



ZÁPADOČESKÁ  
UNIVERZITA  
V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

# DIPLOMOVÁ PRÁCE

Testování a měření audio A/D a D/A převodníků

Autor práce: Bc. Ladislav Bokr

Vedoucí práce: Ing. Jiří Stifter, Ph.D.

Plzeň 2012

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2011/2012

## ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Ladislav BOKR**  
Osobní číslo: **E10N0142P**  
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**  
Studijní obor: **Telekomunikační a multimediální systémy**  
Název tématu: **Testování a měření audio A/D a D/A převodníků**  
Zadávající katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

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

1. Proveďte rešerši měřících metod určených pro testování a měření technických parametrů A/D, D/A převodníků se zaměřením na nf aplikace. Tyto metody shrňte a popište technické parametry, které jsou výstupem uvedených měřících metod.
2. Na základě předchozího bodu vytvořte metodiku testování a měření technických parametrů převodníků A/D a D/A určených pro nízkofrekvenční aplikace. Metodiku optimalizujte s ohledem na dostupnost měřicí techniky na pracovišti KAE.
3. Pokuste se implementovat navrženou metodiku do audio analyzátoru AP SYS2722 s cílem maximálně automatizovat prováděná měření.

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**

Rozsah pracovní zprávy: **30 - 40 stran**

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

Seznam odborné literatury:

**Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.**

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Jiří Stifter, Ph.D.**

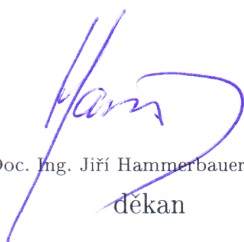
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Konzultant diplomové práce: **Ing. Jiří Stifter, Ph.D.**

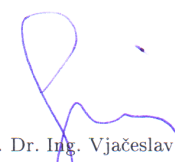
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Datum zadání diplomové práce: **17. října 2011**

Termín odevzdání diplomové práce: **11. května 2012**



Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.  
děkan



Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev  
vedoucí katedry

V Plzni dne 17. října 2011

# Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá měřením A/D a D/A převodníků pro audio techniku. Jsou zde popsány postupy měření parametrů těchto převodníků dle platných norem a výrobce Audio Precision. Dále jsou stanoveny požadavky na měřící přístroje a měřené zařízení. Jako měřící přístroj byl zvolen audio analyzátor Audio Precision SYS-2722, protože vyhovoval většině požadavků na měřící techniku. Pro aplikaci, která komunikuje s analyzátozem, byly vytvořeny konfigurační soubory pro měření parametrů A/D a D/A převodníků dle platné normy ČSN EN 61606-3. V práci je popsáno nastavení panelů aplikace pro měření většiny parametrů převodníků. Dále je zhodnocen jejich význam a výsledky měření. Cílem práce bylo maximálně automatizovat měření. Konfigurační soubory jsou připravené pro automatizované měření pomocí maker.

## Klíčová slova

A/D převodník, D/A převodník, metody měření, analyzátor Audio Precision SYS-2722

# Abstract

Bokr, Ladislav. *Testing and measurement of audio A/D D/A converters* [*Testování a měření audio A/D a D/A převodníků*]. Pilsen, 2012. Master thesis (in Czech). University of West Bohemia. Faculty of Electrical Engineering. Department of Applied Electronics and Telecommunications. Supervisor: Jiří Stifter

---

This diploma thesis deals with the measurement of A/D and D/A converters for audio equipment. It describes measuring procedure of parameters these converters according to applicable standards and the manufacturer Audio Precision. Next are established the requirements for measuring instruments and measuring devices. As a measuring instrument was chosen audio analyzer Audio Precision SYS-2722, because of it suit most of requirements for measuring equipment. For an application, which communicates with the analyzer, configuration files were created to measure the parameters of the A/D and D/A converters according to applicable standard ČSN EN 61606-3. The work describes the setting of the panels of an application for most of parameters of the converters. It is assessed their significance and results of measurements. The aim of this work was to maximally automate the measurements. The configuration files are ready for automated measurements by using macros.

## Keywords

AD converter, DA converter, methods of measurement, analyzer Audio Precision SYS-2722

## Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě diplomovou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem svou závěrečnou práci vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce. Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 270 trestního zákona č. 40/2009 Sb.

Také prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této diplomové práce, je legální.

V Plzni dne 10. května 2012

Bc. Ladislav Bokr

.....

Podpis

## Poděkování

Tato práce vznikla s podporou projektu SGS-2012-019 „Moderní řešení elektronických řídicích a informačních systémů“.

# Obsah

Seznam obrázků	xii
Seznam tabulek	xiii
Seznam symbolů a zkratek	xiv
<b>1 Úvod</b>	<b>1</b>
<b>2 Metody měření parametrů A/D a D/A převodníků dle platných norem</b>	<b>2</b>
2.1 Metody měření parametrů D/A převodníků pro spotřební elektroniku a osobní počítače . . . . .	2
2.1.1 Vstupní/výstupní charakteristiky . . . . .	3
2.1.2 Kmitočtové vlastnosti . . . . .	3
2.1.3 Šumové vlastnosti . . . . .	5
2.1.4 Vlastnosti zkreslení . . . . .	6
2.2 Metody měření vlastností A/D převodníků pro spotřební elektroniku a osobní počítače . . . . .	8
2.2.1 Vstupní/výstupní charakteristiky . . . . .	8
2.2.2 Kmitočtové vlastnosti . . . . .	9
2.2.3 Šumové vlastnosti . . . . .	10
2.2.4 Vlastnosti zkreslení . . . . .	12
2.3 Metody měření vlastností A/D a D/A převodníků pro zařízení v profesionální technice . . . . .	13
2.3.1 Lineární reakce zařízení související s amplitudou . . . . .	13
2.3.2 Lineární reakce zařízení související s časem . . . . .	15
2.3.3 Amplitudová nelinearita . . . . .	15
2.3.4 Šumové vlastnosti . . . . .	19
2.3.5 Interferenční produkty . . . . .	20
2.3.6 Účinky vzorkování . . . . .	22
2.3.7 Analogové vstupní charakteristiky . . . . .	22
2.3.8 Analogové výstupní charakteristiky . . . . .	24
2.3.9 Digitální vstupní charakteristiky . . . . .	24
2.3.10 Digitální výstupní charakteristiky . . . . .	25



2.4	Metody měření vlastností A/D a D/A převodníků dle normy AES17 . . . . .	25
2.4.1	Vstupní charakteristiky . . . . .	26
2.4.2	Výstupní charakteristiky . . . . .	27
2.4.3	Lineární odezva . . . . .	28
2.4.4	Amplitudová nelinearita . . . . .	29
2.4.5	Měření poměru signál-šum . . . . .	31
2.4.6	Přeslech a oddělení kanálů . . . . .	32
<b>3</b>	<b>Nestandardizované metody měření parametrů převodníků</b>	<b>34</b>
3.1	Metody měření vlastností A/D převodníků . . . . .	34
3.1.1	Měření zisku . . . . .	34
3.1.2	Měření šumu . . . . .	35
3.1.3	Nelineární chování zařízení při vysoké úrovni vstupního signálu . . .	36
3.1.4	Nelineární chování při nízké úrovni vstupního signálu . . . . .	37
3.1.5	Modulace jitteru . . . . .	38
3.2	Metody měření vlastností D/A převodníků . . . . .	39
3.2.1	Měření zisku . . . . .	39
3.2.2	Měření šumu . . . . .	41
3.2.3	Nelineární chování zařízení při vysoké úrovni vstupního signálu . . .	42
3.2.4	Nelineární chování při nízké úrovni vstupního signálu . . . . .	43
3.2.5	Modulace jitteru . . . . .	44
<b>4</b>	<b>Požadavky na měřicí techniku a měřená zařízení</b>	<b>46</b>
<b>5</b>	<b>Implementace měřících metod do analyzátoru Audio Precision SYS-2722</b>	<b>49</b>
5.1	Základní popis panelů aplikace AP2700 3.30 pro měření převodníků . . . . .	50
5.2	Postupy měření parametrů A/D a D/A převodníků dle normy ČSN EN 61606-3 . . . . .	57
5.2.1	Lineární reakce zařízení související s amplitudou . . . . .	57
5.2.2	Lineární reakce zařízení související s časem . . . . .	64
5.2.3	Amplitudová nelinearita . . . . .	70
5.2.4	Šumové vlastnosti . . . . .	87
5.2.5	Interferenční produkty . . . . .	92
5.2.6	Účinky vzorkování . . . . .	98
5.2.7	Analogové vstupní charakteristiky . . . . .	103
5.2.8	Analogové výstupní charakteristiky . . . . .	105
5.2.9	Digitální vstupní charakteristiky . . . . .	106
5.2.10	Digitální výstupní charakteristiky . . . . .	107
<b>6</b>	<b>Závěr</b>	<b>108</b>

<b>Reference, použitá literatura</b>	<b>110</b>
<b>Přílohy</b>	<b>111</b>
<b>A Technické parametry měřeného zařízení RME ADI-2</b>	<b>111</b>

# Seznam obrázků

2.1	Blokové schéma pro měření rozdílu zisku mezi kanály D/A převodníků  Převzato z [2]  . . . . .	3
2.2	Blokové schéma pro měření kmitočtové charakteristiky D/A převodníků  Převzato z [2]  . . . . .	4
2.3	Blokové schéma pro měření skupinového zpoždění D/A převodníků  Převzato z [2]	4
2.4	Blokové schéma pro měření poměru signál-šum D/A převodníků  Převzato z [2]	5
2.5	Blokové schéma pro měření dynamického rozsahu D/A převodníků  Převzato z [2]	5
2.6	Blokové schéma pro měření mimopásmového poměru signál-šum D/A pře- vodníků  Převzato z [2]  . . . . .	6
2.7	Blokové schéma pro měření oddělení kanálů D/A převodníků  Převzato z [2]  . .	6
2.8	Blokové schéma pro měření úrovně nelinearity D/A převodníků  Převzato z [2]	7
2.9	Blokové schéma pro měření zkreslení a šumu D/A převodníků  Převzato z [2]  .	7
2.10	Blokové schéma pro měření intermodulace D/A převodníků  Převzato z [2]  . . .	7
2.11	Blokové schéma pro měření úrovně kalibrace analogové k digitální A/D převodníků  Převzato z [2]  . . . . .	8
2.12	Blokové schéma pro měření maximální dovolené vstupní amplitudy A/D převodníků  Převzato z [2]  . . . . .	8
2.13	Blokové schéma pro měření rozdílu zisku mezi kanály A/D převodníků  Převzato z [2]  . . . . .	9
2.14	Blokové schéma pro měření kmitočtové charakteristiky A/D převodníků  Převzato z [2]  . . . . .	9
2.15	Blokové schéma pro měření skupinového zpoždění A/D převodníků  Převzato z [2]	10
2.16	Blokové schéma pro měření poměru signál-šum A/D převodníků  Převzato z [2]	10
2.17	Blokové schéma pro měření dynamického rozsahu A/D převodníků  Převzato z [2]	10
2.18	Blokové schéma pro měření složeného šumu A/D převodníků  Převzato z [2]  . .	11
2.19	Blokové schéma pro měření přeslechu A/D převodníků  Převzato z [2]  . . . . .	11
2.20	Blokové schéma pro měření oddělení kanálů A/D převodníků  Převzato z [2]  . .	11
2.21	Blokové schéma pro měření úrovně nelinearity  Převzato z [2]  . . . . .	12
2.22	Blokové schéma pro měření zkreslení a šumu A/D převodníků  Převzato z [2]  .	12
2.23	Blokové schéma pro měření intermodulace A/D převodníků  Převzato z [2]  . . .	12
2.24	Blokové schéma pro měření zisku  Převzato z [3]  . . . . .	13

2.25	Blokové schéma pro měření kmitočtové charakteristiky  Převzato z [3]  . . . . .	14
2.26	Blokové schéma pro měření maximální vstupní a výstupní amplitudy  Převzato z [3]	14
2.27	Blokové schéma pro zkreslení a šumu  Převzato z [3]  . . . . .	16
2.28	Blokové schéma pro měření závislosti zkreslení a šumu na frekvenci  Převzato z [3]	16
2.29	Blokové schéma pro měření závislosti zkreslení a šumu na amplitudě  Převzato z [3]	16
2.30	Blokové schéma pro měření individuálního harmonického, celkového harmonického a neharmonického zkreslení  Převzato z [3]  . . . . .	17
2.31	Blokové schéma pro měření intermodulačního zkreslení  Převzato z [3]  . . . . .	17
2.32	Blokové schéma pro měření závislosti zisku na amplitudě  Převzato z [3]  . . . . .	18
2.33	Blokové schéma pro měření vnitřních produktů modulace signálu  Převzato z [3]	18
2.34	Blokové schéma pro měření modulace šumu s malou amplitudou  Převzato z [3]	19
2.35	Blokové schéma pro měření šumu prázdného kanálu  Převzato z [3]  . . . . .	19
2.36	Blokové schéma pro měření spektra šumu prázdného kanálu  Převzato z [3]  . . .	19
2.37	Blokové schéma pro měření dynamického rozsahu  Převzato z [3]  . . . . .	20
2.38	Blokové schéma pro měření mimopásmového poměru signál-šum  Převzato z [3]	20
2.39	Blokové schéma pro měření oddělení kanálů, mezizdrojového přeslechu a průniku ze vstupu na výstup  Převzato z [3]  . . . . .	20
2.40	Blokové schéma pro měření nelieárního přeslechu  Převzato z [3]  . . . . .	21
2.41	Blokové schéma pro měření produktů souvisejících a napájením  Převzato z [3]	21
2.42	Blokové schéma pro měření potlačení složek aliasingu  Převzato z [3]  . . . . .	22
2.43	Blokové schéma pro měření potlačení obrazových složek  Převzato z [3]  . . . . .	22
2.44	Blokové schéma pro měření citlivosti na vzorkovací jitter  Převzato z [3]  . . . . .	23
2.45	Blokové schéma pro měření analogové vstupní i výstupní amplitudy  Převzato z [3]	23
2.46	Blokové schéma pro chování při přetížení  Převzato z [3]  . . . . .	23
2.47	Schéma připojení signálu ke vstupu zařízení pro měření poměru potlačení souhlasného rušení  Převzato z [3]  . . . . .	24
2.48	Schéma zapojení výstupu ze zařízení do vstupu analyzátoru pro měření výstupní symetrie  Převzato z [3]  . . . . .	24
4.1	Blokové schéma obecného měřicího řetězce pro zařízení s A/D převodníkem	46
4.2	Blokové schéma obecného měřicího řetězce pro zařízení s D/A převodníkem	46
5.1	Blokové schéma měřicího řetězce pro měření zařízení přístrojem Audio Precision SYS-2722 . . . . .	50
5.2	Panel digitálních vstupů a výstupů - 1: výstupní konektor, 2: výstupní vzorkovací frekvence, 3: výstupní napětí, 4: počet výstupních bitů, 5: vstupní konektor, 6: vstupní impedance, 7: vstupní vzorkovací frekvence, 8: zavádění jitteru, 9: amplituda jitteru, 10: frekvence jitteru, 11: aktivní bity, 12: datové bity . . . . .	51

5.3	Panel generátoru analogového signálu - 1: tvar signálu, 2: frekvence signálu, 3: přesnost výstupního kmitočtu, 4: speciální vlastnosti signálu, 5: vypnutí/zapnutí generátoru, 6: výstupní amplituda signálu, 7: referenční hodnota generátoru, 8: vnitřní zapojení analogových konektorů . . . . .	52
5.4	Panel generátoru digitálního signálu - 1: tvar signálu, 2: frekvence signálu, 3: speciální vlastnosti signálu, 4: vypnutí/zapnutí generátoru, 5: výstupní úroveň signálu, 6: referenční hodnota generátoru . . . . .	52
5.5	Panel analogového analyzátoru - 1: vstupní impedance analyzátoru, 2: vstupní konektor, 3: měřená úroveň signálu, 4: měřená frekvence signálu, 5: měřená fáze signálu, 6: výběr měřené funkce, 7: číselná hodnota měřené funkce, 8: časová konstanta detektoru, 9: typ detektoru, 10: dolní mezní frekvence analogové pásmové propusti, 11: horní mezní frekvence analogové pásmové propusti, 12: typ váhovacího filtru, 13: referenční hodnota analyzátoru . . .	53
5.6	Panel digitálního analyzátoru DSP - 1: volba vstupního signálu (digitální / analogový s A/D převodníkem), 2: výběr měření digitálního analyzátoru, 3: měřená úroveň signálu, 4: měřená frekvence signálu, 5: výběr typu měřené funkce, 6: velikost měřené funkce, 7: časová konstanta detektoru, 8: typ detektoru, 9: dolní mezní frekvence digitální pásmové propusti, 10: horní mezní frekvence digitální pásmové propusti, 11: typ filtru, 12: nastavení referenční hodnoty . . . . .	53
5.7	Panel digitálního analyzátoru s FFT analýzou - 1: volba zdroje vstupního signálu (digitální/analogový s A/D převodníkem), 2: výběr měření digitálního analyzátoru, 3: volba analyzovaného signálu, 4: měřená úroveň signálu, 5: počet bodů FFT analýzy (kmitočtové rozlišení), 6: použité váhovací okno, 7: dodatečné operace se signálem, 8: průměrování FFT analýzy, 9: nastavení referenční hodnoty . . . . .	54
5.8	Panel digitálního MLS analyzátoru - 1: volba vstupního signálu (digitální / analogový s A/D převodníkem), 2: výběr typu měření digitálního analyzátoru, 3: volba zdroje analyzovaného signálu, 4: úroveň vstupního signálu, 5: typ zobrazovaného signálu, 6: volba frekvenčního okna pro potlačení aliasingového chování, 7: zdroj spuštění, 8: průměrování, 9: metoda zobrazování	54
5.9	Panel digitálního analyzátoru s funkcí pro měření celkového harmonického zkreslení - 1: volba vstupního signálu (digitální/analogový s A/D převodníkem), 2: výběr měření digitálního analyzátoru, 3: volba zdroje analyzovaného signálu, 4: měření THD absolutně nebo relativně, 5: hodnota THD, 6: výběr měřených harmonických, 7: měření THD absolutně nebo relativně, 8: hodnota THD, 9: výběr měřených harmonických, 10: kmitočtová přesnost detekce základní harmonické . . . . .	55

5.10	Panel Sweep pro vytvoření grafů - 1: volba dat pro osu y, 2: volba dat pro osu y, 3: volba parametru pro osu x, 4: začátek intervalu parametru osy x, 5: konec intervalu parametru osy x, 6: počet kroků měření, 7: přidání další křivky do grafu . . . . .	55
5.11	Panel pro regulaci parametrů na určitou hodnotu - 1: cílový parametr pro regulaci, 2: cílová velikost parametru, 3: tolerance regulace, 4: parametr, jímž lze nastavovat cílový parametr, 5: horní hranice řízeného parametru, 6: dolní hranice řízeného parametru . . . . .	56
5.12	Stabilita zisku D/A převodníku po dobu jedné minuty . . . . .	58
5.13	Stabilita zisku A/D převodníku po dobu jedné minuty . . . . .	59
5.14	Frekvenční charakteristika D/A převodníku . . . . .	61
5.15	Frekvenční charakteristika A/D převodníku . . . . .	62
5.16	Výstupní průběh signálu pro kontrolu polaritu D/A převodníku . . . . .	64
5.17	Výstupní průběh signálu pro kontrolu polaritu D/A převodníku . . . . .	65
5.18	Výstupní průběh fáze D/A převodníku . . . . .	66
5.19	Výstupní průběh fáze A/D převodníku . . . . .	66
5.20	Průběh mezikanálové fázové odezvy D/A převodníku v závislosti frekvenci	68
5.21	Průběh mezikanálové fázové odezvy A/D převodníku v závislosti frekvenci	68
5.22	Časový průběh pseudonáhodného signálu procházejícího D/A převodníkem	69
5.23	Časový průběh pseudonáhodného signálu procházejícího A/D převodníkem	70
5.24	Průběh zkreslení a šumu D/A převodníku v závislosti na frekvenci . . . . .	72
5.25	Průběh zkreslení a šumu A/D převodníku v závislosti na frekvenci . . . . .	73
5.26	Průběh zkreslení a šumu D/A převodníku v závislosti na amplitudě . . . . .	74
5.27	Průběh zkreslení a šumu A/D převodníku v závislosti na amplitudě . . . . .	75
5.28	Výsledek FFT analýzy výstupního signálu D/A převodníku pro měření individuálních harmonických složek . . . . .	76
5.29	Výsledek FFT analýzy výstupního signálu A/D převodníku pro měření individuálních harmonických složek . . . . .	77
5.30	Výsledek FFT analýzy výstupního signálu D/A převodníku pro měření neharmonického zkreslení . . . . .	79
5.31	Výsledek FFT analýzy výstupního signálu A/D převodníku pro měření neharmonického zkreslení . . . . .	80
5.32	Výsledek FFT analýzy výstupního signálu D/A převodníku pro měření intermodulačního zkreslení s blízkými tóny . . . . .	81
5.33	Výsledek FFT analýzy výstupního signálu A/D převodníku pro měření intermodulačního zkreslení s blízkými tóny . . . . .	82
5.34	Závislost výstupní úrovně D/A převodníku na vstupní úrovni . . . . .	84
5.35	Závislost výstupní úrovně A/D převodníku na vstupní úrovni . . . . .	85
5.36	Výsledek FFT analýzy výstupního signálu D/A převodníku pro měření vnitřní modulace signálu . . . . .	86

5.37 Výsledek FFT analýzy výstupního signálu A/D převodníku pro měření vnitřní modulace signálu . . . . .	87
5.38 Výsledek FFT analýzy měření šumu prázdného kanálu D/A převodníku . .	89
5.39 Výsledek FFT analýzy měření šumu prázdného kanálu A/D převodníku . .	90
5.40 Závislost oddělení kanálů D/A převodníku na frekvenci . . . . .	93
5.41 Závislost oddělení kanálů A/D převodníku na frekvenci . . . . .	94
5.42 Výsledek FFT analýzy výstupního signálu kanálu A převodníku A/D pro měření nelineárního přeslechu . . . . .	96
5.43 Výsledek FFT analýzy pro měření produktů souvisejících s napájením D/A převodníku . . . . .	97
5.44 Výsledek FFT analýzy pro měření produktů souvisejících s napájením A/D převodníku . . . . .	98
5.45 Charakteristika antialiasingového filtru A/D převodníku . . . . .	99
5.46 Závislost potlačení obrazových složek D/A převodníku na frekvenci . . . .	100
5.47 Závislost citlivosti D/A převodníku na frekvenci jitteru . . . . .	101
5.48 Závislost citlivosti A/D převodníku na frekvenci jitteru . . . . .	102
5.49 Charakteristiky pro určení CMRR pro A/D převodník . . . . .	105
5.50 Dynamický rozsah v závislosti na vstupní délce slova D/A převodníku . . .	107

# Seznam tabulek

2.1	Vstupní úrovně pro měření úrovně nelinearity  Převzato z [2]  . . . . .	6
2.2	Měřené produkty intermodulačního zkreslení  Převzato z [6]  . . . . .	7



# Seznam symbolů a zkratek

A/D .....	Analog to Digital converter. Převodník analogového signálu na digitální.
$A_2$ .....	Úroveň intermodulačního rozdílového produktu 2. řádu
$A_3$ .....	Úroveň intermodulačního rozdílového produktu 3. řádu
$A_{-5dBFS}$ .....	Úroveň signálu o amplitudě $-5$ dBFS.
$A_{ADJ}$ .....	Úroveň signálu, která je nastavována manuálně [ $dBV$ ], [ $dBFS$ ] nebo [ $dBr$ ].
$A_{MAX}$ .....	Úroveň signálu o amplitudě $-1$ dBFS.
$A_{NRM}$ .....	Úroveň signálu o amplitudě $-20$ dBFS.
$A_{INBAND}$ .....	Měření za filtrem typu dolní propust.
$A_{OUTBAND}$ .....	Měření za filtrem typu horní propust.
$A_{RESIDUAL}$ .....	Měření za filtrem typu pásmová zádrž s úzkou šířkou pásma.
$A_{SELECTIVE}$ .....	Měření za filtrem typu pásmová propust s úzkou šířkou pásma.
$A_{WEIGHTED}$ .....	Měření za váhovým filtrem.
CCIR-R.M.S. ....	CCIR-Root Mean Square. Váhový filtr efektivní hodnoty podle ustanovení CCIR.
CMRR .....	Common-mode rejection ratio. Poměr potlačení souhlasného rušení.
D/A .....	Digital to Analog converter. Převodník digitálního signálu na analogový.
DC .....	Direct Current. Stejnoseměrný proud.
DSP .....	Digital Signal Processing. Digitální zpracování signálu.
EUT .....	Equipment Under Test. Testované zařízení.
$f_1, f_2$ .....	Frekvence [ $Hz$ ].
$f_{41Hz}$ .....	Signál o frekvenci 41 Hz.
$f_C$ .....	Frekvence zkušební signálu [ $Hz$ ].
$f_{NRM}$ .....	Signál o frekvenci 997 Hz.
$f_S$ .....	Vzorkovací frekvence [ $Hz$ ].
$f_{SWP}$ .....	Signál o rozmítané frekvenci [ $Hz$ ].
$f_{UBE}$ .....	Signál o frekvenci horního okraje pásma [ $Hz$ ].
$f_{UBE/2}$ .....	Signál o polovině frekvence horního okraje pásma [ $Hz$ ].
FFT .....	Fast Fourier Transformation. Rychlá Fourierova transformace.

FIR .....	Finite Impulse Response. Konečná impulsní odezva.
IM .....	Intermodulation measurements. Intermodulační měření.
IMD .....	Intermodulation distortion. Intermodulační zkreslení.
$L_A, L_B$ .....	Úroveň signálu [ $dBV$ ], [ $dBFS$ ] nebo [ $dBr$ ].
MLS .....	Maximum Length Sequence. Maximální délka sekvence (pseudonáhodný signál).
$N_{add}$ .....	Vnitřní šum převodníku [ $dBFS$ ].
$N_{in}$ .....	Známy vstupní šum do zařízení [ $dBFS$ ].
$N_{out}$ .....	Výstupní šum ze zařízení [ $dBFS$ ].
Q .....	Quality factor. Faktor kvality.
RMS .....	Root Mean Square. Efektivní hodnota.
SPDIF .....	Sony/Philips Digital InterFace. Digitální rozhraní od Sony/Philips.
THD .....	Total Harmonic Distortion. Celkové harmonické zkreslení.
THD+N .....	Total Harmonic Distortion and Noise. Celkové harmonické zkreslení a šum.
Z .....	Zisk [ $dB$ ].
$\Phi_R$ .....	Fáze signálu na 997 Hz [ $^\circ$ ].
$\Phi_C$ .....	Fáze signálu o zkušební frekvenci [ $^\circ$ ].
$\Phi_{RC}$ .....	Linearita fáze [ $^\circ$ ].
$\tau_R$ .....	Doba zpoždění signálu na 997 Hz [ $s$ ].
$\tau_C$ .....	Doba zpoždění signálu o zkušební frekvenci [ $s$ ].
$\tau_{RC}$ .....	Skupinové zpoždění [ $s$ ].

# 1

## Úvod

Určování parametrů A/D a D/A převodníků v oblasti audio techniky je velice relevantní. Naměřené parametry odhalí, jak kvalitně je daný převodník vyroben. Obecně se převodníky dělí na profesionální a spotřební, přičemž nároky kladené na zařízení profesionální techniky jsou mnohem vyšší. Měřením technických parametrů převodníků určených pro spotřební techniku a osobní počítače detailně rozebírají normy ČSN EN 61606-1 [1], ČSN EN 61606-2 [2] a ČSN EN 61606-4 [4]. Norma ČSN EN 61606-3 [3], která se zabývá se profesionální technikou, zavádí další parametry a pozměňuje měřicí postupy z předchozích norem. Dalším zdrojem je norma AES17 [5], ve které jsou řešeny parametry pro digitální audio techniku. Souhrn parametrů stanovených těmito normami je uveden v kapitole 2.

Měření parametrů převodníků by se mělo provádět v souladu s výše zmíněnými normami, aby bylo možné porovnávat výsledky změřených parametrů. Výrobce Audio Precision vytvořil pro svůj analyzátor postupy měření vybraných parametrů z normy AES17 [5]. Některé parametry byly ovšem měřeny nestandardně. Postupy měření od výrobce jsou popsány v [6]. Souhrn těchto měřených parametrů je uveden v kapitole 3.

Jelikož výrobce do svého analyzátoru neaplikoval všechny standardizované metody měření, je stanoven cíl vytvořit postupy a konfigurační soubory pro měření parametrů A/D a D/A převodníků dle normy ČSN EN 61606-3 [3] pro profesionální techniku. K dispozici je analyzátor Audio Precision SYS-2722. Pro automatizované měření je možné využít jazyka AP Basic, který je implementován v řídicí aplikaci, a slouží pro vytvoření maker. Ty pak mohou volat konfigurační soubory a měnit nastavované parametry podle potřeby.

## 2

# Metody měření parametrů A/D a D/A převodníků dle platných norem

Tato kapitola se zabývá souhrnem měřených parametrů, které určují vlastnosti A/D a D/A převodníků nízkofrekvenčních zařízení a řetězců. Kompletní postupy měření jsou uvedené v českých normách ČSN EN 61606-1 [1], ČSN EN 61606-2 [2], ČSN EN 61606-3 [3] a ČSN EN 61606-4 [4] a dále v normě AES17 [5]. Rozdíl mezi normami ČSN EN a normou AES17 je hlavně v použitých filtrech. Norma AES17 stanovuje přísnější požadavky na použité filtry.

## 2.1 Metody měření parametrů D/A převodníků pro spotřební elektroniku a osobní počítače

Při měření zařízení spotřební elektroniky se využívají tyto filtry:

- Analogová dolnofrekvenční propust [1, kap. 4.6.3.1]

Vstupní impedance je normální zatěžovací impedance<sup>1</sup>, výstupní impedance je normální impedance zdroje<sup>2</sup> a zkreslení nesmí být pozorováno na naměřených hodnotách.

- Pásmová propust [1, kap. 4.6.3.2]

Propustné pásmo je od 4 Hz do horního hraničního kmitočtu ( $0,46 \cdot f_S$ ), kde je zvlnění  $\pm 3$  dB a od frekvence ( $0,55 \cdot f_S$ ) je útlum větší než 60 dB.

---

<sup>1</sup>Impedance připojená k výstupním svorkám měřeného zařízení. Pro spotřební techniku je hodnota impedance  $22 \text{ k}\Omega$ , pro profesionální zařízení je impedance větší než  $100 \text{ k}\Omega$  a paralelní kapacita maximálně  $500 \text{ pF}$ .

<sup>2</sup>Impedance připojená ke vstupním svorkám zařízení. Pro spotřební techniku je hodnota impedance  $2,2 \text{ k}\Omega$ , pro profesionální zařízení je impedance  $50 \Omega$  nebo menší pro symetrické vstupy a  $25 \Omega$  nebo menší pro nesymetrické vstupy

- Analogový mimopásmový filtr [1, kap. 4.6.3.3]

Vstupní impedance je normální zatěžovací impedance, výstupní impedance je normální impedance zdroje. Propustné pásmo je od  $(0,46 \cdot f_S + 0,1 \cdot f_S)$  do 500 kHz. Pod horním hraničním pásmem musí být útlum větší než 60 dB a nad 500 kHz musí být útlum větší než 18 dB na oktávu.

- Analogový a digitální úzkopásmový filtr [1, kap. 4.6.3.4]

Vstupní impedance je normální zatěžovací impedance, výstupní impedance je normální impedance zdroje. To platí pro analogový filtr. Pro digitální měření se použije filtr pro digitální rozhraní. Na propustných frekvencích musí být zvlnění menší než  $\pm 3$  dB a na nepropustných frekvencích musí být útlum větší než 60 dB.

- Váhový filtr [1, kap. 4.6.3.5]

Používají se dva typy váhových filtrů. První splňuje požadavky ITU-R BS 468-4 a druhý musí mít váhovou křivku A s tolerancemi menšími než 1 dB.

### 2.1.1 Vstupní/výstupní charakteristiky

- a) Maximální výstupní amplituda [1, kap. 5.2.1], [2, kap. 5.2.1], [4, kap. 6.1.1]

Měří se maximální výstupní amplituda na zátěži. Výstup je bez saturace, to znamená, že nedochází ke zkreslení signálu průchodem přes zařízení nebo je toto zkreslení maximálně 1 %. Na vstup se připojí nejvyšší dosažitelná úroveň (0 dBFS) na 997 Hz.

- b) Rozdíl zisku mezi kanály a chyba sledování [1, kap. 5.2.2], [2, kap. 5.2.2], [4, kap. 6.1.2]

Za předpokladu zařízení s dvěma kanály se měří rozdíl zisku mezi kanály L a R. Za předpokladu zařízení s více kanály se měří rozdíl zisku mezi kanálem s maximálním a s minimálním ziskem. Měření se provádí na 997 Hz a při normální měřicí úrovni ( $-20$  dBFS), kdy je řízení zisku na maximální úrovni. Jestliže se řízení zisku nastaví na jmenovitou úroveň z maximální, lze pak nazvat rozdíl zisku mezi kanály chybou sledování. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.1.

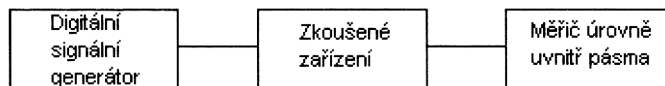


Obr. 2.1: Blokové schéma pro měření rozdílu zisku mezi kanály D/A převodníků [Převzato z [2]]

### 2.1.2 Kmitočtové vlastnosti

- a) Kmitočtová charakteristika [1, kap. 5.3.1], [2, kap. 5.3.1], [4, kap. 6.2]

Měří se kmitočtová charakteristika jednoho kanálu zařízení. Vstupní signál má měřicí úroveň  $-20$  dBFS. Rozdíl zisku mezi referenčním kmitočtem  $997$  Hz a zkušební frekvencí je pak kmitočtová odezva. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.2.



**Obr. 2.2:** Blokové schéma pro měření kmitočtové charakteristiky D/A převodníků [Převzato z [2]]

b) Skupinové zpoždění (fázová linearita) [1, kap. 5.3.2], [2, kap. 5.3.2]

Měří se zpoždění mezi signálem na  $997$  Hz a měřícím kmitočtem. Z analogového výstupu se pomocí FFT získá fáze signálu  $\Phi_R$  na  $997$  Hz a z rovnice 2.1 se spočte doba zpoždění  $\tau_R$ .

$$\tau_R = \left( \frac{-\Phi_R}{360} \right) \cdot \frac{1}{997} \quad [s] \quad (2.1)$$

Poté se měří fáze  $\Phi_C$  na zkušebních kmitočtech  $f_C$  a z rovnice 2.2 se spočte doba zpoždění  $\tau_C$ . Pokud je fáze větší než  $360^\circ$ , pak se musí nastavit pod  $360^\circ$  před aplikací rovnice 2.2.

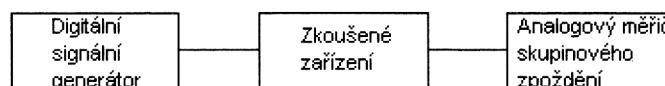
$$\tau_C = \left( \frac{-\Phi_C}{360} \right) \cdot \frac{1}{f_C} \quad [s] \quad (2.2)$$

Skupinové zpoždění  $\tau_{RC}$  se vypočte z rovnice 2.3 a linearita fáze  $\Phi_{RC}$  se vypočte z rovnice 2.4.

$$\tau_{RC} = \tau_C - \tau_R \quad [s] \quad (2.3)$$

$$\Phi_{RC} = \tau_{RC} \cdot 360 \cdot f_C \quad [^\circ] \quad (2.4)$$

Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.3.

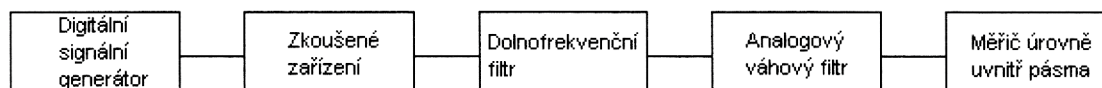


**Obr. 2.3:** Blokové schéma pro měření skupinového zpoždění D/A převodníků [Převzato z [2]]

### 2.1.3 Šumové vlastnosti

- a) Poměr signál-šum (šum prázdného kanálu) [1, kap. 5.4.1], [2, kap. 5.4.1], [4, kap. 6.3.1]

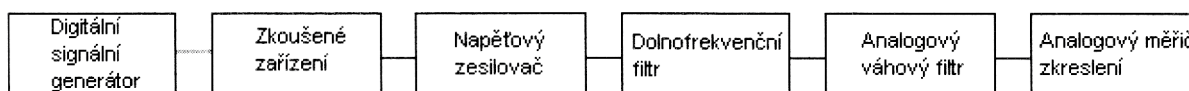
Měří se poměr signál-šum bez vstupního signálu. Pro převodníky D/A je na vstupu digitální nula, tzn. nula pro všechny vzorky. Tím nebude obvod pro zpracování analogového signálu převodníku aktivní. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.4.



**Obr. 2.4:** Blokové schéma pro měření poměru signál-šum D/A převodníků [Převzato z [2]]

- b) Dynamický rozsah [1, kap. 5.4.2], [2, kap. 5.4.2], [4, kap. 6.3.2]

Měří se poměr maximální povolené amplitudy k amplitudě šumu produkované zařízením v přítomnosti malého signálu. Obvod zařízení pro zpracování signálu je aktivní. Na vstupu je signál o frekvenci 997 Hz a úrovni  $-60$  dBFS z důvodu nízké hodnoty nelineárního zkreslení. Protože jsou měřeny šumové signály, je před měřičem zkreslení umístěn váhový filtr A. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.5.



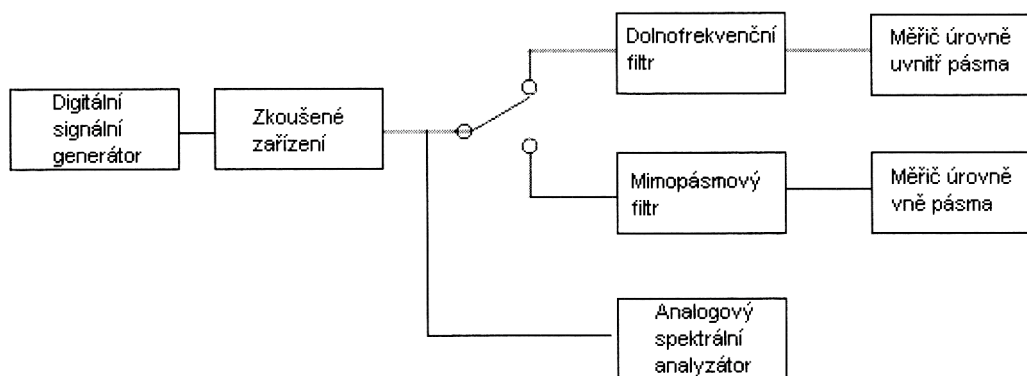
**Obr. 2.5:** Blokové schéma pro měření dynamického rozsahu D/A převodníků [Převzato z [2]]

- c) Mimopásmový poměr signál-šum [1, kap. 5.4.3], [2, kap. 5.4.3]

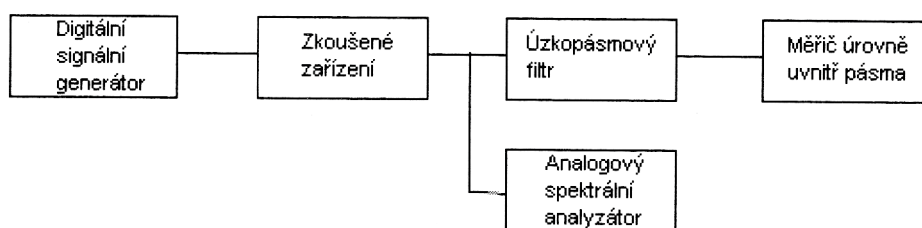
Měří se poměr signál-šum mezi nejvyšší dosažitelnou úrovní (0 dBFS) na frekvenci uvnitř pásma (997 Hz, 10 000 Hz, 14 501 Hz, 19 997 Hz a  $0,46 \cdot f_S$ ) a rušivých komponent produkovaných zařízením na frekvencích nad audio pásmem. Vypočte se jako rozdíl naměřené úrovně vně pásma a úrovně uvnitř pásma. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.6.

- d) Oddělení kanálů [1, kap. 5.4.4], [2, kap. 5.4.4], [4, kap. 6.3.3]

Měří se pronikání signálu o nejvyšší dosažitelné úrovni, který je na vstupu nevybraného kanálu, do vybraného kanálu se vstupním signálem digitálních nul. Měřené signály na výstupu vybraného kanálu neobsahují harmonické základního signálu. V případě vícekanalových zařízení se jako oddělení kanálů bere nejvyšší naměřená úroveň po přezkoušení všech dvojic kanálů. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.7.



**Obr. 2.6:** Blokové schéma pro měření mimopásmového poměru signál-šum D/A převodníků [Převzato z [2]]



**Obr. 2.7:** Blokové schéma pro měření oddělení kanálů D/A převodníků [Převzato z [2]]

### 2.1.4 Vlastnosti zkreslení

a) Úroveň nelinearity [1, kap. 5.5.1], [2, kap. 5.5.1]

Měří se odchylka linearity mezi úrovní vstupního a výstupního signálu na 997 Hz. Úrovně vstupního signálu jsou uvedeny v tab. 2.1. Ve výstupním signálu není šum ani zkreslení. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.8

Jmenovitá úroveň v dBFS	
0	-82
-6	-89
-12	-100
-20	-108
-30	-113
-40	-120
-50	-132
-60	-137
-70	

**Tab. 2.1:** Vstupní úrovně pro měření úrovně nelinearity [Převzato z [2]]

b) Zkreslení a šum [1, kap. 5.5.2], [2, kap. 5.5.2], [4, kap. 6.4.1]

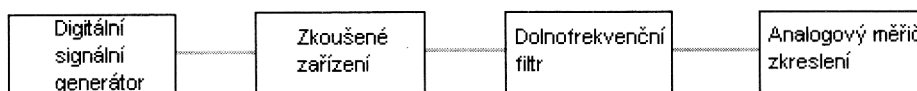
Měří se součet všech složek zkreslení a šumu, které se přidávají k užitečnému signálu





**Obr. 2.8:** Blokové schéma pro měření úrovně nelinearity D/A převodníků [Převzato z [2]]

průchodem přes zkoušené zařízení na daných kmitočtech. Je to poměr celkové výstupní úrovně k šumu a zkreslení vyjádřený v %. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.9.



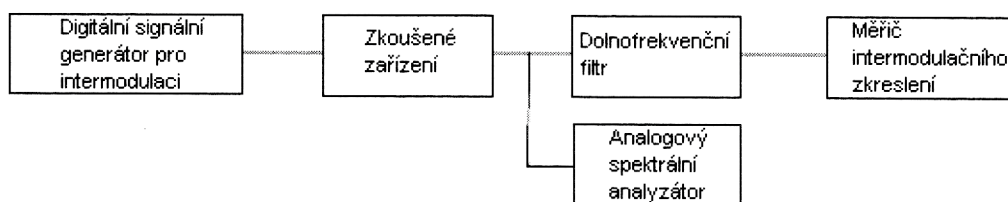
**Obr. 2.9:** Blokové schéma pro měření zkreslení a šumu D/A převodníků [Převzato z [2]]

c) Intermodulace [1, kap. 5.5.3], [2, kap. 5.5.3]

Měří se intermodulační zkreslení, které vzniká z nelinearity při velkém signálu. Vstupní signál je dvoutónový složený ze 60 Hz (popř. 70 Hz) a 7 kHz sloučený v poměru 4:1. Produkty intermodulačního zkreslení jsou vypsány v tab. 2.2. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.10.

