

# A3M38ZDS

## Zpracování a digitalizace analogových signálů

Doc. Ing. Josef Vedral, CSc



# Zpracování a digitalizace analogových signálů

## Osnovy přednášek:

9. Digitalizace rychlých signálů, vzorkování, kvantování, paralelní, kaskádní, aproximační A/Č převodníky
10. Digitalizace signálů s vysokou rozlišitelností, integrační a delta sigma A/Č převodníky, rozmítání signálu
11. Rekonstrukce spojitých signálů, přímá číslicová syntéza
12. Testování digitalizátorů v časové, kmitočtové a amplitudové oblasti
13. Zásady návrhu a aplikace A/Č obvodů, zemnění, stínění, potlačení šumu

## Literatura:

- Vedral, J., Fischer, J.: Elektronické obvody pro měřicí techniku, ČVUT, Praha, 2004, ISBN 80-01-02966-2  
Đađo, S., Vedral, J.: Číslicové měření – přístroje a metody. ČVUT Praha 2006, ISBN80-01-02492-X  
Dostál, J.: Operační zesilovače, BEN 2005, ISBN 80-7300-049-0  
Pallas Areny, R., Webster, J.G.: Sensor and signal conditioning. John Wiley & Sons, 2001, ISBN 0-471-3323-1  
Garret, P.H.: Multisensor Instrumentation, John Wiley & Sons, 2002, ISBN 0-471-20506-0

# Digitalizace rychlých signálů

Vzorkování signálu

Vzorkování signálu s omezeným kmitočtovým rozsahem

Sekvenční (stroboskopické) vzorkování

Kvantování signálu

Závislost doby odběru vzorku na kmitočtu sinusového signálu

Kódování signálů

Statické parametry A/Č převodníků

Dynamické parametry A/Č převodníků v kmitočtové oblasti

Kaskádní A/Č převodníky

Kompenzační A/Č převodníky

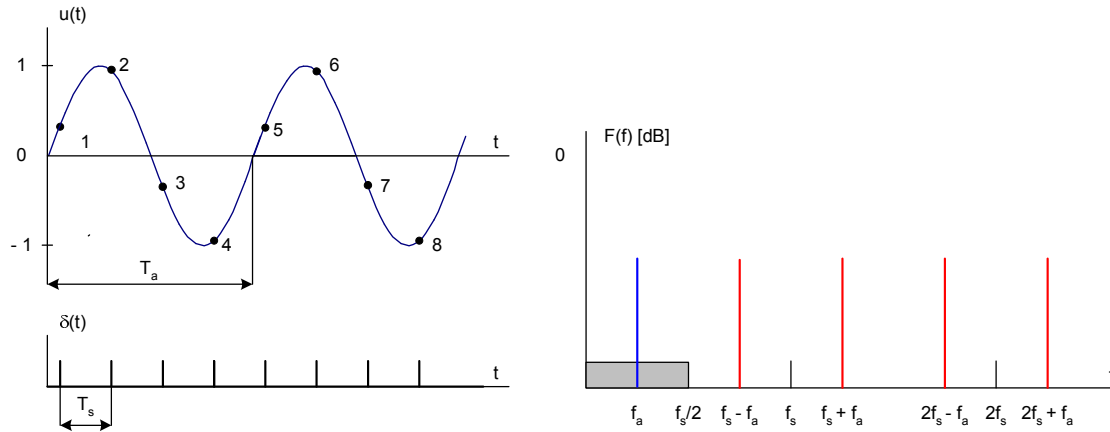
Multiplexní A/Č převodníky- systém sběru dat (DAQ)

Automatická korekce chyb A/Č systémů

Metody zvýšení rozlišitelnosti rychlých A/Č převodníků

# Vzorkování signálu

Vzorkování signálu v reálném čase  $f_s > 2f_a$



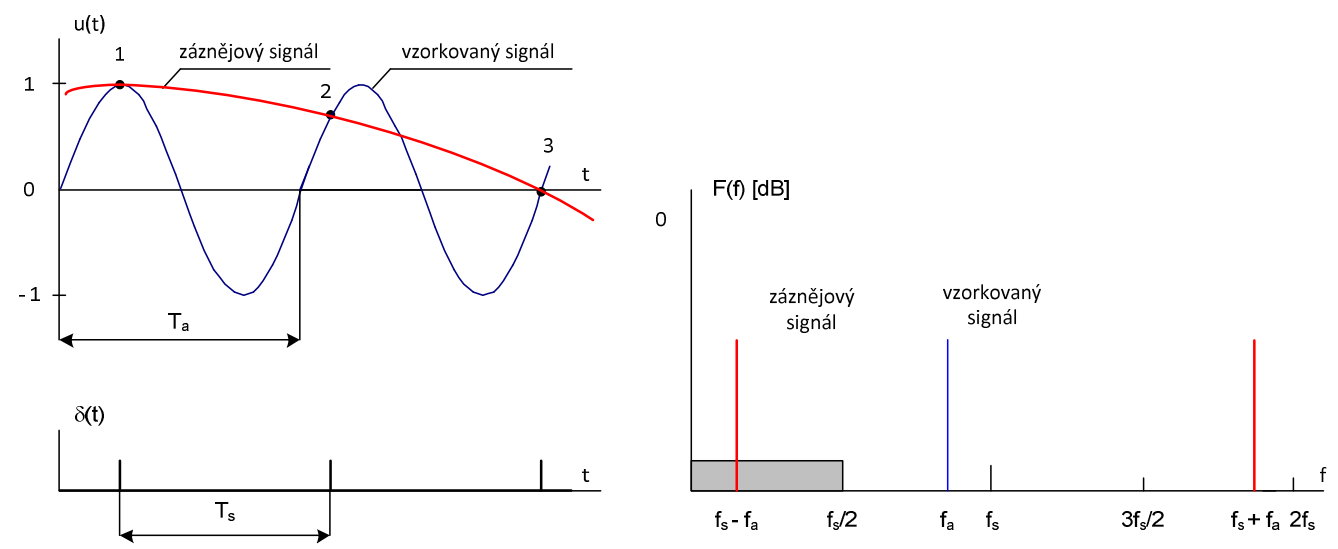
$$u(t_i) = u(t) \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} \delta(t - kT_s)$$

$$F_v(\omega) = \omega_a * F \left( \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} \delta(t - kT_s) \right)$$

$$F_v = \frac{2\pi}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} \delta \left( \omega_a - k \frac{2\pi}{T_s} \right)$$

