math>MIP_N</math> (kde <math>N &gt; 1</math>) sa signalizuje chyba, ak <math>MIP_{N+1}</math> nie je prijatý pred <math>K + R</math> paketmi, ktoré sú prijaté za <math>MIP_N</math>, kde <math>K</math> je hodnota ukazovateľa <math>MIP_N</math> a <math>R</math> je veľkosť megarámca v paketoch predchádzajúceho <math>MIP_{N-1}</math>.</p>

### 9.20.4 MIP\_pointer\_error

<b>Účel</b>	MIP je možné vložiť do ľubovoľného miesta megarámca. Ak sa vloženie opakuje tak ako je definované v MIP, potom je poloha MIP v megarámci konštantná po celý čas. MIP je možné použiť na určovanie veľkosti megarámca a kde sa megarámec začína a končí v transportnom toku je dané poľom ukazovateľa, overovaným touto skúškou.
<b>Rozhranie</b>	A, Z
<b>Metóda</b>	<p>Pri každom prijatom MIP sa vypočíta veľkosť megarámca z parametrov v tabuľke <code>tps_mip</code>. Zaznamenajú sa posledné tri hodnoty veľkosti megarámca. Pri každom <math>MIP_N</math>, ktorý je prijatý (kde <math>N &gt; 2</math>), je signalizovaná chyba, ak pri <math>MIP_N</math> hodnota ukazovateľa (<math>P_N</math>) nevyhovuje tejto rovnici:</p> $P_N = P_{N-1} + MF_{N-2} - (i_N - i_{N-1}),$ <p>kde <math>MF_{N-2}</math> je veľkosť N-tého megarámca v paketoch, ale vypočíta sa z <math>MIP_{N-2}</math>, a <math>i_N</math> je index paketu pri <math>MIP_N</math>.</p>

**9.20.5 MIP\_periodicity\_error**

<b>Účel</b>	V prípade periodického vkladania MIP (ako je definované v TS 101 191 [14] kapitol 5 a 6), hodnota ukazovateľa musí ostať konštantná, práve tak ako počet paketov medzi všetkými MIP.
<b>Rozhranie</b>	A, Z
<b>Metóda</b>	<p>Vykonávajú sa tieto skúšky:</p> <p>Porovnať aktuálne pole ukazovateľa v <math>MIP_N</math> s polom ukazovateľa v <math>MIP_{N-1}</math>. Ak sa líšia tieto dve polia je to chyba, teda ak sa veľkosť megarámca zmení medzi N a N-1.</p> <p>Počet paketov medzi každým MIP (<math>i_N - i_{N-1}</math>) má byť takisto konštantný ak nedošlo k zmene veľkosti megarámca.</p>



### 9.20.6 MIP\_ts\_rate\_error

**Účel** V sieti SFN sa vysielajú nastavenia modulátora pomocou tps\_mip (pozri TS 101 191 [14] kapitola 6, tabuľka 3). Tieto nastavenia určujú prenosový mód a tým aj bitovú rýchlosť transportného toku.

Táto skúška overí, či je aktuálna prenosová rýchlosť transportného toku v zhode s módom DVB-T definovaným tps\_mip.

**Rozhranie** A, Z

**Metóda** Pri každom prijatom MIP sa vypočíta dátovú rýchlosť prenosového módu – danú pomocou nastavenia tps\_mip a porovná sa s aktuálnou dátovou rýchlosťou transportného toku. Signalizuje sa chyba, ak platí nasledujúca nerovnosť:

$\text{Max\_deviation} \leq$

$\dots | \text{TS\_data\_rate} - [(\text{IFFT\_clock\_freq} \times \text{tpl} / 204 \times c \times m \times (\text{uc}/\text{tc})) / (1 + g)] |,$

kde:

- Max\_deviation, napríklad 10 kb/s; maximálna odchýlka medzi rýchlosťou aktuálneho transportného toku TS\_data\_rate a rýchlosťou prenosového módu danou tps\_mip.  
→ Výslednou veličinou je najmenší rozdiel dátových rýchlostí TS, ktoré sa môžu určiť dvomi správnymi nastaveniami tps\_mip settings v rôznych módoch.

- TS\_data\_rate je aktuálna dátová rýchlosť transportného toku  
→ meraná skúšobným zariadením podľa 5.3.3.2.
- IFFT\_clock\_freq 64/7 MHz (šírku pásma kanála 8 MHz),  
64/8 MHz (šírka pásma kanála 7 MHz)  
48/7 MHz (šírka pásma kanála 6 MHz)  
→ dané tps\_mip P<sub>12</sub> a P<sub>13</sub>
- tpl dĺžka transportného paketu 188 alebo 204 bajtov
- c kódový pomer 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 alebo 7/8  
→ daný tps\_mip P<sub>5</sub>, P<sub>6</sub> a P<sub>7</sub>
- m 2 (QPSK), 4 (16 QAM) alebo 6 (64 QAM)  
→ daný tps\_mip P<sub>0</sub> a P<sub>1</sub>
- uc užitočné nosné frekvencie - useful\_carriers 1512 (2k),  
6 048 (8k)  
→ dané tps\_mip P<sub>10</sub>, P<sub>11</sub> (pozri poznámku)
- tc celkový počet nosných frekvencií - total\_carriers 2048 (2k),  
8 192 (8k)  
→ dané tps\_mip P<sub>10</sub>, P<sub>11</sub> (pozri poznámku)
- ochranný interval 1/4, 1/8, 1/16 alebo 1/32

→ daný tps\_mip P<sub>8</sub>, P<sub>9</sub>

POZNÁMKA. – Termín (uc/tc) sa môže nahradiť konštantnou hodnotou nakoľko  $uc_{2k}/tc_{2k} = uc_{8k}/tc_{8k}$ .

## 9.21 Charakteristiky chybovosti systému

**Účel:** Odolnosť systému proti chybám opisuje kvalitu digitálneho prenosu od vstupu signálu MPEG-2 TS do základného systému DVB až do výstupu MPEG-2 TS tohto základného systému.

**Rozhrania:** A, Z,

M: s referenčným prijímačom (napríklad meranie vysielača).

N: s referenčným prijímačom (napríklad meranie pokrytia).

**Metóda** Meranie odolnosti systému proti chybám je založené na skupine chybových udalostí definovaných v 5.4:

– sekunda s chybami (ES) alebo časový interval s chybami (ETI),

– najhoršia sekunda s chybami (SES) alebo najhorší časový interval s chybami (SETI).

Časový interval T na identifikáciu týchto udalostí závisí od cieľa merania. Časové intervaly dlhšie alebo kratšie ako 1 sekunda sa môžu považovať za vhodné za určitých okolností.

### Vyhodnotenie parametrov charakteristiky chybovosti

Charakteristika chybovosti sa môže vyhodnocovať vtedy, keď je prenos v stave dostupnosti (pozri aj 6.1).

Na vyhodnotenie parametrov charakteristiky chybovosti na základe udalostí je potrebný určitý merací interval (MI). Tento merací interval závisí od daného cieľa merania. Možné meracie intervaly prislúchajúce špeciálnym aplikáciám sú navrhnuté v tabuľke 9.4.

Všeobecne je charakteristika chybovosti daná pomerom počtu pravdivých udalostí a celkového počtu časových intervalov T počas meracieho intervalu.

Následne odvodené parametre sú:

– pomer sekúnd s chybami (ESR) alebo pomer časových intervalov s chybami (ETIR);

– pomer najhorších sekúnd s chybami (SESR) alebo pomer najhorších časových intervalov s chybami (SETIR).

**Tabuľka 9.4 – Príklady meracích intervalov (MI)**

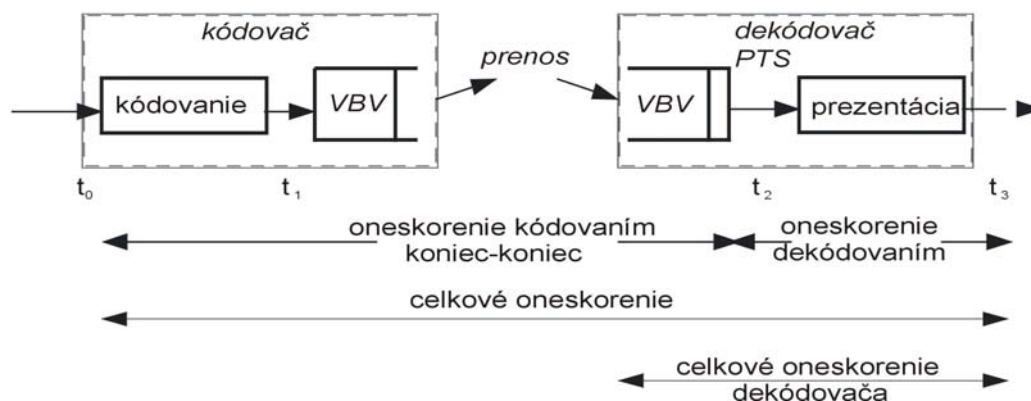
Dĺžka meracieho intervalu (MI)	Aplikácia
5 s	– použiteľné na analýzu mobilného príjmu
20 s	– kontrola pokrytia – odporúčaný minimálny merací interval na porovnanie prijímačov
5 minút	– rozlíšenie vhodné jednodinovej analýzy.
1 hodina	– rozlíšenie vhodné analýzy denných fluktuácií

## 10 Odporúčania na meranie oneskorení v systémoch DVB

### 10.1 Úvod

Na meranie rôznych typov oneskorení, ktoré sa vyskytujú v systéme DVB, vrátane kódovača a dekódovača obrazu a zvuku sa definujú tieto parametre:

- celkové oneskorenie;
- oneskorenie kódovača koniec – koniec (medzi koncovými bodmi);
- celkové oneskorenie dekódovača;
- relatívne oneskorenie zvuk/obraz (t. j. rozdiel celkového oneskorenia obrazových a zvukových ciest).



**Obrázok 10-1 – Definícia parametrov oneskorenia**

POZNÁMKA. – Skúšky celkového oneskorenia 4:2:0 kodekov ukázali, že rozdiel medzi celkovým oneskorením a oneskorením kódovača (koncového) je relatívne malý.

Meranie, ktoré obsahuje generátor SDI signálu na vstupe kódovača MPEG (pracujúceho vo formáte 4:2:0) a kódovač PAL obsiahnutý v dekódovači MPEG udávajú hodnoty 40 ms alebo 60 ms s rozdielom medzi celkovým oneskorením a vypočítaným oneskorením kódovača koniec-koniec. Zmena 20 ms, ktorá je výsledkom nejednoznačností súvisiacich s príslušným časom, kedy boli kódovače a dekódovače zapnuté, a bola pravdepodobne závislá od obmedzení kódovača PAL. Môžeme to uzavrieť tak, že rozdiel medzi celkovým oneskorením a oneskorením kódovača koniec – koniec bude 40 ms na výstup SDI a použitie kódovača PAL môže pridať k tejto hodnote ešte 20 ms navyše.

Rovnaké výsledky boli získané pri rôznych kombináciách kódovačov od dvoch rôznych výrobcov.

Vo všetkých prípadoch výsledky boli nezávislé od obsahu obrazu.

Návrhy v tejto kapitole sú opísané tak, že do úvahy sa hlavne laboratórne skúšky (t. j. všetky časti zariadenia sú na rovnakej strane). To dáva skúške charakter testu typovou úlohou.

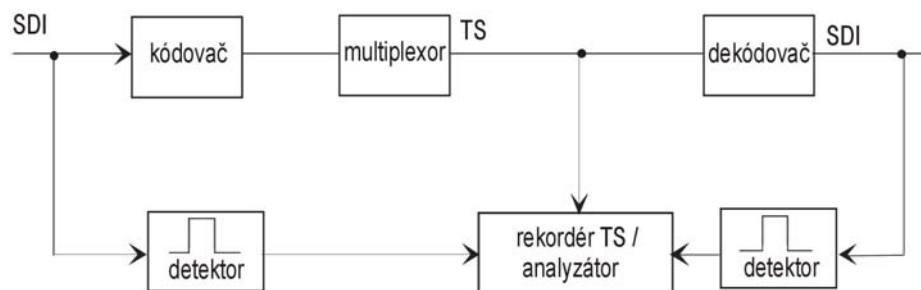
Relatívne oneskorenie zvuku/obrazu sa má tiež kontrolovať tak, aby sa zabránilo možným problémom. Hlavne pri prispievaní a tvorbe (produkcii) je potrebné merať tento parameter. Takisto to môže byť užitočné na skúšky zhody kódovačov.

## 10.2 Technický opis meraní

### 10.2.1 Definícia vstupného signálu

Aby sa zabezpečila spoľahlivé detegovanie na vrstve transportného toku, navrhuje sa projektovať štruktúru makrobloku v rámci oblasti aktívneho obrázka tak, že blok s bielymi riadkami začne na druhom rade makroblokov, t. j. riadky od 39 do 54 pri systémoch so 625 riadkami a pokryje najmenej jeden rad makroblokov. Odporúča sa, aby bol blok bielych riadkov zaradený počas štyroch po sebe idúcich snímkach každých 5 s.

### 10.2.2 Celkové oneskorenie a oneskorenie kódovača koniec-koniec (medzi koncovými bodmi)



Obrázok 10-2 – Opis meracieho systému

Obrazový kódovač/multiplexor MPEG2 spracúva vstupný signál SDI definovaný v 2.1 tak, aby bol na výstupe vytvorený transportný tok. Detektor umiestnený na vstupe kódovača/multiplexora sa použije na rozpoznanie obrazu, alebo zvuku v rámci vstupnej postupnosti SDI a vytvorí signál na spustenie záznamu transportného toku rekordérom TS. Rovnaký detektor sa umiestni na výstup SDI dekódovača. To umožňuje generovať riadiaci signál do rekordéra/analyzátoru transportného toku, keď prenos zvuku či obrazu je dekódovaný pri zastavení nahrávania.

Tento postup umožňuje meranie dvoch parametrov:

- celkové oneskorenie;
- koncové oneskorenie kódovača koniec-koniec;

(a oneskorenie dekódovača po vyrovnávaciu pamäť VBV, ktorá vyrovnáva rozdiel medzi celkovým oneskorením a koncovým oneskorením kódovača)

#### 10.2.2.1 Meranie celkového oneskorenia

Celkové oneskorenie sa môže jednoducho vyjadriť meraním času medzi spúšťacím impulzom vytvoreným detektorom, ktorý je umiestnený na vstupe systému a spúšťacím impulzom vytvoreným detektorom na výstupe dekódovača. Celkové oneskorenie sa môže merať pri obraze, alebo zvuku v závislosti od povahy detektora. Presnosť tohto merania má byť  $\pm 1$  ms.

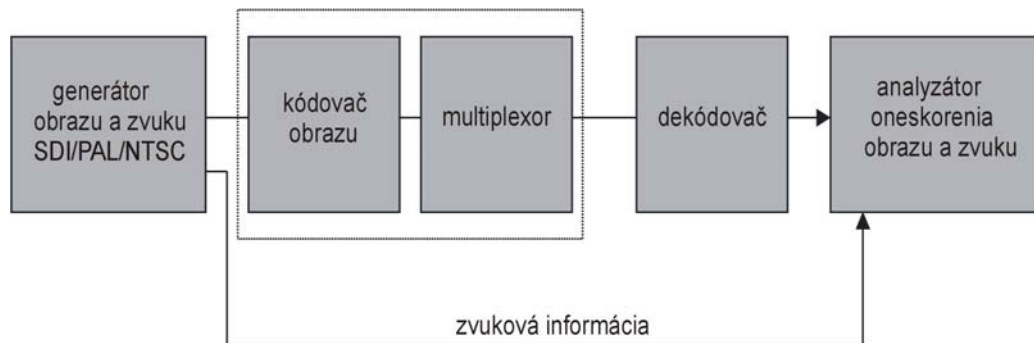
Alternatívna metóda používa dostupnú zvukovú cestu ako referenčný signál.

Tento proces je založený na použití zariadenia, ktoré je práve dostupné, a pracuje so špeciálnou zvukovou a obrazovou časovou postupnosťou. Komprimuje zvukový skúšobný tón a obrazový signál, ktoré sú synchronizované s periódou 5 s, pričom je povolené  $\pm 2,5$  s oneskorenie zvuku voči obrazu s presnosťou merania 1 ms.

Zvukový tón sa skladá zo sínusového signálu vlny s frekvenciou voliteľnou medzi 1 kHz a 10 kHz a úrovňami voliteľnými v rozsahu od  $-20$  dBu do  $+20$  dBu.

Videosignál aktuálne komprimuje prechod jas z čiernej na bielu na riadku 45 do päťstodvadsaťpäťriadkového formátu a na riadku 38 do šesťstodvadsaťpäťriadkového formátu. V prípade zabezpečenia kompatibility s meracím zariadením navrhnutým na meranie oneskorenia koncového kódovača, a aby sa zabezpečilo spoľahlivé detegovanie na vrstve transportného toku sa navrhuje, aby modifikácia potrebná na vyjadrenie štruktúry makrobloku v aktívnej oblasti bloku bielych riadkov pokrýval druhý rad makroblokov, t. j. riadky od 39 do 54 v šesťstodvadsaťpäťriadkových systémoch.

Generátory sú dostupné v analógových systémoch a formátoch SDI so vstavaným zvukom.



**Obrázok 10-3 – Skúšobná zostava celkového oneskorenia obrazu**

Skúšobná zostava na meranie celkového oneskorenia obrazu je na obrázku 10-3. Treba si uvedomiť, že zvukový signál je privedený k meraciemu zariadeniu, aby slúžil ako časová referencia. Dnes dostupné zariadenia poskytujú priame zobrazenie oneskorenia signálu obrazu a zvuku.

(Treba si uvedomiť, že meranie absolútneho oneskorenia zvuku sa môže takisto vykonávať použitím obrazového signálu ako referenčného signálu).

### 10.2.2.2 Meranie oneskorenia koncového kódovača

Rekordér/analyzátor TS začína nahrávať alebo analyzovať, keď ho spustí detektor umiestnený na vstupe systému a pokračuje v nahrávaní alebo analýze, minimálne, kým prebieha prenos obrazu alebo zvuku v transportnom toku. Je to zabezpečené len vypnutím nahrávania potom, ako detektor na výstupe dekódovača generuje príslušný riadiaci signál. Rekordér, analyzátor musí lokalizovať prístupovú jednotku, kde sa vyskytuje prenos obrazu, alebo zvuku. Oneskorenie kódovača/multiplexora sa potom získa odvodením času medzi tým časom, kedy došlo k prepnutiu na vstupe systému (vstupný riadiaci signál) a časom, kedy došlo k prepnutiu v transportnom toku ( $t_{latency}$ ).

Oneskorenie koncového kódovača takisto obsahuje oneskorenie vyrovnávacej pamäte predstavovaného ideálnym modelom vyrovnávacej pamäte T-STD. Vypočíta sa to analýzou aktuálneho, alebo interpolovaného PTS na prepnutie prístupovej jednotky a interpolovaného PCR v tomto čase. Rozdiel medzi PTS na prepnutie prístupovej jednotky a interpolovaného

PCR v tomto čase udáva dobrú aproximáciu oneskorenia vyrovnávacej pamäte dekódovača na koncovom kódovacom oneskorení ( $t_{\text{buffer\_delay}}$ ).

Oneskorenie koncového kódovača je súčtom oneskorenia samotného kódovača a oneskorenia vyrovnávacej pamäte .

$$t_{\text{end\_to\_end\_encoder\_delay}} = t_{\text{latency}} + t_{\text{buffer\_delay}}$$

Pri prípadoch porovnania sa odporúča, aby sa hodnoty oneskorenia koncového kódovača merali v týchto kombináciách profilov, bitových prenosových rýchlostí a GOP štruktúry:

Kódovací profil MPEG2	Bitová rýchlosť $R_u$ (za Mux) (Mbit/s) (6)	Oneskorenie koncového kódovača (ms)		
		I len	Nízke oneskorenie	IBP (4)
MP@ML (5)	4,6078 (1)			
	8,4480 (2)			
4.2.2@ML(5)	21,5030 (3)			

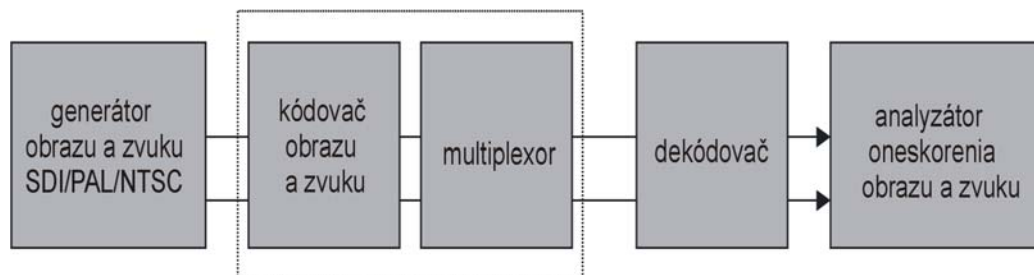
(1) S minimálnym elementárnym tokom (ES) prenosová rýchlosť obrazu 3 Mbit/s.  
(2) S minimálnym ES prenosová rýchlosť obrazu 7 Mbit/s.  
(3) S minimálnym ES prenosová rýchlosť obrazu 20 Mbit/s.  
(4) S dĺžkou GOP 12.  
(5) Rozlíšenie je 720 x 576 pri frekvencii obrazových rámcov 25 Hz a 720 x 480 pri frekvencii obrazových rámcov 29,97 Hz.  
(6) Uvažujeme stoosemdesiatosembajtový formát.

### 10.2.2.3 Meranie celkového oneskorenia dekódovača

Celkové oneskorenie vnášané dekódovačom od vstupu TS po výstup SDI sa môže merať určením času medzi paketom TS, ktorý obsahoval prístupovú jednotku, ktorá spôsobí prepnutie obrazu alebo zvuku a riadiacim signálom vytvoreným detektorom na výstupe dekódovača.

### 10.2.2.4 Meranie relatívneho oneskorenia zvuku/obrazu – „Lip Sync“

Skúšobné signály opísané už skôr na meranie celkového oneskorenia sa môžu taktiež použiť na meranie relatívneho oneskorenia zvuku/obrazu – „lip sync“.



Obrázok 10-4 – Skúšobná zostava na meranie oneskorenia zvuku/obrazu

Skúšobná zostava je zobrazená na obrázku. V tomto prípade zvukové aj obrazové signály prechádzajú cez kodek. Relatívne oneskorenie zvuku/obrazu sa môže zobrazovať priamo.

Skúšobný proces má zabezpečiť, aby meranie bolo stabilné. Takisto sa odporúča, aby napájanie dekódovača bolo cyklované, aby sa preukázala opakovateľnosť.

## Príloha A (informatívna)

### Hlavné meracie metódy

#### A.1 Úvod

Odporúča sa, aby výrobcovia skúšobný mód opísaný v tejto prílohe implementovali do káblových a družicových vysielacích zariadení určitej profesionálnej úrovne. Toto odporúčanie je dôležité pri zariadeniach v ktorých sa využívajú metódy kanálového kódovania definované v EN 300 429 [6] (káblová TV) a EN 300 421 [5] (družicová TV).

Cieľom odporúčaného režimu skúšky je zjednodušiť skúšanie služieb systémov a komponentov systémov tým, že kanálový kódovač bude schopný generovať známu, pevnú, opakujúcu sa postupnosť bitov v podstate pseudonáhodnej povahy.

Hlavnou požiadavkou je, keď je kanálový kódovač v skúšobnom móde, sú dáta spojite sa opakujúceho jedného pevného paketu transportného toku spracovávané funkciou inverzia synchronizácie/ znáhodnenie. Pevný paket je definovaný ako štvorbajtová postupnosť 0x47, 0x1f, 0xff, 0x10, za ktorou nasleduje 184 nulových bajtov (0 x 00). Táto forma dát je vylepšená verzia definície *nulového paketu TS* v norme ISO/IEC 13818-1 [1].

#### A.2 Definícia nulového paketu

Tento článok opisuje definíciu nulového paketu z normy ISO/IEC 13818-1 [1] a ďalej spôsob, akým bola definícia rozšírená na účely odporúčaného skúšobného módu.

ISO/IEC 13818-1 [1] definuje nulový paket TS na účely vyrovnávania prenosovej rýchlosti.

Tabuľka A.1 ukazuje štruktúru nulového paketu TS použitím metódy opisu syntaxu bitového toku definovanú v 2.4.3.3 normy ISO/IEC 13818-1 [1].

Opis je odvodený z tabuliek 2-3 „záhlavie transportného toku (TH) v norme ISO/IEC 13818-1 [1]. Skratka "bslbf" (bit string, left bit first) znamená „bitový reťazec, ľavý bit prvý“ a "uimbsbf" (unsigned integer, most significant bit first) znamená "celé číslo bez znamienka, prvý najvýznamnejší bit".

Stípec nazvaný "Hodnota" udáva bitovú postupnosť odporúčaného nulového paketu.

Nulový paket je definovaný v norme ISO/IEC 13818-1 [1] takto:

- payload\_unit\_start\_indicator = "0";
- PID = 0x1FFF;
- transport\_scrambling\_control = "00";
- adaptation\_field\_control value = "01". Toto zodpovedá prípadu "*no adaptation field, payload only*" (*neobsahuje adaptačné pole, len užitočné dáta*).

Zostávajúce polia v nulovom pakete, ktoré sa musia definovať kvôli účelom skúšky, sú:

- transport\_error\_indicator, ktorý je "0" v prípade, že paket je poškodený. Na účely skúšky je tento bit definovaný ako "0";



- transport\_priority, ktorý nie je pri nulovom pakete definovaný normou ISO/IEC 13818-1 [1]. Na účely skúšky je tento bit definovaný ako "0";
- continuity\_counter, ktorý definuje norma ISO/IEC 13818-1 [1] nie je pri nulovom pakete definovaný. Na účely skúšky je tento bit definovaný ako "0000";
- data\_byte, ktorý je definovaný v ISO/IEC 13818-1 [1], môže mať v nulovom pakete ľubovoľnú hodnotu. Na skúšky je tento bit definovaný ako "00000000".

**Tabuľka A.1 – Definícia nulového paketu TS**

Syntax	Počet bitov	Identifikátor	Hodnota
null_transport_packet(){			
sync_byte	8	bslbf	"01000111"
transport_error_indicator	1	bslbf	"0"
payload_unit_start_indicator	1	bslbf	"0"
transport_priority	1	bslbf	"0"
PID	13	uimsbf	"1111111111111"
transport_scrambling_control	2	bslbf	"00"
adaptation_field_control	2	bslbf	"01"
continuity_counter	4	uimsbf	"0000"
for (l = 0; l < N; l++) {			
data_byte	8	bslbf	"00000000"
}			
}			

### A.3 Opis procedúry "Vypočítaný prah šumu" aplikovaním štatistickej analýzy konštelačných dát

Namiesto pridania reálneho šumu k prijímanému signálu táto metóda používa štatistickú analýzu a iteračný vyhľadávací algoritmus, ktorý odhaduje pridaný šum tak, aby sa dosiahla hodnota kritickej BER.

1. Demodulovať signál, aby sa vytvorili záznamy štatisticky významnej postupnosti dát. Každý záznam predstavuje stav demodulovaných komponentov I a Q v rozhodovacom okamihu.
2. Vypočítať priemerný výkon šumu ako strednú hodnotu štvorcov chybových vektorov a vypočítať odhadovaný pomer  $S_{avg}/N_{avg}$ .

$$SNR = 10 \times \log_{10} \left( \frac{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (I_j^2 + Q_j^2)}{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (\sigma I_j^2 + \sigma Q_j^2)} \right)$$

$\sigma I_j$  a  $\sigma Q_j$  sú koordináty chybového vektora, ktorý reprezentuje posuv od súradníc stredy (stredná hodnota) aktuálne prijatých dát v špecifickom konštelačnom bode, do bodu j aktuálne prijatých dát (pozri aj obrázok 6-2).

Ak je prítomný len Gaussov šum ako rušenie "stred (stredná hodnota) aktuálne prijatých dát v špecifickom konštelačnom bode" je identický s ideálnym symbolovým bodom.

N je počet dátových bodov v meranej vzorke.

3. Vypočítať prídavný šum  $N_{step}$  požadovaný na degradáciu vypočítaného pomeru SNR. Hodnota  $N_{step}$  je obvyčajne určená procedúrou iteračnej optimalizácie.
4. Pri každom dátovom zázname vo vzorke vypočítať vzdialenosť d od ozajstnej pozície signálu v rozhodovacom okamihu ku každej z hraníc rozhodovania susedných buniek. Pri každom zo smerov +I, -I, +Q, -Q, ktoré môžu spôsobiť symbolovú chybu, premeniť vzdialenosť po hranicu rozhodovania na počet štandardných odchýlok (k) normálneho rozdelenia so zmenou, ktorá súvisí s prídavným šumom. Zmena prídavného šumu je:

$$\sigma^2 = N_{step}$$

a normalizovaná štandardná odchýlka prislúchajúca vzdialenosti  $d_{I+}$  je napríklad:

$$k_{I+} = \frac{\sigma}{d_{I+}}$$

5. Vypočítať pravdepodobnosť chyby symbolu  $Q_s$  každý koniec distribúcie spôsobenej chybným prenosovým stavom prechodu v príslušnom smere smere.

$$Q_s(k) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_k^{\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx$$

alebo

$$Q_s(k) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{k}{\sqrt{2}}\right)$$

6. Spočítať počet bitových chýb ktoré môžu spôsobiť chybný stav prechodu a vypočítať pravdepodobnosť bitovej chyby  $Q_B$ . Jedna symbolová chyba môže byť spôsobená viac ako jednou bitovou chybou pri prechodoch cez os I alebo Q. Aby sme získali priemernú pravdepodobnosť bitovej chyby, sčítame jednotlivé hodnoty  $Q_B$  a vydělíme počtom bodov vo vzorke.
7. Opakujeme body od 4 do 6 do prírastkov hodnôt výkonu šumu až dosiahneme hodnotu kritickej BER a šumový prah sa potom vypočíta:

$$\text{šumový prah (dB)} = 10 \times \log_{10} \left( 1 + \frac{N_{added}}{N_{avg}} \right)$$

#### A.4 Príprava merania fázového šumu VF s použitím spektrálneho analyzátoru

Šumové vlastnosti nosnej frekvencie možno charakterizovať ako pomer meraného výkonu zložky v jednom postrannom pásme šumu na základe spektrálnej hustoty na 1 Hz šírky pásma a celkového výkonu signálu:

$$\alpha(f_m) = 10 \times \log_{10} \left( \frac{\text{power\_density(one\_sideband,phase\_only)}}{\text{power\_of\_total\_signal}} \right)$$

v (dBc/Hz) a  $f_m$  je odstup frekvencie od nosnej frekvencie.

V tomto meraní sa predpokladá, že príspevky k šumovému spektru spôsobené amplitúdovou moduláciou sú v porovnaní s príspevkami spôsobenými frekvenčnou moduláciou zanedbateľné a  $\Delta B$ , šírka pásma merania, je oveľa menšia ako  $f_m$ . Spektrálny analyzátor s funkciou merania šumu je schopný merať úroveň v rámci šírky pásma 1 Hz. Ak táto funkcia nie je dostupná, šírka pásma rozlíšenia má byť taká malá ako je len možné, a šírka videopásma musí byť desaťkrát alebo dvadsaťkrát menšia tak, aby sa získalo dostatočné spriemerovanie šumu v závislosti od času.

Napríklad: nosná frekvencia: 36 MHz

$$f_m = 10 \text{ kHz}$$

$\Delta B =$  ekvivalentná šírka pásma (ENB) rozlišovacieho filtra: 270 Hz  
šírka videopásma: 10 Hz alebo 30 Hz

POZNÁMKA 1. – Spektrálne analyzátory typicky používajú Gaussove filtre pri šírke pásma rozlíšenia s toleranciou 20 %. Ekvivalentná šírka pásma šumu (ENB) sa rovná šírke pásma filtra meraného pri -3,4 dB (pri skutočnom meraní sa 20 % tolerančný faktor filtra spektrálneho analyzátora eliminuje).

Potom je možné aplikovať nasledujúcu konverziu na šírku pásma Hz:

$$\alpha(f_m) \cong 10 \times \log_{10} \left( \frac{\text{noise\_power\_in\_DB}}{\text{signal\_power}} \right) - 10 \times \log_{10} \Delta B + 2,5 \text{ dB} \quad \text{v [dBc/Hz]}$$

POZNÁMKA 2. – Veličina 2,5 zahŕňa korekciu 1,05 dB kvôli úzkopásmovému detegovaniu obálky a 1,45 dB kvôli logaritmickejmu zosilňovaču.

Keď máme zmerané  $\alpha(f_m)$  rôzne hodnoty  $f_m$  môžeme vypočítať ekvivalentný špičkový fázový zdvih a frekvenčný zdvih pomocou sínusovej analógie:

$$\alpha(f_m) \cong 20 \times \log_{10}(\Delta\phi_{\text{rms}}/\sqrt{2}) \quad \text{v [dB/Hz]}$$

$$\text{s } \Delta\phi \text{ v [rad/Hz]}$$

Druhá odmocnina zo sumy všetkých hustôt šumu v rámci daného frekvenčného rozsahu dáva ekvivalentnú efektívnu hodnotu chybového vektora fázového šumu v rovine I/Q.

Výpočet sa dá urobiť, ak náklon výkonu fázového šumu môžeme aproximovať funkciou hustoty:

$$Y = a \frac{1}{f^b} \text{ [W/Hz]}$$

$$\text{s } b = \frac{\text{slope[dB]}_{\text{per decade}}}{10} \quad (b > 0) \quad a$$

$$a = N_0 \times f_1^b \quad \text{kde } N_0 = 10^{\left(\frac{\alpha(f_1)}{10}\right)}$$

Potom celkový výkon fázového šumu v oboch postranných pásmach v rámci frekvenčného rozsahu ( $f_1, f_2$ ) sa môže vyjadriť:

$$DSB - \text{Fázový} - \text{šum} = 2a \int_{f_1}^{f_2} \frac{1}{f^b} df = \frac{2a}{(b-1)} \left( \frac{1}{f_1^{(b-1)}} - \frac{1}{f_2^{(b-1)}} \right)$$

Normalizovaná efektívna hodnota vektora chyby (nosná frekvencia = 1):

$$\text{efektívna hodnota vektora chyby kvadratury} = \sqrt{\frac{2a}{(b-1)} \left( \frac{1}{f_1^{(b-1)}} - \frac{1}{f_2^{(b-1)}} \right)} = \sigma_{ph}$$

$$\Delta\phi_{\sigma} \cong \arctan \sigma_{ph} [\text{rad}] \quad (\text{nosná frekvencia} = 1)$$

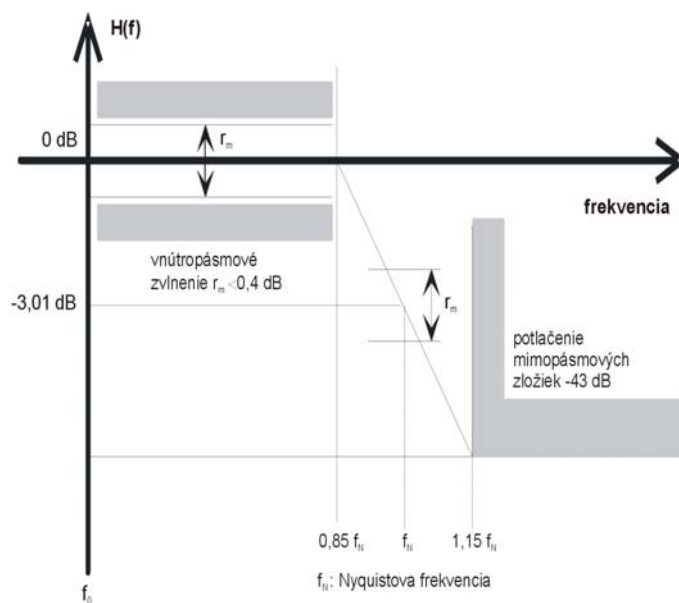
## A.5 Amplitúdová, fázová a impulzová odozva kanála

Amplitúdová, fázová a impulzová odozva sa môžu odvodiť z koeficientov ekvalizéra. Odporúča sa použitie dobrého ekvalizéra, ktorý je navrhnutý tak, že sa dokáže vysporiadať s profilom odrazu definovaným v B.14, aby sa získali presné výsledky v prípade veľkých lineárnych skreslení.

Možnosť vyjadriť odozvu kanála z koeficientov ekvalizéra závisí od štruktúry ekvalizéra. Špeciálne odozva kanála s Nyquistovým náklonom signálu sa nemôže merať priamo ekvalizérom s článkami typu T.

## A.6 Mimopásmové vyžarovanie

Mimopásmové vyžarovanie je možné merať použitím spektrálneho analyzátoru. Šírka pásma rozlíšenia musí byť dostatočne malá, aby bolo možné detegovať špičky v spektre mimo pásma. Na dostatočné spriemerovanie signálu podobného šumu musí mať videofilter najmenej desaťkrát užšie pásmo ako je šírka pásma rozlíšenia.



Obrázok A-1 – Spektrálna maska, ako je definovaná v EN 300 429 [6]

## Príloha B (informatívna)

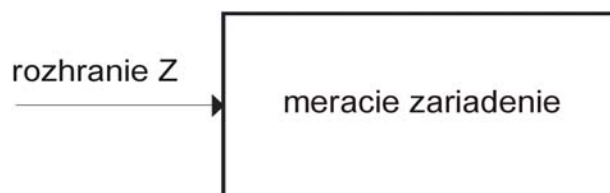
### Príklady skúšobných zostáv na meranie družicových a káblových systémov

I keď to nie je nakreslené v schémach tohto článku a taktiež nie je uvedené vo vysvetleniach, prijímač môže byť súčasťou meracieho zariadenia. V tomto prípade sú všetky rozhrania definované na obrázku 4-2 interné, ku ktorým má tiež prístup meracie zariadenie.

#### B.1 Dostupnosť systému

Pozri 6.1.

Pretože toto meranie je založené na `error_indicator_flag` v záhlaví TS v ľubovoľnom predchádzajúcom stupni vrátane posledného stupňa prenosového reťazca, použije sa signál na rozhraní Z.

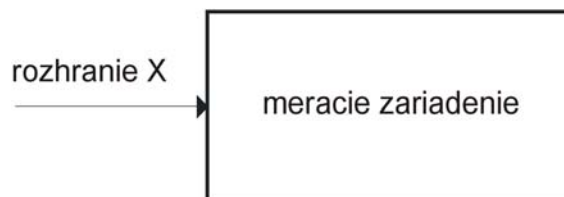


Obrázok B-1 – Skúšobná zostava na meranie dostupnosti

#### B.2 Dostupnosť spoja

Pozri 6.2.

Toto meranie monitoruje prevádzku jednotlivého spoja. Preto informácia RS sa musí vytvoriť a korigovať na vstupnom bode spoja. Meracia zostava sa môže spoľahnúť na informáciu o preťažení prichádzajúcu z dekódovača RS v prijímači na rozhraní X, alebo na `transport_error_indicator` v záhlaví paketov TS na rozhraní Z.



Obrázok B-2 – Skúšobná zostava dostupnosti spoja

### B.3 BER pred dekódovačom RS

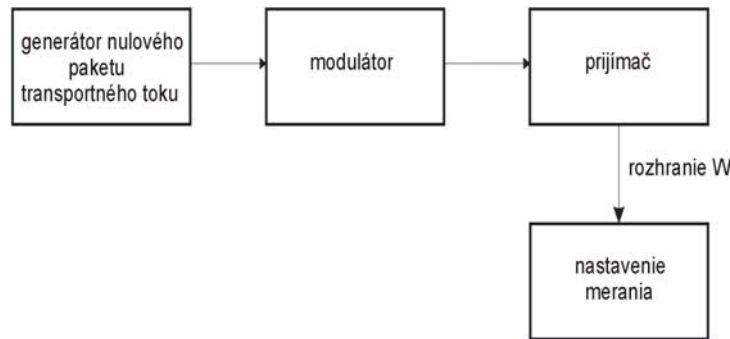
Pozri 6.3.

Meranie sa môže uskutočniť ako meranie mimo prevádzky alebo ako meranie počas prevádzky. V oboch prípadoch je dôležitým parametrom čas merania. Tento parameter má byť voliteľný používateľom v rámci širokého rozsahu. Pokiaľ možno merací systém má zobrazovať BER ako funkciu času merania.

#### B.3.1 Meranie mimo prevádzky

Pozri 6.3.1.

Keď sa meria BER mimo prevádzky, nulové pakety definované v A.2 sa musia vytvoriť a prenášať na prijímaciu stranu. Na prijímacej strane je signál na rozhraní W porovnaný s vopred vypočítanými hodnotami. Časové okno na meranie BER má byť voliteľné používateľom.

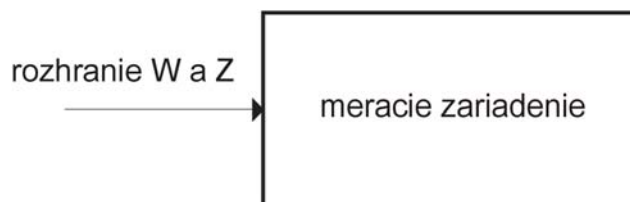


Obrázok B-3 – Skúšobná zostava na meranie BER mimo prevádzky pred RS dekódovaním

#### B.3.2 Meranie počas prevádzky

Pozri 6.3.2.

