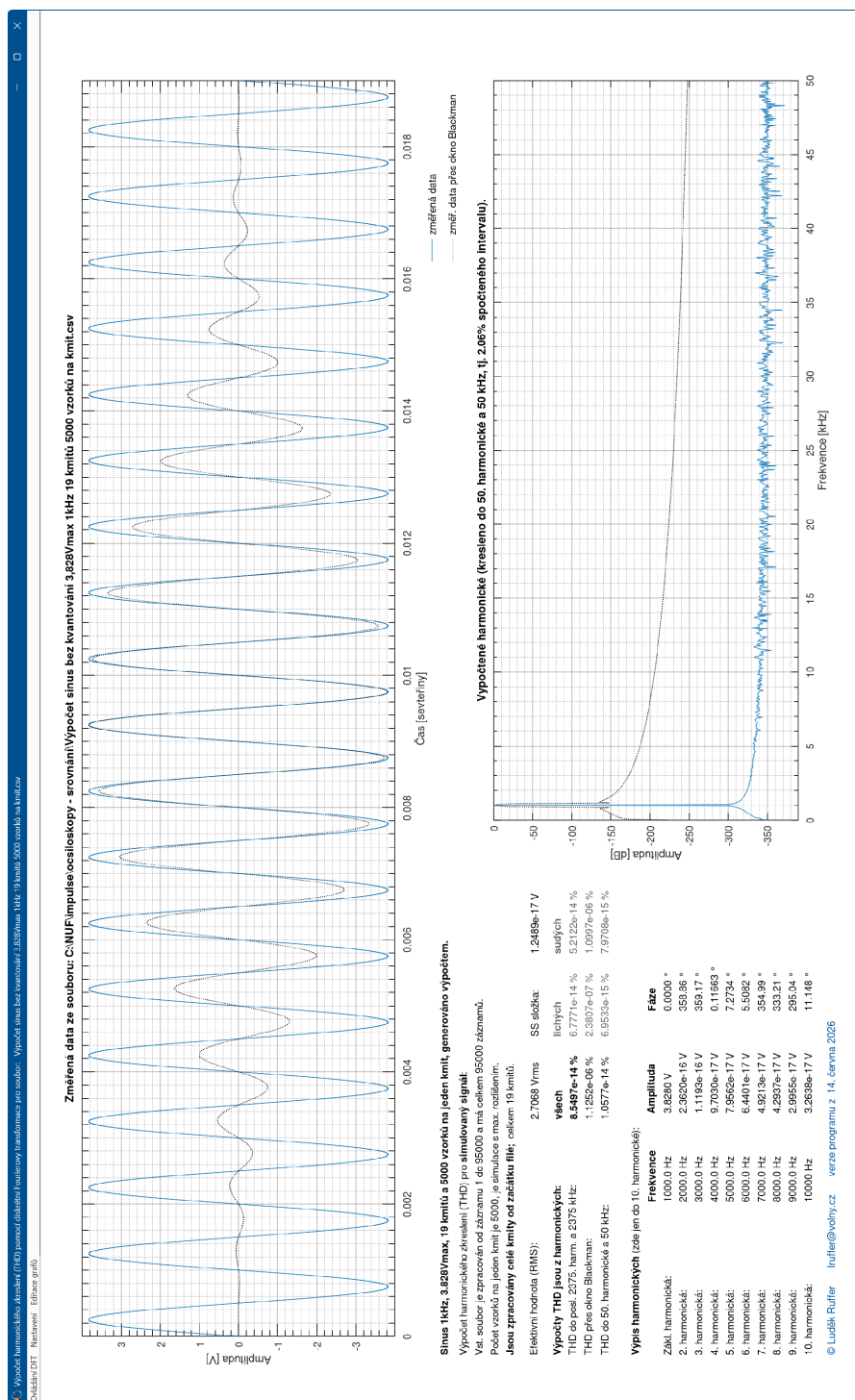


Vyjádření autora k nejistotám programu pro výpočet THD

Verze textu z 14. července 2026

Dobrý zvyk je u jakéhokoliv měřicího zařízení uvádět jeho nejistoty. A protože tento program zpracovává signály měřené digitálními osciloskopy a jak program, tak osciloskop do výsledků také přidávají nejistoty, chtěl jsem je zde nějak vyjádřit. Ovšem otázka výpočtu THD přes FFT se, co se týká nejistot, ukázala dost složitá, tak zde uvedu aspoň popisy některých možných chyb a nějaké vzorové výpočty THD, které mohou nejistoty alespoň přiblížit, když už je nedovedu definovat.

Nejistoty mohou mj. pocházet z výpočtu FFT. Proto sem dávám výpočet THD sinusového signálu generovaného bez kvantování výpočtem v jiném programu, s jeho max. přesností.



THD v příkladu vypočtené je v podstatě chyba, protože ideální sinusovka žádné zkreslení nemůže mít a dá se říct, že toto chybové THD přibližně odpovídá rozlišení programu, kterým byla sinusovka počítána (přesnost double). Jak je z výpočtu vidět, vypočtené THD, je tak malé, že nemá smysl se touto nejistotou dále zabývat.

FFT má mnoho rysů (podle různých zdrojů z internetu), které mohou vést k chybným výsledkům, pokud nejsou správně ošetřeny. Vyplývají z:

- Diskretizace (vzorkování původně spojitého časového signálu)
- Nutnosti omezit délku časového signálu

K chybám například taky může vést:

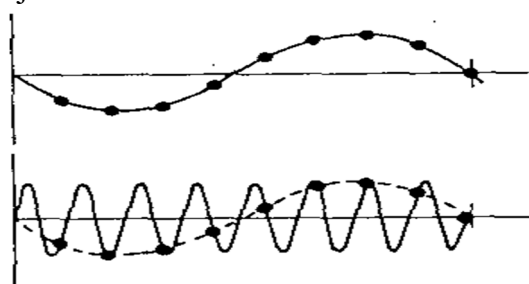
- **Aliasing**
- **Chyby únikem (leakage)**
- Vliv oken
- Filtrování

K některým položkám podrobněji:

Aliasing:

Aliasing vyplývá z diskretizace (vzorkování) původně spojitého časového signálu. Je to chyba zpracování signálu způsobená nedostatečným vzorkováním a může poškodit digitální analýzu zkoumaných dat. Stává se to, když je signál vzorkován příliš nízkou frekvencí, aby bylo možné zachytit jeho nejvyšší frekvenční složky, takže se tyto vysoké frekvence „skládají dolů“ a vydávají se za nižší frekvence ve výsledném FFT spektru. Výsledkem jsou falešné harmonické, které ve skutečném signálu nikdy neexistovaly, tedy harmonické, které mohou vést k závažné chybné diagnóze.