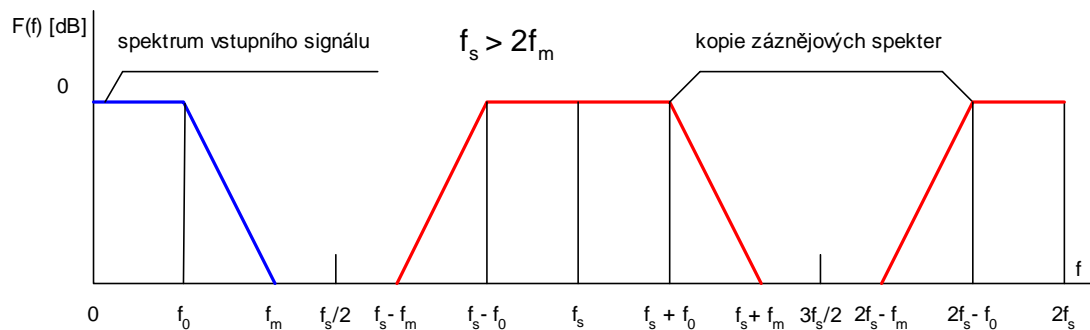
$$F_v(\omega) = \frac{1}{T_s} \sum_{k=1}^{k=\infty} F(\omega_a \pm k\omega_s)$$

Podvzorkování  $f_s < 2f_a$  vznik záznejových signálů  $f_a \pm k f_s, k = 1, 2,$



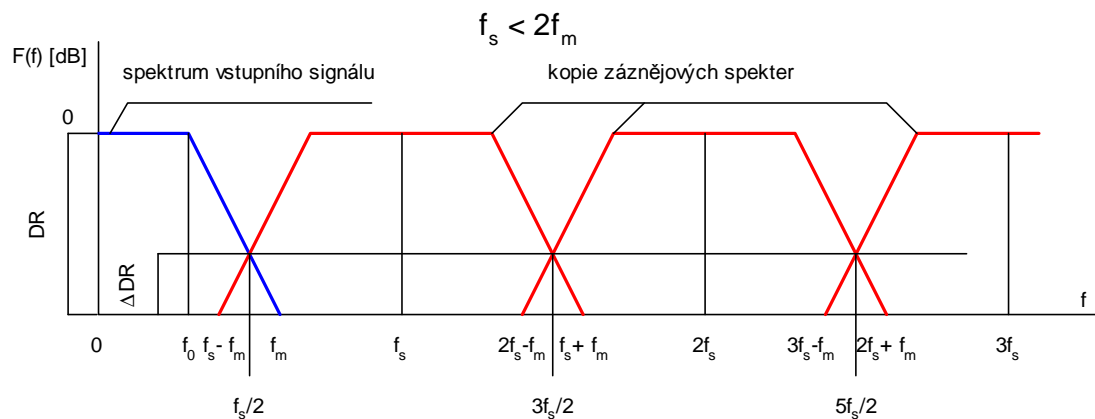
$f_s \geq 2f_a$

# Vzorkování signálu s omezeným kmitočtovým rozsahem



$$u(t_i) = u(t) \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} \delta(t - kT_s)$$

$$F_v(\omega) = F(\omega) * F\left(\sum_{k=-\infty}^{k=\infty} \delta(t - kT_s)\right)$$



$$F_v = \frac{2\pi}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} \delta\left(\omega - k \frac{2\pi}{T_s}\right)$$

$$F_v(\omega) = \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} F(\omega \pm k\omega_s)$$

$$\boxed{f_s \geq 2f_m}$$

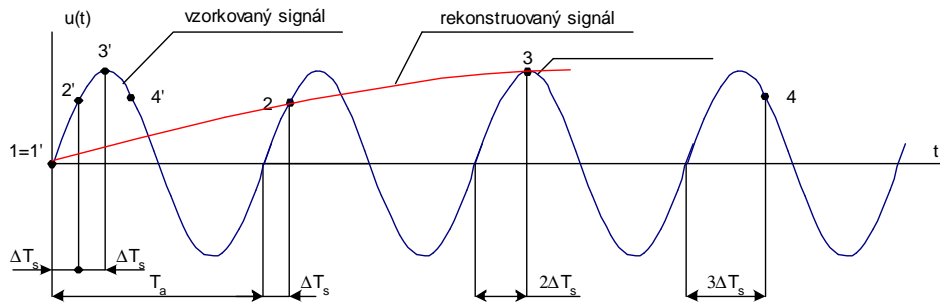
$$BW = \frac{f_s}{2}$$

redukce dynamického rozsahu

$$\Delta DR = DR \frac{f_m - f_s/2}{f_m - f_0}$$

Př.:  $f_s = 10 \text{ MS/s}$ ,  $f_m = 5,5 \text{ MHz}$ ,  $f_0 = 1 \text{ MHz}$ ,  $\Delta DR/DR = 0,11$ , tj. - 19,2 dB ( $\Delta n = 3,2$  bitu)