V tomto prípade sa nemusí privádzať na vstup vysielača žiadny špeciálny signál. Meranie je založené jedine na výsledkoch RS dekódovača. Meranie sa vykonáva použitím signálov na rozhraniach W a Z.

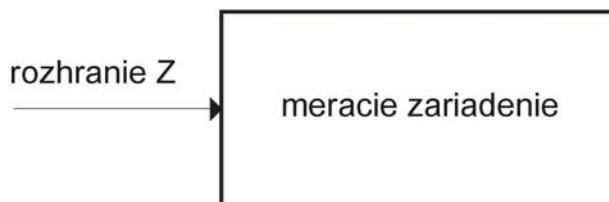


Obrázok B-4 – Skúšobná zostava na meranie BER počas prevádzky pred RS dekódovaním

## B.4 Záznam chybových udalostí

Pozri 6.4.

Toto meranie sa opiera na informácie prichádzajúce z rôznych častí prijímača ako je tuner, dekódovač RS alebo demultiplexor. Obyčajne musí byť prijímač súčasťou meracieho zariadenia, pretože sa neočakáva, že všetky tieto informácie budú dostupné v štandardnom prijímači.

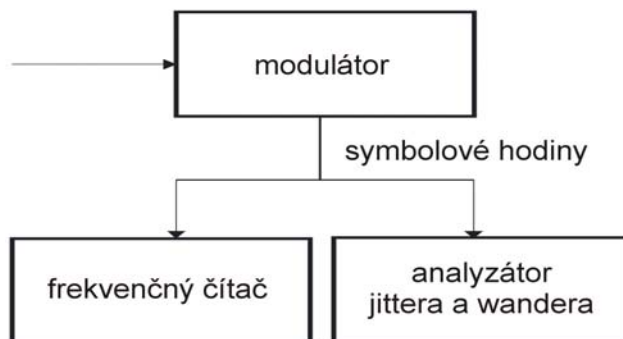


Obrázok B-5 – Skúšobná zostava na záznam chybových udalostí

## B.5 Džiter symbolových hodín vysielča a presnosť vysielča

Pozri 6.5.

Toto meranie vyžaduje na modulátore výstup signálu symbolových hodín. Na toto rozhranie sa môže pripojiť vhodný čítač frekvencie alebo analyzátor džitera a wandera.



Obrázok B-6 – Skúšobná zostava na meranie symbolových hodín vysielča

## B.6 Výkonová úroveň signálu VF/MF

Pozri 6.6.

Výkon signálu sa dá merať priamo na rozhraniach N alebo P, alebo použitím kalibrovaného rozbočovača. V prípade potreby sa použije vhodný filter.



Obrázok B-7 – Skúšobná zostava nameranie úrovne signálu VF/MF



## B.7 Výkonová úroveň šumu

Pozri 6.7.

Obyčajne celý výkon v kanáli, ktorý nie je súčasťou signálu, sa môže považovať za nežiaduci šum. Jeho zdroje môžu byť rôzne a môže sa vyskytovať vo forme náhodného šumu (tepelný), pseudonáhodnej (digitálne modulované rušiacie nosné frekvencie) alebo periodickej (spojité signály alebo úzkopásmové rušenia), prvé dve nazývame nekoherentnými a periodické sú nazvané ako koherentné.

### B.7.1 Meranie mimo prevádzky

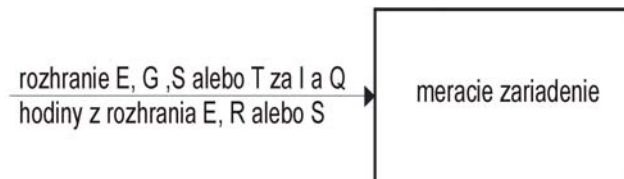
Na vykonanie tohto merania sa musí vyhnúť nosná frekvencia. Meranie sa vykonávajú na rozhraní N (úroveň VF) alebo rozhraní P (úroveň MF). Úroveň šumu sa dá merať spektrálnym analyzátorom alebo ľubovoľným vhodným zariadením. Ak sa použije merač výkonu, treba vziať do úvahy ekvivalentnú šírku pásma šumu. V prípade merania mimo prevádzky sa všetky druhy šumu merajú súčasne a výsledok merania môžeme označiť ako nežiaduci výkon.



Obrázok B-8 – Skúšobná zostava alebo meranie úrovne šumu mimo prevádzky

### B.7.2 Meranie počas prevádzky

Na meranie počas prevádzky sa musia použiť diagramy oka alebo konštelačný diagram IQ získaný zo signálov I a Q dostupných na rozhraní T. V prípade meraní počas prevádzky je možné určiť typ šumu použitím analýzy I/Q signálu (pozri 6.9).



Obrázok B-9 – Skúšobná zostava na meranie úrovne šumu počas prevádzky

## B.8 BER po dekódovaní RS

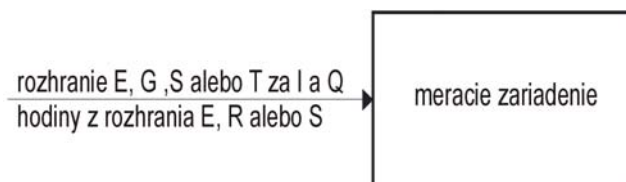
Pozri 6.8.

Nastavenie je rovnaké ako v článku 6.3 BER pred dekódovačom RS. Porovnanie sa uskutoční po dekódovaní RS na rozhraní Y.

## B.9 Analýza I/Q signálu

Pozri 6.9.

Na meranie sa použije diagram oka alebo konštelačný diagram IQ získaný z I a Q signálov dostupných na rozhraní T.



**Obrázok B-10 – Skúšobná zostava analýzy signálov I/Q**

## B.10 Meranie dátovej rýchlosti služby

Zostava je rovnaká ako u B.1. Meranie je založené len na TS.

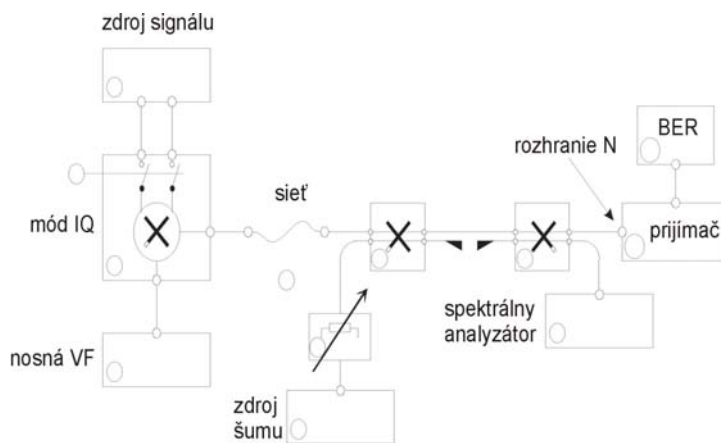
## B.11 Šumový prah

Pozri 7.1.

**Účel** Zabezpečiť indikáciu spoľahlivosti prenosového kanála (t. j. káblovej siete), meranie šumového prahu je vhodnejším meraním prevádzkového prahu systému ako priame meranie BER kvôli strmosti krivky BER.

**Rozhranie** Referenčné rozhranie na privedenie šumu je rozhranie VF (N, vstup prijímača). Na praktickú implementáciu sa môžu použiť iné rozhrania za predpokladu, že sa zabezpečí ekvivalencnosť s opísanou zostavou.

**Skúšobná zostava** Obrázok B-11 ukazuje odporúčanú zostavu na meranie šumového prahu.



**Obrázok B-11 – Skúšobná zostava na meranie šumového prahu**

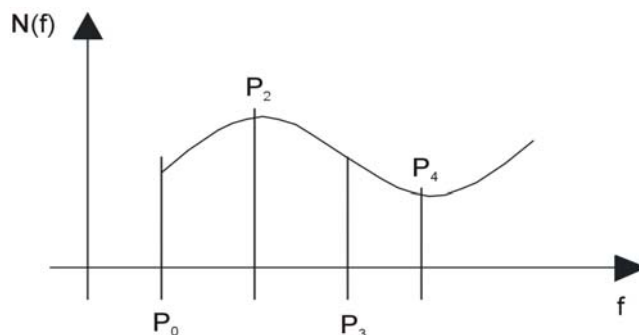
### B.11.1 Odporúčané zariadenia

- 1 Zdroj základného signálu I/Q (64 QAM);
- S vypínač (na vypnutie modulácie);
- 2 I/Q modulátor;
- 3 generátor VF (pozri B.11.2ďalej, poznámka 1) (nastaviteľná úroveň a frekvencia);
- 4 káblová sieť (pozri B.11.2, poznámka 2);

- 5 zdroj šumu (s konštantnou úrovňou v rámci požadovaného meracieho rozsahu) (pozri B.11.2, poznámka 3);
- 6 tlmiaci článok nastaviteľný v krokoch 0,1 dB (max. 0,5 dB);
- 7, 8 smerové odbočnice (pozri B.11.2, poznámka 4);
- 9 spektrálny analyzátor;
- 10 referenčný prijímač s dobrým ekvalizérom (pozri B.11.2, poznámka 5);
- 11 počítač BER.

### B.11.2 Pripomienky a upozornenia

1. Nastavte úroveň nosnej frekvencie VF tak, aby nelineárne skreslenie (t. j. CW, CSO, CTB), nemalo vplyv na meranie BER.
2. Dajte pozor na amplitúdovú odozvu šumového spektra. Ak to nie je spektrum bieleho Gaussovho šumu (plochá amplitúdová odozva), treba vziať do úvahy obrázky B-12:
  - a) Ak chceme merať efekt spôsobený náhodným tepelným šumom, potom je potrebné vykonať meranie na najnižšej nájdenej úrovni v užitočnom pásme ( $P_4$  na obrázku B-12), pretože je to najbližšia aproximácia k náhodnému bielemu tepelnému šumu, potom normalizujeme výsledok na plnú šírku pásma kanála, definovanú ako symbolová rýchlosť  $x(1 + \alpha)$ .
  - b) Ak sa má meraním zistiť nežiaduci výkon, potom je potrebné integrovať spektrum vhodným spektrálnym analyzátorom alebo použiť merač výkonu s príslušným filtrom ako v B.7.1.



**Obrázok B-12 – Amplitúdová odozva šumového spektra**

3. Ak sa použije zdroj šumu so širokopásmovým výstupným spektrom, treba zabrániť akémukoľvek ovplyvneniu merania BER nelineárnym skreslením kvôli preťaženiu vstupného zosilňovača referenčného prijímača.
4. Bežné výkonové rozbočovače sú dovolené ak je zabezpečené zodpovedajúce prispôsobenie na všetkých portoch zavšetkých meracích podmienok (t. j. vysoké tlmenie v nastaviteľnom tlmiacom článku).
5. Vplyv lineárneho skreslenia káblovej siete na meranie BER má byť zanedbateľné.

### B.11.3 Merací postup

Krok 1: Pridať šum na výstup modulovaného signálu káblovej siete až kým sa nedosiahne  $BER = 10^{-4}$ .

Krok 2: Vypnúť moduláciu pomocou (S);

merať výkon šumu  $N_1$  (dBm) mimo nosnej frekvencie ( $\Delta f \geq 0,5$  MHz).

Krok 3: Vypnúť zdroj šumu (5);

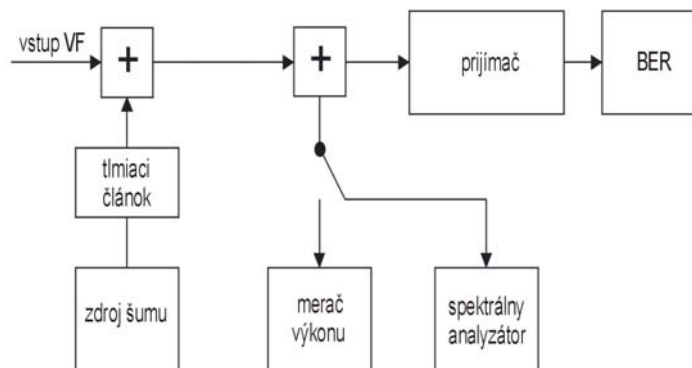
merať výkon šumu  $N_2$  (dBm) mimo nosnej frekvencie.

Krok 4: Vypočítať šumový prah (NM):

$$NM = N_1 - N_2 \text{ (dB)}$$

POZNÁMKA. – Kvôli kroku 2 sa meranie šumového prahu vykoná mimo prevádzky.

### B.12 Ekvivalentné skreslenie šumom (END)



Obrázok B-13 – Skúšobná zostava na meranie END

Postup na meranie jedného bodu v diagrame:

1. Zmerať výkon signálu DVB meračom výkonu. Ak to nie je možné kvôli signálom v susedných kanáloch, použite kalibrovaný spektrálny analyzátor.
2. Odpojiť užitočný vstupný signál a zakončiť vstup.
3. Pridať šum tak, aby sa dosiahla rovnaká úroveň na spektrálnom analyzátore. Potom  $C/N = 0$  dB.
4. Pripojiť užitočný vstupný signál a zvýšiť tlmenie šumu až pokiaľ sa nedosiahne  $BER = 10^{-4}$ . Hodnota, o ktorú bolo tlmenie zvýšené, je  $C/N$  s danou BER.
5. END je dané rozdielom medzi nameraným  $C/N$  a teoretickou hodnotou  $C/N$  s danou  $BER = 10^{-4}$ .

Navrhnuté nastavenia spektrálneho analyzátoru: RBW = 30 kHz, VBW < 300 Hz.

### B.13 BER v závislosti od $E_b/N_0$

BER v závislosti od  $E_b/N_0$  sa bude merať použitím zostavy opísanej ďalej.

Meranie C/N je možné konvertovať na  $E_b/N_0$  použitím vzorca:

$$E_b/N_0 = \frac{C}{N} - 10 \log_{10} (m)$$

POZNÁMKA. – Pri FEC pozri aj v 7.5, 8.2, G.5, G.6 a G.7.

### B.14 Špecifikácia ekvalizéra

Modulácie ako 64 QAM sú veľmi citlivé na rušenia. Apertúra oka je taká malá, že hocikaké rušenie môže vážne narušiť príjem signálu. V prípade formátov modulácií DVB je to ešte väčší problém kvôli nízkej hodnote koeficientu roll-off (0,15). V reálnej sieti, ak neprebiehajú v prijímači žiadne špeciálne procesy, sa oká javia akoby boli úplne uzavreté a synchronizácia nie je možná. Toto je dôvod prečo sú všetky prijímače, profesionálne alebo neprofesionálne, vybavené ekvalizérmi.

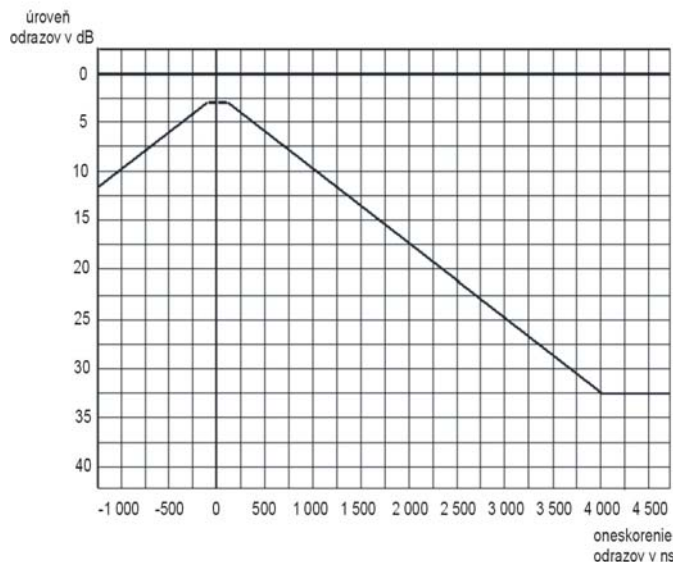
Jedným z najčastejšie sa vyskytujúcich zhoršujúcich vplyvov vyskytujúcich sa v káblových sieťach sú odrazy v dôsledku nesprávneho impedančného prispôsobenia, alebo kvôli efektom spôsobeným filtrami. Tieto vplyvy sa prejavujú ako rušenie frekvenčnej odozvy (alebo impulzovej) kanála, a sú vykorigované ekvalizérom, ktorý predstavuje adaptívny filter. Ekvalizéry sú veľmi efektívne v prípade lineárnych skreslení, ale nedokážu si poradiť so skresleniami nelineárneho charakteru. Majú problémy s interferenciou pevných frekvencií, ktorá je ekvivalentná s intermodulačnými produktmi analógovej televízie. Ekvalizéry majú veľký vplyv na hodinový signál alebo na systémy obnovy nosnej frekvencie, pretože tieto môžu použiť ekvalizované signály. Preto celkové vlastnosti prijímača závisia od charakteristiky ekvalizéra.

Väčšina meraní špecifikovaných v tomto dokumente sa uskutočňuje po ekvalizácii. Prvý dôvod je, že signál pred ekvalizáciou je príliš poškodený na to aby sa získali zmysluplné výsledky. Navyše, keďže v každom prijímači sa má väčšina skreslení v tomto bode odstrániť, takéto meranie nie je relevantné. Dôsledkom tohto je, že výsledky merania sú závislé od odozvy ekvalizéra. Toto znamená, že zariadenia s rôznymi architektúrami ekvalizéra budú mať rôzne prevádzkové charakteristiky. Situácia nie je prijateľná, a vedie k špecifikácii ekvalizéra.

Špecifikácia nejakého ekvalizéra je ťažká záležitosť, pretože existuje množstvo typov ekvalizérov, čo je spôsobené rozsahom algoritmov na aktualizáciu koeficientov a rôznymi architektúrami filtrov (časové, frekvenčné, rekurzívne a nerekurzívne). Navyše, vlastnosti budúcich zariadení sa nemajú obmedzovať žiadnou tu opísanou špecifikáciou. To je dôvod, prečo je potrebné nájsť vhodné riešenie na dosiahnutie celkových parametrov prijímača čo sa týka rušení korigovaných ekvalizérom, špecificky odrazov.

Špecifikácia sa musí definovať tak, že referenčné rušenie nesmie mať vplyv na meranie. Potom budeme definovať minimálnu úroveň rušenia, ktoré musí ekvalizér vykorigovať. Riešením bude nastavenie minimálnej úrovne odrazu, ktorý nepoškodí prichádzajúci signál ekvivalentným skreslením šumom o viac ako 1 dB. Toto meranie sa vykonáva v najhoršom prípade fázového posuvu odrazu.

Obrázok B-14 znázorňuje možnú špecifikáciu ekvalizéra, ktorý sa podrobuje overovaniám v reálnych systémoch.



**Obrázok B-14 – Špecifikácia ekvalizéra**

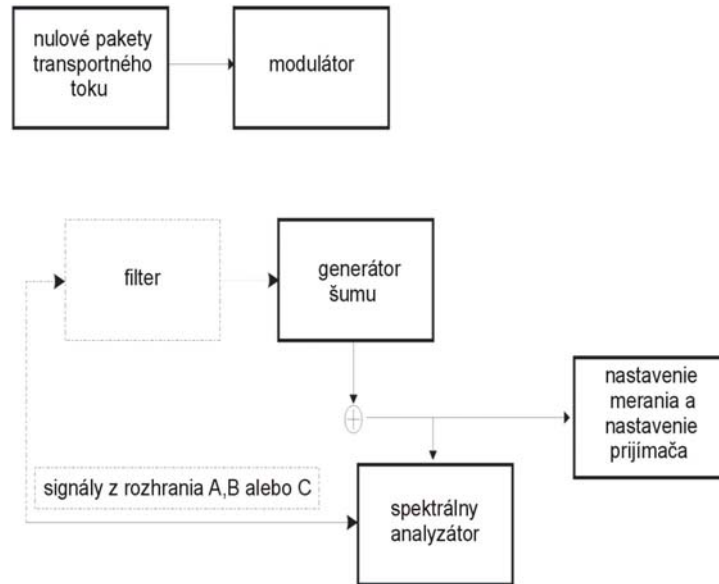
V niektorých prípadoch, keď sa študuje vhodná odozva komerčného prijímača na sieťové signály, je vhodné mať v meracom zariadení ekvalizér, ktorého charakteristika je podobná charakteristike ekvalizéra daného komerčného prijímača.

### **B.15 BER pred Viterbiho dekódovaním**

Toto meranie sa musí zakladať na signáloch I a Q na rozhraní T. Ak sa použije externé meracie zariadenie, sú potrebné signály na rozhraniach T a V. Zostava je zhodná s obrázkom B-9.

### **B.16 BER v závislosti od $E_b/N_0$ pri prijíme**

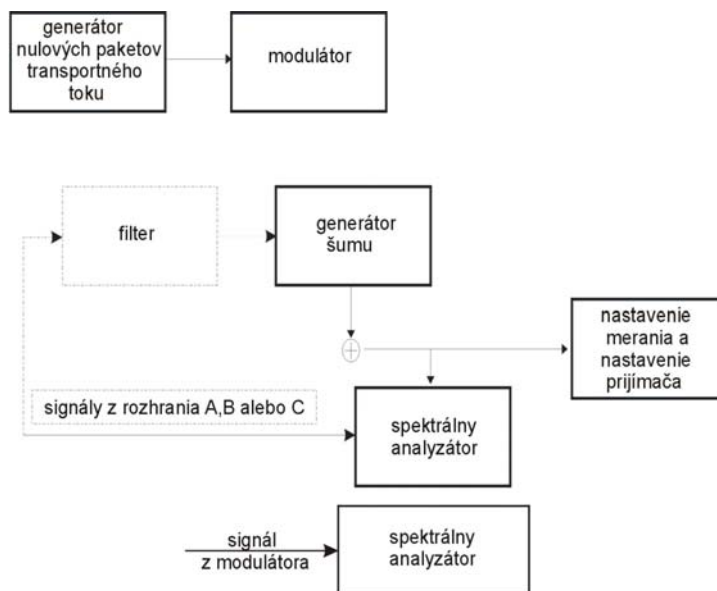
Meranie je založené na prenose nulových paketov tak, ako to definuje A.2. Na prijímacej strane sa privedie prídavný šum na jedno z rozhraní N, P alebo R. Spektrálny analyzátor sa použije na kontrolu, či je úroveň normálneho šumu pod pridaným šumom. Samotné meranie sa uskutočňuje v samotnom prijímači alebo na jednom z rozhraní T, V alebo Y v závislosti od toho, či sa má určiť BER pred Viterbiho, za Viterbiho alebo za dekódovačom RS. V prípade rozhrania Y sa má dekódovanie RS deaktivovať ak chceme skrátiť trvanie merania.



Obrázok B-15 – Zostava na meranie BER v závislosti od  $E_b/N_0$

## B.17 MF spektrum

Výstup modulátora sa musí priamo pripojiť k spektrálnemu analyzátoru. Navyše je tiež možné použiť kalibrovaný rozbočovač.



Obrázok B-16 – Skúšobná zostava na meranie MF spektra



## Príloha C (informatívna)

### Definícia meraných parametrov

#### C.1 Definícia merania chybového vektora

Pomerná modulačná chybovosť (MER) je definovaná ako:

$$MER = 10 \times \log_{10} \left\{ \frac{\sum_{j=1}^N (I_j^2 + Q_j^2)}{\sum_{j=1}^N (\delta I_j^2 + \delta Q_j^2)} \right\} dB = 20 \times \log_{10} \left\{ \frac{\sqrt{\sum_{j=1}^N (I_j^2 + Q_j^2)}}{\sqrt{\sum_{j=1}^N (\delta I_j^2 + \delta Q_j^2)}} \right\} dB$$

Veľkosť chybového vektora (EVM) je definovaná ako:

$$EVM_{RMS} = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (\delta I_j^2 + \delta Q_j^2)}{S_{\max}^2}} \times 100\% ;$$

kde  $I$  a  $Q$  sú ideálne súradnice,  $\delta I$  a  $\delta Q$  sú chyby v bodoch prijatých dát;  $N$  je počet dátových bodov v meranej vzorke;  $S_{\max}$  je veľkosť vektora po najvzdialenejší stav konštelácie.

#### C.2 Porovnanie medzi MER a EVM

Pri porovnaní týchto dvoch meraní je ľahšie vyjadriť ich ako jednoduché pomery, použitie decibelov a percent v definícii nie je dôležité. Najprv vyjadríme MER, jednoduchý napätový pomer ( $MER_V$ ) je:

$$MER_V = \left\{ \frac{\sqrt{\sum_{j=1}^N (I_j^2 + Q_j^2)}}{\sqrt{\sum_{j=1}^N (\delta I_j^2 + \delta Q_j^2)}} \right\}$$

vynásobením čitateľa a menovateľa  $\sqrt{\frac{1}{N}}$  dostaneme:

$$MER_V = \left\{ \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (I_j^2 + Q_j^2)}}{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (\delta I_j^2 + \delta Q_j^2)}} \right\}$$

Ak sa na EVM pozeráme ako na jednoduchý pomer napätí ( $EVM_V$ ), môžeme písať:

$$EVM_V = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (\delta I_j^2 + \delta Q_j^2)}}{S_{\max}}$$

EVM a MER vzájomne súvisia, preto platí:

$$MER_V \times EVM_V = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (I_j^2 + Q_j^2)}}{S_{\max}} = \frac{1}{V} = S_{rms} / S_{\max}$$

alebo

$$EVM_V = \frac{1}{MER_V \times V}$$

Ak sa pomer špičkového a stredného napätia  $V$  vypočíta pri veľkom počte symbolov (ak je modulácia náhodná postačuje desaťnásobok počtu bodov v konšteláčnom diagrame) a každý symbol má rovnakú pravdepodobnosť výskytu, potom je to konštanta daného prenosového systému. Hodnota sa blíži k limitu, ktorý je možné vypočítať ako pomer špičkovej a strednej hodnoty vo všetkých konšteláciách. Tabuľka A.2 obsahuje zoznam pomerov špičkových a stredných hodnôt napätí vo formátoch konštelácií DVB.

**Tabuľka C.1 – Pomer špičkovej a strednej hodnoty v rôznych konšteláciách DVB**

formát QAM	Pomer špičkovej ku strednej hodnote napätia (V)
16	1 341
32	1 303
64	1 527

### C.3 Závery týkajúce sa MER a EVM

MER a EVM v podstate predstavujú rovnaké veličiny a medzi nimi je možná jednoduchá konverzia v prípade, že poznáme konšteláciu. Keď sa  $MER_V$  vyjadrí ako jednoduchý pomer napätí, bude rovný prevrátenej hodnote násobku  $EVM_V$  a pomeru špičkovej a strednej hodnoty napätí v konštelácii.

MER je preferované meranie z týchto dôvodov:

- Citlivosť merania, typická veľkosť meraných hodnôt a jednotiek sa kombinujú s cieľom oboznámiť sa s MER hlavne pre tých, ktorí majú predchádzajúce skúsenosti s meraním C/N alebo SNR.
- MER sa môže pokladať za formu merania odstupu signál-šum, ktorá poskytuje presnú indikáciu schopnosti prijímača demodulovať signál, pretože zahŕňa nielen Gaussov šum, ale tiež všetky ďalšie nekorigovateľné znehodnotenia prijímanej konštelácie.
- Ak sa v signáli vyskytuje ako podstatné rušenie len Gaussov šum, potom sú MER a SNR ekvivalentné.

## Príloha D (informatívna)

### Presné hodnoty BER v závislosti na $E_b/N_0$ v systémoch DVB-C

Presné hodnoty BER v závislosti od  $E_b/N_0$  v systémoch DVB-C (pozri obrázok 7-2).

**Tabuľka D.1 – Presné hodnoty BER v závislosti od  $E_b/N_0$  v systémoch DVB-C**

$E_b/N_0$	$P_b$
10	0,025 48
10,5	0,020 72
11	0,016 46
11,5	0,012 74
12	0,009 582
12,5	0,006 981
13	0,004 909
13,5	0,003 319
14	0,002 147
14,5	0,001 323
15	0,000 771 6
15,5	0,000 423 5
16	0,000 217 1
16,5	0,000 103 1
17	4,499e-005
17,5	1,783e-005
18	6,351e-006
18,5	2,006e-006
19	5,537e-007
19,5	1,314e-007
20	2,634e-008
20,5	4,365e-009
21	5,846e-010
21,5	6,166e-011
22	4,974e-012

Predpokladá sa tu, že vzájomný vzťah medzi BER a symbolovou chybovosťou (SER) je daný vzorcom:

$$BER = \frac{1}{m} \times SER$$

## Príloha E (informatívna)

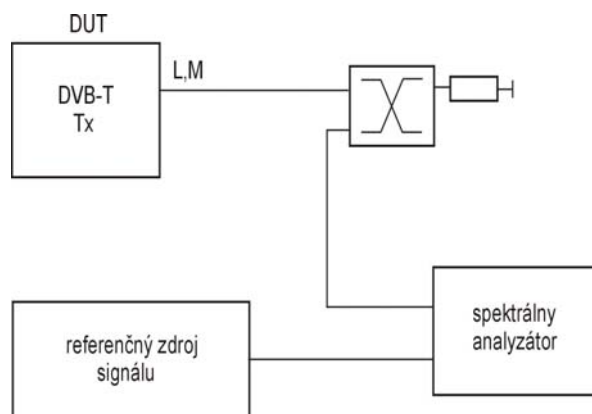
### Príklady skúšobných zostáv v terestriálnych systémoch

Kvôli základným rozdielom v modulačných metódach použitých v terestriálnom systéme sú niektoré skúšobné metódy rozdielne, pričom sa rešpektujú tie, ktoré sa používajú v káblovej, alebo družicovej televízii.

Aj keď to nie je znázornené na obrázkoch tejto kapitoly a tiež sa o tom nehovorí vo vysvetleniach, prijímač môže byť súčasťou meracieho zariadenia. V tomto prípade všetky rozhrania definované na obrázku 9-2 sú vnútorné, ku ktorým má tiež prístup meracie zariadenie.

#### E.1 Presnosť frekvencie VF

Pozri 9.1.



Obrázok E-1 – Zostava na meranie presnosti frekvencie VF

Meranie sa vykonáva použitím spektrálneho analyzátoru. Signál sa môže priviesť na rozhranie L (MF) alebo M (VF), prípadne cez anténu, alebo rozhranie N, ak je možné prijímaný signál stabilne udržiavať na účely merania a priviesť na vstup spektrálneho analyzátoru. Je potrebné dať pozor, aby na rozhraniach L alebo M nedošlo k prekročeniu maximálneho povoleného vstupného signálu spektrálneho analyzátoru.

##### E.1.1 Meranie frekvencie DVB-T

Relatívne jednoduchý koncepčný model na vytvorenie signálu OFDM je pomocou inverznej diskretnej Fourierovej transformácie (IDFT). Táto transformácia sa môže implementovať jedným z niekoľkých dostupných algoritmov označovaných ako rýchla Fourierova transformácia (FFT) z dôvodu ich schopnosti šetriť výpočtový čas. Opačný proces sa nazýva inverzná rýchla Fourierova transformácia (IFFT). Väčšina týchto algoritmov je založená na použití poľa vzoriek, ktoré majú dĺžku rovnú mocnine dvoch.

Napríklad pole veľkosti  $2^{14} = 16\,384$  vzoriek časovej domény a môžu sa spracovávať tak, aby vznikli dve polia s 8 192 vzorkami reprezentujúcimi dve – reálne a imaginárne polia vzoriek frekvenčnej domény pri priamej FFT. Opačná transformácia sa aplikuje pri prechode z frekvenčnej domény do časovej.

Mód 8k u DVB-T je definovaný 6 817 nosnými, potom sa zdá vhodné použiť vyššie spomenuté polia 8 192 ( $2^{13}$ ) vzoriek vo frekvenčnej doméne, preto aj označenie 8k v tomto móde.

Mód 2k u DVB-T je definovaný 1 705 nosnými, takže sa zdá vhodné použiť polia 2 048 ( $2^{11}$ ) vzoriek vo frekvenčnej doméne, preto aj označenie 2k v tomto móde.

EN 300 744 [9] (DVB-T) definuje každý jednoduchý symbol OFDM ako sumu hodnôt v rozsahu od  $k_{\min}$  po  $k_{\max}$  a tieto hodnoty sú od 0 do 6 816 v móde 8k a od 0 do 1 704 v móde 2k. Stredné nosné frekvencie majú indexy 3 408, respektíve 852.

Článok D.2 normy EN 300 744 [9] predpokladá, že stredná frekvencia základného pásma musí použiť Fourierov index  $q$  násobený 32, keď sa mapuje na indexy DFT. Výslovne sa odporúča:

- priradiť strednej nosnej frekvencii polovičný index  $q = N/2$ , t. j. polovičnú hodnotu vzorkovacej frekvencie;
- priradiť strednej nosnej frekvencii index  $q = 0$ , t. j. DC alebo nulová hodnota frekvencie.

Aj keď obe alternatívy dávajú rovnaký výsledok, alternatíva b sa používa na výpočet toho, čo sa stane s krajnými spojitými pilotmi v každom móde DVB-T po pridaní príslušných ochranných intervalov.

V užitočnej časti symbolu OFDM sú všetky nosné frekvencie ortogonálne, z toho dôvodu všetky majú celistvý počet cyklov. Keď sa pridá ochranný interval, ortogonalita sa nedá aplikovať na celkovú dĺžku symbolu.

POZNÁMKA. – Ortogonalita sa opäť získa v demodulátore keď sa vyberie vhodné časové okno na demoduláciu.

Hodnoty indexov v krajnej spojitý piloty sú:  $q = -3\,408$  a  $q = +3\,408$  v móde 8k,  $q = -852$  a  $q = +852$  v móde 2k. Počet cyklov na ochranný interval je uvedený v tabuľke E.1

**Tabuľka E.1**

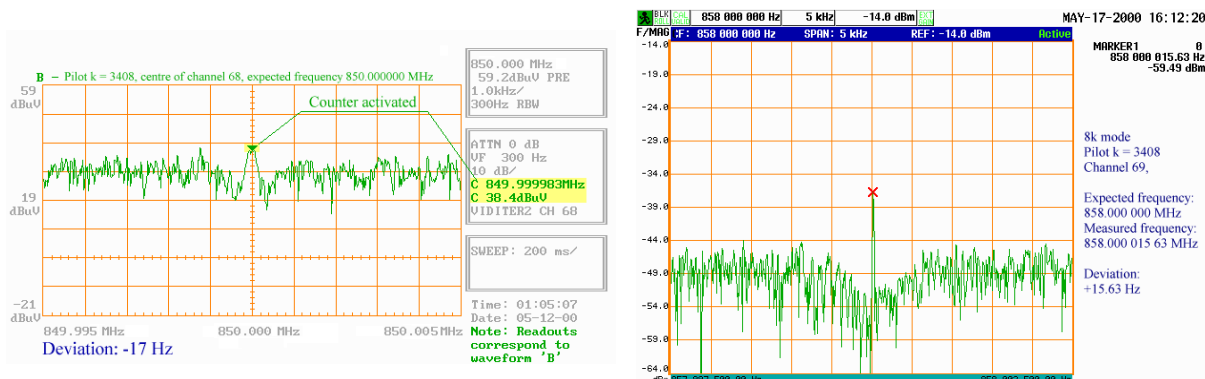
	8k mód (piloty $k = 0$ a $k = 6\,817$ )				2k mód (piloty $k = 0$ a $k = 1\,704$ )			
Cykly x ochranný interval	$3\,408 \times 1/4$	$3\,408 \times 1/8$	$3\,408 \times 1/16$	$3\,408 \times 1/32$	$852 \times 1/4$	$852 \times 1/8$	$852 \times 1/16$	$852 \times 1/32$
Počet cyklov	852	426	213	106,5	213	106,5	53,25	26,625

Spojitý piloty sú modulované podľa PRBS postupnosti  $w_k$ , zodpovedajúcej ich indexu respektíve indexu  $k$  nosnej frekvencii. PRBS sa spustí tak, že prvý výstupný bit sa zhoduje s prvou aktívnou nosnou. To znamená, že PRBS sa inicializuje pri každom novom symbole a potom má každý spojitý pilot priradenú v každom symbole rovnakú, fázu akú mal v predchádzajúcom symbole, preto u spojitých pilotov, ktoré majú celistvý počet cyklov v ochrannom intervale by nemalo dôjsť k nejakej zmene fázy pri prechode z jedného symbolu na ďalší.

Deje sa to podľa vyššie uvedenej tabuľky u dvoch spojitých pilotov, keď sú v móde 8k použité ochranné intervaly 1/4, 1/8 alebo 1/16 alebo keď sa použije 1/4 v móde 2k. Platí to len v prípadoch, keď sa krajné spojitý piloty zobrazia na spektrálnych analyzátoroch ako jednoduché spektrálne čiary.

Treba si uvedomiť, že podľa uvedeného odporúčania je stredná nosná frekvencia vždy násobkom 32, stredná nosná frekvencia je spojitý pilot len v móde 8k, pokiaľ v móde 2k je to dátová nosná frekvencia, ktorá mení fázu

podľa dát, ktoré sa prenášajú v každom symbole. Stredná nosná frekvencia v móde 8k sa vždy zobrazuje na spektrálnom analyzátoe ako jednoduchá spektrálna čiara.



**Obrázok E-2 – Príklady merania stredu kanála pri móde 8k spektrálnym analyzátoom s rozmietaním frekvencie (kanál 68) a digitálnym spektrálnym analyzátoom (kanál 69)**

POZNÁMKA. – Stred obrazovky bol vybratý na nominálnej pozícii pilota.

### E.1.2 Meranie v iných prípadoch

Keď okrajové nosné frekvencie alebo stredná nosná frekvencia sa nemôžu bežne použiť na meranie frekvencie, je možné nájsť spojitú pilotnú nosnú frekvenciu, ktorá sa v spektre zobrazuje jednoduchou spektrálnou čiarou, takže sa môže merať čítačom spektrálneho analyzátoora.

Spojité pilot k = 48 má vlastnosť, že v móde 8k má celistvý počet cyklov vo všetkých ochranných intervaloch, ale nie v móde 2k.

$$q = -3\,408 + 48 = -3\,360$$

Spojité pilot k = 1 140 je len jediný v móde 2k, ktorý má vlastnosť, že má celistvý počet cyklov vo všetkých ochranných intervaloch

$$q = -852 + 1\,140 = 288$$

Pozri tabuľku E.2.

**Tabuľka E.2**

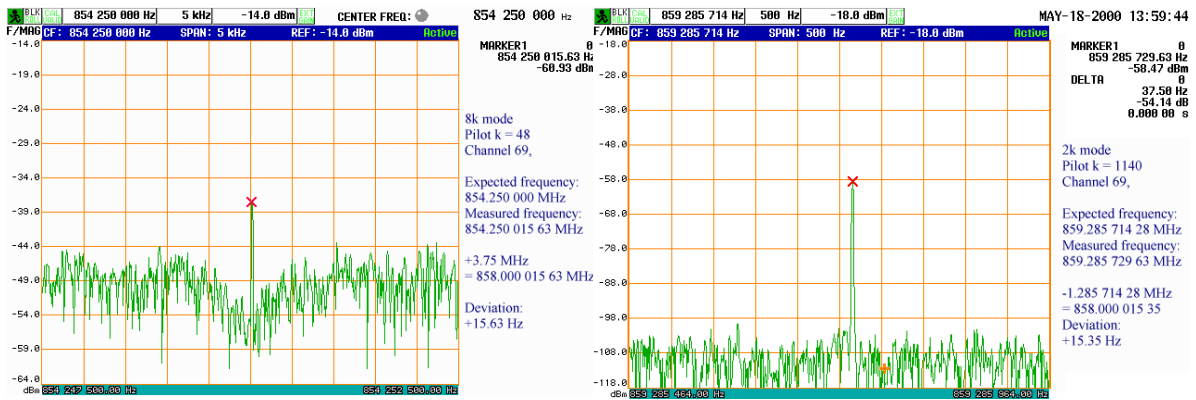
	8k mód (piloty k = 48)				2k mód (piloty k = 1 140)			
Cykly × ochranný interval	3 360 × 1/4	3 360 × 1/8	3 360 × 1/16	3 360 × 1/32	288 × 1/4	288 × 1/8	288 × 1/16	288 × 1/32
Počet cyklov	840	420	210	105	72	36	18	9

Tieto vzorce sa môžu použiť na výpočet strednej frekvencie kanála  $F_C$ :

V móde 8k:  $F_C = F_{kmeraná} + [(3\,408 - k) \times F_{rozstup}]$

V móde 2k:  $F_C = F_{kmeraná} + [(852 - k) \times F_{rozstup}]$

Tieto príklady sú platné v kanáloch 8 MHz. Podobný príklad výpočtov sa môže urobiť na kanály 7 MHz a 6 MHz.



**Obrázok E-3 – Príklady meraní 8k nosnej frekvencie k = 48 a 2k nosnej frekvencie k = 1 140 na kanáli 69**

POZNÁMKA. – Stred obrazovky bol vybratý na nominálnej pozícii pilota.

Spojité pilot k = 48 v móde 8k má tiež vlastnosť, že je umiestnený presne o -3,75 MHz od stredú kanála, čím je veľmi vhodný na meranie.