Aliasing může být třeba, že když osciloskop digitalizuje signál, tak nezaznamenává spojitou křivku, ale sekvenci diskrétních vzorků pořízených v pevném časovém intervalu. Pokud jsou tyto vzorky od sebe příliš vzdálené vzhledem k rychlosti, jakou se signál mění, FFT analýza doslova nerozezná rychlou vlnu od pomalé. Těch několik bodů, které zachytí z vysokofrekvenční složky, může být spojeno do dokonale věrohodné nízkofrekvenční sinusoidy. Tato přízračná nízká frekvence je alias, a jakmile se objeví ve spektru je nerozeznatelná od skutečné harmonické na této frekvenci. Celkem hezky je to na následujícím obrázku:



alias – falešný nízkofrekvenční signál

skutečný signál s vyšší frekvencí

Aby se toto nestávalo, je potřeba, aby vzorkovací frekvence osciloskopu odpovídala Nyquist-Shannonově větě o výběru vzorků:

Pro přesnou reprezentaci analogového signálu v digitální podobě je třeba nastavit vzorkovací frekvenci (F_{vz}) tak, že musí být alespoň dvojnásobek nejvyšší frekvenční složky (F_{max}), která je v signálu přítomna (nebo která se ještě chce analyzovat).

Tato minimální vzorkovací frekvence ($2 \times F_{max}$) se nazývá **Nyquistova vzorkovací frekvence**. Obráceně, nejvyšší frekvence, která se může při dané vzorkovací frekvenci věrně měřit, je její polovina: $F_{max} = F_{vz} / 2$. Tento strop je **Nyquistova frekvence**. Jakákoli reálná frekvence nad Nyquistovou frekvencí nemůže být poctivě reprezentována a místo toho se objeví jako chyba ve spektru pod ní.

U analyzátorů se na potlačení aliasingu běžně používají tzv. anti-aliasingové filtry. To je strmá dolní propust, která se aplikuje na analogový signál ještě **před** analogově-digitální převodník. Jejím účelem je odstranit veškerý frekvenční obsah nad maximální frekvencí (F_{max}), kterou uživatel zvolil pro měření. **Musí to být filtr analogový. Nedá se takto použít filtr digitální**, a navíc nasazený na už digitalizovaný signál, jako je v programu na výpočet THD použita dolní propust typu Butterworth, protože digitální filtr nemůže aliasing odstranit, když v něm aliasing už je v digitalizovaných datech obsažen.

Toto by mohlo vysvětlovat rozpor, který popisují v popisu programu pro výpočet harmonického zkreslení v posledním odstavci kapitoly „Úprava změřených dat a výpočty“, a totiž že nesedělo měření THD generátoru měřené přes fyzickou (analogovou, pasívní) DP se zlomem cca 25 kHz, druhého řádu a typu Butterworth s jinak stejným měřením, ale bez analogové dolní propusti, avšak se stejnou dolní propustí počítanou v programu (digitální) nastavenou na zhruba stejné parametry.

V analyzátorech spektra je takový analogový anti-aliasingový filtr vždy obsažen a bývá proveden tak, aby se jeho bod zlomu dal nastavovat, a automaticky se také nastavuje na Nyquistovu frekvenci. Jenomže protože samozřejmě to není ideální filtr, ale má nějaký sklon sestupné hrany, odstraňují se také harmonické Nyquistově frekvenci se blížící. Bývá to nastaveno tak, že harmonické vystupují do cca 80 % Nyquistovy frekvence.

Jako opatření proti aliasingu je nejprve nejjednodušší ověřit vzorkovací frekvenci, jestli z ní vyplývající Nyquistova frekvence je vyšší než nejvyšší frekvence, která se chce analyzovat. Nejlepší podle zdrojů z internetu je, když nejvyšší frekvence, která se chce měřit je max. 80 % Nyquistovy frekvence. Pokud toto není možné dodržet, potom bude potřeba udělat nějakou **analogovou** dolní propust která by neměla svoje THD významné (tedy pasívní, nebo alespoň pasívní co se týká cesty signálu kde by asi mohly být polovodičové náhrady indukčností nebo LC členů, aby se dala nastavovat), protože osciloskopy (které mám) žádnou takovou „štelovací“ dolní propust nemají. Pokud by se ovšem chtělo použít tuto propust pro celé akustické pásmo, musela by být nastavitelná v dosti velkém rozsahu, aby se dala nastavit na Nyquistovy frekvence vyplývající z nastavení vzorkování osciloskopů pro kmitočty v rozsahu 20 Hz až 20 kHz (tedy pokud by se nechtělo THD měřit ještě výše). U mých osciloskopů a nastavení které používám, by to bylo od 10 kHz (osciloskop Hantek DSO4102C a 20 Hz, záznam 19 kmitů, Memory Depth 20k) až po 4 GHz (osciloskop OWON ADS802A a 20 kHz záznam 15 kmitů, Acquire Depth 100k). Protože toto nebude v praxi realizovatelné, a taky nevím jaký význam by mělo měřit např. 20 kHz přes dolní propust 4 GHz (obecně tedy aby dolní propust měla tak velký odstup od nejvyššího měřeného kmitočtu), takže asi bych zkusil udělat nějakou jednu analogovou propust pro všechna měření