# Sekvenční (stroboskopické) vzorkování



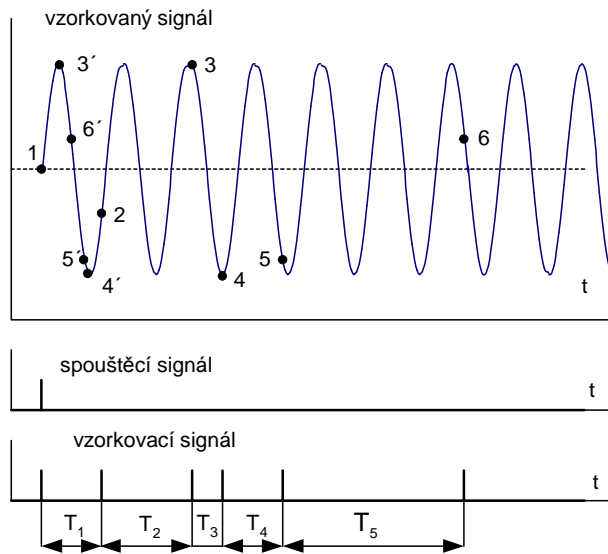
ekvivalentní vzorkovací kmitočet

$$f_{se} = \frac{1}{\Delta T_s}$$

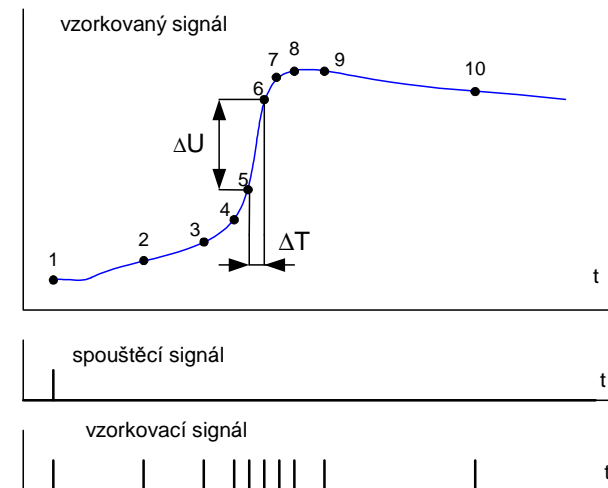
ekvivalentní kmitočtový rozsah

$$EFBW = \frac{f_{se}}{2}$$

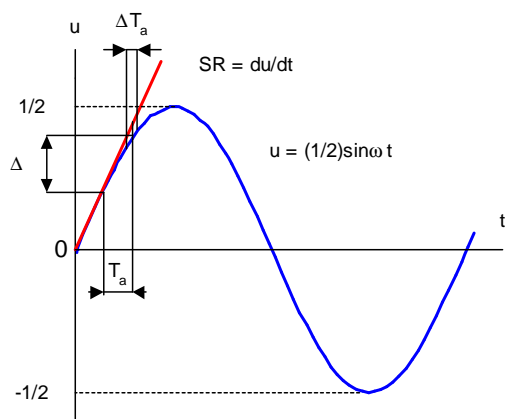
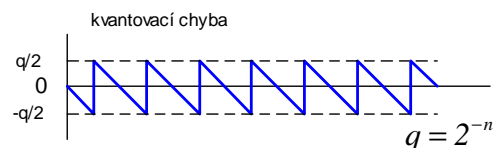
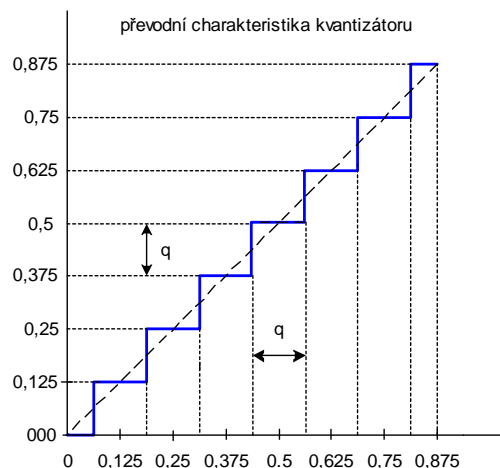
# Sekvenční náhodné vzorkování



# Adaptivní vzorkování



# Kvantování signálu



Kvantovací chyba ideální ADC

$$U_q = \sqrt{\frac{1}{q} \int_{-q/2}^{q/2} x^2 dx} = \frac{2^{-n}}{\sqrt{12}}$$

Efektivní hodnota sin. průběhu

$$U_{\sin} = \frac{1}{2\sqrt{2}}$$

Odstup signál šum ideálního ADC

$$SNR = \frac{U_{\sin}}{U_q} = \frac{1}{2\sqrt{2}} \frac{\sqrt{12}}{2^{-n}} = 2^n \sqrt{1,5}$$

$$SNR[dB] = 20 \log SNR = 6,02n + 1,76$$

Dynamický rozsah

$$DR[dB] = 20 \log 2^n = 6,02n$$

Vliv doby odběru vzorku  $T_a$

$$u = 0,5 \sin \omega t = 2\pi f t$$

$$\Delta u = 2^{-n} \geq (du / dt) / T_a = \pi f T_a$$

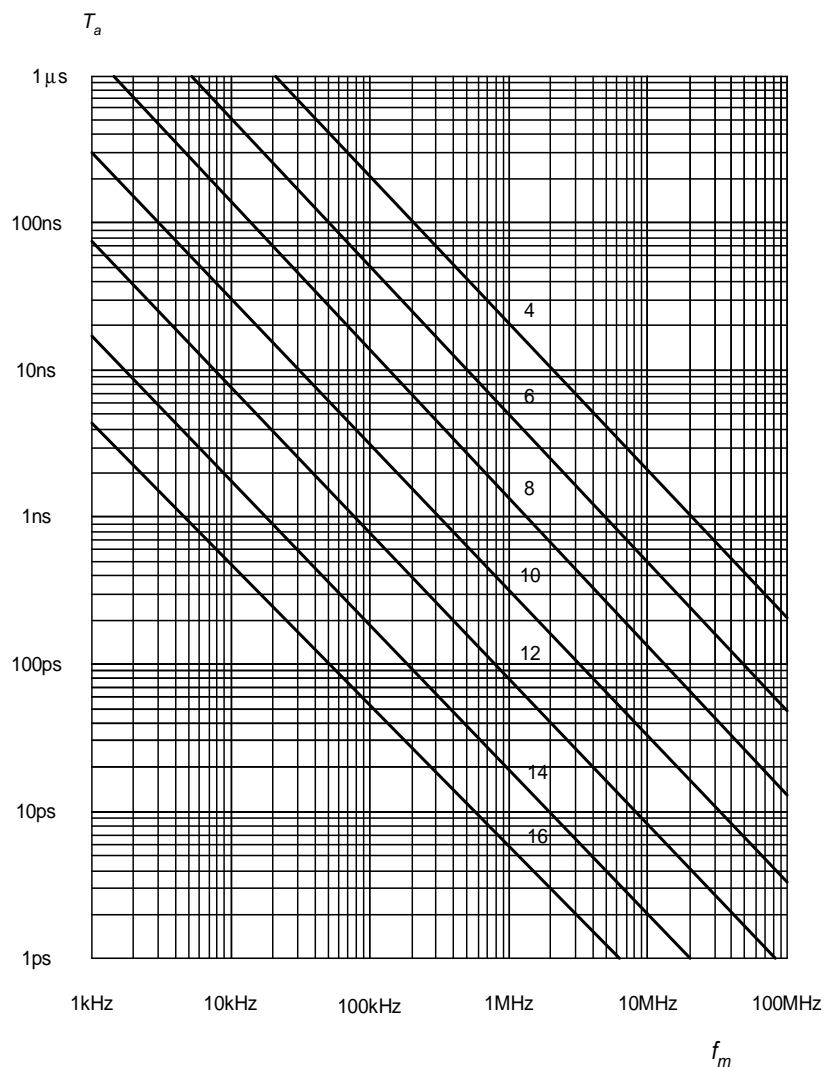
$$du / dt = \omega 0,5 \sin \omega t = 2\pi f$$

Mezní kmitočet

$$f_m \leq \frac{2^{-n}}{\pi T_a}$$

Př.: 8 bitový ideální ADC má  $RMS_q = 1,13 \cdot 10^{-3}$ ,  $SNR = 49,9$  dB.  
Pro  $T_a = 1$  ns je  $f_m = 1,24$  MHz

## Závislost doby odběru vzorku na kmitočtu sinusového signálu



$$f_m \leq \frac{2^{-n}}{\pi T_a} \frac{FS}{2\sqrt{2}RMS_{\sin}}$$

$FS$  rozsah ADC

$RMS_{\sin}$  ef. hodnota sinusového signálu

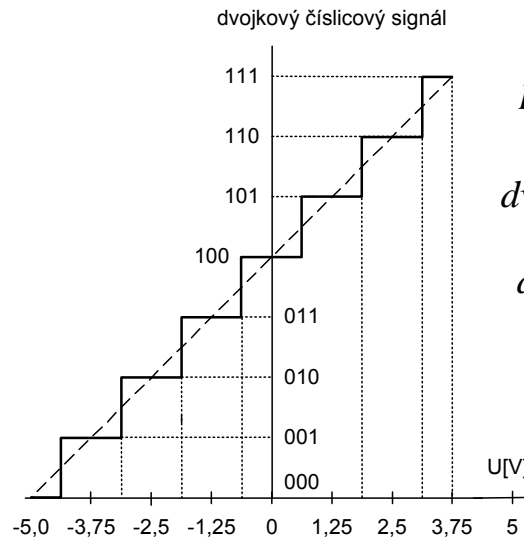
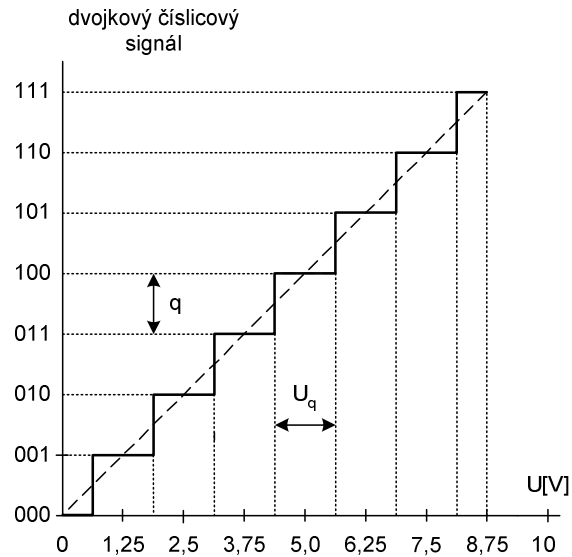
Př.: 8 bitový ideální ADC  $FS = 1V$ ,  $T_a = 1 \text{ ns}$