Nosná frekvencia k = 1 140 v móde 2k nepredstavuje žiadnu ľahko zapamätateľnú frekvenciu; má frekvenčný posuv +1,285 714 28 MHz.

Ak je napríklad v kanáli 69 použitá modulácia v móde 8k a jeho nosná frekvencia k = 48 je pri meraní 854,250 015 63 MHz, potom stred kanála bude:

$$F_C = 854\,250\,015,63 + [(3\,408 - 48) \cdot 1\,116,0715] = 858\,000\,015,63 \text{ Hz.}$$

Ak je napríklad v kanáli 69 použitá modulácia v móde 2k a jeho nosná frekvencia k=1140 je pri meraní 859,28572963 MHz, potom stred kanála bude:

$$F_C = 859\,285\,729,63 + [(852 - 1\,140) \times 4\,464,2857] = 858\,000\,015,35 \text{ MHz.}$$

V prípade módu 2k s použitím ochranných intervalov väčších ako 1/32 bude vhodnou nosnou na meranie stredú kanála k = 804, ktorá leží na CF -1MHz + 785 714 Hz. Dá sa to jednoducho zmerať a vypočítať, pretože je to k stredú kanála bližšie ako nosná frekvencia 1 140 (menej ako 250 kHz).

### E.1.3 Výpočet frekvencií vonkajších pilotov, keď nemajú spojitú fázu

Je dôležité pripomenúť, že v modulačnom móde DVB-T a kvôli vkladaniu ochranného intervalu nezodpovedá frekvenčný rozstup šírke lalokov modulovaných nosných frekvencií.

Frekvenčný rozstup sa určí ako prevrátená hodnota užitočnej časti intervalu v použitom móde. Napríklad v 8 MHz kanáli má mód 2k užitočný interval  $T_U = 224 \mu\text{s}$ , takže frekvenčný rozstup je:

- $F_S = 1/224 \mu\text{s} = 4\,464,285714\dots\text{Hz}$  a v móde 8k zodpovedajúce hodnoty sú:  $T_U = 896 \mu\text{s}$ ;
- $F_S = 1/896 \mu\text{s} = 1\,116,071\,429\dots\text{Hz}$ . (podobné výpočty sú platné pri šírkach pásma kanála iných ako 8 MHz).

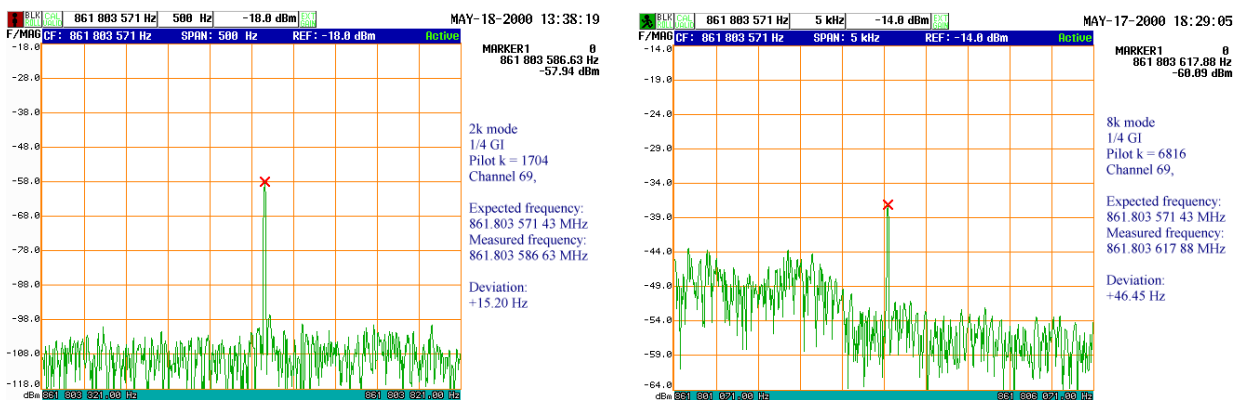
Šírka postranných lalokov sa určí ako prevrátená hodnota celkovej dĺžky symbolu v danom móde a použitom ochrannom intervale, hlavný lalok má dvojnásobnú šírku oproti postranným lalokom. Existujú štyri prípady meraní.

Tabuľka E-3 udáva prislúchajúce hodnoty.

Tabuľka E.3

8, 7 a 6 MHz kanály	mód 8k				mód 2k			
Ochranný interval	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
(8MHz) $T_s = \Delta + T_U$ ( $\mu s$ )	1 120	1 008	952	924	280	252	238	231
Šírka postranného laloka $1/T_s$ (Hz)	892,8571	992,0635	1 050,4202	1 082,2511	3 571,4286	3 968,2540	4 201,6807	4 329,0043
(7 MHz) $T_s = \Delta + T_U$ ( $\mu s$ )	1 280	1 152	1 088	1 056	320	288	272	264
Šírka postranného laloka $1/T_s$ (Hz)	781,25	868,0556	919,1176	946,9697	3 125	3 472,2222	3 676,4706	3 787,8787
(6 MHz) $T_s = \Delta + T_U$ ( $\mu s$ )	1 493,3	1 344	1 269,3	1 232	373,3	336	317,3	308
Šírka postranného laloka $1/T_s$ (Hz)	669,65	744,04	787,83	811,68	2 678,81	2 976,19	3 151,59	3 246,75
Počet cyklov	852	426	213	106,5	213	106,5	53,25	26,625
Prípád merania	A	A	A	B	A	B	C	D

**Merací prípad A:** v móde 8k pri 1/4, 1/8 a 1/16 tak ako v móde 2k pri 1/4, keďže sú tam jednoduché spektrálne čiary, krajné piloty sú ortogonálne s dĺžkou symbolu ako bolo uvedené vyššie, v týchto prípadoch sa frekvencia pilota meria priamo. Napríklad  $F_p = 861\ 803\ 586$  Hz, alebo  $F_p = 861\ 803\ 617$  Hz ako je indikované ďalej na meranie na kanáli 69 systému G 8 MHz.



**Obrazok E-4 – Príklady meraní 2k nosnej frekvencie  $k = 1\ 704$  a 8k nosnej frekvencie  $k = 6\ 816$ , obidve merania s ochranným intervalom 1/4 na kanáli 69 (iný deň a iná chyba)**

POZNÁMKA 1. – Stred obrazovky bol vybratý na nominálnej pozícii pilota.

V iných prípadoch a kvôli neortogonalite pilotov s celkovou dĺžkou symbolu sa piloty zobrazujú ako Fourieriove série čiar, ktorých amplitúda a frekvencia závisí od fázy a veľkosti skrátenia pilota počas trvania symbolu. Tieto frekvencie sú rovnomerne rozložené na opačnej strane šírky laloka (celkovej dĺžky symbolu).

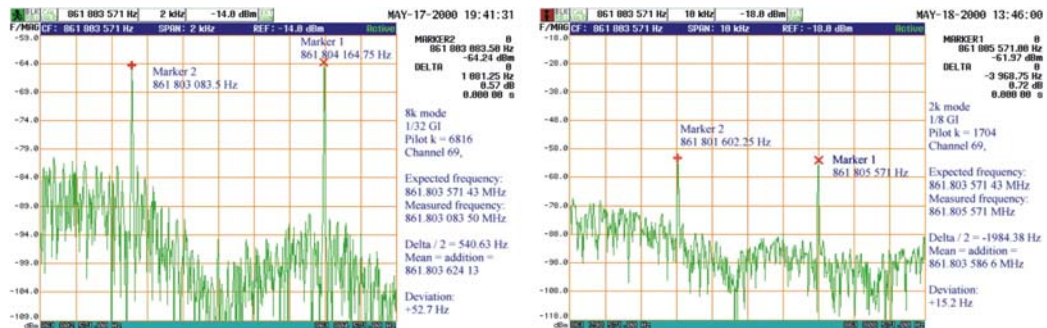
**Merací prípad B:** Prípady módu 8k pri 1/32 a módu 2k pri 1/8 ukazujú, že skrátenie sínusových cyklov je 0,5 cyklu. Toto znamená, že okolo stredovej pozície (očakávanej pozície pilota) sa zobrazia dve symetrické spektrálne čiary. Stredová pozícia sa môže určiť ako stredná hodnota dvoch frekvencií po ich zmeraní.

Ďalší spôsob výpočtu v tomto prípade je odmerať frekvenciu jednej z dvoch spektrálnych čiar a pridať alebo odčítať polovicu šírky laloka (1/dĺžka symbolu).



Ak napríklad v 8 MHz systéme s jednou z dvoch čiar, ktorá zodpovedá nižšej frekvencii určíme meraním  $F_h = 861\ 803\ 083,50\ \text{Hz}$ , potom vypočítaná frekvencia prislúchajúca vonkajšiemu pilotu má byť  $F_p = 861\ 803\ 083,50 + 1,082,25/2 = 861\ 803\ 624,6\ \text{Hz}$  v móde 8k, alebo podobný výpočet môžeme urobiť v móde 2k taktiež ako príklad systému s 8 MHz kanálom,  $F_p = 861\ 801\ 602,25 + 3\ 968,25/2 = 861\ 803\ 586,38\ \text{Hz}$ .

(Merané hodnoty sú označené kurzívou, nominálne hodnoty normálnym textom).



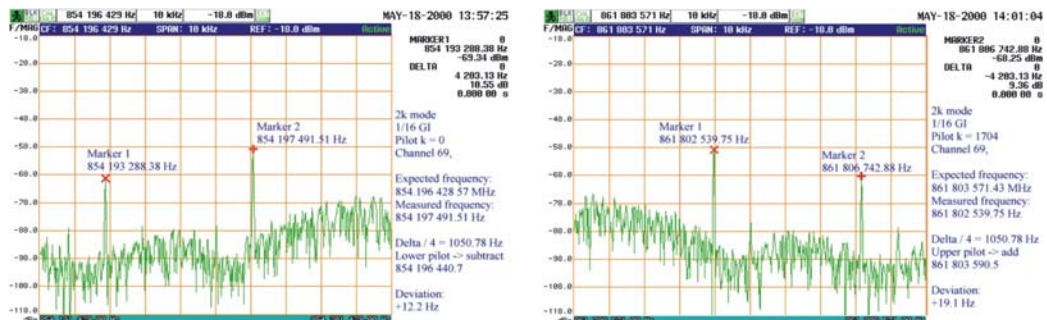
**Obrázok E-5 – Príklady meraní 8k nosnej frekvencie  $k = 6\ 816$  pri 1/32 GI a 2k nosnej frekvencie  $k = 1\ 704$  pri 1/8 GI, na kanáli 69 (iný deň a iná chyba)**

POZNÁMKA 2. – Stred obrazovky bol vybratý na pozíci nominálnej pilota.

**Merací prípad C:** prípad v móde 2k na 1/16 je trochu zložitejší, skrátenie predstavuje v 0,25 cyklu. V tomto prípade bude spektrálna čiara s najväčšou amplitúdou umiestnená nad nominálnou pozíciou pilota o 1/4 šírky laloka (nižší pilot) alebo o 1/4 šírky laloka ďalej (vyšší pilot).

Ak táto najvyššia amplitúda frekvenčnej čiary je zameraná s hodnotou  $F_h = 854\ 197\ 49\ \text{Hz}$ , potom vypočítame nižšiu pilotnú frekvenciu ako  $F_p = 854\ 197\ 491 - 4\ 201,68/4 = 854\ 196\ 440\ \text{Hz}$ .

Ak u tejto čiary s najväčšou amplitúdou bude nameraná frekvencia  $F_h = 861\ 802\ 539\ \text{Hz}$ , potom vypočítame nižšiu pilotnú frekvenciu ako  $F_p = 861\ 802\ 539 + 4\ 201,68/4 = 861\ 803\ 590\ \text{Hz}$ .



**Obrázok E-6 – Príklady meraní 2k nosnej frekvencie  $k = 0$  a nosnej frekvencie  $k = 1\ 704$  pri 1/16 GI na kanáli 69**

POZNÁMKA 3. – Stred obrazovky bol vybratý na nominálnej pozícií pilota.

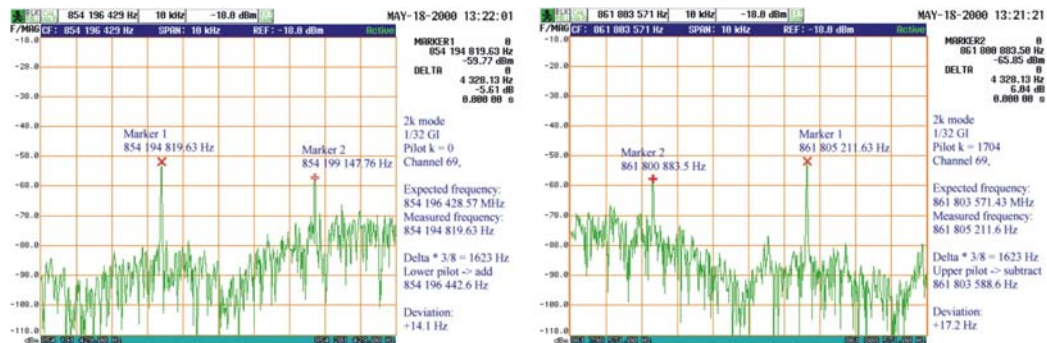
Podľa definícií v 9.1.2 Šírka kanála VF (presnosť vzorkovacej frekvencie) sa získali tieto výsledky:

- Šírka kanála: kanál 69 systému G (8 MHz) sa vypočíta takto:
  - $861\,803\,590,5 - 854\,196\,440,7 = 7\,607\,149,8$  Hz, čo je o 7 Hz väčšia hodnota ako nominálna.
- Vzorkovacia frekvencia modulátora sa vypočíta takto:
  - $7\,607\,149,8 \times 4\,096/1\,704 = 18\,285\,730,9$  Hz, čo je 16,6 Hz viac ako sa očakáva. Alebo sa dá povedať, že presnosť je:  $16,6/18\,285\,714,28 = 9,13 \times 10^{-7}$  alebo 0,913 ppm.

Prípád merania D: Prípád v móde 2k pri 1/32 je taktiež trochu zložitejší, skrátenie predstavuje 0,625 cyklu. V nižšom pilote bude jedna spektrálna čiara posunutá o 5/8 šírky laloka nad nominálnou pozíciou pilota a druhá čiara s najväčšou amplitúdou je posunutá o 3/8 šírky laloka pod nominálnou pozíciou pilota. Je to o 62,5 % nad respektíve o 37,5 % pod. Vo vyššom pilote bude jedna najvyššia čiara posunutá o 3/8 nad nominálnu pozíciu a druhá čiara o 5/8 pod nominálnu.

Ak pri najvyššej úrovni (nižšia frekvencia) signálu nižšieho pilota nameriame  $F_H = 854\,194\,819$  Hz, potom pilotnú frekvenciu môžeme vypočítať ako  $F_P = 854\,194\,819 + 4\,329 \times 3/8 = 854\,196\,442$  Hz.

Ak pri najvyššej úrovni (vyššia frekvencia) signálu vyššieho pilota nameriame  $F_H = 861\,805\,211$  Hz, potom pilotnú frekvenciu môžeme vypočítať ako  $F_P = 861\,805\,211 - 4\,329 \times 3/8 = 861\,803\,588$  Hz.



**Obrázok E-7 – Príklady meraní 2k nosnej frekvencie k = 0 a nosnej frekvencie k = 1 704 pri ochrannom intervale 1/32 na kanáli 69**

POZNÁMKA 4. – Stred obrazovky bol vybratý na nominálnej pozícii pilota.

Podľa definícií v 9.1.2 Šírka kanála VF (presnosť vzorkovacej frekvencie) získame tieto výsledky:

- Šírka kanála VF: kanál 69 systém G (8MHz) sa vypočíta ako:
  - $861\,803\,588,6 - 854\,196\,442,6 = 7\,607\,146$  Hz, čo je o 3,1 Hz väčšia hodnota ako nominálna.
- Vzorkovacia frekvencia sa vypočíta ako:

–  $7\,607\,146 \times 4\,096/1\,704 = 18\,285\,721,84$  Hz, čo je o 7,56 Hz viac ako sa očakáva. Alebo sa dá povedať, že presnosť bude:  $7,56/18\,285\,714,28 = 4,134 \times 10^{-7}$  alebo 0,413 ppm.

Hodnoty offsetu vo všetkých prípadoch merania sú zosumarizované v tabuľke E.4.

**Tabuľka E.4**

8, 7 a 6 MHz kanály	mód 8k				mód 2k			
	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Ochranný interval (8 MHz) $T_S = \Delta + T_U$ ( $\mu$ s)	1 120	1 008	952	924	280	252	238	231
Šírka postranného laloka $1/T_S$ (Hz)	892,8571	992,0635	1 050,4202	1 082,2511	3 571,4286	3 968,2540	4 201,6807	4 329,0043
Pripočítať alebo odpočítať Hz	0	0	0	$\pm 541$ Hz	0	$\pm 1\,984$ Hz	$\pm 1\,050$ Hz	$\pm 1\,623$ Hz
(7 MHz) $T_S = \Delta + T_U$ ( $\mu$ s)	1 280	1 152	1 088	1 056	320	288	272	264
Šírka postranného laloka $1/T_S$ (Hz)	781,25	868,0556	919,1176	946,9697	3 125	3 472,2222	3 676,4706	3 787,8787
Pripočítať alebo odpočítať Hz	0	0	0	$\pm 473$	0	$\pm 1736$	$\pm 919$	$\pm 1\,420$
(6 MHz) $T_S = \Delta + T_U$ ( $\mu$ s)	1 493,3	1 344	1 269,3	1 232	373,3	336	317,3	308
Šírka postranného laloka $1/T_S$ (Hz)	669,65	744,04	787,83	811,68	2 678,81	2 976,19	3 151,59	3 246,75
Pripočítať alebo odpočítať Hz	0	0	0	$\pm 406$	0	$\pm 1488$	$\pm 788$	$\pm 1\,218$

POZNÁMKA 5. – Hodnoty v móde 2k s ochranným intervalom 1/16 sa musia pripočítať (alebo odpočítať) k najväčšej z dvoch spektrálnych čiar okolo nominálnej pozície vyššieho, respektíve nižšieho pilota (1/4 faktor), hodnoty v móde 2k s GI 1/32 sa musia pripočítať (alebo odpočítané) k najväčšej z dvoch spektrálnych čiar okolo nominálnej pozície nižšieho, respektíve vyššieho pilota (3/8 faktor).

### E.1.4 Meranie dĺžky symbolu a overenie ochranného intervalu

Ak sa použije vhodný rozsah a priemer pri analýze spektra signálu DVB-T, je možné detailne zobrazíť rozptýlené nosné frekvencie, ktoré možno použiť na meranie intervalu medzi 4 symbolmi OFDM.

POZNÁMKA. – Definícia elementárneho intervalu určuje trvanie užitočného symbolu takto:

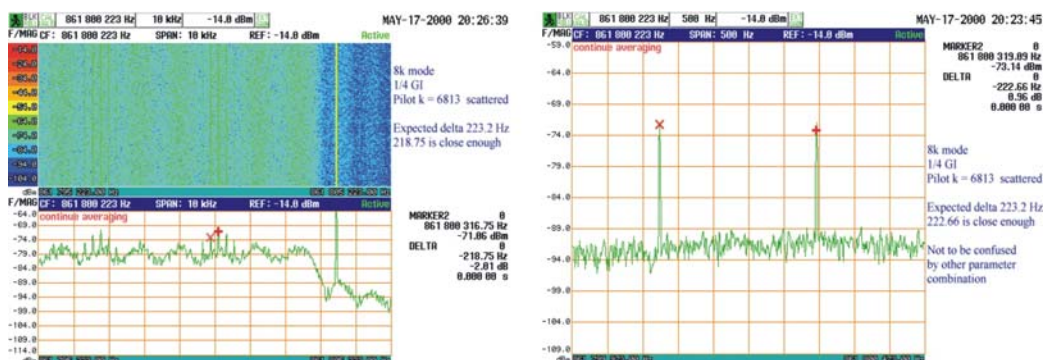
- 2k je užitočný interval  $T_U = 2\,048 \times E_p$ ;
- 8k je užitočný interval  $T_U = 8\,192 \times E_p$ .

Pozri tabuľku E.5.

**Tabuľka E.5**

	8 MHz		7 MHz		6 MHz	
	8k	2k	8k	2k	8k	2k
Elementárna perióda: $E_p$	7/64 ( $\mu$ s) = 0,109 375 $\mu$ s		8/64 ( $\mu$ s) = 0,125 $\mu$ s		7 $\times$ (4/3)/64 ( $\mu$ s) = 0,145 833 3... $\mu$ s	
Trvanie užitočného symbolu: $T_U$	896 $\mu$ s	224 $\mu$ s	1024 $\mu$ s	256 $\mu$ s	1 194,6666... $\mu$ s	298,6666... $\mu$ s

Na obrázku E-8 je vyobrazených sedem dátových nosných frekvencií ( $k =$  od 6 809 do  $k =$  6 815), dva rozptýlené piloty ( $k =$  6 810 a  $k =$  6 813) a vyšší pilot ( $k =$  6 816) na veľkom rozsahu 10 kHz v 8 MHz kanále. Efekt rozptýlených nosných frekvencií možno ľahko vidieť u každých troch nosných frekvencií na frekvenčnej osi. Každá rozptýlená nosná frekvencia má vždy rovnakú fázu v danej polohe, potom sa správa ako zhluk pevnej frekvencie a fázy, ktorá sa opakuje každé štyri symboly OFDM a má trvanie jedného symbolu. Spektrum vytvárané rozptýleným pilotom je prekryvané spektrom dátovej nosnej frekvencie priradenej do rovnakej polohy, ktoré sa objavuje počas troch po sebe nasledujúcich symbolov medzi výskytom samotného rozptýleného pilota. Spektrum dátových nosných frekvencií je husté lalôčkovité spektrum kvôli modulácii QAM, ktoré sa mení od symbolu k symbolu.



**Obrázok E-8 – Príklady meraní 8k nosnej frekvencie  $k =$  6 813 pri ochrannom intervale 1/4, na kanáli 69**

POZNÁMKA. – Stred obrazovky bol vybraný na nominálnej pozícii pilota.

Kvôli charakteristike vysvetlenej vyššie sa rozptýlené piloty zobrazujú ako čiarové spektrum s lalokovitou obálkou. Pri tomto druhu sínusového impulzového signálu s pevnou fázou a frekvenciou na začiatku každého impulzu VF je šírka lalokov rovná prevrátenej hodnote trvania symbolu (t. j.  $1/1\ 120 = 892,85$  Hz v 8 MHz kanále, 8k a ochranný interval 1/4 ako je uvedené v tabuľke E.6). Táto šírka laloka sa nedá jednoducho zmerať. Rozstup spektrálnych čiar je rovný prevrátenej hodnote periódy opakovania výskytu rozptýlených pilotov (t. j.  $1/4\ 480 = 223,2$  Hz v rovnakom príklade ako predtým). Tieto čiary sa dajú jednoducho merať v súčasnosti dostupnými meracími zariadeniami. Detailné meranie s celkovým rozsahom 500 Hz ukazuje, že dokonca jeden z najnáročnejších prípadov, mód 8k s ochranným intervalom 1/4 s rozstupom spektrálnych čiar 223,2 Hz je možné merať tak, ako je naznačené vpravo.

Rozstup čiar, ktorý očakávame v rôznych módoch DVB-T, je detailne naznačený v tabuľkách E.6, E.7 a E.8.

**Tabuľka E.6**

8 MHz kanály	mód 8k				mód 2k			
Ochranný interval	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
$T_S = \Delta + T_U$ ( $\mu$ s)	1 120	1 008	952	924	280	252	238	231
Periódna opakovania rozptýlených pilotov $\mu$ s	4 480	4 032	3 808	3 696	1 120	1 008	952	924
Rozstup spektrálnych čiar Hz	223,2	248	262,6	270,6	892,9	992,1	1 050,4	1 082,3

Tabuľka E.7

7 MHz kanály	mód 8k				mód 2k			
Ochranný interval	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
$T_S = \Delta + T_U$ ( $\mu$ s)	1 280	1 152	1 088	1 056	320	288	272	264
Periódá opakovania rozptýlených pilotov $\mu$ s	5 120	4 608	4 352	4 224	1 280	1 152	1 088	1 056
Rozstup spektrálnych čiar Hz	195,3	217	229,8	236,7	781,3	868,1	919,1	947

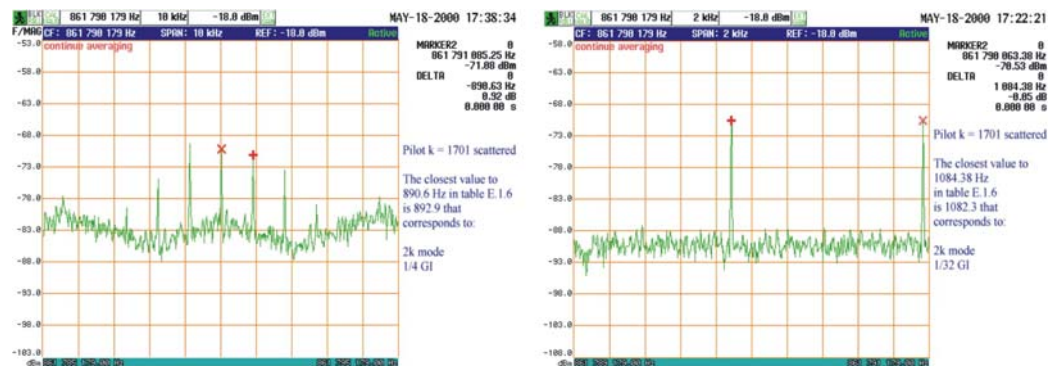
Tabuľka E.8

6 MHz kanály	mód 8k				mód 2k			
Ochranný interval	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
$T_S = \Delta + T_U$ ( $\mu$ s)	1 493,3	1 344	1 269,3	1 232	373,3	336	317,3	308
Periódá opakovania rozptýlených pilotov $\mu$ s	5 973,3	5 376	5 077,3	4 928	1 493	1 344	1 269	1 232
Rozstup spektrálnych čiar Hz	167,4	186	197	202,9	669,6	744	787,8	811,7

Meranie rozstupu čiar rozptýlených pilotov a kontrolovanie voči vyššie uvedeným tabuľkám nám dá odpoveď, aký je aktuálny ochranný interval a mód v meranom spektre.

Poznajte si, že: v prípadoch, keď okrajové spojitie piloty nemajú spojitú fázu tak, ako je naznačené v E.1.3, vzdialenosť medzi dvomi spektrálnymi čiarami sa môže kontrolovať podľa tabuľky E.3, čím sa zistí, aká dĺžka symbolu je použitá, a teda aký ochranný interval je použitý.

Na obrázku E-9 sú dva príklady meraní, jeden keď je rozsah nastavený na 10 kHz a rozstup dvoch spektrálnych čiar rozptýlených pilotov je 890,63 Hz tak, ako označuje značkovač. V tabuľke E.6 je najbližšie obrázku 892,9 Hz, z čoho môžeme odvodiť, že ide o prípad módu 2k s ochranným intervalom 1/4. Obrázok vpravo s rozsahom 2 kHz ukazuje rozstup čiar 1084,38 Hz, zodpovedajúci módu 2k s ochranným intervalom 1/32 (1 082,3 v tabuľke E.6).

Obrázok E-9 – Príklady meraní 2k nosnej frekvencie  $k = 1\ 701$  s ochranným intervalom

1/4 a 1/32, na kanáli 69

POZNÁMKA. – Stred obrazovky bol vybratý na nominálnej pozícii pilota.

### E.1.5 Meranie šírky obsadeného pásma a výpočet frekvenčného rozstupu a vzorkovacej frekvencie

Šírka obsadeného pásma závisí priamo od frekvenčného rozstupu a ten od vzorkovacej frekvencie.

Ak je známa frekvencia vonkajších pilotov, pozri vyššie ako sa merajú, potom sa príslušné hodnoty dajú vypočítať podľa ďalej uvedenej tabuľky. Ak označíme frekvencie okrajových pilotov ako  $F_L$  a  $F_H$ , potom šírka obsadeného pásma bude  $OB = F_H - F_L$ . Počet nosných frekvencií  $K$  a v móde 2k je  $K-1 = 1\,704$ , kým v móde 8k je  $K-1 = 6\,816$ .

Tabuľka E.9

	Vypočítaná hodnota		Nominálna hodnota (8 MHz kanály)	
	mód 8k	mód 2k	mód 8k	mód 2k
Šírka obsadeného pásma	$F_H - F_L$		7,60714285714285714285714285714286... MHz	
Frekvenčný rozstup	$(F_H - F_L)/6\,816$	$(F_H - F_L)/1\,704$	1 116,0714285...Hz	4 464,2857142...Hz
Trvanie užitočného symbolu	$6\,816/(F_H - F_L)$	$1\,704/(F_H - F_L)$	896 $\mu$ s	224 $\mu$ s
Stred kanála, prvá MF	$(F_H - F_L) \times 4\,096/(K-1)$	$(F_H - F_L) \times 1\,024/(K-1)$	4,57142857142857142857142857142857...MHz	
Vzorkovacia frekvencia	$(F_H - F_L) \times 16\,384/(K-1)$	$(F_H - F_L) \times 4\,096/(K-1)$	18,2857142857142857142857142857143...MHz	

POZNÁMKA. – Dlhé periodické desatinné čísla boli vypočítané použitím kalkulátora Windows a boli tu vložené ako kópia zo schránky, len na zaujímavosť.

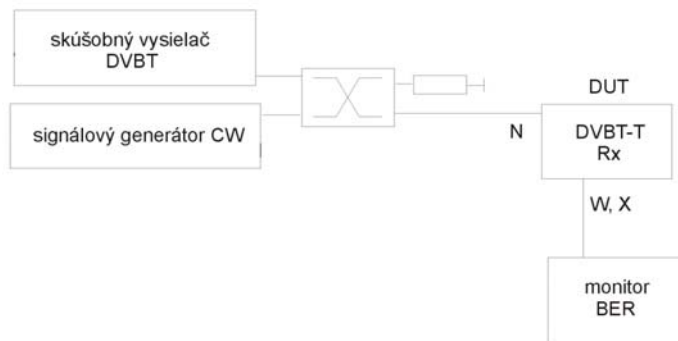
Hodnoty označené kurzívou sú približné hodnoty.

Tabuľka E.10

	Nominálna hodnota (7 MHz kanály)		Nominálna hodnota (6 MHz kanály)	
	mód 8k	mód 2k	mód 8k	mód 2k
Šírka obsadeného pásma	6.656250 MHz		5,70535714285714285714285714285842... MHz	
Frekvenčný rozstup	976,5625 Hz	3 906,25 Hz	837,053571428571...Hz	3 348,2142857142...Hz
Trvanie užitočného symbolu	1 024 $\mu$ s	256 $\mu$ s	1 194,666666... $\mu$ s	298,666666... $\mu$ s
Stred kanála, prvá MF	4 MHz		3,42857142857142857142857142857334...MHz	
Vzorkovacia frekvencia	16 MHz		13,7142857142857142857142857142934...MHz	

## E.2 Selektivita

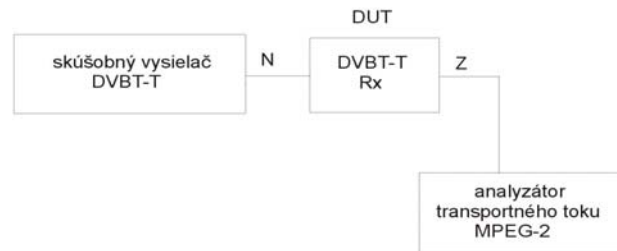
Pozri 9.2.



Obrázok E-10 – Selektivita

### E.3 Rozsah zachytenia AFC

Pozri 9.3.



Obrázok E-11 – Rozsah zachytenia AFC

### E.4 Fázový šum miestnych oscilátorov (LO)

Pozri 9.4.

Meranie možno uskutočniť pomocou spektrálneho analyzátora. Nakoľko tvar spektra postranných pásiem fázového šumu akéhokoľvek miestneho oscilátora (LO) použitého v procese frekvenčného prevodu nahor/nadol môže sa často odlišovať v závislosti od faktorov ako sú typ rezu kryštálu, filter fázového závesu (PLL), šum spôsobený aktívnymi prvkami, atď., nie je vhodné integrovať spektrum postranného pásma na vyjadrenie jednoduchej hodnoty merania, ktorá by nemohla mať celkový význam.

Vzorky s určitými odchýlkami signálu oscilátora môžu mať väčší význam, ako je to uvedené v 9.4. V každom prípade spoločnej fázovej chyby (CPE) a interferencie nosných frekvencií (ICI) sa majú merať 3 frekvencie na každej strane signálu oscilátora. V prípade, keď chceme mať frekvenčne čo najpresnejšie meranie, spektrálny analyzátor sa má nastaviť na minimálne dosiahnuteľné rozlíšenie filtra a má byť najmenej 1 kHz v systéme 2k a 300 Hz v systéme 8k. V prípade, že chceme spriemerovať šum, aktivuje sa obrazový filter hodnotou najmenej 100-krát užšou ako je hodnota použitá do rozlišovacieho filtra. Merané hodnoty sa majú normalizovať na šírku pásma 1 Hz.

Ak použitý spektrálny analyzátor nemá vybavenie na normalizáciu na 1 Hz, dá sa to uskutočniť manuálne s nasledujúcim kritériom:

Napríklad: nosná frekvencia: 36 MHz  
 $f_m$  = 10 kHz (reprezentuje ľubovoľný z požadovaných offsetov  $f_a$ ,  $f_b$  alebo  $f_c$ )  
 $\Delta B$  = ekvivalentná šumová šírka pásma (ENB) šírky pásma rozlíšenia filtra: 270 Hz  
šírka videopásma: 10 Hz alebo 30 Hz

POZNÁMKA 1. – Spektrálne analyzátory bežne používajú na zabezpečenie šírky pásma rozlíšenia úzke Gaussove filtre s asi 20 % toleranciou. Ekvivalentná šumová šírka (ENB) je rovná šírke pásma filtra meraného na -3,4 dB, (pri aktuálnom meraní sa 20 % tolerančný faktor filtra spektrálneho analyzátora eliminuje).

Potom možno aplikovať nasledujúcu konverziu na šírku pásma 1 Hz:

$$P_n \cong (\text{noise\_power\_in\_}\Delta B) \text{ dBm} - 10 \log_{10} \Delta B + 2,5 \text{ dB} \quad \text{v [dBm/Hz]}$$

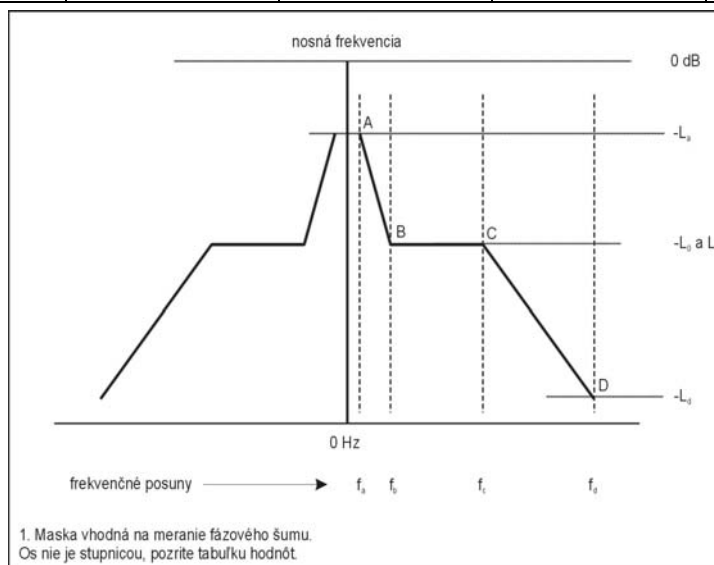
POZNÁMKA 2. – 2,5 dB zahŕňa korekciu 1,05 dB kvôli detegovaniu obálky úzkeho pásma a 1,45 dB kvôli logaritmickému zosilňovaču.

#### E.4.1 Praktická informácia o meraní šumu

Tento príklad z prác „AC106 VALIDATE Project“ a prevzatý z knihy „DTG D book“ ukazuje odporúčanú masku na meranie fázového šumu, ktorá je platná v lokálnych oscilátoroch a predpokladá sa, že pokrýva bezpečné limity pri fázových chybách CPE aj ICI v móde 2k DVB-T. Odporúčajú sa tieto hodnoty.

Tabuľka E.11 – Frekvenčné offsety na meranie fázového šumu

	$f_a$	$f_b$	$f_c$	$f_d$
Frekvencia	10 Hz	100 Hz	3 kHz	1 MHz
Limity od $L_a$ do $L_d$	-55 dBc/Hz	-85 dBc/Hz	-85 dBc/Hz	-130 dBc/Hz



Obrázok E-12 – Príklad masky fázového šumu

Celkový fázový šum v signáli je kumulatívny efekt všetkých lokálnych oscilátorov (L.O.), ktoré boli použité v signálovej ceste.

Je možné si pozrieť aj A.4 kde sú ďalšie informácie týkajúce sa meraní fázového šumu.

#### E.5 Úroveň signálu VF/MF

Pozri 9.5.

Úroveň alebo výkon signálu môžeme merať priamo na rozhraniach K, L, M, N alebo P alebo použitím kalibrovaného rozbočovača. Na rozhraniach L alebo M treba dávať pozor, aby sa neprekročil maximálny povolený vstupný signál spektrálneho analyzátoru alebo merača výkonu.

Ramená spektra sa nemajú zahŕňať do merania výkonu či úrovne, pretože nepredstavujú žiadnu užitočnú úroveň. Ramená sú nežiaduce výsledky procesu FFT a vznikajú tiež v dôsledku nelinearít praktických implementácií.



### E.5.1 Procedúra 1 (merač výkonu)

Spektrálny analyzátor použije integrovanú rutinnú funkciu, pomocou ktorej zmeriame stredný výkon pozdĺž frekvenčných intervalov pokrývajúcich celkovú časť spektra ktorá sa má merať (táto schopnosť je v súčasnosti dostupná u niekoľkých spektrálnych analyzátorov na trhu). V tomto prípade hodnoty, ktoré budú zmerané rutinným spôsobom alebo v prípade použitia manuálneho merania sú:

1. Stredná frekvencia spektra: ak je možné výpočtom podľa merania E.2;
2. Šírka pásma spektra signálu: 7,61 MHz v systéme s 8 MHz kanálom.

### E.5.2 Procedúra 2 (spektrálny analyzátor)

S uvážením vyššie uvedeného by bolo veľmi ťažké použiť na meranie filter s presne pravouhlou charakteristikou s výkonovou sondou, dobrá aproximácia sa má dosiahnuť ak sa použije filter, ktorý môže pri meraní zberať dokonca aj časť ramien.

Na meranie sa použije tepelná výkonová sonda a takisto príslušný filter.



Obrázok E-13 – Meracia zostava na meranie výkonu VF/MF

## E.6 Výkon šumu

Pozri 9.6.

Obyčajne celý výkon v kanáli, ktorý nie je súčasťou signálu, sa môže považovať za nežiaduci šum. Môže sa vytvárať rôznymi zdrojmi a môže mať podobu náhodného šumu (tepelného), pseudo-náhodného (interferujúce digitálne modulované nosné frekvencie) alebo periodickú (spojitá vlna CW alebo úzkopásmová interferencia), prvé dve sa nazývajú nekoherentné a periodické sa označujú termínom koherentné. Pri tomto meraní sa všetky typy šumu merajú súčasne a výsledok merania je možné vyjadriť termínom nežiaduci výkon.

Pri tomto meraní sa musí signál vypnúť. Meranie vykonáme na rozhraní N (úroveň VF) alebo na rozhraní P (úroveň MF).

Úroveň šumu sa dá merať spektrálnym analyzátorom alebo iným ľubovoľným príslušným zariadením. Do úvahy berieme rovnaké šírky pásma a metodiku ako bola použitá v E.6 a v oboch prípadoch použijeme merač výkonu a spektrálny analyzátor.



Obrázok E-14 – Meracia zostava na meranie výkonu šumu mimo prevádzky

### **E.6.1 Procedúra 1**

Presne rovnaký postup ako je uvedené v E.6 (výkon alebo úroveň signálu) no signál v tomto kanále je pri meraní vypnutý.

### **E.6.2 Procedúra 2**

Použitím merača výkonu tak ako pri alternatívnej procedúre podľa E.6 použijeme rovnaký filter, ale signál je opäť vypnutý.

### **E.6.3 Procedúra 3**

Ak je šumové pozadie ploché vo všetkých šírkach pásma, ktoré nás zaujímajú, bude možné merať výkon šumu na ľubovoľnej frekvencii v rámci šírky pásma kanála a normalizovať hodnotu voči nominálnej šírke pásma  $(n-1) \times f_{\text{SPACING}}$  (7,61 MHz do kanálov 8 MHz a 6,66 MHz do kanálov 7 MHz).

Ak spektrálny analyzátor nemá normalizačný program pri požadovanej šírke pásma je možné použiť nasledujúcu procedúru.