Řád	Harmonická	Intermodulační rozdíly	Intermodulační součty
2.	$2f_1, 2f_2$	$f_1 - f_2$	$f_1 + f_2$
3.	$3f_1, 3f_2$	$f_1 - 2f_2, 2f_1 - f_2$	$f_1 + 2f_2, 2f_1 + f_2$
4.	$4f_1, 4f_2$	$f_1 - 3f_2, 2f_1 - 2f_2, 3f_1 - f_2$	$f_1 + 3f_2, 2f_1 + 2f_2, 3f_1 + f_2$

**Tab. 2.2:** Měřené produkty intermodulačního zkreslení [Převzato z [6]]



**Obr. 2.10:** Blokové schéma pro měření intermodulace D/A převodníků [Převzato z [2]]

d) Zkreslení v krátkém čase (Short-term distortion) [4, kap. 6.4.2]

Metoda měření je stejná jako při měření zkreslení a šumu, viz 2.1.4 b). Vstupní signál má frekvenci 997 Hz o úrovni 0 dBFS. Měření se provádí každých 50 ms s 50 ms oknem. Vstupní signál by měl být 15 s dlouhý. To odpovídá 300 naměřeným hodnotám. Druhá nejhorší hodnota je pak určena jako zkreslení v krátkém čase.

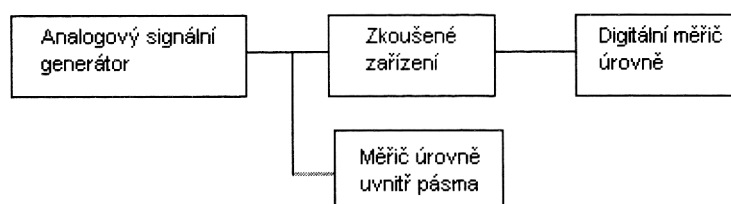
## 2.2 Metody měření vlastností A/D převodníků pro spotřební elektroniku a osobní počítače

V této kapitole jsou shrnuty metody měření zařízení s A/D převodníky. Existují dva typy těchto zařízení. Jedním typem jsou zařízení se vstupními svorkami pro analogový signál a výstupními svorkami pro digitální signál. Druhým typem jsou zařízení se vstupními svorkami pro analogový signál a výstupem bez digitálních svorek. To bývají většinou zařízení sloužící pro záznam zvukového signálu, jako je např. CD-ROM nebo DVD-ROM. Zde jsou uváděna pouze bloková schémata pro zařízení se vstupními i výstupními svorkami, protože se liší pouze malými rozdíly. Zařízení bez výstupních svorek zapisuje převedený signál na záznamové médium. Toto médium se vloží do standardního digitálního přehrávače, který se použije jako náhrada digitálních výstupních svorek.

### 2.2.1 Vstupní/výstupní charakteristiky

a) Úroveň kalibrace analogové k digitální [1, kap. 6.2.1], [2, kap. 6.2.1]

Měří se vzájemný vztah mezi analogovou vstupní úrovní a digitální výstupní úrovní. Vstupní signál má frekvenci 997 Hz o úrovni  $-20$  dBFS. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.11.

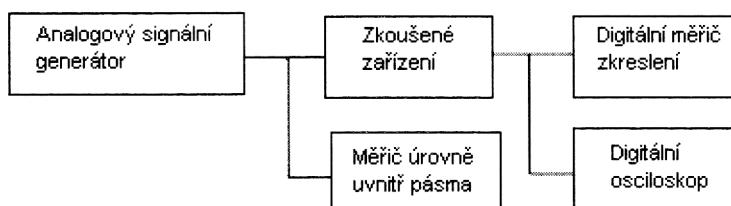


**Obr. 2.11:** Blokové schéma pro měření úrovně kalibrace analogové k digitální A/D převodníků

[Převzato z [2]]

b) Maximální dovolená vstupní amplituda [1, kap. 6.2.2], [2, kap. 6.2.2], [4, kap. 7.1.1]

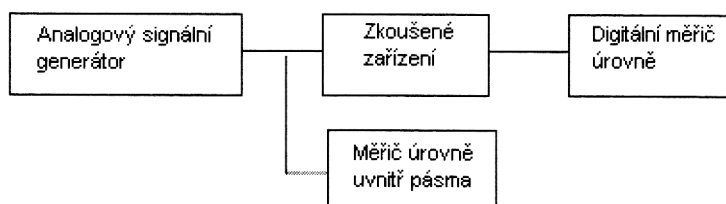
Měří se úroveň vstupního signálu na 997 Hz při bodu saturace, což znamená velikost amplitudy při 1% zkreslení. To bude způsobovat ořezávání signálu na výstupu. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.12.



**Obr. 2.12:** Blokové schéma pro měření maximální dovolené vstupní amplitudy A/D převodníků

[Převzato z [2]]

- c) Rozdíl zisku mezi kanály a chyba sledování [1, kap. 6.2.3], [2, kap. 6.2.3], [4, kap. 7.1.2]  
 Za předpokladu zařízení s dvěma kanály se měří rozdíl zisku mezi kanály L a R. Za předpokladu zařízení s více kanály se měří rozdíl zisku mezi kanálem s maximálním a s minimálním ziskem. Měření se provádí na 997 Hz a při normální měřicí úrovni ( $-20$  dBFS), kdy je řízení zisku na maximální úrovni. Jestliže se řízení zisku nastaví na jmenovitou úroveň z maximální nebo v rozsahu od 0 dB do  $-60$  dB, pak lze nazvat rozdíl zisku mezi kanály chybou sledování. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.13.

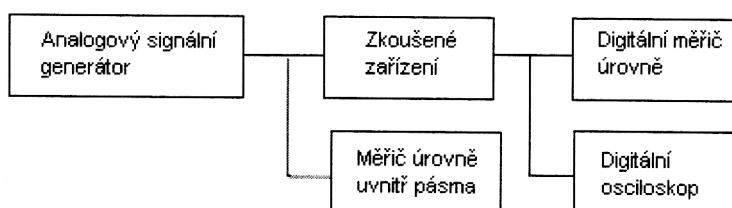


**Obr. 2.13:** Blokové schéma pro měření rozdílu zisku mezi kanály A/D převodníků [Převzato z [2]]

## 2.2.2 Kmitočtové vlastnosti

- a) Kmitočtová charakteristika [1, kap. 6.3.1], [2, kap. 6.3.1], [4, kap. 7.2]

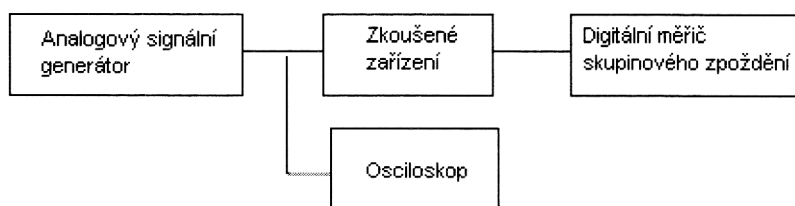
Měří se kmitočtová charakteristika jednoho kanálu zařízení. Vstupní signál má měřicí úroveň  $-20$  dBFS. Rozdíl zisku mezi referenčním kmitočtem 997 Hz a zkušební frekvencí je pak kmitočtová odezva. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.14.



**Obr. 2.14:** Blokové schéma pro měření kmitočtové charakteristiky A/D převodníků [Převzato z [2]]

- b) Skupinové zpoždění (fázová linearita) [1, kap. 6.3.2], [2, kap. 6.3.2]

Měří se zpoždění mezi signálem na 997 Hz a měřícím kmitočtem. Z digitálního výstupu se pomocí FFT získá fáze signálu  $\Phi_R$  na 997 Hz a z rovnice 2.1 se spočte doba zpoždění  $\tau_R$ . Poté se měří fáze  $\Phi_C$  na zkušebních kmitočtech  $f_C$  a z rovnice 2.2 se spočte doba zpoždění  $\tau_C$ . Pokud je fáze větší než  $360^\circ$ , pak se musí nastavit pod  $360^\circ$  před aplikací rovnice 2.2. Skupinové zpoždění  $\tau_{RC}$  se vypočte z rovnice 2.3 a linearita fáze  $\Phi_{RC}$  se vypočte z rovnice 2.4. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.15.

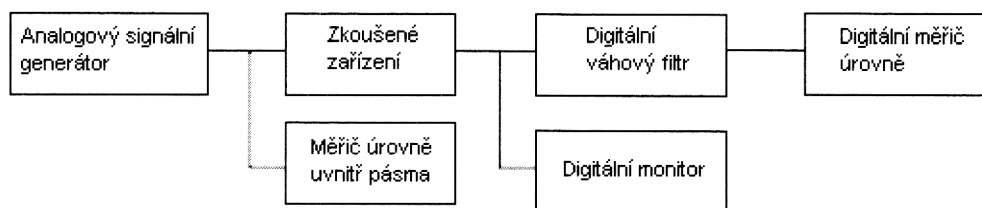


**Obr. 2.15:** Blokové schéma pro měření skupinového zpoždění A/D převodníků |Převzato z [2]|

## 2.2.3 Šumové vlastnosti

- a) Poměr signál-šum (šum prázdného kanálu) [1, kap. 6.4.1], [2, kap. 6.4.1], [4, kap. 7.3.1]

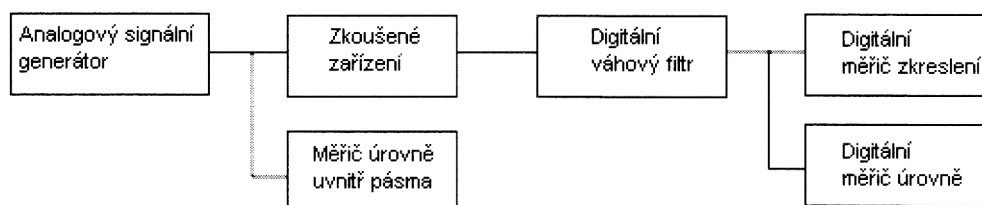
Měří se poměr signálu-šum pro nejvyšší dosažitelnou výstupní úroveň signálu (0 dBFS) na 997 Hz. Při měření šumu jsou analogové vstupní svorky zakončeny normální impedancí zdroje. Na rozdíl od D/A převodníků jsou v A/D převodníku generovány nežádoucí šumové signály. Je to způsobeno aktivními obvody pro zpracování zvukového signálu. Vzhledem k měření šumu se pro kompenzaci těchto vlivů na sluchový vjem zařazuje váhový filtr A. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.16.



**Obr. 2.16:** Blokové schéma pro měření poměru signál-šum A/D převodníků |Převzato z [2]|

- b) Dynamický rozsah [1, kap. 6.4.2], [2, kap. 6.4.2], [4, kap. 7.3.2]

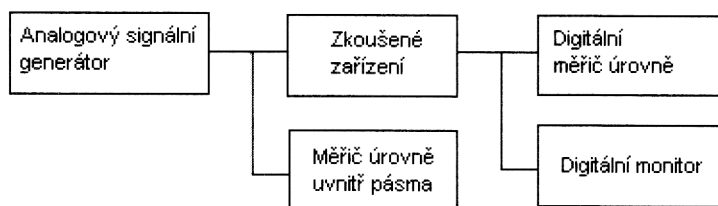
Měří se poměr maximální povolené amplitudy k amplitudě šumu produkované zařízením v přítomnosti malého signálu. Obvod zařízení pro zpracování signálu je aktivní. Na vstupu je signál o frekvenci 997 Hz a úrovni  $-60$  dBFS z důvodu nízké hodnoty nelineárního zkreslení. Protože jsou měřeny šumové signály, je před měřičem zkreslení umístěn váhový filtr. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.17.



**Obr. 2.17:** Blokové schéma pro měření dynamického rozsahu A/D převodníků |Převzato z [2]|

- c) Složený šum [1, kap. 6.4.3], [2, kap. 6.4.3]

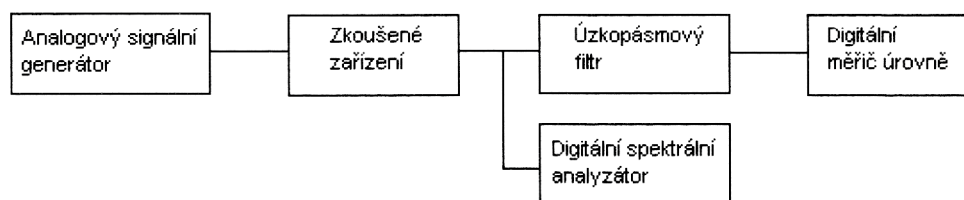
Měří se nežádoucí šumové signály uvnitř kmitočtového rozsahu. Jedná se o rozdíl úrovní signálu s 0 dBFS na 997 Hz a signálu o tohoto signálu se signálem o frekvenci větší než  $f_s/2$ . Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.18.



**Obr. 2.18:** Blokové schéma pro měření složeného šumu A/D převodníků [Převzato z [2]]

d) Přeslech [1, kap. 6.4.4], [2, kap. 6.4.4]

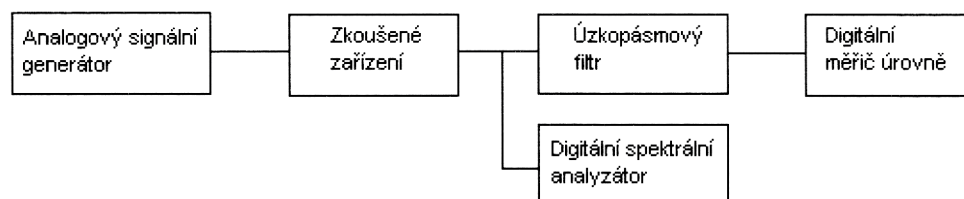
Měří se přeslechy mezi nevybranou skupinou kanálů a kanálem ve vybrané skupině kanálů. Test zahrnuje měření vlastností analogových obvodů. Měří se rozdíl úrovní na výstupu vybrané skupiny kanálů při vstupní úrovni  $-3$  dBFS a při vstupu zakončeném normální impedancí zdroje, kdy je na vstupy nevybraných kanálů přiváděn signál  $-3$  dBFS. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.19.



**Obr. 2.19:** Blokové schéma pro měření přeslechu A/D převodníků [Převzato z [2]]

e) Oddělení kanálů [1, kap. 6.4.5], [2, kap. 6.4.5], [4, kap. 7.3.3]

Měří se pronikání signálu o úrovni  $-3$  dBFS, který je na vstupu nevybraného kanálu, do vybraného kanálu, u kterého se vstupní svorky zakončí normální impedancí zdroje. Měřené signály na výstupu vybraného kanálu neobsahují harmonické základního signálu. V případě vícekanálových zařízení se jako oddělení kanálů bere nejvyšší naměřená úroveň po přezkoušení všech dvojic kanálů. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.20.

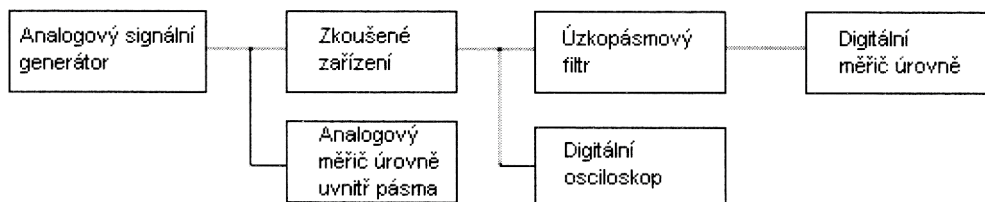


**Obr. 2.20:** Blokové schéma pro měření oddělení kanálů A/D převodníků [Převzato z [2]]

## 2.2.4 Vlastnosti zkreslení

### a) Úroveň nelinearity [1, kap. 6.5.1], [2, kap. 6.5.1]

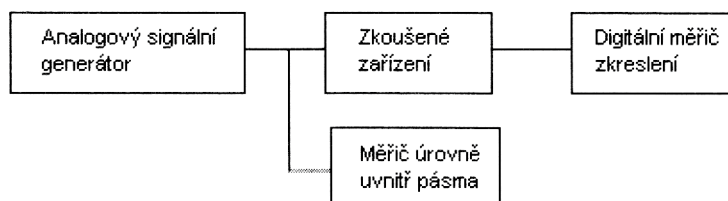
Měří se odchylka lineárního vztahu mezi úrovní vstupního a výstupního signálu na 997 Hz. Úrovně vstupního signálu jsou uvedeny v tab. 2.1. Ve výstupním signálu není šum ani zkreslení. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.21.



**Obr. 2.21:** Blokové schéma pro měření úrovně nelinearity |Převzato z [2]|

### b) Zkreslení a šum [1, kap. 6.5.2], [2, kap. 6.5.2], [4, kap. 7.4.1]

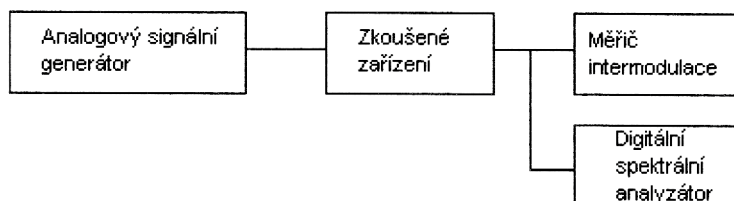
Měří se součet všech složek zkreslení a šumu, které se přidají k užitečnému signálu průchodem přes zkoušené zařízení na daných kmitočtech. Je to poměr celkové výstupní úrovně k šumu a zkreslení vyjádřený v %. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.22.



**Obr. 2.22:** Blokové schéma pro měření zkreslení a šumu A/D převodníků |Převzato z [2]|

### c) Intermodulace [1, kap. 6.5.3], [2, kap. 6.5.3]

Měří se intermodulační zkreslení, které vzniká z nelinearity při velkém signálu. Vstupní signál je dvoutónový složený ze 60 Hz (70 Hz) a 7 kHz sloučený v poměru 4:1. Produkty intermodulačního zkreslení jsou vypsány v tab. 2.2. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.23.



**Obr. 2.23:** Blokové schéma pro měření intermodulace A/D převodníků |Převzato z [2]|

## d) Zkreslení v krátkém čase (Short-term distortion) [4, kap. 7.4.2]

Metoda měření je stejná jako při měření zkreslení a šumu 2.2.4 b). Vstupní signál má frekvenci 997 Hz o úrovni 0 dBFS. Měření se provádí každých 50 ms s 50 ms oknem. Vstupní signál by měl být 15 s dlouhý. To odpovídá 300 naměřeným hodnotám. Druhá nejhorší hodnota je pak určena jako zkreslení v krátkém čase.

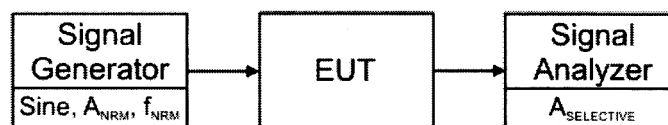
## 2.3 Metody měření vlastností A/D a D/A převodníků pro zařízení v profesionální technice

Zařízení, která jsou určena pro spotřební techniku nemají tak přísné požadavky na kvalitu jako profesionální zařízení. Tato kapitola upravuje měřicí postupy parametrů pro spotřební techniku a zároveň je i rozšiřuje o další parametry nutné pro zjištění dalších technických parametrů profesionálních zařízení.

### 2.3.1 Lineární reakce zařízení související s amplitudou

## a) Zisk (Gain) [3, kap. 6.2.1.1.1]

Měří se poměr výstupní amplitudy ke vstupní amplitudě. Vstupní signál je o frekvenci 997 Hz a má úroveň  $-20$  dBFS. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.24.



Obr. 2.24: Blokové schéma pro měření zisku [Převzato z [3]]

## b) Stabilita zisku (Gain stability) [3, kap. 6.2.1.1.2]

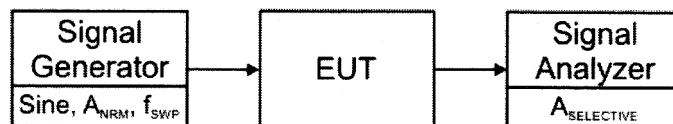
Měří se kolísání zisku v čase za nejméně hodinu provozu. Stabilita zisku je poměr nejvyšší naměřené amplitudy k nejnižší v zadaném čase vyjádřená v dB. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.24.

## c) Rozdíl zisku mezi kanály a chyba sledování (Gain difference between channels and tracking error) [3, kap. 6.2.1.1.3]

Touto metodou se porovnávají zisky v jednotlivých kanálech. Do každého kanálu se zavede signál o frekvenci 997 Hz a úrovni  $-20$  dBFS. Měří se výstupní amplituda každého kanálu. Rozdíl zisku je pak poměr mezi nejvyšší a nejnižší zaznamenanou amplitudou, vyjádřený v dB. Pokud zařízení obsahuje řízení zisku, pak by chyba sledování měla být definována jako největší mezikanálový zisk odpovídající hodnotě, která se vyskytuje v každém bodě řízení. Test by měl být aplikován bez ořezávání signálu v zařízení. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.24.

## d) Kmitočtová charakteristika (Frequency response) [3, kap. 6.2.1.1.4]

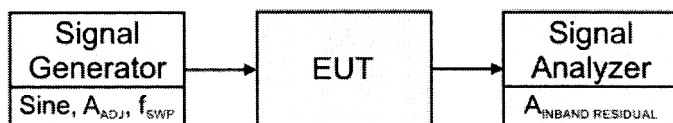
Vstupní signál má úroveň  $-20$  dBFS a je rozmítán od frekvence 10 Hz do  $(0,46 \cdot f_S)$ . Měří se výstupní úroveň, která je vztažená k velikosti vstupní úrovně. Výsledek je pak zanesen do grafu. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.25.



**Obr. 2.25:** Blokové schéma pro měření kmitočtové charakteristiky [Převzato z [3]]

## e) Maximální vstupní amplituda (Maximum input amplitude) [3, kap. 6.2.1.1.5]

Jedná se o vstupní amplitudu, při níž nedochází k saturaci výstupního signálu a zároveň zkreslení a šum není větší než 1% nebo komprese zisku není větší než 0,3 dB. Výsledná maximální vstupní amplituda je pak zaznamenávána ve  $V_{rms}$  do grafu v závislosti na frekvenci vstupního signálu, která je od 10 Hz do  $(0,46 \cdot f_S)$ . Jestliže je parametr charakterizován jednou hodnotou, pak je to hodnota při frekvenci vstupního signálu 997 Hz. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.26.



**Obr. 2.26:** Blokové schéma pro měření maximální vstupní a výstupní amplitudy [Převzato z [3]]

## f) Maximální výstupní amplituda (Maximum output amplitude) [3, kap. 6.2.1.1.6]

Jedná se o výstupní amplitudu, při níž zkreslení a šum není větší než 1% nebo komprese zisku není větší než 0,3 dB. Výsledná maximální výstupní amplituda je pak zaznamenávána ve  $V_{rms}$  do grafu v závislosti na frekvenci vstupního signálu, která je od 10 Hz do  $(0,46 \cdot f_S)$ . Jestliže je parametr charakterizován jednou hodnotou, pak je to hodnota při frekvenci vstupního signálu 997 Hz. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.26.

## g) Polarita (Polarity) [3, kap. 6.2.1.1.7]

Měří se, zda testované zařízení invertuje nebo neinvertuje polaritu signálu. Pro tento test je možné použít vstupní nesymetrický signál, který je pak na výstupu kontrolován manuálně nebo automaticky buď na osciloskopu nebo na vhodném měřicím přístroji.



## 2.3.2 Lineární reakce zařízení související s časem

### a) Fázová odezva (Phase response) [3, kap. 6.2.1.2.1]

Měří se fázové zpoždění ve stupních mezi měřenou frekvencí a složkou na frekvenci 997 Hz po průchodu zařízením. K měření se využívá pseudonáhodného, impulsního nebo multitónového vstupního signálu, který je analyzován pomocí FFT. Fázové zpoždění je také možné měřit v reálném čase porovnáváním fázových posuvů pro každou frekvenci. Výsledkem je fáze vztahovaná k fázi vstupního signálu 997 Hz v závislosti na frekvenci.

### b) Skupinové zpoždění (Group delay) [3, kap. 6.2.1.2.2]

Skupinové zpoždění se vypočítává z fázové odezvy. Rozdíl fázového úhlu na každé frekvenci se vydělí  $360^\circ$  a výsledek se násobí periodou této frekvence. Výsledek by měla být závislost skupinového zpoždění v relativním čase na frekvenci.

### c) Mezikanálová fázová odezva (Inter-channel phase response) [3, kap. 6.2.1.2.3]

Měří se rozdíl fázové odezvy mezi kanály. Jeden kanál se zvolí jako referenční. Na všechny vstupní kanály se přivede signál o úrovni  $-20$  dBFS. Frekvence je rozmítána od 10 Hz do  $(0,46 \cdot f_S)$ . Fázová odezva mezi měřeným kanálem a referenčním kanálem se pak zaznamená do grafu v závislosti na vstupní frekvenci.

### d) Zpoždění průchodem přes testované zařízení (Delay through EUT) [3, kap. 6.2.1.2.4]

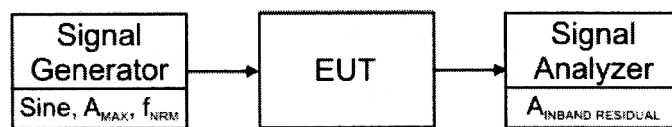
Měří se absolutní zpoždění signálu procházejícího zařízením. Existují tři metody pro správné měření:

- Průchod impulsního signálu, kde se porovnává vstupní a výstupní signál v časové oblasti.
- Průchod sinusoidy o malé frekvenci. Je měřena fáze mezi vstupním a výstupním signálem na základě průchodu nulou vstupní a výstupní sinusoidy. Časové zpoždění je pak počítáno z rozdílu fází.
- Průchod náhodného nebo pseudonáhodného šumu. Výstupní signál je křížově korelován se vstupním signálem. Pak je časové zpoždění definováno jako čas ke špičce vzájemné korelační funkce.

## 2.3.3 Amplitudová nelinearita

### a) Zkreslení a šum (Distortion and noise) [3, kap. 6.2.2.1]

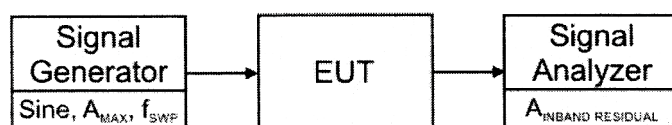
Měří se součet všech složek zkreslení a šumu, které se přidají k užitečnému signálu průchodem přes zkoušené zařízení. Vstupní signál má úroveň  $-1$  dBFS a frekvenci 997 Hz. Výsledkem je poměr celkové výstupní úrovně k šumu a zkreslení vyjádřený v %. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.27.



Obr. 2.27: Blokové schéma pro zkreslení a šumu [Převzato z [3]]

- b) Závislost zkreslení a šumu na frekvenci (Distortion and noise versus frequency) [3, kap. 6.2.2.2]

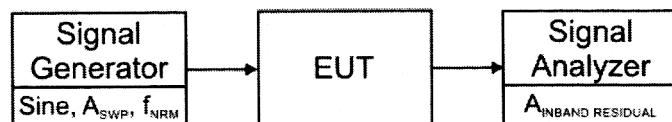
Měří se změna zkreslení a šumu v dB v závislosti na frekvenci. Vstupní signál má úroveň  $-1$  dBFS a je rozmítaná frekvence od 20 Hz do  $(0,46 \cdot f_S)$ . Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.28.



Obr. 2.28: Blokové schéma pro měření závislosti zkreslení a šumu na frekvenci [Převzato z [3]]

- c) Závislost zkreslení a šumu na amplitudě (Distortion and noise versus amplitude) [3, kap. 6.2.2.3]

Měří se změna zkreslení a šumu v závislosti na vstupní amplitudě. Vstupní signál je o frekvenci 977 Hz. Úroveň tohoto signálu se mění od 0 dBFS do  $-80$  dBFS s krokem ne větším než 10 dB. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.29.



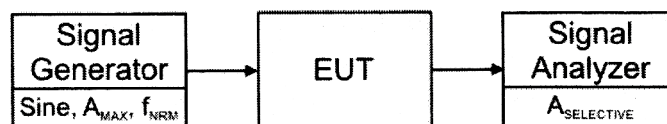
Obr. 2.29: Blokové schéma pro měření závislosti zkreslení a šumu na amplitudě [Převzato z [3]]

- d) Individuální harmonické zkreslení (Individual harmonic distortion) [3, kap. 6.2.2.4]

Měří se amplituda složek zkreslení od individuálních harmonických složek. Vstupní signál má úroveň  $-1$  dBFS a frekvenci 997 Hz. Pomocí FFT analýzy se změní individuální harmonické složky základní harmonické. Ty jsou uváděny buď jako úroveň vztažená k úrovni vstupního signálu nebo v dBFS. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.30.

- e) Celkové harmonické zkreslení (Total harmonic distortion) [3, kap. 6.2.2.5]

Měří se celkové zkreslení od všech harmonických složek kromě neharmonických a příspěvku šumu. Vstupní signál má úroveň  $-1$  dBFS a frekvenci 997 Hz. Měření se provádí



**Obr. 2.30:** Blokové schéma pro měření individuálního harmonického, celkového harmonického a neharmonického zkreslení [Převzato z [3]]

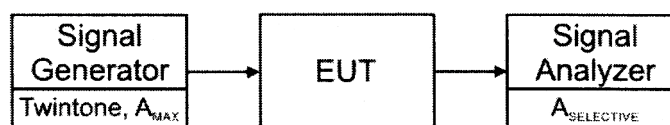
pomocí FFT analýzy s filtry pro výběr jednotlivých harmonických složek. Celkové harmonické zkreslení je pak RMS součet všech změřených složek vztažený k úrovni vstupního signálu nebo vyjádřený v dBFS. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.30

f) Neharmonické zkreslení (Non-harmonic distortion) [3, kap. 6.2.2.6]

Měří se amplituda největšího parazitního signálu na výstupu. Je to složka neharmonického zkreslení, která je vztažena k úrovni vstupního signálu nebo vyjádřena v dBFS. Vstupní signál má úroveň  $-1$  dBFS a frekvenci 997 Hz. Neharmonickou složku je možné najít pomocí FFT analýzy a potlačení vstupního signálu s jeho harmonickými složkami. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.30.

g) Intermodulační zkreslení, blízké tóny (Intermodulation distortion, close tone) [3, kap. 6.2.2.7]

Měří se intermodulační zkreslení od produktů dvou vysokých frekvencí se stejnou amplitudou. Jedna frekvence je na horním okraji pásma a druhá je 2 kHz pod tímto horním okrajem pásma. Do intermodulačního zkreslení se započítává RMS součet rozdílových složek 2. a 3. řádu uvedených v tab. 2.2. Ten je vyjádřen v dB vztažen k úrovni vstupního signálu o nižší frekvenci. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.31.



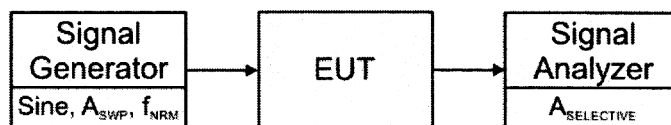
**Obr. 2.31:** Blokové schéma pro měření intermodulačního zkreslení [Převzato z [3]]

h) Intermodulační zkreslení, vzdálené tóny (Intermodulation distortion, spread tone) [3, kap. 6.2.2.8]

Měří se intermodulační zkreslení od produktů dvou vzdálených frekvencí s různou amplitudou. Jedna frekvence je 41 Hz a druhá 7993 Hz. Amplituda vyšší frekvence by měla být čtvrtinová oproti amplitudě nižší frekvence. Měří se RMS součet modulačních produktů okolo frekvence 7993 Hz vyjádřený v dB vztažený k úrovni výstupního signálu na 7993 Hz. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.31.

## i) Závislost zisku na amplitudě (linearita) (Amplitude-dependent gain) [3, kap. 6.2.2.9]

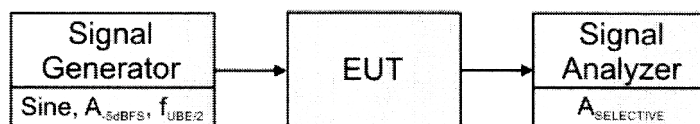
Měří se zisk v dB, tedy poměr výstupní amplitudy ke vstupní amplitudě, v závislosti na změně vstupní amplitudy od  $-5$  dBFS do úrovně šumu prázdného kanálu s krokem ne větším než 5 dB. Vstupní signál má frekvenci 997 Hz. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.32.



Obr. 2.32: Blokové schéma pro měření závislosti zisku na amplitudě [Převzato z [3]]

## j) Vnitřní produkty modulační signálu (Intrinsic signal modulation products) [3, kap. 6.2.2.10]

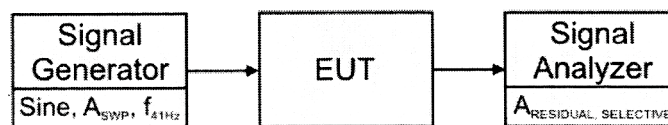
Měří se základní amplitudová modulační vstupního signálu procházejícího zařízením. Vstupní signál má úroveň  $-5$  dBFS a frekvenci  $(0,4999 \cdot 0,46 \cdot f_S)$ . Signál by měl být celovlnně usměrněn/demodulován. Pak se měří rozdílové složky od 50 Hz do 500 Hz. Při použití FFT analýzy není třeba signál demodulovat. Postačí zobrazení rozdílových složek do 550 Hz od frekvence vstupního signálu. Ty by měly být zobrazeny v dB vztahované k úrovni vstupního signálu. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.33.



Obr. 2.33: Blokové schéma pro měření vnitřních produktů modulační signálu [Převzato z [3]]

## k) Modulační šumu nízkourovňovými signály (Low-amplitude noise modulation) [3, kap. 6.2.2.11]

Měří se modulační zbytkového šumu, který se produkuje v zařízení následkem kolísání úrovně signálu. Vstupní signál má úroveň  $-40$  dBFS a frekvenci 41 Hz. Tento signál by měl být potlačen filtrem s úzkou šířkou pásma. Měla by být měřena výstupní úroveň zbylého šumu pomocí filtrů laděných na třetinooktávové frekvence mezi 200 Hz a  $(0,46 \cdot f_S)$ . Měření se provádí pro úroveň vstupního signálu od  $-40$  dBFS do úrovně šumu prázdného kanálu s 10 dB kroky. Výsledkem je modulační šumu s malou amplitudou, která se spočítá jako poměr nejvyšší a nejnižší zaznamenané hodnoty šumu na každé měřené frekvenci/frekvenčním pásmu, v závislosti frekvenci. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.34.

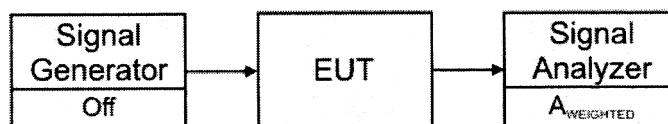


Obr. 2.34: Blokové schéma pro měření modulace šumu s malou amplitudou [Převzato z [3]]

### 2.3.4 Šumové vlastnosti

#### a) Šum prázdného kanálu (Idle-channel noise) [3, kap. 6.2.3.1]

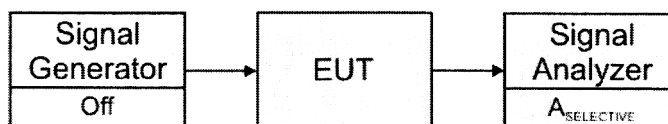
Měří se váhovaný šum po průchodu nulového signálu. Ten je vyjádřen v dBFS CCIR-RMS. K měření je použit RMS detektor. Vstupní signál pro D/A převodníky je složen z digitálních nul a pro A/D převodníky je na vstupu normální impedance zdroje. Pro tento případ je signální generátor vypnutý. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.35.



Obr. 2.35: Blokové schéma pro měření šumu prázdného kanálu [Převzato z [3]]

#### b) Spektrum šumu prázdného kanálu (Idle-channel noise spectrum) [3, kap. 6.2.3.2]

Měří se spektrální rozložení šumu prázdného kanálu bez váhovacího filtru. Výsledkem je graf závislosti úrovně šumu v dBFS na frekvenci ve spektrální oblasti. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.36.



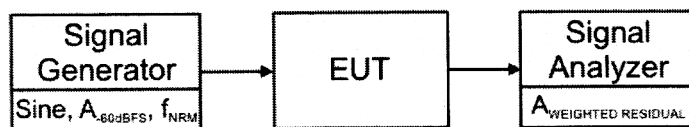
Obr. 2.36: Blokové schéma pro měření spektra šumu prázdného kanálu [Převzato z [3]]

#### c) Dynamický rozsah (Dynamic range) [3, kap. 6.2.3.3]

Měří se poměr maximální povolené amplitudy k amplitudě šumu produkované zařízením v přítomnosti malého signálu. Na vstupu je signál o frekvenci 997 Hz a úrovni  $-60$  dBFS z důvodu nedosažení nelineárního zkreslení. Protože jsou měřeny šumové signály, je před měřičem zkreslení umístěn váhový filtr. Dynamický rozsah je pak vyjádřen v dB CCIR-RMS. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.37.

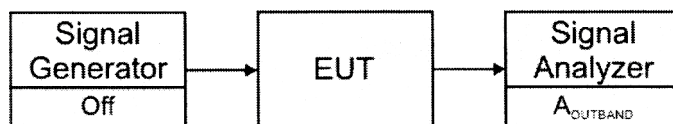
#### d) Mimopásmový poměr signál-šum (Out-of-band noise ratio) [3, kap. 6.2.3.4]

Měří se rozsah nežádoucích složek nad audio pásmem produkovaných zařízením za podmínek šumu prázdného kanálu, tzn. generátor je vypnutý. K měření je použit filtr



Obr. 2.37: Blokové schéma pro měření dynamického rozsahu [Převzato z [3]]

horní propust pro potlačení složek v audio pásmu. Výsledek je vyjádřený v dBFS. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.38.

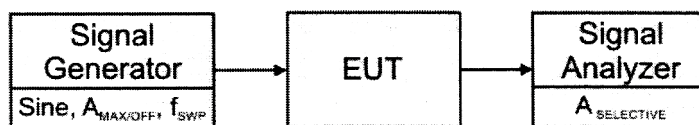


Obr. 2.38: Blokové schéma pro měření mimopásmového poměru signál-šum [Převzato z [3]]

### 2.3.5 Interferenční produkty

#### a) Oddělení kanálů (Channel separation) [3, kap. 6.2.4.2]

Měří se lineární pronikání signálu o úrovni  $-1$  dBFS, který je na vstupu nevybraného kanálu, do vybraného kanálu. Vstupní analogové svorky vybraného kanálu se zakončí normální impedancí zdroje. V případě digitálního vstupu bude vstupní signál digitální nula. Frekvence vstupního signálu je rozmítána od 10 Hz do  $(0,46 \cdot f_S)$ . Na výstupu vybraného kanálu se měří úroveň v dB vztažená k úrovni signálu na vstupu nevybraného kanálu. Výsledkem je úroveň na výstupu vybraného kanálu, která odpovídá oddělení kanálů, v závislosti na frekvenci vstupního signálu. V případě vícekanalových zařízení se jako oddělení kanálů bere nejhorší případ po přezkoušení všech dvojic kanálů. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.39.



Obr. 2.39: Blokové schéma pro měření oddělení kanálů, mezizdrojového přeslechu a průniku ze vstupu na výstup [Převzato z [3]]

#### b) Mezizdrojový přeslech (Inter-source cross-talk) [3, kap. 6.2.4.3]

Měří se lineární průnik signálu ze všech nevybraných vstupních kanálů do nějakého výstupního kanálu. Na nevybrané vstupy se přivádí signál o úrovni  $-1$  dBFS a frekvencích od 10 Hz do  $(0,46 \cdot f_S)$ . Vstupní signál vybraného vstupu u D/A převodníků je složen z digitálních nul. Pro A/D převodníky je na vstupu vybraného kanálu normální impedance zdroje. Pro tento případ je signální generátor vypnutý. Výsledkem je úroveň na výstupu měřeného kanálu vztažená k úrovni  $-1$  dBFS v závislosti na frekvenci

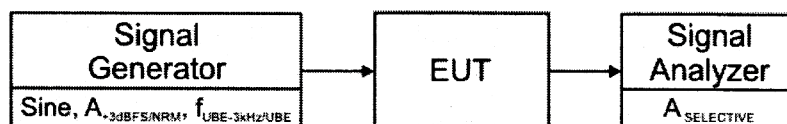
vstupního signálu nevybraných kanálů. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.39.

c) Průnik ze vstupu na výstup (Input-to-output leakage) [3, kap. 6.2.4.4]

Měří se lineární průnik signálu ze všech vstupních kanálů do nějakého výstupního kanálu. Do všech vstupů se generuje signál o úrovni  $-1$  dBFS, jehož frekvence je rozmítána od  $10$  Hz do  $(0,46 \cdot f_S)$ . Jedná se pouze o zařízení, u kterého je možné vypnout konverzní funkci, tzv. "mute". Výsledkem je pak závislost výstupní úrovně v dB vztažené k úrovni vstupního signálu na frekvenci vstupního signálu. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.39.

d) Nelineární přeslech (Non-linear cross-talk) [3, kap. 6.2.4.5]

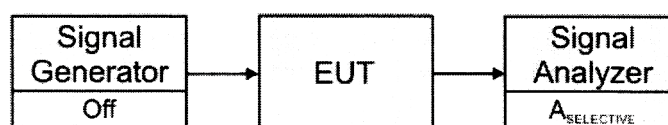
Měří se nelineární vzájemné ovlivňování signálů v kanálech zařízení. Do měřeného kanálu se přivede signál o úrovni  $-20$  dBFS a frekvenci  $(0,46 \cdot f_S)$ . Ostatní kanály se spojí a přivede se do nich signál o úrovni  $+3$  dBFS a frekvenci  $(0,46 \cdot f_S - 3 \text{ kHz})$ . Test pak zahrnuje přebuzení analogových okruhů. Výsledkem je poměr amplitudy 2. rozdílové intermodulační složky (na  $3$  kHz) ke vstupní amplitudě měřeného kanálu vyjádřený v dB. Dalším výsledkem je poměr amplitudy 3. rozdílové intermodulační složky (na  $6$  kHz) ke vstupní amplitudě v měřeného kanálu vyjádřený v dB. Tento test lze provádět pouze u zařízení s analogovými vstupy. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.40.



Obr. 2.40: Blokové schéma pro měření nelineárního přeslechu [Převzato z [3]]

e) Produkty související s napájením ze sítě (Power-line (main) related products) [3, kap. 6.2.4.6]

Měří se složky šumu způsobené napájecím zdrojem zařízení, tzn. harmonické složky frekvence napájení. Signál přivedený na všechny vstupy D/A převodníku je složen z digitálních nul. Pro A/D převodníky je na všech vstupech připojena normální impedance zdroje. Pro tento případ je signální generátor vypnutý. Měří se RMS součet 1. až 5. harmonické frekvence napájení vyjádřený v dBFS. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.41.