$RMS = 0,2 \text{ V}$ ,  $f_m = 2,2 \text{ MHz}$ .

N	$2^n$	SNR [dB]	DR [dB]
4	16	25,8	24,1
6	64	37,9	36,1
8	256	49,9	48,2
10	1 024	61,6	60,2
12	4 096	74,0	72,2
14	16 384	86,1	84,3
16	65 536	98,1	96,3
18	262 144	110,1	108,4
20	1 048 576	122,2	120,4
22	4 194 304	134,2	132,4
24	16 777 216	146,2	145,0



# Kódování signálů



## dvojkové kódování

přímý dvojkový kód  $D_{BIN} = \sum_{i=1}^n a_i 2^{-i}$

dvojkový kód s posunutím  $D_{OFF} = 2^{n-1} - D_B$

dvojkový doplňkový kód  $D_{BC} = 2^{n+1} - D_B$

$a_1$  MSB (Most Significant Bit) váha  $1/2$   
 $a_n$  LSB (Least Significant Bit) váha  $2^{-n}$

## BCD kódování

$$D_{BCD} = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^4 a_{ij} 2^{-i} 10^{-j}$$

$m$  počet dekád

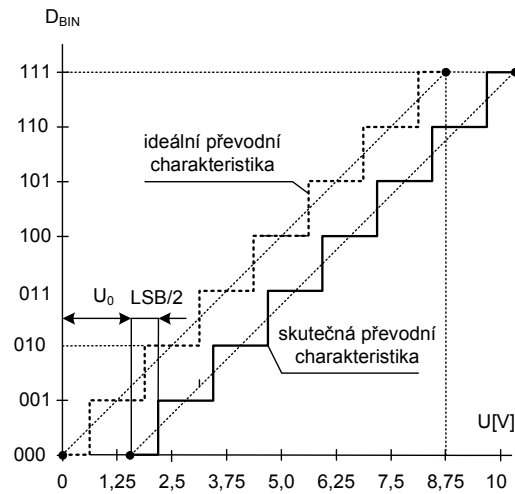
MSD (Most Significant Digit)

LSD (Least Significant Digit)

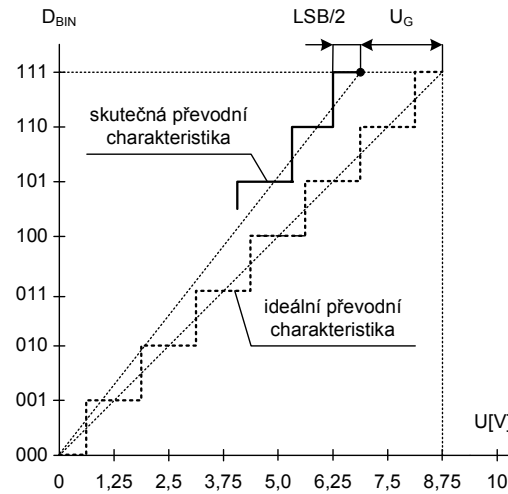
$U_a/U_r$	$U_a$ [V]	přímý dvojkový kód $D_{BIN}$		dvojkový kód s posunutím $D_{OFF}$		dvojkový doplňkový kód $D_{BC}$	
		MSB	LSB	MSB	LSB	MSB	LSB
+ 1 - LSB	+ 4,961	1111	1111	1111	1111	0111	1111
+ 3/4	+ 3,750	110	0000	1110	0000	0110	0000
+ 1/2	+ 2,500	1000	0000	1100	0000	0100	0000
+ 1/4	+ 1,250	0010	0000	1010	0000	0010	0000
0	0,000	0000	0000	1000	0000	0000	0000
-1/4	- 1,250			0110	0000	1110	0000
-1/2	- 2,500			0100	0000	1100	0000
- 3/4	- 3,750			0010	0000	1010	0000
- 1 + LSB	- 4,961			0000	0001	1000	0001
- 1	- 5,000			0000	0000	1000	0000

$U_a/U_r$	$U_a$ [V]	přímý BCD kód	
		MSD	LSD
+ 1 - LSD	+ 9,99	1001	1001 1001
+ 3/4	+ 7,50	0111	0101 0000
+ 1/2	+ 5,00	0101	0000 0000
+ 1/4	+ 2,50	0010	0101 0000
+ 1/8	+ 1,25	0001	0010 0101
+ LSD	+ 0,01	0000	0000 0001
+ 0	0,00	0000	0000 0000

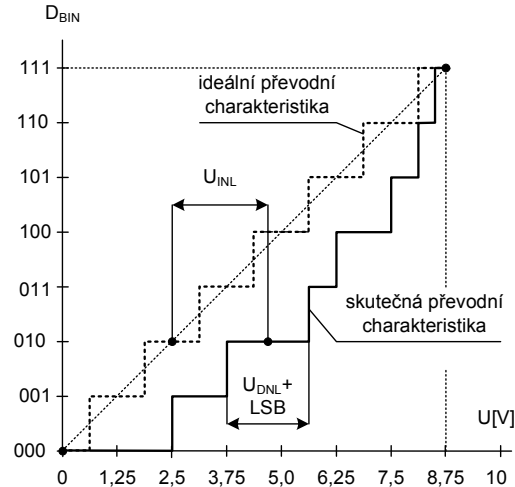
# Statické parametry A/Č převodníků



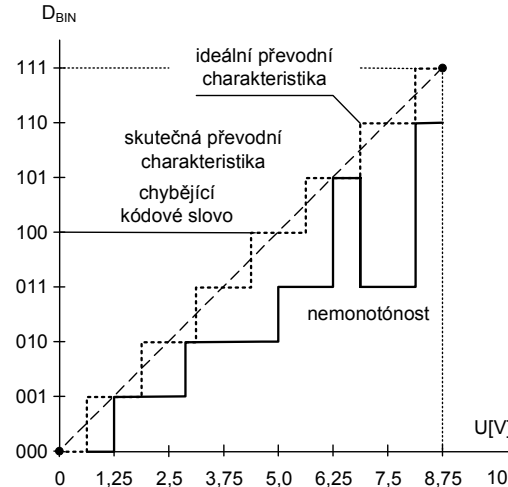
a) chyba nuly



b) chyba zesílení



c) integrální a diferenciální nelinearita



d) chybějící kódové slovo a nemonotónost

Chyba nuly  $U_0/U_r$  (Offset Error)