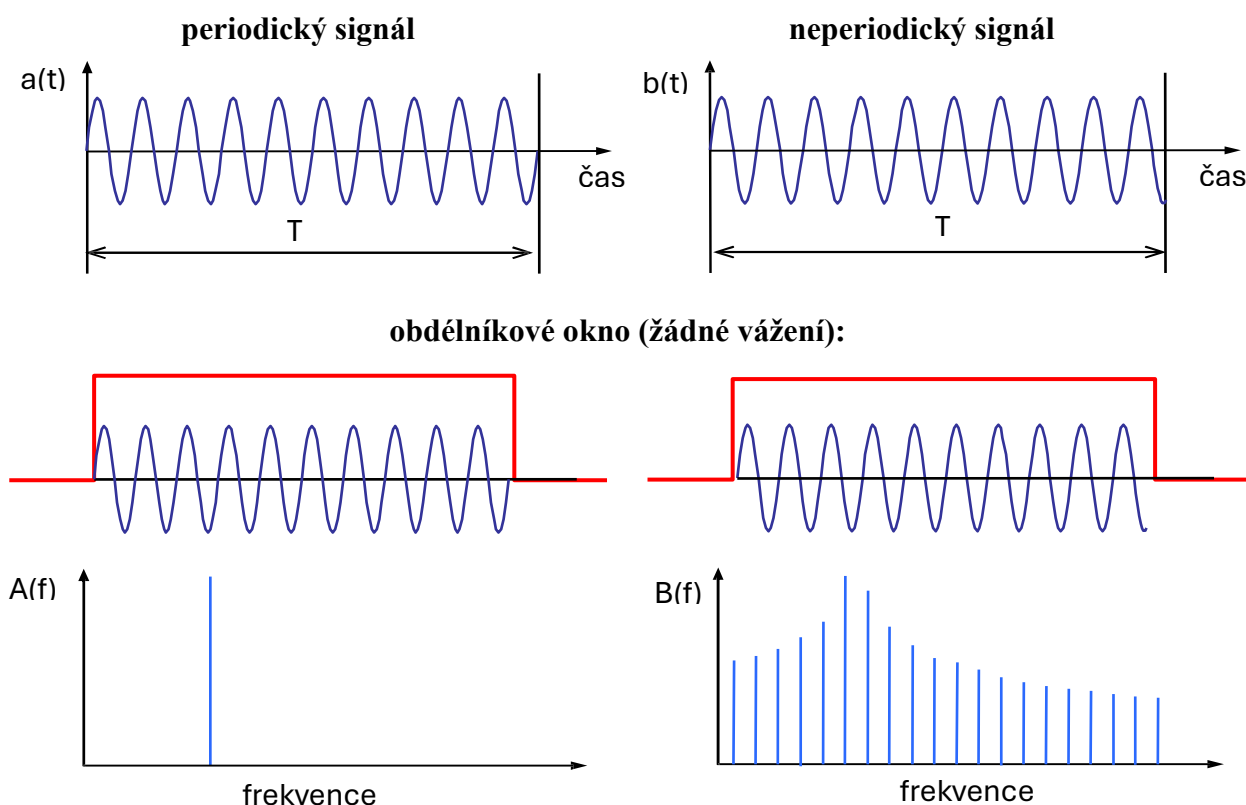
nastavenou na asi 50 nebo 100 kHz s tím, že z toho vyplývají určitá omezení: pro nízké kmitočty se to v podstatě neuplatní (asi bych to měl vyzkoušet, jestli se u nich použití DP ve výsledku pozná) a pro vysoké by to zase omezovalo dost brzo, ale u těch zde by to snad nevadilo (záleží co se chce měřit, jestli by to takto stačilo). Takže to budu muset zkusit, uvidíme.

Tato chyba se bude víc uplatňovat v případě, že by Nyquistova frekvence vzorkovacího kmitočtu osciloskopu byla významně blízko nejvyššímu kmitočtu, který se chce analyzovat. Doufám, že u dnešních osciloskopů a pro většinu kmitočtů akustických kmitočtových pásem se už tak nízké vzorkovací frekvence u digitálních osciloskopů nevyskytují, i když výjimky zde jsou: např. viz výše uváděnou Nyquistovu frekvenci 10 kHz pro měření osciloskopem HANTEK při měření kmitočtu 20 Hz. Vyskytla se při hloubce paměti 20 k, kdy se do souboru ukládá 20 k dat. Tento osciloskop má jednu ještě vyšší hloubku paměti, a to 40 k, takže při nastavení ukládání na hloubku paměti 40 k by Nyquistova frekvence v tomto případě byla dvojnásobná, tedy 20 kHz, což už by snad mohlo vyhovovat, já jsem zase obě hloubky v tomto případě porovnávat nezkoušel, třeba to ještě zkusím, uvidíme.

Další možnost, jak omezit vliv vyšších harmonických, tentokrát už spočítaných, je volitelné nastavení, do které harmonické (pořadí nebo kmitočtem) se bude THD počítat, které vystupuje v jednom řádku výpočtů. Tady je zvažování, do které harmonické to bude plně na používateli programu, podle toho, co od výpočtu očekává.

Chyba spektrálním únikem (spectral leakage):

Aby FFT počítala „jedle“, je potřeba, aby signál byl periodický (základní podmínka FFT). Aby to platilo, musí být hodnota signálu mj. na konci bloku totožná s jeho hodnotou na začátku. Když signál periodický není, energie tzv. „unikne“ do více harmonických blízkých skutečné frekvenci, a spektrum je potom rozprostřeno do několika harmonických. Celkem hezky (bez použití tzv. oken) to ukazuje následující obrázek:



Tato chyba se dá odstranit, nebo alespoň minimalizovat následujícími způsoby:

- 1) Změnou délky trvání měřeného vzorku tak, aby vyhověl základní periodicitě signálu. Toto má program přednastaveno jako výchozí možnost, i když se zde nemění délka signálu (ta je dána uložením v osciloskopu), ale program se snaží vybrat úsek dat tak, aby toto splňoval. V ideálním případě, kdyby se podařilo přesně vybrat začátek a konec signálu tak, aby přesně odpovídal frekvenci signálu, by se tato chyba odstranila úplně. Ovšem protože osciloskopy vzorkují s nějakým svým kmitočtem, který není přesný násobek frekvence měřeného signálu a zaznamenaný vzorek ani není na měřený signál přesně navázán (nedá se najít přesně stejná hodnota, která by byla na začátku a konci periody), tak se může maximálně podařit se k ideálu přiblížit na rozdíl času jednoho vzorku. Z tohoto vyplývá nějaká menší chyba únikem, kterou bude FFT zatíženo. Je to ještě podmíněno průběhem signálu, aby program poznal, kdy signál stoupá a kdy klesá, takže to program neumí pro všechny průběhy, ale pro běžné, ne moc zkreslené sinusové signály to poznává celkem dobře. Je ovšem dobré to po vykreslení signálu podle nakresleného průběhu výběru zkontrolovat.
- 2) Zvětšením délky trvání doby měření T , takže frekvenční rozlišení bude jemnější a vliv chyby se zmenší. Ale u osciloskopů se toto pro nějaký pevně daný kmitočet, který se chce měřit, dá provést jen snížením skenovací rychlosti horizontální časové základny, tím pádem bude zobrazeno a do souboru zaznamenáno více period. Je to trochu „ošemetné“, protože snížením této skenovací rychlosti bude v záznamu na jeden kmit méně vzorků, což může chybu zase zvětšovat. Podle mých zkušeností vychází THD lepší (menší) např. pro soubor, který má přibližně okolo 20 cyklů než třeba pro soubor se 4 cykly. U osciloskopu OWON ADS802A (většinou) vychází ještě lépe soubor třeba s 34 cykly, ale když už bude cyklů v souboru moc, a proto bude málo vzorků na jeden cyklus, tak se chyba zvětšuje, jak je zde už uvedeno. Z toho vyplývá, že optimální počet měřených cyklů, a tedy skenovací rychlost si musí každý pro dané měření najít sám, nějak jednoznačně to stanovit nedovedu, závisí to třeba i na použitém osciloskopu a jeho nastavení.
- 3) Další, např. u osciloskopů, které mají FFT je běžně používaný způsob před FFT „prohnat“ signál přes matematické filtry, kterým se říká okna neboli „okenní transformace“. Tyto okna signál různým způsobem na začátku a na konci utlumí do nuly, když uprostřed průběhu zůstane signál v původní velikosti, podobá se to tzv. zvonovému průběhu. Těchto oken je víc druhů, já jsem do programu zabudoval pro porovnání a pro případy, kdy by se nedařilo periodický průběh nějak vybrat jen jedno okno, a to typ Blackman. THD vypočtené ze signálu přes toto okno se vždy zobrazuje v jednom řádku výpočtů a průběh signálu po průchodu tímto oknem se zobrazuje také v grafu, ale protože tady někdy „zavazel“ změřenému průběhu, tak se dá volit, jestli se zobrazí nebo ne.