Aby bolo možné šum spriemerovať, musí sa videofilter aktivovať hodnotou najmenej stokrát menšou ako je hodnota použitá s rozlišovacím filtrom, tento rozlišovací filter má mať podľa možnosti čo najväčšiu šírku pásma tak, aby sa dalo spriemerovať čo možno najväčšie kanálového spektrum, ale nesmie prekročiť jeho šírku pásma (napríklad 7,61 MHz), ekvivalentná šumová šírka pásma  $\Delta B$  (MHz) filtra má byť známa zo špecifikácií výrobcu, alebo zmeraná podľa údajov výrobcu. Meraný výkon šumu je možné normalizovať voči užitočnej šírke pásma podľa tohto vzorca:

Výkon šumu (dB) = nameraná úroveň (dB) +  $10 \log_{10} (7,61/\square B)$  + 2,5 dB (kanály 8 MHz)

Ak má spektrálny analyzátor program na normalizovanie voči 1 Hz, (použije sa na zahrnutie korekcie 2,5 dB) ale nie je schopný normalizovať pre požadovanú šírku pásma, je možné použiť nasledujúci prevodný vzorec:

Výkon šumu (dB) = nameraná úroveň (dB/Hz) +  $10 \log_{10} (7,61 \times 10^6)$  =

Nameraná úroveň (dB/Hz) + 68,8 dB (kanály 8 MHz)

#### E.6.4 Meranie šumu spektrálnym analyzátorom

Opatrní musíme byť ak je hodnota nameraného šumu blízko šumovej hodnoty prístroja, (menej ako 10 dB), pretože potom sa musí použiť faktor priblíženia. Väčšina zariadení dostupných na trhu to robí automaticky.

Ak to zariadenie neumožňuje, je nevyhnutné odčítať korekčný koeficient „CF“ od nameranej úrovne šumu, a môžeme použiť na to nasledujúcu tabuľku.

**Tabuľka E.12 – Korekčný koeficient (CF) na meranie úrovne šumu**

D (dB)	CF (dB)
0,5	8,63
1	6,87
1,5	5,35
2	4,33
3,01	3,01
4	2,2
5	1,65
6	1,26
7	0,98
8	0,75
9	0,58
10	0,46

D je odstup medzi zobrazenou úrovňou šumu zariadenia (na vstupe nie je žiadny signál ) a nameranou úrovňou šumu (bez zmeny v nastaveniach).

Je potrebné poznamenať, že pri odstupe D pod 2 dB je dôveryhodnosť výsledku merania po aplikovaní CF otázna pretože vzniká neistota merania a musí sa pripočítať prislúchajúca vysoká hodnota CF.

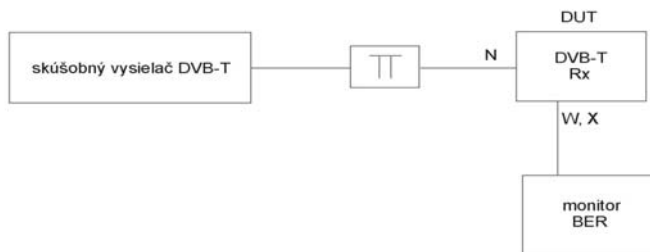
## E.7 spektrum VF a MF

Pozri 9.7.

Bude definované po ďalších praktických skúsenostiach.

## E.8 Citlivosť prijímača/dynamický rozsah Gaussovho kanála

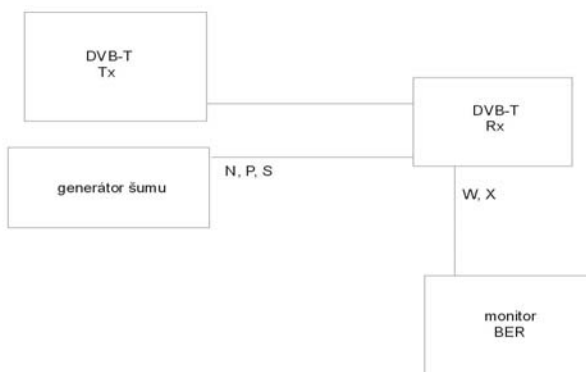
Pozri 9.8.



Obrázok E-15 – Citlivosť prijímača/dynamický rozsah Gaussovho kanála

## E.9 Ekvivalentné skreslenie šumom (END)

Pozri 9.9.



Obrázok E-16 – Ekvivalentné skreslenie šumom (END)

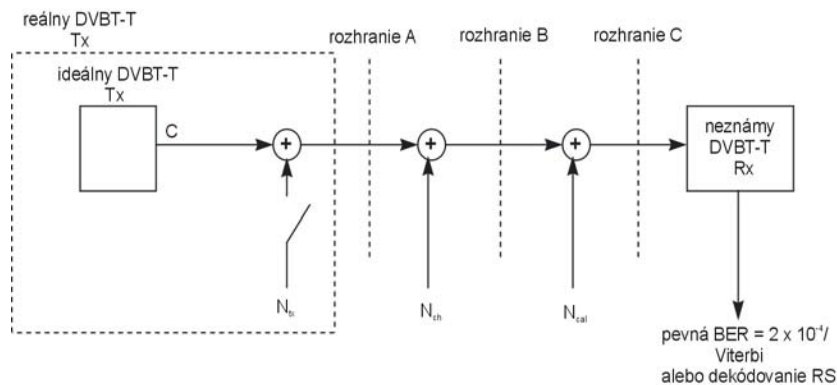
Meranie charakteristických parametrov je vykonávané použitím umelej záťaže, ktorá zabezpečuje tlmenie v spätnom smere požadovaného kanála, ktoré je ale nie dosť nízke na to, aby neovplyvnilo meranie.

### E.9.1 Opis meracej metódy END

Aby sa zvýšila presnosť merania použijú sa dva nezávislé zdroje. Týmto sa vylúči vplyv tolerance prvého tlmiaceho článku, ktorá môže mať rovnakú veľkosť ako očakávaný výsledok merania.

Získanie presnej hodnoty ENF budeme merať podľa nasledujúcich krokov:

1. Pripojiť reálny vysielateľ DVB-T k prijímaču DVB-T a zvyšovať Gaussov šum  $N_{cal}$  dovtedy, až keď BER dosiahne vopred stanovenú hodnotu (napríklad  $2 \times 10^{-4}$  za Viterbiho dekódovačom).  $N_{cal}$  sa nemusí merať. Kanálový šum  $N_{ch}$  sa nemusí priviesť. C/N na vstupe prijímača (rozhranie C) je preto  $C/(N_{tx} + N_{cal})$ .
2. Nahradiť reálny vysielateľ DVB-T ideálnym (odpojiť  $N_{tx}$  na obrázku E-17). C/N na rozhraní C je teraz trochu vyšší ( $C/N_{cal}$ ), pokiaľ nie je prítomný  $N_{tx}$ . BER je preto teraz nižšia ako vopred stanovená hodnota.
3. Zvyšovať Gaussov kanálový šum  $N_{ch}$  dovtedy, až BER opäť dosiahne vopred stanovenú hodnotu. C/N na rozhraní C je teraz  $C/(N_{ch} + N_{cal})$ .
4. Odmerať hodnotu  $C/N_{ch}$  na rozhraní B.



**Obrázok E-17 – Schéma merania ENF**

Pokiaľ obidve hodnoty  $C/(N_{tx} + N_{cal})$  a  $C/(N_{ch} + N_{cal})$  vedú k rovnakej BER,  $N_{ch}$  sa môže určiť pomocou  $N_{tx}$  a považovať za určenú hodnotu  $N_{tx}$ .

ENF je definovaná ako  $10 \log(N_{tx}/C)$ . Odhadovaná hodnota ENF je približne  $10 \log(N_{ch}/C)$ .

Pokiaľ je možné všetky skreslenia vysielateľa DVB-T dobre aproximovať Gaussovým šumom  $N_{tx}$ , meranie ENF, tak ako je opísané vyššie, má byť úplne nezávislé od obidvoch módov DVB-T a charakteristík prijímača. Aby sa dosiahla maximálna možná presnosť merania, meranie je potrebné vykonať použitím (nehierarchického) módu, vyžadujúceho najvyššiu hodnotu C/N, t. j. 64-QAM R=7/8.

V praxi môžu vzniknúť selektívne efekty ako je zvlnenie amplitúdy a parazitné signály v rámci užitočnej šírky pásma. V týchto prípadoch bude v princípe ENF lepšia (= negatívnejšia hodnota), keď sa použijú silnejšie kódové pomery (ako R = 1/2 alebo 2/3) ako keby sa použili slabšie kódy (ako R = 5/6 alebo 7/8). Či je tento rozdiel merateľný alebo nie, to sa uvidí. Preto sa odporúča merať ENF takisto pri iných kódových pomeroch. Ak dostaneme zanedbateľný rozdiel medzi hodnotami ENF s rôznymi kódovými pomermi, čo bude naznačovať, že existuje niekoľko selektívnych efektov alebo, že tieto efekty sa dajú dobre aproximovať pomocou Gaussovho šumu. Ak dostaneme významný rozdiel v hodnotách ENF bude to znamenať, že

ENF (aj END) je závislá od kódového pomeru. V tomto prípade hodnota ENF , ktorá sa použije (samostatne alebo na výpočet END), má byť jedna hodnota prislúchajúca danému kódovému pomeru tak, ako bude vysielač DVB-T použitý sieťovým operátorom.

### E.9.2 Metódy prevodov medzi ENF a END

Považujme  $(C/N)_{\min, \text{theory}}$  za minimálnu požadovaný C/N v móde DVB-T daný normou EN 300 744 [9]. Predpokladajme implementačnú stratu 3,0 dB vo všetkých módoch. Považujme  $X = (C/N)_{\min, \text{real}}$  za príslušnú hodnotu minimálneho požadovaného C/N v móde DVB-T.

$$X = (C/N)_{\min, \text{real}} = (C/N)_{\min, \text{theory}} + 3,0 \text{ dB}$$

END možno vypočítať z ENF pomocou vzorca:

$$\text{END} = -10^{10} \log(10^{-X/10} - 10^{\text{ENF}/10}) - X$$

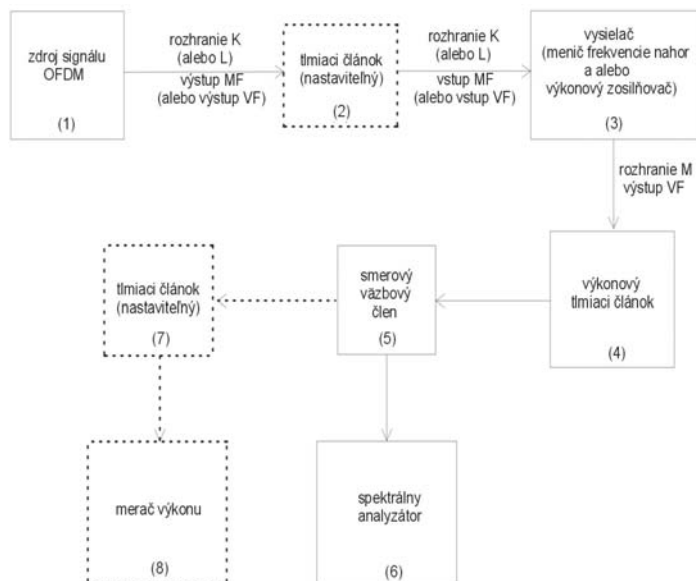
Príklad:

$X = 19,5 \text{ dB}$  (64QAM,  $R = 2/3$ )

$\text{ENF} = -30,0 \text{ dB}$

$$\text{END} = -10^{10} \log(10^{-19,5/10} - 10^{-30,0/10}) - 19,5 \text{ dB} = 0,41 \text{ dB}$$

### E.10 Opis linearity (potlačenie zakrivenia)



Obrázok E-18 – Meracia zostava na "charakterizovanie linearity"

#### E.10.1 Zariadenie

- (1) Zdroj signálu OFDM (rozhranie K alebo L vysielača DVB-T);
- (2) Tlmiaci článok, podľa možností nastaviteľný po krokoch 0,1 dB (max. 0,5 dB). Pozrite prípadne E.10.2, poznámku (d);
- (3) Meraný vysielač;

- (4) Výkonový tlmiaci článok;
- (5) Smerový väzobný člen alebo tlmiaci článok, pozri v E.10.2, poznámku (a);
- (6) Spektrálny analyzátor;
- (7) Tlmiaci článok podľa možností prestaviteľný. Prípadne pozrieť v E.10.2, poznámka (c);
- (8) Merač výkonu. Pozrite prípadne v E.10.2, poznámku (a).

### E.10.2 Poznámky a upozornenia

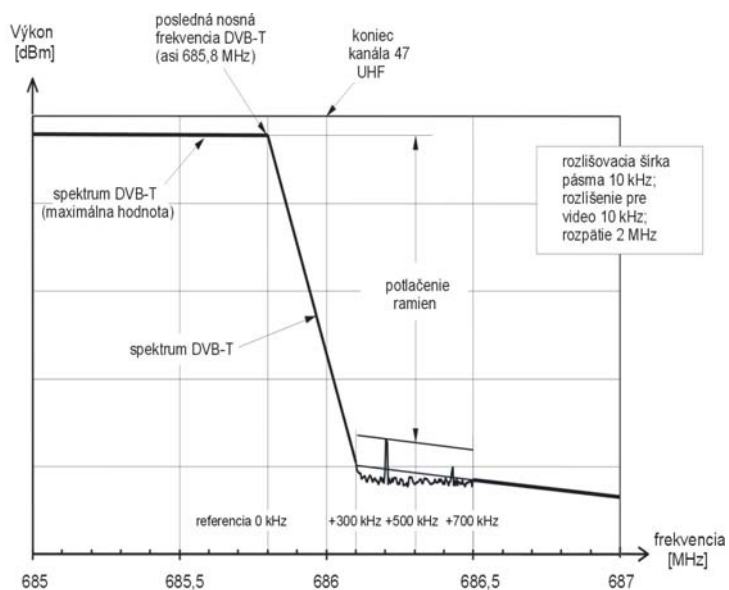
- (a) Merač výkonu (8) je možné použiť na overenie a sledovanie výstupného výkonu vysielача (3) a v procese kalibrácie. Ak nie je dostupný merač výkonu (8), smerový väzobný člen (5) sa môže nahradiť vhodným tlmiacim článkom pripojeným k spektrálnemu analyzátoru (6).
- (b) Je potrebné dbať na správny výber výkonového tlmiaceho článku (4) kvôli maximálnemu povolenému výkonu.
- (c) Treba dbať na správny výber všetkých tlmiacich článkov (a smerových väzobných členov), aby sa zabránilo poškodeniu meracích zariadení. Napríklad funkciou voliteľného tlmiaceho článku (7) je ochrana sondy merača výkonu. Tlmiaci článok (7) možno taktiež použiť na meranie a napríklad sa môže zapojiť v reťazci priamo k prijímaču.
- (d) Treba dať pozor na povolený výkon na vstupe MF (alebo RF) vysielача v prípade, že chceme dosiahnuť správny pracovný bod. Na tento účel sa môže použiť napríklad doplnkový tlmiaci článok (2).

### E.10.3 Merací proces (príklad kanála UHF 47)

- Krok 1: Vybrať strednú frekvenciu spektrálneho analyzátoru v strede kanála UHF (t. j. 682 MHz v kanále 47). Overiť výstupnú úroveň výkonu použitím filtra s vysokým rozlíšením šírky pásma (3 MHz alebo 5 MHz) a porovnať s hodnotou získanou pomocou merača výkonu (ak je dostupný).
- Krok 2: Vybrať strednú frekvenciu spektrálneho analyzátoru na konci UHF kanála (t. j. 686 MHz v kanále 47).
- Krok 3: Vybrať správny rozsah (napríklad 2 MHz).
- Krok 4: Vybrať rozlíšenie šírky pásma (10 kHz je adekvátne v módoch 2 k a 8 k) a nastaviť úroveň.
- Šírka videopásma je rovnakého rádu.
- Krok 5: Merať výkonovú úroveň na 300 kHz a 700 kHz od horného okraja spektra DVB-T a postupovať tak, ako je uvedené v 9.10. Posledná nosná frekvencia DVB-T je približne na pozícii +3,8 MHz od stredu kanála UHF: potom dva meracie body v kanále 47 budú 686,1 MHz a 686,5 MHz.
- Krok 6: Opakovať kroky od 2 do 5 v dolnom okraji spektra.
- Krok 7: Prípad s najhoršou hodnotou výsledkov horného a dolného okraja je "potlačenie zakrivenia" (dB).

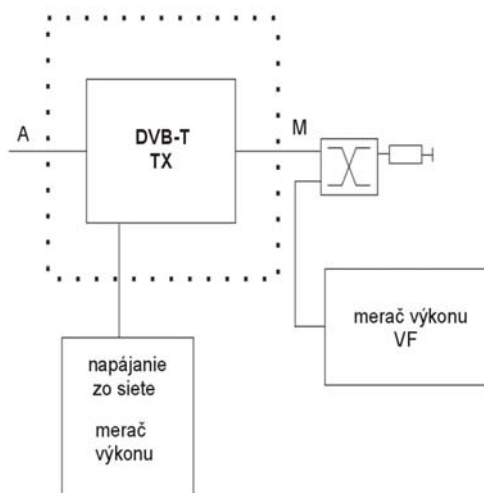
POZNÁMKA. – Získaná hodnota sa má dať do súvislosti s použitým módom (2 k alebo 8 k) zdroja OFDM.

Funkcia spektrálneho analyzátora "maximum-hold", ak je dostupná, môže pomôcť uskutočniť meranie.



Obrázok E-19 – Príklad s horným okrajom DVB-T spektra v kanáli UHF 47

### E.11 Výkonová účinnosť



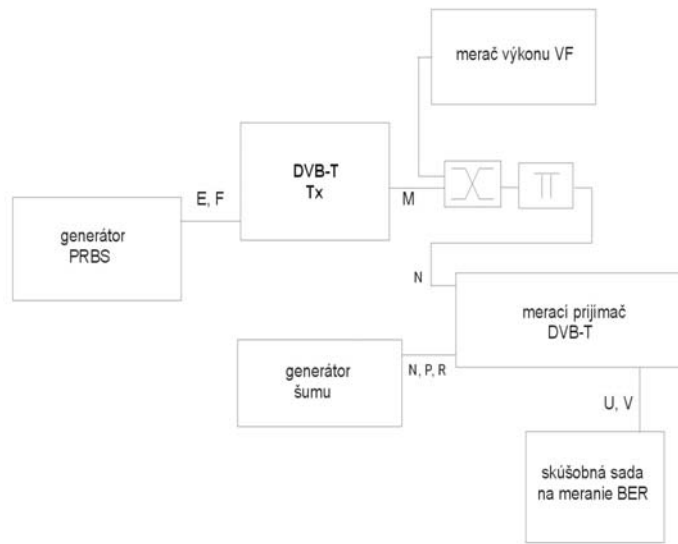
Obrázok E-20 – Výkonová účinnosť

### E.12 Koherentné rušenie

Pripojiť vhodný spektrálny analyzátor k rozhraniu N.



### E.13 BER v závislosti na C/N pri zmene výkonu vysielča



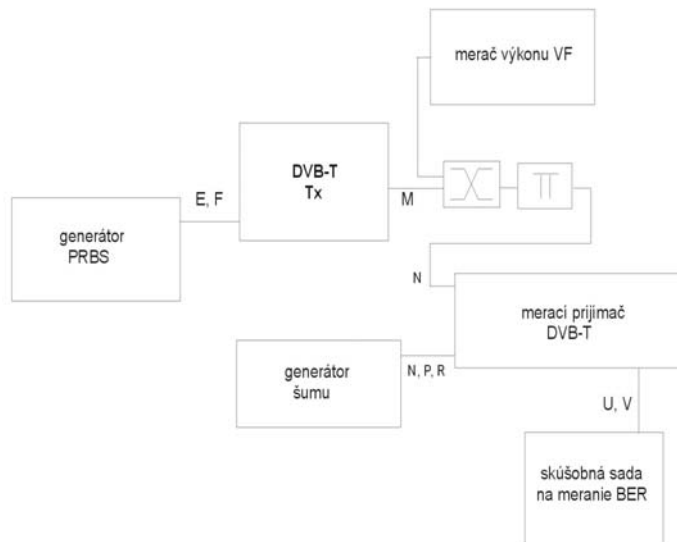
**Obrázok E-21 – BER v závislosti na C/N pri zmene výkonu vysielča**

Nastaviť úroveň signálu na vstupe prijímača vždy na rovnakú hodnotu s rôznymi výstupnými výkonmi Tx pomocou tlmiaceho článku.

Výsledky tohto merania je možné predložiť vo forme grafov, ako:

- BER v závislosti na C/N pri konštantnom  $P_{out}$ ;
- BER v závislosti na  $P_{out}$  pri konštantnom C/N;
- BER v závislosti na  $P_{out}$  pri konštantnom výkone šumu.

## E.14 BER v závislosti na C/N pri zmenách výkonu Gaussovho šumu



Obrázok E-22 – BER v závislosti na C/N pri zmenách výkonu Gaussovho šumu

## E.15 BER pred Viterbiho (vnútorným) dekódovačom

Pozri 9.15.

POZNÁMKA. – Pri meraní opísanom v článkoch 9.15, 9.16, 9.17, 9.18 a 9.19 sa uvažuje o špecializovaných meracích zariadeniach.

## E.16 Celkové oneskorenie signálu

Meracia zostava na meranie oneskorenia vysielačov použitím referenčného vysielača je na obrázku E-23, kde je voliteľné nastavenie oneskorenia referenčného vysielača.

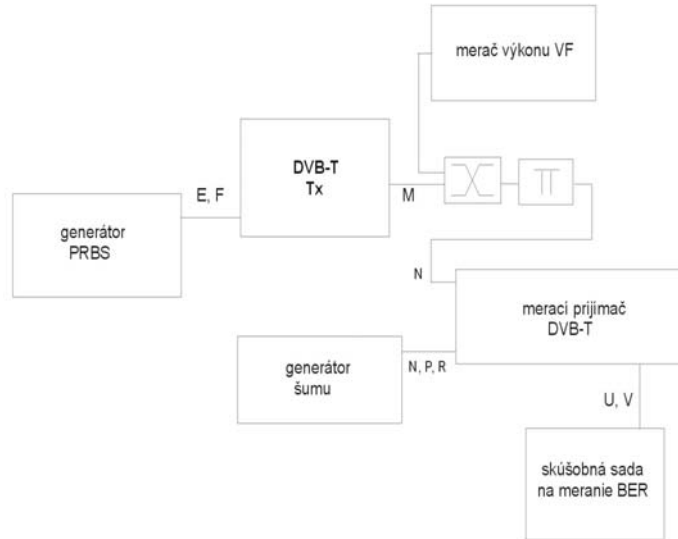
Zámerom je, aby bol referenčný vysielač postavený s čo najmenším oneskorením, aké je možné. Sú dva možné spôsoby, ako merať rozdiel oneskorenia medzi skúšaným vysielačom a referenčným vysielačom.

- Priamo meraním šírky lalokov ako je uvedené na obrázku E-24. Určené oneskorenie merané graficky na tomto obrázku je 770 ns.
- Vložením kalibrovaného premenlivého oneskorenia do referenčného vysielača ako je uvedené na obrázku E-23. Oneskorenie sa potom zvyšuje po krokoch, pokiaľ šírka lalokov je dostatočne veľká na to, aby presiahla šírku kanála. Potom je rozdiel oneskorení rovný vloženému oneskoreniu (obrázok E-25).

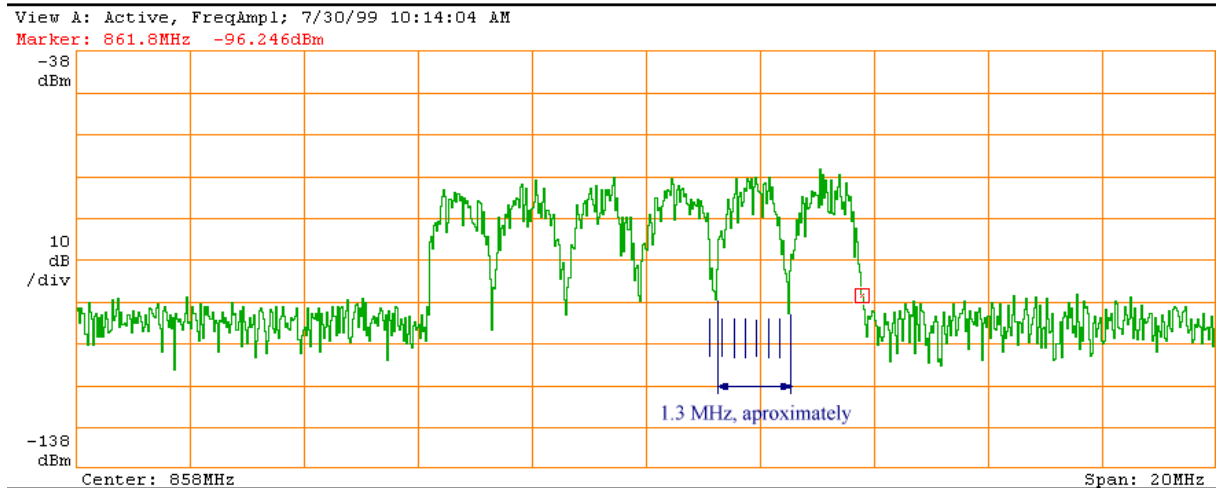
POZNÁMKA. – Keď je šírka laloka presne 8 MHz, relatívne oneskorenie je  $1/8 = 125$  ns. Ak sa dosiahne širší lalok, je relatívne oneskorenie menšie. Tento rozsah oneskorení reprezentuje minimálnu časť ochranného intervalu a preto obyčajne nie je potrebná vysoká presnosť.

Najkratší ochranný interval v kanále 8 MHz predstavuje 7 mikrosekúnd ( $1/32 \cdot 224$  mikrosekúnd) v móde 2k.

Obrázok E-25 ukazuje prípad, keď oneskorenie bolo nastavené, kým šírka laloka bola väčšia ako šírka kanála, oneskorenie je teda menšie ako 125 ns, v tomto prípade je vizuálne určená hodnota oneskorenia asi 83 ns.

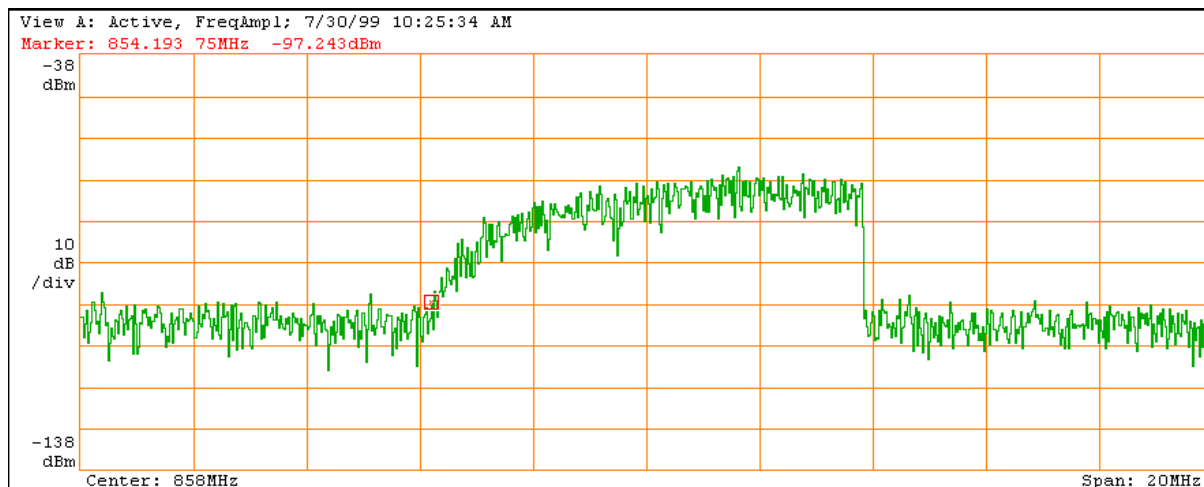


**Obrázok E-23 – Celkové oneskorenie s použitím referenčného vysielča**



**Obrázok E-24 – Priame meranie šírky lalokov 1,3 MHz**

Obrázok E-24 ukazuje lalok o šírke približne 1,3 MHz, pri celkovom rozsahu 20 MHz alebo 2 MHz/dielik (vybavenie dvojitého značkovača nebolo pri tomto meraní zapnuté, takže sa urobilo grafické priblíženie), potom rozdiel v oneskorení medzi dvomi vysielacími bude:  $D = 1/1,3 = 770$  ns.



**Obrázok E-25 – Šírka laloka väčšia ako 8 MHz (asi 12 MHz)**

Obrázok E-25 ukazuje šírku laloka, ktorý môže byť široký asi 12 MHz (vizuálny odhad), pri celkovom rozsahu 20 MHz alebo 2 MHz/dielik (vybavenie dvojitého značkovača nebolo pri tomto meraní zapnuté, takže sa urobilo grafické priblíženie), potom rozdiel v oneskorení medzi dvomi vysielacími bude:  $D = 1/12 = 83$  ns.

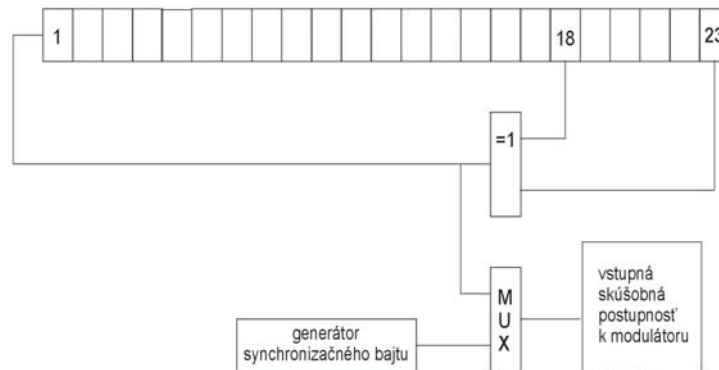
## Príloha F (informatívna)

### Špecifikácia skúšobných signálov modulátora DVB-T

#### F.1 Úvod

V prípade porovnávania simulovaných dát v rámci modemu DVB-T je nevyhnutné špecifikovať skúšobné body, formáty signálu a podskupinu módov. Táto technická správa obsahuje potrebné špecifikácie, ktoré majú postačovať na potreby porovnávania simulovaných dát v rôznych bodoch v rámci modulátora.

#### F.2 Vstupný signál



Obrázok F-1 – Vstupný skúšobný generátor postupností do modulátora DVB-T

Počet bitov v superrámci závisí na aktuálnom móde DVB-T. Maximálny počet Reedových - Solomonových paketov MPEG-2 v superrámci je 5 292. To zodpovedá 7 959 168 vstupným bitom, čo je menej ako maximálna dĺžka postupnosti  $2^{23}-1 = 8\,388\,607$ . Vstupná skúšobná postupnosť privedená na vstup modulátora sa môže preto generovať posuvným registrom dĺžky 23 s vhodnou spätnou väzbou. Polynomický generátor má byť  $1 + x^{18} + x^{23}$ . Dáta PRBS sú v každom stoosemdesiatomšom bajte nahradené synchronizačným bajtom 47 HEXA. To znamená, že počas synchronizačných bajtov generátor PRBS má pokračovať, ale zdrojom výstupu je synchronizačný bajt namiesto generátora PRBS. Vstupná skúšobná postupnosť začína synchronizačným bajtom ako prvých 8 bitov a inicializačné slovo v generátore PRBS je "samé jednotky". Generátor PRBS sa vynuluje na začiatku každého superrámca. Skúšobná postupnosť na začiatku každého superrámca začína:

0100 0111 0000 0000 0011 1110 0000 0000 0000 1111 1111 1100 (prvý bajt je synchronizačný bajt 47 HEX).

Zodpovedajúce HEX čísla sú: 47 00 3E 00 0F FC.

Existuje až 8 možných fáz energetického disperzálu s ohľadom na začiatok superrámca. Prvý synchronizačný bajt postupnosti, t. j. prvých 8 bitov sa má invertovať blokom energetického disperzálu. Dĺžka vstupného signálu môže byť v princípe ľubovoľná. Nie je účelné mať postupnosť kratšiu ako jeden symbol OFDM. Maximálna dĺžka bude v praxi obmedzená množstvom dát. S veľmi veľkými dátovými súborami sa bude ťažšie pracovať a vzájomne ich vymieňať. Jeden superrámec je preto považovaný za najdlhšiu postupnosť, ktorá nás bude zaujímať. Vonkajší prekladač rozprestrie dáta pozdĺž polí superrámca. Nejednoznačnosť výstupnej postupnosti, ktorá je tým spôsobená je obídená použitím druhého superrámca v simulovanej postupnosti ako výstupného signálu. To znamená, že simulátor má vytvoriť jeden superrámec ešte predtým ako sa objavia užitočné dáta na výstupe.

Formát súboru na uchovanie dát umožňuje premenlivé dĺžky simulovaných dát, nakoľko indikátor dĺžky je obsiahnutý v záhlaví súboru. Simulácie s rôznymi dĺžkami sa môžu preto porovnať s postupnosťou najkratšej dĺžky.

### F.3 Skúšobné módy

Záhlavie súboru v skúšobnom súbore obsahuje informácie o špecifickom móde DVB-T použitom na simuláciu. Čítaním tejto informácie získame kompletný opis nastavenia. Za účelom jednoduchého porovnania dát a redukovania množstva simulácií sú definované "preferované módy". Preferovaný skúšobný mód v nehierarchickom prenose je:

Vnútorý kódový pomer:	2/3;
Modulačná metóda:	64 QAM;
Veľkosť FFT:	8 k;
Ochranný interval:	1/32.

V hierarchickom prenose je preferovaný mód:

Vnútorý kódový pomer HP:	2/3;
Vnútorý kódový pomer LP:	3/4;
Modulačná metóda:	QPSK v 64 QAM, $\alpha = 2$ ;
Veľkosť FFT:	8 k;
Ochranný interval:	1/32.

### F.4 Meracie body

Simulované dáta sa môžu snímať v rôznych bodoch v rámci modulátora. Definujeme osem meracích bodov, ktoré súvisia s rozhraniami znázornenými na obrázku 9-1:

1. na vstupe (A);
2. za adaptáciou multiplexu, energetický disperzál (B);
3. za vonkajším kódovačom (C);
4. za vonkajším prekladačom (D);
5. za vnútorným kódovačom (E);
6. za vnútorným prekladačom (F);
7. po adaptácii rámca (H);
8. po vložení ochranného intervalu (J).

### F.5 Formát súboru na výmenu simulovaných dát

Záhlavie súboru a tiež simulované dáta z modemu sa ukladajú ako znaky ASCII v súboroch s návratom posuvu a posunom riadka na konci každého riadka. V prípade výmeny dát je

dôležité, aby sa rovnaký formát súboru použil všade. Súbor obsahujúci takéto dáta má mať záhlavie, ktoré nesie nasledujúcu informáciu:

- textový reťazec s maximálne 80 znakmi (pridruženie, čas, miesto a pod.);
- "printf" reťazec použitý na záznam dát v dátovej sekcii súboru;
- opis meracieho bodu;
- dĺžka vyrovnávacej pamäte;
- konštelácia;
- hierarchia;
- kódový pomer (kódový pomer HP);
- kódový pomer LP (nemá význam v nehierarchických módoch);
- ochranný interval;
- prenosový mód;
- simulované dáta (HEX alebo pohyblivá rádová čiarka).

Špecifikácia každého z týchto vstupov je uvedená v tabuľkách od F.1 do F.8.

### F.5.1 Číslo meracieho bodu

Tabuľka F.1 – Číslo meracieho bodu

Merací bod	Rozhranie	Text obsiahnutý v záhlaví súboru
1	A	na vstupe
2	B	po adaptácii MUX a energetického disperzálu
3	C	za vonkajším kódovačom
4	D	za vonkajším prekladačom
5	E	za vnútorným kódovačom
6	F	za vnútorným prekladačom
7	H	po adaptácii rámca
8	J	po vložení ochranného intervalu

### F.5.2 Dĺžka vyrovnávacej pamäte

Indikátor dĺžky určuje počet riadkov obsiahnutých v sekcii dát súboru, ktorý má dve pohyblivé rádové čiarky alebo jedno dvojčiferné HEX na každom riadku.

### F.5.3 Usporiadanie bitov za vnútorným prekladačom

Signál v meracom bode 4 za vnútorným prekladačom má obsahovať dáta jednej nosnej frekvencie na každom riadku. Usporiadanie bitov musí byť v súlade s tabuľkou F.2.

### Tabuľka F.2 – Usporiadanie bitov pri vyjadrení signálu v meracom bode 4 za vnútorným prekladačom

Modulačná metóda	Usporiadanie bitov	Vyjadrenie
QPSK	$y_{0q} y_{1q}$	2-digit HEX (00 to 03)
16 QAM	$y_{0q} y_{1q} y_{2q} y_{3q}$	2-digit HEX (00 to 0F)
64 QAM	$y_{0q} y_{1q} y_{2q} y_{3q} y_{4q} y_{5q}$	2-digit HEX (00 to 3F)

#### F.5.4 Pridelenie nosných frekvencií

Signál obsahuje 1 705 alebo 6 817 aktívnych nosných frekvencií v módoch 2 k a 8 k. V prípade jednoduchého porovnania rôznych skupín dát sa má špecifikovať ich pridelenie do buniek FFT. Signál je usporiadaný tak, že je centrován okolo polovice vzorkovacej frekvencie.

Tabuľka F.3 – Pridelenie nosných frekvencií

	Bunky FFT obsahujúce nuly	Bunky FFT obsahujúce užitočné dáta	Bunky FFT obsahujúce nuly
mód 2k	od 0 do 171	od 172 ( $K_{\min}$ ) do 1 876 ( $K_{\max}$ )	od 1 877 do 2 047
mód 8k	od 0 do 687	od 688 ( $K_{\min}$ ) do 7 504 ( $K_{\max}$ )	od 7 505 do 8 191

#### F.5.5 Škálovanie

V meracom bode 7 (po adaptácii rámca) sa majú dáta škálovať takto: "Dĺžka vektora zosilneného pilota" je rovná jednotke.

Koeficient zisku obvodu IFFT sa má rovnať 1. Tento koeficient zisku je definovaný takto:

$$\eta = \sqrt{\frac{\sum_N (z z^*)}{\sum_N (x x^*)}}$$

kde  $x$  sú komplexné čísla predstavujúce kompletný symbol OFDM na vstupe IFFT vrátane dátových nosných frekvencií, pilotov a nulových nosných frekvencií.  $A z$  je komplexný signál prislúchajúceho symbolu OFDM na výstupe IFFT pred vložením ochranného intervalu. Číslo  $N$  je rovné veľkosti IFFT (2k alebo 8k). Hviezdičkou sú označené komplexne združené čísla. Toto zabezpečuje správne škálovanie dát v meracom bode 8 (po vložení ochranného intervalu).

#### F.5.6 Konštelácia

Možné konštelácie sú uvedené v tabuľke F.4. Záhlavie súboru má obsahovať jednu z nich.

Tabuľka F.4 – Konštelácie

QPSK
16-QAM
64-QAM



### F.5.7 Hierarchia

Identifikátor hierarchie špecifikuje hierarchický mód, či je zapnutý alebo vypnutý a takisto definuje hodnotu „alfa“ v prípade aktívneho hierarchického módu. V prípade nehierarchického módu je koeficient „alfa“ nastavený na jednotku. Tabuľka F.5 obsahuje možné voľby a záhlavie súboru má obsahovať jednu z nich.

**Tabuľka F.5 – Identifikácia hierarchie**

<b>Nehierarchická, alfa = 1</b>
Hierarchická, alfa = 1
Hierarchická, alfa = 2
Hierarchická, alfa = 4

### F.5.8 Kódový pomer LP a HP

Identifikátory kódového pomeru špecifikujú kódový pomer v tokoch LP a HP. Tabuľka F.6 obsahuje možné voľby a záhlavie súboru má obsahovať jednu z nich.

**Tabuľka F.6 – Identifikátor kódového pomeru**

<b>Identifikátor kódového pomeru</b>
$\frac{1}{2}$
$\frac{2}{3}$
$\frac{3}{4}$
$\frac{5}{6}$
$\frac{7}{8}$

### F.5.9 Ochranný interval

Tabuľka F.7 obsahuje možné voľby ochranného intervalu a záhlavie súboru má obsahovať jednu z nich.

**Tabuľka F.7 – Identifikátor ochranného intervalu**

<b>Identifikátor ochranného intervalu</b>
$\frac{1}{32}$
$\frac{1}{16}$
$\frac{1}{8}$
$\frac{1}{4}$

### F.5.10 Prenosový mód

Prenosový mód môže byť 2k alebo 8k. Tabuľka F.8 obsahuje možnosti a záhlavie súboru má obsahovať jednu z týchto možností.

**Tabuľka F.8 – Identifikátor prenosového módu**

<b>Identifikátor prenosového módu</b>
2 048
8 192

### F.5.11 Formát dát

Dáta v meracom bode od 1 do 6 sú uložené do súboru použitím dvojciferných čísel HEX s "printf"reťazcom % X\n.

V meracom bode 7 a 8 obsahuje každý riadok v súbore reálne a imaginárne časti, pričom v každej je najmenej 6 platných desiatkových číslíc. Reálne a imaginárne časti sú oddelené najmenej dvomi medzerami. Dáta sú zapísané do súboru použitím "printf" s % e\n.