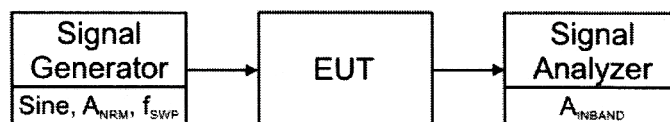


Obr. 2.41: Blokové schéma pro měření produktů souvisejících s napájením [Převzato z [3]]

## 2.3.6 Účinky vzorkování

### a) Potlačení složek aliasingu (Suppression of aliasing components) [3, kap. 6.2.5.1]

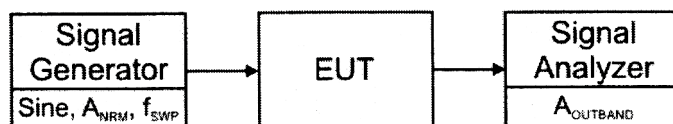
Měří se vliv rušivého přeložení vstupních frekvencí, které jsou za překládací frekvenci ( $f_S/2$ ) na výstupní frekvence, které jsou pod překládací frekvencí. Vstupní signál má úroveň  $-20$  dBFS a je rozmítán od  $f_S$  do  $(4 \cdot f_S)$ . Měří se úroveň na výstupu vztažená k úrovni vstupního signálu. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.42.



**Obr. 2.42:** Blokové schéma pro měření potlačení složek aliasingu [Převzato z [3]]

### b) Potlačení obrazových složek (Suppression of imaging components) [3, kap. 6.2.5.2]

Měří se celková amplituda složek mimo pásmo za přítomnosti signálu uvnitř pásma. Vstupní signál má úroveň  $-1$  dBFS a je rozmítán od  $10$  Hz do  $(0,46 \cdot f_S/2)$ . Vstupní signál je potlačen filtrem s úzkou šířkou pásma. Pak se měří potlačení obrazových složek, které jsou mimo pásmo a překládají se do audio pásma. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.43.



**Obr. 2.43:** Blokové schéma pro měření potlačení obrazových složek [Převzato z [3]]

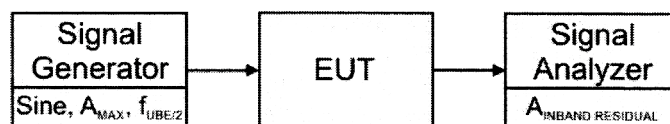
### c) Citlivost na vzorkovací jitter (Sampling jitter susceptibility) [3, kap. 6.2.5.3]

Měří se vzorkovací jitter nebo fázová modulace, které mohou být způsobené v zařízení nedokonalým filtrováním jitteru při referenční synchronizaci. Vstupní signál má úroveň  $-1$  dBFS a je o frekvenci  $997$  Hz. Na synchronizační vstup by se měl přivádět jitter o amplitudě  $40$  ns nebo  $1/(512 \cdot f_S)$ . Vstupní signál by měl být potlačený filtrem o úzké šířce pásma. Výsledkem je úroveň výstupního signálu bez vstupního signálu v závislosti na změně frekvence jitteru, která je rozmítána od  $80$  Hz do  $(0,46 \cdot f_S/2)$ . Měření by se mělo opakovat pro vstupní signál o frekvencích  $f_S/192$  a  $997$  Hz. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.44.

## 2.3.7 Analogové vstupní charakteristiky

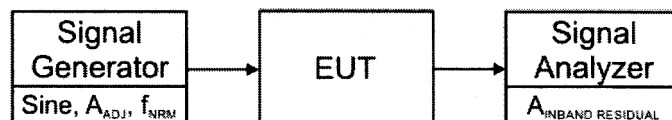
### a) Analogová vstupní amplituda při plné výstupní amplitudě (Analog full-scale input amplitude) [3, kap. 6.3.1.1]





**Obr. 2.44:** Blokové schéma pro měření citlivosti na vzorkovací jitter [Převzato z [3]]

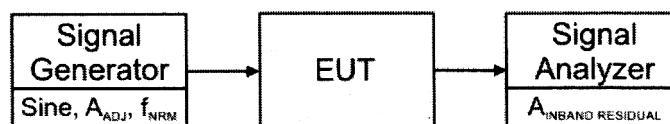
Je to desetinásobek vstupní amplitudy, vyjádřené ve  $V_{rms}$  nebo v dBu, při výstupním signálu o úrovni  $-20$  dBFS. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.45.



**Obr. 2.45:** Blokové schéma pro měření analogové vstupní i výstupní amplitudy [Převzato z [3]]

b) Chování při přetížení (Overload behaviour) [3, kap. 6.3.1.2]

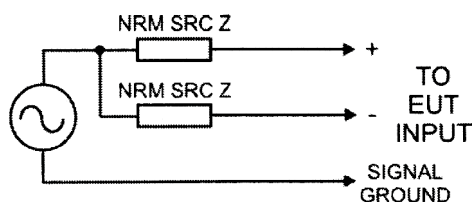
Měří se nelineární chování A/D převodníku v bodě přetížení ('rollover' nebo 'wrap round'). Jedná se o měření zkreslení a šumu, kdy se od sebe odečtou hodnoty naměřené při vstupním signálu o úrovni  $+3$  dBFS a signálu o úrovni  $-3$  dBFS. Oba vstupní signály mají frekvenci  $997$  Hz. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.46.



**Obr. 2.46:** Blokové schéma pro chování při přetížení [Převzato z [3]]

c) Poměr potlačení souhlasného rušení (Common-mode rejection ratio (CMRR)) [3, kap. 6.3.1.3]

Měří se rozsah do jaké míry je potlačeno souhlasné rušení symetrických analogových vstupů. Na symetrický vstup se přivede signál o úrovni  $-20$  dBFS a změří se výstupní úroveň. Poté se do jedné žíly symetrického kabelu vloží rezistor  $600 \Omega$  a měří se výstupní úroveň s nesymetrickým vstupem. Rezistor  $600 \Omega$  se vloží do druhé žíly a znovu se měří výstupní úroveň s nesymetrickým vstupem. CMRR je pak rozdíl výstupní úrovně se symetrickým vstupem a výstupní úrovně horšího z předchozích dvou měření. Výsledkem měření je závislost CMRR na frekvenci, která je rozmitána od  $20$  Hz do  $(0,46 \cdot f_s)$ . Schéma připojení signálu ke vstupu zařízení je na obr. 2.47.



**Obr. 2.47:** Schéma připojení signálu ke vstupu zařízení pro měření poměru potlačení souhlasného rušení [Převzato z [3]]

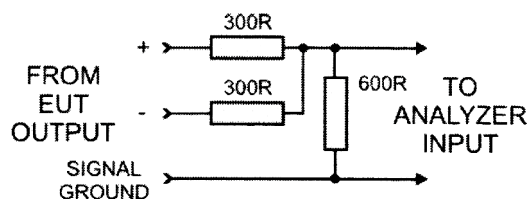
### 2.3.8 Analogové výstupní charakteristiky

- a) Analogová výstupní amplituda při plné vstupní amplitudě (Analog full-scale output amplitude) [3, kap. 6.3.2.1]

Je to desetinásobek výstupní amplitudy, vyjádřené ve  $V_{rms}$  nebo v dBu, při vstupním signálu o úrovni  $-20$  dBFS. Blokové schéma zapojení zařízení a přístrojů je na obr. 2.45.

- b) Výstupní symetrie (Output balance) [3, kap. 6.3.2.2]

Měří se symetrie analogových symetrických výstupů. Na vstup se přivede signál o úrovni  $-20$  dBFS. Neinvertující a invertující výstupy zařízení se zakončí impedancí  $600\ \Omega$ , která zahrnuje dva  $300\ \Omega$  elementy, jejichž uzlový bod je ukončen k přes zemní bod výstupu zařízení další impedancí  $600\ \Omega$ . Zde se měří rozvážená selektivní amplituda. Výstupní symetrie je poměr rozdílových výstupních amplitud zařízení k rozvážené amplitudě v dB. Výsledkem měření je závislost výstupní symetrie na frekvenci, která je rozmítána od  $20\ \text{Hz}$  do  $(0,46 \cdot f_S)$ . Schéma zapojení výstupu ze zařízení do vstupu analyzátoru je na obr. 2.48.



**Obr. 2.48:** Schéma zapojení výstupu ze zařízení do vstupu analyzátoru pro měření výstupní symetrie [Převzato z [3]]

### 2.3.9 Digitální vstupní charakteristiky

- a) Vstupní délka slova (Input word length) [3, kap. 6.3.3.2]

Měří se počet platných audio bitů, které jsou přijaté digitálními vstupy zařízení. Určuje číslo bitu s nejmenší vahou, který ještě není ignorován. Ignorování bitů s nejmenší vahou může být způsobeno ditheringem amplitudy generátoru. Měření se provádí generováním délky slova od 12 bitů a měří se dynamický rozsah. Vstupní délka slova je

pak počet bitů, který když se zvýší o 1 bit, zvýší se dynamický rozsah o méně než 3 dB.

### 2.3.10 Digitální výstupní charakteristiky

a) Výstupní délka slova (Output word length) [3, kap. 6.3.4.2]

Měří se počet aktivních audio bitů, které jsou odeslány z výstupu zařízení. Určuje číslo bitu s největší vahou, který není kontinuálně posílán jako logická nula.

## 2.4 Metody měření vlastností A/D a D/A převodníků dle normy AES17

Norma AES17 [5] stanovuje měřicí metody a podmínky pro měření A/D a D/A převodníků. V této části jsou shrnuty měřené parametry a postupy jejich měření. Pro správné měření dle této normy jsou využívány filtry s následujícími parametry:

- Standardní dolní propust (low-pass filter) [5, kap. 4.2.1]

Pro horní okraj pásma 20 kHz: odchylka v propustném pásmu  $\leq \pm 0,1$  dB od 10 Hz do 20 kHz a útlum v nepropustném pásmu  $\geq 60$  dB pro frekvence nad 24 kHz.

Pro horní okraj pásma menší než 20 kHz: odchylka v propustném pásmu  $\leq \pm 0,1$  dB od 10 Hz do horního okraje pásma a útlum v nepropustném pásmu  $\geq 60$  dB pro frekvence nad ( $f_S$  – horní okraj pásma)

- Standardní horní propust (high-pass filter) [5, kap. 4.2.2]

Pro horní okraj pásma 20 kHz: odchylka v propustném pásmu  $\leq \pm 0,5$  dB od 20 kHz do 200 kHz a útlum v nepropustném pásmu  $\geq 40$  dB pro frekvence od 10 Hz do 20 kHz.

Pro horní okraj pásma menší než 20 kHz: odchylka v propustném pásmu  $\leq \pm 0,5$  dB od 1,3 násobku horního okraje pásma do 200 kHz a útlum v nepropustném pásmu  $\geq 40$  dB pro frekvence od 10 Hz do horního okraje pásma.

- Standardní váhový filtr (weighting filter) [5, kap. 4.2.3]

Používá se pro měření šumu. Měl by odpovídat normě ITU-R BS 468-4. Jednotkový zisk by měl být na frekvenci 2 kHz a měl by být vkládán útlum 5,629 dB pro všechny frekvence. Měření s tímto filtrem by mělo být označeno jako dB CCIR-R.M.S.

- Standardní filtr s úzkou šířkou pásma (notch filter) [5, kap. 4.2.4]

Tento filtr by měl mít  $Q$  faktor nejméně 1 a ne více než 5. Tato hodnota by měla být ověřena měřením  $-3$ -dB frekvencí a počítána jako poměr centrální frekvence k rozdílu  $-3$ -dB frekvencí.

## 2.4.1 Vstupní charakteristiky

- a) Potlačení aliasingových složek (Suppression of aliasing components) [5, kap. 5.1]

Je použit vstupní referenční signál  $-20$  dBFS o frekvenci 997 Hz. Tento signál by měl být rozmítán od nejméně čtyřnásobku  $f_S$  nebo od 192 kHz do  $f_S/2$ . U zařízení, kde není známá vzorkovací frekvence, se tato frekvence odvodí z aliasových složek.

Pokud se měření provádí na analogovém výstupu, měl by se použít standardní filtr dolní propust. Použije se filtr s úzkou šířkou pásma k potlačení vstupního signálu. Zbývající složky by měly být měřeny RMS metrem a amplituda v dB by měla být vztažena k úrovni referenčního signálu.

Pokud se měření provádí na digitálním výstupu, měl by se použít filtr s úzkou šířkou pásma k potlačení vstupního signálu. Pro frekvence nad vzorkovací frekvencí se tento filtr nepoužije. Zbývající složky by měly být počítány ze vzorků a jejich úrovně v dB by měly být vztaženy k úrovni referenčního signálu.

- b) Citlivost na interference rádiových frekvencí (Susceptibility to radio-frequency interference) [5, kap. 5.2]

Tento parametr je brán v úvahu, ale postup měření zatím není v normě uveden.

- c) Chování při přetížení (Overload behavior) [5, kap. 5.3]

Parametr je určen pro A/D převodníky. Na vstup se přivede signál  $+3$  dBFS. Změří se THD+N v dB. Poté je měření opakováno se vstupním signálem  $-3$  dBFS. Rozdílem těchto dvou měření je zkreslení při přetížení vyjádřené v dB. Frekvence signálu je 997 Hz. Pro určení závislosti chování při přetížení je možné opakovat toto měření i pro jiné frekvence. Tento test identifikuje nestabilní chování převodníků při přetížení, tzv. rollover.

- d) Vstup při amplitudě plného rozsahu (Input for full-scale amplitude) [5, kap. 5.4]

Parametr je určen pro A/D převodníky. Měří se vstupní napětí RMS signálu o frekvenci 997 Hz pro plné vybuzení digitálního výstupu. Vstupní řízení zisku by mělo být nastaveno do referenční nebo do normální provozní polohy. Pokud není možné dosáhnout plného vybuzení digitálního výstupu, je vstup při amplitudě plného rozsahu brán jako hodnota 0,5 dB pod napětím největšího sinusového signálu na vstupu před dosažením 1% THD+N nebo komprese 0,3 dB. Parametr specifikuje vstupní napětí pro dosažení digitálního ořezávání při normálním nastavení zařízení.

- e) Maximální vstupní amplituda (Maximum input amplitude) [5, kap. 5.5]

Parametr je určen pro A/D převodníky. Jedná se o maximální vstupní RMS napětí signálu o frekvenci 997 Hz, bez ohledu na nastavení zisku, před dosažením 1% THD+N nebo 0,3 dB komprese, podle toho, která hodnota nastane dříve. Parametr specifikuje maximální vstupní napětí, při kterém zařízení pracuje právně.

- f) Vstupní stabilita zisku vyjádřeného logaritmicky (Input logarithmic-gain stability) [5, kap. 5.6]

Vstupní signál má úroveň  $-6$  dBFS a je zaznamenávána výstupní úroveň po dobu nejméně 1 hodiny ihned po čase, při kterém se zařízení dostane do provozní teploty. Výsledkem je pak největší a nejmenší výkyv úrovně v dB od prvního měření.

- g) Formát digitálního audio vstupu (Digital audio input format) [5, kap. 5.7]

Tímto parametrem je stanovená maximální délka slova, které je možné přivést na vstup bez ořezání. Také se jím definuje velikost použitelného ditheru. Záleží na stanovení formátu daného zařízení.

- h) Citlivost A/D převodníku na jitter (Analog-to-digital jitter susceptibility) [5, kap. 5.8.1]

Vstupní signál má úroveň  $-3$  dBFS o frekvenci  $f_S/4$ . Do digitálního vstupu by měl být zaveden sinusový jitter o frekvenci 80 Hz až 20 kHz v oktávových krocích. Amplituda jitteru by měla být nastavena na nejvyšší toleranční limit jitteru zařízení nebo na 40 ns. V každém kroku by se mělo zaznamenávat THD+N v závislosti na frekvenci jitteru. Měření by se mělo opakovat pro vstupní frekvence  $f_S/192$  (anomálie chování při nízkých frekvencích) a 997 Hz (maximalizace vzájemné interakce s datovými kódy).

- i) Citlivost D/A převodníku na jitter (Digital-to-analog jitter susceptibility) [5, kap. 5.8.2]

Vstupní signál má úroveň  $-3$  dBFS o frekvenci  $f_S/4$ . Do digitálního vstupu by měl být zaveden sinusový jitter o frekvenci 80 Hz až 20 kHz v oktávových krocích. Amplituda jitteru by měla být nastavena na nejvyšší toleranční limit jitteru zařízení nebo na 40 ns. V každém kroku by se mělo zaznamenávat THD+N v závislosti na frekvenci jitteru. Měření by se mělo opakovat pro vstupní frekvence  $f_S/192$  (anomálie chování při nízkých frekvencích) a 997 Hz (maximalizace vzájemné interakce s datovými kódy).

## 2.4.2 Výstupní charakteristiky

- a) Parazitní složky mimo audio pásmo (Out-of-band spurious components) [5, kap. 6.1]

Parametr je určen pro D/A převodníky. Na vstup zařízení není přiváděn žádný testovací signál. Parazitní složky, které jsou měřeny nad  $f_S/2$ , jsou měřeny jako RMS úroveň v dBFS. K měření se využívá standardní filtr horní propust. Výsledkem je pak spektrum parazitních složek a zjišťuje se citlivost zařízení na tyto složky.

- b) Potlačení obrazových složek (Suppression of imaging components) [5, kap. 6.2]

Charakteristika stanovuje potlačení všech složek, které se objevují nad  $f_S/2$  za přítomnosti testovacího signálu. Ten se na výstupu zařízení odstraní filtrem s úzkým pásmem. Je použit vstupní signál  $-20$  dBFS s rozmítanou frekvencí od 10 Hz do  $f_S/4$ . Vstupní signál by měl být potlačen filtrem s úzkou šířkou pásma a měla by být měřena

amplituda všech složek nad  $f_S/2$  vyjádřená v dBFS. Pro odstranění vlivu složek do  $f_S/2$  se použije filtr hodný proust od  $f_S/2$ .

- c) Výstup při amplitudě plného rozsahu (Output amplitude at full scale) [5, kap. 6.3]

Parametr je určen pro D/A převodníky. Měří se výstupní napětí RMS signálu o frekvenci 997 Hz při plném vybuzení digitálního vstupu. Řízení zisku by mělo být nastaveno do referenční nebo do normální provozní polohy.

- d) Maximální výstupní amplituda (Maximum output amplitude) [5, kap. 6.4]

Parametr je určen pro D/A převodníky. Měří se maximální výstupní napětí RMS signálu o frekvenci 997 Hz při plném vybuzení digitálního vstupu. Řízení zisku by mělo být nastaveno na maximální hodnotu, při které je výstupní signál nezkreslený, tj. před dosažením 1% THD+N nebo komprese 0,3 dB.

- e) Stabilita výstupní úrovně (Output-level stability) [5, kap. 6.5]

Vstupní signál je digitální sinus o úrovni  $-6$  dBFS. Je zaznamenávána výstupní úroveň po dobu nejméně 1 hodiny ihned po čase, při které se zařízení dostane do provozní teploty. Výsledkem je pak největší a nejmenší výkyv úrovně v dB od prvního měření.

- f) Formát digitálního audio výstupu (Digital audio output format) [5, kap. 6.6]

Některá zařízení mají stanovený výstupní formát a tím i aktivní délku slova. Některá zařízení mohou mít nastavitelnou délku slova. Formát i aktivní délka slova by měly být uvedeny při měření zařízení.

### 2.4.3 Lineární odezva

- a) Frekvenční odezva (Frequency response) [5, kap. 7.1.1]

Aby se předešlo přetížení v systémech s emfází, má vstupní signál úroveň  $-20$  dBFS. Referenční frekvence je 997 Hz. Výsledkem je pak graf závislosti úrovně výstupního signálu vztažené k referenční úrovni na změně frekvence od 10 Hz do 20 kHz. Objeví-li se značné zkreslení od aliasingových složek, měl by být při měření použit filtr pásmová propust pro každou měřenou frekvenci.

- b) Maximální úroveň signálu v závislosti na frekvenci (Maximum signal level versus frequency) [5, kap. 7.1.2]

Vstupní signál by měl být sinus o frekvencích od 10 Hz do horního okraje pásma (20 kHz). Úroveň vstupního signálu by měla být změněna při každé změně frekvence v závislosti na udržování specifických výstupních podmínek. Na výstupu je zařazen filtr s úzkou šířkou pásma. Měří se výstupní úroveň signálu, která se zaznamenává do grafu v závislosti na frekvenci.

## c) Fázová odezva (Phase response) [5, kap. 7.2.1]

Pro zjištění fázové odezvy by měla být použita FFT analýza výstupního signálu při vstupních pseudonáhodných nebo impulsních sekvencích. Poté se zaznamená odchylka od lineární fáze ve stupních. Při použití impulsů je nutné z důvodu přesnosti udělat průměr výsledků několika měření. Měření je také možné porovnáním vstupního a výstupního signálu v reálném čase. Pak by měl být odpočten fázový posuv způsobený zpožděním, které nastane při průchodu signálu přes zařízení.

## d) Skupinové zpoždění (Group delay) [5, kap. 7.2.2]

Skupinové zpoždění může být počítáno z fázové odezvy.

## e) Mezikanálová fázová odezva (Interchannel phase response) [5, kap. 7.2.3]

Do všech kanálů se zavede vstupní sinusový signál. Jeden kanál se označí jako referenční. Poté se měří rozdíl fáze mezi referenčním kanálem a ostatními kanály. Výsledkem je charakteristika rozdílu fáze kanálů v závislosti na frekvenci, která je nastavována od 10 Hz do horního okraje pásma (20 kHz). Pokud celkové RMS zkreslení od harmonických, neharmonických a falešných složek nepřesáhne 1%, lze pro měření použít metodu založenou na nulovém křížení dvou výstupních sinusových signálů.

## f) Zpoždění průchodem přes zařízení (Delay through a device) [5, kap. 7.3]

Mohou být použity dvě metody. První je založena na impulsním vstupním signálu. Vstup i výstup se přivede na časově kalibrovaný osciloskop, kde se zobrazí zpoždění průchodem přes zařízení. Druhou metodou je zavedení náhodného nebo pseudonáhodného šumového signálu na vstup. Poté by měly být vstupní a výstupní signály vzájemně korelovány a výsledkem by mělo být časové zpoždění signálu ke špičce korelační funkce. Amplituda signálu by měla být  $-20$  dBFS a každý kanál by se měl měřit zvlášť. Pokud je měření času prováděno mezi digitálním a analogovým signálem, měl by být specifikován referenční bod, který koresponduje s časováním digitálních audio dat.

## g) Polarita (Polarity) [5, kap. 7.4]

Měl by být použit sinusový signál o úrovni  $-20$  dBFS a frekvenci 997 Hz nebo 1 kHz se shluky chyb. Signál by měl obsahovat 5 cyklů zapnutí a 20 cyklů vypnutí (digitální nuly). Je možné použít i nějaký nesymetrický signál, který je poté porovnán s výstupním signálem. Výsledkem je zjištění, jestli zařízení invertuje nebo neinvertuje vstupní signál. U vícevstupového a vícevýstupového zařízení se zvolí jeden jako referenční.

## 2.4.4 Amplitudová nelinearita

## a) Závislost úrovně na logaritmické zisku (Level-dependent logarithmic gain) [5, kap. 8.1]

Vstupní sinusový signál má frekvenci 997 Hz. Měřený výstupní signál by měl procházet přes třetinooktávový 1 kHz filtr typu pásmová propust. Vstupní signál se mění od  $-5$  dBFS do úrovně šumu prázdného kanálu v krocích ne větších než 5 dB. Měří se výstupní úroveň signálu. Do grafu se pak uvádí logaritmický zisk, což je poměr výstupní a vstupní amplitudy v dB, v závislosti na vstupní úrovni signálu. Charakteristika specifikuje změnu logaritmického zisku při změně úrovně vstupního signálu. Tomu se také říká odchylka od úrovně linearity. Pokud je požadována pouze jedna hodnota zisku, pak je to nejhorší výsledek z celého měření.

b) Intermodulační měření (Intermodulation (IM) measurements) [5, kap. 8.2]

IM měření je prováděno dvěma metodami. První uvádí, že vstupní sinusový signál je dvoutónový s amplitudami v poměru 1:1 a o frekvencích horního okraje pásma a 2 kHz pod touto frekvencí. Špičková amplituda signálu by měla mít úroveň 0 dBFS. Poté je na výstupu změřeno spektrum a zaznamenány úrovně 2. a 3. rozdílové harmonické složky. RMS součet těchto složek, vztažený k výstupní úrovni, vyjádřený v dB je pak výsledkem intermodulačního měření první metody. Druhá metoda používá vstupní signály o frekvencích 41 Hz a 7993 Hz s úrovněmi v poměru 4:1. Úroveň nízké frekvence je tedy vyšší. Celková úroveň odpovídá úrovni 0 dBFS ekvivalentního sinusového signálu. Výsledkem je úroveň modulačního pásma vyšší frekvence vyjádřená v % nebo dB.

c) Modulace šumu při vysoké úrovni signálu (Signal modulation noise) [5, kap. 8.3]

Vstupní sinusový signál má frekvenci 0,4999 násobek frekvence horního okraje pásma. úroveň tohoto signálu by měla být  $-5$  dBFS. Výstupní signál by měl mít usměrněnou celou vlnu. Výsledná úroveň signálu by měla být vztažena k úrovni vstupního signálu a měřena v třetinooktávových pásmech od 50 Hz do 500 Hz. Tato úroveň by se měla zaznamenávat do grafu. Charakteristika specifikuje z čeho se skládají postranní pásma amplitudové modulace.

d) Modulace šumu při nízké úrovni signálu (Low-level noise modulation) [5, kap. 8.4]

Vstupní sinusový signál by měl mít úroveň  $-40$  dBFS a frekvenci 41 Hz. Ten by měl být potlačen filtrem o úzké šířce pásma. Výstupní signál by měl být měřen s třetinooktávovým nastavením filtru. Signál za tímto filtrem by měl být měřený RMS metrem v třetinooktávových pásmech od 200 Hz do 20 kHz. Měl by být použitý jednoduchý filtr pásmová propust, pokud je frekvence krokovaná v každé centrální frekvenci třetinooktávového pásma od 200 Hz do 20 kHz. Měřená úroveň by pak měla být redukována v 10-ti dB krocích dokud nebude část sinusového průběhu pod hranicí šumu prázdného kanálu. Měla by být zaznamenávána úroveň v každém tomto kroku a počítán rozdíl úrovní na každé frekvenci. Maximální rozdíl ve spektrálních úrovních nezávisle na frekvenci je modulace šumu při nízké úrovni signálu.

e) Celkové harmonické zkreslení a šum v závislosti na frekvenci (Total harmonic distortion and noise versus frequency) [5, kap. 8.5.1]



Vstupní signál má úroveň  $-1$  dBFS. Tento signál je na výstupu odstraněný filtrem o úzké šířce pásma. Je použitý i filtr dolní propust s frekvencí do horního okraje pásma (20 kHz). Výsledkem je poměr úrovně tohoto výstupního signálu k úrovni nefiltrovaného výstupního signálu. Měření se provádí od 20 Hz do poloviny horního okraje pásma. Tato procedura se ještě opakuje pro vstupní signál o úrovni  $-20$  dBFS.

- f) Celkové harmonické zkreslení a šum v závislosti na úrovni signálu (Total harmonic distortion and noise versus level) [5, kap. 8.5.2]

Vstupní signál má frekvenci 997 Hz. Tento signál je na výstupu odstraněný filtrem o úzké šířce pásma. Je použitý i filtr dolní propust s frekvencí do horního okraje pásma (20 kHz). Výsledkem je poměr úrovně tohoto výstupního signálu k úrovni nefiltrovaného výstupního signálu. Měření by se mělo opakovat pro vstupní signály s úrovní od 0 dBFS do  $-80$  dBFS s krokem ne větším než 10 dB.

### 2.4.5 Měření poměru signál-šum

- a) Šum prázdného kanálu (Idle channel noise) [5, kap. 9.1]

Tento parametr specifikuje vážený šum v nepřítomnosti signálu. Analogový vstup zařízení je zakončen impedancí zdroje signálu. Na digitální vstup se přivede signál z digitálních nul. Šum se měří na horním okraji pásma a je uváděn v dBFS. Při měření je použit vážený filtr CCIR RMS a filtr dolní propust.

- b) Spektrum šumu prázdného kanálu (Idle channel noise spectrum) [5, kap. 9.2]

Spektrum by mělo být měřeno s třetinooktávovým nastavením filtru. Měla by být měřena úroveň v dB v každém třetinooktávovém pásmu od 20 Hz do 20 kHz.

- c) Poměr signál-šum nebo šum v přítomnosti signálu (Signal-to-noise ratio or noise in the presence of signal) [5, kap. 9.3]

Vstupní signál má úroveň  $-60$  dBFS a frekvenci 997 Hz. Tento signál je na výstupu odstraněn filtrem o úzké šířce pásma. Poté je zbytkový šum filtrován váhovacím filtrem CCIR RMS a je použit filtr dolní propust do frekvence horního okraje pásma (20 kHz). Výsledný šum je uváděn v dBFS. Test určuje šum způsobený harmonickými, neharmonickými a šumovými složkami za přítomnosti signálu.

- d) Produkty od napájení (Power-line (mains) related products) [5, kap. 9.4]

Tento parametr se zaměřuje na složení šumu způsobeného interferencemi ze síťového napájení (nizkofrekvenční). Měl by se měřit RMS součet složek napětí napájecí frekvence, tzn. od základní harmonické složky po 5. harmonickou složku napájecího napětí.

## 2.4.6 Přeslech a oddělení kanálů

- a) Mezikanálový přeslech a oddělení kanálů (Interchannel cross-talk and separation) [5, kap. 10.1]

Parametr se zabývá prosakováním informace z jednoho kanálu multikanálového zařízení do jiného kanálu. Přeslech a oddělení kanálů mají shodné měřicí postupy. Signál o úrovni  $-20$  dBFS je přiváděn do jednoho vstupního kanálu. Zbývající vstupní kanály jsou zakončeny impedancí  $50 \Omega$ . To platí pro analogové vstupy. Měl by být měřen výstupní signál řízeného kanálu. Výstup každého kanálu, kam nebyl zaveden signál, by měl být filtrován třetinooktáovým filtrem na frekvenci vstupního signálu a měla by být měřena výstupní úroveň. Výsledkem je poměr amplitud kanálu bez zavedeného signálu a kanálu se zavedeným signálem vyjádřený v dB. Měření by se mělo opakovat na frekvencích od 10 Hz do horního okraje pásma dle potřeby a mělo by být zaneseno do grafu.

- b) Nelineární mezikanálový přeslech (Non-linear interchannel cross-talk) [5, kap. 10.2]

Při testu nelineárního přeslechu vysoké frekvence se do měřeného kanálu přivede vstupní sinusový signál o úrovni  $-20$  dBFS a frekvenci na horním okraji pásma. Všechny ostatní kanály se spojí a přivede se na ně druhý sinusový signál o úrovni  $+3$  dBFS a frekvenci 3 kHz pod frekvenci signálu v měřeném kanálu. Jedním výsledkem je poměr amplitudy rozdílové intermodulační složky 2. řádu těchto dvou signálů (3 kHz) k amplitudě signálu v měřeném kanálu vyjádřený v dB. Druhým výsledkem je poměr amplitudy rozdílové intermodulační složky 3. řádu stejných signálů (6 kHz) k amplitudě signálu v měřeném kanálu vyjádřený v dB. Měření by se mělo provádět pro každý kanál.

Při testu nelineárních přeslechu nízké frekvence se do měřeného kanálu přivede vstupní sinusový signál o úrovni  $-20$  dBFS a frekvenci o polovině horního okraje pásma. Všechny ostatní kanály se spojí a přivede se na ně druhý sinusový signál o úrovni  $+3$  dBFS a frekvenci 40 Hz. Výsledkem je poměr RMS amplitudy modulačního pásma zavedeného do měřeného kanálu k amplitudě signálu v měřeném kanálu vyjádřený v dB. Měření by se mělo provádět pro každý kanál a vyhodnotit nejhorší hodnotu přeslechu.

- c) Průnik ze vstupu na výstup (Input-to-output leakage) [5, kap. 9.3]

Tento parametr zjišťuje interference na výstupu zařízení způsobené nežádoucím vstupním signálem. Lze ho měřit pouze u zařízení, která mohou oddělit vstup od výstupu, např. při playback módu nebo při funkci "mute". Na vstup všech kanálů se přivede signál o úrovni 0 dBFS. Výstup zařízení se uvede do módu, při kterém se produkují digitální nuly. Pak se měří amplituda výstupního signálu po filtraci třetinooktáovým filtrem typu pásmová propust. Vstupní signál by měl být rozmítán od 10 Hz do frek-

vence horního okraje pásma v krocích ne delších než jedna oktáva. Jako výsledek je pak křivka kanálu s nejhorším prosakováním v závislosti na frekvenci.

# 3

## Nestandardizované metody měření parametrů převodníků

V této kapitole jsou shrnuty nestandardizované metody měření parametrů A/D a D/A převodníků. Hlavním zdrojem informací byla publikace od výrobce Audio Precision. Ten vycházel u většiny metod z norem AES17 [5], ale některé parametry jsou měřeny nestandardně. K některým parametrům výrobce vytvořil makro, kterým lze daný parametr automatizovaně změřit. Tato makra převzata od výrobce.

### 3.1 Metody měření vlastností A/D převodníků

V následující části jsou shrnuty metody měření parametrů A/D převodníků.

#### 3.1.1 Měření zisku

Zisk je v případě A/D převodníků analogová vstupní úroveň, která odpovídá digitální výstupní úrovni 0 dBFS.

a) Zisk (Gain) [6, str. 42]

Měří se zisk, jehož hodnota je dána rozdílem vstupní úrovně v dBV a výstupní úrovně  $-20$  dBFS na frekvenci 997 Hz. Zisk má pak jednotku dBFS/V.

b) Stabilita zisku (Gain stability) [6, str. 44]

Měří se kolísání zisku v čase za nejméně hodinu provozu. Kolísání nastává vlivem nestálosti referenčního napětí převodníku. Vstupní úroveň se nastaví na  $-6$  dBFS o frekvenci 997 Hz. Test je proveden pomocí makra s názvem `a-d input gain stability.apb`

c) Kmitočtová charakteristika (Gain-frequency response) [6, str. 44]

Měření se provádí z hlediska potlačení složek nad vzorkovací frekvencí, které by se mohly objevit vlivem aliasingu v audio pásmu a z hlediska útlumu a kolísání zisku

v audio pásmu. Hlavní příčinou kolísání amplitudy kmitočtové charakteristiky jsou implementované analogové filtry malých řádů nebo také filtry pro odstranění stejnosměrné složky. Měří se tedy vlastnosti těchto filtrů. Vstupní signál má měřicí úroveň  $-20$  dBFS a frekvence od překládací do  $200$  kHz v případě zobrazení složek nad vzorkovací frekvencí (makro `a-d stopband.apb`) nebo frekvence  $20$  Hz až  $40$  kHz (makro `a-d passband.apb`) v případě zobrazení kolísání signálu uvnitř audio pásma. Pokud by bylo zvlnění charakteristiky velké, mohlo by být slyšitelné pre-echo nebo post-echo.

- d) Vstupní maximální amplituda a maximální úroveň (Input for full-scale amplitude and maximum input signal level) [6, str. 48]

Analogová maximální vstupní úroveň odpovídá digitální úplné výstupní úrovni s minimálním zkreslením. Existují tři možnosti dosažení maximální vstupní amplitudy. První možnost nelze použít. Ta je založena na malé stejnosměrné složce zavedené do převodníku. Pak ale nebude dosaženo negativní i pozitivní úplné amplitudy ve stejný čas. Druhá metoda je na základě začátku specifikovaného stupně zkreslení ( $1\%$ ) a třetí na základě specifikovaného stupně komprese signálové úrovně ( $0,3$  dB). Menší výsledek z posledních dvou metod je pak maximální vstupní amplituda. Test je prováděn pomocí makra `a-d input for full-scale.apb`.

- e) Maximální vstupní úroveň signálu v závislosti na frekvenci (Maximum signal level vs. frequency) [6, str. 50]

Měří se závislost vstupního a výstupního signálu na frekvenci při harmonickém zkreslení a šumu  $1\%$ , tedy jak se mění maximální vstupní úroveň s minimálním konstantním výstupním zkreslením v závislosti na frekvenci. Vstupní referenční signál je  $997$  Hz o úrovni  $0$  dBr, což odpovídá výstupní úrovni  $0$  dBFS. Test je proveden makrem `a-d max input level v freq.apb`.

### 3.1.2 Měření šumu

Při zpracování signálu převodníkem dochází k chybám, které jsou způsobené hladinou šumu. Posлуhač může tyto chyby slyšet, ale jsou pro něj přijatelné, pokud je šum nahodilý, nevytvářejí se další modulace nebo není zkreslení příliš velké.

- a) Šum prázdného kanálu (Idle channel noise) [6, str. 53]

Měří se poměr signál-šum, kdy je na vstup přiveden referenční signál  $997$  Hz o úrovni  $0$  dBFS. Generátor se poté vypne. Na vstupu bude typická impedance zdroje, tedy  $40\ \Omega$  pro symetrický vstup nebo  $20\ \Omega$  pro nesymetrický vstup. To reprezentuje měření šumu. K měření se používá RMS filtr dolní propust do  $20$  kHz dle AES17 [5]. Je použito makro `a-d signal to noise.apb`. Tato metoda se moc nepoužívá, protože nereprezentuje chování převodníku při provozu. Výsledky pak mohou být neurčité. Spíše se používá FFT analýza ke studování neužitečných signálů za podmínek prázdného kanálu. To lze změřit makrem `a-d idle channel FFT.apb`.

- b) Poměr signál-šum a dynamický rozsah (Signal-to-noise ratio and dynamic range) [6, str. 55]

Aby se předešlo neurčitosti výsledku při měření šumu prázdného kanálu, přivádí se na vstup signál o malé úrovni  $-60$  dBFS, který se pak odstraní filtrem o velmi úzké šířce pásma. Pro měření poměru signál-šum se používá RMS váhový filtr dle AES17 [5]. Tomuto testu se také říká dynamický rozsah uvedený v kapitolách 2.2.3 b) a 2.3.4 c). Může se také měřit bez váhových filtrů a bez filtru dolní propust. Pak ale nejde o standardní metodu měření.

- c) "Počet bitů" ("Number of bits") [6, str. 56]

Jedná se o maximální úroveň neváženého poměru signál-šum na frekvencích od stejnosměrné složky do poloviny vzorkovací frekvence nebo do 20 kHz. Při této úrovni je ještě možné bez chyby určit bit s nejmenší vahou. Je to ideální hodnota. Poté se změří nevážený poměr signál-šum převodníku a odečtením těchto hodnot se získá nadbytečný šum. Ten způsobí, že bity s nejmenší vahou jsou pod hranicí šumu. Pak se např. z 24-bitového převodníku stane 20-bitový.

- d) Spektrum šumu (Noise spectrum) [6, str. 58]

Měří se poměr signál-šum, tedy na vstup se přivede signál 997 Hz o úrovni  $-60$  dBFS. Z výstupního signálu se pomocí FFT vytvoří spektrum šumu. FFT používá 16384 bodů a průměrování 16 krát. Je použito okno Blackman-Harris 4. Ve spektru se poté zjišťují nežádoucí harmonické složky.

- e) DC Offset (DC Offset) [6, str. 60]

Měří se stejnosměrná úroveň signálu na výstupu pomocí DC metru, který je součástí analyzátoru. Hodnota z DC metru se ovšem vztahuje ke špičkové amplitudě sinu na vstupu, tudíž dBFS špičkový.

### 3.1.3 Nelineární chování zařízení při vysoké úrovni vstupního signálu

Tyto testy nelineárního chování A/D převodníků při vysoké vstupní úrovni odpovídají testům nelineárního chování při stejné úrovni pro analogovou elektroniku. Používají se standardní testy pro harmonické a intermodulační zkreslení.

- a) Celkové harmonické zkreslení a šum (Total harmonic distortion and noise (THD+N)) [6, str. 61]

Na vstup převodníku se přivede signál o frekvenci 997 Hz a úrovni  $-1$  dBFS. Ten se poté odfiltruje a měří se zkreslení a šum po filtraci dolní propustí do 20 kHz. Další měření je závislost THD+N na frekvenci a na vstupní úrovni signálu. Z těchto údajů lze zjistit, jak moc se projevují harmonické složky do 3. řádu ve výstupním signálu při

změně frekvence nebo při změně úrovně vstupního signálu. Test lze provést pomocí makra `a-d THDandN.apb`. Je také možné zjistit harmonické složky z FFT analýzy a poté dopočítat zkreslení a šum. Graf FFT analýzy je možné změřit pomocí makra `a-d THD_FFT.apb`.

- b) Dvoutónové intermodulační zkreslení (Intermodulation distortion (IMD) tests) [6, str. 63]

Měří se intermodulační zkreslení od produktů dvou vysokých frekvencí se stejnou amplitudou. Jedna frekvence je na horním okraji pásma (20 kHz) a druhá je 2 kHz pod tímto okrajem (18 kHz). Vytvoří se harmonické a intermodulační produkty těchto frekvencí, které jsou uvedeny v tab. 2.2. Dle AES17 [5] je intermodulační zkreslení definováno jako poměr celkového výstupního signálu k součtu efektivních hodnot rozdílových produktů 2. a 3. řádu na výstupu. Vstupní signály jsou na horním okraji pásma, protože pak budou intermodulační rozdílové produkty v tomto pásmu. Další možností je výpočet FFT analýzy. Ta spočítá amplitudy spektrálních čar sčítáním spektrálních výkonových hustot okolo těchto čar. Test je možné provést pomocí makra `a-d IMD_FFT.apb`.

- c) Odezva při přetížení (Overload response) [6, str. 65]

Test se provádí z důvodu chování zařízení při přetížení analogového vstupu. Může dojít například k inverzi výstupního signálu nebo může být zařízení při tomto vstupním signálu nestabilní. Měřicí postup je stejný jako při měření celkového harmonického zkreslení a šumu. Rozdíl je pouze v úrovni vstupního signálu na frekvenci 997 Hz. Výsledkem je rozdíl hodnot pro vstupní úroveň +3 dBFS a -3 dBFS dle AES17 [5]. Tento test se měří makrem `a-d overload distorton.apb`.

- d) Chování při přetížení signálem mimo pásmo (Out-of-band overload behavior) [6, str. 65]

Některá zařízení mohou být náchylná na signály nad audio pásmem. Vyšetřuje se chování zařízení při signálu v zádržném pásmu antialiasingového filtru.

### 3.1.4 Nelineární chování při nízké úrovni vstupního signálu

Při vstupním signálu o nízké úrovni je šum nebo zkreslení více nežádoucí oproti harmonickému nebo intermodulačnímu zkreslení při vstupním signálu o vysoké úrovni. U převodníků by měl být výstupní signál v lineárním vztahu ke vstupnímu s náhodnou chybou. Tato chyba by neměla souviset se vstupním signálem. Pokud je ale kvantizován signál o nízké úrovni, je tato chyba spjata se vstupním signálem. To se dá omezit zavedením náhodného ditheru, který by měl mít charakter bílého šumu.