Podle mých zkušeností ve většině případů vychází THD lepší (o něco menší) z výběru kmitů než z použitého okna, ovšem jak už jsem zde psal, je potřeba programem vybraný průběh kontrolovat alespoň zhlédnutím v grafu. Samozřejmě, volba použití výběru kmitů nebo okna je zase na každém.

Vliv oken:

Fungování oken je popsáno v předchozí kapitole v bodě 3), co se týká chyby jimi způsobené, je to už také zmíněno na konci předešlé kapitoly. Okno (které v programu je) se hodí použít v případě, že by se nepodařilo správně vybrat celé periody, potom může být THD přes ně spočítané lepší (menší), nebo vůbec věrohodnější než THD z neperiodického průběhu. Proto také byla okna vymyšlena, aby se u FFT jimi minimalizovala chyba únikem a FFT se dalo nějak počítat bez složitějšího a nejistého výběru celých period. Je to zde jakási možnost alespoň nějakého výpočtu THD, když jiná, lepší možnost není.

Filtrování:

Filtry pro výpočet THD mohou být použity dvojí:

- 1) **Analogové**, předřazené osciloskopu při měření. Používat se mohou jednak pro potlačení Aliasingu, což už je zde popsáno v kapitole o něm, a druhak pro potlačení frekvencí, které se potlačit z nějakého důvodu chce. Tedy mohou to být jak dolní, tak horní propusti, které nějak potlačí harmonické mimo jejich propustné pásmo což THD samozřejmě ovlivní, ale tady předpokládám, že když někdo nějaké kmitočty potlačit chce tak je to výsledek chtěný a očekávaný a ne chyba. Jen ještě tady preparát zopakují, že když se chce nějak omezit frekvenční průběh měřeného signálu, **vždy by se měly použít filtry analogové předřazené osciloskopu**, a také by, alespoň co se týká cesty signálu ve filtrech měly být pasivní, aby případné polovodičové prvky vřazené do cesty signálu k němu nepřidávaly svoje THD. Polovodičové prvky snad mohou být použity jako umělé indukčnosti a kapacity, ale připojené k signálu paralelně. Digitální filtry použité na už digitalizovaný signál nemohou jedle ovlivnit třeba vyšší frekvence, které už kvůli vzorkovacím kmitočtu v digitalizovaném signálu být nemohou, viz zase kapitola o Aliasingu.
- 2) **Digitální**: i přes jejich omezení popsaném v předchozím odstavci jsem do programu zabudoval Butterworthovu dolní propust, jejíž parametry se dají v nějakém rozsahu měnit. Může se použít třeba když je pro výpočet THD potřeba omezit vyšší kmitočty, které ovšem v digitalizovaném souboru musí být obsaženy, typicky nižší než cca 80 % Nyquistovy frekvence ze vzorkovacího kmitočtu, pro vyšší nemá na digitalizovaný soubor použití této DP smysl. Zde zase předpokládám, že když tuto DP někdo použije, tak ví, co dělá a jí ovlivněné THD chce jako výsledek, takže se to zase nedá považovat za chybu.

To je tak asi všechno, co teď mohu k nejistotám a k postupům vedoucím k jejich (někdy částečné) eliminaci říct. Aby zde alespoň nějak byly popsány chyby, které se mohou v různých měřeních vyskytnout, tak dále příkládám tabulky shrnující THD počítané ze stejného průběhu generovaného stejným generátorem, jednak pro různé velikosti signálu vzhledem ke stejnému vertikálnímu rozsahu osciloskopu, druhak pro různé počty period signálu a třet'ak snímané dvěma osciloskopy s 8 a 12bitovým AD převodníkem. To proto, abych nějak demonstroval rozdíly v THD, které těmito postupy vzniknou, přičemž jde o pořád stejný vstupní signál. Ovšem jako první je na následující straně porovnávací tabulka pro signál vypočítaný jiným programem.

**Porovnání ideálních (vypočtených) signálů pro 8 a 12bitové kvantování
a pro různé velikosti signálu (vzhledem k úrovni ze které se kvantuje).**

Vypočtený sinus 1kHz výpočtem kvantovaný na 8bitů (jako AD převodník 8bit) kvantování bylo všude z celkového rozsahu 8V, jako pro citlivost 1V/dílek. Vypočtené THD pro různá vstupní napětí a počty zpracovaných kmitů.				Φ THD (na počtu kmitů evidentně nezávisí)
Vstupní napětí U _{vst} / rozsah	Počet zpracovaných kmitů / vzorků na 1 kmit			
	9 / 2000	19 / 1000	39 / 500	
3,828 V _{max}	0,34064 %	0,34314 %	0,34152 %	0,3418 %
0,9570	-49,35 dB	-49,29 dB	-49,33 dB	-49,33 dB
1,914 V _{max}	0,68450 %	0,69064 %	0,69197 %	0,6890 %
0,4785	-43,29 dB	-43,21 dB	-43,20 dB	-43,24 dB
0,957 V _{max}	1,29550 %	1,30330 %	1,30110 %	1,3000 %
0,2393	-37,75 dB	-37,70 dB	-37,71 dB	-37,72 dB

Vypočtený sinus 1kHz výpočtem kvantovaný na 12bitů (jako AD převodník 12bit) kvantování bylo všude z celkového rozsahu 8V, jako pro citlivost 1V/dílek. Vypočtené THD pro různá vstupní napětí a počty zpracovaných kmitů				ϕ THD (na počtu kmitů evidentně nezávisí)
Vstupní napětí U _{vst} / rozsah	Počet zpracovaných kmitů / vzorků na 1 kmit			
	3 / 25000	19 / 5000	39 / 2500	
3,828 V _{max}	0,01914 %	0,02247 %	0,02276 %	0,0215 %
0,9570	-74,36 dB	-72,97 dB	-72,86 dB	-73,37 dB
1,914 V _{max}	0,04238 %	0,04420 %	0,04423 %	0,0436 %
0,4785	-67,46 dB	-67,09 dB	-67,08 dB	-67,21 dB
0,957 V _{max}	0,08075 %	0,08003 %	0,08182 %	0,0809 %
0,2393	-61,86 dB	-61,93 dB	-61,74 dB	-61,84 dB