### F.5.12 Príklad

Toto je príklad výpisu zo súboru, obsahujúceho dátovú postupnosť na vstupe v danom móde v prípade nehierarchického prenosu. Text v okrúhlych zátvorkách je len na vysvetlenie a nemá byť obsahom súboru.

Štokholm, Máj 22, 1996, príklad vstupných dát. Preferovaný nehierarchický mód:

%X\n (dáta uložené vo formáte HEX);  
na vstup (dáta v meracom bode 1 na vstupe modulátora);  
758 016 (jeden superrámec dát);  
64-QAM (konštelácia 64 QAM);  
nehierarchická, alfa = 1 (nehierarchický prenos);  
2/3 (2/3 vnútorný kódový pomer);  
0 (kódový pomer LP);  
1/32 (ochranný interval = 1/32);  
8 192 (veľkosť IFFT 8k);  
47 (prvý dátový bajt je synchronizačný bajt 47 HEX);  
00 (zvyšok dát).

## Príloha G (informatívna)

### Teoretický základ informácií o meracích postupoch

Táto informatívna príloha predstavuje prehľad teoretického základu meracích postupov odporúčaných v tejto technickej správe. Je to pokus o zhromaždenie najdôležitejších informácií na jednom mieste, výhodných obzvlášť pre inžinierov a technikov, pre ktorých sú techniky digitálnej modulácie niečím novým. Predpokladá sa, že poskytnú vedomosti na teoretickej i praktickej úrovni, najmä pri hľadaní potenciálnych zdrojov nejednoznačnosti a chýb pomôžu používateľovi tejto správy vykonávať platné, presné a opakovateľné meranie.

#### G.1 Prehľad

Základnou úlohou digitálneho prenosového systému je prenášať dáta z bodu A do bodu B pokiaľ možno s minimom chýb. To znamená, že základné meranie kvality systému je chybovosť prenosu.

Chybovosť prenosu sa obyčajne meria ako bitová chybovosť (BER), informatívne je možné posúdiť tiež chybovosť prenosových elementov ako sú bajty, pakety MPEG, alebo m-bitové modulačné symboly. Hoci v praxi môže byť cieľom implementácie určitá zaručená minimálna charakteristika BER systému, samotná BER systému nie je mimoriadne informatívnym meraním.

Najdôležitejšou charakteristikou ľubovoľného digitálneho prenosového systému je BER vyjadrená ako funkcia pomeru výkonu užitočnej informácie k rušivému nažiaducemu výkonu (C/N). To zvyrazňuje aj fakt, že väčšina meraní v tejto technickej správe sa týka BER v závislosti na C/N (alebo ekvivalentne BER v závislosti na  $E_b/N_0$ ).

Je tam meranie jednotlivých prvkov (meranie výkonu a BER). Je tam meranie rozdielu medzi teoretickou a ideálnou charakteristikou (meranie prahu a skreslení). Je tam meranie, ktoré má pomôcť pri identifikovaní zdrojov chýb pri prenose (rušenie, spektrum, džiter a meranie I/Q). Sú tam meranie na sledovanie dôsledkov prenosových chýb na systémovej úrovni (dostupnosť, záznam chybových udalostí).

#### G.2 Výkon nosnej frekvencie VF/MF

Pri opise signálov QAM používaných systémom DVB-C alebo signálov QPSK používaných v systéme DVB-S sa často odvolávame na modulovaný signál VF/MF ako na "nosnú frekvenciu" (C), hlavne na jej odlíšenie od "signálu" (S), ktorý sa používa hlavne keď sa odvolávame na demodulovaný signál v základnom pásme.

Striktne povedané, je veľmi nesprávne opisovať tento signál ako signál nosnej frekvencie, pretože modulácie QAM a QPSK (ktoré sú ekvivalentné 4-stavovej QAM) sú modulačné schémy s potlačenou nosnou frekvenciou. V prípade OFDM s tisícami potlačených nosných frekvencií a s rôznymi pilotmi je pomenovanie "nosná frekvencia" ešte nevhodnejšie. To je dôvod prečo sa vo vyššie uvedenom odseku zámerne používa výraz "výkon užitočnej informácie", a prečo je v tejto technickej správe parameter uvádzaný ako výkon VF/MF.

Je jasné, že inžinieri budú pokračovať v používaní nosnej frekvencie ako vhodnej skratky tohto parametra, najmä keď bude reč o "pomere nosná frekvencia-šum". Je zrejme márne pokúšať sa to zmeniť, takže namiesto toho je jasne definované čo máme namysli pri "nosnej frekvencie" v tomto kontexte. Nosná frekvencia, presnejšie povedané výkon VF/MF, je celkový výkon modulovaného signálu VF/MF ako by bol meraný termickou výkonovou sondou v prípade neprítomnosti žiadnych iných signálov (vrátane šumu).

V kompatibilných systémoch DVB je spektrum QAM/QPSK ovplyvnené „kosínusovým filtrovaním“ s koeficientom roll-off ( $\alpha = 0,15$ ) v systémoch DVB-C, alebo 0,35 v systémoch DVB-S. V ideálnom systéme QAM/QPSK to znamená, že celý výkon VF/MF bude ležať vo frekvenčnom pásme:

$$BW_{OCC(QAM)} = f_C \pm (1 + \alpha) \times \frac{f_S}{2} \quad (G.1)$$

Rovnica G.1 definuje signál so šírkou obsadeného pásma, kde  $f_C$  je nosná frekvencia,  $f_S$  je symbolová rýchlosť modulácie, a  $\alpha$  je korekčný koeficient filtra. Výkon VF/MF (alebo "nosná frekvencia") je celkový výkon v tejto „obdĺžnikovej“ šírke pásma, teda bez použitia ďalšieho filtrovania.

V systémoch OFDM je definícia šírky obsadeného pásma vyjadrená odlišne kvôli inej použitej modulačnej technike, princíp je veľmi podobný. "Ramená" OFDM nie sú považované za výkon užitočnej informácie a nie sú zahrnuté do výpočtu výkonu VF/MF, dokonca i keď výkon skutočne prichádza na výstup vysielača:

$$BW_{OCC(OFDM)} = n \times f_{SPACING}, \quad (G.2)$$

kde  $n = 6\,817$  (mód 8k) alebo  $1\,705$  (mód 2k) a  $f_{SPACING} = 1\,116$  Hz (mód 8k) alebo  $4\,464$  Hz (mód 2k).

V reálnom viacsignálovom systéme (napríklad živá sieť CATV) meranie výkonu VF/MF v jednom kanáli vyžaduje frekvenčne selektívnu techniku. Môže sa použiť termická sonda, pred ktorú sa zaradí vhodný kalibrovaný kanálový filter, spektrálny analyzátor s možnosťou merania výkonu v určitom pásme, prípadne merací prijímač. V závislosti od meracej techniky sa môže požadovať filter na odstránenie "ramien" jednoduchého signálu OFDM.

### G.3 Úroveň šumu

Úroveň šumu je výkon nežiaduceho rušenia prítomný v systéme v prípade, keď sa odpojí výkon užitočnej informácie. Je to menej obmedzená veličina ako výkon VF/MF, pretože tu nie je konečná "korektná" šírka pásma na ktorej sa môže merať šum. Výber môže byť veľmi široký, ale najvhodnejšia je "špičková trojica" možností:

- 1) **Šírka pásma kanála:** V systéme ako je sieť CATV je potrebné vybrať šírku kanála, napríklad 8 MHz, ako systémovú šírku pásma šumu. DVB-MG to považuje za nevhodné na meranie C/N v digitálnych TV systémoch. Dôsledkom môžu byť zavádzajúce zlé pomery C/N, pričom modulačná symbolová rýchlosť je nízka vo vzťahu k dostupnej šírke pásma kanála. Zbytočne to komplikuje prevod medzi meraním C/N urobeným "v kanáli" a "v prijímači" zavedením korekčných koeficientov závislých na symbolovej rýchlosti.
- 2) **Symbolová rýchlosť:** V digitálnej modulácii používajúcej rozdelenie Nyquistovho filtrovania rovnomerne medzi vysielač a prijímač, je šírka pásma šumu prijímača ekvivalentná symbolovej rýchlosti. V DVB-MG sa to považuje za vhodné meranie C/N digitálnych TV systémov "v prijímači" pokiaľ to odráža veľkosť šumu vstupujúceho do prijímača nezávisle na symbolovej rýchlosti.
- 3) **Šírka obsadeného pásma:** V digitálnej modulácii používajúcej Nyquistovu filtráciu je šírka obsadeného pásma modulovaného signálu  $(1 + \alpha) \times f_S$ . V DVB-MG sa to považuje za vhodné na meranie C/N digitálnych TV systémov "v kanáli" pokiaľ to presne pokrýva prenášané spektrum, nezávisle od symbolovej rýchlosti.

DVB-MG vybrala **šírku obsadeného pásma**, ako ju definuje rovnica G.1, za štandardnú definíciu šírky pásma šumu v systémoch DVB-C a DVB-S. Je to hlavne preto, že za základné meranie C/N sa považuje "v kanáli", ale tiež preto, že možno zaviesť jednoduchý korekčný koeficient na vyjadrenie ekvivalentnej hodnoty C/N "v prijímači".

Inou možnosťou ktorá sa má spomenúť je predpoklad, že výkon šumu je rovnomerne distribuovaný po celom užitočnom frekvenčnom spektre sa dá opísať jednoducho hodnotou výkonovej hustoty šumu ( $N_0$ ), čo je výkon šumu v šírke pásma 1 Hz. Z tohoto môžeme získať výkon šumu v danom systéme so šírkou pásma ( $BW_{SYS}$ ) jednoducho násobením:

$$N = N_0 \times BW_{SYS} \quad (G.3)$$

Keď budeme hovoriť o termíne  $N_0$ , nemusíme definovať šumovú šírku, ale za predpokladu, že šumové spektrum je pozdĺž šírky pásma ktoré nás zaujíma.

#### G.4 Energia na bit ( $E_b$ )

Pri pokuse stanoviť v systéme DVB pevné termíny, energia na bit ( $E_b$ ) to vyzerá skôr ako akademický návrh, najmä keď priamo merateľnou veličinou je výkon VF.

Je užitočné rozumieť, čo je to  $E_b$  trebárs preto, aby sme sa vyhli zmätkom keď sa objaví v technických špecifikáciách alebo v diskusiách. Historicky použitie  $E_b$  pochádza z teórie informácií ako časť akademickej túžby normalizovať charakteristiky rôznych modulačných formátov a kódovacích schém na účely porovnávania.

Energia na bit je energia vynaložená na prenos každého bitu informácie. Menej prakticky sa  $E_b$  používa ako samostatná veličina, je veľmi vhodná v súvislosti s grafom závislosti BER na pomere  $E_b/N_0$  – čo je dobre známa "krivka vodopádu" (pozri obrázky G-1 a G-2).

Normalizovaním pomeru  $E_b/N_0$  na osi X sa môžu porovnávať relatívne charakteristiky rôznych spôsobov digitálnej modulácie a kanálového kódovania, pretože tým sa odstránia škálovacie efekty z daného signálu a šumových výkonov, počet bitov na symbol a symbolová rýchlosť. Potom je to jednoduchý prípad porovnania pravdepodobnosti bitovej chyby pri danom pomere.

Energia na bit sa môže jednoducho previesť na výkon nosnej frekvencie. Výkon je energia za sekundu. Môžeme to rozšíriť na energiu na bit, násobok bitov na symbol, násobok symbolov za sekundu. Algebraickým vyjadrením dostaneme:

$$C = E_b \times \log_2(M) \times f_s \quad (G.4)$$

#### G.5 Pomer C/N a pomer $E_b/N_0$

Parametre ktoré sa môžu priamo merať sú výkon VF/MF alebo výkon "nosnej frekvencie" (C) a výkon šumu na určitej šírke pásma (N). Z týchto meraní môžeme priamo vypočítať pomer C/N.

S vyššie uvedenými rovnicami, znalosťou parametrov (napríklad  $f_s$ ) a trochou algebry môžeme tiež získať ekvivalent pomeru  $E_b/N_0$ .

#### G.6 Praktické aplikácie meraní

V tomto bode to vyzerá, že C/N (alebo  $E_b/N_0$ ) je definovaný a naozaj je to z algebraického pohľadu.

Je to oblasť ustavičných nedorozumení pri aplikovaní tohto jednoduchého vzorca v prípade, keďže používateľovi nie je veľmi jasné či je meraný pomer  $C/N$  alebo  $E_b/N_0$  a aké hodnoty sa použijú na závislé parametre, predovšetkým šumová šírka pásma systému.

$C/N$  (alebo  $E_b/N_0$ ) možno merať "v kanáli" alebo "v prijímači". Význam "v kanáli" je celkom samozrejмый, výraz "v prijímači" potrebuje ďalšie vysvetlenie.

Obyčajne sa v prijímači používajú tri procesy filtrovania. Prvým (ktorý je voliteľný) je relatívne širokopásmová preladiteľná preselekcija na jednoduché zníženie výkonu VF na vstupe prijímača. Druhý, ktorý sa obyčajne používa na MF, je pásmový priepust vyššieho rádu – filter na výber kanála, slúžiaci na extrahovanie požadovaného signálu (ideálne) bez zmeny spektra signálu. Tretím je kosínusová Nyquistova filtrácia filtrom, ktorého frekvenčná charakteristika je definovaná druhou odmocninou z kosínusu, implementovaná obyčajne v dolnopriepustných filtroch a nasleduje po demodulácii zložiek I/Q.

Pre teoretickú jednoduchosť predpokladáme, že šírka pásma prijímača a tvar pásma sú úplne definované uvedenými dolnopriepustnými kosínusovými filtermi, pretože ostatné filtre VF/MF sú určené len na preselekciju signálu. Takže prijímač môžeme modelovať ako širokopásmový prijímač s uvedeným kosínusovým dolnopriepustným filtrom, ktorý nasleduje po demodulácii I/Q.

Výrazom "v prijímači" máme na mysli význam „po javoch úpravy šírky pásma a tvaru pásma Nyquistovými filtermi prijímača bol vzatý do úvahy“.

Či pri umelom generovaní špecifického pomeru  $C/N$  alebo len pri meraní existujúceho pomeru  $C/N$  je dôležité rozumieť rozdielu medzi uzlami "v kanáli" a "v prijímači".

A ešte praktická poznámka, grafické znázornenie charakteristiky BER prijímača v závislosti na pomere  $E_b/N_0$ , odstráni nejednoznačnosť, ktorá vzniká pri zmene šírky pásma šumu. Ak použijeme hodnotu  $E_b$  "v kanáli" dostaneme určitú krivku BER, ak použijeme mierne nižšiu hodnotu  $E_b$  "v prijímači", potom je pomer  $E_b/N_0$  mierne horší s rovnakou BER, krivka sa otočí naľavo (bližšie k teoretickej krivke) a strata implementácie sa zníži, pretože filtre prijímača nie sú zahrnuté. Príklad nám to pomôže vysvetliť lepšie.

## G.7 Príklad

Vytváranie signálu so špecifickým pomerom  $C/N$  v prípade skúšania parametrov integrovaného digitálneho dekódovača (IRD), alebo možno degradovať prichádzajúci signál VF/MF na špecifický pomer  $C/N$  tak, aby sa zistil prah šumu.

Aby sme to dosiahli, pridáme širokopásmový biely gaussovský šum "v kanáli" k relatívne bezšumovému signálu VF/MF. Meriame (alebo vypočítame) výkon nosnej frekvencie a potom nastavíme výkonovú hustotu šumu tak, aby sme dostali požadovaný výkon šumu vo vybranej šírke pásma šumu.

Vezmeme tieto parametre systému QAM ako príklad:

Symbolová rýchlosť:	$f_S = 6,875 \text{ MHz};$
Koeficient roll-off:	$\alpha = 0,15;$
Systémová šírka pásma šumu:	$BW_{\text{NOISE}} = 8 \text{ MHz};$
Veľkosť konštelácie:	$M = 64;$

Výkon nosnej frekvencie (v dB):

$$C = -25 \text{ dBm},$$

potom:

$$C = -25 \text{ dBm}$$

$$E_b = C - 10 \times \log_{10}(\log_2(M) \times f_S) = -101,15 \text{ dBm}$$

Ak je žiadaný pomer C/N 23 dB, potom :

$$N = C - \left(\frac{C}{N}\right)_{dB} = -48,00 \text{ dBm}$$

$$N_0 = N - 10 \times \log_{10}(BW_{NOISE}) = -118,03 \text{ dBm}$$

Takže pomer C/N aplikovaný v 8 MHz šírke pásma systému sa môže vyjadriť na úrovni VF/MF ako:

$$\frac{C}{N} = 23,00 \text{ dB}$$

$$\frac{E_b}{N_0} = 16,88 \text{ dB}$$

Tento signál prejde cez kosínusové filtre prijímača. Ekvivalentná šírka pásma šumu pásmového kosínusového filtra je ekvivalentná symbolovej rýchlosti  $f_S$ . Výkon šumu originálne definovaný pri šírke pásma systému 8 MHz sa primerane zníži:

$$N_{REC} = N + 10 \times \log_{10}\left(\frac{f_S}{BW_{NOISE}}\right) = -48,66 \text{ dB}$$

Výkonová šumová hustota  $N_0$  sa prijímacím filtrom nezmení:

$$N_{0(REC)} = N_0 = -118,03 \text{ dBm}.$$

Výkon signálu je už predsa tvarovaný kosínusovým filtrom vysielača a jeho výkon len modifikuje len koeficientom  $(1-\alpha/4)$ :

$$C_{REC} = C + 10 \times \log_{10}\left(1 - \frac{\alpha}{4}\right) = -25,17 \text{ dB} \quad (\text{G.6})$$

Energia na bit  $E_b$  je subjektom rovnakého redukčného koeficienta:  $E_{b(REC)} = -101,32 \text{ dBm}$ .

Takže pomer C/N vnútri prijímača možno vyjadriť ako:

$$\frac{C_{REC}}{N_{REC}} = 23,49 \text{ dB}$$

$$\frac{E_{b(REC)}}{N_{0(REC)}} = 16,71 \text{ dB}$$

Je to pomer  $C/N$  (alebo  $E_b/N_0$ ) pri príjme, ktorý po demulovaní prevedieme na pomer signálu ku šumu (SNR) v doméne I/Q. V idealizovanom prípade, keď jediným rušením je len prítomnosť bieleho Gaussovho šumu to tiež určuje modulačnú chybovosť (MER).

Lahko môžeme odvodiť všeobecný vzorec na modifikáciu  $C/N$  kvôli filtrom pri príjme;

$$\frac{C_{REC}}{N_{REC}} = \frac{C}{N} + 10 \times \log_{10} \left[ \frac{\left(1 - \frac{\alpha}{4}\right)}{\left(\frac{f_S}{BW_{NOISE}}\right)} \right] \text{ dB} \quad (\text{G.7})$$

a inak  $E_b/N_0$ ;

$$\frac{E_{b(REC)}}{N_{0(REC)}} = \frac{E_b}{N_0} + 10 \times \log_{10} \left[ 1 - \frac{\alpha}{4} \right] \text{ dB} \quad (\text{G.8})$$

V prípade  $C/N$  je korekčný koeficient závislý od koeficientu roll-off, symbolovej rýchlosti a systémovej šírky pásma šumu použitej na definíciu výkonu šumu. Ak sa šírka obsadeného pásma použije ako systémová šírka pásma šumu, potom sa rovnica G.7 zjednoduší na:

$$\frac{C_{REC}}{N_{REC}} = \frac{C}{N} + 10 \times \log_{10} \left[ \frac{\left(1 - \frac{\alpha}{4}\right)}{\left(1 + \alpha\right)} \right] \text{ dB} \quad (\text{G.9})$$

a korekčný koeficient sa stáva konštantou závislou len od koeficienta filtra  $\alpha$ .

$$\text{DVB-C s koeficientom } \alpha = 0,15 \quad \frac{C_{REC}}{N_{REC}} = \frac{C}{N} + 0,441 \text{ dB};$$

$$\text{DVB-S s koeficientom } \alpha = 0,35 \quad \frac{C_{REC}}{N_{REC}} = \frac{C}{N} + 0,906 \text{ dB}.$$

Na porovnanie, ak niekto vždy používal šírku pásma kanála (napríklad 8 MHz) ako systémovú šírku pásma šumu, potom sa má používať rovnica G.7, korekčný koeficient sa stáva závislým na symbolovej rýchlosti a rozsahy od +0,441 dB na teoretické maximum symbolovej rýchlosti, ktoré je 6,957 MBaud, cez +0,492 dB, napríklad keď je symbolová rýchlosť od 6,875 MBaud do +1,285 dB pri typicky nižšej rýchlosti 5,728 MBaud.

Korekcia v prípade  $E_b/N_0$ : norma DVB-C: koeficient roll-off  $\alpha = 0,15$ , korekčný koeficient je  $-0,166$  dB; norma DVB-S: koeficient roll-off  $\alpha = 0,35$  je  $-0,398$  dB.

Možno je dobré zmieniť sa o tom, že použitie korekčného vzorca  $C/N$  (rovnica G.7) dáva korekčné koeficienty, ktoré naznačujú, že odstup  $C/N$  je vlastne zlepšený prijímacím filtrom, ale je to len kvôli šírke pásma šumu systému, ktorá je väčšia ako šírka pásma šumu prijímača.

Vyjadrenie  $E_b/N_0$  (rovnica G.8) presnejšie odráža realitu, pomer informácie k šumu je vlastne zhoršovaný v malej miere filtrom prijímača, pretože ak filter prepustí spektrum signálu VF správne na okrajoch pásma má takisto prepustiť úmerne k tomu viac šumu ako signálu.



## G.8 Odstup signál-šum (SNR) a modulačná chybovosť (MER)

Po demodulácii náhodne modulovanej QAM alebo QPSK nosnej frekvencie a prislúchajúceho prepusteného pásma šumu približne polovica výkonu signálu a polovica výkonu šumu bude dodaná do každého kanála zložiek základného pásma (I a Q). Demodulačný proces bude mať určitý zisk, ale tento koeficient zisku sa uplatní rovnako pri pomere signál/šum, takže výsledný pomer S/N v každom kanáli bude približne rovnaký ako pomer  $C_{REC}/N_{REC}$  vypočítaný vyššie.

Pomer vektorového súčtu stredných výkonov zložiek I a Q signálu a vektorového súčtu stredných výkonov zložiek I a Q šumu bude teoreticky znamenať presne to isté ako pomer  $C_{REC}/N_{REC}$  vypočítaný vyššie.

Tento pomer výkonu signálu I/Q voči výkonu šumu I/Q je vyjadrený v dB a je to definícia daná v tejto technickej správe o SNR a o MER. Rozdiel medzi týmito dvomi meraniami je, taký aké rušenia prijímaného signálu boli zahrnuté do výpočtu.

Ak jediné významné rušenie je šum, potom SNR a MER sú ekvivalentné a číselné rovné  $C_{REC}/N_{REC}$ . Vzorec medzi  $C_{REC}/N_{REC}$  a C/N závisí od výberu šírky pásma šumu systému. Ak je symbolová rýchlosť zvolená ako šírka pásma šumu systému (ako je definovaná v tejto technickej správe v 6.7), potom vzájomný vzťah je daný pevným posuvom pomeru o 1 dB, ako je opísané vyššie.

To môže naznačovať, že nameraný C/N v pásme priepustnosti môže byť rovný priamo SNR v základnom pásme. Žiaľ do reálneho systému treba zahrnúť aj ďalšie faktory. SNR zdrojového modulátora, závislosť amplitúdy signálu šumového pozadia komponentov systému a fakt, že ekvalizér prijímača bude vytvárať efekty konverzie niektorých lineárnych skreslení na šum. Presný vzájomný vzťah týchto parametrov je predmetom ďalšieho štúdia.

## G.9 BER v závislosti na C/N

Ako bolo uvedené v úvode, bitová chybovosť (BER) ako funkcia odstupú nosná frekvencia-šum (C/N) je najdôležitejšie meranie v akomkoľvek digitálnom prenosovom systéme.

Pri hodnotení charakteristík realizácií modulátorov a demodulátorov sa porovnávajú namerané hodnoty chybovostí BER voči teoretickým limitám hodnotám pravdepodobnosti chyby bitu (BEP)  $P_B$ . Čo sa týka družicových DVB a káblových prenosových systémov je BEP obvyčajne stanovená na základe týchto predpokladov:

- jediný prítomný šum je aditívny biely Gaussov šum;
- kanál sám osebe neprodukuje lineárne alebo nelineárne skreslenie;
- modulátor a demodulátor sú perfektnými zariadeniami (bez chýb časovania, ideálne filtre na obmedzenie pásma).

Na základe týchto predpokladov je možné dosť presne vypočítať horné limity BEP v závislosti na C/N.

Keďže C/N závisí od šírky pásma šumu, je bežnou praxou normalizovania pomeru C/N tým, že sa namiesto toho použije  $E_b/N_0$ , pričom  $E_b$  je energia na bit a  $N_0$  je šumová hustota. Prechod z jednej hodnoty k druhej je daný vzorcom:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N} \times \frac{BW_{NOISE}}{f_S \times m}, \quad (G.10)$$

kde  $BW_{NOISE}$  je ekvivalentná šírka šumu,  $f_S$  je symbolová rýchlosť a  $m$  je počet bitov na symbol,  $m = \log_2(M)$ , kde  $M$  je počet konšteláčnych bodov. Pri aplikovaní tohto vzorca je dôležité, aby sa dôsledne používali hodnoty C/N "v kanáli", alebo C/N "v prijímači".

V prípade, že sa použije dopredná korekcia chýb (FEC), rýchlosť vytvárania informácie  $R_I$  sa zvýši až na prenosovú rýchlosť  $R_T$  pridaním prídavnej informácie FEC. Vzorec

$$R_C = \frac{R_I}{R_T} \quad (G.11)$$

sa nazýva pomer FEC. Prenosová rýchlosť u systému s pomerom FEC 1/2 napríklad bude dvojnásobkom rýchlosti. Preto pri "prenosovej rýchlosti" bude pomer  $E_b/N_0$  o 3 dB menší ako pomer  $E_b/N_0$  pri "informačnej rýchlosti" za predpokladu, že C/N zostáva konštantný. Výsledok vyplýva z faktu, že polovica z dostupného výkonu signálu sa využije na prenos informácie FEC. Na kompenzáciu tohto efektu sa musí zvýšiť  $E_b/N_0$  o 3 dB v prípade BEP pri "rýchlosti vytvárania informácie". Obyčajne, ak sa má výpočet BEP zakladať na rýchlosti vytvárania informácie,  $E_b/N_0$  sa má zvýšiť  $10 \times \log_{10}(1/R_C)$  dB.

Ak sa majú porovnávať charakteristiky rozličných schém FEC vo výkonovo obmedzených kanáloch ako družicový prenos, má sa použiť rýchlosť vytvárania informácie, pretože berie do úvahy výlučne výkon signálu, ktorý je nadbytočný a ktorý je z hľadiska samotnej informácie stratený. V prípade kanálov s obmedzenou šírkou pásma ako je kábel, budú vhodnejšie výsledky založené na prenosovej rýchlosti.

## G.10 Pravdepodobnosť chyby modulácie QAM

Každý stav v  $M$  stavovej konštelácii QAM predstavuje  $\log_2(M) = m$  bitový symbol. Napríklad každý stav v modulácii 64-QAM predstavuje šesťbitový symbol.

Ak je prijímaný signál rušený aditívnym bielym Gaussovým šumom (AWGN), je tu pravdepodobnosť, že hocikákoľvek jednotlivý symbol bude nesprávne dekódovaný ako jeden z vedľajších symbolov. Pravdepodobnosť chyby symbolu  $P_S$  u modulácie QAM s  $M$  konšteláčnymi bodmi, zoradených v pravouhlej zostave, v párne  $m$ , je daná (pozri knihu: John G. Proakis,.: "Digital Communication", McGraw Hill, 1989):

$$P_S\left(\frac{E_b}{N_0}\right) = 2 \times \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \times \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{3 \times \log_2(M)}{2 \times (M-1)} \times \frac{E_b}{N_0}}\right] \times \left\{1 - \frac{1}{2} \times \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \times \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{3 \times \log_2(M)}{2 \times (M-1)} \times \frac{E_b}{N_0}}\right]\right\} \quad (G.12)$$

kde  $\operatorname{erfc}(x)$  je chybová funkcia daná vzorcom:

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt$$

Na praktické účely sa môže rovnica G.12 zjednodušiť vynechaním celkovo bezvýznamnej zmiešanej pravdepodobnosti, aby sme dosiahli aproximáciu;

$$P_S\left(\frac{E_b}{N_0}\right) = 2 \times \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \times \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{3 \times \log_2(M)}{2 \times (M-1)}} \times \frac{E_b}{N_0}\right] \quad (\text{G.13})$$

Tento približný vzorec zavádza chybu, ktorá sa zvyšuje so zhoršujúcim sa  $E_b/N_0$ , ale je to stále menej ako 0,1 dB v 64-QAM pri  $E_b/N_0 = 10$  dB.

Ak  $M$  nie je párne číslo (napríklad  $M = 5$  (32 QAM) alebo  $M = 7$  (128 QAM)), potom vzorec G.14 dáva dobrú aproximáciu hornej hranice  $P_S$  (pozri literatúru: Proakis, John G.: "Digital Communication", McGraw Hill, 1989):

$$P_S\left(\frac{E_b}{N_0}\right) \leq 1 - \left[1 - \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{3 \times \log_2(M)}{2 \times (M-1)}} \times \frac{E_b}{N_0}\right)\right]^2 \quad (\text{G.14})$$

Ako už bolo stanovené, vyššie uvedené rovnice s pravdepodobnosťou chyby symbolu sú založené na určitých zjednodušujúcich predpokladoch, ktoré možno zhrnúť ako "systém je dokonalý s výnimkou prítomnosti aditívneho bieleho Gaussovho šumu", ale v rámci tohto vcelku výhodného obmedzenia sú rovnice pri  $P_S$  presné.

Prislúchajúca pravdepodobnosť bitovej chyby (BEP) sa už tak ľahko vyjadriť nedá. Súvisí priamo s pravdepodobnosťou chyby symbolu (SEP), ale presný vzorec závisí od počtu bitových chýb ktorý spôsobil každú chybu symbolu, a to zase závisí od mapovania konštelácie a použitia diferenciálneho kódovania.

V literatúre možno nájsť dva rôzne prístupy. Prvý nerobí predpoklady o mapovaní konštelácie a je založený na pravdepodobnosti, že ľubovoľný jednotlivý bit v symbole ( $p$  bitov) je chybný, keď je chybný samotný symbol (pozri literatúru: Proakis, John G.: "Digital Communication", McGraw Hill, 1989 a tiež pozri Pratt, Timothy a Bostian, Charles W.: "Satellite Communications", John Wiley & Sons, 1986). Tento prístup vedie k vzorcu:

$$P_B = \frac{2^{(p-1)}}{2^p - 1} \times P_S \quad (\text{G.15})$$

Druhý prístup predpokladá, že chybný symbol obsahuje práve jeden chybný bit. Tento predpoklad je platný, ak sa použije mapovanie Grayovým kódom a BER nie je príliš vysoká. Pri týchto predpokladoch je:

$$P_B = \frac{1}{p} \times P_S \quad (\text{G.16})$$

Tieto prístupy dávajú rôzne výsledky pri symboloch s dvomi alebo viacerými bitmi. Druhý prístup sa obvykle používa najmä kvôli tomu, že systémy DVB používajú Grayovo mapovanie. Tieto výsledky uvedené v tabuľke prílohy D sú založené na rovniciach G.12 a G.16.

Treba poznamenať, že pri systémoch QAM DVB používa len Grayovu schému kódovania vnútri každého kvadrantu, hranice kvadrantu nie sú kódované podľa Graya a mapovanie je čiastočne diferenciálne kódované. Ďalšou požadovanou úlohou je stanovenie presného vzájomného vzorca medzi  $P_B$  a  $P_S$  v prípade tejto kombinácie mapovania a kódovania.

### G.11 Pravdepodobnosť chyby modulácie QPSK

QPSK možno analyzovať ako 4-QAM. Vyjadrenie základnej QAM (G.12),  $M = 4$  dáva:

$$P_S\left(\frac{E_b}{N_0}\right) = \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \times \left[1 - \frac{1}{4} \times \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)\right] \quad (\text{G.17})$$

Tento vzorec môžeme opäť zjednodušiť vynechaním spojenej pravdepodobnosti a tak dostaneme:

$$P_S\left(\frac{E_b}{N_0}\right) = \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

Použitím vzájomného vzorca medzi  $P_S$  a  $P_B$  definovaného rovnicou G.16 dostaneme:  $P_B$  pri modulácii QPSK výraz:

$$P_B\left(\frac{E_b}{N_0}\right) = \frac{1}{2} \times \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (\text{G.18})$$

### G.12 Pravdepodobnosť chyby po Viterbiho dekódovaní

Nakoľko nie je možné odvodiť presné teoretické vzorce s parametrami konvolučných kódov, môžeme v tejto prílohe vyjadriť len horné hranice. Horná hranica:

$$P_B\left(\frac{E_b}{N_0}\right) \leq \frac{1}{k} \times \frac{1}{2} \times \sum_{d=d_f}^{\infty} w(d) \times \operatorname{erfc}\left(\sqrt{R_c \times d \times \frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (\text{G.19})$$

umožňuje dobrú aproximáciu s neohraničenou presnosťou, jemné rozhodovanie Viterbiho dekódovania a neohraničený priebeh trasy, ak  $E_b/N_0$  nie je príliš nízky (pozri literatúru: Begin, G., Haccoun D. and Chantal, P.: "High-Rate Punctured Convolutional Codes for Viterbi and Sequential Decoding", IEEE Trans. Commun., vol 37, pp 1113-1125, Nov. 1989 a aj Begin, G., Haccoun, D. and Chantal, P.: "Further Results on High-Rate Punctured Convolutional Codes for Viterbi and Sequential Decoding", IEEE Trans. Commun., vol 38, pp1922-1928, Nov. 1990).

V rovnici G.19  $d_f$  špecifikuje voľnú dĺžku použitého kódu,  $w(d)$  môžeme odvodiť z prenosovej funkcie konvolučného kódu alebo určiť priamo úplným prehľadom v mrežovom diagrame kódu,  $R_c = k/n$  je pomer konvolučného kódu, a  $E_b/N_0$  s danou prenosovou rýchlosťou. Pretože  $\operatorname{erfc}(x)$  konverguje k nule, celkom rýchle pri vzrastajúcom  $x$  je možné zahrnúť do výpočtu len veľmi málo členov sumy. Čo sa týka konvolučných kódov použitých v družicových prenosových systémoch DVB, hodnoty  $d_f$  a  $w(d)$  možno nájsť v tabuľke G.1. Parametre konvolučných kódov s nízkymi hodnotami  $E_b/N_0$  je možné vypočítať len simuláciami.

Tabuľka G.1 – Voľná dĺžka a váhy  $w(d)$  – konvolučné kódy DVB

Kódový pomer $R_c$	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
Voľná vzdialenosť $df$	10	6	5	4	3
$w(df)$	36	3	42	92	9
$w(df+1)$	0	70	201	528	500
$w(df+2)$	211	285	1 492	8 694	7 437
$w(df+3)$	0	1 276	10 469	79 453	105 707
$w(df+4)$	1 404	6 160	62 935	791 795	1 402 089
$w(df+5)$	0	27 128	379 546	7 369 828	17 888 043
$w(df+6)$	11 633	117 019	2 252 394	67 809 347	221 889 258
$w(df+7)$	0	498 835	13 064 540	609 896 348	2 699 950 506
$w(df+8)$		2 103 480	75 080 308	5 416 272 113	32 328 278 848
$w(df+9)$		8 781 268	427 474 864	47 544 404 956	382 413 392 069

### G.13 Pravdepodobnosť chyby po dekódovaní RS

Reedov-Solomonov kód je určený počtom prenesených symbolov (poznámka) v bloku  $N$  a počtom informačných symbolov  $K$  (pozri literatúru: Odenwalder J.P.: "Error Control Coding Handbook", Final report prepared for United States Airforce under Contract No. F44620-76-C-0056, 1976).

Taký kód umožní opraviť až  $t = (N-K)/2$  symbolových chýb. V prenose DVB platí, že  $N = 204$  a  $K = 188$ . Preto sa môže opraviť maximálne  $t = 8$  chybných symbolov.

POZNÁMKA. – Zatiaľ čo symboly spomenuté v kontexte s QAM a QPSK sú vzťahované k modulácii, tu spomínané symboly sú vlastne skupinou bitov.

Pravdepodobnosť nedetegovanej chyby bloku  $N$  symbolov  $P_{BLOCK}$  je definovaná ako funkcia pravdepodobnosti chyby prichádzajúcich symbolov  $P_{SIN}$ :

$$P_{BLOCK} = \sum_{i=t+1}^N \binom{N}{i} \times P_{SIN}^i \times (1 - P_{SIN})^{N-i} \quad (G.20)$$

Z tohoto výrazu je pravdepodobnosť symbolovej chyby:

$$P_S = \frac{1}{N} \times \sum_{i=t+1}^N \beta_i \times \binom{N}{i} \times P_{SIN}^i \times (1 - P_{SIN})^{N-i}, \quad (G.21)$$

kde  $\beta_i$  je priemerný počet symbolových chýb zostávajúcich v danom prijatom bloku, ak kanál zapríčinil  $i$  symbolových chýb. Samozrejme  $\beta_i = 0$ ,  $i \leq t$ . Keď  $i > t$ ,  $\beta_i$  sa môže ohraničiť, pričom sa uvažuje, že ak sa vyskytne viac ako " $t$ " chýb, dekódovač ktorý môže opraviť v najlepšom prípade maximálne " $t$ " chýb opraví najviac " $t$ " chýb a v najhoršom pridá " $t$ " chýb. Takže:

$$i - t \leq \beta_i \leq i + t \quad (G.22)$$

je možný rozsah  $\beta_i$ . Často sa používa aproximácia  $\beta_i = i$  ale tiež  $\beta_i = t + i$ , a táto sa môže považovať za horný limitu. Z rovnice G.21 môžeme BEP vypočítať pomocou G.15 alebo G.16.

### G.14 BEP v závislosti od C/N káblového prenosu DVB

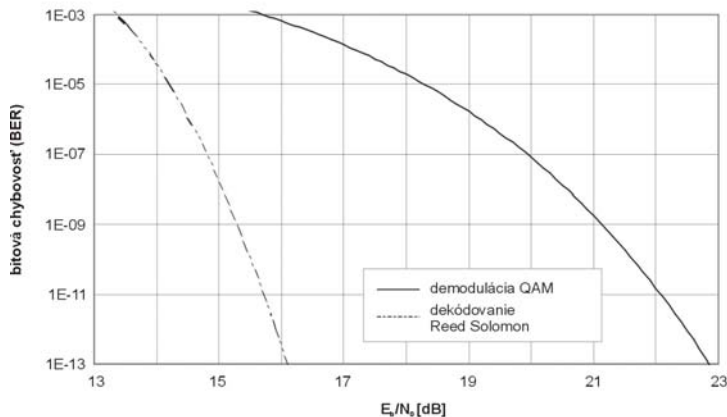
Na prenos DVB v káblových sieťach sú špecifikované systémy QAM-M s  $M = 16, 32$  a  $64$ . Na vyjadrenie BEP za dekódovačom RS použijeme tieto kroky:

- vypočítame SEP po demodulácii QAM použitím (G.12) alebo (G.14);
- transformujeme SEP na BEP aplikovaním vzorca (G.15) alebo (G.16) na SEP s  $p = m$ ;
- transformujeme výslednú BEP na SEP s  $p = 8$  použitím (G.15) alebo (G.16);
- použijeme (G.21) na výpočet SEP PS po dekódovaní RS;
- aplikujeme (G.15) alebo (G.16) na  $P_S$  s  $p = 8$  aby sme určili výslednú BEP;
- ak sa má BEP zakladať na rýchlosti vytvárania informácie, posunieme krivku takto:
  - $10 \times \log_{10}(204/188) = 0,35$  dB vpravo.

Ak potrebujeme práve BEP pred Reedovým-Solomonovým dekódovaním, sú potrebné len prvé dva kroky. V tomto prípade nie je žiadny rozdiel medzi rýchlosťou vytvárania informácie a prenosovou rýchlosťou. Všetky bity sa vzťahujú na informačné bity.

Limity pred a po Reedovom-Solomonovom dekódovaní  $M = 64$ ,  $\beta_i = i$  a  $E_b$ , založené na prenosovej rýchlosti, sú zobrazené na obrázku G-1.

#### Demodulácia 64-QAM a dekódovanie 64-QAM



Obrázok G-1 – BER – QAM-64 káblového prenosu DVB

### G.15 BER v závislosti od C/N družicového prenosu DVB

Na družicový prenos sú možné tri rôzne BEP:

- BEP po demodulácii QPSK;
- BEP po Viterbiho dekódovaní;
- BEP po Reedovom-Solomonovom dekódovaní.

BEP po demodulácii QPSK získame zo vzorca (G.17). Nie je žiadny rozdiel medzi bitovou rýchlosťou informácie a prenosovou bitovou rýchlosťou.