Chyba zesílení  $U_G/U_r$  (Gain Error)

Teplotní, časové, napájecí drifty

Integrální nelinearita  $INL = U_{INL}/U_r$

Diferenciální nelinearita  $DNL = U_{DNL}/U_r$

Nemonotónost (Nonmonotonicity)

Chybějící kódové slovo (Missing Code)

Hystereze př. Charakteristiky

$$DNL_j = -\sum_{i=2}^j INL_i$$

$$\sum_{i=2}^{n-2} DNL_i = 0$$

Určení parametrů lineární regrese

# Dynamické parametry AČ převodníků

**Časová oblast:** doba odběru vzorku, nejistota doby odběru, sběrná doba, doba převodu

**Kmitočtová oblast:** *SINAD* odstup signál šum a zkreslení (*Signal - Noise and Distortion*)

*SNHR* odstup signál šum bez harmonických složek (*Signal - Nonharmonic Distortion*)

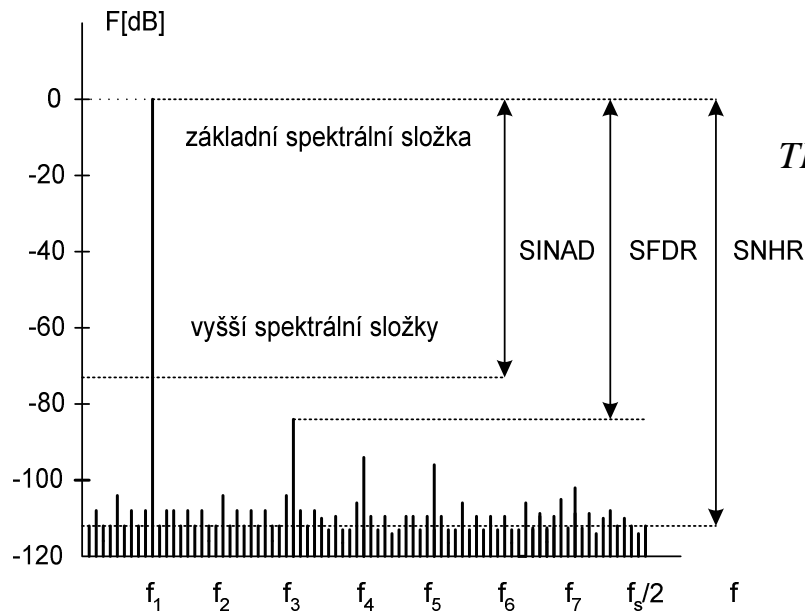
*SFDR* odstup nejvyšší rušivé složky od zákl. složky (*Spurious Free Dynamic Range*)

*ENOB* efektivní počet bitů (*Effective Number of Bits*)

*THD* zkreslení vyššími harmonickými (*Total Harmonic Distortion*)

*IMD* intermodulační zkreslení (*Intermodulation Distortion*)

*ER* efektivní rozlišitelnost (*Effective Resolution*)



$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^k U_i^2}}{U_1}$$

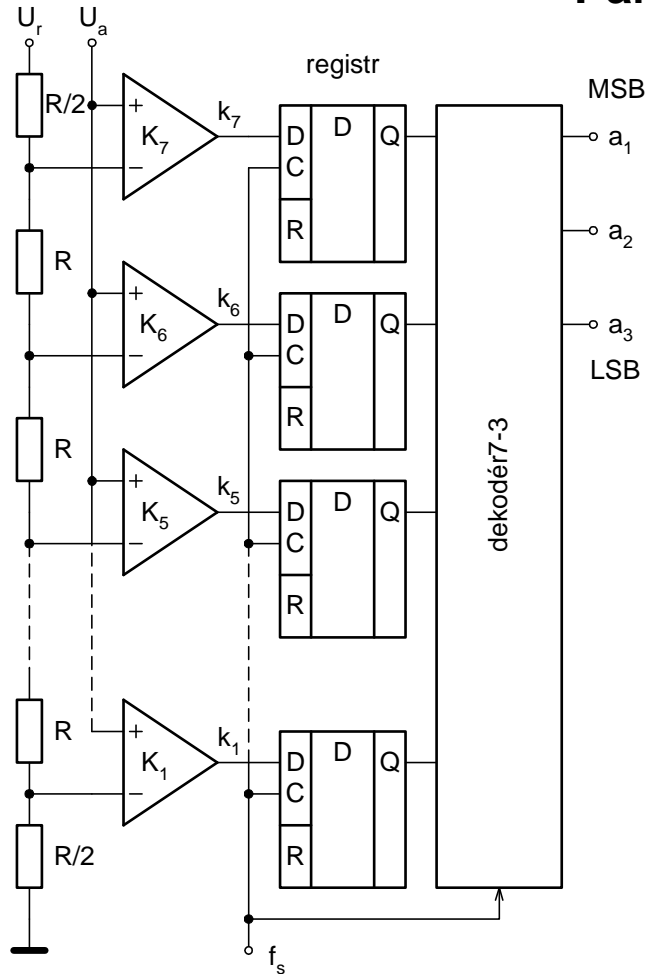
$$SNHR = \frac{U_1}{U_n}$$

$$SINAD = \frac{1}{\sqrt{THD^2 + \frac{1}{SNHR^2}}}$$

$$SINAD[dB] = 6.02ENOB + 1,76$$

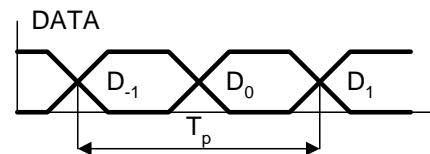
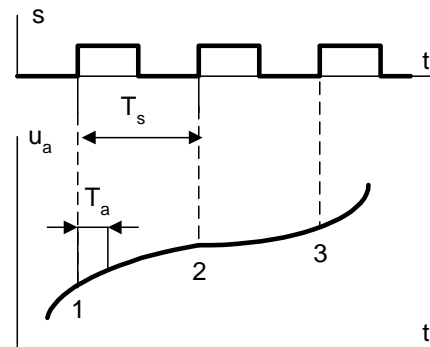
$$IMD_2 = \sqrt{\frac{U_{1+2}^2(f_1 + f_2) + U_{2-1}^2(f_2 - f_1)}{U_1^2(f_1) + U_2^2(f_2)}}$$

# Paralelní AČ převodníky



vstup	stav komparátorů							dvojkový kód			Greyův kód		
$U_a/U_r$	$k_7$	$k_6$	$k_5$	$k_4$	$k_3$	$k_2$	$k_1$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_1$	$a_2$	$a_3$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1/8	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1
1/4	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0	0	1	1
3/8	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	0	1	0
1/2	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	1	1	0
5/8	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
3/4	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	0	1
7/8	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0