Zde je viděti, že v tomto případě počet zpracovávaných cyklů (period) nemá na výsledek téměř žádný vliv – signál je generován výpočtem, takže je naprosto pravidelný a stejný ve všech periodách. Zato podstatný vliv má velikost zpracovávaného napětí vzhledem k vertikálnímu rozsahu osciloskopu. Je to naprosto logické a je to tak u každého měřicího přístroje. V popisu programu pro výpočet THD je uvedeno že THD měřeného zařízení je potřeba měřit dvakrát, jednou se změří THD celého řetězce (generátor + zařízení) a podruhé se za stejných podmínek změří jen THD generátoru a výsledné THD se vypočítá jako jejich rozdíl. Takže pro výpočty THD tímto programem z toho vyplývá, že je naprosto podstatné, aby velikost sinusového napětí byla stejná pro měření celého řetězce a generátoru, jinak by se rozdíl uplatnil jako chyba. Toto ovšem nelze dodržet vždy, třeba když se bude měřit THD výkonového koncového zesilovače, když jeho napětí pro plný výkon bude větší než maximální napětí generátoru. Dá se to alespoň přibližně potlačit tím, že se **THD generátoru změří při takovém napětí, které je ve stejném poměru k nižšímu rozsahu osciloskopu, jako bylo napětí zesilovače při plném výkonu k většímu rozsahu osciloskopu.** Nebude to ale nikdy přesně stejná chyba, jako u stejných rozsahů, ale alespoň něco.

Porovnání THD vypočtených z měření stejného signálu měřeného osciloskopy s 8 a 12bitovými AD převodníky na jejich různých rozsazích a pro různé velikosti signálu (vzhledem k rozsahu osciloskopu).

Osciloskop HANTEK DSO4102C (AD převodník 8bit), sinusový signál 1kHz z generátoru OWON DGE1030*), vertikální rozsah byl všude 1V/dílek . Vypočtené THD pro různá vstupní napětí a počty zpracovaných kmitů.				
Vstupní napětí Uvst / rozsah **)	Počet zpracovaných kmitů / vzorků na 1 kmit			
	9 / 2000	19 / 1000	39 / 500	
3,828 Vmax	0,40303 %	0,30341 %	0,23144 %	
0,9570	-47,89 dB	-50,36 dB	-52,71 dB	
1,914 Vmax	0,83998 %	0,64621 %	0,52194 %	
0,4785	-41,51 dB	-43,79 dB	-45,65 dB	
0,957 Vmax	1,53800 %	1,34790 %	1,16140 %	
0,2393	-36,26 dB	-37,41 dB	-38,70 dB	

Osciloskop OWON ADS802A (AD převodník 12bit), sinusový signál 1kHz z generátoru OWON DGE1030*), vertikální rozsah byl všude 1V/dílek . Vypočtené THD pro různá vstupní napětí a počty zpracovaných kmitů.				
Vstupní napětí Uvst / rozsah **)	Počet zpracovaných kmitů / vzorků na 1 kmit			
	3 / 25000	19 / 5000	39 / 2500	
3,828 Vmax	0,14219 %	0,07177 %	0,05944 %	
0,9570	-56,94 dB	-62,88 dB	-64,52 dB	
1,914 Vmax	0,26920 %	0,12720 %	0,09361 %	
0,4785	-51,40 dB	-57,91 dB	-60,57 dB	
0,957 Vmax	0,49609 %	0,22362 %	0,18088 %	
0,2393	-46,09 dB	-53,01 dB	-54,85 dB	

*) Poznámka: harmonické zkreslení signálu generátoru je v jeho dokumentaci definováno dvakrát:
1 - Harmonické zkreslení: Typický (0dBm) pro DC až 1 MHz: <-65dBc (tj. <0,05623...%)
2 - Celkové harmonické zkreslení: <0,2%, 10 Hz až 20 kHz; 1 Vpp

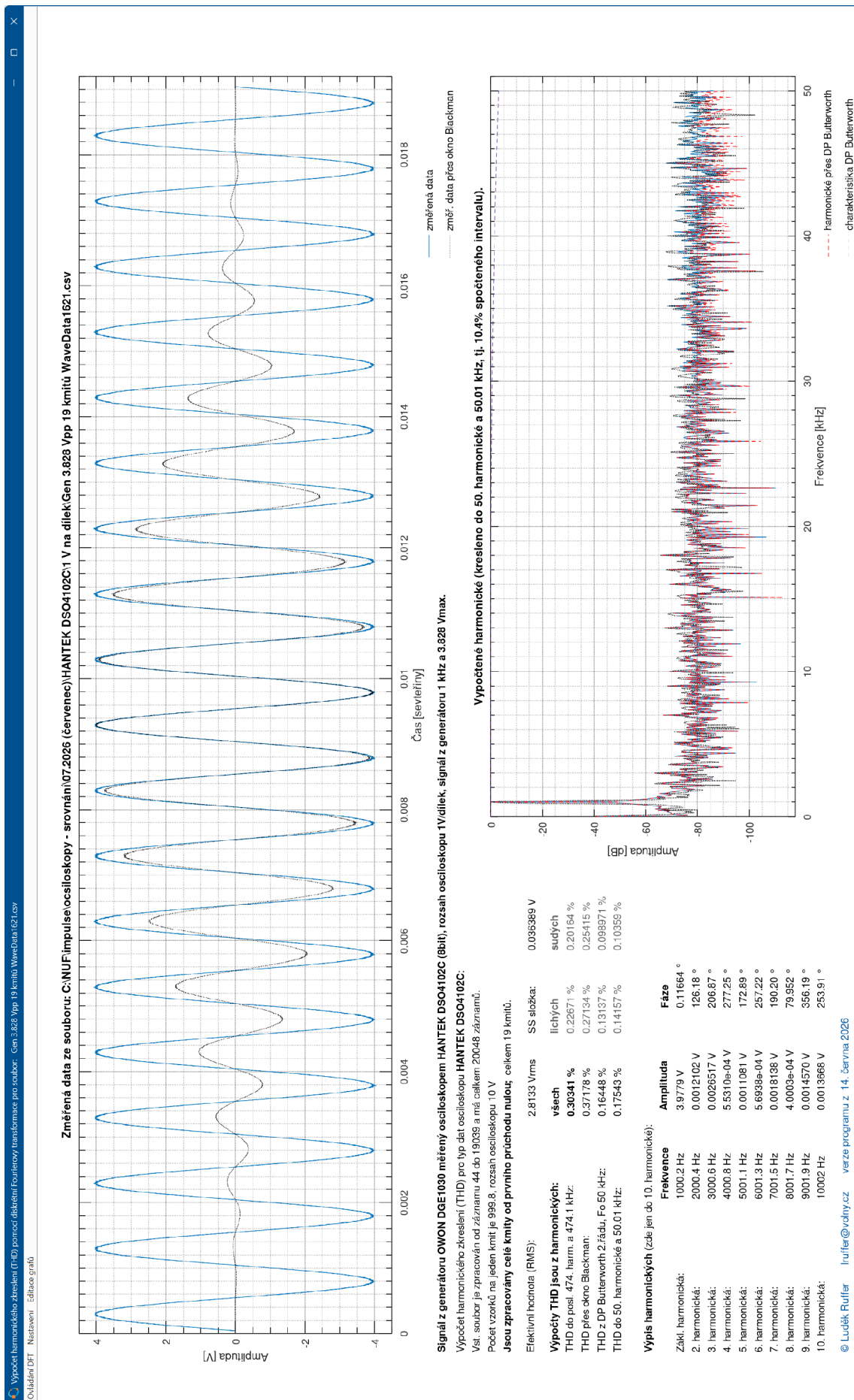
**) Poměr Uvst / rozsah je vypočítán pro vstupní napětí špička - špička, tj. Vmax * 2 rozsah je určen nastavením citlivosti ve V/dílek a je přes celé stínítko které má u obou osciloskopů 8 dílků, tj. (V/dílek) * 8