- a) Kvantizační zkreslení (Quantization distortion) [6, str. 66]

Měří se kvantizační zkreslení pomocí hlavního tónu na 41 Hz, který se potlačí o více než 80 dB. Poté se přidá filtr horní propust nad 400 Hz. Pak se při měření nebudou uplatňovat harmonické základního tónu.

## b) Zkrácené artefakty (Truncation artifacts) [6, str. 67]

Chyby způsobené nevhodným ditherem při kvantizaci souvisí s datovými bity s malou váhou. Pokud je úroveň signálu velká, souvislost je nízká. V opačném případě je souvislost vysoká. Tento vztah mezi vstupním signálem s nízkou úrovní a nevhodným ditherem vytváří harmonické signály nebo aliasnové složky harmonických signálů, které nesouvisí s frekvencí základního tónu. Tyto složky je možné vidět při měření poměru signál-šum se vstupním signálem  $-60$  dBFS na frekvenci 997 Hz. Zkrácené artefakty lze zobrazit pomocí FFT analýzy s větším průměrováním.

## c) Modulace šumu (Noise modulation) [6, str. 67]

Množství chyb způsobené zkrácením by mělo být maximální, když bude signál vystředěný do kvantizačního kroku. Jestliže bude signál vystředěný mezi kvantizační kroky, množství chyb způsobené zkrácením by mělo být minimální. Vzájemný vztah mezi množstvím chyb způsobené zkrácením a vstupním signálem je formou modulace šumu. K měření se používají různé úrovně stejnosměrného signálu v A/D převodníku. Řízení stejnosměrné úrovně v převodníku však nelze provést z důvodu filtrů pro blokování stejnosměrné složky. Alternativou, jak řídit stejnosměrnou úroveň je přivádět na vstup signál s různými amplitudami, ale výsledky nejsou tak jasné jako v předchozím případě.

### 3.1.5 Modulace jitteru

Jitter je chyba v časování pravidelných událostí, např. hodin. Vnitřní jitter zařízení je část jitteru, který je nezávislý na externích synchronizačních hodinách přiváděných na vstup. Přenosová funkce vzorkovacího jitteru stanovuje vztah mezi jitterem ze vstupu s externími synchronizačními hodinami a jitterem zařízení. Následující parametry se zabývají účinky jitteru na audio signál.

## a) Citlivost synchronizace na jitter (Synchronization jitter susceptibility) [6, str. 69]

Měří se útlumová charakteristika jitteru A/D převodníků obsahujících externí synchronizaci. Tento synchronizační jitter může být přenesen do sekundárních vzorkovacích hodin. Charakteristika určuje citlivost synchronizace na jitter.

## b) Přenosová funkce vzorkovacího jitteru (Sampling jitter transfer function) [6, str. 69]

Je to nejvíce používaná metoda pro měření citlivosti na jitter. Test je možné provést pomocí makra `a-d JTF.apb`. Vstupní signál má frekvenci 20 kHz a úroveň  $-1$  dBFS. Jitter se přivede na synchronizační vstup převodníku v podobě sinusového průběhu o špičkové amplitudě 0,125 jednotky intervalu. Frekvence jitteru je volena přes celý rozsah do 39 kHz. Měření se provádí FFT analýzou výstupního signálu, kde se analyzuje postranní pásmo jitteru v audio pásmu. To se spočítá pomocí teorie používající amplitudu zavedeného jitteru a amplitudu vstupního signálu. Zisk jitteru je pak dán



rozdílem mezi spočítanou úrovní jitteru a aktuální úrovní jitteru. Je také možné měřit charakteristiku útlumu jitteru v závislosti na frekvenci. Tím lze zjistit, jestli zařízení obsahuje potlačení jitteru v audio pásmu a jestli je jitter možné slyšet.

c) Vnitřní artefakty jitteru (Intrinsic jitter artifacts) [6, str. 71]

Tento jitter zvyšuje hladinu šumu v přítomnosti vysokoúrovňového vysokofrekvenčního signálu. Na vstup se přivede signál o frekvenci 20 kHz a úrovni  $-1$  dBFS. Je možné použít signál o poloviční frekvenci z důvodu zachycení obou postranních pásem jitteru při FFT analýze. Test je možné provést pomocí makra `a-d intrinsic jitter.apb`. Z této charakteristiky nelze přesně určit vnitřní artefakty jitteru, ale je možné určit maximální možnou spektrální hustotu vzorkovacího jitteru. Z FFT analýzy se vypočítá hustota vnitřního jitteru (s jednotkou RMS  $s/\sqrt{Hz}$ ) a integrace této hustoty (tedy celkového jitteru v RMS sekundách) v závislosti na frekvenci jitteru.

## 3.2 Metody měření vlastností D/A převodníků

Zde jsou shrnuty metody měření parametrů D/A převodníků.

### 3.2.1 Měření zisku

Zisk v případě D/A převodníků není dán v dB. Je to analogová výstupní úroveň, která odpovídá digitální vstupní úrovni 0 dBFS.

a) Zisk (Gain) [6, str. 85]

Měří se zisk, jehož hodnota je dána rozdílem vstupní úrovně v dBFS a výstupní úrovně v dBV na frekvenci 997 Hz. Zisk má pak jednotku dBV/FS. Vstupní signál má menší úroveň než 0 dBFS z důvodu dosažení linearity reprezentativního měření. Test je možné provést pomocí makra `d-a gain.apb`.

b) Stabilita zisku (Gain stability) [6, str. ]

Měří se kolísání zisku v čase za nejméně hodinu provozu. Kolísání nastává vlivem nestálosti referenčního napětí převodníku. Vstupní úroveň se nastaví na  $-6$  dBFS o frekvenci 997 Hz. Test je proveden pomocí makra `d-a output gain stability.apb`.

c) Kmitočtová charakteristika (Gain-frequency response) [6, str. 86]

Součástí D/A převodníků je filtr, který tlumí frekvence nad překládací frekvencí ( $f_s/2$ ), tzv. anti-imaging filter. Měří se parametry tohoto filtru, který je složen z digitálního FIR filtru a analogového filtru o malém řádu.

- Minimální útlum v nepropustném pásmu (Minimum stopband attenuation). Ten je dán největším lalokem v nepropustném pásmu.

- Frekvence na okraji nepropustného pásma (Stopband lower edge frequency). Je to nejnižší frekvence, kde je útlum stejný jako minimální útlum v nepropustném pásmu.
- Útlum na překládací frekvenci (Attenuation at the folding frequency) ( $f_S/2$ )
- Frekvence na konci propustného pásma (Passband upper edge frequency). Je to nejvyšší frekvence, kde se útlum ještě nachází ve specifikované odchylce propustného pásma.
- Odchylka v propustném pásmu (Passband deviation). Je to maximální odchylka zisku, která je brána vzhledem k zisku na frekvenci 1 kHz.
- Amplituda zvlnění v propustném pásmu (Passband ripple amplitude). Je to maximální amplituda zvlnění od špičky ke špičce v propustném pásmu.
- Periodicita zvlnění v propustném pásmu (Passband ripple periodicity).

Pro měření charakteristiky nepropustného pásma se použije jako vstupní signál buď spektrálně plochý pseudonáhodný signál nebo signál o jedné frekvenci (2 kHz). Poté se analyzuje zrekonstruovaný výstupní signál pomocí FFT. Tento test lze provést makrem `d-a stopband fft.apb`. Dalším měřeným parametrem je odchylka v propustném pásmu. Ta může způsobovat efekty pre-echo a post-echo, které mohou být slyšitelné, což je nežádoucí. Odchylka se měří pomocí vstupního signálu  $-20$  dBFS v rozsahu od 10 Hz do  $0,47 \cdot f_S$  analogovým analyzátozem. Test je možné provést makrem `d-a passband.apb`.

- d) Výstupní amplituda při vstupní plné amplitudě (Output amplitude for full scale input) [6, str. 94]

Měří se výstupní úroveň, když se na vstup přivede signál o frekvenci 997 Hz a úrovni 0 dBFS.

- e) Maximální výstupní amplituda (Maximum output amplitude) [6, str. 95]

Měří se pouze u převodníků s řízeným ziskem. Na vstup je přiváděn signál 997 Hz a úrovni 0 dBFS. Řízení zisku je nastaveno na hodnotu s malým harmonickým zkreslením, méně než 1%, nebo komprese do 0,3 dB. Pokud by zkreslení bylo větší, sníží se pomocí řízení zisku. Při měření komprese bude vstupní signál  $-20$  dBFS měřen jako hodnota  $L_A$ . Dále se vstupní signál změní na 0 dBFS a bude měřena hodnota  $L_B$ . Komprese je pak dána jako  $((L_A + 20 \text{ dB}) - L_B)$ . Když bude větší než 0,3 dB sníží se pomocí řízení zisku. Test je možné provést pomocí makra `d-a output at full-scale.apb`.

- f) Maximální úroveň signálu při sinusovém vstupu v závislosti na frekvenci (Maximum signal level versus sine frequency) [6, str. 96]

Měřené zařízení by mělo obsahovat mechanismus, který řídí maximální výstupní amplitudu při změně frekvence. Měří se výstupní úroveň a komprese při vstupní sinusové

úrovni 0 dBFS přes celé frekvenční pásmo (maximálně do 80 kHz). Test je možné provést makrem `d-a full scale compression v freq.apb`. Za stejných podmínek se měří i harmonické zkreslení a šum pomocí makra `d-a full scale thd v freq.apb`.

- g) Digitální filtrování - překmity a headroom (Digital filter overshoot and headroom) [6, str. 98]

Pokud se na vstup převodníku přivede jiný signál než sinus, např. obdélník, tak se vlivem odfiltrování vyšších harmonických složek objeví překmity ve výstupním signálu. Tyto překmity mohou být ořezávány, pokud zde není žádný headroom. To způsobí nesymetričnost mezi vstupem a výstupem. Pro měření headroomu se přivedou na vstup pseudonáhodné sekvence konstantních amplitud. Na výstupu se pak určí kolikrát se zvětšily překmity oproti nominálnímu vstupnímu signálu. Pokud by došlo vlivem některých signálů k přetížení D/A převodníku, mohly by se objevit slyšitelné artefakty vlivem přítomnosti headroomu.

### 3.2.2 Měření šumu

Při zpracování signálu převodníkem dochází k chybám, které jsou obvykle slyšitelné. Ve spektru se tyto chyby nedají přirovnat ke komponentám falešných tónů a nemění se se změnou signálu. To je způsobeno modulací šumu. Pokud má vstupní signál velkou úroveň, je šum touto úrovní maskován a není slyšet. Avšak ve spojení s nízkoúrovňovými signály se mohou vytvářet slyšitelné artefakty.

- a) Šum prázdného kanálu (Idle channel noise) [6, str. 105]

Měří se poměr signál-šum, kdy je na vstup přiveden referenční signál 997 Hz o úrovni 0 dBFS. Poté se na vstup přivede signál sestávající z digitálních nul. To reprezentuje úroveň šumu. K měření se používá RMS váhovaný filtr a filtr dolní propust do 20 kHz dle AES17 [5]. Pro porovnání se měří i s neváženým filtrem. Test je možné provést pomocí makra `d-a idle channel noise.apb`. Tato metoda může přinést nesprávné výsledky, protože zařízení není používáno za normálních operačních podmínek. Některé D/A převodníky obsahují obvody, které vypínají konverzní funkci, pokud počet digitálních nul přesáhne definovaný počet. To je tzv. "mute". Pak je poměr signál-šum prázdného kanálu lépe změřitelný a vychází ve vyšších hodnotách.

- b) Spektrum šumu prázdného kanálu (Idle channel FFT spectra) [6, str. 107]

Některá zařízení jsou náchylná na produkci tónů o nízkých úrovních při běhu na prázdko. Při vstupním signálu jsou tyto tóny špatně identifikovatelné. Proto se měří spektrum šumu prázdného kanálu FFT analyzátozem při vstupním signálu digitálních nul. Pro porovnání je měřeno i spektrum při vstupním signálu -60 dBFS na 997 Hz. Test je možné provést pomocí makra `d-a idle channel fft.apb`.

- c) Poměr signál-šum a dynamický rozsah (Signal-to-noise ratio and dynamic range) [6, str. 55]

Aby se předešlo neurčitosti výsledku při měření šumu prázdného kanálu, přivádí se na vstup signál o malé úrovni  $-60$  dBFS, který se pak odstraní filtrem o velmi úzké šířce pásma. Pro měření poměru signál-šum se používá RMS váhový filtr dle AES17 [5]. Tomuto testu se také říká dynamický rozsah uvedený v kapitolách 2.1.3 b), 2.2.3 b) a 2.3.4 c). Může se také měřit bez váhových filtrů a bez filtru dolní propust. Pak ale nejde o standardní metodu měření. Test je možné provést makrem `d-a signal to noise.apb`. Výsledek je vztažen k  $0$  dBFS.

- d) Ekvivalentní "počet bitů" (Equivalent "number of bits") [6, str. 110]

Vlivem kvantizačního zkreslení a ditheru se určí ideální šumové dno pro počet bitů, které lze rozeznat ve frekvenčním pásmu od stejnosměrné složky do poloviny vzorkovací frekvence. Jde tedy o určení maximální délky slova přicházející na vstup. Poté lze určit ze změřeného poměru signál-šum ekvivalentní počet bitů, které ještě nejsou pod úrovní šumu.

- e) Vnitřní šum D/A převodníku (DAC intrinsic noise) [6, str. 110]

Jedná se o vlastní šum převodníku přidaný k signálu. Ten se vypočte ze vztahu mezi známou vstupní úrovní šumu a změřenou výstupní úrovní šumu podle rovnice 3.1, kde  $N_{add}$  představuje přidaný šum,  $N_{out}$  představuje výstupní šum a  $N_{in}$  představuje vstupní šum. Měření se provádí bez váhových filtrů. Test lze provést pomocí makra `d-a subtracting test signal noise.apb`, kde se porovnává změřená hodnota šumu prázdného kanálu (vnitřní šum převodníku) a počítaná hodnota vnitřního šumu. Zde bude rozdíl díky přítomnosti vstupního signálu a tím i efektu modulace šumu, který je nežádoucí.

$$N_{add} = 10 \log \left( 10^{\frac{N_{out}(dBFS)}{10}} + 10^{\frac{N_{in}(dBFS)}{10}} \right) [dBFS] \quad (3.1)$$

- f) Spektrum šumu (Noise spectrum) [6, str. 112]

Měří se hustota šumu v závislosti na frekvenci. Ta se musí nejprve přepočítat oproti diskretním spektrálním čarám. Vstupní signál je stejný jako při měření dynamického rozsahu. Pomocí FFT analýzy se zobrazí spektrum hustoty šumu do  $130$  kHz. Zde se mohou objevit komponenty pravého a levého kanálu zařízení. Test je možné provést pomocí makra `d-a noise floor FFT.apb`.

### 3.2.3 Nelineární chování zařízení při vysoké úrovni vstupního signálu

Tyto testy nelineárního chování D/A převodníků při vysoké vstupní úrovni odpovídají testům nelineárního chování při stejné úrovni pro analogovou elektroniku. Používají se

standardizované testy pro harmonické a intermodulační zkreslení se vstupním signálem nižším než plná úroveň.

- a) Celkové harmonické zkreslení a šum (Total harmonic distortion and noise (THD+N)) [6, str. 115]

Vyšetřují se harmonické produkty 2. a 3. řádu hlavního tónu o frekvenci 997 Hz a úrovni  $-1$  dBFS, který se přivede na vstup. Ten se poté odfiltruje. Výsledek je pak, dle AES17 [5], poměr mezi zbytkovou úrovní signálu a úrovní nefiltrovaného signálu. Měření se provádí po filtraci dolní propustí do 20 kHz. Další měření je závislost THD+N na frekvenci a na vstupní úrovni signálu. Z těchto údajů lze zjistit, jak moc se projevují harmonické složky do 3. řádu ve výstupním signálu při změně frekvence nebo při změně úrovně vstupního signálu. Test lze provést pomocí makra `d-a thdandn.apb`. Více se používá měření závislosti úrovně THD+N (v dBFS) na úrovni vstupního signálu. Lze měřit i velikost vyšších harmonických signálů pomocí FFT analýzy. Test je možné provést makrem `d-a THDN output fft.apb`.

- b) Dvoutónové intermodulační zkreslení (Intermodulation distortion) [6, str. 121]

Měří se intermodulační zkreslení od produktů dvou vysokých frekvencí se stejnou amplitudou ( $-6,02$  dBFS RMS pro každý tón a s celkovou úrovní  $-3,01$  dBFS RMS). Jedna frekvence je na horním okraji pásma (20 kHz) a druhá je 2 kHz pod tímto okrajem (18 kHz) dle AES17 [5]. Vytvoří se harmonické a intermodulační produkty těchto frekvencí, které jsou uvedeny v tab. 2.2. AES17 [5] definuje intermodulační zkreslení jako poměr celkového výstupního signálu k součtu efektivních hodnot rozdílových produktů 2. a 3. řádu na výstupu. Vstupní signály jsou na horním okraji pásma, protože pak budou intermodulační rozdílové produkty v tomto pásmu. Další možností je výpočet FFT analýzy. Ta spočítá amplitudy spektrálních čar sčítáním spektrálních výkonových hustot okolo těchto čar. Test je možné provést pomocí makra `d-a imd_fft.apb`.

### 3.2.4 Nelineární chování při nízké úrovni vstupního signálu

Při vstupním signálu o nízké úrovni je šum a zkreslení více nežádoucí oproti harmonickému nebo intermodulačnímu zkreslení při vstupním signálu o vysoké úrovni. U převodníků by měl být výstupní signál v lineárním vztahu ke vstupnímu s náhodnou chybou. Tato chyba by neměla souviset se vstupním signálem. Pokud je ale kvantizován signál o nízké úrovni, je tato chyba významná, není náhodná a je spjata se vstupním signálem. To se dá omezit zavedením náhodného ditheru, který by měl mít charakter bílého šumu. Jako příklad je uvedeno měření makrem `d-a low level distortion fft.apb`, kde má vstupní signál úroveň  $-90$  dBFS a frekvenci 997 Hz. Zde je možné po provedení FFT pozorovat hladinu šumu a komponenty hlavní harmonické při změně přidávaného ditheru.

- a) Modulace šumu (Noise modulation) [6, str. 125]

Množství chyb způsobené zkrácením by mělo být maximální, když bude signál vystředěný blízko u rozhodovacího kvantizačního bodu. Jestliže bude signál vystředěný mezi kvantizačními rozhodovacími body, množství chyb způsobené zkrácením by mělo být minimální. Vzájemný vztah mezi množstvím chyb způsobené zkrácením a vstupním signálem je formou modulace šumu. K měření se používají různé úrovně stejnosměrného signálu v A/D převodníku. Řízení stejnosměrné úrovně v převodníku však nelze provést z důvodu filtrů pro blokování stejnosměrné složky. Dle AES17 [5] je možné měřit modulaci šumu vstupním signálem o úrovni  $-90$  dBFS a frekvenci 41 Hz. Tento signál je poté potlačen filtrem o úzké šířce pásma. Dále je aplikována série třetinooktávních filtrů a v každém pásmu je změřen šum. Zaznamená se rozdíl mezi nejnižší a nejvyšší čtenou hodnotou šumu v každém dílčím pásmu. Do grafu je pak vynášena maximální výchylka šumu pro každé třetinooktávnové pásmo. Modulace šumu je definována dle AES17 [5] jako největší výchylka v celém audio pásmu. Test je možné provést makrem `d-a noise modulation.apb`.

### 3.2.5 Modulace jitteru

Jitter je chyba v časování pravidelných událostí, např. hodin. Vnitřní jitter zařízení je část jitteru, který je nezávislý na externích synchronizačních hodinách přiváděných na vstup. Přenosová funkce vzorkovacího jitteru stanovuje vztah mezi jitterem ze vstupu s externími synchronizačními hodinami a jitterem zařízení. Vzorkovací jitter je jitter způsobený rekonstrukčním časováním převodníku a jako jediný nemá vliv na D/A převod. Následující parametry se zabývají účinky jitteru na audio signál.

a) Citlivost rozhraní na jitter (Interface jitter susceptibility) [6, str. 127]

Jitter může být přijatý na digitální rozhraní z odvozeného vzorkovacího taktu. Vliv tohoto jitteru závisí na jeho stupni potlačení obnovovacími obvody. Měří se tedy útlumová charakteristika jitteru D/A převodníků.

b) Přenosová funkce vzorkovacího jitteru (Sampling jitter transfer function) [6, str. 127]

Je to nejvíce používaná metoda pro měření citlivosti na jitter. Test je možné provést pomocí makra `d-a JTF.apb`. Vstupní signál má frekvenci 20 kHz a úroveň  $-1$  dBFS. Jitter se přivede na rozhraní pro přenášení signálu v podobě sinusového průběhu o špičkové amplitudě 0,125 jednotky intervalu. Frekvence jitteru je volena přes celý rozsah do 39 kHz. Měření se provádí FFT analýzou výstupního signálu, kde se analyzuje postranní pásmo jitteru v audio pásmu. To se spočítá pomocí teorie používající amplitudu zavedeného jitteru a amplitudu vstupního signálu. Zisk jitteru je pak dán rozdílem mezi spočítanou úrovní jitteru a aktuální úrovní jitteru. Je také možné měřit charakteristiku útlumu jitteru v závislosti na frekvenci. Tím lze zjistit, jestli zařízení obsahuje potlačení jitteru v audio pásmu a jestli je jitter možné slyšet.

c) Vnitřní artefakty jitteru (Intrinsic jitter artifacts) [6, str. 129]

Tento jitter zvyšuje hladinu šumu v přítomnosti vysokoúrovňového vysokofrekvenčního signálu. Na vstup se přivede signál o frekvenci 20 kHz a úrovni  $-1$  dBFS. Je možné použít signál o poloviční frekvenci z důvodu zachycení obou postranních pásem jitteru při FFT analýze. Test je možné provést pomocí makra `d-a intrinsic jitter.apb`. Z této charakteristiky nelze přesně určit vnitřní artefakty jitteru, ale je možné určit maximální možnou spektrální hustotu vzorkovacího jitteru. Z FFT analýzy se vypočítá hustota vnitřního jitteru (s jednotkou RMS  $s/\sqrt{Hz}$ ) a integrace této hustoty (tedy celkového jitteru v RMS sekundách) v závislosti na frekvenci jitteru.

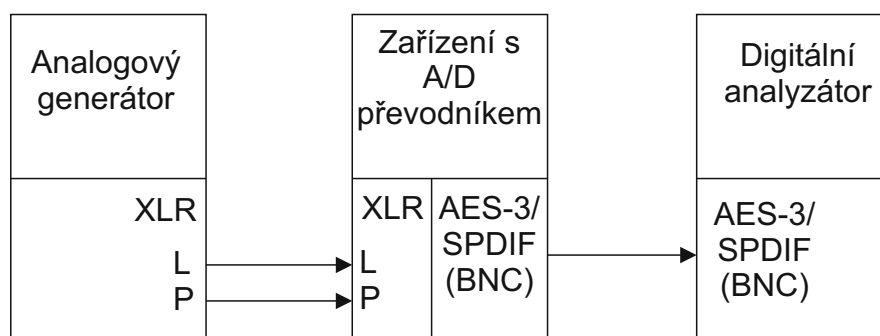
d) Jitter indukovaný J-testem (Jitter induced by J-test) [6, str. 131]

Tento jitter je způsobený indukci z datové modulace na rozhraní. Data obdélníkového charakteru jsou modulována na  $1/192$  násobku vzorkovací frekvence. Při vzorkovací frekvenci 48 kHz se okolo hlavním tónu 12 kHz objeví liché násobky 250 Hz. Ty jsou zobrazeny jako hustota jitteru (s jednotkou RMS  $s/\sqrt{Hz}$ ) v závislosti na frekvenci jitteru. Porovnáním tohoto grafu a grafu z měření vnitřních artefaktů jitteru lze odvodit jitter indukovaný z dat. Pokud se na frekvenci 250 Hz neobjeví žádná složka, pak jitter indukovaný z datové modulace neexistuje. Test je možné provést makrem `d-a jtest jitter.apb`.

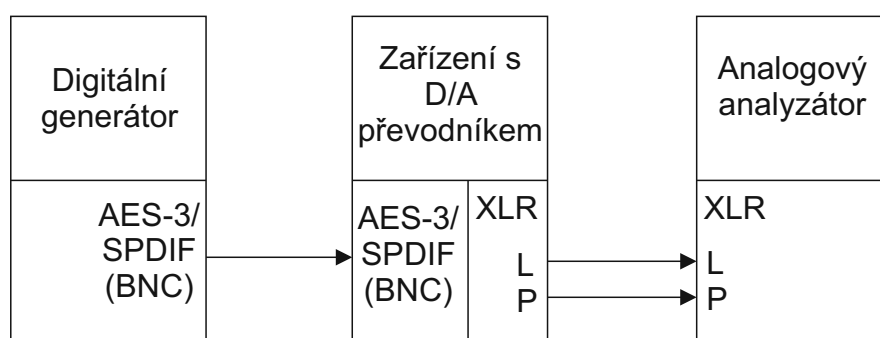
# 4

## Požadavky na měřicí techniku a měřená zařízení

Pro korektní vyhodnocení výše zmíněných parametrů, je nutné vytvořit měřicí řetězec s ohledem na typ převodníku (viz obr. 4.1 a obr. 4.2), jehož jednotlivé členy by měly vyhovovat následujícím požadavkům.



Obr. 4.1: Blokové schéma obecného měřicího řetězce pro zařízení s A/D převodníkem



Obr. 4.2: Blokové schéma obecného měřicího řetězce pro zařízení s D/A převodníkem

a) Požadavky na analogový a digitální generátor:

- XLR symetrické konektory pro analogové výstupy



- AES-3/SPDIF (BNC) nesymetrické konektory pro digitální výstupy
- Přepínání mezi symetrickým analogovým výstupem a nesymetrickým analogovým výstupem s rozvažovacími odpory  $600\ \Omega$  v každé žíle pro měření potlačení souhlasného signálu
- Generování sinusového signálu
- Generování dvou sinusových signálů do jednoho kanálu
- Generování dvou sinusových signálů do každého kanálu zvlášť
- Generování pseudonáhodného signálu
- Generování nesymetrických signálů
- Generování jitteru

b) Požadavky na měřené zařízení s A/D převodníkem:

- Zařízení je určeno pro nízkofrekvenční signály, tzn. pro audio techniku
- Zařízení není pouze integrovaný obvod, ale kompletní technické zařízení s vlastním napájením a konektory pro přímé nasazení do provozu
- XLR symetrické konektory pro analogové vstupy
- AES-3/SPDIF (BNC) nesymetrické konektory pro digitální výstupy
- Definovaný formát výstupního digitálního signálu

c) Požadavky na měřené zařízení s D/A převodníkem:

- Zařízení je určeno pro nízkofrekvenční signály, tzn. pro audio techniku
- Zařízení není pouze integrovaný obvod, ale kompletní technické zařízení s vlastním napájením a konektory pro přímé nasazení do provozu
- AES-3/SPDIF (BNC) nesymetrické konektory pro digitální vstupy
- XLR symetrické konektory pro analogové výstupy
- Definovaný formát vstupního digitálního signálu

d) Požadavky na analogový a digitální analyzátor:

- XLR symetrické konektory pro analogové vstupy
- AES-3/SPDIF (BNC) nesymetrické konektory pro digitální vstupy
- Přepínání mezi symetrickým analogovým vstupem a nesymetrickým analogovým vstupem s rozvažovacími odpory  $300\ \Omega$  v každé žíle pro měření výstupní symetrie
- Detektor efektivní hodnoty (RMS)
- Normám odpovídající filtry, které jsou popsány na začátku kapitol 2.1 a 2.4
- Měřicí funkce pro amplitudu nebo úroveň signálu

- Měřicí funkce pro harmonické zkreslení a šum
- Měřicí funkce pro celkové harmonické zkreslení
- Měřicí funkce pro intermodulační zkreslení
- Měřicí funkce pro fázi mezi kanály
- Zobrazení signálu v časové i spektrální oblasti pomocí FFT analýzy

## 5

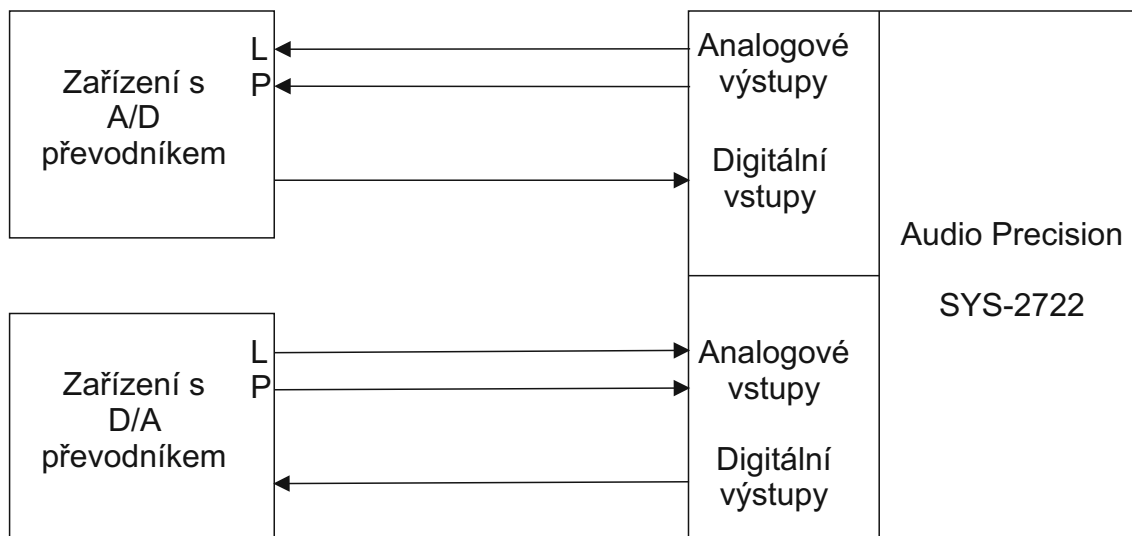
# Implementace měřících metod do analyzátoru Audio Precision SYS-2722

K měření byl vybrán měřící přístroj Audio Precision SYS-2722, protože vyhovuje většině požadavků z předchozí kapitoly. V této kapitole jsou popsány měřící postupy vhodné pro měření parametrů A/D a D/A převodníků, tedy implementace měřících metod do již zmíněného přístroje. Přístroj nedisponuje rozvažovacími odpory  $300\ \Omega$  v každé žíle vstupního konektoru pro měření výstupní symetrie zařízení ani rozvažovacími odpory  $600\ \Omega$  v každé žíle výstupního konektoru pro měření potlačení souhlasného signálu. Rozvážení je pak možné zajistit přidáním externích rozvažovacích vodičů do měřícího řetězce. Dále je zde požadavek na filtry typu horní propust. Měřící přístroj tyto filtry také neobsahuje, což může ovlivnit výsledky některých měření.

I přes výše zmíněné nedostatky je Audio Precision SYS-2722 vhodným přístrojem pro měření zařízení audio techniky. Proto je možné sestavit konkrétnější měřící řetězec, jehož blokové schéma je na obr. 5.1. Jako měřené zařízení byl vybrán přístroj RME ADI-2, jehož technické parametry jsou uvedeny v příloze A. Zařízení bylo měřeno za následujících podmínek:

- Pro analogové vstupy a výstupy byly použity kabely s konektory XLR, které jsou symetrické
- Pro digitální vstupy a výstupy byly použity koaxiální kabely s konektory BNC, které jsou nesymetrické
- Citlivosti A/D i D/A převodníku nastavena na +4 dBu
- Vzorkovací frekvence 48 kHz pro D/A převodník byla externě přijímána z digitálního generátoru
- Vzorkovací frekvence 48 kHz pro A/D převodník byla generována z interního hodinového taktu

- Výstupní formát nastaven na PRO, tzn. signál kompatibilní s normou AES-3 a AES/EBU

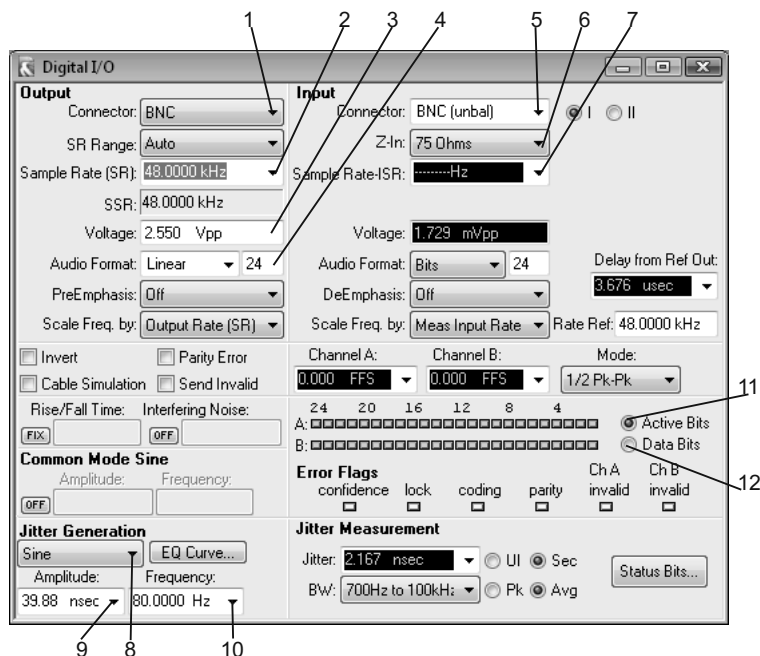


**Obr. 5.1:** Blokové schéma měřicího řetězce pro měření zařízení přístrojem Audio Precision SYS-2722

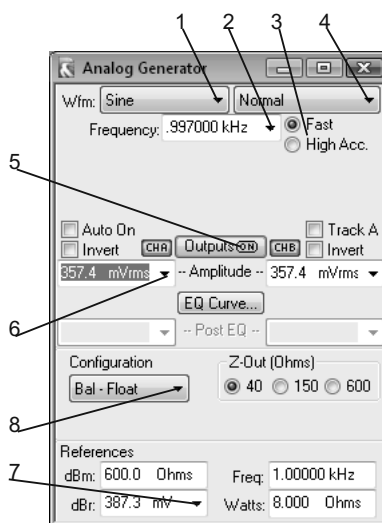
## 5.1 Základní popis panelů aplikace AP2700 3.30 pro měření převodníků

Pro měření se využívá aplikace AP2700 3.30, která komunikuje s přístrojem a je možné s ní přístroj ovládat. V prostředí aplikace jsou vytvořeny panely, jejichž popis je uveden v této části práce. Prvním krokem je kontrola správného nastavení digitálních vstupů a výstupů analyzátoru. Základní popis tohoto panelu je na obr. 5.2. Pro nastavení parametrů analogového signálu se používá panel Analog Generator. Základní popis tohoto panelu je na obr. 5.3. Nastavení parametrů digitálního signálu se provádí pomocí panelu Digital Generator. Základní popis tohoto panelu je na obr. 5.4. Pro nastavení parametrů analyzátoru analogového signálu se používá panel Analog Analyzer. Základní popis tohoto panelu je na obr. 5.5. Nastavení parametrů analyzátoru digitálního vstupního signálu nebo analogového signálu, který je převeden interním A/D převodníkem měřicího přístroje, se provádí pomocí panelu Digital Analyzer. Zde se zvolí DSP audio analyzer (položka 2 na obr. 5.6). Základní popis tohoto panelu je na obr. 5.6. Z důvodu analýzy signálu v časové nebo frekvenční oblasti se využívá FFT analýza. Základní popis panelu Digital Analyzer s FFT analýzou je na obr. 5.7. Některá měření vyžadují signál o pseudonáhodné sekvenci (MLS). V takových případech je nutné použít správný analyzátor MLS signálu. Základní popis panelu Digital Analyzer s funkcí Quasi-anechoic acoustical tester je na obr. 5.8. Digitální analyzátor umožňuje také měření celkového harmonického zkreslení bez šumu. Základní popis panelu Digital Analyzer s funkcí pro měření celkového

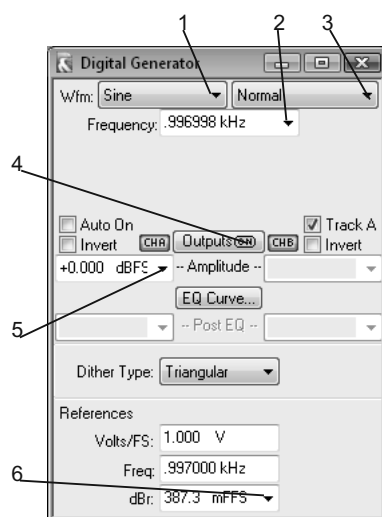
harmonického zkreslení je na obr. 5.9. Jestliže je nutné vytvořit graf závislosti několika proměnných, použije se panel Sweep. Základní popis tohoto panelu je na obr. 5.10. Některá měření vyžadují nastavení parametrů na určitou velikost. Ta se někdy nedá nastavit přímo, jelikož je neznámá a musí se nastavit pomocí jiného parametru panelu Regulation. Základní popis tohoto panelu je na obr. 5.11.



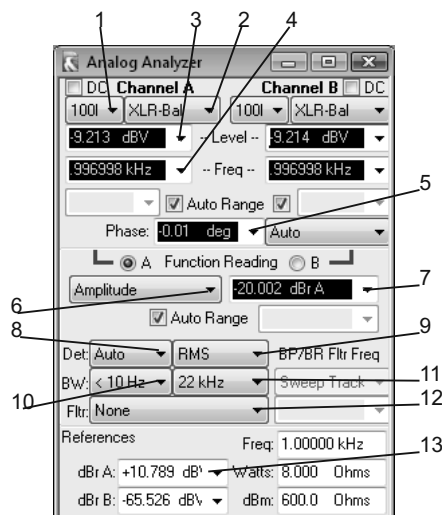
**Obr. 5.2:** Panel digitálních vstupů a výstupů - 1: výstupní konektor, 2: výstupní vzorkovací frekvence, 3: výstupní napětí, 4: počet výstupních bitů, 5: vstupní konektor, 6: vstupní impedance, 7: vstupní vzorkovací frekvence, 8: zavádění jitteru, 9: amplituda jitteru, 10: frekvence jitteru, 11: aktivní bity, 12: datové bity



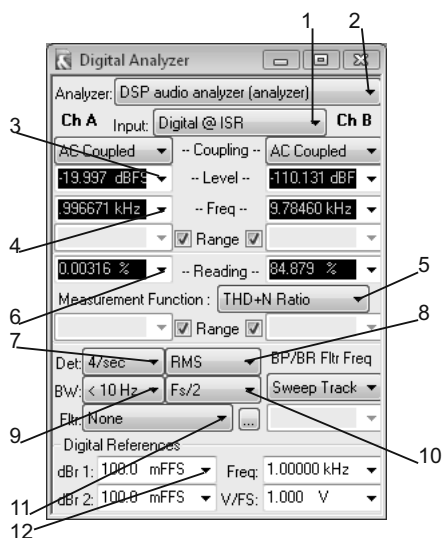
**Obr. 5.3:** Panel generátoru analogového signálu - 1: tvar signálu, 2: frekvence signálu, 3: přesnost výstupního kmitočtu, 4: speciální vlastnosti signálu, 5: vypnutí/zapnutí generátoru, 6: výstupní amplituda signálu, 7: referenční hodnota generátoru, 8: vnitřní zapojení analogových konektorů



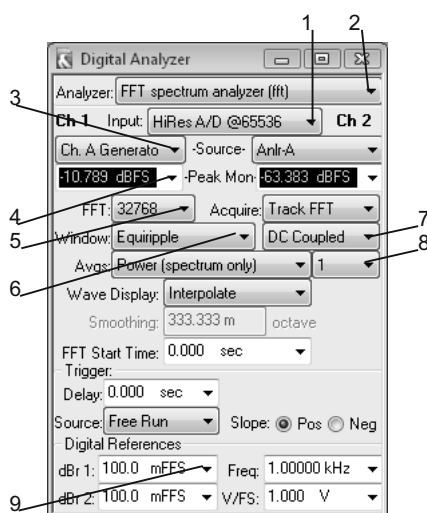
**Obr. 5.4:** Panel generátoru digitálního signálu - 1: tvar signálu, 2: frekvence signálu, 3: speciální vlastnosti signálu, 4: vypnutí/zapnutí generátoru, 5: výstupní úroveň signálu, 6: referenční hodnota generátoru



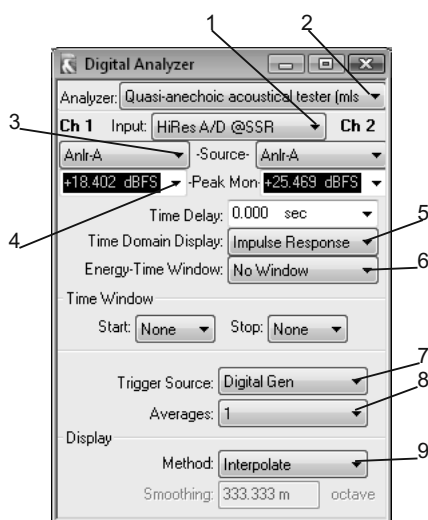
**Obr. 5.5:** Panel analogového analyzátoru - 1: vstupní impedance analyzátoru, 2: vstupní konektor, 3: měřená úroveň signálu, 4: měřená frekvence signálu, 5: měřená fáze signálu, 6: výběr měřené funkce, 7: číselná hodnota měřené funkce, 8: časová konstanta detektoru, 9: typ detektoru, 10: dolní mezní frekvence analogové pásmové propusti, 11: horní mezní frekvence analogové pásmové propusti, 12: typ váhovacího filtru, 13: referenční hodnota analyzátoru



**Obr. 5.6:** Panel digitálního analyzátoru DSP - 1: volba vstupního signálu (digitální / analogový s A/D převodníkem), 2: výběr měření digitálního analyzátoru, 3: měřená úroveň signálu, 4: měřená frekvence signálu, 5: výběr typu měřené funkce, 6: velikost měřené funkce, 7: časová konstanta detektoru, 8: typ detektoru, 9: dolní mezní frekvence digitální pásmové propusti, 10: horní mezní frekvence digitální pásmové propusti, 11: typ filtru, 12: nastavení referenční hodnoty

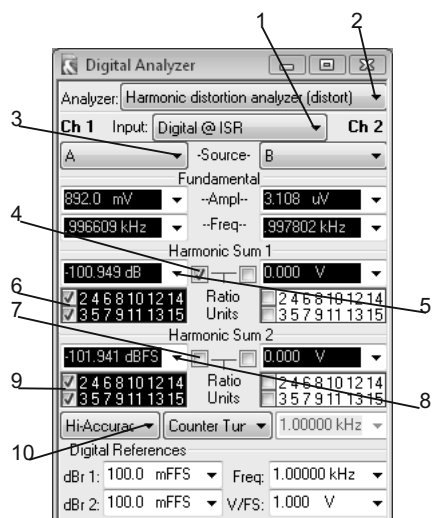


**Obr. 5.7:** Panel digitálního analyzátoru s FFT analýzou - 1: volba zdroje vstupního signálu (digitální/analogový s A/D převodníkem), 2: výběr měření digitálního analyzátoru, 3: volba analyzovaného signálu, 4: měřená úroveň signálu, 5: počet bodů FFT analýzy (kmitočtové rozlišení), 6: použité váhovací okno, 7: dodatečné operace se signálem, 8: průměrování FFT analýzy, 9: nastavení referenční hodnoty

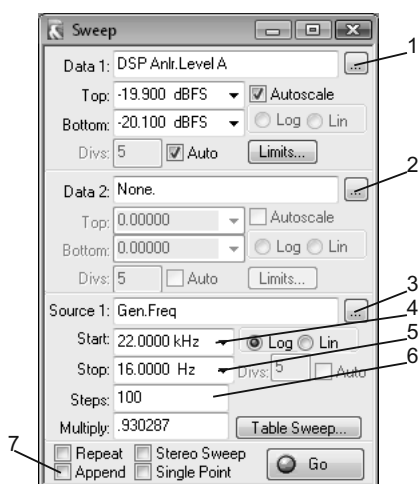


**Obr. 5.8:** Panel digitálního MLS analyzátoru - 1: volba vstupního signálu (digitální / analogový s A/D převodníkem), 2: výběr typu měření digitálního analyzátoru, 3: volba zdroje analyzovaného signálu, 4: úroveň vstupního signálu, 5: typ zobrazovaného signálu, 6: volba frekvenčního okna pro potlačení aliasingového chování, 7: zdroj spuštění, 8: průměrování, 9: metoda zobrazování

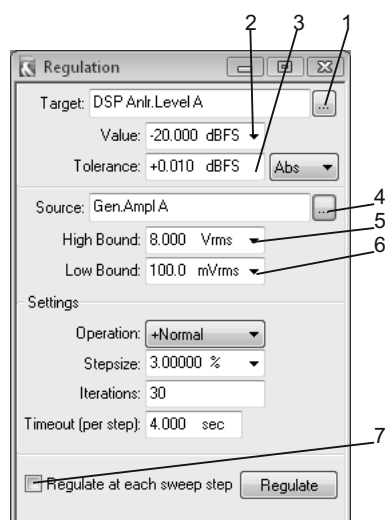




**Obr. 5.9:** Panel digitálního analyzátoru s funkcí pro měření celkového harmonického zkreslení - 1: volba vstupního signálu (digitální/analogový s A/D převodníkem), 2: výběr měření digitálního analyzátoru, 3: volba zdroje analyzovaného signálu, 4: měření THD absolutně nebo relativně, 5: hodnota THD, 6: výběr měřených harmonických, 7: měření THD absolutně nebo relativně, 8: hodnota THD, 9: výběr měřených harmonických, 10: kmitočtová přesnost detekce základní harmonické



**Obr. 5.10:** Panel Sweep pro vytvoření grafů - 1: volba dat pro osu y, 2: volba dat pro osu y, 3: volba parametru pro osu x, 4: začátek intervalu parametru osy x, 5: konec intervalu parametru osy x, 6: počet kroků měření, 7: přidání další křivky do grafu



**Obr. 5.11:** Panel pro regulaci parametrů na určitou hodnotu - 1: cílový parametr pro regulaci, 2: cílová velikost parametru, 3: tolerance regulace, 4: parametr, jímž lze nastavovat cílový parametr, 5: horní hranice řízeného parametru, 6: dolní hranice řízeného parametru

## 5.2 Postupy měření parametrů A/D a D/A převodníků dle normy ČSN EN 61606-3

Zde jsou uvedeny konkrétní měřicí postupy parametrů A/D a D/A převodníků dle norem ČSN EN 61606-3 [3]. Ke každému parametru je vytvořen konfigurační soubor, který je k dispozici v příloze na CD. Dále je uveden význam měřených parametrů a zhodnocení výsledků měření.