Greyův kód - odstraní hazardy při kódování



$$A3M38ZDS\_9 \quad T_p = 2T_s = \frac{2}{f_s}$$

**Vzorkování** - zápisem stavu komparátorů do registru

**Kvantování** - v paralelně řazených komparátorech

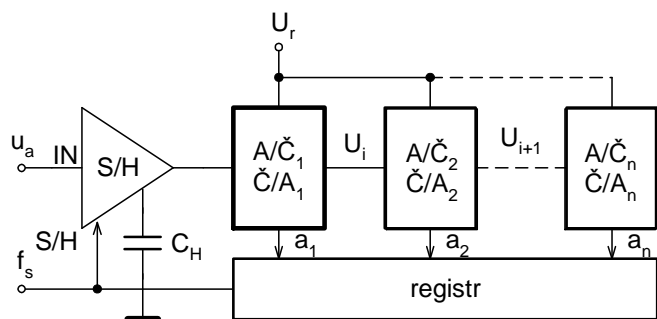
**Sdílení času (Pipelining)** - současné vzorkování, kvantování a kódování po sobě jdoucích vzorcích

**Paralelním řazením** více ADC lze zvýšit vzorkovací kmitočet - prokládané vzorkování

typ	výrobce	počet bitů	$T_s$ [MSa/s]	$C_{IN}$ [pF]	$\Delta T_a$ [ps]
MAX100	M	8	250	5	2
MAX104	M	8	1 000	2,5	0,5
MAX106	M	8	600	3	1
MAX108	M	8	1 500	2,5	0,5

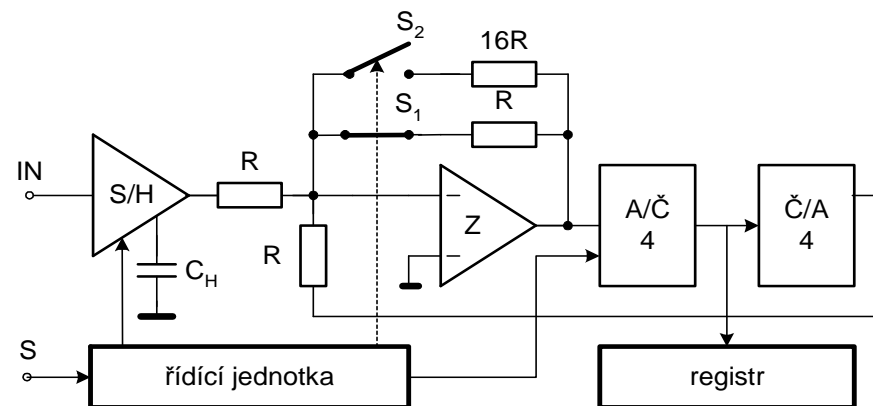
# Kaskádní AČ převodníky

## Sériový AČ převodník

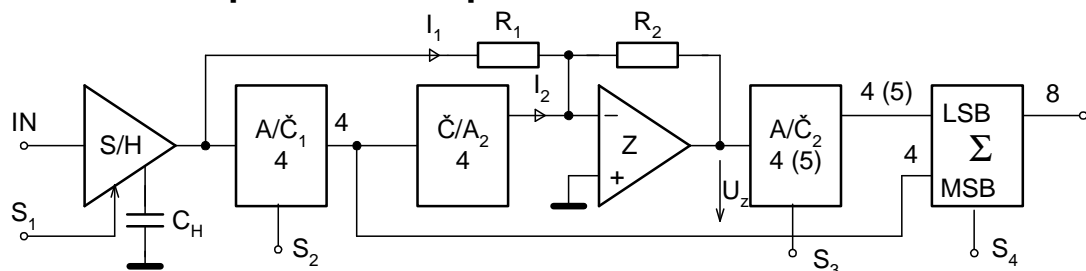


$$T_p = nT_s = \frac{n}{f_s}$$

## Sériově - paralelní AČ převodník



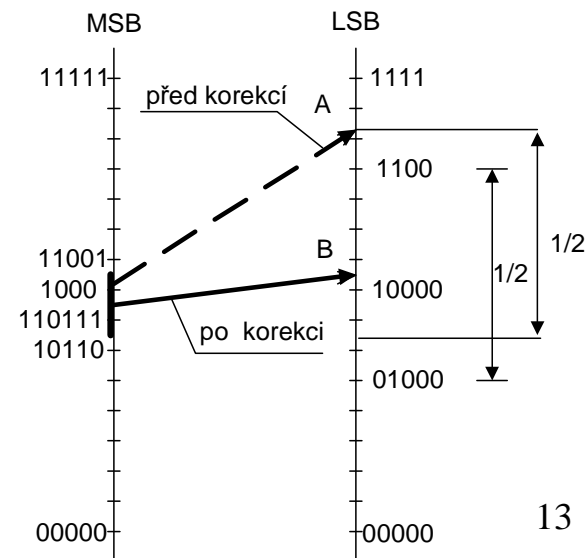
## Sériově - paralelní AČ převodník s korekcí



## Korekce nemonotonnosti převodní charakteristiky

### Překrývání rozsahu (Overranging)

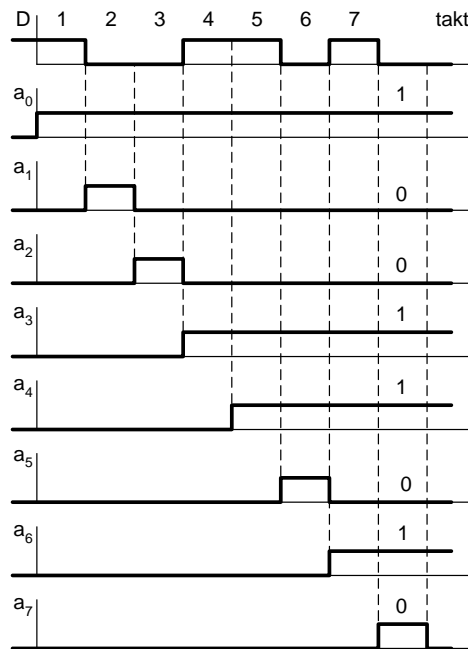
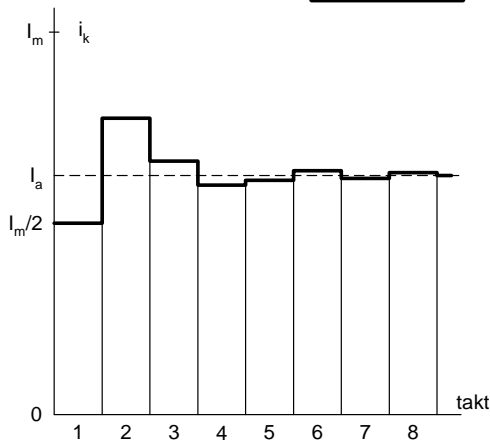
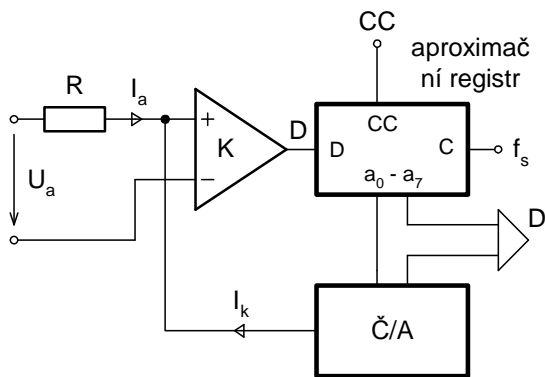
### Sdílení času (Pipelining)



typ	počet bitů	$f_s$ [MSa/s]	$T_a$ [ns]	$\Delta T_a$ [ps]
AD9480	8	250	1,5	0,25
AD9230	12	250	1	0,2
AD9254	14	150	0,8	0,1
AD9461	16	130	3,5	0,05