Osciloskop HANTEK DSO4102C (AD převodník 8bit), sinusový signál 1kHz z generátoru OWON DGE1030*), vertikální rozsah byl všude 0,5V/dílek . Vypočtené THD pro různá vstupní napětí a počty zpracovaných kmitů.				
Vstupní napětí Uvst / rozsah **)	Počet zpracovaných kmitů / vzorků na 1 kmit			
	9 / 2000	19 / 1000	39 / 500	
1,914 Vmax	0,45639 %	0,34530 %	0,28100 %	
0,9570	-46,81 dB	-49,24 dB	-51,03 dB	
0,957 Vmax	0,97791 %	0,79604 %	0,68760 %	
0,4785	-40,19 dB	-41,98 dB	-43,25 dB	
0,479 Vmax	1,92860 %	1,57160 %	1,36540 %	
0,2395	-34,30 dB	-36,07 dB	-37,29 dB	

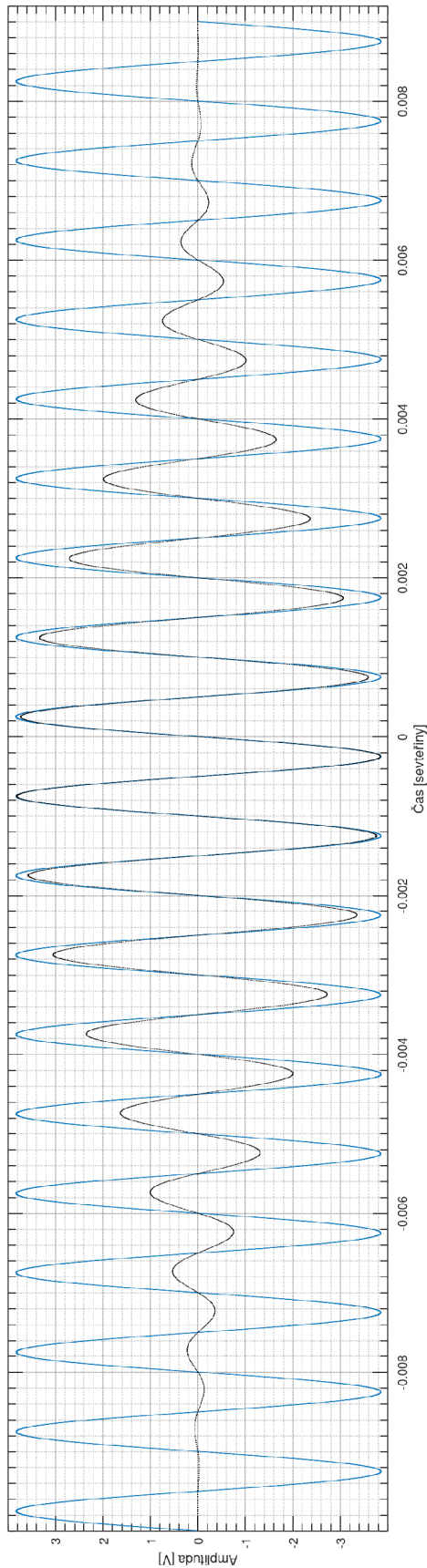
Osciloskop OWON ADS802A (AD převodník 12bit), sinusový signál 1kHz z generátoru OWON DGE1030*), vertikální rozsah byl všude 0,5V/dílek . Vypočtené THD pro různá vstupní napětí a počty zpracovaných kmitů.				
Vstupní napětí Uvst / rozsah **)	Počet zpracovaných kmitů / vzorků na 1 kmit			
	3 / 25000	19 / 5000	39 / 2500	
1,914 Vmax	0,14197 %	0,07584 %	0,06012 %	
0,9570	-56,96 dB	-62,40 dB	-64,42 dB	
0,957 Vmax	0,28498 %	0,16487 %	0,11066 %	
0,4785	-50,90 dB	-55,66 dB	-59,12 dB	
0,479 Vmax	0,55934 %	0,29088 %	0,23649 %	
0,2395	-45,05 dB	-50,73 dB	-52,52 dB	

Z této tabulky je vidět, že u skutečného signálu měřeného osciloskopy má pro výpočet THD význam také počet zpracovaných kmitů – do jisté hranice platí, že čím víc kmitů tím je THD menší. Je to pravděpodobně proto, že zde nejsou jednotlivé kmity přesně stejné jako v předchozím případě, ale jsou mírně „chlupaté“. **Takže pro měření THD skutečných signálů je potřeba také dodržet stejný počet kmitů při stejné vzorkovací frekvenci pro měření THD celého řetězce a generátoru.**

Následují nějaké příklady výpočtů THD z předchozí tabulky.



Změřené data ze souboru: C:\NUP\impulse\osciloscipy - srovnání\07.2026 (červenec)\OWON ADS902A1 V na dílekGen 3.928 Vpp 19 kmitů_20260707152524.csv



Signál z generátoru OWON DGE 1030 měřený osciloskopem OWON ADS902A (12bit), rozsah osciloskopu 1V/dílek, signál z generátoru 1 kHz a 3.928 Vmax.

Výpočet harmonického zkrácení (THD) pro osciloskop OWON ADS902A.

Vst. soubor je zpracován od záznamu 14 do 95012 a má celkem 100000 záznamů.