BEP po Viterbiho dekódovaní je vyjadrená v (G.18). Výsledok je založený na rýchlosti vytvárania informácie, pretože v (G.18) berieme  $R_C$  jednoznačne do úvahy.

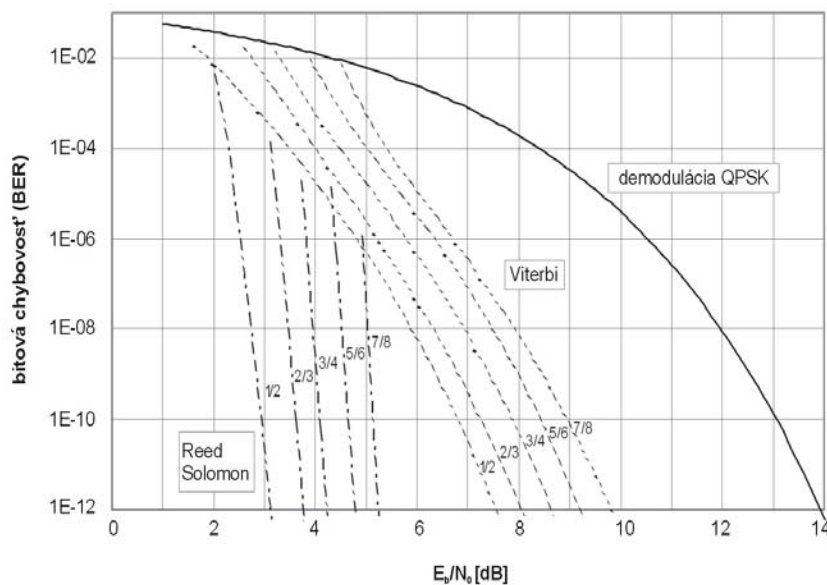
BEP po Reedovom-Solomonovom dekódovaní sa môže odvodiť z vyššie uvedeného výsledku aplikovaním nasledujúcich krokov na vzorec (G.18):

- transformovať BEP po Viterbiho dekódovaní na SEP použitím (G.15) alebo (G.16) s  $p = 8$ ;
- použiť (G.17) na vyjadrenie SEP po Reedovom-Solomonovom dekódovaní;
- aplikovať (G.15) alebo (G.16) na  $P_S$  s  $p = 8$  aby sme určili výslednú BEP;
- ak sa má BEP zakladať na rýchlosti vytvárania informácie, posunieme krivku podľa:

$$10 \times \log_{10}(204/188) = 0,35 \text{ dB vpravo.}$$

Výsledky troch rôznych BEP a vo všetkých kódových pomeroch  $R_C$  sú zobrazené na obrázku G-2.

### Demodulácia QPSK, dekódovanie Viterbiho kódom a Reedovým-Solomonovým kódom



Obrázok G-2 – BER – družicový prenos DVB

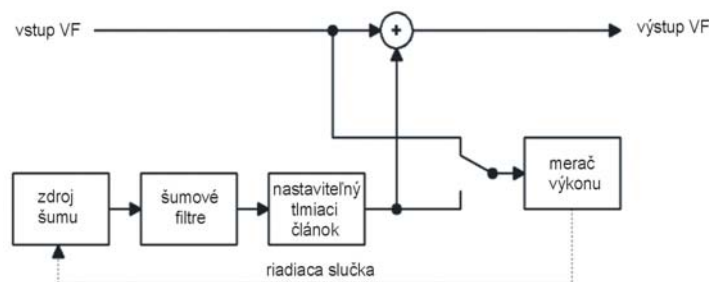
Keďže je bežnou praxou pri družicovom prenose vzťahovať výsledky k rýchlostiam vytvárania informácie, krivky BEP za Reedovým-Solomonovým dekódovačom boli podľa toho vzorca posunuté. Vyjadrenie (G.19) je platné len pri nízkej chybovosti. Napriek faktu, že pri znižujúcom sa  $E_b/N_0$  má BER konvergovať na  $1/2$  výsledkov podľa vzorca (G.19) bude mať singularitu pri  $E_b/N_0 = 0$ . Toto správanie je špeciálne s  $R_C = 7/8$ , kde predpoklad malej chybovosti nie je splnený, pričom BEP je  $10^{-4}$ .

## G.16 Pridávanie šumu k zašumenému signálu

V praktickej situácii, kde zámerne pridáme šum k reálnemu signálu tak, aby sme vytvorili špecifický pomer C/N na účely merania, je dôležité si uvedomiť, že sú tu dva základné predpoklady zahrnuté v tomto postupe.

Prvý predpoklad je, že vstupný signál má vysoký pomer C/N a môže sa na praktické účely považovať len za nosnú frekvenciu. Druhým predpokladom, je že vstupný signál má značne lepší pomer C/N ako pomer C/N, ktorý chceme vygenerovať. V praxi môžeme pridávať šum k už zašumenému signálu a v tomto prípade sú otázky presnosti vzťahnuté k vyššie uvedeným predpokladom, ktoré je potrebné vziať do úvahy.

Najprv posúdime ako sa bežne pridáva šum k signálu. Na obrázku G-3 je uvedená zjednodušená bloková schéma.



**Obrázok G-3 – Zjednodušená bloková schéma meracej zostavy C/N**

Na vstupe je nosný signál, ktorý bude rušený. Výkon nosnej frekvencie sa zmeria použitím merača výkonu. Širokopásmový Gaussov šum zo zdroja je potom vhodne filtrovaný a zoslabený tak, aby sme získali potrebnú šumovú hustotu ( $N_0$ ) v rámci potrebného frekvenčného pásma. Rovnaký merač výkonu sa použije na nastavenie výkonu šumu, čo pomôže zabezpečiť dobrú presnosť požadovaného C/ $N_0$ . Generovaný šum sa pridá k vstupnému signálu tak, aby sa dosiahla potrebná hodnota C/ $N_0$  na výstupe. Nakoniec monitorujeme úroveň nosnej frekvencie a úroveň zdroja šumu sa nastaví podľa požadovanej hodnoty C/ $N_0$ .

Pri automatizovaných verziách tohto procesu používateľ jednoducho vyberie požadovaný pomer C/ $N_0$ . Je možné zadať C/ $N_0$ , ale bežnejšie sa používa hodnota C/N, čo vyžaduje aby používateľ zadal tiež šumovú šírku pásma systému alebo prijímača, alebo vstupným údajom môže byť  $E_b/N_0$ , čo vyžaduje aby používateľ zadal tiež systémovú bitovú rýchlosť.

Z tohto opisu je evidentné, že sa predpokladá, že celý nameraný vstupný výkon je výkon nosnej frekvencie a výkon šumu potrebný na dosiahnutie požadovaného pomeru C/N sa vypočíta podľa toho. Ak je na vstupe aj nejaký šum alebo ďalšie nosné frekvencie, potom to spôsobí:

- zvýšenie výkonu na výstupe navyše ku generovanému šumu;
- generovaný šum bude veľmi veľký pretože je založený na výkone C + N na vstupe a nie len na výkone C. Táto chyba sa zhorší ak vstup nie je pásmovo obmedzený.

Môžeme odvodiť vzorec s aktuálnym pomerom C/N na výstupe ako sumu teoretického pomeru C/N a výrazu chyby:



$$CN_{actual} = \underbrace{10 \times \log_{10} \left[ \frac{C}{N_c} \right]}_{\text{theoretical } C/N \text{ ratio}} - \underbrace{10 \times \log_{10} \left[ \frac{N_c}{N_i + N_c + N_n} \right]}_{\text{error term}} \text{ dB}, \quad (\text{G.23})$$

kde  $N_c$  je výkon šumu pridaného kvôli výkonu nosnej frekvencie,  $N_i$  je výkon šumu už prítomného na vstupe,  $N_n$  je výkon šumu pridaného kvôli vstupnému šumu. Ak urobíme ďalšiu úpravu výrazu chyby, potom dospejeme ku vzorcu s pomerom C/N na vstupe a výstupe v zlomkovom tvare.

$$CN_{error} = 10 \times \log_{10} \left[ \frac{1}{\frac{1}{CN_{in}} + \frac{CN_{out}}{CN_{in}} + 1} \right] \text{ dB} \quad (\text{G.24})$$

Chyba sa stáva významnou, ak sa hodnota  $1/CN_{in}$  alebo  $CN_{out}/CN_{in}$  v menovateli pohybuje ďalej od nuly čo sa stane ak sa pomer  $C/N_{in}$  alebo  $C/N_{out}$  zníži na prah  $C/N_{in}$ .

Táto technická správa udáva ako smerné číslo minimálnu hodnotu 15 dB pri pomere  $C/N_{in}$  a pri  $C/N_{out}$  až po prah  $C/N_{in}$ . Na splnenie týchto podmienok v družicových systémoch je dôležité použiť dostatočne veľkú parabolu tak, aby sa získal potrebný pomer C/N. Pri prijíme sa vyžaduje pomer C/N 20 dB alebo viac.

Alternatívne je možné pracovať s veľkými šumovými signálmi ak je možné presné meranie výkonu nosnej frekvencie a šumu, napríklad meraním nosnej frekvencie a šumu potom sa vypne nosná frekvencia a meria sa len šum. Rovnica G.23 sa potom môže použiť na kompenzáciu chýb spôsobených vstupným šumom.

**Príloha H: Prázdna**

## Príloha I (informatívna)

### Meranie súvisiace s PCR

Táto príloha poskytuje informácie o spôsobe merania súvisiaceho s PCR a úvahy od definícií parametrov v 5.3.2.

Zámerom je zozbierať informácie, ktoré umožňujú rôzne implementácie meraní PCR tak, aby sa dosiahli zhodné a porovnateľné výsledky v prípade toho istého transportného toku.

#### I.1 Úvod

Obnova hodinového signálu 27 MHz na strane dekódovača digitálneho TV prenosového systému je nevyhnutná na obnovu videesignálu. Aby to bolo možné obnoviť hodinový signál, v transportnom toku sa vysielajú hodnoty PCR. Vyžaduje sa, aby hodnoty PCR boli správne v mieste vzniku a neskrešené prenosovým reťazcom, aby nevznikali problémy pri procese dekódovania komprimovaných signálov.

Meranie intervalu medzi prichádzajúcimi hodnotami PCR, prenosu očakávaných hodnôt a džiter akumulovanej na týchto hodnotách PCR prenášaných v transportnom toku je dôležité na zaistenie spoľahlivej dekódovateľnosti takého toku.

Džiter a driftovej rýchlosti sú dôležitými parametrami celkového procesu, preto je potrebná jasná definícia, čo rozumieme pod pojmom džiter PCR a návod na metódu jej merania.

#### I.2 Limity

Zo sady noriem ISO/IEC 13818-1 [1] je možné definovať masku limitov pri odchýlke frekvencie od nominálnej hodnoty 27 MHz.

**Odchýlka frekvencie:** je rozdiel medzi aktuálnou hodnotou a nominálnou frekvenciou hodín (27 MHz). Hraničné hodnoty sú  $\pm 810$  Hz. Konvertovaním tejto hodnoty na relatívne alebo normalizované jednotky dostaneme  $810/27 \times 10^6 = 30 \times 10^{-6}$ . To znamená, že frekvencia hodín v ľubovoľnom okamihu má byť rovná nominálnej hodnote  $\pm 0,003$  %, alebo nominálnej hodnote  $\pm 30$  ppm. Ohodnotenie limitnej odchýlky frekvencie relatívnou hodnotou má výhodu pri určení platného limitu s ľubovoľnou hodnotou frekvencie s referenčnými hodinami použitými na syntézu nominálnych hodín 27 MHz. Napríklad chybu frekvencie v Hz pri 270 MHz sériových hodinách odvodených z 27 MHz systémových hodín môžeme vydeliť alebo normalizovať 270 MHz, aby sme určili či je odchýlka frekvencie v rozsahu 30 ppm.

**Rýchlosť zmeny frekvencie, alebo driftovej rýchlosti frekvencie:** "rýchlosť" ktorou sa frekvencia hodín mení v závislosti na čase. Inými slovami je to prvá derivácia frekvencie podľa času, alebo druhá derivácia fázy podľa času.

Limita je stanovená na 75 milihertzov za sekundu s hodinami 27 MHz. Môže to konvertovať na relatívny limit vydelením 27 MHz a dostaneme výsledok  $75 \times 10^{-3}/27 \times 10^6 = 2,777... \times 10^{-9}/s$ .

To znamená, že maximálna rýchlosť zmeny povolenej s frekvenciou hodín je  $\pm 0,000\ 000\ 277\ 7...%/s$  nominálnej hodnoty, alebo  $\pm 0,002\ 77...ppm/s$  nominálnej hodnoty, alebo  $\pm 2,77...ppb/s$  nominálnej hodnoty frekvencie systémových hodín. (Treba si uvedomiť že „bilión“ je tu ako  $10^9$ , v mnohých krajinách je „bilión“ reprezentovaný  $10^{12}$ ).

Tento výsledok možno tiež prezentovať ako 0,001 %/hodina, alebo ako 10 ppm/h.

$27\,000\,000 - 810 \leq \text{system\_clock\_frequency} \leq 27\,000\,000 + 810 @ 27 \text{ MHz}$

tolerancia frekvencie =  $\pm 30 \times 10^{-6} @ 1 \text{ Hz}$  (I-1)

Rýchlosť zmeny  $\text{system\_clock\_frequency} \leq 75 \times 10^{-3} \text{ Hz/s} @ 27 \text{ MHz}$

tolerancia driftu =  $\pm 2,7778 \times 10^{-9} /\text{s} @ 1 \text{ Hz}$  (I-2)

tolerancia fázy =  $\pm 500 \times 10^{-9} \text{ s}$  (I-3)

To predstavuje maximálnu chybu hodnoty PCR s rešpektovaním jej časovej polohy v transportnom toku.

Maximálny limit fázy reprezentovaný hodnotou PCR je  **$\pm 500 \text{ ns}$** , táto hodnota je absolútny limit pri generovaní hodnôt PCR a nesmie zahŕňať džiter spôsobovaný sieťou.

ISO/IEC 13818-9 [1] (Rozšírenie rozhrania v reálnom čase so systémovými dekódovačmi) špecifikuje v článku 2.5 (Rozhranie v reálnom čase na aplikácie s malým džiterom, limit pre t-džiter rovný  $50 \mu\text{s}$ ).

**Tolerancia v aplikáciách s malým džiterom=  $25 \times 10^{-6}$  s**

(I-3b)

POZNÁMKA. – Obmedzenia odchýlky frekvencie a driftová rýchlosť sú predpísané na systémové hodiny tak ako sú reprezentované hodnotami príslušných polí PCR. Zahŕňajú efekty systémových hodín a ľubovoľných možných chýb pri výpočte PCR. Limit 500 ns nie je predpísaný na systémové hodiny, ale kvôli presnosti reprezentujúcej hodnoty PCR vzhľadom na ich polohu v transportnom toku. Chyby PCR sú plne ekvivalentné s chybami fázy a džitera, keď sú PCR použité v dekodovacom bode na obnovu systémových hodín.

**I.3 Rovnice**

Fázovo modulovaný signál môže mať ľubovoľný tvar, ktorý sa môže analyzovať ako zoskupenie harmonických signálov s rôznou amplitúdou a fázou. Hodiny môžu byť impulzovým signálom. V tomto prípade sa ďalej uvedené vzorce aplikujú na základnú zložku takéhoto periodického signálu.

Napríklad rovnica sínusových hodín so sínusovou fázovou moduláciou sa môže zapísať takto:

$$F_{\text{clk}}(t) = A \times \sin [\omega_c \times t + \Phi(t)] = A \times \sin [\omega_c \times t + \Phi_p \times \sin (\omega_m \times t)],$$

kde:

- $\omega_c$  je nominálna uhlová frekvencia programových hodín ( $\omega_c = 2\pi \times 27$  MHz);
- $\Phi(t)$  funkcia fázovej modulácie;
- $\Phi_p$  špičkový fázový zdvih v radiánoch;
- $\omega_m$  uhlová frekvencia modulačného signálu v jednotkách radiánov za s.

Okamžitú fázu hodín vyjadríme dvomi spôsobmi, a to:

$$\Phi_i(t) = \omega_c \times t + \Phi(t) = \omega_c \times t + \Phi_p \times \sin (\omega_m \times t) \quad (I-4)$$

Okamžitú uhlovú frekvenciu hodín získame ako prvú deriváciu okamžitej fázy, a to:

$$\omega_i(t) = d \Phi_i(t)/d t = \omega_c + \Phi_p \times \omega_m \times \cos (\omega_m \times t) \quad (I-5)$$

kde:

- $\omega_i$  okamžitá uhlová frekvencia hodín,  $\omega_i = \dot{\Phi}_i$  v jednotkách radiánov za s.

Rýchlosť zmeny frekvencie, alebo driftová rýchlosť, je daná prvou deriváciou uhlovej frekvencie, alebo druhou deriváciou fázy:

$$r_i(t) = d \omega_i(t)/d t = -\Phi_p \times \omega_m^2 \times \sin (\omega_m \times t) \quad (I-6)$$

kde:

- $r_i$  je okamžitá rýchlosť zmeny hodín  $r_i = \ddot{\Phi}_i$  v jednotkách radiánov za s<sup>2</sup>.

**I.4 Maska**

Limitnú masku získame zo skupiny funkcií reprezentujúcich špecifikácie limitov.

Z rovnice okamžitej fázy (I-4) možno vidieť, že maximálna špičková hodnota fázovej modulácie je  $\Phi_p$ , ktorú môžeme porovnať s limitom daným v ISO/IEC 13818-1 [1].

Z **rovnice fázy** dostaneme:

$$\Phi_p = \omega_c \times T_{\max} = 2\pi \times 27 \text{ MHz} \times 500 \times 10^{-9} \text{ s} = 84,823 \text{ radiánov}, \quad (I-7)$$

kde:

$$T_{\max} \quad \text{maximálna časová chyba hrany hodín} = 500 \times 10^{-9} \text{ s}$$

Z rovnice okamžitej uhlovej frekvencie (I-5) možno vidieť, že maximálna špičková hodnota posuvu uhlovej frekvencie je daná  $\Phi_p \times \omega_m$ , čo môžeme porovnať s limitom 810 Hz stanoveným normou ISO/IEC 13818-1 [1].

Maximálny zdvih uhlovej frekvencie od nominálnej bude:

$$\Phi_p \times \omega_m = 2\pi \times 810 \text{ radiánov za s}$$

Ak vydělíme *rovnici frekvencie*  $\omega_m$  môžeme určiť špičkovú fázovú chybu ako funkciu modulačnej frekvencie ako:

$$\Phi_p = 2\pi \times 810/\omega_m \quad (I-8)$$

Z rovnice okamžitej rýchlosti driftu (I-6) môžeme vidieť, že maximálna špičková hodnota rýchlosti driftu uhlovej frekvencie je  $\Phi_p \times \omega_m^2$  ktorá sa môže porovnať s limitom 75 mHz/s podľa ISO/IEC 13818-1 [1].

$$\Phi_p \times \omega_m^2 = 2\pi \times 0,075 \text{ radiánov/s}^2$$

Ak vydělíme, *rovnici driftovej rýchlosti*  $\omega_m^2$  môžeme určiť špičkovú chybu fázy ako funkciu modulačnej frekvencie ako:

$$\Phi_p = 2\pi \times 0,075/\omega_m^2 \quad (I-9)$$

Všetky tri rovnice môžeme normalizovať vydelením  $2\pi \times 27 \text{ MHz}$ .

Z **rovnice fázy** dostaneme:

$$T_{\max} = \Phi_p/2\pi \times 27 \times 10^6 = 8,823/2\pi \times 27 \times 10^6 = 500 \times 10^{-9} \text{ (s)} \quad (I-7a)$$

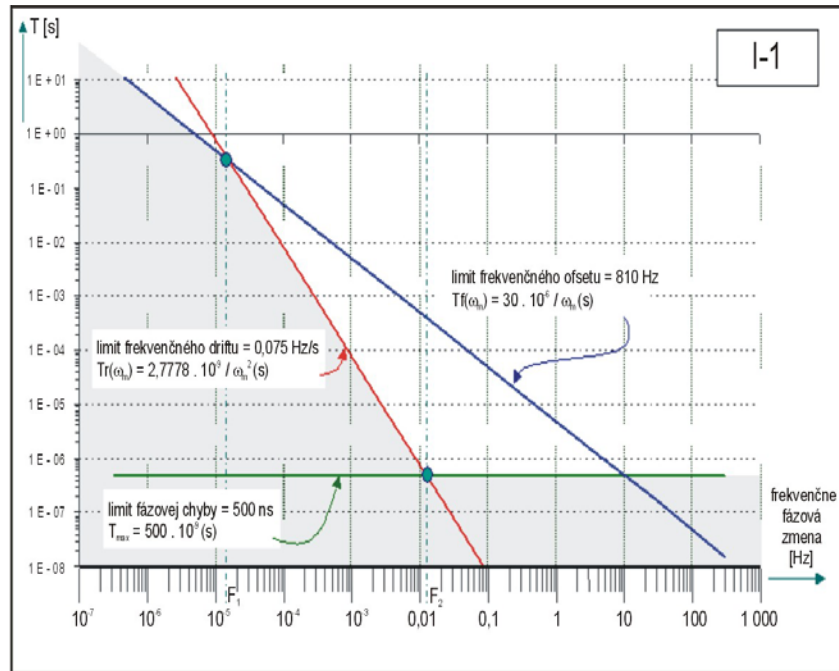
Z **rovnice frekvencie** dostaneme:

$$Tf(\omega_m) = \Phi_p/2\pi \times 27 \times 10^6 = 2\pi \times 810/(2\pi \times 27 \times 10^6 \times \omega_m) = (30 \times 10^{-6}/\omega_m) \text{ s} \quad (I-8a)$$

Rovnicu driftovej rýchlosti dostaneme:

$$Tr(\omega_m) = \Phi_p / 2\pi \times 27 \times 10^6 = 2\pi \times 0,075 / (2\pi \times 27 \times 10^6 \times \omega_m^2) = (2,7778 \times 10^{-9} / \omega_m^2) \text{ s} \quad (I-9a)$$

Tri rovnice (PCR I-7a, I-8a a I-9a) sú graficky znázornené na obrázku I-1.



Obrázok I-1 – Komponenty džitera PCR

## I.5 Zlomové frekvencie

### Hodnoty dvoch zlomových frekvencií na obrázku I-1.

$F_1$  získame úpravou rovníc frekvencie a driftovej rýchlosti (I-8 respektíve I-9) a riešením s hodnotou  $\Phi_m$ , pri ktorej je rovnaká špičková chyba fázy:

$$\Phi_p = 2\pi \times 810/\omega_m \quad \text{and} \quad \Phi_p = 2\pi \times 0,075/\omega_m^2 \text{ radiánov}$$

$$\omega_m = 2\pi \times 0,075/2\pi \times 810 = 9,2592 \times 10^{-5} \text{ radiánov/s}$$

$$F_1 = \omega_m/2\pi = 14,736 \times 10^{-6} \text{ Hz}$$

Zlomová frekvencia  $F_1$  je extrémne nízka, aby mala nejaké praktické využitie. Keď je potrebné merať odchýlku frekvencie, nie je potrebné čakať okolo 5 dní, aby sme získali priemerný výsledok zodpovedajúci perióde daného signálu. Tu ju neberieme do úvahy kvôli jej veľmi dlhodobému zmyslu. Môžeme vidieť, že limit driftu je na praktické účely analýzy džiitera postačujúci.

$F_2$  môžeme získať úpravou a riešením rovníc fázy a driftovej rýchlosti (I-7 respektíve I-9) s hodnotou  $\omega_m$ , pri ktorej je rovnaká špičková chyba fázy:

$$\Phi_p = 84,823 \text{ radiánov} \quad \text{a} \quad \Phi_p = 2\pi \times 0,075/\omega_m^2 \text{ radiánov}$$

$$\omega_m = \sqrt{0,4712/84,823} = 0,074535 \text{ radiánov/s}$$

$$F_2 = 0,074535/2\pi = 0,01186 \text{ Hz}$$

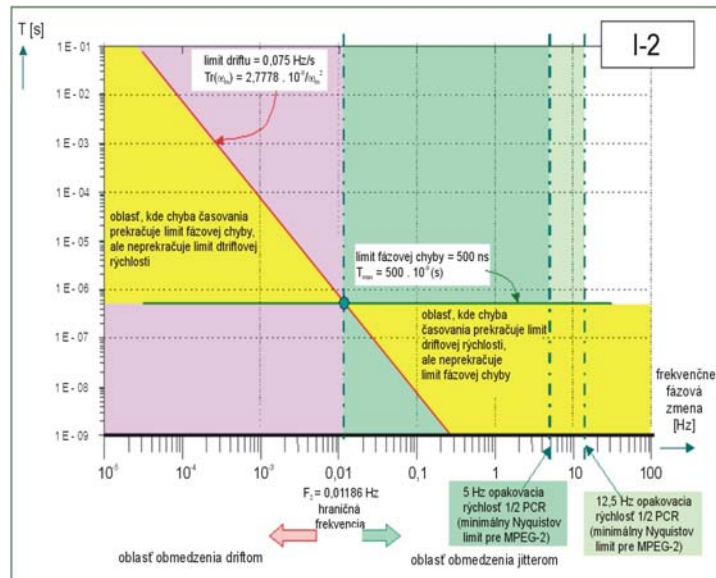
POZNÁMKA. – Rovnaké hodnoty sa získajú normalizovaním rovníc I-7a, I-8a a I-9a.

Táto zlomová frekvencia ( $F_2 \sim 10$  mHz) je hodnota odporúčaná zoskupením DVB-MG ako demarkačná frekvencia na oddelenie meraní džiitera a driftu. Bola definovaná ako filter MGF1 v tabuľke 5.1.

Táto hodnota definuje rohovú frekvenciu, ktorá sa použije vo filtroch na spracovanie dát PCR. Masku môžeme nakresliť z dvoch rovníc použitých na získanie týchto hodnôt (rovnica fázy I-7a a driftu I-9a).

Takto definovaná maska je znázornená na obrázku I-2.





Obrázok I-2 – Maska komponentov džitera PCR

Môžeme vidieť, že maximálny drift 75 mHz/s sa môže primerane aplikovať na frekvencie džitera nižšie ako demarkačná frekvencia. Nad touto frekvenciou je v praxi možné nájsť driftы podstatne rýchlejšie ako limit, ak uvažujeme reálne chyby PCR.

Limit ktorý aplikujeme nad demarkačnou frekvenciou je pevná hodnota 500 ns na akúkoľvek hodnotu PCR.

POZNÁMKA. – Na aplikácie s nízkym džiterom (ISO/IEC 13818-9 [3])  $\pm 25 \mu\text{s}$  limit dáva demarkačnú frekvenciu 1,67 mHz, ktorá sa použije namiesto 10 mHz. Tým sa predpokladá použitie filtra so zlomovou frekvenciou asi 2 mHz, keď to kontrolujeme voči tomuto limitu. Tento filter bol začlenený za MGF4 kvôli dlhej časovej konštante, čo pri praktickej implementácii umožňuje zabezpečiť veľmi pomalú odozvu.

## I.6 Ďalšie implicitné limity

Z obrázka I-2 môžeme vidieť, že je predpísaný praktický limit, aby bolo možné merať frekvencie džitera nad určitou frekvenciou.

Hodnoty PCR sú vkladané s minimálnou rýchlosťou 100 ms ako je uvedené v ISO/IEC 13818-1 [1], vzorky prichádzajú do meracieho prístroja s rýchlosťou 10 Hz. Nyquistova hodnota (polovica vzorkovacej rýchlosti) je rovná 5 Hz.

Hodnoty PCR sú vkladané s minimálnou rýchlosťou 40 ms ako je uvedené v dokumente ETSI TR 101 154 [4], vzorky prichádzajú do meracieho prístroja s rýchlosťou 25 Hz. Nyquistova hodnota je rovná 12,5 Hz.

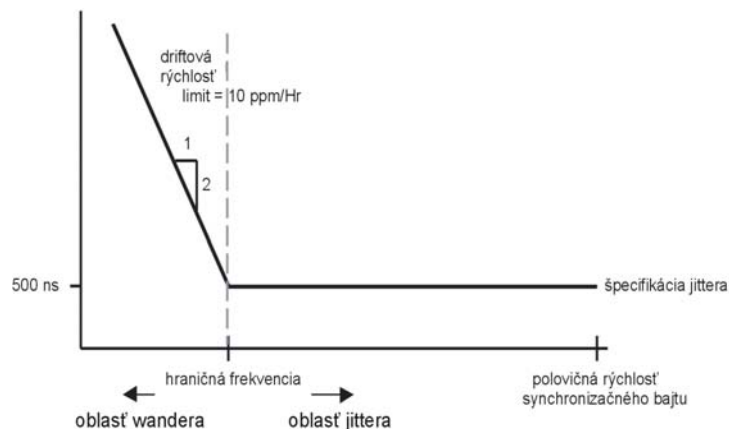
Ak sa použijú vyššie rýchlosti vkladania PCR a použijú sa vo vyššie uvedených prostrediach, príslušná Nyquistova frekvencia sa úmerne zvýši. To naznačuje, že pri ľubovoľnej štatistike robenej meracím prístrojom založenom na spektrálnej analýze džitera, sa musí merať aktuálna rýchlosť PCR.

V závislosti od typu analýzy je nevyhnutné brať do úvahy to, že vzorky PCR neprichádzajú nevyhnutne v pravidelných intervaloch. Pri rôznych praktických implementáciách sa konštruktér môže rozhodnúť, aká je najlepšia cesta implementovania filtrov: Technika DSP (filtre IIR alebo FIR), s interpoláciou (lineárne,  $\sin x/x$ , a pod.), alebo bez interpolácie, s analógovými obvodmi alebo hybridnou technológiou, zmiešanou analógovou a číslicovou analýzou a pod.

Je zaujímavé poznamenať, že vo veľa praktických prípadoch sa môžu vyskytovať veľmi vysoké frekvencie (1000- krát vyššie) rýchlosti vzoriek v porovnaní s frekvenciami zlomových bodov navrhnutých filtrov (MGF1 na 10 MHz). Minimálna rýchlosť PCR je 10 Hz v obyčajných transportných tokoch MPEG (25 Hz v systémoch DVB) a na týchto prevzorkovaných hodnotách PCR nebude tvar prechodovej odozvy filtrov so šírkami pásma blízky 10 MHz významne ovplyvnený neuniformnou rýchlosťou.

## I.7 Meracie postupy

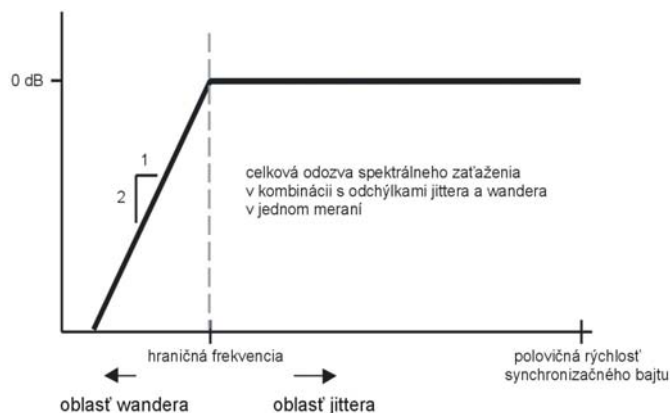
Na meranie nestability je možné prispôbiť dáta pomocou krivky druhého rádu (kvadratická regresia) limitovanej podľa špecifikácie rýchlosti driftu. Toto nie je potrebné ak niekto vytvorí samostatné meranie džitera a odchýlky frekvencie/driftovej rýchlosti založené na bežnejšej metóde obsahu harmonických spektrálnych zložiek zmien časovania.



Obrázok I-3 – Celková spektrálna maska zmien časovania

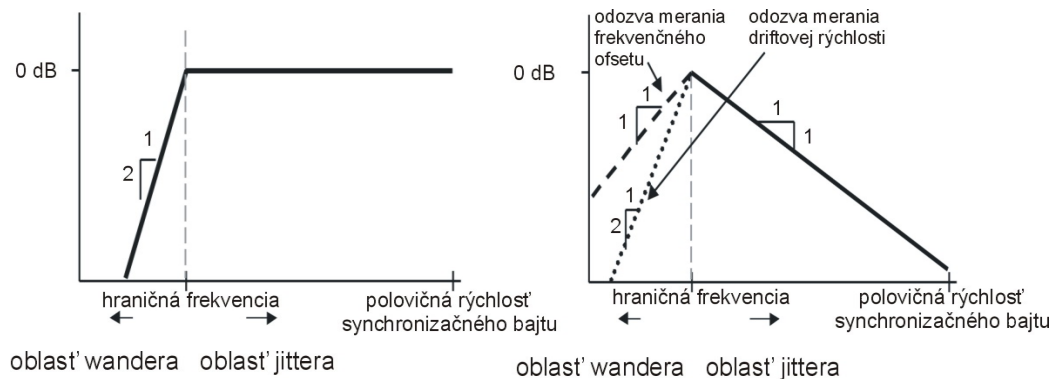
Pri spektrálnych zložkách nestability pod demarkačnou frekvenciou sa môžu zväčšiť špičkové harmonické zložky chyby časovania PCR úmerne štvorcu periódy spektrálnej zložky bez prekročenia limitu driftovej rýchlosti 10 ppm/h (alebo ekvivalentne 2,8 ppb/s a 75 MHz/s @ 27 MHz). Pretože dekódovač PLL a všetky ďalšie prostriedky časovania obrazu sledujú túto chybu, tieto zložky môžu ďaleko presahovať špičkový limit 500 ns.

Invertovaním masky špecifikácie sa zjavne dostávame k spektrálne váhovanému meraniu alebo meraciemu filtru ako ukazuje obrázok I.4.



Obrázok I-4 – Filter po invertovaní spektrálnej masky zmien časovania

Môže sa to rozdeliť na dve samostatné merania tak, že suma meraných výstupov džitera a driftovej rýchlosti je približne rovnaká ako originál.



**Obrázok I-5 – HPF tretieho rádu džitera a koeficienta roll-off prvého rádu na meranie driftu**

Teraz sa môže džiter ohodnotiť voči limitom daných parametrov potenciálne nezávisle na limitoch parametrov frekvencie driftovej rýchlosti. Poznamenajme, že na obrázku I-5 má džiter HPF odozvu tretieho rádu na potlačenie zložiek driftovej rýchlosti z merania. Na obrázku I-5 vpravo má tiež odozva merania driftovej rýchlosti sklon prvého rádu na potlačenie zložiek džitera na výstupe. Uvedená je tiež preferovaná odozva pri meraní odchýlky frekvencie, ktorá taktiež potláča spektrálne zložky džitera. Poznamenajme (pozri obrázok I-5 vpravo), že pod demarkačnou frekvenciou je odchýlka frekvencie daná prvou deriváciou nábehu a driftovej rýchlosťou druhou deriváciou nábehu.

Chyba časovania sa nemusí merať priamo, nakoľko jej derivácia podľa času alebo posuv frekvencie obsahuje všetko, čo je potrebné na implementáciu meracích filtrov. To znamená, že sú potrebné len dve vzorky na výpočet časového intervalu alebo rozdiel časov príchodu prvého a posledného bajtu. Toto je rovnocenné s meraním okamžitej odchýlky frekvencie a je vhodnejšie ako meranie aktuálnej časovej chyby transportného toku a veľmi zjednodušuje meranie bez straty informácie.

### I.7.1 Presnosť PCR (PCR\_Accuracy (PCR\_AC))

Výsledok „PCR\_AC“ získame na rozhraní E, podľa obrázka I-6.

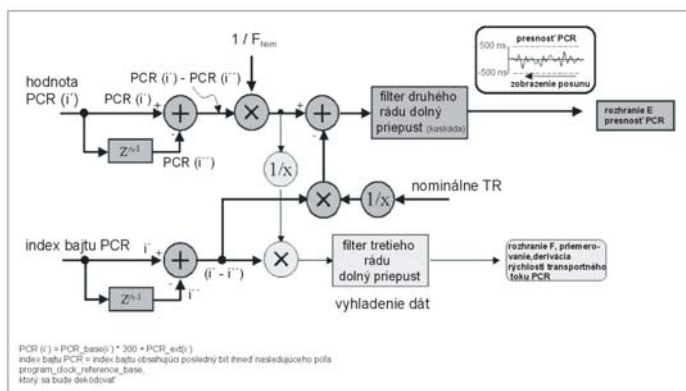
PCR\_AC, ktorý má vplyv na obnovenie hodín obvodom PLL môžeme použitím špecifického programu merať nezávisle od času príchodu a to extrahovaním zmien susedných hodnôt PCR a počtu bajtov medzi jednotlivými PCR takto:

$$K(i) = i' - i'', \text{ bajty, } [PCR(i) - PCR(i-1)]/F_{Nom} - K(i)/TR = d(PCR\_AC(i))/dt$$

TR = nominálna rýchlosť transportného toku, bajtov/s,  $F_{Nom} = 27 \text{ MHz}$

$K(i)$  = počet bajtov medzi daným PCR(i) a predchádzajúcim PCR(i-1)

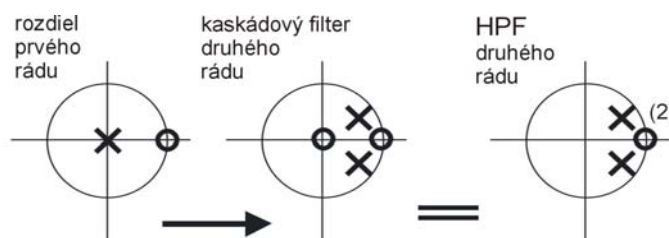
Šírky pásma všetkých filtrov typu horný priepust a dolný priepust sú MGF1, MGF2, MGF3 a MGF4.



**Obrázok I-6 – Meranie presnosti PCR (PCR\_Accuracy measurement)**

Pri tejto metóde sa meria PCR\_AC nezávisle od času príchodu. Takto sa môže postupovať len v prípade konštantnej bitovej rýchlosti TS. Driftová rýchlosť a odchýlka frekvencie sa nemerajú. Chyby intervalu PCR sa tiež nemerajú, ale môžeme ich určiť nepriamo z  $K(i) / TR$ . Treba poznamenať, že PCR\_AC sa meria nad demarkačnou frekvenciou tak, aby bola zabezpečená konzistentnosť so spektrálnymi zložkami, ktoré prispievajú k džiteru PLL. Zložky driftu PCR\_AC sú pravdepodobne zanedbateľné v porovnaní s driftom hodín.

Horný priepust druhého rádu predstavuje odozvu druhého rádu HPF vo vzorci k presnosti PCR kvôli efektu prvej derivácie výpočtu rozdiel časov príchodu prvého a nasledujúceho PCR, ako je uvedené na obrázku. Najlepšie sa to dá ilustrovať časovo diskretným systémom, pracujúcim s priemernou rýchlosťou PCR, ako je uvedené na obrázku I.7.



**Obrázok I-7 – Filter druhého rádu HPF**

Podľa referenčného modelu uvedeného v 5.3.2.1 sa pri meraní podľa obrázka I-6 meria rozdiel dvoch PCR nepresností  $M_{p,i'} - M_{p,i''}$ . Série týchto meraní možno ďalej vykonať tak, aby sa získali nepresnosti  $M_{p,l}$  jednotlivých PCR za predpokladu, že priemerná nepresnosť je nulová.

### I.7.2 PCR\_drift\_rate (PCR\_DR)

Výsledok PCR\_DR získame na rozhraní H podľa obrázka I-8.

Výsledok merania sa získa po kombinovanej činnosti filtra druhého rádu HPF reprezentovaného slučkou (pred integrátorom, ktorý predstavuje sčítacia a blokovací obvod), za ktorým nasleduje filter LPF prvého rádu. Táto kombinovaná činnosť vytvára odozvu zobrazenú na obrázku I-5 v prípade rýchlosti driftu.

### I.7.3 PCR\_frequency\_offset (PCR\_FO)

Výsledok PCR\_FO získame na rozhraní G podľa obrázka I-8.

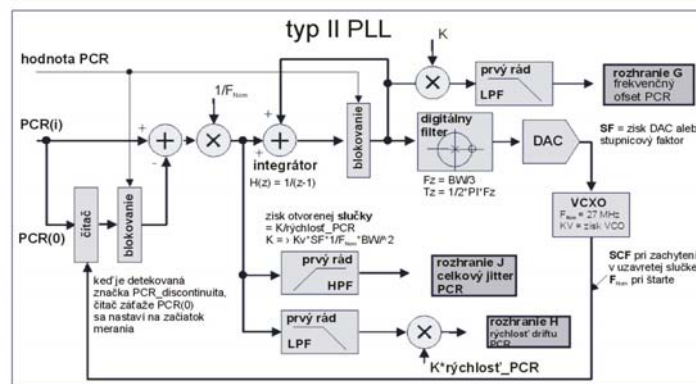
Výsledok merania sa získa po kombinovanej činnosti filtra HPF prvého rádu reprezentovaného slučkou a integrátorom obvodom (reprezentovaným sčítačkou a blokovacím obvodom), za ktorým nasleduje filter LPF prvého rádu. Táto kombinovaná činnosť vytvára odozvu zobrazenú na obrázku I-5 v prípade odchýlky frekvencie.