### 5.2.1 Lineární reakce zařízení související s amplitudou

#### a) Zisk D/A převodníku [3, kap. 6.2.1.1.1]

Zisk udává vztah mezi plným vybuzením digitálního vstupu D/A a odpovídající velikostí úrovně signálu na jeho analogovém výstupu.

- Konfigurace pro měření zisku D/A převodníku je v souboru `Zisk_da.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni  $-20$  dBFS (položka 5 na obr. 5.4)
- Z analogového analyzátoru se odečte hodnota úrovně  $L_A$  dBV (položka 3 na obr. 5.5)
- Zisk je pak dán jako  $(L_A + 20)$  dBV/FS
- Výsledek měření:  $(L_A + 20) = (-9,22 + 20) = +10,78$  dBV/FS

#### b) Zisk A/D převodníku [3, kap. 6.2.1.1.1]

Zisk udává vztah mezi vybuzením analogového vstupu A/D a odpovídající velikostí úrovně signálu na jeho digitálním výstupu.

- Konfigurace pro měření zisku A/D převodníku je v souboru `Zisk_ad.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz pro (položky 1 a 2 na obr. 5.3)
- Úroveň  $-20$  dBFS (položka 3 na obr. 5.6) se nastaví panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- Z analogového generátoru se odečte vstupní úroveň signálu jako  $L_A$  dBV (položka 6 na obr. 5.3)
- Zisk je pak dán jako  $(L_A + 20)$  dBFS/V
- Výsledek měření:  $(L_A + 20) = (-8,935 + 20) = 11,065$  dBFS/V

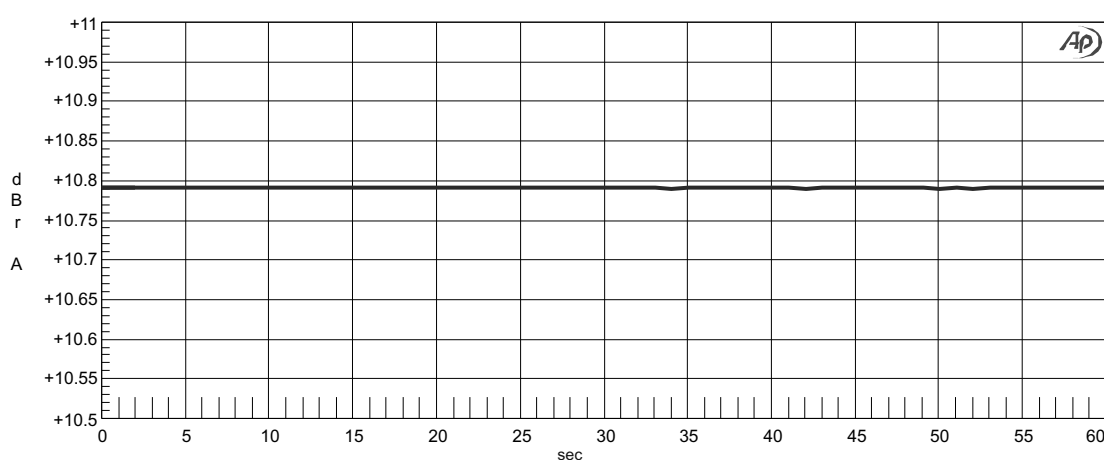
#### c) Stabilita zisku D/A převodníku [3, kap. 6.2.1.1.2]

Zisk by se neměl měnit v čase. Pokud by se v čase měnil, mohlo by dojít ke zkreslení signálu při zpracování dalšími zařízeními v řetězci za převodníkem.

- Konfigurace pro měření stability zisku A/D převodníku je v souboru `Stab_zisku_da.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni  $-20$  dBFS (položka 5 na obr. 5.4)
- Reference (položka 13 na obr. 5.5) se nastaví na  $-20$  dBV
- Panel Sweep: osa x je časová osa od 0 s do 3600 s (položky 3, 4 a 5 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je výstupní úroveň zařízení v dBr, tedy zisk
- Výsledná charakteristika je na obr. 5.12

Audio Precision

04/16/12 11:52:5



**Obr. 5.12:** Stabilita zisku D/A převodníku po dobu jedné minuty

Tento parametr byl měřen pouze po dobu 1 minuty z časového důvodu. Z obr. 5.12 je vidět, že se zisk zkoušeného zařízení v čase nijak zásadně nemění.

d) Stabilita zisku A/D převodníku [3, kap. 6.2.1.1.2]

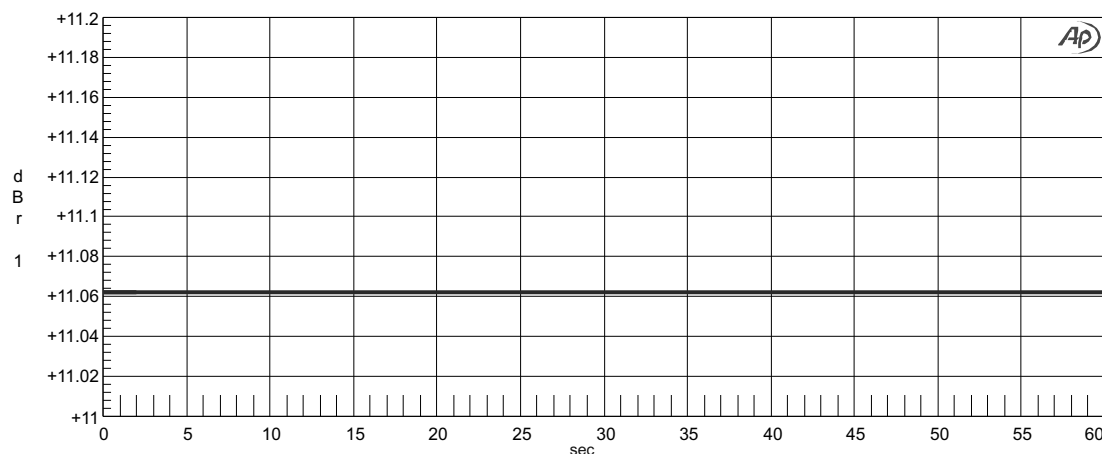
Zisk by se neměl měnit v čase. Pokud by se v čase měnil, mohlo by dojít ke zkreslení signálu při zpracování dalšími zařízeními v řetězci za převodníkem.

- Konfigurace pro měření stability zisku A/D převodníku je v souboru `Stab_zisku_ad.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz pro (položky 1 a 2 na obr. 5.3)
- Úroveň  $-20$  dBFS (položka 3 na obr. 5.6) se nastaví panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- Hodnota reference (položka 12 na obr. 5.6) se nastaví na  $(-20 - Z)$  dBFS, kde  $Z$  je změřený zisk

- Panel Sweep: osa x je časová osa od 0 s do 3600 s (položky 3, 4 a 5 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je výstupní úroveň zařízení v dBr, tedy zisk
- Výsledná charakteristika je na obr. 5.13

Audio Precision

04/16/12 11:36:0



**Obr. 5.13:** Stabilita zisku A/D převodníku po dobu jedné minuty

Tento parametr byl měřen pouze po dobu 1 minuty z časového důvodu. Z obr. 5.13 je vidět, že se zisk zkoušeného zařízení v čase nemění.

e) Rozdíl zisku mezi kanály D/A převodníku a chyba sledování [3, kap. 6.2.1.1.3]

Zpracování signálu převodníkem by mělo být pro všechny kanály stejné, tudíž se stejným ziskem. Větší rozdíly zisku mezi kanály mohou být způsobeny rozdílným zesílením v analogových obvodech za převodníkem a při větších hodnotách mohou ovlivňovat prostorový vjem u posluchače.

- Konfigurace pro měření rozdílu zisku mezi kanály D/A převodníku je v souboru `Rozdil_zisku_mezi_kan.da.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz pro oba kanály (položky 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni  $-20$  dBFS (položka 5 na obr. 5.4)
- Detektor 4/sec RMS (položky 8 a 9 na obr. 5.5)
- Filtr nevážený  $< 10$  Hz až 22 kHz (položky 10, 11 a 12 na obr. 5.5)
- Měření 2-Ch. Ratio v dB (položka 6 na obr. 5.5)
- Výsledek měření rozdílu zisku mezi kanály: 0,001 dB

Z výsledku měření je vidět, že rozdíl zisku sice není nulový, ale je velmi malý. Na prostorový vjem posluchače nebude mít pravděpodobně žádný vliv.

f) Rozdíl zisku mezi kanály A/D převodníku a chyba sledování [3, kap. 6.2.1.1.3]

Zpracování signálu převodníkem by mělo být pro všechny kanály stejné, tudíž se stejným ziskem. Větší rozdíly zisku mezi kanály mohou být způsobeny rozdílným zesílením v analogových obvodech za převodníkem a při větších hodnotách mohou ovlivňovat prostorový vjem u posluchače.

- Konfigurace pro měření rozdílu zisku mezi kanály A/D převodníku je v souboru `Rozdil_zisku_mezi_kan_ad.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz pro oba kanály (položky 1 a 2 na obr. 5.3)
- Úroveň  $-20$  dBFS (položka 3 na obr. 5.6 se nastaví na oba kanály panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- Vstup Digital@ISR (položka 1 na obr. 5.6) znamená digitální měření
- Detektor 4/sec RMS (položky 7 a 8 na obr. 5.6)
- Filtr nevážený  $< 10$  Hz až  $f_S/2$  (položky 9, 10 a 11 na obr. 5.6)
- Měření 2-Ch. Ratio v dB (položka 5 na obr. 5.6)
- Výsledek měření rozdílu zisku mezi kanály: 0,008 dB

Z výsledku měření je vidět, že rozdíl zisku sice není nulový, ale je velmi malý. Na prostorový vjem posluchače nebude mít pravděpodobně žádný vliv.

g) Kmitočtová charakteristika D/A převodníku [3, kap. 6.2.1.1.4]

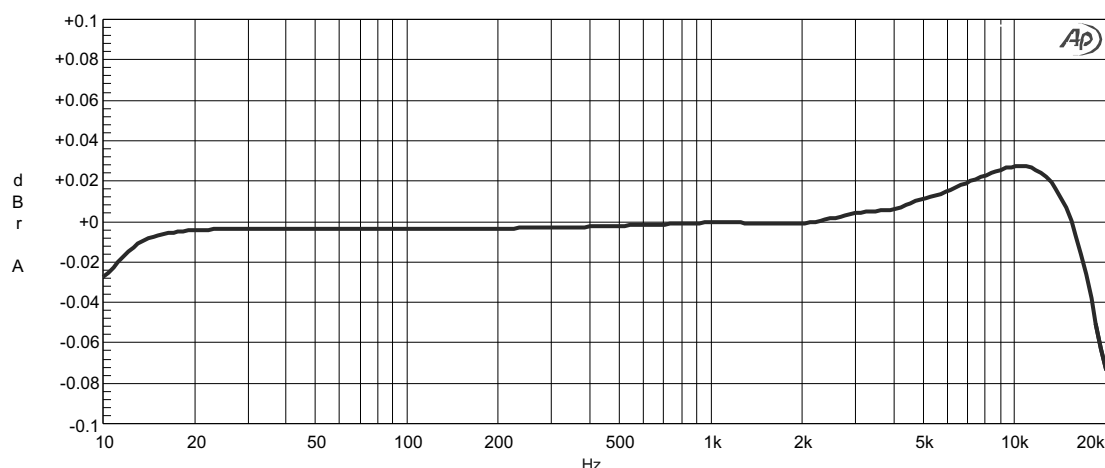
Kmitočtová charakteristika by měla být v celém akustickém pásmu konstantní. Podakustické a nadakustické pásmo je nutné co nejvíce utlumit, aby se případné složky nadakustickým pásmem nepřeložily do akustického pásma.

- Konfigurace pro měření kmitočtové charakteristiky D/A převodníku je v souboru `Kmit_char_da.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni  $-20$  dBFS (položka 5 na obr. 5.4), poté nastavení reference (položka 13 na obr. 5.5) klávesou F4
- Detektor 4/sec RMS (položky 8 a 9 na obr. 5.5)
- Filtr nevážený  $< 10$  Hz až 22 kHz (položky 10, 11 a 12 na obr. 5.5)
- Panel Sweep: osa x je frekvence generátoru 10 Hz až 20 kHz (položky 3, 4 a 5 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je výstupní úroveň zařízení v dB vztážená k  $-20$  dBFS
- Výsledná charakteristika je na obr. 5.14

Z obr. 5.14 je patrné, že se úroveň signálu vzhledem k referenční úrovni v rozsahu od 20 Hz do 2 kHz prakticky nemění. Poté se začne projevovat útlumová charakteristika rekonstrukčního analogového filtru, případně digitálního filtru převodníku.

Audio Precision

04/16/12 14:16:11



Obr. 5.14: Frekvenční charakteristika D/A převodníku

## h) Kmitočtová charakteristika A/D převodníku [3, kap. 6.2.1.1.4]

Kmitočtová charakteristika by měla být v celém akustickém pásmu konstantní. Podakustické a nadakustické pásmo je nutné co nejvíce utlumit, aby se případné složky nadakustickým pásmem nepřeložily do akustického pásma.

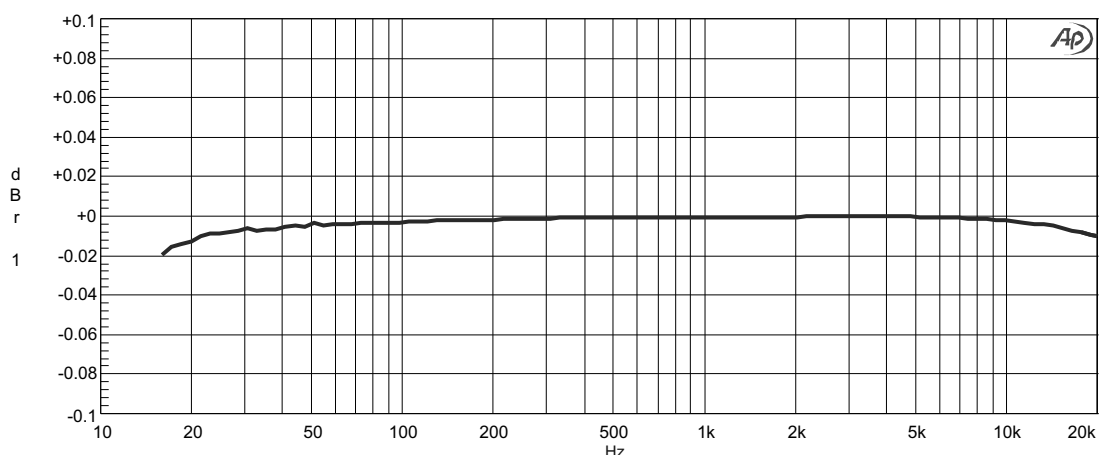
- Konfigurace pro měření kmitočtové charakteristiky A/D převodníku je v souboru `Kmit_char_ad.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.3)
- Úroveň  $-20$  dBFS (položka 3 na obr. 5.6) se nastaví panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- Vstup Digital@ISR (položka 1 na obr. 5.6) znamená digitální měření
- Nastavení reference (položka 12 na obr. 5.6) na  $-20$  dBFS
- Detektor 4/sec RMS (položky 7 a 8 na obr. 5.6)
- Filtr nevážený  $< 10$  Hz až  $f_S/2$  (položky 9, 10 a 11 na obr. 5.6)
- Panel Sweep: osa x je frekvence generátoru 10 Hz až 20 kHz (položky 3, 4 a 5 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je výstupní úroveň zařízení v dBr vztažená k  $-20$  dBFS
- Výsledná charakteristika je na obr. 5.15

Charakteristika z obr. 5.15 je téměř konstantní. Pro frekvence nad 20 kHz se začne projevovat útlumová charakteristika analogového a digitálního filtru zařízení.

## i) Maximální vstupní amplituda A/D převodníku [3, kap. 6.2.1.1.5]

Audio Precision

04/28/12 14:55:31



Obr. 5.15: Frekvenční charakteristika A/D převodníku

Maximální vstupní amplituda je vstupní amplituda při zkreslení menším než 1%. Stanovuje se z důvodu určení maximálního vstupního napětí, při kterém ještě nedochází k degradaci signálu vlivem saturace analogových obvodů před převodníkem. Při tomto vstupním napětí se maximálně využije rozsah daného převodníku.

- Konfigurace pro měření maximální vstupní amplitudy A/D převodníku je v souboru `Max_in_amp_ad.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.3)
- Vstup Digital@ISR (položka 1 na obr. 5.6) znamená digitální měření
- Úroveň 0 dBFS (položka 3 na obr. 5.6) se nastaví panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- Detektor 4/sec RMS (položky 7 a 8 na obr. 5.6)
- Filtr nevážený  $< 10$  Hz až  $f_s/2$  (položky 9, 10 a 11 na obr. 5.6)
- Pokud je zkreslení THD+N Ratio (položka 5 na obr. 5.6) větší než 1%, pak se nastaví THD+N Ratio na 1% panelem Regulation, kde je měněna vstupní úroveň signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- Výsledek měření maximální vstupní amplitudy:  $3,574 V_{rms}$  při zkreslení 0,0114 %

Tento parametr by měl být určován pro frekvence od 10 Hz do  $(0,46 \cdot f_s)$ . Parametr byl změřen pouze pro jednu frekvenci a to z důvodu nemožnosti zajištění podmínky úrovně 0 dBFS s THD+N menším než 1 % nebo udržování THD+N na 1 % při THD+N větším než 1 %.

j) Maximální výstupní amplituda D/A převodníku [3, kap. 6.2.1.1.6]



Maximální výstupní amplituda je výstupní amplituda při kreslení menším než 1%. Stanovuje se z důvodu určení maximálního výstupního napětí, při kterém ještě nedochází k degradaci signálu vlivem velkého zkreslení, a které zpracovávají další zařízení v řetězci za převodníkem. Při tomto výstupním napětí se maximálně využije rozsah daného převodníku.

- Konfigurace pro měření maximální výstupní amplitudy D/A převodníku je v souboru `Max_out_amp_da.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni 0 dBFS (položka 5 na obr. 5.4)
- Detektor 4/sec RMS (položky 8 a 9 na obr. 5.5)
- Filtr nevážený < 10 Hz až 22 kHz (položky 10, 11 a 12 na obr. 5.5)
- Pokud je zkreslení THD+N Ratio (položka 6 na obr. 5.5) větší než 1%, pak se nastaví THD+N Ratio na 1% panelem Regulation, kde je měněna vstupní úroveň signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- Výsledek měření maximální výstupní amplitudy:  $3,46 V_{rms}$  při zkreslení 0,0019%

Tento parametr by měl být určován pro frekvence od 10 Hz do  $(0,46 \cdot f_s)$ . Parametr byl změřen pouze pro jednu frekvenci a to z důvodu nemožnosti zajištění podmínky úrovně 0 dBFS s THD+N menším než 1% nebo udržování THD+N na 1% při THD+N větším než 1%.

#### k) Polarita D/A převodníku [3, kap. 6.2.1.1.7]

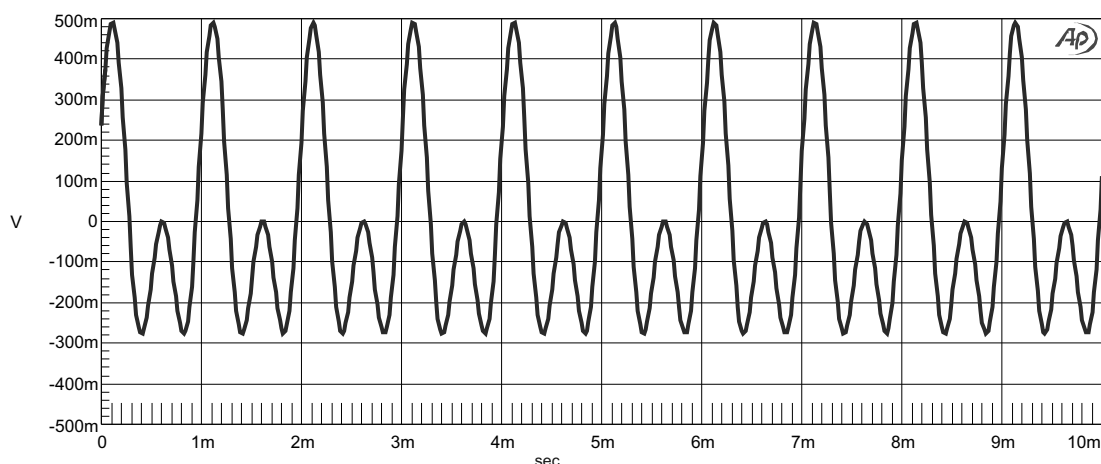
Pokud by zařízení invertovalo polaritu signálu může docházet k deformaci prostorového obrazu a frekvenčních charakteristiky při vícekanálové reprodukci.

- Konfigurace pro měření polarity D/A převodníku je v souboru `Polarita_da.at27`
- Vstupní signál speciální pro měření polarity na 997 Hz (položky 1, 2 a 3 na obr. 5.4) o úrovni -20 dBFS (položka 5 na obr. 5.4)
- Filtr nevážený < 10 Hz až > 500 kHz (položky 10, 11 a 12 na obr. 5.5)
- FFT analyzátor (položka 2 na obr. 5.7) se vstupem HiRes A/D @65536 (položka 1 na obr. 5.7)
- FFT 32768, okno Equiripple, DC vazba a průměrování 1 (položky 5, 6, 7 a 8 na obr. 5.7)
- Panel Sweep: osa x je FFT v časové oblasti do 10 ms, (položky 3 a 5 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je napětí FFT analýzy ve V
- Výsledný průběh signálu je na obr. 5.16.

Z obr. 5.16 je vidět, že kladná amplituda je větší než záporná. To odpovídá generovanému signálu a zařízení tudíž neinvertuje polaritu.

Audio Precision

04/16/12 15:17:31



Obr. 5.16: Výstupní průběh signálu pro kontrolu polaritu D/A převodníku

#### 1) Polarita A/D převodníku [3, kap. 6.2.1.1.7]

Pokud by zařízení invertovalo polaritu signálu může docházet k deformaci prostorového obrazu a frekvenčních charakteristiky při vícekanálové reprodukci.

- Konfigurace pro měření polaritu A/D převodníku je v souboru `Polarita_ad.at27`
- Vstupní signál speciální pro měření polaritu na 997 Hz (položky 1, 2 a 4 na obr. 5.3)
- Úroveň  $-20$  dBFS (položka 4 na obr. 5.7) se nastaví panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- FFT analyzátor (položka 2 na obr. 5.7) se vstupem Digital@ISR (položka 1 na obr. 5.7)
- FFT 32768, okno Equiripple, DC vazba a průměrování 1 (položky 5, 6, 7 a 8 na obr. 5.7)
- Panel Sweep: osa x je FFT v časové oblasti do 10 ms, (položky 3 a 5 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je úroveň FFT analýzy ve V
- Výsledný průběh signálu je na obr. 5.17.

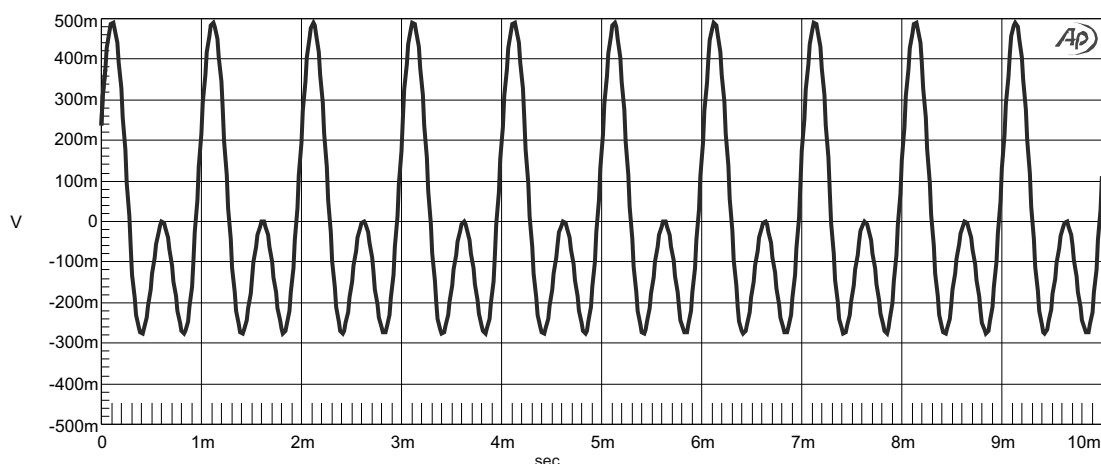
Z obr. 5.17 je vidět, že kladná amplituda je větší než záporná. To odpovídá generovanému signálu a zařízení tudíž neinvertuje polaritu.

### 5.2.2 Lineární reakce zařízení související s časem

#### a) Fázová odezva D/A převodníku [3, kap. 6.2.1.2.1]

Audio Precision

04/16/12 15:17:31



**Obr. 5.17:** Výstupní průběh signálu pro kontrolu polaritu D/A převodníku

Fázová charakteristika musí v ideálním případě lineárně růst s kmitočtem, v opačném případě dochází k deformaci tvaru zpracovávaného signálu. Zmiňovaná linearita je patrná na průběhu skupinového zpoždění nebo odchylce od lineární závislosti.

- Konfigurace pro měření fáze D/A převodníku je v souboru `Faz_odezva_da.at27`
- Vstupní pseudonáhodný signál MLS White#1 (položky 1 a 3 na obr. 5.4) o úrovni  $-20$  dBFS (položka 5 na obr. 5.4)
- Quasi-anechoic acoustical tester (položka 2 na obr. 5.8) se vstupem HiRes A/D @SSR (položka 1 na obr. 5.8)
- Měření impulsní odezvy bez okna (položky 5 a 6 na obr. 5.8)
- Zdroj spouštění digitální generátor s průměrováním 1 (položky 7 a 8 na obr. 5.8)
- Zobrazování vzorků (položky 9 na obr. 5.8)
- Panel Sweep: osa x je frekvence MLS generátoru od 10 Hz do  $f_S/2$  (položky 3, 4 a 5 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) fáze MLS analyzátoru ve stupních
- Výsledný průběh fáze je na obr. 5.18.

Výsledkem měření fázové odezvy by měl být graf rozdílu fáze mezi fází signálu na dané frekvenci a na frekvenci 997 Hz v závislosti na frekvenci vstupního signálu. Graf na obr. 5.18 ukazuje pouze fázi, která není vztahována k fázi na 997 Hz.

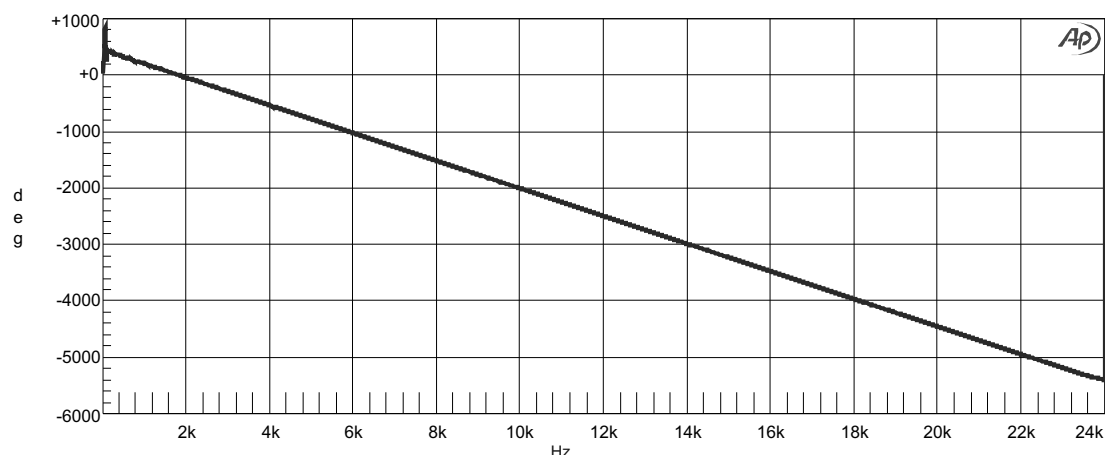
#### b) Fázová odezva A/D převodníku [3, kap. 6.2.1.2.1]

Fázová charakteristika musí v ideálním případě lineárně růst s kmitočtem, v opačném případě dochází k deformaci tvaru zpracovávaného signálu. Zmiňovaná linearita je patrná na průběhu skupinového zpoždění nebo odchylce od lineární závislosti.

- Konfigurace pro měření fáze A/D převodníku je v souboru `Faz_odezva_ad.at27`

Audio Precision

04/16/12 15:58:31

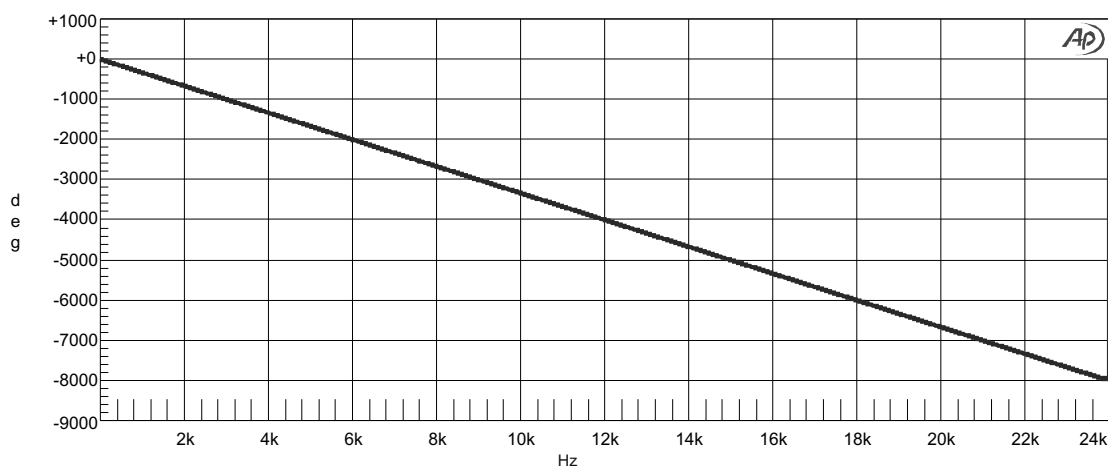


Obr. 5.18: Výstupní průběh fáze D/A převodníku

- Vstupní pseudonáhodný signál MLS White#1 (položky 1 a 4 na obr. 5.3)
- Úroveň  $-20$  dBFS (položka 4 na obr. 5.8) se nastaví panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- Měření impulsní odezvy bez okna (položky 5 a 6 na obr. 5.8)
- Zdroj spouštění analogový generátor s průměrováním 1 (položky 7 a 8 na obr. 5.8)
- Zobrazování vzorků (položka 9 na obr. 5.8)
- Panel Sweep: osa x je frekvence MLS generátoru od 10 Hz do  $f_S/2$  (položky 3, 4 a 5 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) fáze MLS analyzátoru ve stupních
- Výsledný průběh fáze je na obr. 5.19

Audio Precision

04/23/12 17:32:51



Obr. 5.19: Výstupní průběh fáze A/D převodníku

Výsledkem měření fázová odezvy by měl být graf rozdílu fáze mezi fází signálu na dané frekvenci a na frekvenci 997 Hz v závislosti na frekvenci vstupního signálu. Graf na obr. 5.19 ukazuje pouze fázi, která není vztažena k fázi na 997 Hz.

c) Skupinové zpoždění D/A převodníku [3, kap. 6.2.1.2.2]

Skupinové zpoždění se vypočítává z fázové odezvy převodníku. Postup výpočtu je uveden v kapitole 2.1.2 b). Výsledkem by měl být graf skupinového zpoždění v závislosti na frekvenci vstupního signálu.

d) Skupinové zpoždění A/D převodníku [3, kap. 6.2.1.2.2]

Skupinové zpoždění se vypočítává z fázové odezvy převodníku. Postup výpočtu je uveden v kapitole 2.2.2 b). Výsledkem by měl být graf skupinového zpoždění v závislosti na frekvenci vstupního signálu.

e) Mezikanálová fázová odezva D/A převodníku [3, kap. 6.2.1.2.3]

Pokud je patrný významný fázový rozdíl mezi kanály, pak může dojít k deformaci prostorového obrazu při vícekanálové reprodukci, případně deformaci frekvenční charakteristiky zařízení.

- Konfigurace pro měření mezikanálové fázové odezvy D/A převodníku je v souboru `Mezikan_faz_odezva_da.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni  $-20$  dBFS (položka 5 na obr. 5.4)
- Měření Phase ve stupních (položka 5 na obr. 5.5)
- Panel Sweep: osa x je frekvence generátoru od 10 Hz do 22 kHz (položky 3, 4 a 5 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je rozdíl fáze mezi kanály ve stupních
- Výsledná charakteristika je na obr. 5.20

Na obr. 5.20 je vidět, že rozdíl fáze mezi kanály je od 200 Hz do 1 kHz téměř nulový. Pod 200 Hz a nad 1 kHz se tento rozdíl zvětšuje až do  $\pm 0,1^\circ$ . To není tak výrazná změna.

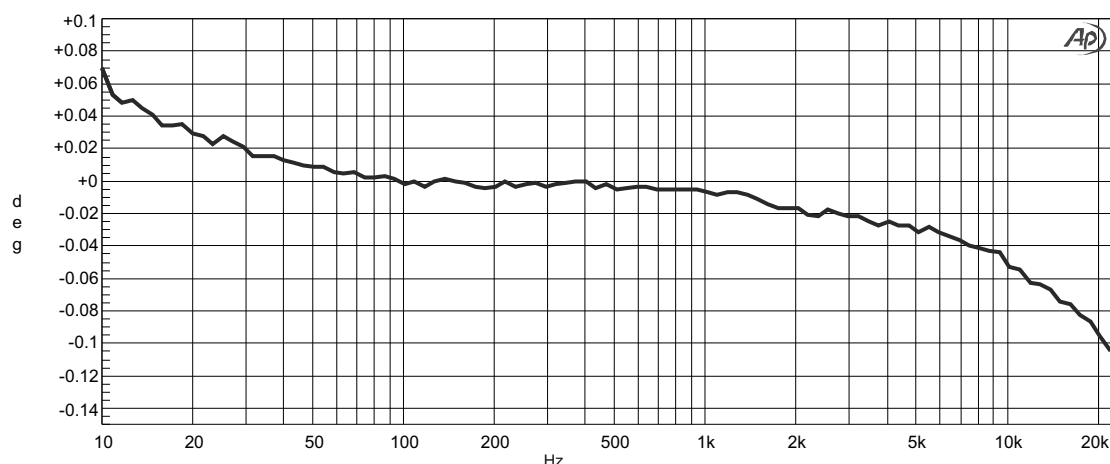
f) Mezikanálová fázová odezva A/D převodníku [3, kap. 6.2.1.2.3]

Pokud je patrný významný fázový rozdíl mezi kanály, pak může dojít k deformaci prostorového obrazu při vícekanálové reprodukci, případně deformaci frekvenční charakteristiky zařízení.

- Konfigurace pro měření mezikanálové fázové odezvy A/D převodníku je v souboru `Mezikan_faz_odezva_ad.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.3)

Audio Precision

04/17/12 13:53:2

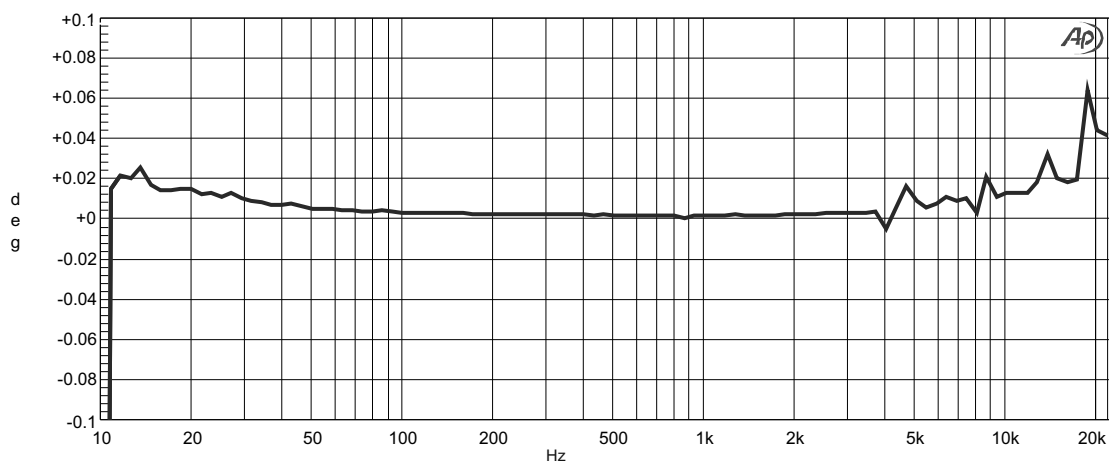


Obr. 5.20: Průběh mezikanálové fázové odezvy D/A převodníku v závislosti frekvenci

- Úroveň  $-20$  dBFS (položka 3 na obr. 5.6) se nastaví pro oba kanály panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- Vstup Digital@ISR (položka 1 na obr. 5.6) znamená digitální měření
- Měření Phase ve stupních (položka 5 na obr. 5.6)
- Panel Sweep: osa x je frekvence generátoru od 10 Hz do 22 kHz (položky 3, 4 a 5 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je Phase DSP analyzátoru ve stupních
- Výsledná charakteristika je na obr. 5.21

Audio Precision

04/17/12 13:50:01



Obr. 5.21: Průběh mezikanálové fázové odezvy A/D převodníku v závislosti frekvenci

Na obr. 5.21 je vidět, že rozdíl fáze mezi kanály je od 100 Hz do 4 kHz téměř nulový. Pod 100 Hz a nad 4 kHz se tento rozdíl zvětšuje až do  $0,07^\circ$ . To není tak výrazná změna.

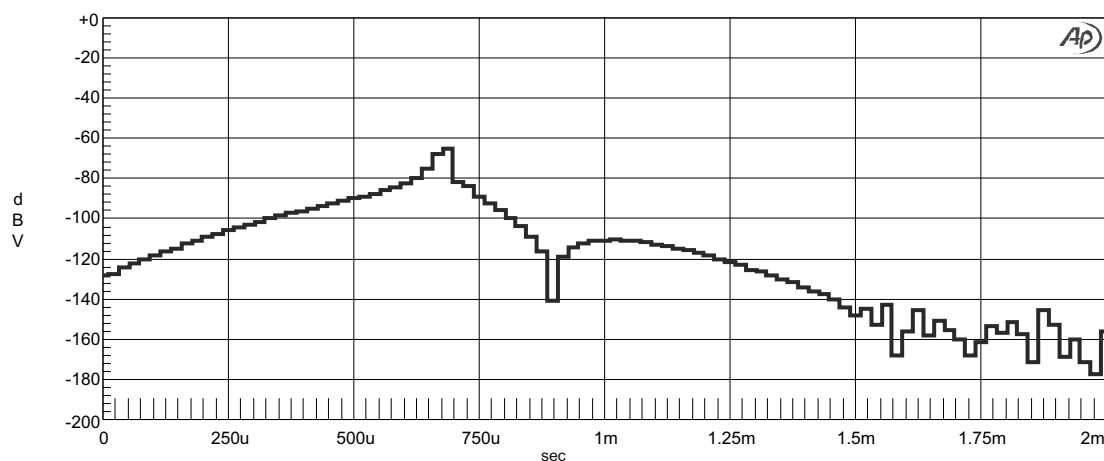
## g) Zpoždění průchodem přes testované zařízení (D/A převodník) [3, kap. 6.2.1.2.4]

Parametr určuje zpoždění zpracování signálu v daném zařízení.