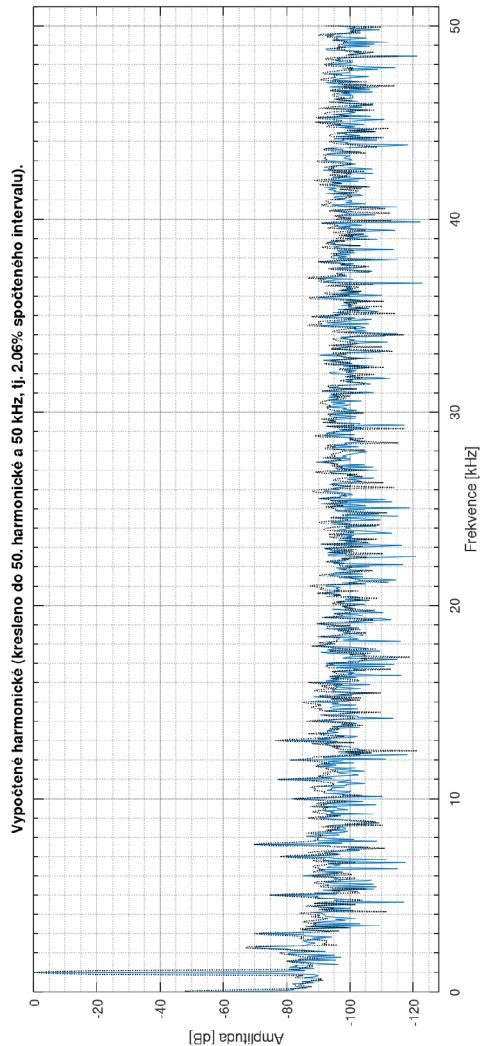
Počet vzorků na jeden kmit je 5000, rozsah osciloskopu 8 V, kanál CH1

Jsou zpracovány celé kmitů od prvního průchodu nulou; celkem 19 kmitů.

Efektivní hodnota (RMS):		2.7151 Vrms	SS složka:	0.013364 V
Vypočty THD jsou z harmonických:		všech	lichých	sudých
THD do posl. 2374. harm. a 2374 kHz:		0.071765 %	0.057341 %	0.043154 %
THD přes okno Blackman:		0.089591 %	0.070808 %	0.054889 %
THD z DP Butterworth 2řádu, Fe 50 kHz:		0.044109 %	0.040016 %	0.018553 %
THD do 50. harmonické a 50 kHz:		0.043949 %	0.039805 %	0.018630 %

Výpis harmonických (zde jen do 10. harmonické):

Zákl. harmonická:	Amplituda	Fáze
1. harmonická:	3.8396 V	0.28581 °
2. harmonická:	3.4439e-04 V	312.01 °
3. harmonická:	9.9624e-04 V	189.22 °
4. harmonická:	9.8064e-05 V	221.12 °
5. harmonická:	7.1168e-04 V	187.31 °
6. harmonická:	2.0962e-04 V	250.51 °
7. harmonická:	3.8860e-04 V	17.682 °
8. harmonická:	1.1877e-04 V	84.261 °
9. harmonická:	1.1695e-04 V	182.87 °
10. harmonická:	3.2251e-04 V	69.250 °



Vypočtené harmonické (kresleno do 50. harmonické a 50 kHz, tj. 2.06% spočteného intervalu).

No a z obou tabulek je vidět, že podstatný vliv na THD (tedy jeho chybu) má také AD převodník použitého osciloskopu, tedy v mém případě, jestli je signál kvantován s rozlišením 8 nebo 12 bitů, což je ostatně také logické a předvídatelné. Osmibitový AD převodník rozdělí signál na 256 úrovní (2^8) z použitého rozsahu osciloskopu, to pro vertikální rozsah přes celé stínítko např. 8 V budou „schodky“ $8 / 256 = 0,03125$ V, tedy „mrtvé pásmo“ cca 0,3906 % z rozsahu. Dvanáctibitový AD převodník rozdělí signál na 4096 úrovní (2^{12}) z použitého rozsahu osciloskopu, to pro vertikální rozsah přes celé stínítko např. 8 V budou „schodky“ $8 / 4096 = 0,001953125$ V, tedy „mrtvé pásmo“ cca 0,02441 % z rozsahu. AD převodník, který bude mít rozlišení ještě větší než zde uvedených 12 bitů, bude mít samozřejmě tuto chybu ještě menší.

Tabulky s měřením dvou kanálů výkonového zesilovače při výkonech cca 10,4W a 7,3W:

Měření zesilovače z RK 5/1974 str. 17 obr. 17 v krabici na hotovo 27.6.2026, jen EMI filtr												
F [Hz]	Zesilovač 1 (na kanále 1)				Zesilovač 2 (na kanále 2)				Generátor na kan. 1 osciloskopu		Generátor na kan. 2 osciloskopu	
	Urms [V]	THD zesilovač + generátor [%]	THD zesilovač [%]	Charakteristika [dB]	Urms [V]	THD zesilovač + generátor [%]	THD zesilovač [%]	Charakteristika [dB]	Urms [V]	THD [%]	Urms [V]	THD [%]
20	6,3693	0,16701	0,0910	-0,155	6,4063	0,18893	0,1163	-0,133	2,7059	0,076015	2,7125	0,072602
25	6,4294	0,11993	0,0468	-0,073	6,4593	0,10008	0,0299	-0,062	2,7082	0,073136	2,7149	0,070146
50	6,5263	0,11222	0,0346	+0,056	6,5471	0,11161	0,0386	+0,055	2,7192	0,077611	2,7260	0,073053
100	6,5345	0,11544	0,0242	+0,067	6,5530	0,11228	0,0383	+0,063	2,7133	0,091248	2,7221	0,073968
500	6,4855	0,11472	0,0383	+0,002	6,5086	0,10961	0,0336	+0,004	2,6899	0,076420	2,7010	0,075972
1000	6,4840	0,11322	0,0289	0	6,5055	0,12366	0,0465	0	2,6882	0,084274	2,6991	0,077202
5000	6,4600	0,15391	0,0609	-0,032	6,4844	0,15303	0,0792	-0,028	2,6830	0,093057	2,6942	0,073804
10000	6,4483	0,22998	0,1508	-0,048	6,4796	0,29007	0,2153	-0,035	2,6822	0,079216	2,6938	0,074809
15000	6,4314	0,38537	0,2976	-0,071	6,4609	0,49371	0,4196	-0,060	2,6832	0,087819	2,6939	0,074119
20000	6,4133	0,59650	0,5251	-0,095	6,4409	0,73567	0,6566	-0,087	2,6826	0,071419	2,6943	0,079112
25000	6,3941	1,22780	1,1345	-0,121	6,4229	0,99598	0,9211	-0,111	2,6838	0,093280	2,6928	0,074893
Zesilovač 1 (na kanále 1) v rozsahu 20 Hz až 20 kHz												
THD ϕ :		0,130 %		Δ Charakt. :		+0,067 dB		-0,155 dB				
Zatěž. odpor :		4,0 Ω		Urms ϕ :		6,458 V		Výkon ϕ :		10,427 W		
Zesilovač 2 (na kanále 2) v rozsahu 20 Hz až 20 kHz												
THD ϕ :		0,167 %		Δ Charakt. :		+0,063 dB		-0,133 dB				
Zatěž. odpor :		4,0 Ω		Urms ϕ :		6,485 V		Výkon ϕ :		10,512 W		