### I.7.4 Meranie PCR\_overall\_jitter

Výsledok PCR\_OJ sa získa na rozhraní J podľa obrázka I-8.

Tento výsledok merania sa získa po kombinovanej činnosti filtra druhého rádu HPF daného slučkou (pred integrátorom reprezentovaným sčítačkou a blokovacím obvodom), za ktorým nasleduje filter HPF prvého rádu. Táto kombinovaná činnosť vytvára odozvu zobrazenú na obrázku I-5 džitera (náskres zľava).

Celkový džiter zahŕňa zložený efekt chýb presnosti PCR a nestability času príchodu PCR. Je to dôležité, nakoľko to priamo súvisí s džiterom a driftom u programu určeného na obnovu hodín. Táto metóda má tiež zahŕňať meranie rýchlosti driftu hodín a odchýlky frekvencie. Preto najpraktickejšou metódou je implementovanie obvodu PLL na obnovu SCF v dekódovači programu. Starostlivým riadením šírky pásma a kalibrovaním VCXO je možné simultánne merať celkový džiter PCR, odchýlku frekvencie SCF a driftovú rýchlosť SCF pomocou frekvenčných odoziev opísaných vyššie.



Obrázok I-8 – Meranie celkového džitera PCR kombinujúceho vplyvy PCR\_AC a PCR\_arrival-time\_jitter

**Vysvetlenie:**

Treba poznamenať, že riadiaci systém PLL je typu II s dvomi ideálnymi integrátormi (uvedený digitálny sumátor a VCXO). To vytvára odozvu filtra horného priepustu druhého rádu s uzavretou slučkou na výstupe odčítania fáz. Pod šírkou pásma slučky je preto odozva úmerná rýchlosti driftu a nad šírkou pásma slučky je úmerná džitera. Na meranie džitera je nevyhnutné pridať ďalší filter HPF prvého rádu tak, aby sa odstránili vplyvy rýchlosti driftu. Na výstupe s driftovou rýchlosťou je naopak nevyhnutné pridať filter LPF prvého rádu, aby sa z tohto merania odstránili vplyvy džitera.

POZNÁMKA 1. – Ak sú použité filtre využívajúce technológiu DSP na nespracované dáta, a nakoľko PCR\_rate je vzorka rýchlosti, priemerná PCR\_rate sa má určiť meraním PCR\_intervalu a filtrovaním výsledku 10 MHz filtrom LPF alebo užším. Hodnota PCR\_rate sa môže použiť s týmito hodnotami zobrazenými na obrázku na uskutočnenie výberu meracej šírky pásma BW merania tak, že bude nezávislá na PCR\_rate.

POZNÁMKA 2. – Zobrazený návrh je digitálno-analógový hybrid s prevodníkom DAC riadiacim analógový slučkový filter. V štrnásťbitovom prevodníku DAC má byť SF  $2^{-14}$ . Obvod VCXO so ziskom Kv možno skonštruovať ako subsystém zložený z OCXO a FLL kľúčujúceho VCXO. Ak je to potrebné, môže sa použiť kalibrácia výstupu s odchýlkou frekvencie na požadovanú presnosť. Inak sa môže VCXO použiť samostatne a chyba alebo posuv jeho frekvencie sa môže overiť použitím známej presnej frekvencie TS a od výsledkov jednotlivých meraní sa chyba odčíta.

POZNÁMKA 3. – Alternatívne sa môže použiť na určenie PCR\_intervalu známymi metódami voľne bežiaci OCXO a číslicový VCO možno skonštruovať. Touto metódou sa môže konštruovať kompletne digitálna alebo softvérová verzia pričom sa použije meraný PCR\_interval a hodnoty PCR. Je možné ukázať, že táto metóda môže mať šírku pásma, ktorá je v podstate nezávislá od priemernej PCR\_rate s nameranými hodnotami džitera relatívne nezávislými od zmien hodnôt PCR\_intervalu.

Hoci táto metóda opisuje implementáciu PLL ako hybridný obvod zložený z DSP a analógového spracovania signálu, je možné použiť aj iné metódy, ktoré vytvoria rovnaké odozvy filtrov.

**I.8 Pokyny na vykonávanie meraní PCR**

Meranie a overenie platnosti príspevkov na džiter a driftová rýchlosť programovej STC prenášanej jej diskretnými časovými vzorkami v hodnotách PCR každého programu v transportnom toku vyžaduje určitú matematickú analýzu týchto vzoriek aby bolo možné vypočítať limity parametrov v prípade priameho porovnania s parametrami pevne stanovenými v normách.

Typická analýza vzorkovacieho systému závisí od pravidelnej vzorkovacej rýchlosti analyzovaných dát. To nie je všeobecne prípad časovo diskretných vzoriek prenášaných v hodnotách PCR, ktoré podľa ich vlastnej povahy závisia od kritéria a priorít na stupni multiplexovania.

Odporúčanie ITU-T H.222.0/ISO/IEC 13818-1 [1] stanovilo maximálny interval 100 ms medzi po sebe idúcimi hodnotami PCR. DVB odporúča, že všetky kompatibilné systémy DVB budú vysielat' hodnoty PCR s maximálnym intervalom 40 ms, ale všetky prijímače majú pracovať správne s intervalmi až 100 ms.

Žiadny zo štandardov prísne nestanovuje, aby interval, nech je akýkoľvek, bol konštantný. Je to kvôli procesu multiplexovania, kde je potrebné povolenie ak sa má aktuálny paket obsahujúci pole PCR vložiť do transportného toku v danom programe. Zámerom návrhárov a operátorov multiplexov je poskytovať tieto hodnoty s najvyššou pravidelnosťou rýchlosti aká je možná.

V prijímači je obnova systémových hodín 27 MHz v procese dekódovania riadená signálom, ktorý zaisťuje využitie každej hodnoty PCR prislúchajúcej danému programu v čase príchodu na zavedenie korekcií a je to potrebné. Predpokladá sa, že stabilita obnovenia hodín je taká, že

fáza sa nebude príliš posúvať medzi danou hodnotou PCR na nasledujúcou v intervaloch 100 ms.

Je tu povinnosť TS zabezpečiť hodnoty PCR správne bez chýb väčších ako 500 ns v okamžitej fáze systémových hodín. Limit 500 ns sa môže prekročiť ako akumulovaná chyba vo veľkom počte hodnôt PCR. Ak akumulovaná chyba trvá dostatočne dlhý čas, má sa to považovať za príspevok driftu a povoliť prekročenie limitu 500 ns. Čo znamená dostatočne dlhý bolo vysvetlené v kapitole 5 tejto normy a je to reprezentované graficky zlomovými bodmi grafu I-2. Pri sínusových frekvenciách nižších ako 12 mHz sa limit stanoví špecifikovaním driftovej rýchlosti, čo je vhodnejšie ako limit 500 ns.

Ak sú v meracom zariadení vstavané príslušné vhodné filtre s cieľom oddeliť spektrálne zložky hodnôt PCR blízko džitera voči demarkačnej frekvencii driftu, potom je možné porovnať chyby pri prijíme s vhodnými limitmi stanovenými normou.

Ak je návrh meracieho zariadenia riešený ako analógové zariadenie s hardvérovými filtermi, potom návrhár použije demarkačnú frekvenciu ako požiadavku na návrh filtrov s nezávislosťou na vzorkovacej rýchlosti, s ktorou hodnoty PCR skutočne prichádzajú. Táto demarkačná frekvencia sa určí z limitov daných normou a nesmie závisieť na rýchlosti vzorkovania hodnôt PCR.

Ak u navrhovaných filtrov predpokladáme použitie metód DSP, návrhár musí vziať do úvahy priemernú rýchlosť vzorkovania hodnôt PCR a adaptovať filtre tak, aby sa udržala relatívne pevná šírka pásma na meranie. Tento prístup implicitne predpokladá, že vzorkovacia frekvencia (priemerná rýchlosť príchodu hodnôt PCR) nie je len známa ale relatívne konštantná.

Dobrym odporúčaním je, aby sa hodnoty koeficientov určovali adaptívne meraním aktuálnej rýchlosti príchodu hodnôt PCR. Inými slovami, pri meraní rýchlosti PCR sa použije adaptívny filter s premenlivým parametrom.

Tento prístup, bol skúšaný v praxi použitím veľmi výraznej frekvenčnej modulácie rýchlosti hodnôt PCR a výsledky meraného džitera a driftu veľmi dobre korelovali (v rámci limitov presnosti meracieho zariadenia) s džiterom a chybami driftu chýb vložených pri skúšaní skúšobným generátorom do hodnôt PCR. Všeobecne platí, že malé rozdiely v šírkach pásma meracieho filtra neovplyvňujú významne výsledky merania džitera, nakoľko spektrálne zložky džitera sú väčšinou širokopásmové. V skutočnosti je rád filtra veľmi dôležitý, nakoľko určuje výstupnú citlivosť filtra na mimopásmové zložky, ktoré môžu mať malé amplitúdy, ale veľmi veľké prvé a druhé derivácie podľa času.

Ďalšie hľadisko ktoré treba brať do úvahy nesúvisí s overením správnosti toku, ale súvisí so skúšobným nástrojom na zistenie zdroja džitera ak k nej dochádza a má určitú periodicitu alebo rezonančné frekvencie. Tento nástroj aplikuje Fourierovu analýzu na prijaté vzorkované dáta.

Aby bola táto analýza platná, opäť sa predpokladá, že rýchlosť vzorkovania je známa a je regulárna. Potom sa rýchlosť vzorkovania zmeria, aby sme poznali frekvencie analyzované v každom zásobníku frekvencií (rozlíšenie ako funkcia počtu vzoriek v časovej doméne použitých pri výpočte a relatívnej stability vzorkovacej frekvencie v rámci meracieho intervalu).

Problém nerovnomernosti rýchlosti vzorkovania sa má prekonať starostlivou interpoláciou pred aplikáciou Fourierovej metódy. Obvykle táto interpolácia nie je nevyhnutná kvôli faktu, že skúšobný nástroj totiž nepotrebuje vedieť aká je "presná" hodnota frekvencií a amplitúd. To čo je potrebné je, získať predstavu, či je džiter náhodný alebo obsahuje nejaké dominantné frekvencie.

Všeobecne platí, že ak urobíme Fourierovu analýzu pravidelne vzorkovaných signálov a dostaneme stabilnú sínusovú zložku v signále, jeho parametre získame s veľkou presnosťou

a má sa zobraziť na spektrálnom analyzátore čistá spektrálna čiara aj s príslušnými údajmi. Ak sínusová zložka nebola stabilná, potom môžeme očakávať širokú spektrálnu čiaru so zmenšenou amplitúdou, vplyv FM na túto sínusoidu je širší a skôr menší ako väčší.

Ak je prítomná stabilná sínusoida, ale rýchlosť vzorkovania je FM modulovaná, čo je prípad rýchlosti príchodu PCR, potom sa očakáva široká a nízka spektrálna čiara, podobná predchádzajúcemu prípadu. Ak je vo vzorkovanom signále veľký počet FM (náhodných alebo nie), spektrum bude širšie s nižšou amplitúdou v každom zásobníku frekvencií. Ako nástroj diagnostiky to môže byť platné.

## **I.9 Výber filtrov pri meraní PCR**

### **I.9.1 Prečo je tu potrebný výber?**

Meranie PCR je ťažká úloha. Hodnoty PCR sa nevyskytujú veľmi často a keď sa vyskytnú, sú to dosť veľké čísla (42 bit). Referenčné hodiny majú byť veľmi stabilné, a samotné meracie zariadenie musí mať aspoň rovnakú stabilitu aby sa mohlo robiť meranie. Je to dlhodobá stabilita (rádu niekoľkých ppm zmien frekvencie za hodinu) v čítači, ktorý je inkrementovaný veľmi rýchlo (27 MHz), ale prenáša sa občas (40 ms alebo podobne), čo spôsobuje problémy.

„Demarkačná“ frekvencia ktorá bola definovaná (obrázok I-2), je schopná oddeliť nepresnosti pridané u hodín PCR do driftu (nízkofrekvenčná zložka) a džiter (vysokofrekvenčná zložka). Je to založené na limitoch uvedených v norme ISO/IEC 13818-1 [1], ktorá stanovuje oblasť pod 10 mHz (MGF1), kde dominuje limit driftu (75 mHz/s) a oblasť nad 10 mHz (MGF1), kde chyby môžu prekročiť limit driftovej rýchlosti, ale nie limit fázovej chyby (500 ns), čo je dôvod, prečo je MGF1 veľmi odporúčaná demarkačná frekvencia použitá na presnú zhodu s normou ISO/IEC 13818-1 [1]. Na praktické meranie sa špecifikovali tri pevné demarkačné frekvencie, a to od MGF1 do MGF3 a povolená je tiež jedna MGF4 definovaná používateľom alebo výrobcom. Výber demarkačnej frekvencie je kompromisom medzi požadovanou presnosťou hodín, ako ju definuje špecifikácia MPEG, a praktických záležitostí pri vykonávaní meraní.

Ak chceme v prípade dvoch meracích zariadení získať rovnaké výsledky s daným transportným tokom, musia tieto zariadenia pri meraní použiť rovnakú demarkačnú frekvenciu. Navyiac všetky sekundárne vplyvy spôsobené nepravidelným príchodom vzoriek PCR sa môžu odstrániť tak, aby výsledky boli čo najviac porovnateľné. Spôsob, ako to dosiahnuť, nie je predmetom tejto technickej správy, ale návrhy majú dať podobné výsledky, napríklad desaťminútový tok obsahuje PCR každých 20 ms v prvých piatich minútach a potom 40 ms ďalších 5 minút.

Ak sa použijú profily filtrov od MGF1 do MGF4 definovaných v tejto technickej správe, vznikne odchýlka medzi reálnou odozvou filtrov a požadovanou odozvou ideálnych filtrov. Tým vzniknú nejaké chyby merania medzi zariadeniami. Obyčajne závisí presnosť filtrovania na komerčnom výbere výrobcu zariadenia, ktorý pripravuje zariadenie na určitý špecifický trh.

### **Výber**

Smernice referenčný model PCR a model bitového toku sú určené na vytváranie prostredia, kde podobné prístroje dávajú podobné výsledky a používatelia sú schopní porozumieť dôsledkom výberu rôznych parametrov merania. Chyby medzi rôznymi zariadeniami sa môžu meniť v závislosti od množstva faktorov:

1. Majú sa použiť rovnaké demarkačné frekvencie? To je hlavný faktor.

Ak rôzne zariadenia používajú rôzne demarkačné frekvencie, potom budú dávať rôzne výsledky. To bude hlavným zdrojom chýb. Diskusia o chybách je uvedená ďalej.

2. Sú demarkačné filtre rovnakého rádu? To je najmenej dôležité.



Ak jedno zariadenie používa filter druhého rádu a iné používa filter 5-teho rádu, potom charakter odozvy filtra bude dosť odlišný. Bude tu pravdepodobne malý rozdiel medzi meracími zariadeniami, najmä ak sú podstatné frekvenčné zložky chýb blízko vybratej demarkačnej frekvencie.

3. Má sa meranie vykonať blízko deliacich frekvencií odchýlky frekvencie, driftu a džitera?

Blízko deliacej frekvencie rád filtra a jeho impulzová odozva pravdepodobne ovplyvňujú frekvenčné zložky, ktoré sú zahrnuté alebo odstránené z meraní. Toto má oveľa menší vplyv ako výber demarkačnej frekvencie.

### **I.9.2 Vyššie demarkačné frekvencie**

Výber vyššej demarkačnej frekvencie (napríklad MGF3) môže mať viaceré vplyvy:

1. Džiter sa zmení na drift alebo posuv frekvencie.

Vyššia demarkačná frekvencia znamená, že frekvenčná zložka, ktorá bola zatriedená ako džiter bude teraz zatriedená ako posuv frekvencie alebo drift. To má vplyv na zníženie veľkosti frekvenčnej zložky džitera. Takisto to spôsobí, že systémové hodiny sa budú javiť menej stabilné ako sú v skutočnosti.

2. Meranie sa ustáli rýchlejšie.

Čas ustálenia je približne rovný  $1/\text{frekvencia}$ . Ak sa veľkosť frekvencie zvýši o dva rády, potom sa veľkosť času ustálenia zníži o dva rády. Na zlepšenie časov ustálenia môžeme použiť postupy DSP a ich použitie je na komerčnom výbere dodávateľa zariadenia.

Na hrubý odhad platí: vyššia demarkačná frekvencia umožňuje rýchlejšie ustálenie, ale dáva menšiu presnosť výsledku. Nameraný džiter sa má javiť ako menší a nameraný drift zase ako rozsiahlejší.

### **I.9.3 Nižšie demarkačné frekvencie**

Výber nižšej demarkačnej frekvencie (napríklad MGF1) môže mať viaceré vplyvy:

1. Rozdelenie driftu a džitera do niekoľkých reprezentatívnych skupín.

Nižšia demarkačná frekvencia znamená, že frekvenčné zložky sú presnejšie klasifikované ako džiter, odchýlka frekvencie alebo drift. To má vplyv na meranie frekvenčných zložiek založené na predpokladoch, ktoré sú bližšie k hodnotám v špecifikácii MPEG-2.

2. Meranie sa dlhšie ustáľuje.

Čas ustálenia je približne rovný  $1/\text{frekvencia}$ . Ak sa veľkosť frekvencie zvýši o dva rády, potom sa veľkosť času ustálenia zníži o dva rády. Na zlepšenie časov ustálenia môžeme použiť postupy DSP a ich použitie je na komerčnom výbere dodávateľa zariadenia.

Na hrubý odhad platí: Nižšia demarkačná frekvencia spôsobí oveľa pomalšie ustálenie, ale dáva presnejší výsledok. Nameraný džiter sa má javiť ako väčší a nameraný drift sa má javiť ako pomalší.

Konečný výber demarkačnej frekvencie spočíva na používateľovi zariadenia a bude smerovať k výberu medzi rýchlosťou a presnosťou merania. Tieto príručky majú umožniť použitie rôznych

meracích zariadení s cieľom získať porovnateľné výsledky vo vnútri meranej oblasti, istú mnohoznačnosť v deliacom bode a zhodu v ďalšej oblasti.

## I.10 Model budenia zariadení na meranie PCR

### I.10.1 Úvod

Práca pri definovaní meraní PCR pokračovala tak, že rôzne zariadenia môžu ukazovať rovnaké výsledky merania PCR ak sú podnety rovnaké. Rozsiahla práca bola potrebná na definovanie demarkačných frekvencií a vzorcov medzi parametrami. Najmä praktické definície limitov chyby časovania, jednosmerný posuv a drift sa môžu teraz stanoviť s odkazom na hodnoty MPEG v norme ISO/IEC 13818-1 [1].

V prípade korektného skúšania systému je potrebný dobrý známy podnet. Táto informatívna príloha definuje model budenia na meranie PCR, ktoré sa majú aplikovať ako spriahnutý alebo nespriahnutý systém, aby sa zabezpečilo, že namerané parametre PCR vznikli ako výsledok systému a nie ako z chybného zdroja. Sada filtrov na analýzu PCR sa má navyše skúšať bez ohľadu na implementáciu, pri identických vstupných signáloch majú vychádzať zhodné výsledky. Táto príloha je určená na načrtnutie protokolu s MGF1 na skúšanie budenia siete a zariadenia.

### Náčrt metódy

Môžeme definovať transportný tok s viacerými programami a viacerými PCR, ktorý je možné použiť ako porovnávací tok do meracieho zariadenia. Tok má mať nasledovné vlastnosti:

Zložka	Opis meracích výsledkov
Služba 1	Perfektná PCR s pravidelnými intervalmi medzi vzorkami $f_{PCR}(t) = f_o$
Služba 2	Perfektná PCR s nepravidelnými intervalmi medzi vzorkami $f_{PCR}(t) = f_o$
Služba 3	Len posuv frekvencie $f_{PCR}(t) = f_o + f_{dc}$ meraný $f_{PCR}^{meas}(t) = f_{PCR}(t) \pm e_{dc} \pm e_{drift} \pm e_{jitter}$
Služba 4	Drift PCR a (neodstraniteľný) džiter $f_{PCR}(t) = f_o + A_m f_m \cos(2\pi f_m t)$ meraný $f_{PCR}^{meas}(t) = f_{PCR}(t) \pm e_{dc} \pm e_{drift} \pm e_{jitter}$
Služba 5	Len džiter PCR $f_{PCR}(t) = f_o + f_j(t)$ meraný $f_{PCR}^{meas}(t) = f_{PCR}(t) \pm e_{dc} \pm e_{drift} \pm e_{jitter}$

kde  $f_{PCR}(t)$  znamená okamžitú frekvenciu,  $f_o = 27,000\,000\,MHz$ ,  $f_{dc}$  je posuv frekvencie,  $f_m$  je frekvencia driftu, a  $f_j(t)$  predstavuje okamžitú frekvenciu zdroja j džitera. Hodnoty  $e_{dc}$ ,  $e_{drift}$  a  $e_{jitter}$  sú rozsahy chýb, ktoré môžu mať rôzne kritériá MGF1, MGF2 a MGF3.

Tento transportný tok je definovaný v pseudokóde takže sa môže jednoznačne syntetizovať na počítači. Nespriahnuté skúšanie má prebiehať, ako aj spriahnuté prehrávanie z vhodného prehrávača. Tok má mať dostatok PSI na spájanie toku, ale tabuľky SI alebo iné komponenty sú mimo oblasti súčasného dokumentu. Tok sa môže zostaviť tak, aby sa ukázala nezávislosť medzi presnosťou merania a nepravidlosťou príchodu hodnôt PCR.

## I.10.2 Obmedzenia definície toku

Tento model budenia definuje tok, ktorý možno použiť v spriahnutom aj nespriahnutom režime. V prípade keď sa použije spriahnutý režim, požaduje sa "dokonalý" prehrávač bitového toku. Táto téma je mimo oblasti tejto technickej správy, ale teraz predpokladajme, že taký existuje.

1. V mnohých praktických situáciách sa vyžaduje aby bol skúšobný transportný tok generovaný s určitou bitovou rýchlosťou (napríklad na vysielanie UK DVB-T je požadovaný tok 24,128 342 MHz).
2. Aby sa dosiahla zhoda so smernicami DVB je často žiaduce mať pevnú rýchlosť vkladania PCR s nejakou hodnotou menšou ako 40 ms v súlade s TR 101 154 [4].
3. Referenčný PCR v modeli budenia sa má javiť ako dokonalý. Aby sa to zabezpečilo, vzorkovací bod časovej referencie (pozri poznámku) sa má objaviť na 27,0000 MHz vzorkovacej mriežky a súčasne na mriežke paketu 188 bajtov, t. j. každá vzorka PCR je *presná a nemá* kvantizačné chyby.

POZNÁMKA. – ISO/IEC 13818-1 [1] článok 2.4.3.5, definícia **program\_clock\_reference\_base** určuje, že PCR je platné po prijatí posledného bajtu **program\_clock\_reference\_base**.

4. Rýchlosť vkladania hodnôt PCR má spĺňať požadované tolerancie. Meracie zariadenie PCR má poskytovať rovnaké výsledky bez ohľadu na rýchlosti vkladania vzoriek PCR.
5. Voliteľná rýchlosť vkladania môže byť jednou z príčin nepresnosti merania. Najjednoduchšia z dokonalých služieb PCR má mať prísne pravidelné vkladanie PCR, pri druhej dokonalej službe PCR sa prenášajú čisté hodnoty, ale s nepravidelnou mriežkou.

Požiadavky 3 a 5 sú prísne požiadavky, ktoré sa musia splniť, ak chceme vytvoriť dokonalý tok. Ďalšie požiadavky majú určitú flexibilitu, ktorá nám umožňuje vytvoriť použiteľné toky.

Potom je možné vytvoriť viacprogramový transportný tok s dokonalým PCR a dokonalým frekvenčným posuvom v prípade, že sa starostlivo vyberie celkový bitový tok. Dokonalý drift ( $e_{drift} = 0$ ) nie je v praxi dosiahnuteľný, pretože vznikajú kvantizačné chyby, ktoré tiež predstavujú neodstrániteľný vysokofrekvenčný džiter ( $e_{jitter}$ ). Tento šum je možné znížiť na nejaký stupeň v prípade, že sa starostlivo vyberú vzorkovacie body.

Vo všeobecnosti prídavok džitera sa musí urobiť v obmedzenom pásme aby sa predišlo superpozícii zložiek džitera, ktoré sa späťne objavia vo frekvenčných pásmach na meranie driftu a posuvu frekvencie. Nie je to predstaviteľ pravého džitera, ale je podstatný v tomto modeli, ktorý je plánovaný na overenie implementácie sady filtrov, ktoré spĺňajú navrhnuté podmienky profilov (pozri zlomové frekvencie v I.5). Toto navyše vytvára užitočné stimuly na overenie/skúšanie korekčného zariadenia džitera v scenároch sietí.

### Definície

Hoci by niekto veľmi rád používal bitovú rýchlosť ako riadiaci parameter, podmienka aby vzorky PCR spadali do mriežky 27 MHz a aj do mriežky stoosemdesiatosembajtových paketov znamená, že je praktickejšie definovať *minimálny* časový interval medzi jednotlivými PCR (ktoré spadajú do mriežky 27 MHz) a potom nastaviť bitovú rýchlosť definovaním koľko (celých) stoosemdesiatosembajtových paketov si želáme v tomto intervale. Inými slovami, definovanie periódy frekvencie zázneja medzi 27 MHz a rýchlosťou paketov. Toto efektívne kvantuje hodnoty dosiahnuteľnej bitovej rýchlosti. Nemusí to nevyhnutne znamenať, že jednotlivé PCR sa budú objavovať v toku s rozstupom rovným tomuto minimálnemu 'intervalu zázneja' – určuje to len nespojitost' bodov vloženia. Ak chceme nastaviť nepravidelné rozstupy medzi PCR v rozsahu od 5 ms do 40 ms, potom je zbytočné nastavovať interval zázneja niekde v oblasti

38 ms, nakoľko dovolené hodnoty intervalu boli násobkami 38 ms, napríklad 38 ms, 76 ms, 114 ms,... atď. Čo je žiaduce je interval zázneja s relatívne jemnou diskretnosťou tak, aby tam bol počet dovolených bodov vloženia v súlade s TR 101 154 [4]. Platí, že kratší interval zázneja spôsobí hrubšie kvantovanie dovolených hodnôt bitovej rýchlosti.

Skutočný interval zázneja súvisí s požadovaným intervalom zázneja takto:

$$T_a = \frac{n}{27\,000\,000} \text{ s}$$

kde:

$$n = \text{int}(T_d \times 27\,000\,000)$$

bude celistvý počet 27 MHz hodinových impulzov medzi hodnotami PCR. Rozsah možných bitových rýchlostí, ktorý možno dosiahnuť s týmto skutočným minimálnym časovým intervalom bude:

$$B_a = p \times \left( \frac{188 \times 8}{T_a} \right) \text{ bit/s}$$

kde  $p$  je celé číslo. Potom sa môžu nájsť hodnoty  $p$  a  $T_d$  ktoré redukujú chybu intervalu zázneja a chybu bitovej rýchlosti (relatívne k požadovanej bitovej rýchlosti  $B_d$ ), ktoré sú definované takto:

$$err_{beat-int} = \left| \frac{T_a - T_d}{T_d} \right| \times 10^6 \text{ ppm} \quad \text{a} \quad err_{bitrate} = \left| \frac{B_a - B_d}{B_d} \right| \times 10^6 \text{ ppm}$$

Hodnoty  $p$  a  $T_d$  sú hlavné hodnoty použité na regulovanie tvorby budiaceho skúšobného toku. Rovnomerne rozložené vzorky PCR: podobne definujeme skutočný pravidelný rozstup  $R_a$  pomocou požadovaného pravidelného rozstupu  $R_d$  takto:

$$R_a = T_a \times \text{int} \left( \frac{R_d}{T_a} \right)$$

s príslušnou chybou intervalu PCR,

$$err_{PCR-int} = \left| \frac{R_a - R_d}{R_d} \right| \times 10^6 \text{ ppm}$$

Počet paketov medzi pravidelne rozloženými vzorkami PCR bude jednoducho:

$$P = \frac{B_a \times R_a}{188 \times 8}$$

čo je podľa definície celé číslo. Ak je požadovaná dĺžka toku definovaná celým číslom  $F$  s 25 Hz rámcami, potom požadované trvanie  $L_d$  v sekundách je práve  $F/25$  s. Najbližšia dosiahnuteľná dĺžka v jednotkách stoosemdesiatosembajtových paketov je:

$$P_{L_d} = \text{int} \left( \frac{B_a \times L_d}{188 \times 8} + \frac{1}{2} \right)$$

A najbližšia dosiahnuteľná dĺžka v jednotkách  $P$  paketov (t. j. celistvý počet pravidelne rozložených vzoriek PCR) je:

$$P_{R_a} = \text{int} \left( \frac{P L_d}{P} + \frac{1}{2} \right)$$

Dosiahnuteľná dĺžka toku je potom:

$$L_a = \frac{P \times P_{R_a} \times 188 \times 8}{B_a}$$

Chyba dĺžky toku medzi požadovanou a dosiahnuteľnou je,

$$err_{length} = \left| \frac{L_a - L_d}{L_d} \right| \times 10^6 \text{ ppm}$$

Dĺžka toku má presiahnuť čas ustálenia meracích filtrov. Je ťažké definovať to presne, ale musí určite presiahnuť periódu demarkačnej frekvencie driftu/džitera  $84,3 \text{ s} = \frac{1}{11,86 \text{ mHz}}$  (pozri I.5).

Detegovanie frekvencií driftu v oblasti 1 mHz vyžaduje podstatne dlhší ako je tento.

Na vytvorenie služieb je potrebné použiť matematický model s cieľom odvodiť počet hodinových impulzov  $N(t)$  ako funkciu času a použiť tento počet na vytvorenie hodnôt PCR podľa definície PCR, t. j. vrátane cyklického návratu.

### Služba 1 (dokonalá služba s pravidelným rozstupom medzi PCR)

Toto je najjednoduchšia služba. Hodinový čítač použitý na značkovanie PCR možno namodelovať ako

$$N(t) = f_p t$$

Ak sa časovanie medzi PCR vyberie ako  $i \times n$ , kde  $i$  je celé číslo (a  $n$  je definované vyššie ako  $n = \text{int}(T_a \times 27\,000\,000)$ ), potom počet hodinových impulzov:  $m$ -tá vzorka PCR

$$N(mT_a) = m \times i \times n$$

je subjektom postupu na maximálne obmedzenie vzájomného rozstupu medzi PCR,  $i \times n \times T_a \leq 40 \text{ ms}$

### Služba 2 (dokonalá služba s nepravidelným rozstupom medzi PCR)

Podobne ako je vyššie uvedené, v hodinovom čítači použitom na značkovanie PCR stále platí:

$$N(t) = f_p t$$

Každá vzorka v toku je oddelená od predchádzajúcej vzorky náhodným celistvým násobkom  $n$  hodinových impulzov a nie správnym  $i \times n$ . To je opäť subjekt postupu na maximálne obmedzenie vzájomného rozstupu medzi PCR, takže maximálny povolený násobok bude:

$$\text{int} \left( \frac{40 \times 10^{-3}}{n \times T_a} \right)$$

### Služba 3 (čistý posuv frekvencie)

Na túto službu je hodinový čítač použitý na značkovanie hodnôt PCR modelovaný ako

$$N(t) = (f_p + f_{dc})t$$

Aby sa eliminovali kvantizačné chyby (a tým aj džiter) u tejto služby, musíme vybrať posuv frekvencie  $f_{dc}$  tak, aby platilo:

$$f_{dc}T_a = j = \text{vážené celé číslo}$$

Posuv frekvencie znamená, že voči 27 MHz časovacej mriežke bežia hodiny použité na značkovanie hodnôt PCR rýchlejšie alebo pomalšie podľa znamienka  $f_{dc}$ . Podobne ako vyššie vyberieme nesúmerné umiestnenie vzoriek, takže každá vzorka v toku je oddelená od predchádzajúcej vzorky náhodným celistvým násobkom  $n + j$  hodinových impulzov.

#### Služba 4 (služba s driftom)

Na túto službu sa drift modeluje harmonickou moduláciou tak, že v hodinovom čítači na značkovanie PCR platí:

$$N(t) = f_p t + \frac{A_m}{2\pi} \sin(2\pi f_m t) \quad (\text{rovnica 1})$$

V rámci odporúčaní DVB na maximálne obmedzenie časov vzájomného rozstupu medzi medzi PCR, je nemožné vytvoriť tok, ktorý obsahuje dovolenú zložku driftu bez kvantizačných chýb (a tým aj džiter). Tento neodstrániteľný zdroj džitera zavadza maximálnu absolútnu chybu časovania jedného hodinového impulzu. Hoci to nemožno eliminovať, môžeme skúsiť minimalizovať ju pomocou vhodného výberu bodov vkladania PCR tak, aby sme zredukovali chyby pokiaľ možno čo najviac. Ako v oboch vyššie uvedených prípadoch je základná jednotka času medzi vzorkami PCR reprezentovaná  $n$  hodinovými impulzmi. Pri každej novej vzorke sú vyhodnotené všetky možné vybrané prírastky času v rozsahu  $nT_a, 2nT_a, 3nT_a, \dots, m_{range}nT_a$  a z nich sa vyberie jeden s minimálnou kvantizačnou chybou. Horný koniec rozsahu je ohraničený  $m_{range}nT_a \leq 40$  ms.

#### Služba 5 (služba s čistým džiterom)

Tvorba čistej nestability nie je triviálna záležitosť. Počet hodinových impulzov použitých na značkovanie PCR je definovaný takto

$$N(t) = f_p t + J(t)$$

kde  $J(t)$  je zdroj džitera, ktorý modeluje džiter hodín/siete takým spôsobom, že výsledné PCR nevykazujú v spektre jednosmerný posuv, alebo iné fluktuácie v oblasti driftu. MGF1 definuje demarkačnú frekvenciu medzi driftom a džiterom ako 10 mHz. Preto  $J(t)$  nemá spôsobovať žiadne fluktuácie pod 10 mHz. V praxi to nie je horná hranica chyby džitera časovania a, žiaľ, relatívne nízka vzorkovacia frekvencia na vkladanie PCR nevyhnutne vedie k superpozícii vysokofrekvenčného džitera. Na skúšky vyberáme definíciu nášho modelu zdroja džitera  $J(t)$  takým spôsobom, aby sme zabránili superpozícii. Vzorky PCR s rozstupom 100 ms - maximálny povolený interval podľa špecifikácie MPEG – majú odpovedajúcu Nyquistovu frekvenciu 5 Hz. Preto je zrejmé, že náš zdroj nestability nesmie mať žiadne významné fluktuácie nad 5 Hz. Tieto dve frekvencie určujú medze dovolených spektrálnych zložiek v  $J(t)$ . Okrem toho sa má zdroj džitera navrhnuť tak, aby maximálna absolútna chyba hodín bola čo najbližšie limitu  $\pm 500$  ns v MPEG.

### I.10.3 Algoritmus

Algoritmus má tri stupne: Parametrizáciu, plánovanie a syntézu.

#### I.10.3.1 Parametrizácia

Toto je prvý stupeň. Zahŕňa výber hodnôt parametrov použitých na tvorbu toku. Hodnoty  $T_d$  a  $P$  minimalizujú chybu bitovej rýchlosti a chybu rýchlosti vkladania a špecifikujú trvanie transportného toku. Takisto zahŕňa umožnenie výberu jednosmerného posuvu  $f_{dc}$  a frekvenciu driftu  $f_m$ . Výber  $f_m$  určuje amplitúdu driftu  $A_m$  maximálneho driftu podľa definície,

$$\text{maximum drift} = 75 \text{ mHzs}^{-1} = 2\pi A_m f_m^2$$

Okrem toho je tu ešte obmedzenie, že posuv frekvencie nesmie prekročiť  $\pm 800$  Hz, čo znamená, že:

$$\frac{A_m}{2\pi} \leq 810$$

#### I.10.3.2 Plánovanie

Je to druhý vykonávaný proces. Každý paket ktorý bude vytvorený má pridelenú hodnotu PID tak, aby sa minimalizovala chyba, ktorá vznikne pri tvorbe hodnôt PCR na každú službu. Tento proces sa vykonáva pri každej jednotlivej zložke, dokiaľ nebudú splnené kritériá. Pravidelne vzorkovaná dokonalá služba sa vloží ako prvá, pričom sa využijú pakety požadované na pravidelný rozstup. Služba s jednosmerným posuvom frekvencie sa vloží ako ďalšia, pričom sa použije výber paketov, ktorý nesmie byť v konflikte s prvou službou. Nasleduje služba s driftom využívajúca nepridelené pakety, ktoré minimalizujú kvantizačnú chybu. Dokonalá služba s nepravidelným vzorkovaním a služba s džiterom sa vložia nakoniec, pričom tieto majú najväčší stupeň flexibility v rozmiestnení paketov.

#### I.10.3.3 Syntéza

Nakoniec sa vopred pridelená štruktúra paketu syntetizuje na platný transportný tok. Multiplexovanie platného obrazového a zvukového obsahu je mimo oblasti tejto technickej správy. V pseudokóde uvedenom ďalej budú pokryté len prázdne pakety.

### I.10.4 Kód pseudo-C

Model budenia je napísaný v jazyku pseudo-C a môže sa použiť na generovanie súboru s ktorým bude mať prvá služba dokonalý PCR.

/\* All values are defined and fixed and should not be changed  
Time is tracked by a 27MHz pulse count index which is passed to the subroutines  
The bitrate and other values have been adjusted to work.  
Rand() is a function that returns a uniform deviate in the range 0 to 1.

original: BFD 27 Nov 1999  
r1: BFD 25 Jan 2000  
r2: BFD 20 Feb 2000  
r3: JD 2 May 2000

\*/

```

/*****
/* Parameters for the model */
*****/
#define PATsPerSecond 20
#define PMTsPerSecond 20

/* ----- define constants and fixed values ----- */
#define Pi 3.1415926535897932384626433

```

```

#define SCR          27000000 /* System Clock Frequency in Hz */
#define PCRDriftRate 0.075   /* maximum drift rate in Hz/second */
#define PCRMaxSpacing 40e-03 /* maximum desired inter-PCR spacing in second */

/* -----user-defined parameters (below is simple stream example from appendix A)-----*/
#define n          172800 /* user defined inter-PCR minimum # 27 MHz clock pulses */
#define i          5      /* user defined # of n's between regular PCR samples */
#define Ta         0.0064 /* user determined ACTUAL min inter-PCR timing in seconds*/
#define Fdc        781.25 /* user defined offset value in Hz */
#define La         240    /* user defined length of stream in seconds */
#define Fm         0.005  /* user defined drift frequency in Hz */

/* ----- dependent parameters ----- */
#define Total_count(SCR*La) /* # 27MHz clock pulses in entire stream */
#define Am                (PCRDriftRate/(2.0*Pi*Fm*Fm)) /* dimensionless drift amplitude */
#define N                  (n*i) /* #clock pulses between regular PCRs */
#define mrange             (PCRMaxSpacing/(n*Ta)) /* max # of n's between two PCRs */
#define J                  (Fdc*Ta)
#define N_off              (n+J) /*min clock pulses between offset PCRs */
#define N_offrange         (PCRMaxSpacing/(N_off*Ta))/* max # of (n+J)s between offset PCRs */

/*****
/* Data creation */
/*****
/*
/* Create the PID array.
*/
/*****
CreatePIDArrays()
{
    /* Using an appropriate storage mechanism */
    /* must store: PCR value & PID of each packet */
}

/* Insert Perfect Packets (on regular grid) according to embedded algorithm */
Schedule_RegularPerfectPCRpackets()
{
    clock_count=0;
    while(clock_count<Total_count)
    {
        clock_count += N;
        RegPerfectPCR = PCR(clock_count);
        AllocatePacket(clock_count, RegPerfectPCR, RegularPIDvalue);
    }
}

/* Insert Perfect Packets (on irregular grid) according to embedded algorithm */
Schedule_IrregularPerfectPCRpackets()
{
    clock_count = 0;
    while(clock_count<Total_count)
    {
        Successful = FALSE;
        while(!Successful)
        {
            trial_clock_count = clock_count + n*(int)(mrange*Rand());
            IrregPerfectPCR = PCR(trial_clock_count);
            Successful = AllocatePacket(trial_clock_count, IrregPerfectPCR
                                     , IrregularPIDvalue);
        }
        clock_count = trial_clock_count;
    }
}

/* Insert Drift Packets according to embedded algorithm */
Schedule_DriftPackets()
{
    clock_count = 0;
    while (clock_count<Total_count)
    {
        MinQE = 1e30;
        best_m = 1;
        trial_fp_clock_count = (float) clock_count;
        /* check all possible available packets & choose one with least quantisation error */
        for(m=1, m<mrange+1; m++)
        {

```



```

clock_increment = n*m;
trial_fp_clock_count += clock_increment;
model_time = trial_fp_clock_count/SCR;
trial_fp_clock_count += (Am/(2.0*Pi))*sin(2.0*Pi*Fm*(model_time));
/* ref eqn 1 */

DriftPCR = PCR(trial_fp_clock_count);
vacant = Check_PID_Vacancy(clock_count + clock_increment);
if(vacant)
{
    QE = AbsQuantizationError(trial_fp_clock_count, DriftPCR);
    if(QE<MinQE) /* keep track of packet with least
                quantisation error */
    {
        MinQE=QE;
        best_DriftPCR = DriftPCR;
        best_m=m;
    }
}
clock_count += n*best_m;
DriftPCR = best_DriftPCR;
AllocatePacket(clock_count, DriftPCR, DriftPIDvalue);
}

/* Insert Offset Packets according to embedded algorithm */
Schedule_OffsetPackets()
{
    clock_count = 0;
    while (clock_count<Total_count)
    {
        Successful = FALSE;
        while(!Successful)
        {
            trial_clock_count = clock_count + n_off*(int)(n_offrange*Rand());
            OffsetPCR = PCR(trial_clock_count);
            Successful = AllocatePacket(trial_clock_count, OffsetPCR
            , OffsetPIDvalue);
        }
        clock_count = trial_clock_count;
    }
}

/* Insert Jitter Packets according to embedded algorithm */
Schedule_JitterPackets()
{
    clock_count = 0;
    while (clock_count<Total_count)
    {
        Successful = FALSE;
        while(!Successful)
        {
            trial_clock_count = clock_count + n*(int)(mrange*Rand());
            trial_fp_clock_count = trial_clock_count + JitterSource();
            JitterPCR = PCR(trial_fp_clock_count);
            Successful = AllocatePacket(trial_clock_count, JitterPCR
            , JitterPIDvalue);
        }
        clock_count = trial_clock_count;
    }
}

/* Insert PATs as required */
Schedule_PATPackets()
{
}

/* Insert PMTs as required */
Schedule_PMTpackets()
{
}

/* Insert Null packets as required */
Schedule_NullPackets()
{
}

```

```

JitterSource() //band limited jitter source
{
}

PCR(clock_count) //PCR values made using the extension/base convention with wraparound
{
}

Check_PID_Vacancy(clock_count)
{
}

AllocatePacket(clock_count, trialPCR, PIDvalue)
{
    if(Check_PID_Vacancy(clock_count))
    {
        ReservePacket(clock_count, trialPCR);
        return TRUE;
    }
    else
        return FALSE;
}

main()
{
    /* The first step is to create a large empty array */
    CreatePIDArrays();

    /*
     * Now we schedule all the packets of the different services to ensure
     * that we create a stream with the lowest quantisation errors
     */

    Schedule_RegularPerfectPCRPackets();
    Schedule_OffsetPackets();
    Schedule_DriftPackets();
    Schedule_IrregularPerfectPCRPackets();
    Schedule_JitterPackets();

    /*
     * Now insert the PSI to bind the stream together
     */

    Schedule_PATPackets();
    Schedule_PMTpackets();
    Schedule_NullPackets();

    /*
     * Finally it is time to synthesise the final data
     */
    SynthesiseTS("PCRverify.m2t");
}

```

### I.10.5 Definície parametrov a príklady hodnôt

Nasledujúca tabuľka je zoznamom príkladov hodnôt používateľom definovaných parametrov, pričom 'rozstup PCR' je vzťahnutý k rozstupu pravidelne vzorkovaných 'dokonalých' hodnôt PCR. Parametre vyznačené tučne sú v modeli nezávislé. Veličiny v orámovaných okienkach sú hodnoty požadovaných parametrov.