- Konfigurace pro měření zpoždění signálu průchodem přes D/A převodník je v souboru `Zpozd_pres_zarizeni_da.at27`
- Vstupní pseudonáhodný signál MLS White#1 (položky 1 a 4 na obr. 5.3)
- Úroveň  $-20$  dBFS (položka 4 na obr. 5.8) se nastaví panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- Měření impulsní odezvy bez okna (položky 5 a 6 na obr. 5.8)
- Zdroj spouštění analogový generátor s průměrováním 1 (položky 7 a 8 na obr. 5.8)
- Display Samples (položka 9 na obr. 5.8)
- Panel Sweep: osa x je MLS analyzátor v časové oblasti od 0 ms do 10 ms (položky 3, 4 a 5 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) amplituda změřená MLS analyzátozem v dBV
- Výsledný časový průběh je na obr. 5.22.
- Výsledné zpoždění je doba odpovídající největší amplitudě testovacího signálu, tedy  $678,5 \mu s$

Audio Precision

04/16/12 16:20:0'



**Obr. 5.22:** Časový průběh pseudonáhodného signálu procházejícího D/A převodníkem

Na obr. 5.22 je vidět, jak dlouho trvá pseudonáhodnému vstupnímu signálu průchod zařízením. Měřené zařízení má zpoždění  $678,5 \mu s$ . Při vzorkovací frekvenci 48 kHz to znamená 32,5 vzorkovacích cyklů.

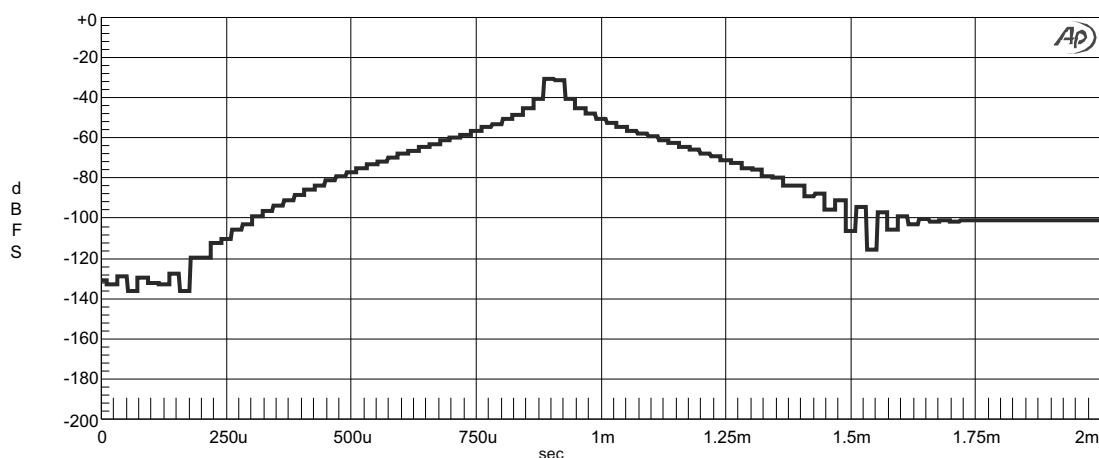
## h) Zpoždění průchodem přes testované zařízení (A/D převodník) [3, kap. 6.2.1.2.4]

Parametr určuje zpoždění zpracování signálu v daném zařízení.

- Konfigurace pro měření zpoždění signálu průchodem přes A/D převodník je v souboru `Zpozd_pres_zarizeni_ad.at27`
- Vstupní pseudonáhodný signál MLS White#1 (položky 1 a 4 na obr. 5.3)
- Úroveň  $-20$  dBFS (položka 4 na obr. 5.8) se nastaví panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- Měření impulsní odezvy bez okna (položky 5 a 6 na obr. 5.8)
- Zdroj spouštění analogový generátor s průměrováním 1 (položky 7 a 8 na obr. 5.8)
- Zobrazování vzorků (položka 9 na obr. 5.8)
- Panel Sweep: osa x je MLS analyzátor v časové oblasti od 0 ms do 10 ms (položky 3, 4 a 5 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) amplituda změřená MLS analyzátozem v dBFS
- Výsledný časový průběh je na obr. 5.23.
- Výsledné zpoždění je doba odpovídající největší amplitudě testovacího signálu, tedy  $886 \mu s$

Audio Precision

04/16/12 16:25:41



**Obr. 5.23:** Časový průběh pseudonáhodného signálu procházejícího A/D převodníkem

Na obr. 5.23 je vidět, jak dlouho trvá pseudonáhodnému vstupnímu signálu průchod zařízením. Měřené zařízení má zpoždění  $886 \mu s$ . Při vzorkovací frekvenci 48 kHz to znamená 42,5 vzorkovacích cyklů.

### 5.2.3 Amplitudová nelinearita

a) Zkreslení a šum D/A převodníku [3, kap. 6.2.2.1]

Všechny signály, které se objeví na výstupu měřeného zařízení, a které na vstupu nebyly, jsou nežádoucí. V tomto parametru se jedná o harmonické signály vstupního



signálu vytvořené převodníkem. Ty současně s přidaným šumem zvedají spodní hranici celkového šumu, což je nežádoucí z důvodu rozeznávání bitů s malou váhou. Tyto bity mohou být vlivem rušivých signálů pod spodní hranicí šumu a nebudou tedy efektivně využity převodníkem.

- Konfigurace pro měření zkreslení a šumu D/A převodníku je v souboru `Zkres_a_sum_da.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni  $-1$  dBFS (položka 5 na obr. 5.4)
- Detektor 4/sec RMS (položky 8 a 9 na obr. 5.5)
- Filtr nevážený  $< 10$  Hz až 22 kHz (položky 10, 11 a 12 na obr. 5.5)
- Měření THD+N Ratio v % nebo v dB (položka 6 na obr. 5.5)
- Výsledek měření: zkreslení a šum 0,00114 % nebo  $-98,86$  dB (položka 7 na obr. 5.5)

Výrobce měřeného zařízení udává THD+N  $-100$  dB, viz příloha A. To se o 1,14 dB liší od naměřené hodnoty.

b) Zkreslení a šum A/D převodníku [3, kap. 6.2.2.1]

Všechny signály, které se objeví na výstupu měřeného zařízení, a které na vstupu nebyly, jsou nežádoucí. V tomto parametru se jedná o harmonické signály vstupního signálu vytvořené převodníkem. Ty současně s přidaným šumem zvedají spodní hranici celkového šumu, což je nežádoucí z důvodu rozeznávání bitů s malou váhou. Tyto bity mohou být vlivem rušivých signálů pod spodní hranicí šumu a nebudou tedy efektivně využity převodníkem.

- Konfigurace pro měření zkreslení a šumu A/D převodníku je v souboru `Zkres_a_sum_ad.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.3)
- Úroveň  $-1$  dBFS (položka 3 na obr. 5.6) se nastaví panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- Vstup Digital@ISR (položka 1 na obr. 5.6) znamená digitální měření
- Detektor 4/sec RMS (položky 7 a 8 na obr. 5.6)
- Filtr nevážený  $< 10$  Hz až  $f_S/2$  (položky 9, 10 a 11 na obr. 5.6)
- Měření THD+N Ratio v % nebo THD+N Ampl v dB (položka 5 na obr. 5.6)
- Výsledek měření: zkreslení a šum 0,00110 % nebo  $-99,17$  dB (položka 6 na obr. 5.6)

Výrobce měřeného zařízení udává THD+N  $-104$  dB, viz příloha A. To se o 4,83 dB liší od naměřené hodnoty.

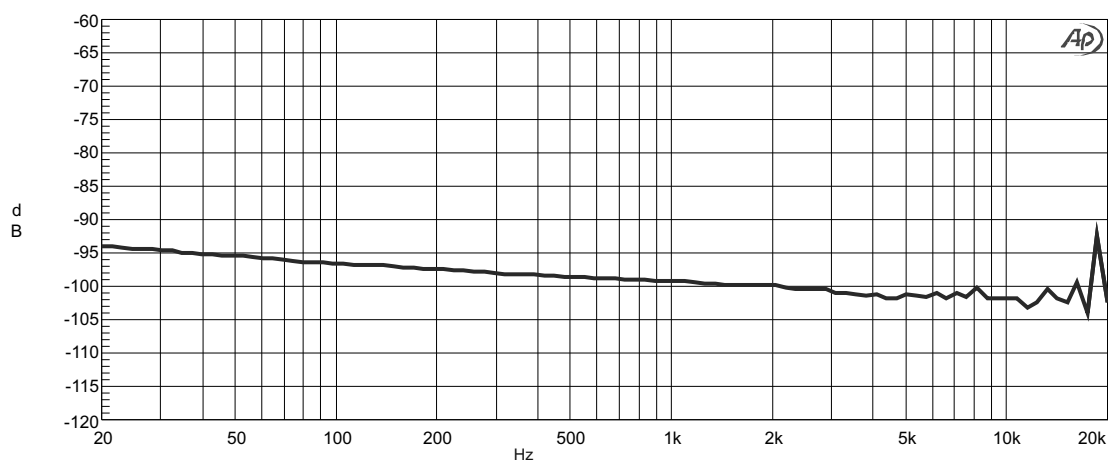
## c) Závislost zkreslení a šumu D/A převodníku na frekvenci [3, kap. 6.2.2.2]

Parametrem se zjišťuje jaké frekvence jsou náchylné na zkreslení a šum.

- Konfigurace pro měření zkreslení a šumu D/A převodníku v závislosti na frekvenci je v souboru `Zkres_a_sum_vs_frekv_da.at27`
- Nastavení podle 5.2.3 a)
- Panel Sweep: osa x je frekvence generátoru 20 Hz až  $0,46 \cdot f_S$  (položky 3, 4 a 5 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je THD+N Ratio v dB
- Výsledná charakteristika je na obr. 5.24

Audio Precision

04/18/12 14:43:51



**Obr. 5.24:** Průběh zkreslení a šumu D/A převodníku v závislosti na frekvenci

Jak je vidět z obr. 5.24, zkreslení a šum klesá se vzrůstající frekvencí vstupního signálu. Přibližně od 7 kHz je tento graf pouze informativní, protože se v pásmu do 22 kHz nebudou vyskytovat 3. a pak i 2. harmonická složka, ze kterých se THD+N počítá.

## d) Závislost zkreslení a šumu A/D převodníku na frekvenci [3, kap. 6.2.2.2]

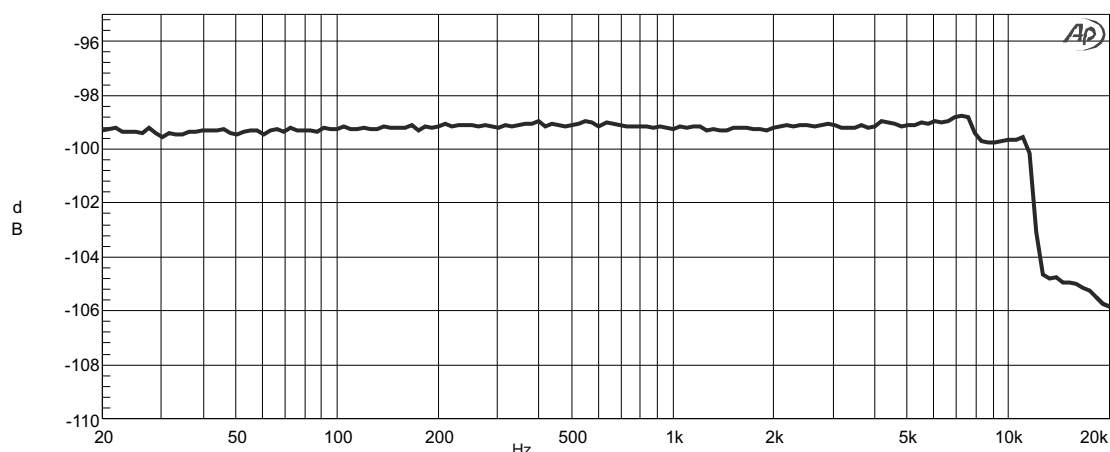
Parametrem se zjišťuje jaké frekvence jsou náchylné na zkreslení a šum.

- Konfigurace pro měření zkreslení a šumu A/D převodníku v závislosti na frekvenci je v souboru `Zkres_a_sum_vs_frekv_ad.at27`
- Nastavení podle 5.2.3 b)
- Panel Sweep: osa x je frekvence generátoru 20 Hz až  $0,46 \cdot f_S$  (položky 3, 4 a 5 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je THD+N Ratio v dB
- Výsledná charakteristika je na obr. 5.25

Jak je vidět z obr. 5.25, zkreslení a šum je v pásmu do 7,5 kHz konstantní se vzrůstající frekvencí vstupního signálu. Od této frekvence je pouze informativní, protože se

Audio Precision

04/17/12 14:18:1



**Obr. 5.25:** Průběh zkreslení a šumu A/D převodníku v závislosti na frekvenci

v pásmu do 22 kHz nebudou vyskytovat 3. a pak i 2. harmonická složka, ze kterých se THD+N počítá.

e) Závislost zkreslení a šumu D/A převodníku na amplitudě [3, kap. 6.2.2.3]

Zkreslení a šum by nemělo záviset na úrovni vstupního signálu, jestliže se měření bude provádět absolutně.

- Konfigurace pro měření zkreslení a šumu D/A převodníku v závislosti na amplitudě je v souboru `Zkres_a_sum_vs_ampl_da.at27`
- Nastavení podle 5.2.3 a)
- Panel Sweep: osa x je úroveň vstupního signálu od 0 dBFS do  $-80$  dBFS s krokem 80 (položky 3, 4, 5 a 6 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je THD+N Ratio v dB
- Výsledná charakteristika je na obr. 5.26

Na obr. 5.26 je vidět, že se zmenšováním úrovně signálu zkreslení roste. Je to způsobeno hlavně tím, že se do měření započítává i hladina šumu, protože se měří v relativních jednotkách. S klesající úrovní vstupního signálu se bude více projevovat šum. Pro zamezení této chyby ve výsledku by se mělo THD+N vyjadřovat v dBFS.

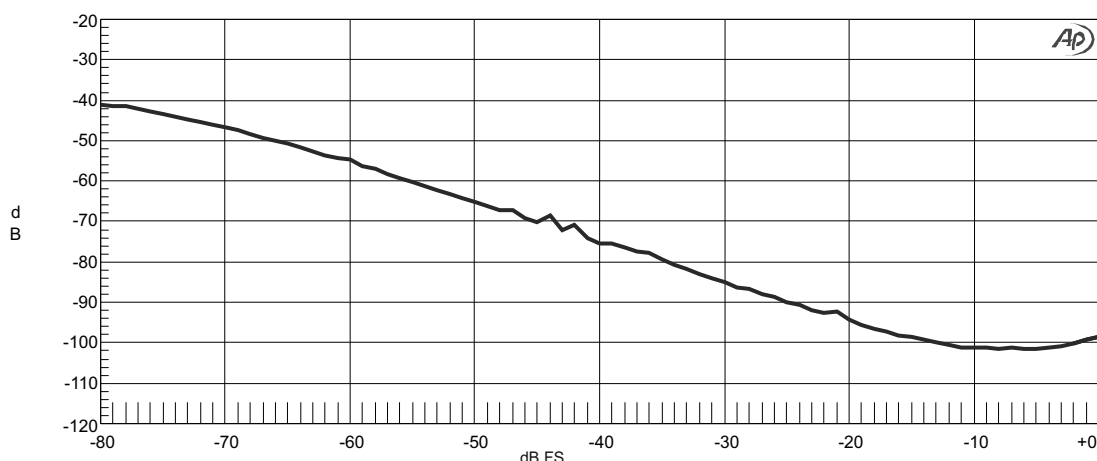
f) Závislost zkreslení a šumu A/D převodníku na amplitudě [3, kap. 6.2.2.3]

Zkreslení a šum by nemělo záviset na úrovni vstupního signálu, jestliže se měření bude provádět absolutně.

- Konfigurace pro měření zkreslení a šumu A/D převodníku v závislosti na amplitudě je v souboru `Zkres_a_sum_vs_ampl_ad.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.3)

Audio Precision

04/18/12 14:57:41



**Obr. 5.26:** Průběh zkreslení a šumu D/A převodníku v závislosti na amplitudě

- Úroveň 0 dBFS (položka 3 na obr. 5.6) se nastaví panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- Nastavení reference (položka 7 na obr. 5.3) klávesou F3
- Vstup Digital@ISR (položka 1 na obr. 5.6) znamená digitální měření
- Detektor 4/sec RMS (položky 7 a 8 na obr. 5.6)
- Filtr nevážený  $< 10$  Hz až  $f_s/2$  (položky 9, 10 a 11 na obr. 5.6)
- Měření THD+N Ratio v % nebo THD+N Ampl v dB (položka 5 na obr. 5.6)
- Panel Sweep: osa x je amplituda generátoru od 0 dBr (dBFS) do  $-80$  dBr (dBFS) s krokem 80 (položky 3, 4 a 5 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je THD+N Ratio v dB
- Výsledná charakteristika je na obr. 5.27

Na obr. 5.27 je vidět, že se zmenšováním úrovně signálu zkreslení roste. Je to způsobeno hlavně tím, že se do měření započítává i hladina šumu, protože se měří v relativních jednotkách. S klesající úrovní vstupního signálu se bude více projevovat šum. Pro zamezení této chyby ve výsledku by se mělo THD+N vyjadřovat v dBFS.

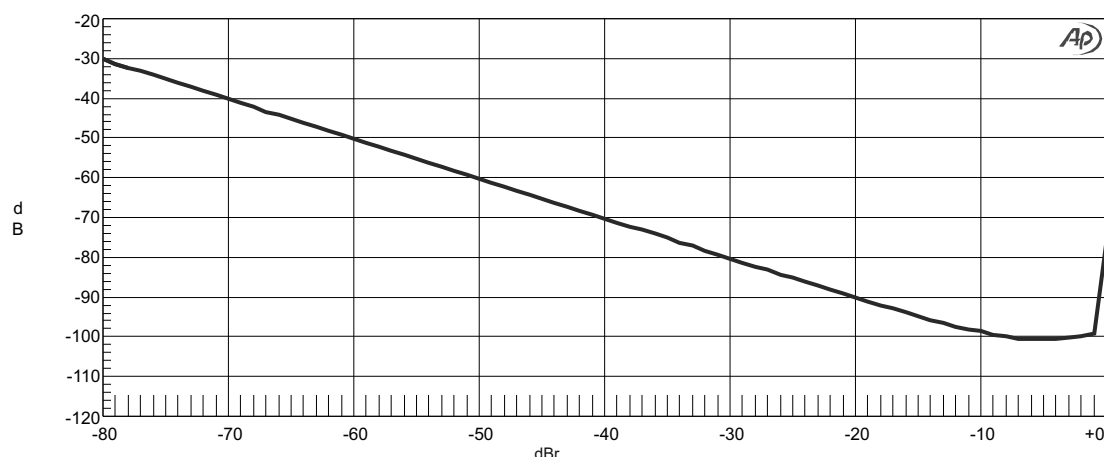
g) Individuální harmonické zkreslení D/A převodníku [3, kap. 6.2.2.4]

Tento parametr zjišťuje příspěvky jednotlivých harmonických složek harmonického zkreslení, které produkuje měřené zařízení. Tím se zvyšuje hladina šumu a zhoršuje se poměr signál-šum.

- Konfigurace pro měření zkreslení od individuálních harmonických D/A převodníku je v souboru `Individual_harmonic_zkres_fft_da.at27`

Audio Precision

04/18/12 14:50:4'



**Obr. 5.27:** Průběh zkreslení a šumu A/D převodníku v závislosti na amplitudě

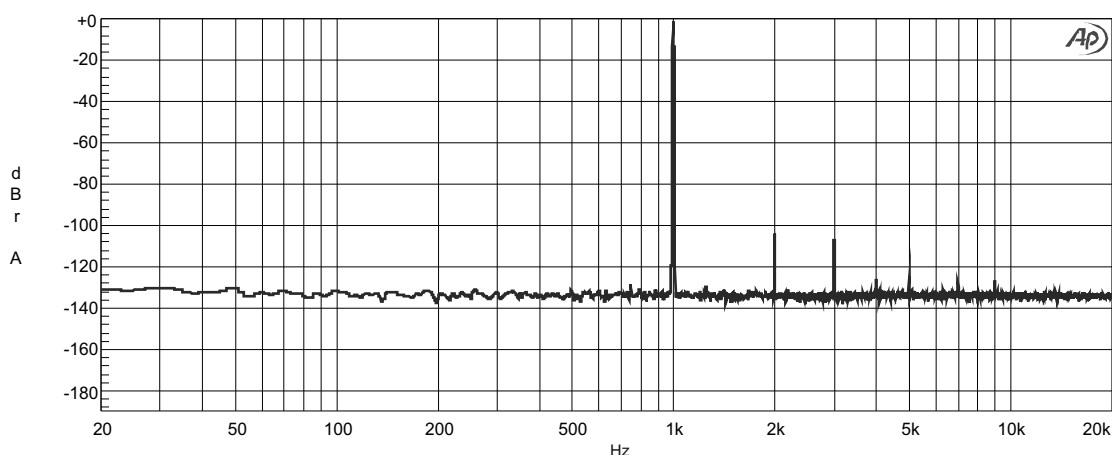
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni 0 dBFS (položka 5 na obr. 5.4)
- Nastavení reference (položka 13 na obr. 5.5) klávesou F4
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni  $-1$  dBFS (položka 5 na obr. 5.4)
- Detektor 4/sec RMS (položky 8 a 9 na obr. 5.5)
- Filtr nevážený  $< 10$  Hz až 22 kHz (položky 10, 11 a 12 na obr. 5.5)
- FFT analyzátor (položka 2 na obr. 5.7) se vstupem HiRes A/D @65536 (položka 1 na obr. 5.7)
- FFT 32768, okno Equiripple, DC vazba a průměrování 8 (položky 5, 6, 7 a 8 na obr. 5.7)
- Panel Sweep: osa x je FFT ve frekvenční oblasti od 20 Hz do 20 kHz s 8000 kroky (položky 3, 4, 5 a 6 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je úroveň FFT analýzy v dBr (tedy v dBFS)
- Výsledný průběh FFT analýzy je na obr. 5.28
- Zkreslení od 2. harmonické:  $\leq -103,76$  dBFS
- Zkreslení od 3. harmonické:  $\leq -107,43$  dBFS
- Zkreslení od 4. harmonické:  $\leq -125,81$  dBFS
- Zkreslení od 5. harmonické:  $\leq -124,48$  dBFS

h) Individuální harmonické zkreslení A/D převodníku [3, kap. 6.2.2.4]

Tento parametr zjišťuje příspěvky jednotlivých harmonických složek harmonického zkreslení, které produkuje měřené zařízení. Tím se zvyšuje hladina šumu a zhoršuje se poměr signál-šum.

Audio Precision

04/18/12 15:11:1



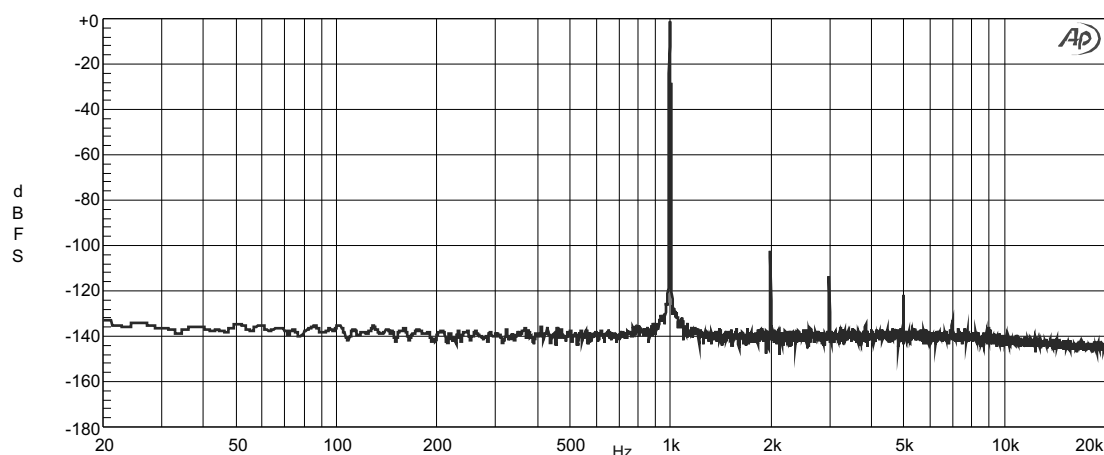
**Obr. 5.28:** Výsledek FFT analýzy výstupního signálu D/A převodníku pro měření individuálních harmonických složek

- Konfigurace pro měření zkreslení od individuálních harmonických A/D převodníku je v souboru `Individual_harmonic_zkres_fft.ad.at27`
  - Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.3)
  - Úroveň  $-1$  dBFS (položka 3 na obr. 5.6) se nastaví panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
  - FFT analyzátor (položka 2 na obr. 5.7) se vstupem Digital@ISR (položka 1 na obr. 5.7)
  - FFT 32768, okno Equiripple, DC vazba a průměrování 8 (položky 5, 6, 7 a 8 na obr. 5.7)
  - Panel Sweep: osa x je FFT ve frekvenční oblasti od 20 Hz do 20 kHz s 8000 kroky (položky 3, 4, 5 a 6 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je úroveň FFT analýzy v dBFS
  - Výsledný průběh FFT analýzy je na obr. 5.29
  - Zkreslení od 2. harmonické:  $\leq -102,39$  dBFS
  - Zkreslení od 3. harmonické:  $\leq -113,35$  dBFS
  - Zkreslení od 4. harmonické:  $\leq -122,03$  dBFS
  - Zkreslení od 5. harmonické:  $\leq -132,91$  dBFS
- i) Celkové harmonické zkreslení D/A převodníku [3, kap. 6.2.2.5]

Celkové harmonické zkreslení udává RMS součet všech složek do 15. harmonické. Tento součet nezahrnuje šum. Proto může být hodnota THD příznivější než THD+N.

Audio Precision

04/18/12 15:19:01



**Obr. 5.29:** Výsledek FFT analýzy výstupního signálu A/D převodníku pro měření individuálních harmonických složek

- Konfigurace pro měření celkového harmonického zkreslení D/A převodníku je v souboru `Celkove_harm_zkresleni_da.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni 0 dBFS (položka 5 na obr. 5.4)
- Nastavení reference (položka 13 na obr. 5.5) klávesou F4
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni  $-1$  dBFS (položka 5 na obr. 5.4)
- Detektor 4/sec RMS (položky 8 a 9 na obr. 5.5)
- Filtr nevážený  $< 10$  Hz až 22 kHz (položky 10, 11 a 12 na obr. 5.5)
- THD analyzátor (položka 2 na obr. 5.9) se vstupem HiRes A/D @65536 (položka 1 na obr. 5.9)
- Zahnutí všech harmonických do součtu (položky 6 a 9 na obr. 5.9)
- Výsledný součet (položky 5 a 8 na obr. 5.9) je vyjádřený buď v dB (položka 4 na obr. 5.9) nebo v dBr (tedy dBFS) (položka 7 na obr. 5.9)
- Celkové harmonické zkreslení:  $-100,313$  dB nebo  $-101,313$  dBr (dBFS)

Výrobce měřeného zařízení udává THD  $-103$  dB, viz příloha A. To se o 2,687 dB liší od naměřené hodnoty.

j) Celkové harmonické zkreslení A/D převodníku [3, kap. 6.2.2.5]

Celkové harmonické zkreslení udává RMS součet všech složek do 15. harmonické. Tento součet nezahrnuje šum. Proto může být hodnota THD příznivější než THD+N.

- Konfigurace pro měření celkového harmonického zkreslení A/D převodníku je v souboru `Celkove_harm_zkresleni_ad.at27`

- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.3)
- Úroveň  $-1$  dBFS (položka 3 na obr. 5.6) se nastaví panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- THD analyzátor (položka 2 na obr. 5.9) se vstupem Digital@ISR (položka 1 na obr. 5.9)
- Zahrnutí všech harmonických do součtu (položky 6 a 9 na obr. 5.9)
- Výsledný součet (položky 5 a 8 na obr. 5.9) je vyjádřený buď v dB (položka 4 na obr. 5.9) nebo v dBFS (položka 7 na obr. 5.9)
- Celkové harmonické zkreslení:  $-100,949$  dB nebo  $-101,949$  dBFS

Výrobce měřeného zařízení udává THD  $-104$  dB, viz příloha A. To se o  $3,051$  dB liší od naměřené hodnoty.

k) Neharmonické zkreslení D/A převodníku [3, kap. 6.2.2.6]

Neharmonickým zkreslením se zkoumají rušivé složky, které nesouvisí se vstupním signálem, tedy nejsou to harmonické vstupního signálu.

- Konfigurace pro měření zkreslení od individuálních harmonických D/A převodníku je v souboru `Neharmonicke_zkresl_da.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni  $-1$  dBFS (položka 5 na obr. 5.4)
- Nastavení reference (položka 13 na obr. 5.5) klávesou F4
- Detektor 4/sec RMS (položky 8 a 9 na obr. 5.5)
- Filtr nevážený  $< 10$  Hz až  $22$  kHz (položky 10, 11 a 12 na obr. 5.5)
- FFT analyzátor (položka 2 na obr. 5.7) se vstupem HiRes A/D @65536 (položka 1 na obr. 5.7)
- FFT 32768, okno Equiripple, DC vazba a průměrování 32 (položky 5, 6, 7 a 8 na obr. 5.7)
- Panel Sweep: osa x je FFT ve frekvenční oblasti od  $20$  Hz do  $20$  kHz s  $8000$  kroky (položky 3, 4, 5 a 6 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je úroveň FFT analýzy v dBr vztažená k amplitudě vstupního signálu
- Výsledný průběh FFT analýzy je na obr. 5.30

Na obr. 5.30 je vidět složka na  $745,47$  Hz s úrovní  $-128,656$  dBr a složka na  $1,24$  kHz s úrovní  $-129,019$  dBr. Jsou to složky  $250$  Hz od frekvence vstupního signálu.

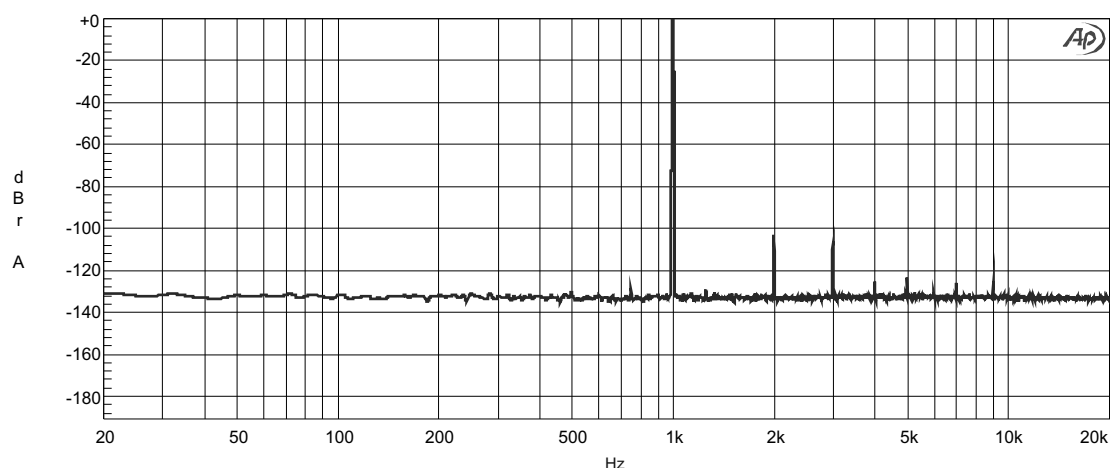
l) Neharmonické zkreslení A/D převodníku [3, kap. 6.2.2.6]

Neharmonickým zkreslením se zkoumají rušivé složky, které nesouvisí se vstupním signálem, tedy nejsou to harmonické vstupního signálu.



Audio Precision

04/23/12 21:14:4



**Obr. 5.30:** Výsledek FFT analýzy výstupního signálu D/A převodníku pro měření neharmonického zkreslení

- Konfigurace pro měření zkreslení od individuálních harmonických A/D převodníku je v souboru `Neharmonicke_zkresl_ad.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.3)
- Úroveň  $-1$  dBFS (položka 4 na obr. 5.7) se nastaví panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- Nastavení reference na  $-1$  dBFS (položka 9 na obr. 5.7)
- FFT analyzátor (položka 2 na obr. 5.7) se vstupem Digital@ISR (položka 1 na obr. 5.7)
- FFT 32768, okno Equiripple, DC vazba a průměrování 32 (položky 5, 6, 7 a 8 na obr. 5.7)
- Panel Sweep: osa x je FFT ve frekvenční oblasti od 20 Hz do 20 kHz s 8000 kroky (položky 3, 4, 5 a 6 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je úroveň FFT analýzy v dBr vztažená k amplitudě vstupního signálu
- Výsledný průběh FFT analýzy je na obr. 5.31

Na obr. 5.31 nejsou složky neharmonického zkreslení patrné.

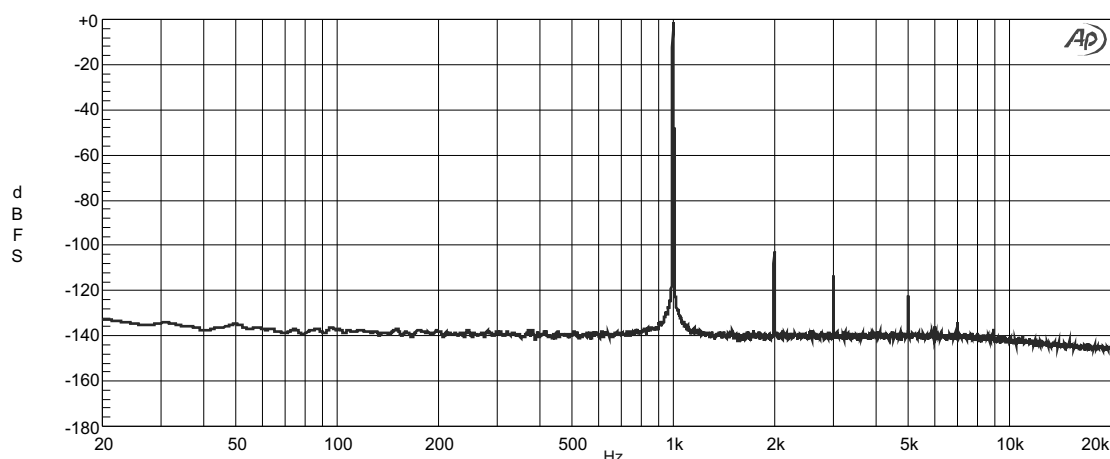
m) Intermodulační zkreslení D/A převodníku, blízké tóny [3, kap. 6.2.2.7]

Jelikož vstupní signál nebude obsahovat pouze jednu frekvenci, ale několik frekvenčních složek, využívá se proto metody měření intermodulačních rozdílových složek dvou tónů. V tomto případě blízkých o stejné úrovni.

- Konfigurace pro měření intermodulačního zkreslení D/A převodníku s blízkými tóny je v souboru `IMD_blizke_tony_da.at27`

Audio Precision

04/23/12 21:25:11



**Obr. 5.31:** Výsledek FFT analýzy výstupního signálu A/D převodníku pro měření neharmonického zkreslení

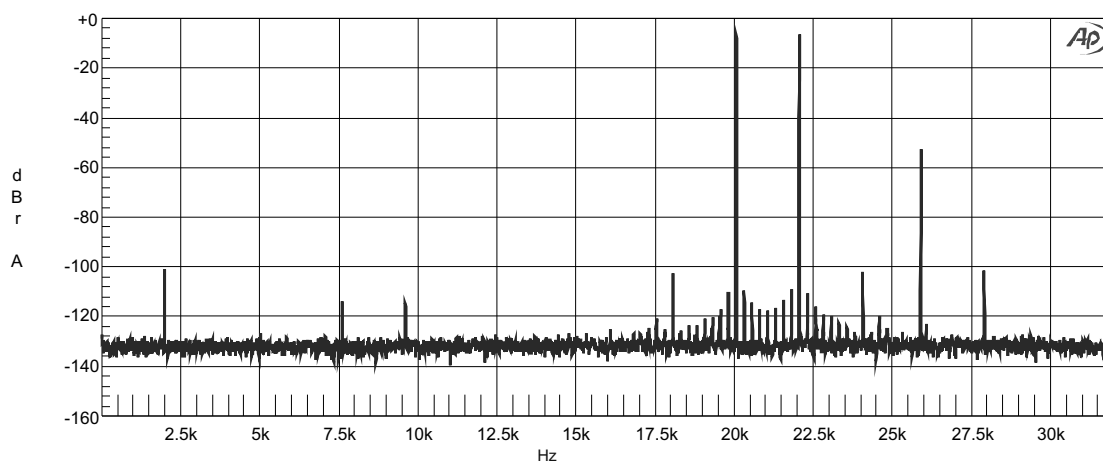
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položka 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni 0 dBFS (položka 5 na obr. 5.4)
- Nastavení reference (položka 13 na obr. 5.5) klávesou F4
- Vstupní signál IMD CCIF/DFD (položky 1 a 3 na obr. 5.4) o úrovni  $-1$  dBFS (položka 5 na obr. 5.4)
- Centrální frekvence nastavena na  $(0,46 \cdot f_S - 1 \text{ kHz})$ , rozpětí 2 kHz, tzn. jedna frekvence na  $(0,46 \cdot f_S)$  a druhá na  $(0,46 \cdot f_S - 2 \text{ kHz})$
- Detektor 4/sec RMS (položky 8 a 9 na obr. 5.5)
- Nastavení měřicí funkce na CCIF (položka 6 na obr. 5.5)
- FFT analyzátor (položka 2 na obr. 5.7) se vstupem HiRes A/D @65536 (položka 1 na obr. 5.7)
- FFT 32768, okno Equiripple, DC vazba a průměrování 8 (položky 5, 6, 7 a 8 na obr. 5.7)
- Panel Sweep: osa x je FFT ve frekvenční oblasti od 20 Hz do  $f_S/2$  s 8000 kroky (položky 3, 4, 5 a 6 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je úroveň FFT analýzy v dBr (tedy dBFS)
- Výsledný průběh FFT analýzy je na obr. 5.32
- Intermodulační zkreslení: 0,00165 % nebo  $-95,65$  dB (položka 7 na obr. 5.5)
- Intermodulační rozdílový produkt 2. řádu: 2 kHz,  $-100,95$  dBFS
- Intermodulační rozdílový produkt 3. řádu: 18,08 kHz,  $-102,75$  dBFS
- Z rovnice 5.1, kde  $A_2$  je úroveň intermodulačního rozdílového produktu 2. řádu a  $A_3$  je úroveň intermodulačního rozdílového produktu 3. řádu, lze dopočítat intermodulační zkreslení

- Intermodulační zkreslení dle rovnice 5.1:  $-95,78$  dB

$$IMD = 20 \log \left( 10^{\frac{A_2}{20}} + 10^{\frac{A_3}{20}} \right) \quad [dB] \quad (5.1)$$

Audio Precision

04/18/12 15:41:40



**Obr. 5.32:** Výsledek FFT analýzy výstupního signálu D/A převodníku pro měření intermodulačního zkreslení s blízkými tóny

Na obr. 5.32 jsou vidět rozdílové produkty na 2 kHz (2. řádu) a na 18,08 kHz (3. řádu).

#### n) Intermodulační zkreslení A/D převodníku, blízké tóny [3, kap. 6.2.2.7]

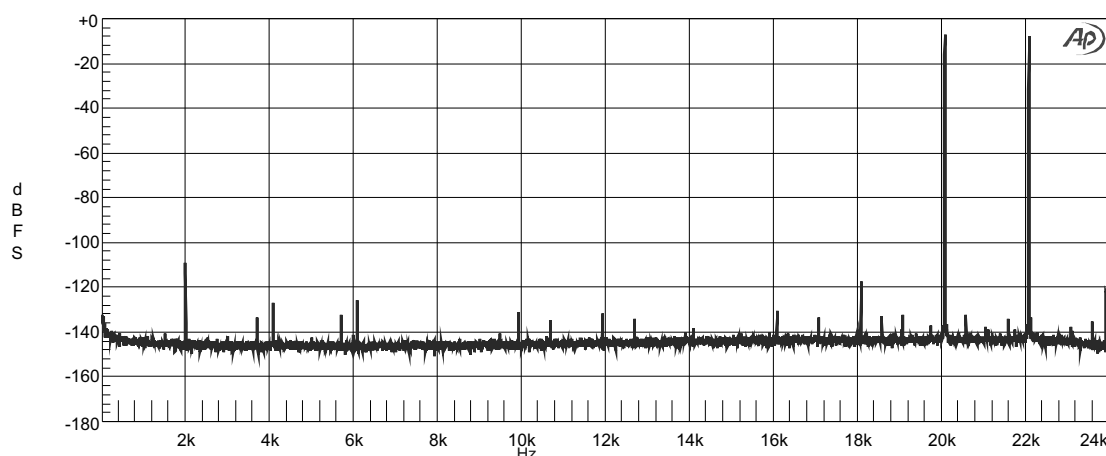
Jelikož vstupní signál nebude obsahovat pouze jednu frekvenci, ale několik frekvenčních složek, využívá se proto metody měření intermodulačních rozdílových složek dvou tónů. V tomto případě blízkých o stejné úrovni.

- Konfigurace pro měření intermodulačního zkreslení A/D převodníku s blízkými tóny je v souboru `IMD_blizke_tony_ad.at27`
- Vstupní signál IMD (D/A) CCIF/DFD (položky 1 a 4 na obr. 5.3)
- Centrální frekvence nastavena na  $(0,46 \cdot f_S - 1 \text{ kHz})$ , rozpětí 2 kHz, tzn. jedna frekvence na  $(0,46 \cdot f_S)$  a druhá na  $(0,46 \cdot f_S - 2 \text{ kHz})$
- Úroveň  $-1$  dBFS (položka 4 na obr. 5.7) se nastaví panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- FFT analyzátor (položka 2 na obr. 5.7) se vstupem Digital@ISR (položka 1 na obr. 5.7)
- FFT 32768, okno Equiripple, DC vazba a průměrování 8 (položky 5, 6, 7 a 8 na obr. 5.7)

- Panel Sweep: osa x je FFT ve frekvenční oblasti od 20 Hz do  $f_S/2$  s 8000 kroky (položky 3, 4, 5 a 6 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je úroveň FFT analýzy v dBFS
- Výsledný průběh FFT analýzy je na obr. 5.33
- Intermodulační rozdílový produkt 2. řádu: 2 kHz,  $-108,89$  dBFS
- Intermodulační rozdílový produkt 3. řádu: 18,08 kHz,  $-117,46$  dBFS
- Z rovnice 5.1, kde  $A_2$  je úroveň intermodulačního rozdílového produktu 2. řádu a  $A_3$  je úroveň intermodulačního rozdílového produktu 3. řádu, lze dopočítat intermodulační zkreslení
- Intermodulační zkreslení dle rovnice 5.1:  $-106,14$  dB

Audio Precision

04/24/12 10:21:2:



**Obr. 5.33:** Výsledek FFT analýzy výstupního signálu A/D převodníku pro měření intermodulačního zkreslení s blízkými tóny

Na obr. 5.33 jsou vidět rozdílové produkty na 2 kHz (2. řád) a na 18,08 kHz (3. řád).

o) Intermodulační zkreslení, vzdálené tóny pro D/A převodník [3, kap. 6.2.2.8]

Jelikož vstupní signál nebude obsahovat pouze jednu frekvenci, ale několik frekvenčních složek, využívá se proto metody měření intermodulačních rozdílových složek dvou tónů. V tomto případě vzdálených o různé úrovni. Okolo vyšší frekvence se objeví modulační produkty nižší frekvence. Tato modulace je pak měřena jako úroveň nežádoucích složek v RMS.