Měření zesilovače z RK 5/1974 str. 17 obr. 17 v krabici na hotovo 27.6.2026, jen EMI filtr													
F [Hz]	Zesilovač 1				Zesilovač 2				Generátor na kan. 1 osciloskopu		Generátor na kan. 2 osciloskopu		
	Urms [V]	THD zesilovač + generátor [%]	THD zesilovač [%]	Charakteristika [dB]	Urms [V]	THD zesilovač + generátor [%]	THD zesilovač [%]	Charakteristika [dB]	Urms [V]	THD [%]	Urms [V]	THD [%]	
20	5,3890	0,09904	0,0230	-0,149	5,3584	0,08072	0,0081	-0,128	2,7059	0,076015	2,7125	0,072602	
25	5,4378	0,08461	0,0115	-0,071	5,3983	0,07450	0,0044	-0,063	2,7082	0,073136	2,7149	0,070146	
50	5,5211	0,08544	0,0078	+0,061	5,4707	0,06519	-0,0079	+0,052	2,7192	0,077611	2,726	0,073053	
100	5,5248	0,07743	-0,0138	+0,067	5,4785	0,07175	-0,0022	+0,065	2,7133	0,091248	2,7221	0,073968	
500	5,4855	0,07908	0,0027	+0,005	5,4441	0,07061	-0,0054	+0,010	2,6899	0,076420	2,701	0,075972	
1000	5,4822	0,07765	-0,0066	0	5,4378	0,07343	-0,0038	0	2,6882	0,084274	2,6991	0,077202	
5000	5,4612	0,09544	0,0024	-0,033	5,4231	0,11460	0,0408	-0,024	2,683	0,093057	2,6942	0,073804	
10000	5,4450	0,16051	0,0813	-0,059	5,4101	0,24640	0,1716	-0,044	2,6822	0,079216	2,6938	0,074809	
15000	5,4252	0,24867	0,1609	-0,091	5,3911	0,42424	0,3501	-0,075	2,6832	0,087819	2,6939	0,074119	
20000	5,3982	0,42139	0,3500	-0,134	5,3640	0,64149	0,5624	-0,119	2,6826	0,071419	2,6943	0,079112	
25000	5,3616	0,72258	0,6293	-0,193	5,3283	0,84154	0,7666	-0,177	2,6838	0,093280	2,6928	0,074893	
	Zesilovač 1 v rozsahu 20 Hz až 20 kHz						Zesilovač 2 v rozsahu 20 Hz až 20 kHz						
	THD ϕ :		0,062 %	Δ Charakt. :	+0,067 dB	-0,149 dB	THD ϕ :		0,112 %	Δ Charakt. :	+0,065 dB	-0,128 dB	
	Zatěž. odpor :		4,0 Ω	Urms ϕ :	5,457 V	Výkon ϕ :	7,445 W	Zatěž. odpor :		4,0 Ω	Urms ϕ :	5,418 V	Výkon ϕ :

Tyto exscélové tabulky obsahují dvě měření a vypočítávají pro každý měřený bod (kmitočet) a měřený kanál THD jako rozdíl THD celého řetězce a THD samotného generátoru, kterým byl zesilovač měřen. Použitý osciloskop byl 12bitový OWON ADS802A a generátor byl OWON DGE1030, který má podle jeho dokumentace mít svoje harmonické zkreslení „Typicky (0dBm) pro DC až 1 MHz: <-65dBc“ (tj. <0,05623...%), ale jinde se v dokumentaci píše, že má vertikální rozlišení 14 bitů, což by znamenalo THD ještě menší, ale je nutné se držet uváděného zkreslení v dokumentaci, předpokládám, že k tomu mají své důvody. Ovšem zde bych dost doporučoval, aby generátor, který bude použit k měření THD

ve spolupráci s digitálním osciloskopem měl větší vertikální rozlišení než osciloskop, třeba jako v tomto případě.

Z každé tébulky je vidět, že vypočtené THD může být někdy i trochu záporné, což se sice může zdát jako konina, protože ve skutečnosti záporné být nemůže, ale ve skutečnosti to vypovídá něco o rozlišovací schopnosti této metody. Je z toho vidět, že rozlišovací schopnost (v případě osciloskopů s 12bitovým AD převodníkem) je přibližně někde okolo cca 0,02 % THD a pro jistotu beru, že je lepší než **0,05 % THD**. To, myslím si (ale myslivec nejsem), že zase není tak špatný výsledek, vzhledem k tomu, jakými prostředky bylo této hodnoty dosaženo – osciloskop může sloužit také jako osciloskop, takže se dá brát jako víceúčelový. A už vůbec nemluvíme o ceně profesionálních analyzátorů pro akustické pásmo. Třeba analyzátor *Keysight U8903A 10 Hz až 100 kHz* jsem viděl na eBayi prodávat použitý za cca v přepočtu 111 000 Kč..., je sice v přesnosti řádově lepší, ale můj osciloskop OWON ADS802A i s generátorem OWON DGE1030 vyšly zase řádově lepší cenově. Za oba dohromady jsem platil na podzim 2025 cca 8400 Kč i s dopravou, DPH a poplatky, viz třeba [Osciloskop ADS802A](#) (jestli tam ještě bude).

Pro úplnost by bylo ještě třeba počítat s nejistotou vertikálního zesilovače, například pro moje osciloskopy je v dokumentaci pro osciloskop OWON ADS802A uvedeno „*Přesnost DC zesílení (je pro) $\geq 5 \text{ mV}$ 1,5 %*“, pro osciloskop HANTEK DSO4102C je v jeho dokumentaci uvedeno „*Přesnost DC zesílení $\pm 3 \%$ pro režim snímání „Normal“ nebo „Průměr“, od 5 V/dílek do 10 mV/dílek*“, ovšem z čeho ty procenta jsou, to u ani jednoho osciloskopu už v dokumentacích řečeno není... Tato nejistota má vliv na velikost změřené amplitudy signálu, tím pádem také na velikosti vypočítaných harmonických.