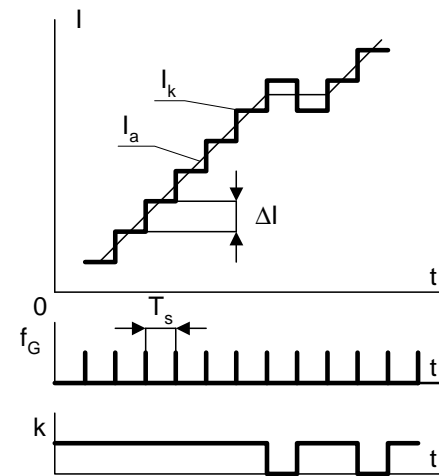
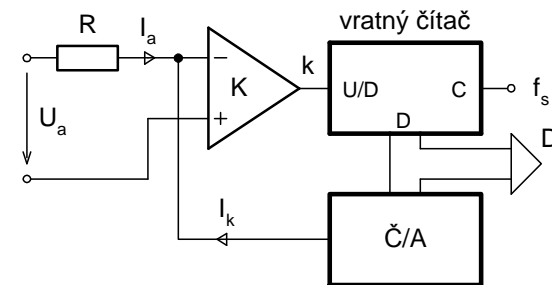
# Kompenzační A/Č převodníky

## Aproximační A/Č převodník



$$T_p = (n+1)f_s$$

## Sledovací A/Č převodník



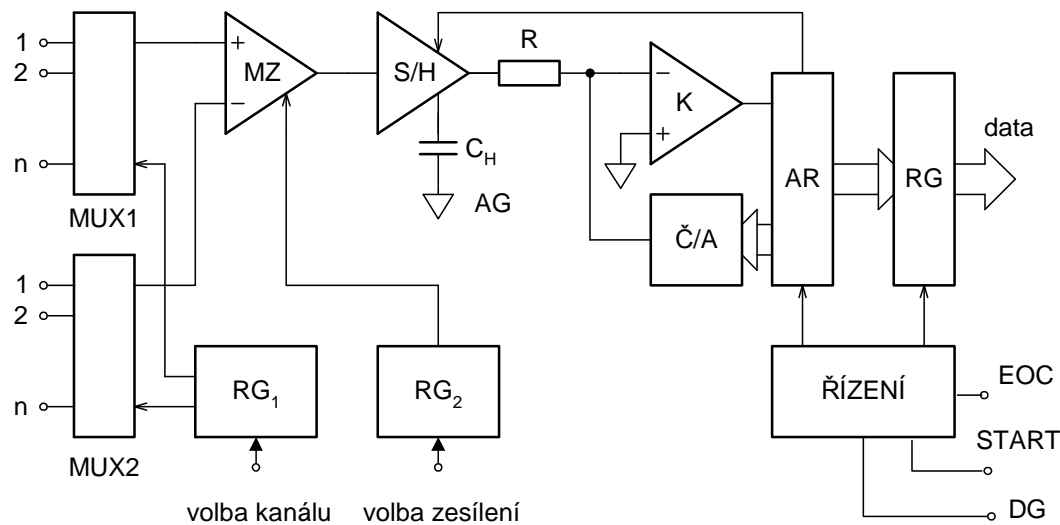
typ	počet bitů	počet kanálů	$f_s$ [kSa/s]	spotřeba	výstup
AD7478	8	1	1 000	4 mW	sériový
AD7472	12	1	1 500	4 mW	paralelní
AD7888	12	8	125	4 mW	sériový
AD977	16	8	200	80 mW	paralelní

$$u_a(t) = \frac{U_m}{2} \sin 2\pi f t$$

$$\frac{\Delta U_a}{\Delta t} \leq 2^{-n} U_m f_s \quad f_m \geq \frac{2^{-n}}{\pi} f_s$$

Př.:  $n = 8$ ,  $f_g = 1 \text{ MHz}$ ,  $f_m = 1,25 \text{ kHz}$

# Multiplexní A/Č převodníky- systém sběru dat (DAQ)



Počet kanálů: 8 až 64 (Single, Diff.)

Zesílení MZ 1 až 1024

Rozlišitelnost: 8 až 16 bitů

Vzorkovací frekvence: až 2 Msa/s

Samostatné izolační zesilovače

Samostatné S/H

## Způsoby sběru dat:

postupné přepínání kanálů

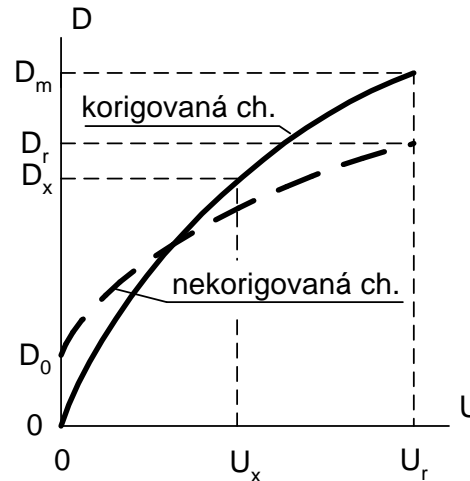
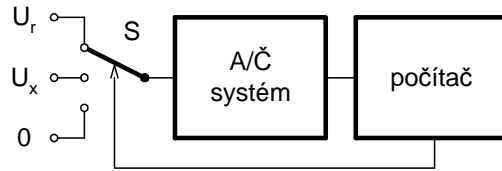
selektivní přepínání kanálů

užití S/H obvodů v každém kanálu  
umožňuje současný odběr vzorků  
signálů ve všech kanálech v jednom  
časovém okamžiku (měření  
časových souvislostí)

typ	počet bitů	počet kanálů	$f_s$ [kSa/s]	výstup	spotřeba [mW]
AD7824	8	4	1 000	paralelní	100
AD7825	8	4	2 000	paralelní	45
AD7828	8	8	1 000	paralelní	100
AD7829	8	8	2 000	paralelní	45
AD7858	12	8	100	sériový i paralelní	10
AD7891	12	8	500	sériový i paralelní	50
AD7864	12	4	150	paralelní	130
AD7865	14	4	350	paralelní	130
AD7672	16	2	450	sériový i paralelní	120
AD7490	16	16	1 000	sériový i paralelní	10