- Konfigurace pro měření intermodulačního zkreslení D/A převodníku se vzdálenými tóny je v souboru `IMD_vzdalene_tony_da.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni 0 dBFS (položka 5 na obr. 5.4)

- Nastavení reference (položka 13 na obr. 5.5) klávesou F4
- Vstupní signál IMD SMPTE/DIN 4:1 (položky 1 a 3 na obr. 5.4) o úrovni  $-1$  dBFS (položka 5 na obr. 5.4)
- Vysoká frekvence se nastaví na 7993 Hz, intermodulační frekvence na 41 Hz
- Detektor 4/sec RMS (položky 8 a 9 na obr. 5.5)
- Nastavení měřicí funkce na SMPTE/DIN (položky 6 na obr. 5.5)
- Výsledek měření intermodulačního zkreslení: 0,00872 % nebo  $-81,18$  dB (položka 7 na obr. 5.5)

p) Intermodulační zkreslení, vzdálené tóny pro A/D převodník [3, kap. 6.2.2.8]

Jelikož vstupní signál nebude obsahovat pouze jednu frekvenci, ale několik frekvenčních složek, využívá se proto metody měření intermodulačních rozdílových složek dvou tónů. V tomto případě vzdálených o různé úrovni. Okolo vyšší frekvence se objeví modulační produkty nižší frekvence. Tato modulace je pak měřena jako úroveň nežádoucích složek v RMS.

- Konfigurace pro měření intermodulačního zkreslení A/D převodníku se vzdálenými tóny je v souboru `IMD_vzdalene_tony_ad.at27`
- Vstupní signál IMD (D/A) SMPTE/DIN 4:1 (položky 1 a 4 na obr. 5.3)
- Vysoká frekvence se nastaví na 7993 Hz intermodulační frekvence na 41 Hz
- Úroveň  $-1$  dBFS (položka 4 na obr. 5.7) se nastaví panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- Vstup Digital@ISR (položka 1 na obr. 5.6) znamená digitální měření
- Detektor 4/sec RMS (položky 7 a 8 na obr. 5.6)
- Měřicí funkce se nastaví na SMPTE/DIN (položka 5 na obr. 5.6)
- Výsledek měření intermodulačního zkreslení: 0,00283 % nebo  $-90,96$  dB (položka 6 na obr. 5.6)

q) Závislost zisku na amplitudě (linearita) D/A převodníku [3, kap. 6.2.2.9]

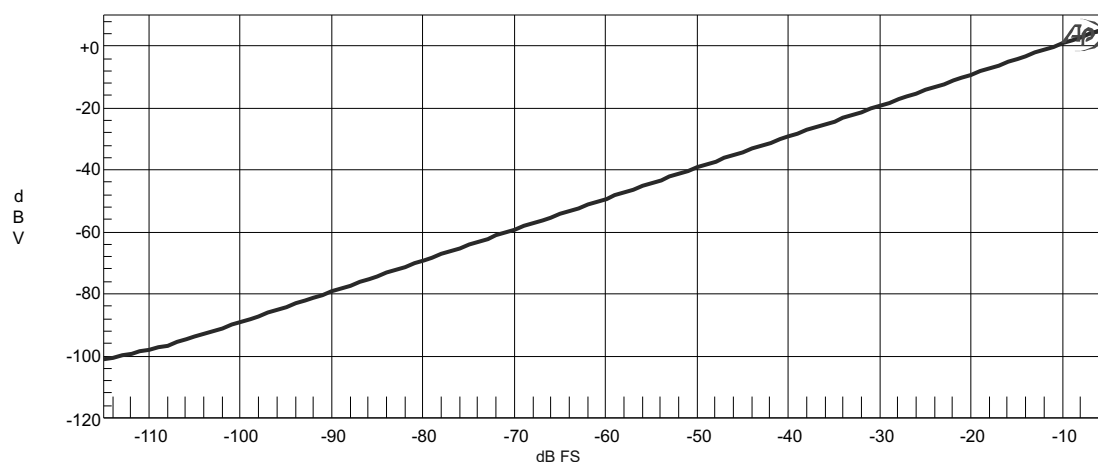
Zisk by měl být konstantní při vysoké i nízké úrovni vstupního signálu.

- Konfigurace pro měření zisku D/A převodníku v závislosti na amplitudě je v souboru `Zisk_na_amp_da.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni  $-20$  dBFS (položka 5 na obr. 5.4)
- Panel Sweep: osa x je úroveň vstupního signálu od  $-5$  dBFS do úrovně pro dosažení šumu prázdného kanálu s počtem kroků po 1 dBFS (položky 3, 4, 5 a 6 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je výstupní úroveň zařízení v dBV

- Výsledná charakteristika je na obr. 5.34

Audio Precision

04/24/12 10:41:5:



**Obr. 5.34:** Závislost výstupní úrovně D/A převodníku na vstupní úrovni

Na obr. 5.34 je vidět lineární závislost výstupní úrovně na vstupní. Pro závislost zisku na vstupní úrovni je třeba od každé naměřené hodnoty odečíst velikost vstupní úrovně.

r) Závislost zisku na amplitudě (linearita) A/D převodníku [3, kap. 6.2.2.9]

Zisk by měl být konstantní při vysoké i nízké úrovni vstupního signálu.

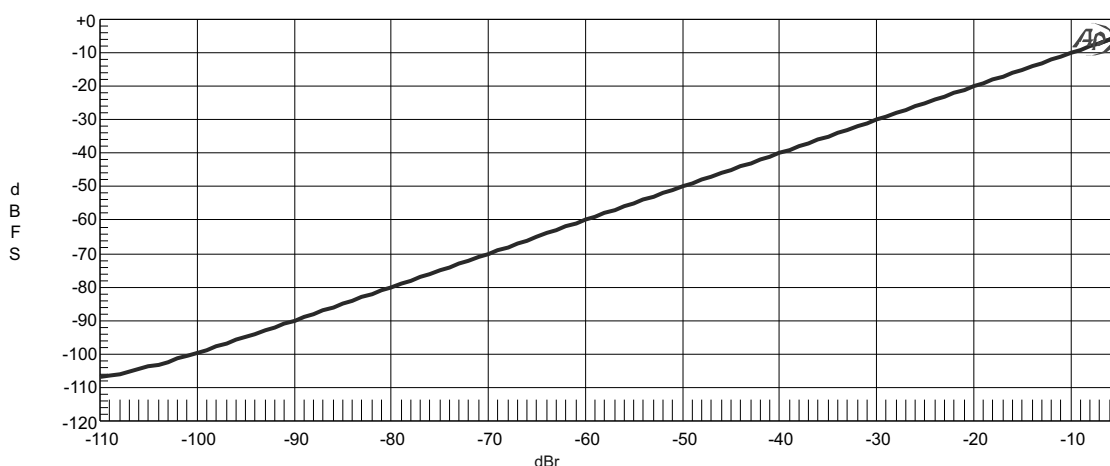
- Konfigurace pro měření zisku A/D převodníku v závislosti na amplitudě je v souboru `Zisk_na_amp_ad.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz pro (položky 1 a 2 na obr. 5.3)
- Úroveň 0 dBFS (položka 3 na obr. 5.6) se nastaví panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- Nastavení reference (položka 7 na obr. 5.3) klávesou F3
- Panel Sweep: osa x je úroveň vstupního signálu od  $-5$  dBr do úrovně pro dosažení šumu prázdného kanálu s počtem kroků po 1 dBr (položky 3, 4, 5 a 6 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je výstupní úroveň zařízení v dBFS
- Výsledná charakteristika je na obr. 5.35

Na obr. 5.35 je vidět lineární závislost výstupní úrovně na vstupní. Pro závislost zisku na vstupní úrovni je třeba změřit zisk při výstupní úrovni  $-20$  dBFS. Tuto hodnotu přičíst ke každé změřené hodnotě a ještě odečíst velikost vstupní úrovně.

s) Vnitřní produkty modulace signálu D/A převodníku [3, kap. 6.2.2.10]

Audio Precision

04/24/12 11:03:1



**Obr. 5.35:** Závislost výstupní úrovně A/D převodníku na vstupní úrovni

Vnitřní produkty modulace signálu mají souvislost s harmonickými síťového napětí. Tyto složky se mohou objevit jako modulace okolo přiváděného vstupního signálu a mohou se vytvořit za pomoci zemních smyček.

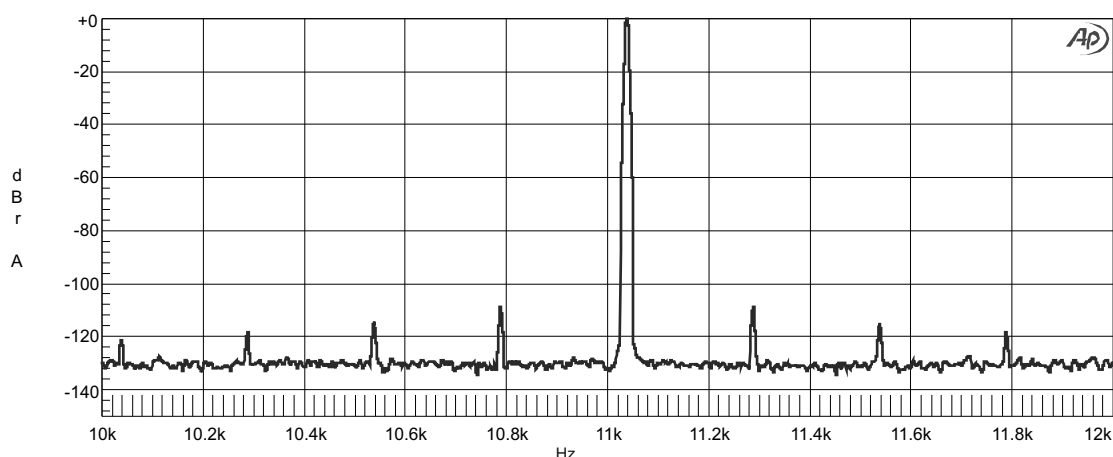
- Konfigurace pro měření vnitřní modulace signálu D/A převodníku je v souboru `Vnitřni_prod_modul_da.at27`
- Vstupní signál Sine o frekvenci  $0,4999 \cdot f_S/2$  (položky 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni  $-5$  dBFS (položka 5 na obr. 5.4)
- Nastavení reference (položka 13 na obr. 5.5) klávesou F4
- Detektor 4/sec RMS (položky 8 a 9 na obr. 5.5)
- Filtr nevážený  $< 10$  Hz až 22 kHz (položky 10, 11 a 12 na obr. 5.5)
- FFT analyzátor (položka 2 na obr. 5.7) se vstupem HiRes A/D @65536 (položka 1 na obr. 5.7)
- FFT 32768, okno Equiripple, DC vazba a průměrování 32 (položky 5, 6, 7 a 8 na obr. 5.7)
- Panel Sweep: osa x je FFT ve frekvenční oblasti od 10 kHz do 12 kHz s 8000 kroky (položky 3, 4, 5 a 6 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je úroveň FFT analýzy v dBr vztažená k amplitudě vstupního signálu
- Výsledný průběh FFT analýzy je na obr. 5.36

Na obr. 5.36 se žádné složky týkající se modulace síťové frekvence neobjevují. Objevují se zde násobky 250 Hz modulované okolo složky vstupního signálu.

t) Vnitřní produkty modulace signálu A/D převodníku [3, kap. 6.2.2.10]

Audio Precision

04/24/12 13:40:0



**Obr. 5.36:** Výsledek FFT analýzy výstupního signálu D/A převodníku pro měření vnitřní modulace signálu

Vnitřní produkty modulace signálu mají souvislost s harmonickými síťového napětí. Tyto složky se mohou objevit jako modulační produkty umístěné okolo spektrální složky vstupního signálu a mohou se vytvořit např. díky zemním smyčkám.

- Konfigurace pro měření vnitřní modulace signálu A/D převodníku je v souboru `Vnitрни_prod_modul_ad.at27`
- Vstupní signál Sine o frekvenci  $0,4999 \cdot f_S/2$  (položky 1 a 2 na obr. 5.3)
- Úroveň  $-5$  dBFS (položka 3 na obr. 5.6) se nastaví panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- Nastavení reference (položka 12 na obr. 5.6) na  $-5$  dBFS
- FFT analyzátor (položka 2 na obr. 5.7) se vstupem Digital@ISR (položka 1 na obr. 5.7)
- FFT 32768, okno Equiripple, DC vazba a průměrování 8 (položky 5, 6, 7 a 8 na obr. 5.7)
- Panel Sweep: osa x je FFT ve frekvenční oblasti od 10 kHz do 12 kHz s 8000 kroky (položky 3, 4, 5 a 6 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je úroveň FFT analýzy v dB vztahovaná k amplitudě vstupního signálu
- Výsledný průběh FFT analýzy je na obr. 5.37

Na obr. 5.37 se žádné složky týkající se modulace síťové frekvence neobjevují.

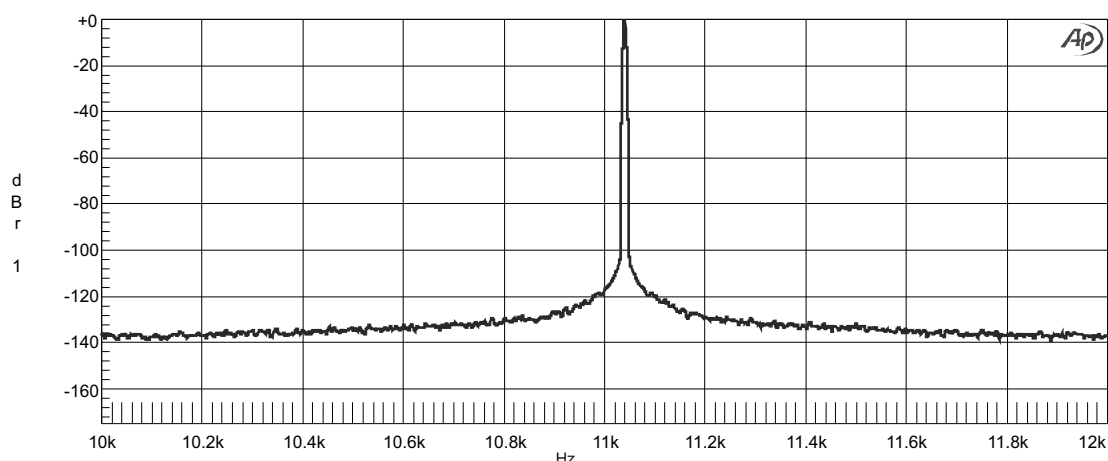
u) Modulace šumu nízkourovňovými signály D/A převodníku [3, kap. 6.2.2.11]

Měří se modulace zbytkového šumu, který se produkuje v zařízení následkem kolísání úrovně signálu. To by mohlo nastat kvůli rozdílným kvantizačním úrovním v D/A



Audio Precision

04/24/12 13:37:3:



**Obr. 5.37:** Výsledek FFT analýzy výstupního signálu A/D převodníku pro měření vnitřní modulace signálu

převodníku nebo špatnou linearitou v digitálním zařízení následkem neúčinného ditheringu.

Konfigurační soubor pro měření tohoto parametru nebyl vytvořen, jelikož analyzátor neobsahuje filtry laděné na třetinooktávové frekvence.

#### v) Modulace šumu nízkourovňovými signály A/D převodníku [3, kap. 6.2.2.11]

Měří se modulace zbytkového šumu, který se produkuje v zařízení následkem kolísání úrovně signálu. To by mohlo nastat kvůli rozdílným kvantizačním úrovním v A/D převodníku nebo špatnou linearitou v digitálním zařízení následkem neúčinného ditheringu.

Konfigurační soubor pro měření tohoto parametru nebyl vytvořen, jelikož analyzátor neobsahuje filtry laděné na třetinooktávové frekvence.

## 5.2.4 Šumové vlastnosti

### a) Šum prázdného kanálu D/A převodníku [3, kap. 6.2.3.1]

Tento parametr udává šumovou hladinu zařízení, které není buzeno zvukovým signálem a má aktivované analogové výstupní signálové obvody. Šumové složky omezují dynamický rozsah zařízení.

- Konfigurace pro měření šumu prázdného kanálu D/A převodníku je v souboru `Sum_prazd_kan_da.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni 0 dBFS (položka 5 na obr. 5.4)
- Nastavení reference (položka 13 na obr. 5.5) klávesou F4

- Vypnutí generátoru (položka 4 na obr. 5.4), tzn. vstupní signál digitální nula
- Detektor 4/sec RMS (položky 8 a 9 na obr. 5.5)
- Filtr nevážený  $< 10$  Hz až  $> 500$  kHz (položky 10, 11 a 12 na obr. 5.5)
- Vstup HiRes A/D @65536 (položka 1 na obr. 5.6)
- Detektor 4/sec RMS (položky 7 a 8 na obr. 5.6)
- Filtr vážený CCIR  $< 10$  Hz až  $f_S/2$  (položky 9, 10 a 11 na obr. 5.6)
- Měřicí funkce je Amplitude (položka 5 na obr. 5.6)
- Výsledek měření: šum prázdného kanálu je  $-106,17$  dBr (tedy dBFS) (položka 6 na obr. 5.6)

Výrobce měřeného zařízení udává poměr signál-šum  $116$  dB RMS nevážený nebo  $119$  dBA (váženo filtrem A) pro vzorkovací frekvenci  $44,1$  kHz, viz příloha A. V této práci byl poměr signál-šum, tedy šum prázdného kanálu, měřen pomocí váhovacích filtrů CCIR a při vzorkovací frekvenci  $48$  kHz. Hodnota šumu prázdného kanálu pak vyšla  $-106,17$  dBr (tedy dBFS).

b) Šum prázdného kanálu A/D převodníku [3, kap. 6.2.3.1]

Tento parametr udává šumovou hladinu zařízení, které není buzeno zvukovým signálem a má aktivované analogové výstupní signálové obvody. Šumové složky omezují dynamický rozsah zařízení.

- Konfigurace pro měření šumu prázdného kanálu A/D převodníku je v souboru `Sum_prazd_kan_ad.at27`
- Vstupní signál Sine  $997$  Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.3)
- Vstup Digital@ISR (položka 1 na obr. 5.6) znamená digitální měření
- Úroveň  $0$  dBFS (položka 4 na obr. 5.6) se nastaví panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- Vypnutí generátoru (položka 5 na obr. 5.3), tzn. na vstupu zařízení je impedance generátoru
- Detektor 4/sec RMS (položky 7 a 8 na obr. 5.6)
- Filtr vážený CCIR  $< 10$  Hz až  $f_S/2$  (položky 9, 10 a 11 na obr. 5.6)
- Měřicí funkce je Amplitude (položka 5 na obr. 5.6)
- Výsledek měření: šum prázdného kanálu je  $-109,73$  dBFS (položka 6 na obr. 5.6)

Výrobce měřeného zařízení udává poměr signál-šum  $110$  dB RMS nevážený nebo  $113$  dBA (váženo filtrem A), viz příloha A. V této práci byl poměr signál-šum, tedy šum prázdného kanálu, měřen pomocí váhovacích filtrů CCIR. Hodnota šumu prázdného kanálu pak vyšla  $-109,73$  dBFS.

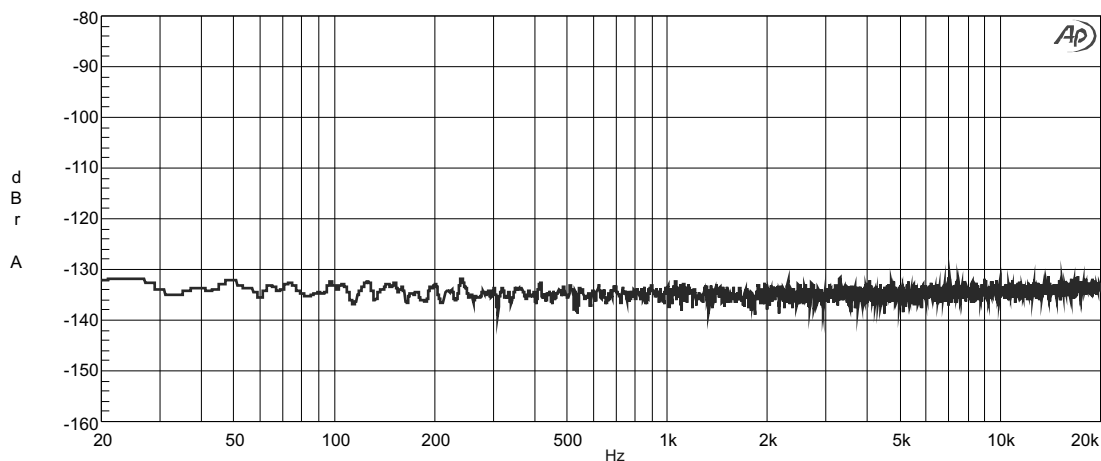
## c) Spektrum šumu prázdného kanálu D/A převodníku [3, kap. 6.2.3.2]

Spektrum šumu dokáže odhalit, jaké složky se podílejí na šumu prázdného kanálu.

- Konfigurace pro měření spektra šumu prázdného kanálu D/A převodníku je v souboru `Spektrum_sumu_prazd_kan_da.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni 0 dBFS (položka 5 na obr. 5.4)
- Nastavení reference (položka 13 na obr. 5.5) klávesou F4
- Vypnutí generátoru (položka 4 na obr. 5.4), tzn. vstupní signál digitální nula
- FFT analyzátor (položka 2 na obr. 5.7) se vstupem HiRes A/D @65536 (položka 1 na obr. 5.7)
- FFT 32768, okno Equiripple, DC vazba a průměrování 8 (položky 5, 6, 7 a 8 na obr. 5.7)
- Panel Sweep: osa x je FFT ve frekvenční oblasti od 20 Hz do 20 kHz s 8000 kroky (položky 3, 4, 5 a 6 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je úroveň FFT analýzy v dBr (tedy dBFS)
- Výsledný průběh FFT analýzy je na obr. 5.38

Audio Precision

04/24/12 13:45:1:



**Obr. 5.38:** Výsledek FFT analýzy měření šumu prázdného kanálu D/A převodníku

Jak je vidět na obr. 5.38, zařízení neprodukuje žádné znatelně velké složky, které by hladinu šumu zvyšovaly.

## d) Spektrum šumu prázdného kanálu A/D převodníku [3, kap. 6.2.3.2]

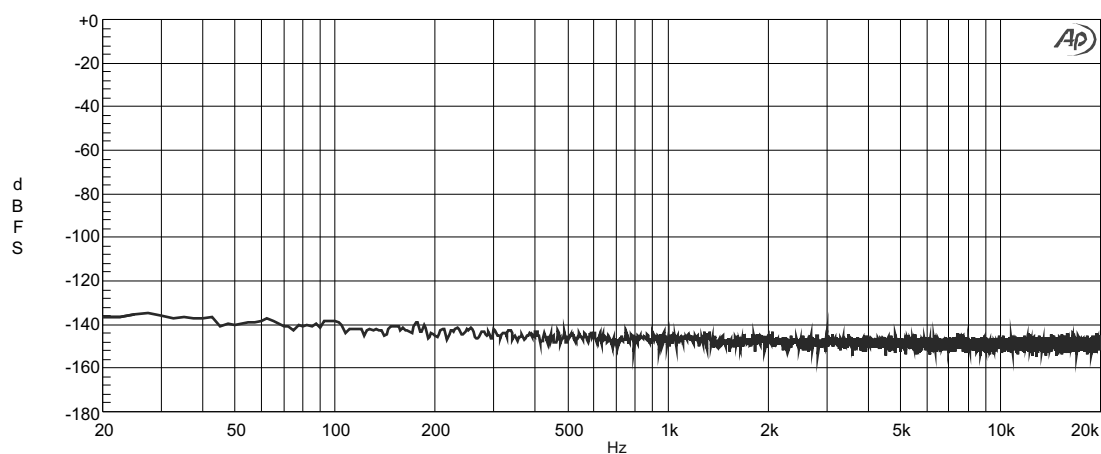
Spektrum šumu dokáže odhalit, jaké složky se podílejí na šumu prázdného kanálu.

- Konfigurace pro měření spektra šumu prázdného kanálu A/D převodníku je v souboru `Spektrum_sumu_prazd_kan_ad.at27`

- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.3)
- Vstup Digital@ISR (položka 1 na obr. 5.6) znamená digitální měření
- Úroveň 0 dBFS (položka 4 na obr. 5.6) se nastaví panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- Vypnutí generátoru (položka 5 na obr. 5.3), tzn. na vstupu zařízení je impedance generátoru
- FFT analyzátor (položka 2 na obr. 5.7) se vstupem Digital@ISR (položka 1 na obr. 5.7)
- FFT 32768, okno Equiripple, DC vazba a průměrování 16 (položky 5, 6, 7 a 8 na obr. 5.7)
- Panel Sweep: osa x je FFT ve frekvenční oblasti od 20 Hz do 20 kHz s 8000 kroky (položky 3, 4, 5 a 6 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je úroveň FFT analýzy v dBFS
- Výsledný průběh FFT analýzy je na obr. 5.39

Audio Precision

04/24/12 13:52:11



**Obr. 5.39:** Výsledek FFT analýzy měření šumu prázdného kanálu A/D převodníku

Jak je vidět na obr. 5.39, zařízení neprodukuje žádné znatelně velké složky, které by hladinu šumu zvyšovaly.

e) Dynamický rozsah D/A převodníku [3, kap. 6.2.3.3]

Oproti měření šumu prázdného kanálu je zařízení blíže k běžným provozním podmínkám a tudíž tento parametr určuje skutečný dynamický rozsah zařízení.

- Konfigurace pro měření dynamického rozsahu D/A převodníku je v souboru `Dynam_rozsah_da.at27`

- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni 0 dBFS (položka 5 na obr. 5.4)
- Nastavení reference (položka 13 na obr. 5.5) klávesou F4
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni  $-60$  dBFS (položka 5 na obr. 5.4)
- Detektor 4/sec RMS (položky 8 a 9 na obr. 5.5)
- Filtr nevážený  $< 10$  Hz až  $> 500$  kHz (položky 10, 11 a 12 na obr. 5.5)
- Vstup HiRes A/D @65536 (položka 1 na obr. 5.6)
- Detektor 4/sec RMS (položky 7 a 8 na obr. 5.6)
- Filtr vážený CCIR  $< 10$  Hz až  $f_s/2$  (položky 9, 10 a 11 na obr. 5.6)
- Měřicí funkce se nastaví na THD+N Ampl (položka 5 na obr. 5.6)
- Výsledek měření: dynamický rozsah je  $-106,37$  dBr (tedy dBFS) (položka 6 na obr. 5.6)

f) Dynamický rozsah A/D převodníku [3, kap. 6.2.3.3]

Oproti měření šumu prázdného kanálu je zařízení blíže k běžným provozním podmínkám a tudíž tento parametr určuje skutečný dynamický rozsah zařízení.

- Konfigurace pro měření dynamického rozsahu A/D převodníku je v souboru `Dynam_rozsah_ad.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.3)
- Vstup Digital@ISR (položka 1 na obr. 5.6) znamená digitální měření
- Úroveň  $-60$  dBFS (položka 4 na obr. 5.6) se nastaví panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- Detektor 4/sec RMS (položky 7 a 8 na obr. 5.6)
- Filtr vážený CCIR  $< 10$  Hz až  $f_s/2$  (položky 9, 10 a 11 na obr. 5.6)
- Měřicí funkce se nastaví na THD+N Ampl (položka 5 na obr. 5.6)
- Výsledek měření: dynamický rozsah je  $-109,64$  dBFS (položka 6 na obr. 5.6)

g) Mimopásmový poměr signál-šum D/A převodníku [3, kap. 6.2.3.4]

Tento parametr představuje poměr signál-šum včetně akustického pásma za analogovým filtrem převodníku. Nad akustickým pásmem by se do 500 kHz neměly vyskytovat žádné dominantní složky. Ty by se mohly přeložit do akustického pásma, což je nežádoucí.

- Konfigurace pro měření mimopásmového poměru signál-šum D/A převodníku je v souboru `Mimopas_signal_sum_da.at27`

- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni 0 dBFS (položka 5 na obr. 5.4)
- Nastavení reference (položka 13 na obr. 5.5) klávesou F4
- Vypnutí generátoru (položka 4 na obr. 5.4), tzn. vstupní signál digitální nula
- Detektor 4/sec RMS (položky 8 a 9 na obr. 5.5)
- Filtr nevážený 400 Hz až > 500 kHz (položky 10, 11 a 12 na obr. 5.5)
- Měření Amplitude v dBr (tedy dBFS) (položka 6 na obr. 5.5)
- Výsledek měření: mimopásmový poměr signál šum je  $-78,341$  dBr (dBFS) (položka 7 na obr. 5.5)

Při měření byl použit analogový filtr horní propust od 400 Hz, jelikož filtr o vyšší frekvenci nebyl k dispozici. To neodpovídá měření podle normy ČSN EN 61606-3 [3]. Do měření je tak zanesena chyba v podobě zahrnutí složek akustického pásma.

### 5.2.5 Interferenční produkty

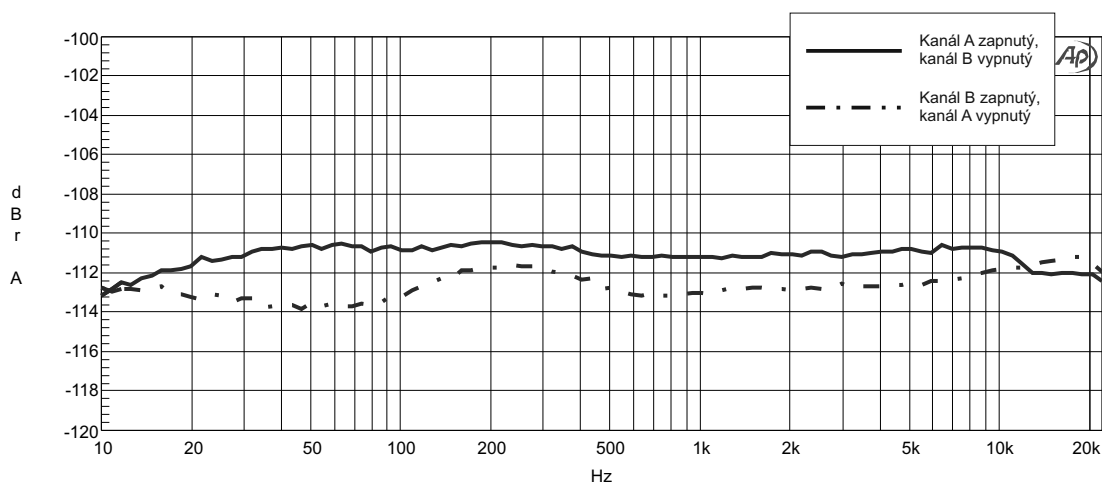
a) Oddělení kanálů D/A převodníku [3, kap. 6.2.4.2]

Tento parametr zjišťuje vzájemné ovlivňování mezi kanály zařízení.

- Konfigurace pro měření oddělení kanálů D/A převodníku je v souboru `Oddel_kan_da.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni 0 dBFS (položka 5 na obr. 5.4) pro oba kanály
- Nastavení reference (položka 13 na obr. 5.5) pro oba kanály klávesou F4
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni  $-1$  dBFS (položka 5 na obr. 5.4) pro oba kanály
- Kanál A se zapne, kanál B se vypne, na kanálu B digitální nula
- Detektor 4/sec RMS (položky 8 a 9 na obr. 5.5)
- Filtr nevážený < 10 Hz až 22 kHz (položky 10, 11 a 12 na obr. 5.5)
- Panel Sweep: osa x je frekvence generátoru 10 Hz až 20 kHz (položky 3, 4 a 5 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je výstupní úroveň kanálu B v dBr (tedy dBFS)
- Kanál B se zapne, kanál A se vypne, na kanálu A digitální nula
- Přidání dalšího průběhu (položka 7 na obr. 5.10)
- Panel Sweep: osa x je frekvence generátoru 10 Hz až 20 kHz (položky 3, 4 a 5 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je výstupní úroveň kanálu A
- Výsledná závislost je na obr. 5.40

Audio Precision

04/24/12 16:04:2



**Obr. 5.40:** Závislost oddělení kanálů D/A převodníku na frekvenci

Na obr. 5.40 jsou 2 křivky. Plná křivka odpovídá měřenému kanálu B, kde byl do kanálu A přiveden signál. Čerchovaná odpovídá měřenému kanálu A, kde byl do kanálu B přiveden signál. Porovnáním obou křivek je zřejmé, že kanál A více ovlivňuje signál v kanálu B než naopak.

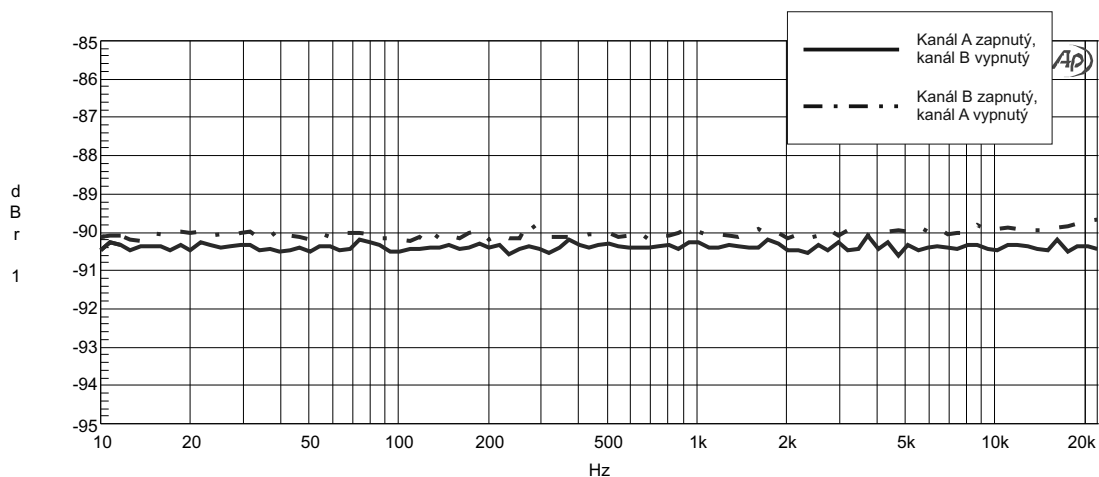
b) Oddělení kanálů A/D převodníku [3, kap. 6.2.4.2]

Tento parametr zjišťuje vzájemné ovlivňování mezi kanály zařízení.

- Konfigurace pro měření oddělení kanálů A/D převodníku je v souboru `Oddel_kan_ad.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.3) pro oba kanály
- Vstup Digital@ISR (položka 1 na obr. 5.6) znamená digitální měření
- Úroveň  $-1$  dBFS (položka 4 na obr. 5.6) se nastaví panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11), nastavení platí pro oba kanály
- Detektor 4/sec RMS (položky 7 a 8 na obr. 5.6)
- Filtr nevážený  $< 10$  Hz až  $f_s/2$  (položky 9, 10 a 11 na obr. 5.6)
- Kanál A se zapne, kanál B se vypne, na kanálu B je impedance generátoru
- Panel Sweep: osa x je frekvence generátoru 10 Hz až 20 kHz (položky 3, 4 a 5 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je výstupní úroveň kanálu B v dBFS
- Kanál B se zapne, kanál A se vypne, na kanálu A je impedance generátoru
- Přidání dalšího průběhu (položka 7 na obr. 5.10)
- Panel Sweep: osa x je frekvence generátoru 10 Hz až 20 kHz (položky 3, 4 a 5 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je výstupní úroveň kanálu A v dBFS

Audio Precision

04/24/12 16:07:0



**Obr. 5.41:** Závislost oddělení kanálů A/D převodníku na frekvenci

- Výsledná závislost je na obr. 5.41

Na obr. 5.41 jsou 2 křivky. Plná křivka odpovídá měřenému kanálu B, kde byl do kanálu A přiveden signál. Čerchovaná odpovídá měřenému kanálu A, kde byl do kanálu B přiveden signál. Porovnáním obou křivek je zřejmé, že kanál A více ovlivňuje signál v kanálu B než naopak.

c) Mezizdrojový přeslech D/A převodníku [3, kap. 6.2.4.3]

Pro případ dvoukanalového zařízení je měření mezizdrojového přeslechu stejné, jako měření oddělení kanálů D/A převodníku.

d) Mezizdrojový přeslech A/D převodníku [3, kap. 6.2.4.3]

Pro případ dvoukanalového zařízení je měření mezizdrojového přeslechu stejné, jako měření oddělení kanálů A/D převodníku.

e) Průnik ze vstupu na výstup D/A převodníku [3, kap. 6.2.4.4]

Měření se zabývá průnikem signálu ze vstupu na výstup pouze u zařízení s vypnutím převodu, tzv. "mute".

- Konfigurace pro měření úniku ze vstupu na výstup D/A převodníku je v souboru `Prunik_vstup_vystup_da.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni  $-1$  dBFS (položka 5 na obr. 5.4)
- Nastavení reference (položka 13 na obr. 5.5) klávesou F4
- Detektor 4/sec RMS (položky 8 a 9 na obr. 5.5)
- Filtr nevážený  $< 10$  Hz až 22 kHz (položky 10, 11 a 12 na obr. 5.5)
- Na zařízení se zablokuje průchod signálu na výstup, tzv. "mute"



- Panel Sweep: osa x je frekvence generátoru 10 Hz až  $f_S/2$  (položky 3, 4 a 5 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je výstupní úroveň v dBr vztažená k referenční hodnotě vstupního signálu bez blokování průchodu signálu.

Měřené zařízení nemělo funkci "mute", tudíž tento parametr nemohl být změřen.

f) Průnik ze vstupu na výstup A/D převodníku [3, kap. 6.2.4.4]

Měření se zabývá průnikem signálu ze vstupu na výstup pouze u zařízení s vypnutím převodu, tzv. "mute".

- Konfigurace pro měření úniku ze vstupu na výstup A/D převodníku je v souboru `Prunik_vstup_vystup_ad.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.3)
- Vstup Digital@ISR (položka 1 na obr. 5.6) znamená digitální měření
- Úroveň  $-1$  dBFS (položka 4 na obr. 5.6) se nastaví panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- Nastavení reference (položka 12 na obr. 5.6) na  $-1$  dBFS
- Detektor 4/sec RMS (položky 7 a 8 na obr. 5.6)
- Filtr nevážený  $< 10$  Hz až  $f_S/2$  (položky 9, 10 a 11 na obr. 5.6)
- Na zařízení se zablokuje průchod signálu na výstup, tzn. "mute"
- Panel Sweep: osa x je frekvence generátoru 10 Hz až  $f_S/2$  (položky 3, 4 a 5 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je výstupní úroveň v dBr vztažená k referenční hodnotě vstupního signálu bez blokování průchodu signálu.

Měřené zařízení nemělo funkci "mute", tudíž tento parametr nemohl být změřen.

g) Nelineární přeslech A/D převodníku [3, kap. 6.2.4.5]

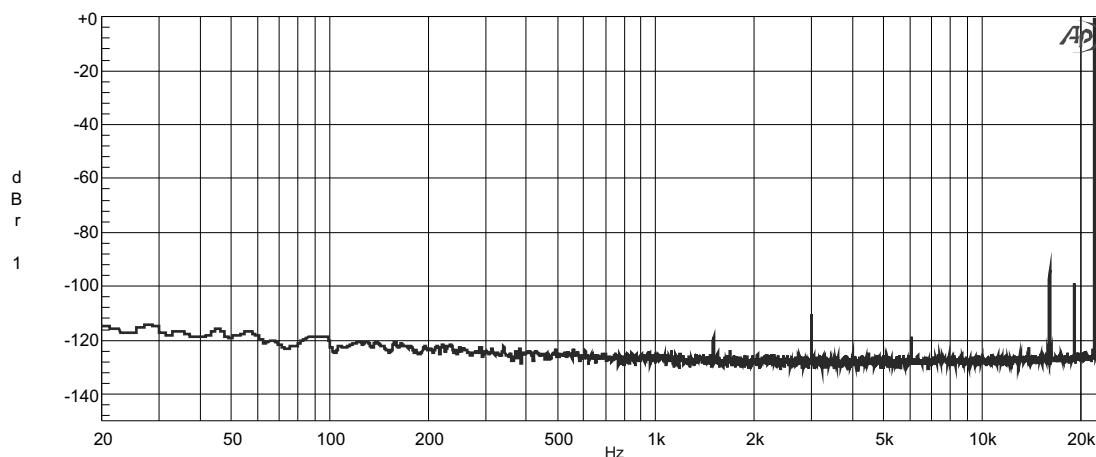
Jako v případě oddělení kanálů nebo mezizdrojového přeslechu je tato metoda další možností vyšetřování vzájemného ovlivňování kanálů. V tomto případě je zařízení blíže provozním podmínkám. Navíc je jeden z analogových vstupů přetížen.

- Konfigurace pro měření nelineárního přeslechu A/D převodníku je v souboru `Nelin_presl_ad.at27`
- Vstupní signál Sine (D/A) Stereo (položky 1 a 4 na obr. 5.3)
- Jedna frekvence nastavena na  $0,46 \cdot f_S$  a druhá na  $(0,46 \cdot f_S - 3 kHz)$
- Úroveň  $-20$  dBFS (položka 4 na obr. 5.7) se nastaví pro měřený kanál (kanál A) panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)

- Úroveň  $-1$  dBFS (položka 4 na obr. 5.7) se nastaví druhý kanál (kanál B) panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- K úrovni vstupního signálu kanálu B se přičtou 4 dB. Pak bude mít tento signál úroveň  $+3$  dBFS
- Nastavení reference (položka 12 na obr. 5.6) na  $-20$  dBFS
- FFT analyzátor (položka 2 na obr. 5.7) se vstupem Digital@ISR (položka 1 na obr. 5.7)
- FFT 32768, okno Equiripple, DC vazba a průměrování 16 (položky 5, 6, 7 a 8 na obr. 5.7)
- Panel Sweep: osa x je FFT kanálu A ve frekvenční oblasti od 20 Hz do  $f_S/2$  s 8000 kroky (položky 3, 4, 5 a 6 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je úroveň FFT analýzy v dBr vztažená k úrovni vstupního signálu v měřeném kanálu (kanál A)
- Výsledný průběh FFT analýzy je na obr. 5.42
- Rozdílový produkt 2. řádu: 3 kHz,  $-110,213$  dB
- Rozdílový produkt 3. řádu: 16,08 kHz,  $-94,024$  dB

Audio Precision

04/24/12 16:55:20



**Obr. 5.42:** Výsledek FFT analýzy výstupního signálu kanálu A převodníku A/D pro měření nelineárního přeslechu

Na obr. 5.42 jsou vidět přeslechy na rozdílových složkách signálů mezi oběma kanály.

h) Produkty související s napájením ze sítě u D/A převodníku [3, kap. 6.2.4.6]

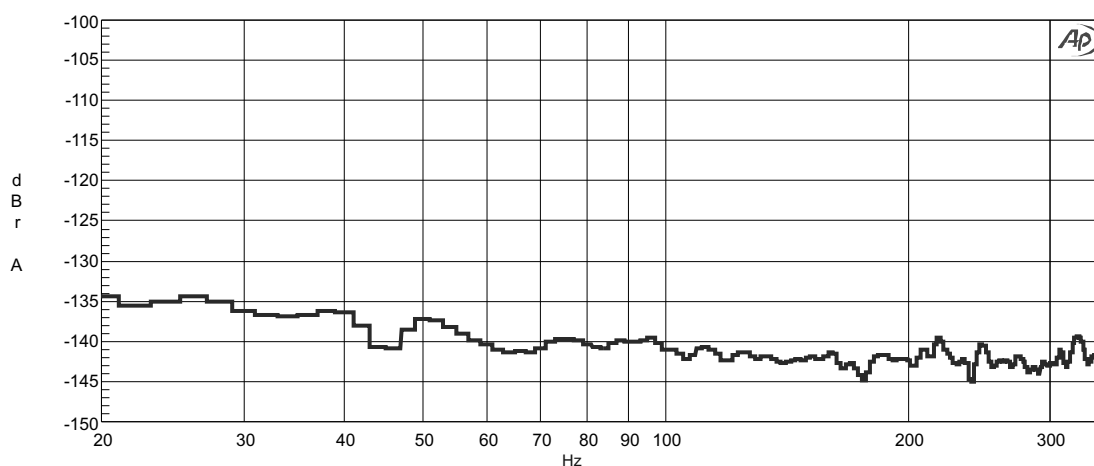
Zjišťuje se odolnost zařízení proti síťovému brumu. Měří se úroveň 2. až 5. harmonické.