Parameter	Opis	Jednoduchý tok	Ako DVB-T	Ako DVB-S
$T_d$	Požadovaný rozstup záznejov v ms	6,4	10,036	10,009 65
$T_a$	Dosiahnuteľný rozstup záznejov v ms	6,4	10,036	10,009 629 63
$n$	Počet 27 MHz impulzov medzi záznejmi	172 800	270 972	270 260
$err_{beat-int}$	Chyba intervalu zázneja v ppm	0,00	0,00	2,04
$B_d$	Požadovaná bitová rýchlosť v bit/s	470 000	24 128 342,00	380 147 06
$B_a$	Dosiahnuteľná bitová rýchlosť v bit/s	470 000	24 127 540,85	38 014 593,35
$p$	Počet paketov medzi záznejmi	2	161	253
$err_{bitrate}$	Chyba bitovej rýchlosti v ppm	0,00	33,20	2,96
$R_d$	Požadovaný rozstup medzi PCR v ms	32	30,108	30,029
$R_a$	Dosiahnuteľný rozstup medzi PCR v ms	32	30,108	30,028 888 89
$err_{PCR-int}$	Chyba intervalu PCR v ppm	0,00	0,00	3,70
$P$	Počet paketov medzi PCR	10	483	759
$F$	Požadovaná dĺžka v 25 Hz rámcoch	6 000	5 250	3 390
$L_d$	Požadovaná dĺžka v sekundách	240	210	135,6
$P_{L_d}$	Najbližšie celé číslo # pakety na $L_d$	75 000	3 368 872	3 427 380
$P_{R_a}$	Celkové # pakety v toku keď $P_{L_d}$ je kvantovaný na $P$	7 500	6 975	4 516
$L_a$	Trvanie $P_{R_d}$ paketov v sekundách	240	210,003 3	135,610 462 2
$err_{length}$	Chyba dĺžky v ppm	0,00	15,71	77,16
$F_s$	Veľkosť toku v Mbajtoch	14,1	633,357 9	644,397 072
$F_{dc}^d$	Požadovaný jednosmerný posuv frekvencie v Hz	810	810	810
$F_{dc}^a$	Najbližšia dostupná frekvencia k $F_{dc}^d$ v Hz	781,25	797,130 330 8	799,230 370 8
$j = T_a F_{dc}^a$		5	8	8
$f_m$	Modulačná frekvencia driftu v Hz	0,005	0,005	0,005
$A_m$	Amplitúda modulácie driftu	477,464 829 28	477,464 829 28	477,464 829 28
$2\pi A_m f_m^2$	Maximálny absolútny drift v mHz/s	75	75	75
$\frac{A_m}{2\pi}$	Maximálna frekvenčná odchýlka driftu v Hz	75,990 887 73	75,990 887 73	75,990 887 73
$i = \frac{R_a}{T_a}$	Počet intervalov zázneja medzi pravidelnými vzorkami PCR	5	3	3

---

## Príloha J (informatívna)

### Meranie bitovej rýchlosti

#### J.1 Úvod

##### J.1.1 Účel merania bitovej rýchlosti

Táto príloha je určená na objasnenie meracích postupov na meranie bitovej rýchlosti, ktoré umožňujú zobraziť rovnakú hodnotu bitovej rýchlosti na zariadeniach rôznych dodávateľov v prípade, že zariadenia analyzujú ten istý transportný tok.

Merací postup v tejto technickej správe sa má aplikovať na celý transportný tok a aj na jeho jednotlivé zložky. Má to umožňovať zobraziť informáciu o transportnom toku tradične v tvare histogramu tak, aby bol štatistický multiplex zobrazený zhodne na rôznych zariadeniach. Obrazovka je určená na to, aby dynamicky zobrazovala rôzne rozdelenia bitovej rýchlosti medzi rôznymi službami. Zámerom je, aby meranie bolo nezávislé a nerušené.

Meracia technika sa má dať tiež ľahko implementovať tak, aby nákladovo efektívne návrhy sa mohli začleniť do rozsiahlych systémov MPTS. Musia sa tiež škálovať tak, aby v prípade, keď sa požaduje vysoká presnosť, môže sa postaviť drahšie zariadenie na základe využitia rovnakých princípov.

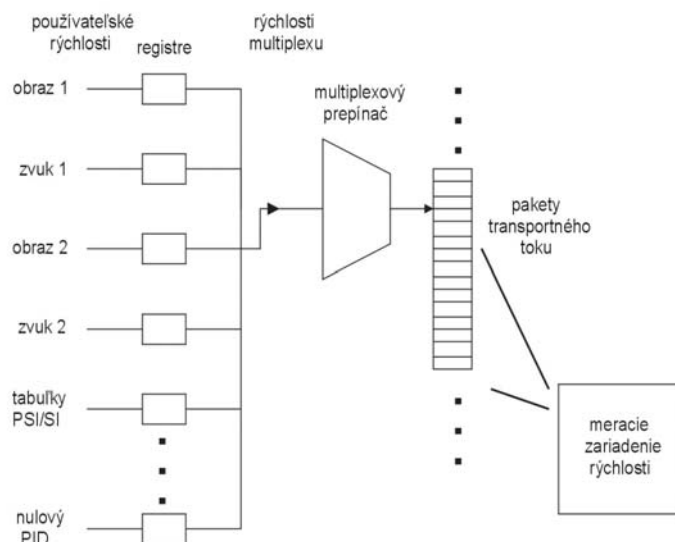
Postup je tiež vhodný do systému nepracujúceho s transportným tokom, ale použitie v takýchto systémoch nie je predmetom tejto technickej správy.

##### J.1.2 Používateľská rýchlosť voči rýchlosti multiplexu

Transportné toky MPEG-2 obsahujú množstvo rôznych elementov napríklad multiplexované komprimované obrazové a zvukové toky, teletextové a tabuľkové dáta, dátové toky podmieneného prístupu, IP dáta, a iné súkromné dáta. Každý z týchto individuálnych elementárnych tokov a celkový transportný tok majú priradené rýchlosti prenosu dát. Rýchlosti prenosu dát môžu byť časovo premenlivé v jednotlivých tokoch a takisto v celkovom toku.

Je dôležité definovať meranie týchto prenosových rýchlostí a mať takisto spoločnú definíciu týchto meraní. Predtým ako bude možné definovať meranie, je potrebné pochopiť multiplexovanie všetkých elementárnych tokov do transportného toku s ohľadom na výpočty rýchlostí.

Obrázok J.1 zobrazuje všeobecnú schému procesu multiplexovania.



**Obrázok J-1 – Všeobecná schéma procesu multiplexovania**

Tento obrázok predstavuje niekoľko rôznych elementárnych tokov, ktoré sa multiplexujú do jednoduchého transportného toku. Predtým ako sa multiplexujú všetky toky spolu do jedného, môže sa stanoviť ich používateľská prenosová rýchlosť, ktorú nastavil používateľ (napríklad 4 Mbit/s: obraz 1). Môže sa modelovať tak, aby každý elementárny tok mal používateľskú dátovú rýchlosť ktorou vstupuje do vyrovnávacej pamäte a rýchlosť multiplexu s ktorou opúšťa vyrovnávaciu pamäť pokiaľ sú dáta extrahované priamo z tejto pamäte a umiestňované ako kompletný paket do transportného toku. Pri dlhotrvajúcom priemerovaní používateľské rýchlosti a rýchlosti multiplexu musia byť rovnaké, ale tvorba transportného toku v procese multiplexovania môže zvýšiť alebo znížiť používateľskú rýchlosť v aktuálnom transportnom toku prostredníctvom špeciálnej časovej brány. Napríklad obraz môže mať v transportnom toku dátový tok 4,1 Mbitu/s v rámci jednosekundovej časovej brány, ale v ďalšom sekundovom intervale už bude mať 3,9 Mbit/s. Pri rešpektovaní hodnôt PTS/DTS v toku, prenosová rýchlosť obrazu ako bola nastavená používateľom, bude stále 4,0 Mbit/s.

Rýchlosti multiplexu budú tiež závisieť aj od toho, čo sa vlastne aktuálne spolu multiplexuje a meranie rýchlosti multiplexu na výstupe toku overí, či sa kombinujú rôzne elementárne toky. Ak sa prenáša len jeden obrazový signál v danom čase a iný obrazový signál sa bude prenášať v inom čase, výstupný dátový tok multiplexu bude rôzny v týchto dvoch časoch i keď sa používateľská rýchlosť nemení.

Používateľská rýchlosť obrazu sa musí tiež lepšie chápať, pretože často je udávaná malá hodnota tejto rýchlosti (napríklad 4 Mbit/s). Toto číslo totiž obvyčajne znamená celkový počet bitov v štruktúre GOP vynásobený počtom GOP za sekundu. Skutočná rýchlosť obrazového signálu sa mení s každou snímkou (podľa dynamiky obrazu). Snímka I typicky obsahuje väčšie percento bitov v porovnaní so snímkami B a P. Preto sa bežne stáva, že aj keď snímka I obsahuje podstatne viac dát ako snímka B, prenos tejto snímky bude trvať dlhšie a rýchlosť multiplexu sa môže priblížiť používateľskej rýchlosti. Táto definícia používateľskej rýchlosti obrazu sa aplikuje na obidva prístupy ako CBR tak aj VBR. V prípade CBR používateľ poskytne jednu hodnotu prenosovej rýchlosti, kým v prípade VBR používateľ zadáva minimálnu a maximálnu a obvyčajne umožňuje aby kompresné zariadenie menilo rýchlosť medzi týmito parametrami s cieľom maximalizovať kvalitu obrazu založenú na niekoľkých požiadavkách. Rýchlosť, tak ako je vypočítaná kompresným zariadením je stále považovaná za používateľskú prenosovú rýchlosť, nakoľko je to ešte predtým ako sú obrazové dáta multiplexované do transportného toku.

Pokiaľ sú rýchlosti elementárnych tokov menšie alebo rovné rýchlosti výstupného transportného toku, umiestnenie týchto tokov vo výstupnom toku je potrebné zväziť hlavne pri výpočte používateľskej rýchlosti. Napríklad elementárny tok, ktorý generuje 10 paketov za sekundu, môže mať tieto pakety umiestnené na začiatku sekundy, v strede, rozptýlené, a pod. Modely vyrovnávacích pamätí vo všeobecnosti obmedzujú umiestnenie paketov, ale ako extrémny prípad sa dá predpokladať, že pakety sú umiestnené na začiatku sekundy a rýchlosť transportného toku je potom 1,5040 Mbit/s. Ak časová brána na meranie prenosovej rýchlosti tohto elementárneho toku je 0,1 s a táto časová brána začala s prenosom týchto paketov, prvé meranie rýchlosti by bolo 0,1504 Mbit/s. Ak toto meranie takisto použije trvanie 0,1 s a začne práve po prenesení paketu, rýchlosť by bola 0,0 Mbit/s. Žiadne z týchto čísiel nespĺňa podmienky používateľskej rýchlosti 0,01504 Mbit/s.

Reálny príklad zvukového toku 256 kbit/s môže ľahko vykazovať rozdiely 2 % medzi používateľskou rýchlosťou a rýchlosťou multiplexu. Zvukový tok má približne 200 paketov za sekundu, pričom každý zvukový rámec obsahuje asi 5 paketov. V meracom intervale jednej sekundy, ktorý začína v druhej polovici zvukového rámca, všetkých 5 prvých paketov sa môže prenášať v druhej polovici zvukového rámca a všetkých 5 posledných paketov sa môže prenášať v prvej polovici posledného zvukového rámca. To znamená, že rýchlosť multiplexu 205 paketov za sekundu je o 2,5 % vyššia ako používateľská rýchlosť 200 paketov za sekundu. Tento rozdiel sa môže zvýšiť pri menších meracích intervaloch, nakoľko v intervale 100 ms (používateľská rýchlosť) počet paketov bude rovný 20, kým rýchlosť v multiplexe má byť 25, výsledkom je 25 % rozdiel.

### J.1.3 Aplikácie používateľskej rýchlosti

Meranie prenosovej rýchlosti transportných tokov sa vykonáva z rôznych dôvodov. Tieto obsahujú, ale nie sú obmedzené na:

- Overenie/zhodu/problémy – celková rýchlosť transportného toku alebo jednotlivých elementárnych tokov je očakávaná ako určitá hodnota nastavená používateľom alebo kompresným/multiplexným systémom. Používateľ si potrebuje overiť, že rýchlosti v toku spĺňajú ním očakávané hodnoty. Toto overenie možno vykonávať priebežne alebo len raz a môže zahŕňať štatistiky (napríklad minimum a maximum) a tiež históriu vypočítaných hodnôt rýchlosti. Overenie má obsahovať všetky elementárne toky ako obrazový, zvukový, dáta podmieneného prístupu, tabuľky PSI/SI a pod.
- Kvalitu obrazu a zvuku – je tu silný vzájomný vzťah medzi kvalitou obrazu a zvuku a rýchlosťou s akou sú tieto položky prenášané v transportnom toku. Preto je špeciálne potrebné sledovať rýchlosť obrazu, nakoľko táto rýchlosť sa často mení v závislosti na čase, a ak sa kvalita obrazu posudzuje subjektívnym hodnotením, potom je potrebné stanoviť rýchlosť obrazu v závislosti na čase. Poskytovateľ služby môže tiež v danom programe garantovať minimálnu bitovú rýchlosť obrazu a zvuku na základe zmluvy a tento poskytovateľ bude potrebovať preukázať, že dané rýchlosti boli splnené.
- Predaj šírky pásma – je potrebné sledovať rýchlosť jednotlivých častí v toku počas dlhšieho časového úseku tak, aby prevádzkovateľ služby mohol používateľovi účtovať poplatok za využitie šírky pásma, ktorá bola využívaná jednu hodinu, jeden deň alebo jeden týždeň a pod.
- Sledovanie – tu je potrebné generovať výstrahu, ak rýchlosť daného elementárneho toku alebo celého transportného toku prekročila používateľom definovaný minimálny a maximálny rozsah. Táto chyba má znamenať, že elementárny tok nie je dlhší po začlenení do transportného toku kvôli nesprávnej funkcii multiplexora. Presnosť merania prenosových rýchlostí nie je voči ostatným meraniam až taká kritická.

## J.2 Princípy merania bitovej prenosovej rýchlosti

Ide o obťažnú záležitosť, pretože meraná bitová rýchlosť závisí od času počas ktorého je rýchlosť spriemerovaná. Vyjadrujeme ju obyčajne v jednotkách bity za sekundu, ale aktuálna hodnota, ktorá sa meria, bude závisieť od spôsobu, akým sa bity počítajú.

Meranie bitovej rýchlosti bude závisieť aj na tom, v ktorom mieste systému ju budeme merať. Napríklad v systéme môžeme zistiť mierne odlišné hodnoty podľa toho, či sa rýchlosť meria pred alebo za veľkou vyrovnávacou pamäťou.

### J.2.1 Funkcia hradla alebo okna

Keď predpokladáme, že sa vo svete DVB budeme zaoberať systémami založenými na paketoch transportného toku, máme tri možnosti počítania bajtov:

- založený na paketoch – počítajú sa len synchronizačné bajty;
- založený na bajtoch – počíta sa každý bajt, ktorý príde;
- založený na bitoch – počíta sa každý bit, ktorý príde.

Takisto máme dve možnosti na aplikáciu funkcie okna:

- "spojité" rolujúce okno;
- skákajúce okno (koniec každého okna je začiatkom ďalšieho).

Skákajúce okno je veľmi nevhodné, nakoľko nameraná bitová rýchlosť, sa bude meniť v závislosti od toho kedy sa aplikuje prvé okno. Tieto pravidlá sa rýchlo porušia. Rolujúce okno je preto vhodnejšie, ale je potrebné dať pozor pri použití termínu "spojitý".

Najpresnejšie bitové rýchlosti môžeme dostať pomocou schémy založenej na počítaní bitov. V tomto prípade vždy keď je prijatý alebo odoslaný ďalší bit, má sa spočítať celkový počet bitov v poslednom časovom okne (napríklad 1 s) a hodnota zobrazená. Takýto postup má vždy dať najpresnejšiu hodnotu, ale pri jeho implementácii je množstvo technických problémov, hlavne u nespriahnutých a čiastočne nespriahnutých systémov. Tieto problémy sa týkajú najmä spracovávanej šírky pásma a presnosti časovania. Systém založený na bajtoch vyžaduje tiež veľkú šírku pásma, ale to môžu vyžadovať v určitých špeciálnych prípadoch obidve merania „bitové“ aj „bajtové“. Aj keď táto technická správa nedefinuje bajtovo alebo bitovo založené profily, môžu sa jednoducho pridať počítaním bajtov alebo bitov a použitím vhodnej terminológie.

Prístup založený na paketoch môže byť výhodný v prípadoch, keď sa požadujú lacné riešenia s dostatočnou presnosťou. Je pravdepodobné, že veľa systémov DVB Tx a Rx má odvodiť nejakú časovacu informáciu na základe paketov.

### J.2.2 "Spojité okno"

Ak všetky transportné toky mali konštantnú bitovú rýchlosť, boli bez zhukov, spojité taktované a môžu sa jednoducho analyzovať ako signál s pevným a uniformným časovým vzorkovaním, potom bude meranie bitovej rýchlosti jednoduché.

V reálnych systémoch (zhukové ASI, transportné toky prostredníctvom IP, 1394b hubs, kaskádové siete a pod.) bajty a pakety nemusia prichádzať s uniformnou vzorkovacou mriežkou a je potrebné brať do úvahy pragmatické meranie pri definovaní oknovej funkcie. Na zjednodušenie implementácie budeme uvažovať systémy, u ktorých sa oknová funkcia posúva pozdĺž dát rôznymi spôsobmi: po bajte, po pakete, po pevnom časovom intervale.

Uvedieme niekoľko bodov o algoritmoch v tejto technickej správe:

1. Prísne povedané, toto meranie nie je spojité.
2. Je to diskrétné meranie, hodnoty bitovej rýchlosti sú platné len v hraniciach časových intervalov.
3. Je jednoduché implementovať a získať novú hodnotu bitovej rýchlosti TS každých  $\tau$  (11,1  $\mu$ s do 1 s).
4. Je ich možné aplikovať len na čiastkové transportné toky, kedy sa bude vyšetrovať len určitá časť PIDov.
5. Je možné rozšíriť meranie na meranie bitovej rýchlosti užitočného zaťaženia paketov TS.
6. Je tu opakovateľnosť medzi rôznymi výrobcami, pretože časový interval môže byť dostatočne malý, aby nevznikal problém so superpozíciou, napríklad keď je  $\tau = 1/90$  kHz

### J.2.3 Hodnoty časovej brány

- 20 ms: dáva špičkovú hodnotu bitovej rýchlosti toku na základe premenlivej rýchlosti elementárnych tokov z ktorých pozostáva
- 1 s: dáva dlhodobú "hladkú" priemernú hodnotu
- používateľ: môžu sa použiť na elementárne toky ako titulky, ktoré sa objavujú len občas a môžu vyžadovať okná 1 minútu alebo viac

### J.2.4 Meranie prenosových rýchlostí v transportnom toku

V transportnom toku sú na meranie dostupné len rýchlosti multiplexu a nie pôvodné používateľské rýchlosti. Obvykle nás ako výstupy meracieho zariadenia zaujímajú používateľské rýchlosti s výnimkou týkajúcou sa tvorby zhukov a modelu vyrovnávacej pamäte.

V závislosti od danej aplikácie zákazníka parametre ktoré sa majú použiť v rovnici MG bitovej rýchlosti v 5.3.3 budú rôzne, ak používateľ požaduje merať používateľské rýchlosti alebo rýchlosti multiplexu, pričom hľadanie najlepšej presnosti používateľských rýchlostí je odlišné ako pri hľadaní najlepšej presnosti rýchlosti multiplexu. Do úvahy tiež treba vziať parametre sledovania zmien rýchlosti v závislosti na čase. Parametre majú byť obvykle rozdielne na elementárne toky, ktoré sa líšia typom, alebo rýchlosťou s cieľom udržovať presnosť.

Tú sú spomenuté základné odporúčania parametrov:

- elementárne toky, ktoré majú CBR, zvyšovanie  $\tau$  bude posúvať meranú rýchlosť multiplexu smerom k používateľskej rýchlosti;
- primeranú presnosť používateľskej rýchlosti musí byť  $\tau$  dosť veľké, aby bolo možné obsiahnuť niekoľko elementárnych tokov, ktoré sa majú merať. Napríklad ak sa práve meria rýchlosť SDT, má obsahovať najmenej 10 rôznych prijatých SDT.

Znížením  $\tau$  síce bude rýchlosť multiplexu sledovaná presnejšie, ale nezvýši sa presnosť výpočtu používateľských rýchlostí tokov CBR. Toky s VBR menšie  $\tau$  až po nejaké limity povolia zmeny, ktoré sa v závislosti na čase budú lepšie priemerovať.



### J.3 Použitie profilov MG

Profily v 5.3.3.2 boli navrhnuté tak, aby mali vlastnosti opísané ďalej.

#### J.3.1 Profil MGB1 – profil spätnej kompatibility

Je to profil u ktorého sa na meranie bitovej rýchlosti použije jednosekundové skákajúce okno . V systéme s prísne CBR dáva dobrú informáciu o bitovej rýchlosti, ale spôsobí superpozíciu a nepresnosť ak sa meraná bitová rýchlosť mení rýchlejšie ako každú sekundu. Preto je táto metóda nepraktická na použitie v systémoch VBR, alebo pri meraní bitových rýchlostí komponentov VBR (napríklad stat-mux video) v transportnom toku s CBR.

Tento profil je obsiahnutý v prípade spätnej kompatibility s existujúcim zariadením.

#### J.3.2 Profil MGB2 – základný profil bitovej rýchlosti

Tento profil sa odporúča na nové návrhy. Je určený na získanie dobrej priemernej hodnoty bitovej rýchlosti systému, pričom máme dostatočné rozlíšenie (kvôli malej hodnote  $\tau$ ) aby sa ukázalo, či je bitová rýchlosť naozaj statická alebo sa mení v závislosti na čase. Hodnoty boli vybrané tak, aby umožnili jednoduchú implementáciu.

#### J.3.3 Profil MGB3 – profil presnej špičkovej bitovej rýchlosti

Tento profil má časovú bránu, ktorá je dosť malá na to, aby sa ukázali charakteristiky premenlivej bitovej rýchlosti prostredia štatistického multiplexu. Časový interval je malý preto, aby zabezpečil, že u väčšiny distribučných systémov sa v každom časovom intervale vyskytne len jednoduché záhlavie paketu. Časová brána je úzka a preto nemôže dochádzať k priemerovaniu rámeč po rámeči. Pre jednoduchosť implementácie sa môže vybrať časová základňa, alebo odvodená z PCR v prostredí dekodovača alebo kódovača.

#### J.3.4 Profil MGB4 – precízny profil

Tento profil je určený na "naozajstnú" vyhladenú bitovú rýchlosť. Časový interval je dosť malý, aby sa zabezpečilo, že u väčšiny distribučných systémov sa v každom časovom intervale vyskytne len jediné záhlavie paketu. Časová brána má šírku cez 1 sekundu, aby sa dosiahla veľká časová konštanta pri priemerovaní dát. Pre jednoduchosť implementácie sa môže vybrať časová základňa, alebo odvodená z PCR v prostredí dekodovača alebo kódovača.

#### J.3.5 Profil MGB5 – používateľský profil

Tento profil je zamýšľaný tak, aby umožňoval rozšíriteľnosť algoritmu merania bitovej rýchlosti. Umožňuje definovať rôzne hodnoty časových brán a časových intervalov. Tieto možno aplikovať na celý transportný tok, alebo na jednotlivé zložky toku. Pri použití tohto profilu je dôležité si uvedomiť, že výsledky treba starostlivo dokumentovať podľa terminológie uvedenej v týchto príručkách. To zabezpečí, že výsledky sa môžu zopakovať aj neskoršie.

### J.4 Chybné hodnoty v meraniach

Má zmysel uviesť oblasti, kde sa môžu pri meraní vyskytnúť chyby:

- • Nestabilita hodín funkcií časovej brány a časového intervalu;
- • kvantovanie kvôli načítavaniu elementov, ktoré sú príliš veľké, napríklad do časovej brány môže spadať príliš veľa alebo príliš málo záhlaví paketov;

- • superpozícia spôsobená tým, že časový interval alebo časová brána sú príliš veľké v meranom parametri.

V reálnych systémoch majú chyby spôsobené nestabilitou hodín a kvantovania klesajúcu tendenciu. Najväčší problém je nevhodné použitie hodnôt časového intervalu a časovej brány. Možno to najlepšie demonštrovať na príklade.

Predstavme si štatistický multiplex DVB-S (38.1 Mbit/s), v ktorom má určitý obrazový PID limit bitovej rýchlosti 3 -5 Mbit/s a predpokladaný kódovač obrazu je schopný zmeniť jeho bitovú rýchlosť každých 80 ms. Bitová rýchlosť sa meria počítaním záhlaví paketov s určitým PID. Priemerná rýchlosť obrazu je 4 Mbit/s.

Ak sa použije profil MGB4,

$$\text{trvanie paketu DVB-S} \approx 38,1 \text{ Mbit/s} \quad \approx 40 \mu\text{s} \quad \text{pakety na } \tau \approx 0,25$$

Neistota chyby frekvencie hodín môže mať veľkosť asi 500 ppm. To by viedlo ku chybe v trvaní časovej brány 500 ppm (0,05 %). To môže zvýšiť 1-sekundové okno o 500  $\mu\text{s}$ , ktoré by na 5 Mbit/s mohlo povoliť vstúpiť do brány 2 paketom navyiac, spôsobilo by to chybu

$$= 2 \times 188 \times 8 \text{ bits/s}$$

$$= 0,06 \% \text{ z } 5 \text{ Mbit/s}$$

Neistota spôsobená kvantovaním je rovná veľkosti elementu ktorý je načítavaný, čo je v tomto prípade 1 paket na časovú bránu.

$$= 188 \times 8 \text{ bit/s} = 1 504 \text{ bit/s}$$

$$= 0,03 \% \text{ z } 5 \text{ Mbit/s}$$

Vidno, že tieto hodnoty sú celkom malé. Ak si predstavíme trochu vymyslený príklad postupnosti, ktorá vyžaduje bitovú rýchlosť uvedenú ďalej:

obťažné	jednoduché	obťažné	jednoduché	obťažné	jednoduché
5 Mbit/s	3 Mbit/s	5 Mbit/s	3 Mbit/s	5 Mbit/s	3 Mbit/s
←1sek →	←1sek →	←1sec →	←1sek →	←1sek →	←1sek →

- • profil MGB4 zobrazí vyhladenú verziu vyššie uvedenej bitovej rýchlosti so špičkovými hodnotami 5 Mbit/s a 3 Mbit/s.
- • profil MGB3 zobrazí ostrejšie hrany zmien bitovej rýchlosti a zapíše špičkové hodnoty 5 Mbit/s a 3 Mbit/s.
- • Profil MGB1 zobrazí odlišné hodnoty v závislosti od okamihu kedy 1-sekundové okno skočí na svoj ďalší východiskový bod. Ak je synchronizované so začiatkom jednosekundových postupností, potom oznámi správne hodnoty 5 Mbit/s a 3 Mbit/s. Ak začne meranie na 50 % dĺžky jednosekundovej postupnosti, potom oznámi, že bitová rýchlosť je konštantná, rovná 4 Mbit/s. To je chyba 33 % na 3 Mbit/s alebo 20 % na 5 Mbit/s.

Reálne chyby sú menšie ako v tomto príklade, ale tento zdroj chýb je najvýznamnejší v reálnych systémoch. Treba poznamenať, že v niektorých aplikáciách monitorovania chýb sa toleruje niekoľko percent, zatiaľčo v iných aplikáciách sa požaduje presnosť 1ppm alebo aj lepšia.

#### **J.4.1 Veľmi presné meranie**

Pri veľmi presnom meraní je dôležité počítať individuálne bajty, alebo individuálne bity tak, aby sa dosiahla požadovaná presnosť. Môže sa stále použiť rovnaký algoritmus, terminológia a synchronizácia ako je opísaná v 5.3.3 a výsledky sú opakovateľné.

## Príloha K (informatívna)

### Charakteristika kanála DVB-T

Táto príloha poskytuje niektoré informácie o profiloch pozemských kanálov, ktoré možno použiť na autonómne počítačové simulácie a simulácie v reálnom čase, založené na vybranom zariadení. Vlastnosti týchto profilov odrážajú reálne príjmové podmienky alebo prípady s najhoršími scenármi a boli použité na overenie špecifických vlastností štandardu DVB-T.

#### K.1 Teoretické profily kanála na simulácie bez Dopplerovho posuvu

(citované z normy EN 300 744 [9])

Charakteristiky systému DVB-T boli simulované počas príprav normy EN 300 744 [9] s dvomi modelmi kanála na pevný príjem -  $F_1$  a prenosný príjem -  $P_1$ , samostatne.

Modely kanála boli generované z týchto rovníc, kde  $x(t)$  a  $y(t)$  sú vstupné a výstupné signály:

a) Pevný príjem  $F_1$ :

$$y(t) = \frac{\rho_0 \cdot x(t) + \sum_{i=1}^N \rho_i \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot \theta_i} \cdot x(t - \tau_i)}{\sqrt{\sum_{i=0}^N \rho_i^2}},$$

kde:

- prvá veličina pred sumou reprezentuje lúč zodpovedajúci priamej viditeľnosti;
- $N$  je počet odrazov rovný 20;
- $\theta_i$  je fázový posuv spôsobený rozptylom na  $i$ -tej dráhe – uvedený v tabuľke K.1;
- $\rho_i$  je tlmenie  $i$ -tej dráhy – uvedené v tabuľke K.1;
- $\tau_i$  je relatívne oneskorenie  $i$ -tej dráhy – uvedené v tabuľke K.1.

Riceov faktor  $K$  (pomer výkonu v priamej dráhe (priamka priamej viditeľnosti) k dráham odrazov) je daný takto:

$$K = \frac{r_0^2}{\sum_{i=1}^N r_i^2}$$

V simuláciách sa použil Riceov faktor  $K = 10$  dB. V tomto prípade:

$$\rho_0 = \sqrt{10 \cdot \sum_{i=1}^N \rho_i^2}$$

b) Prenosný príjem, Rayleigho únik ( $P_1$ ):

$$y(t) = k \cdot \sum_{i=1}^N \rho_i \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot \theta_i} \cdot x(t - \tau_i) \quad \text{kde} \quad k = \frac{1}{\sqrt{\sum_{i=1}^N \rho_i^2}}$$

$\theta_i$ ,  $\rho_i$  a  $\tau_i$  sú uvedené v tabuľke K.1.

**Tabuľka K.1 – Tímenie, fáza a hodnoty oneskorenia  $F_1$  a  $P_1$**

i	$\rho_i$	$\tau_i$ [s]	$\theta_i$ [rad]
1	<i>0,057 662</i>	<i>1,003 019</i>	<i>4,855 121</i>
2	<i>0,176 809</i>	<i>5,422 091</i>	<i>3,419 109</i>
3	<i>0,407 163</i>	<i>0,518 650</i>	<i>5,864 470</i>
4	<i>0,303 585</i>	<i>2,751 772</i>	<i>2,215 894</i>
5	<i>0,258 782</i>	<i>0,602 895</i>	<i>3,758 058</i>
6	<i>0,061 831</i>	<i>1,016 585</i>	<i>5,430 202</i>
7	<i>0,150 340</i>	<i>0,143 556</i>	<i>3,952 093</i>
8	<i>0,051 534</i>	<i>0,153 832</i>	<i>1,093 586</i>
9	<i>0,185 074</i>	<i>3,324 866</i>	<i>5,775 198</i>
10	<i>0,400 967</i>	<i>1,935 570</i>	<i>0,154 459</i>
11	<i>0,295 723</i>	<i>0,429 948</i>	<i>5,928 383</i>
12	<i>0,350 825</i>	<i>3,228 872</i>	<i>3,053 023</i>
13	<i>0,262 909</i>	<i>0,848 831</i>	<i>0,628 578</i>
14	<i>0,225 894</i>	<i>0,073 883</i>	<i>2,128 544</i>
15	<i>0,170 996</i>	<i>0,203 952</i>	<i>1,099 463</i>
16	<i>0,149 723</i>	<i>0,194 207</i>	<i>3,462 951</i>
17	<i>0,240 140</i>	<i>0,924 450</i>	<i>3,664 773</i>
18	<i>0,116 587</i>	<i>1,381 320</i>	<i>2,833 799</i>
19	<i>0,221 155</i>	<i>0,640 512</i>	<i>3,334 290</i>
20	<i>0,259 730</i>	<i>1,368 671</i>	<i>0,393 889</i>

POZNÁMKA. – Čísla písané *italikou* sú približné hodnoty.

POZNÁMKA.– **Boli úspešne použité** praktické implementácie profilov s menšou zložitosťou. V mnohých prípadoch sa zdá užitočné použiť napríklad len šesť dráh s najvyššou amplitúdou.

## K.2 Profily simulácie v reálnom čase bez Dopplerovho posuvu

Tieto profily boli použité pri laboratórnych skúškach vo výskumnom projekte s uspokojivými výsledkami.

POZNÁMKA. – AC106 Overenie (1995-1998).

**Tabuľka K.2 – Profily odrazov**

Dráha	Pevný		Prenosný		Hustá SFN	
	Oneskorenie [μs]	C/I [dB]	Oneskorenie [μs]	C/I [dB]	Oneskorenie [μs]	C/I [dB]
#1 (hlavná)	0	0	-	-	0	0
#2	0,5	17,8	0,5	7,8	7,8	9,3
#3	1,95	17,9	1,95	7,9	11,6	5,5
#4	3,25	19,1	3,25	9,1	17,5	16,1
#5	2,75	20,4	2,75	10,4	20,0	14,5
#6	0,45	20,6	0,45	10,6	23,4	23,4
#7	-	-	0,85	11,6	-	-

### K.3 Profily simulácie v reálnom čase s Dopplerovým posuvom (simulácia mobilného kanála)

V priebehu výskumného projektu (pozri poznámku) boli vybraté tri profily kanála s cieľom reprodukovať situáciu s poskytovaním služby DVB-T v mobilnom prostredí. Dva z nich reprodukovujú charakteristiky šírenia pozemského kanála jedným vysielačom, tretí reprodukuje situáciu vychádzajúcu z prevádzky SFN siete DVB-T.

POZNÁMKA .– AC318 Motivate (1998-2000).

Tieto tabuľky opisujú štruktúru vybraných profilov.

- Typický mestský príjem (TU6)  
Tento profil reprodukuje pozemské šírenie v mestskej oblasti. Pôvodne bolo definované v COST207 ako typický mestský (TU6) profil a skladá sa zo šiestich dráh so širokým rozptylom v oneskorení a relatívne veľkým výkonom. Tento profil kanála bol takisto použitý pri skúškach GSM a DAB.

Číslo	Oneskorenie (us)	Výkon (dB)	Dopplerovo spektrum
1	0.0	-3	Rayleigh
2	0.2	0	Rayleigh
3	0.5	-2	Rayleigh
4	1.6	-6	Rayleigh
5	2.3	-8	Rayleigh
6	5.0	-10	Rayleigh

- Príjem v typickej vidieckej oblasti (RA6)  
Tento profil reprodukuje pozemské šírenie vo vidieckej oblasti. Bol definovaný v COST 207 ako profil typickej vidieckej oblasti (RA6) a skladá sa zo šiestich dráh, ktoré majú relatívne malé oneskorenie a malý výkon. Tento profil kanála bol použitý pri skúškach GSM a DAB.

Číslo	Oneskorenie (us)	Výkon (dB)	Dopplerovo spektrum
1	0.0	0	Rice
2	0.1	-4	Rayleigh
3	0.2	-8	Rayleigh
4	0.3	-12	Rayleigh
5	0.4	-16	Rayleigh
6	0.5	-20	Rayleigh

- Profil odrazu 0 dB  
Tento profil bol definovaný partnermi od Motivate. Jeho kompozícia bola silne ovplyvnená špeciálnou povahou signálu DVB-T, hlavne metódou rozprestretia spektra (predstavujúca citlivosť na vzájomnú interferenciu nosných frekvencií kvôli Dopplerovmu rozšíreniu) a použitím ochranného intervalu (predstavujúceho citlivosť medzisymbolovej interferencie na oneskorenie odrazov). Jeho definícia bola navyše získaná analýzou profilov ktoré sa získali v priebehu rôznych skúšok v teréne počas projektu Motivate. Tento profil je tvorený dvomi lúčmi, ktoré majú rovnaký výkon, oneskorených o polovicu veľkosti ochranného intervalu a prezentujúcich čistú Dopplerovu charakteristiku.

Číslo	Oneskorenie (us)	Výkon (dB)	Dopplerovo spektrum	Frekvenčný pomer
1	0	0	Čisté Dopplerovo	-1
2	1/2 T <sub>g</sub>	0	Čisté Dopplerovo	+1

---

**Príloha L (informatívna)****Literatúra**

Proakis, John G.: „Digital Communication“, McGraw Hill, 1989.

Begin, G., Haccoun, D. and Chantal, P.: "High-Rate Punctured Convolutional Codes for Viterbi and Sequential Decoding", IEEE Trans. Commun., vol 37, pp. 1113-1125, Nov. 1989.

Begin, G., Haccoun, D. and Chantal, P.: "Further Results on High-Rate Punctured Convolutional Codes for Viterbi and Sequential Decoding", IEEE Trans. Commun., vol 38, pp. 1922-1928, 1990.

Odenwalder, J.P.: "Error Control Coding Handbook", Final report prepared for United States Airforce under Contract No. F44620-76-C-0056, 1976.

Pratt, T and Bostian Charles W.: "Satellite Communications", John Wiley & Sons, 1986.

---

**História**

<b>História dokumentu</b>		
Vydanie 1	Máj 1997	Publikácia ako ETR 290
V1.2.1	Máj 2001	Publikácia



---