- Konfigurace pro měření produktů souvisejících s napájením D/A převodníku je v souboru `Produkty_napajeni_da.at27`

- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni 0 dBFS (položka 5 na obr. 5.4)
- Nastavení reference (položka 13 na obr. 5.5) klávesou F
- Vypnutí generátoru (položka 4 na obr. 5.4), tzn. vstupní signál digitální nula
- FFT analyzátor (položka 2 na obr. 5.7) se vstupem HiRes A/D @65536 (položka 1 na obr. 5.7)
- FFT 32768, okno Equiripple, DC vazba a průměrování 16 (položky 5, 6, 7 a 8 na obr. 5.7)
- Panel Sweep: osa x je FFT ve frekvenční oblasti od 20 Hz do 350 Hz s 8000 kroky (položky 3, 4, 5 a 6 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je úroveň FFT analýzy v dBr (tedy dBFS)
- Výsledný průběh FFT analýzy je na obr. 5.43

Audio Precision

04/24/12 17:20:5



**Obr. 5.43:** Výsledek FFT analýzy pro měření produktů souvisejících s napájením D/A převodníku

Jak je vidět z obr. 5.43, na výstupu měřeného zařízení není žádná výrazná harmonická složka síťové frekvence.

i) Produkty související s napájením ze sítě u A/D převodníku [3, kap. 6.2.4.6]

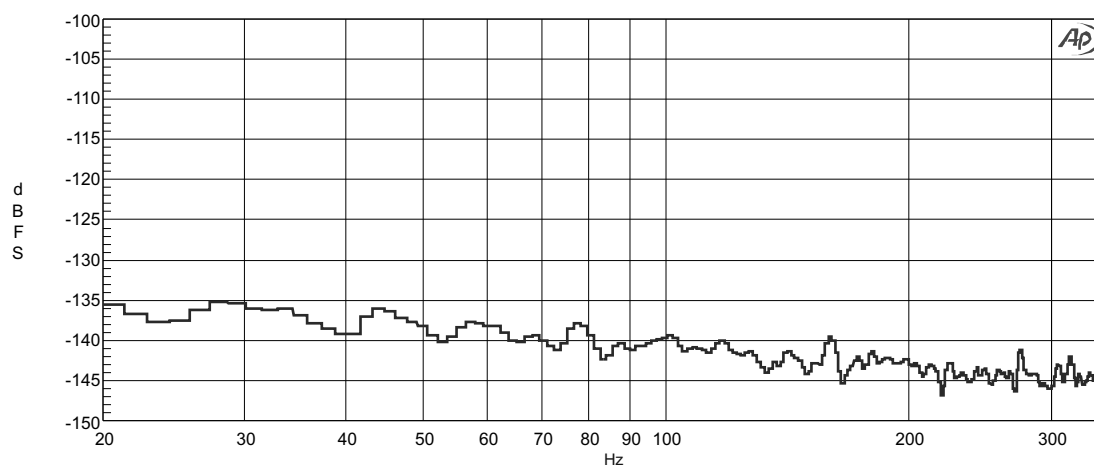
Zjišťuje se odolnost zařízení proti síťovému brumu. Měří se úroveň 2. až 5. harmonické.

- Konfigurace pro měření produktů souvisejících s napájením A/D převodníku je v souboru `Produkty_napajeni_ad.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.3)
- Vstup Digital@ISR (položka 1 na obr. 5.6) znamená digitální měření

- Úroveň 0 dBFS (položky 4 na obr. 5.6) se nastaví panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- Vypnutí generátoru (položka 5 na obr. 5.3), tzn. na vstupu zařízení je impedance generátoru
- FFT analyzátor (položka 2 na obr. 5.7) se vstupem Digital@ISR (položka 1 na obr. 5.7)
- FFT 32768, okno Equiripple, DC vazba a průměrování 16 (položky 5, 6, 7 a 8 na obr. 5.7)
- Panel Sweep: osa x je FFT ve frekvenční oblasti od 20 Hz do 350 kHz s 8000 kroky (položky 3, 4, 5 a 6 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je úroveň FFT analýzy v dBFS
- Výsledný průběh FFT analýzy je na obr. 5.44

Audio Precision

04/24/12 18:31:5



**Obr. 5.44:** Výsledek FFT analýzy pro měření produktů souvisejících s napájením A/D převodníku

Jak je vidět z obr. 5.44, na výstupu měřeného zařízení není žádná výrazná harmonická složka síťové frekvence.

## 5.2.6 Účinky vzorkování

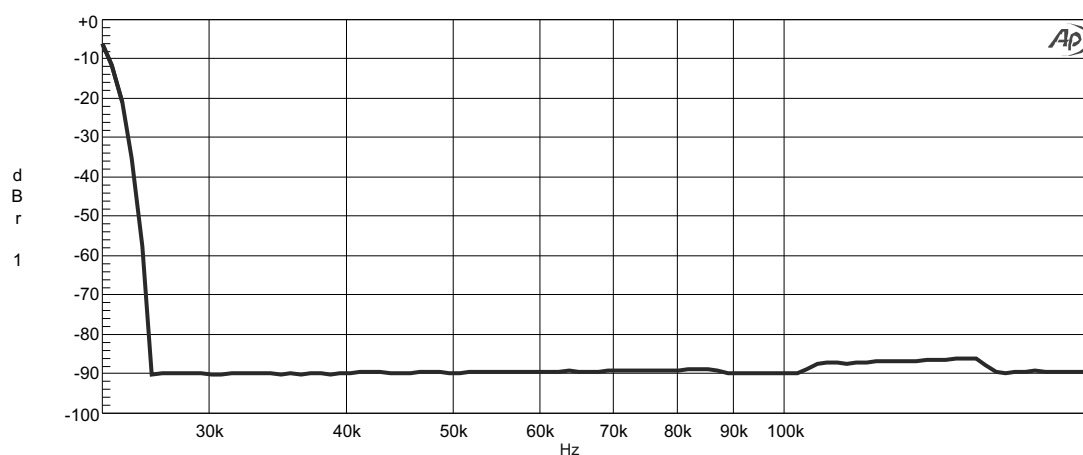
a) Potlačení složek aliasingu A/D převodníku [3, kap. 6.2.5.1]

Tento parametr zjišťuje charakteristiku antialiasingového filtru zařízení. Potlačení aliasových složek je velice důležité. Mohly by se totiž přeložit do slyšitelné oblasti, což je nežádoucí.

- Konfigurace pro měření potlačení složek aliasingu A/D převodníku je v souboru `Potlac_alias_ad.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.3)
- Vstup Digital@ISR (položka 1 na obr. 5.6) znamená digitální měření
- Úroveň  $-20$  dBFS (položka 4 na obr. 5.6) se nastaví panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- Detektor 4/sec RMS (položky 7 a 8 na obr. 5.6)
- Filtr nevážený  $< 10$  Hz až  $f_S/2$  (položky 9, 10 a 11 na obr. 5.6)
- Nastavení reference na  $-20$  dBFS (položka 12 na obr. 5.6)
- Panel Sweep: osa x je frekvence generátoru od  $f_S/2$  do  $(4 \cdot F_S)$  (položky 3, 4 a 5 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je výstupní úroveň v dBr (tedy v dB)
- Výsledná charakteristika je na obr. 5.45

Audio Precision

04/24/12 18:41:3:



**Obr. 5.45:** Charakteristika antialiasingového filtru A/D převodníku

Na obr. 5.45 je vidět strmá charakteristika filtru za převodníkem a od frekvence 27 kHz je potlačení všech složek dostatečné.

b) Potlačení obrazových složek D/A převodníku [3, kap. 6.2.5.2]

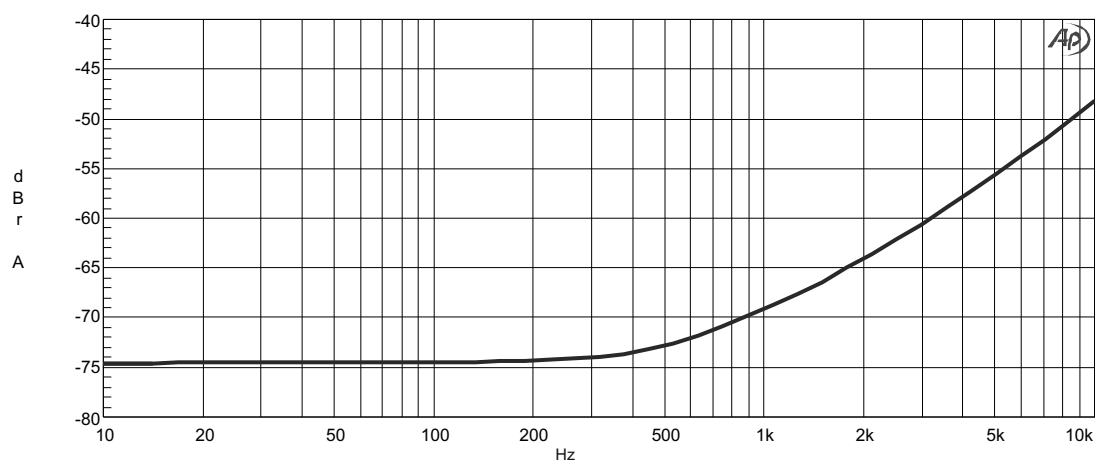
Potlačení obrazových složek je velice důležité. Mohly by se totiž přeložit do slyšitelné oblasti, což je nežádoucí.

- Konfigurace pro měření potlačení obrazových složek D/A převodníku je v souboru `Potlac_imag_da.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni  $-1$  dBFS (položka 5 na obr. 5.4)

- Nastavení reference (položka 13 na obr. 5.5) klávesou F4
- Detektor 4/sec RMS (položky 8 a 9 na obr. 5.5)
- Filtr nevážený 400 Hz až  $> 500$  kHz (položky 10, 11 a 12 na obr. 5.5)
- Měření THD+N Ampl v dBr (položka 6 na obr. 5.5) vztažené k úrovni vstupního signálu
- Panel Sweep: osa x je frekvence generátoru od 10 Hz do 10 kHz (položky 3, 4 a 5 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je THD+N Ratio v dBr vztažené k úrovni vstupního signálu
- Výsledná závislost je na obr. 5.46

Audio Precision

04/24/12 19:03:1



**Obr. 5.46:** Závislost potlačení obrazových složek D/A převodníku na frekvenci

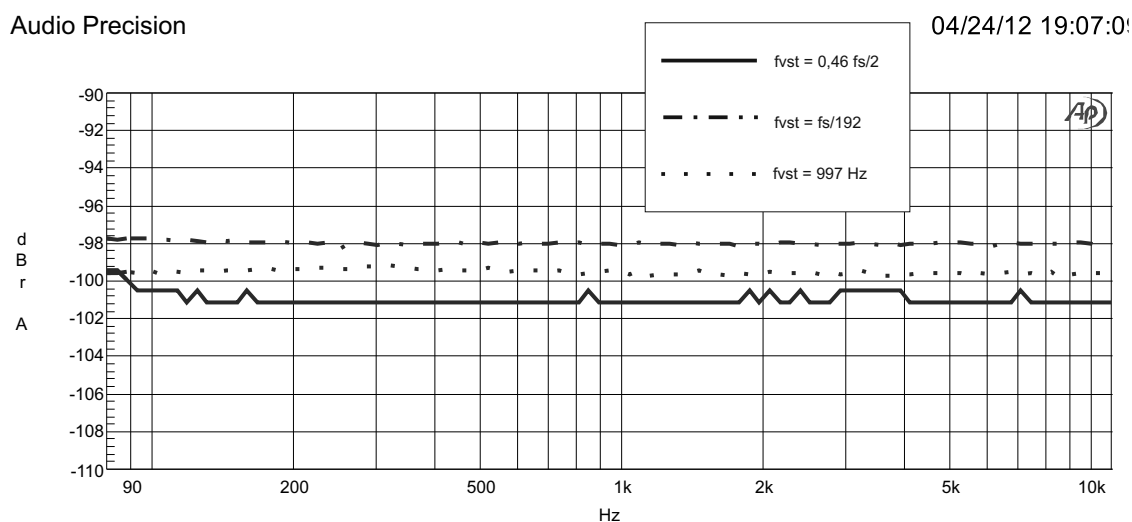
Na obr. 5.46 je vidět do frekvence 200 Hz konstantní útlum obrazových složek, které se přeložily do audio pásma. Od frekvence 200 Hz se útlum začíná zmenšovat a to z toho důvodu, že obrazové složky zasahují do hraničního kmitočtu filtru převodníku. Měření může být nepřesné, protože nebyl použit mimopásmový filtr (horní promust). Tento filtr nebyl k dispozici.

c) Citlivost D/A převodníku na vzorkovací jitter [3, kap. 6.2.5.3]

Zařízení by mělo být odolné vůči jitteru, jinak by mohlo docházet k vytváření rušivých modulací nebo v nejhorším případě ztrátě synchronizace.

- Konfigurace pro měření citlivosti D/A převodníku na vzorkovací jitter je v souboru `Citlivost_na_jitter_da.at27`
- Vstupní signál Sine o frekvenci  $0,46 \cdot f_s/2$  (položky 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni  $-1$  dBFS (položka 5 na obr. 5.4)
- Nastavení reference (položka 13 na obr. 5.5) klávesou F4

- Detektor Auto-Fast RMS (položky 8 a 9 na obr. 5.5)
- Filtr nevážený  $< 10$  Hz až 22 kHz (položky 10, 11 a 12 na obr. 5.5)
- Měření THD+N Ampl v dBr (položka 6 na obr. 5.5) vztažené k úrovni vstupního signálu
- Nastavení přidaného jitteru na Sine o amplitudě 40 ns nebo  $1/(512 \cdot f_S)$  podle toho, co je menší (položky 8 a 9 na obr. 5.2)
- Panel Sweep: osa x je frekvence přidaného jitteru (položka 10 na obr. 5.2) od 80 Hz do  $(0,46 \cdot f_S/2)$  (položky 3, 4 a 5 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je THD+N Ampl v dBr vztažené k úrovni vstupního signálu
- Celé měření se opakuje pro vstupní signál o frekvenci 997 Hz a  $f_S/192$
- Výsledná charakteristika je na obr. 5.47



**Obr. 5.47:** Závislost citlivosti D/A převodníku na frekvenci jitteru

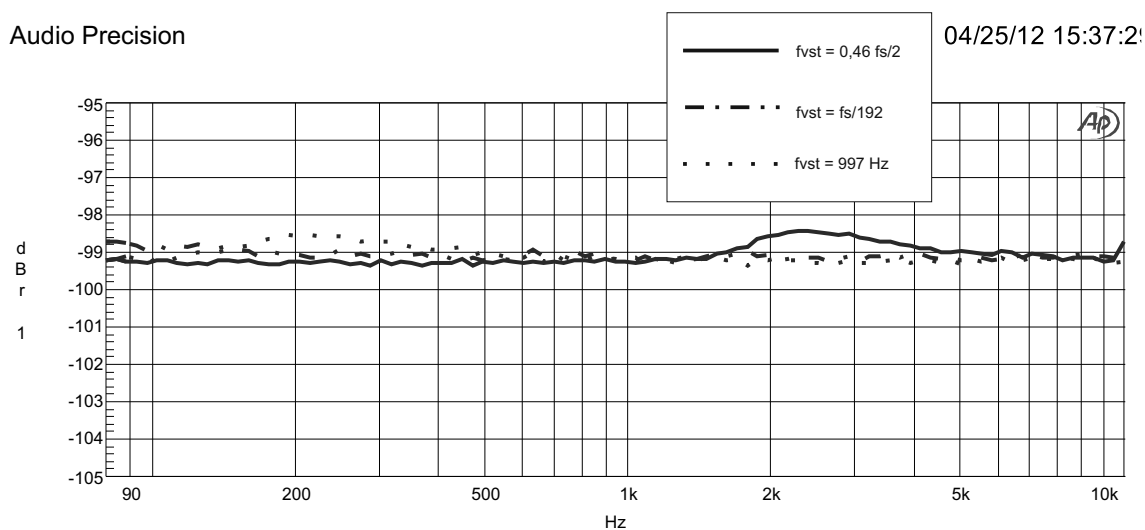
Z obr. 5.47 je vidět, že zařízení dokáže potlačit frekvence jitteru v rozsahu od 80 Hz do 11 kHz. Plná čára označuje potlačení jitteru při vstupním signálu o frekvenci  $(0,46 \cdot f_S/2)$ , tečkovaná o frekvenci 997 Hz a čerchovaná o frekvenci  $f_S/192$ .

d) Citlivost A/D převodníku na vzorkovací jitter [3, kap. 6.2.5.3]

Zařízení by mělo být odolné vůči jitteru, jinak by mohlo docházet k vytváření rušivých modulací nebo v nejhorším případě ztrátě synchronizace.

- Konfigurace pro měření citlivosti A/D převodníku na vzorkovací jitter je v souboru Citlivost\_na\_jitter\_ad.at27
- Vstupní signál Sine o frekvenci  $0,46 \cdot f_S/2$  (položky 1 a 2 na obr. 5.3)
- Vstup Digital@ISR (položka 1 na obr. 5.6) znamená digitální měření

- Úroveň  $-1$  dBFS (položka 4 na obr. 5.6) se nastaví panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- Detektor Auto RMS (položky 7 a 8 na obr. 5.6)
- Filtr nevážený  $< 10$  Hz až  $f_S/2$  (položky 9, 10 a 11 na obr. 5.6)
- Nastavení reference na  $-1$  dBFS (položka 12 na obr. 5.6)
- Měření THD+N Ampl v dBr (položka 5 na obr. 5.6) vztažené k úrovni vstupního signálu
- Nastavení přidaného jitteru na Sine o amplitudě 40 ns nebo  $1/(512 \cdot f_S)$  podle toho, co je menší (položky 8 a 9 na obr. 5.2)
- Panel Sweep: osa x je frekvence přidaného jitteru (položka 10 na obr. 5.2) od 80 Hz do  $(0,46 \cdot f_S/2)$  (položky 3, 4 a 5 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je THD+N Ampl v dBr vztažené k úrovni vstupního signálu
- Celé měření se opakuje pro vstupní signál o frekvenci 997 Hz a  $f_S/192$
- Výsledná charakteristika je na obr. 5.48



**Obr. 5.48:** Závislost citlivosti A/D převodníku na frekvenci jitteru

Z obr. 5.48 je vidět, že zařízení dokáže potlačit frekvence jitteru v rozsahu od 80 Hz do 11 kHz. Plná čára označuje potlačení jitteru při vstupním signálu o frekvenci  $(0,46 \cdot f_S/2)$ . Pro frekvence jitteru mezi 1 kHz a 4 kHz je potlačení o 0,7 dB menší. Tečkovaná čára označuje potlačení jitteru při vstupním signálu o frekvenci 997 Hz a čerchovaná o frekvenci  $f_S/192$ . Převodník je nutné nastavit do režimu externí synchronizace.



## 5.2.7 Analogové vstupní charakteristiky

- a) Analogová vstupní amplituda A/D převodníku při plné výstupní amplitudě [3, kap. 6.3.1.1]

Parametr určuje teoretickou maximální vstupní amplitudu při plné výstupní amplitudě, při které by nemělo docházet ke zkreslení signálu vlivem saturace.

- Konfigurace pro měření analogové vstupní amplitudy A/D převodníku při plné výstupní amplitudě je v souboru `Anal_plna_vst.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.3)
- Úroveň  $-20$  dBFS (položka 3 na obr. 5.6) se nastaví panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- Vstup Digital@ISR (položka 1 na obr. 5.6) znamená digitální měření
- Výsledná analogová vstupní amplituda je  $(10 \cdot 357,5) mV_{rms} = 3,575 V_{rms}$  nebo  $(-6,717 + 20)$  dBu = 13,283 dBu (položka 6 na obr. 5.3)

Výrobce měřeného zařízení udává hodnotu analogové vstupní amplitudy A/D převodníku při plné výstupní amplitudě +13 dBu, viz příloha A. To platí při nastavení citlivosti zařízení na +4 dBu. Změřená hodnota se liší o 0,283 dB od hodnoty uváděné výrobcem.

- b) Chování při přetížení A/D převodníku [3, kap. 6.3.1.2]

Tento test identifikuje chování převodníků při přetížení, tzv. rollover.

- Konfigurace pro měření chování A/D převodníku při přetížení je v souboru `Pretizeni_ad.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.3)
- Úroveň  $-1$  dBFS (položka 3 na obr. 5.6) se nastaví panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- K úrovni vstupního signálu se přičtou 4 dB. Pak bude mít tento signál úroveň +3 dBFS
- Vstup Digital@ISR (položka 1 na obr. 5.6) znamená digitální měření
- Detektor 4/sec RMS (položky 7 a 8 na obr. 5.6)
- Filtr nevážený  $< 10$  Hz až  $f_s/2$  (položky 9, 10 a 11 na obr. 5.6)
- Měření THD+N Ratio v % nebo THD+N Ampl v dB (položka 5 na obr. 5.6)
- Úroveň  $-3$  dBFS (položka 3 na obr. 5.6) se nastaví panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)

- Vstup Digital@ISR (položka 1 na obr. 5.6) znamená digitální měření
- Detektor 4/sec RMS (položky 7 a 8 na obr. 5.6)
- Filtr nevážený  $< 10$  Hz až  $f_S/2$  (položky 9, 10 a 11 na obr. 5.6)
- Měření THD+N Ratio v % nebo v dB (položka 5 na obr. 5.6)
- Výsledek měření při +3 dBFS: 13,44 % nebo  $-17,43$  dB (položka 6 na obr. 5.6)
- Výsledek měření při  $-3$  dBFS: 0,00098 % nebo  $-100,23$  dB (položka 6 na obr. 5.6)
- Výsledek je rozdíl naměřené hodnoty THD+N při +3 dBFS a při  $-3$  dBFS, to je  $-17,43 - (-100,23) = 82,8$  dB

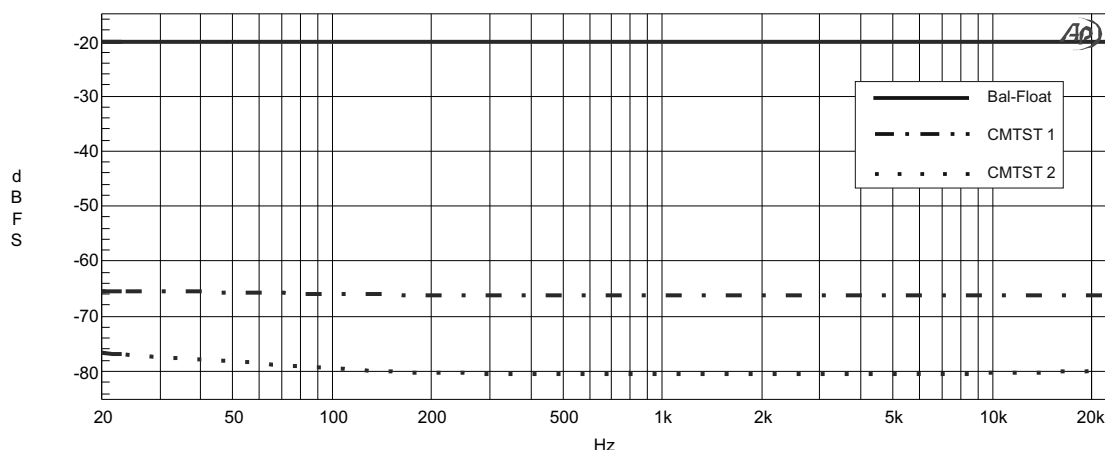
c) Poměr potlačení souhlasného rušení (CMRR) A/D převodníku [3, kap. 6.3.1.3]

Parametr určuje, jak moc je nesymetrický signál, který nese rušení, potlačen oproti symetrickému signálu.

- Konfigurace pro měření CMRR A/D převodníku je v souboru `CMRR_ad.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.3)
- Úroveň  $-20$  dBFS (položka 3 na obr. 5.6) se nastaví panelem Regulation, kde se reguluje výstupní úroveň signálu (položka 1 na obr. 5.11) pomocí vstupní úrovně signálu (položka 4 na obr. 5.11)
- Nastavení vnitřního zapojení konektoru generátoru na Bal-Float (položka 8 na obr. 5.3)
- Vstup Digital@ISR (položka 1 na obr. 5.6) znamená digitální měření
- Detektor 4/sec RMS (položky 7 a 8 na obr. 5.6)
- Filtr nevážený  $< 10$  Hz až  $f_S/2$  (položky 9, 10 a 11 na obr. 5.6)
- Měřicí funkce Amplitude v dBFS (položka 5 na obr. 5.6)
- Panel Sweep: osa x je frekvence generátoru 20 Hz až  $0,46 \cdot f_S$  (položky 3, 4 a 5 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je výstupní úroveň v dBFS
- Nastavení vnitřního zapojení konektoru generátoru na CMTST (pro měření CMRR) (položka 8 na obr. 5.3)
- Vložení rezistoru  $600 \Omega$  do jedné žíly symetrického vedení
- Panel Sweep: osa x je frekvence generátoru 20 Hz až  $0,46 \cdot f_S$  (položky 3, 4 a 5 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je výstupní úroveň signálu při nesymetrii v dBFS
- Vložení rezistoru  $600 \Omega$  do druhé žíly symetrického vedení
- Panel Sweep: osa x je frekvence generátoru 20 Hz až  $0,46 \cdot f_S$  (položky 3, 4 a 5 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je výstupní úroveň signálu při nesymetrii v dBFS

Audio Precision

05/04/12 14:35:2



**Obr. 5.49:** Charakteristiky pro určení CMRR pro A/D převodník

- Výsledné charakteristiky jsou na obr. 5.49

Výsledné grafy z neudávají obr. 5.49 hodnotu CMRR v závislosti na frekvenci. Plná křivka je výstupní signál při symetrickém vstupu převodníku. Čerchovaná křivka značí měření při nesymetrickém vstupu s rozvažovacím odporem v jedné žíle a tečkovaná křivka značí měření při nesymetrickém vstupu s rozvažovacím odporem v druhé žíle. Z měření při nesymetrickém vstupu se vybere ta křivka, která má horší útlum. CMRR je pak dáno rozdílem hodnot naměřené křivky při symetrickém vstupu a vybrané křivky při nesymetrickém vstupu. Jako rozvažovací odpory byly použity hodnoty  $10\ \Omega$ . To ovšem neodpovídá měření dle normy ČSN EN 61606-3 [3].

### 5.2.8 Analogové výstupní charakteristiky

- a) Analogová výstupní amplituda D/A převodníku při plné vstupní amplitudě [3, kap. 6.3.2.1]

Parametr určuje teoretickou maximální vstupní amplitudu při plné výstupní amplitudě, při které by nemělo docházet ke zkreslení signálu vlivem saturace.

- Konfigurace pro měření analogové výstupní amplitudy D/A převodníku při plné vstupní amplitudě je v souboru `Anal_plna_vyst.at27`
- Vstupní signál Sine o frekvenci 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni  $-20\ \text{dBFS}$  (položka 5 na obr. 5.4)
- Výsledná analogová výstupní amplituda je  $(10 \cdot 345,7)\ mV_{rms} = 3,547\ V_{rms}$  nebo  $(-7,007 + 20)\ \text{dBu} = 12,993\ \text{dBu}$  (položka 6 na obr. 5.3)

Výrobce měřeného zařízení udává hodnotu analogové výstupní amplitudy D/A převodníku při plné vstupní amplitudě  $+13\ \text{dBu}$ , viz příloha A. To platí při nastavení

citlivosti zařízení na +4 dBu. Změřená hodnota se liší o 0,007 dB od hodnoty uváděné výrobcem.

b) Výstupní symetrie D/A převodníku [3, kap. 6.3.2.2]

Test měří symetrii vyváženého analogového výstupu. Pokud by výstupy nebyly vyvážené, mohou ovlivňovat prostorový vjem u posluchače.

Parametr nemohl být změřen, protože nebyl k dispozici přípravek s impedancemi, který je na obr. 2.48.

## 5.2.9 Digitální vstupní charakteristiky

a) Vstupní délka slova D/A převodníku [3, kap. 6.3.3.2]

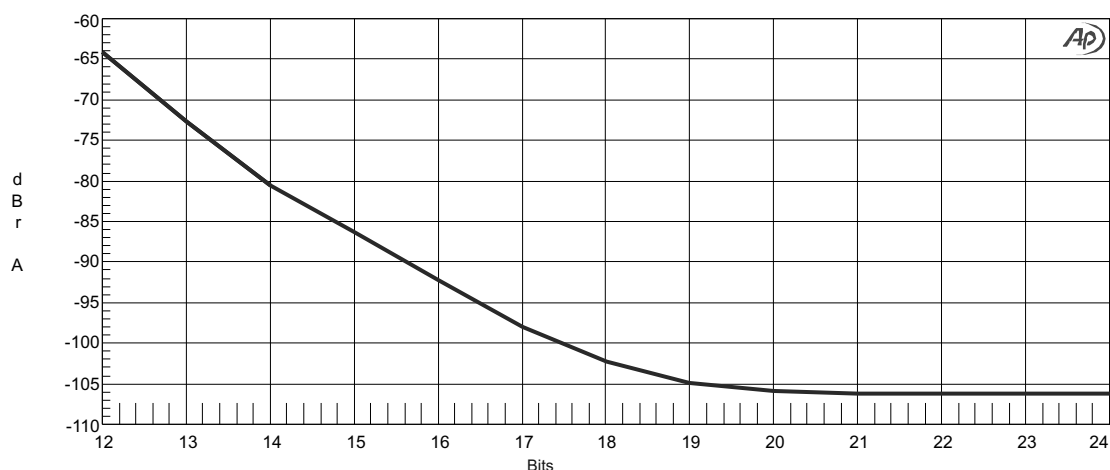
Vstupní délka slova je maximální počet bitů, kde při zvýšení o poslední bit dojde ke zvýšení dynamického rozsahu o méně než 3dB. Tak je ještě možné rozeznat změnu jednotlivý bitů od hladiny šumu.

- Konfigurace pro měření vstupní délky slova D/A převodníku je v souboru `Vstup_slovo_da.at27`
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni 0 dBFS (položka 5 na obr. 5.4)
- Nastavení reference (položka 13 na obr. 5.5) klávesou F4
- Vstupní signál Sine 997 Hz (položky 1 a 2 na obr. 5.4) o úrovni -60 dBFS (položka 5 na obr. 5.4)
- Detektor 4/sec RMS (položky 8 a 9 na obr. 5.5)
- Filtr nevážený < 10 Hz až > 500 kHz (položky 10, 11 a 12 na obr. 5.5)
- Vstup HiRes A/D @65536 (položka 1 na obr. 5.6)
- Detektor 4/sec RMS (položky 7 a 8 na obr. 5.6)
- Filtr vážený CCIR < 10 Hz až  $f_s/2$  (položky 9, 10 a 11 na obr. 5.6)
- Měřicí funkce se nastaví na THD+N Ampl (položka 5 na obr. 5.6)
- Panel Sweep: osa x je vstupní délka slova (položka 4 na obr. 5.2) od 12 do 24 s 12-ti kroky (položky 3, 4, 5 a 6 na obr. 5.10), osa y (položka 1 na obr. 5.10) je THD+N Ampl v dBr (tedy dBFS)
- Výsledná závislost je na obr. 5.50

Z obr. 5.50 je patrné, že vstupní délka slova je 18 bitů. Zvýšením o 1 bit se dynamický rozsah zvětší o 2,678 dB.

Audio Precision

04/26/12 15:39:41



Obr. 5.50: Dynamický rozsah v závislosti na vstupní délce slova D/A převodníku

### 5.2.10 Digitální výstupní charakteristiky

a) Výstupní délka slova A/D převodníku [3, kap. 6.3.4.2]

Parametr určuje, jaká délka slova bude použita pro další zařízení v řetězu za převodníkem.

- Konfigurace pro měření výstupní délky slova A/D převodníku je v souboru `Vystup_slovo_ad.at27`
- Zjistí se z počtu aktivních bitů (položka 11 na obr. 5.2)

Výrobce měřeného zařízení udává výstupní délku slova 24 bitů, viz příloha A. Změřená hodnota aktivních bitů byla stejná, tedy 24 bitů.

## 6

# Závěr

V této práci jsou řešeny parametry A/D a D/A převodníků. Byly shrnuty postupy měření těchto parametrů z platných norem a některé nestandardizované metody řešené výrobci analyzátorů. Ze standardizovaných metod byly vybrány postupy měření dle normy ČSN EN 61606-3 [3] a téměř všechny úspěšně implementovány do analyzátoru Audio Precision SYS-2722. Cílem práce bylo maximálně automatizovat měřící procedury pomocí maker, čehož nebylo z časových důvodů dosaženo.

V práci je u všech implementovaných parametrů uveden jejich význam, postup měření na analyzátoru a zhodnocení výsledků. Výstupem jsou konfigurační soubory, které jsou připravené pro automatizované měření pomocí maker. Konfigurační soubory jsou poskytnuty v příloze na CD.

Některé parametry se nezdařilo dokončit tak, aby výsledek odpovídal dané normě. Při měření maximální vstupní amplitudy A/D převodníku nebylo možné manuálně zajistit současnou kontrolu výstupní amplitudy a THD+N pro měření s rozμίtanou frekvencí. Obdobný problém nastal při měření maximální výstupní amplitudy D/A převodníku. Oba tyto nedostatky by bylo možné vyřešit pomocí makra, kde lze stanovit podmínky měření. Dalším nedokončeným parametrem je fázová odezva a skupinové zpoždění. Změřena je pouze fáze signálu v závislosti na frekvenci pro oba typy převodníků. Vyčíslení fázové odezvy a skupinového zpoždění z rovnic v kapitole 2.1.2 je možné dosáhnout dvěma způsoby. Jedním je použití makra, druhým způsobem je vytvořit skript v matlabu. Podobný problém nastal při měření zisku v závislosti na vstupní amplitudě. Aby výsledek odpovídal dané normě, je nutné výstupní průběh upravit tak, aby bylo ve výsledku dosaženo požadované funkce zisku. To ovšem manuálně nelze provést a opět se nabízí volba použití makra.

Dosud se jednalo především o softwarové nedostatky. Parametr modulace šumu nízkourovňovými signály D/A převodníku i A/D převodníku nemohl být změřen, protože analyzátor neobsahoval filtry laděné na třetinooktávové frekvence. Možným řešením by bylo exportovat data pro každou vstupní úroveň do wav souboru a vytvořit skript v matlabu, který bude třetinooktávové filtry simulovat a spočítá tak výsledek odpovídající normě. Při měření mimopásmového poměru signál-šum a potlačení obrazových složek D/A pře-

vodníku byl dle normy požadován mimopásmový filtr, jehož parametry jsou uvedeny v kapitole 2.1. Analyzátor má volbu analogových filtrů typu horní propust omezenou pouze na 4 možnosti, přičemž minimální propustná frekvence jednoho z těchto filtrů činí pouze 400 Hz. Z toho vyplývá, že výsledky měřených parametrů nemusí odpovídat skutečným hodnotám.

Při měření CMRR došlo k podobným potížím jako u předchozích parametrů. Dle normy se uvádí závislost CMRR na frekvenci. Aby toho bylo dosaženo, je nutné sečíst dvě změřené křivky, což manuálně nelze. Proto by bylo vhodné vytvořit výpočty pomocí makra. Posledním nezměřeným parametrem je výstupní symetrie D/A převodníku. Pro tento parametr je nutné vložit do měřícího řetězce přípravek s rozvažovacími odpory. Ten ovšem nebyl k dispozici.

# Literatura

- [1] Úřad pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví. *ČSN EN 61606-1: Zvuková a audiovizuální zařízení - Digitální zvukové části - Základní metody měření zvukových vlastností - Část 1: Všeobecně*. Úřad pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví, 2010.
- [2] Úřad pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví. *ČSN EN 61606-2: Zvuková a audiovizuální zařízení - Digitální zvukové části - Základní metody měření zvukových vlastností - Část 2: Zařízení spotřební elektroniky*. Úřad pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví, 2010.
- [3] Úřad pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví. *ČSN EN 61606-3: Zvuková a audiovizuální zařízení - Digitální zvukové části - Základní metody měření zvukových vlastností - Část 3: Zařízení pro profesionální použití*. Úřad pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví, 2009.
- [4] Český normalizační institut. *ČSN EN 61606-4: Zvuková a audiovizuální zařízení - Digitální zvukové části - Základní metody měření zvukových vlastností - Část 4: Osobní počítač*. Český normalizační institut, 2007.
- [5] Audio Engineering Society, Inc. *AES standard method for digital audio engineering — Measurement of digital audio equipment*. 60 East 42nd Street, New York, New York 10165 US: Audio Engineering Society, 1998.
- [6] Dunn, Julian. *Audio Precision Application Note #5: Measurement Techniques for Digital Audio*. Beaverton, Oregon 97005: Audio Precision, Inc., 2004.
- [7] Audio Precision, Inc. *2700 Series User's Manual*. Beaverton, Oregon 97005: Audio Precision, Inc., 2004.
- [8] Carstens, Matthias. *User's Guide RME ADI-2*. 08/2010.



# **Příloha A**

## **Technické parametry měřeného zařízení RME ADI-2**

---

## 4. Technical Specifications

- Power supply: external switching power supply, 100 - 240 V AC, 20 Watts
- Accepted power supply voltage: DC 8 V – 28 V, AC 8 V – 20 V
- Current at 12 V: 670 mA (8 Watts)
- Dimensions including rack ears (WxHxD): 265 x 44 x 165 mm (10.5" x 1.73" x 6.5")
- Dimensions without rack ears/handles (WxHxD): 218 x 44 x 155 mm (8.6" x 1.73" x 6.1")
- Weight: 1 kg ( 3.3 lbs)
- Temperature range: +5° up to +50° Celsius (41° F up to 122°F)
- Relative humidity: < 75%, non condensing

### 4.1 Analog Specs

#### AD

- Resolution AD: 24 bit
- Signal to Noise ratio: 110 dB RMS unweighted, 113 dBA
- Frequency response AD @ 44.1 kHz, -0.1 dB: 5 Hz - 21.5 kHz
- Frequency response AD @ 96 kHz, -0.5 dB: 5 Hz – 45.3 kHz
- Frequency response AD @ 192 kHz, -1 dB: 5 Hz - 74 kHz
- THD: < -110 dB, < 0.00032 %
- THD+N: < -104 dB, < 0.00063 %
- Crosstalk: > 110 dB
- Maximum input level AD: +19 dBu
- Input: XLR or 1/4" TRS, electronically balanced
- Input impedance: 10 kOhm
- Input sensitivity switchable: +4 dBu, -10 dBV, Lo Gain
- Input level for 0 dBFS @ Lo Gain: +19 dBu
- Input level for 0 dBFS @ +4 dBu: +13 dBu
- Input level for 0 dBFS @ -10 dBV: +2 dBV

#### DA

- Resolution DA: 24 Bit
- Signal to Noise ratio (SNR): 116 dB RMS unweighted, 119 dBA @ 44.1 kHz (unmuted)
- Frequency response @ 44.1 kHz, -0.1 dB: 1 Hz – 21.1 kHz
- Frequency response @ 96 kHz, -0.5 dB: 1 Hz – 43.5 kHz
- Frequency response @ 192 kHz, -1 dB: 1 Hz – 70 kHz
- THD: -103 dB, < 0.0007 %
- THD+N: -100 dB, < 0.0001 %
- Crosstalk: > 110 dB
- Maximum output level DA: +19 dBu
- Output: XLR and 1/4" TRS, servo balanced
- Output impedance: 75 Ohm
- Output level switchable: Hi Gain, +4 dBu, -10 dBV
- Output level at 0 dBFS @ Hi Gain: +19 dBu
- Output level at 0 dBFS @ +4 dBu: +13 dBu
- Output level at 0 dBFS @ -10 dBV: +2 dBV

#### DA - Stereo Monitor Output (Phones)

- as DA, except:
- Output: 6.3 mm stereo TRS, unbalanced
- Output impedance: 30 Ohm

---

## 4.2 Digital Specs

- Clocks: Internal, ADAT In, SPDIF In
- Low jitter design: < 1 ns in PLL mode, all inputs
- Internal clock: 800 ps jitter, random spread spectrum
- Jitter suppression of external clocks: about 30 dB (2.4 kHz)
- Effective clock jitter influence on AD and DA conversion: near zero
- PLL ensures zero dropout, even at more than 100 ns jitter
- Digital Bitclock PLL for trouble-free varispeed ADAT operation
- Supported sample rates: 30 kHz up to 200 kHz

## 4.3 Digital Interface

- Digital inputs and outputs ground-free transformer coupled
- Formats: optical (TOSLINK), RCA (SPDIF, AES/EBU compatible)
- High-sensitivity input stage RCA: < 0.2 V<sub>pp</sub> input level
- Output voltage RCA Consumer 0.8 V, Professional 2.3 V

## 5. Power Supply

In order to make operating the ADI-2 as flexible as possible, the unit contains a switching regulator of the latest technology, which not only has a high efficiency (> 90%), but also prevents internal hum noise by operating beyond 100 kHz. Another advantage: the ADI-2 accepts any power supply with voltages between 8 and 28 V DC, no matter which polarity, and even between 8 and 20 V AC. Given the power supply can deliver the current needed.

The supplied high-quality switching power supply, 12 V / 2 A, not only accepts any mains voltage between 100 V and 240 V (usable world-wide), but is also fully regulated against voltage fluctuations. Additionally it only weighs 150 g in spite of its high power of 20 Watts.

The large voltage range of the ADI-2 also allows for the use of a rechargeable lead-battery instead of a power supply, for completely independent mobile operation. A matching connection cable (power jack to terminals 6.3 mm) is available from RME. A Panasonic LC-R122R2PG battery, 12 V 2.2 Ah, can operate the ADI-2 for 4 hours.