# Automatická korekce chyb A/Č systémů

## Korekce chyby nuly a zesílení



1. Vstup uzemněn

$$D_0 = KU_0$$

$K$  převodní konstanta,  $U_0$  aditivní chyba

2. Vstup  $U_r$

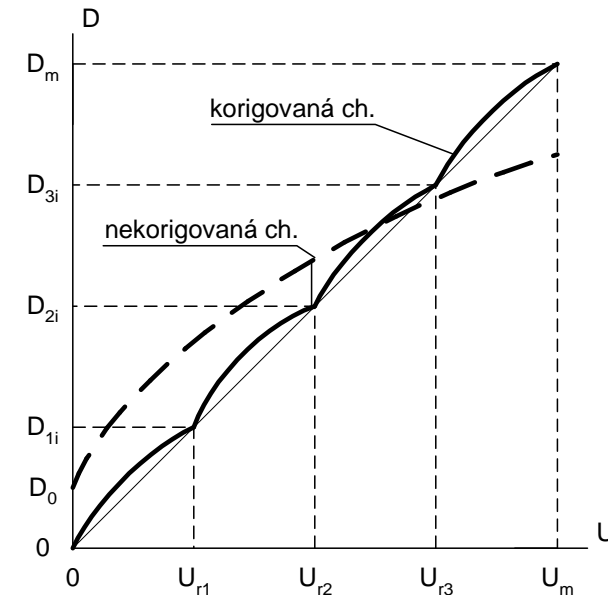
$$D_r = K(U_r + U_0)$$

3. Vstup  $U_x$

$$D_x = K(U_x + U_0)$$

$$U_x = \frac{D_x - D_0}{D_r - D_0} U_r$$

## Korekce nelinearity



interní kalibrátor napětí

zpracování dat v mikroprocesoru - výpočtem

- tabulkou

možnost adaptivní změny rozsahu a vzorkovacího kmitočtu systému - úspora paměti

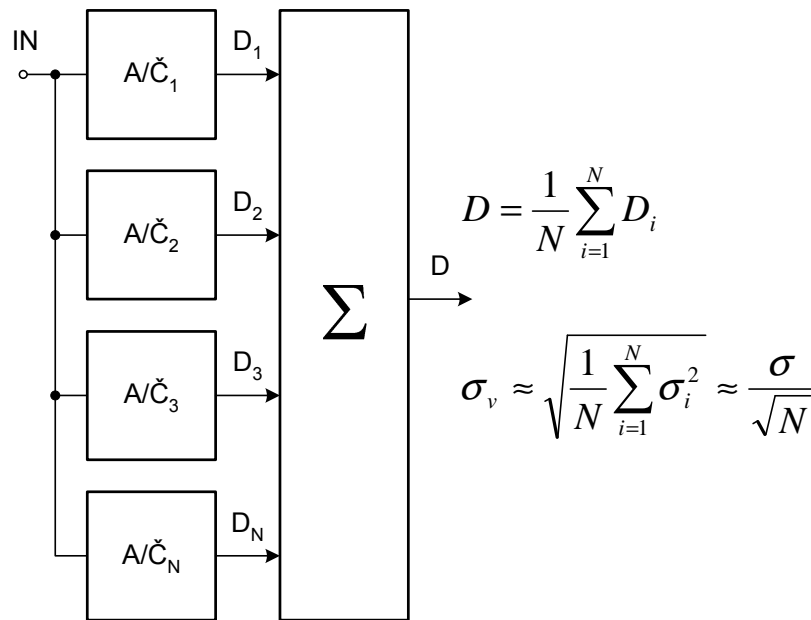
Číslicová filtrace signálu - redukce šumu  $1/\sqrt{N}$

$N$  počet nezávislých odměřů téže veličiny



# Metody zvýšení rozlišitelnosti rychlých A/Č převodníků

## Paralelní řazení A/Č převodníků



statistická nezávislost kvantovacího šumu A/Č  
 redukce kvantovací chyby na  $1/\sqrt{N}$ ,  $N$  počet A/Č

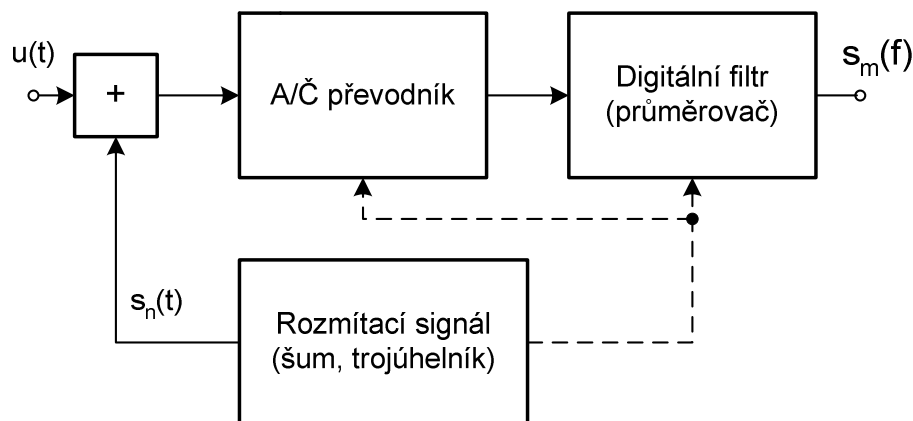
Zvětšení počtu *efektivních bitů* o

$$\Delta n_{ef} \approx \log_2 \sqrt{N}$$

Např. pro  $N = 4$  vzroste počet ef. bitů o 1 bit

Rozmítáním vstupního signálu A/Č převodníku náhodným nebo pseudonáhodným signálem s amplitudou větší než 1LSB a následnou číslicovou filtrací výstupního signálu převodníku se zvýší rozlišitelnosti o

## Rozmítání vstupního signálu (Dithering)



$$\Delta n_{ef} \approx \log_2 \sqrt{N}$$

$N$  je počet průměrovacích cyklů.

Např. pro  $N = 256$  vzroste teoretická rozlišitelnost o 8 biů, ale efektivní rozlišitelnost jen o 4 bity

Užití zejména u  $\Delta\Sigma$  převodníků

## Digitalizace signálů s vysokou rozlišitelností

Integrační A/Č převodníky s dvou a třítaktní integrací

Integrační A/Č převodník se čtyřtaktní integrací

Potlačení sériového rušení

Převodníky napětí kmitočet

Synchronizovaný převodník napětí kmitočet

A/Č převodník s Delta Sigma modulací

Převzorkování a redukce kvantovacího šumu

Sigma Delta převodníky s modulátory 2. a 3. řádu

Odstup  $SNR$  modulátorů vyšších řádů

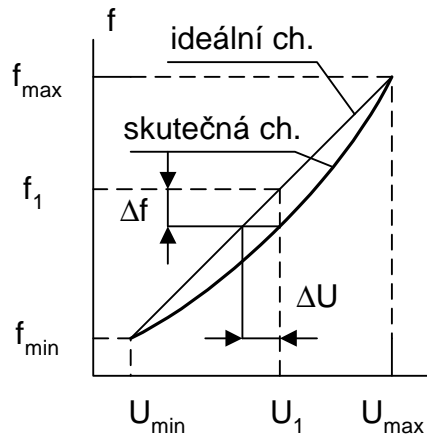
Kaskádní struktury modulátorů vyšších řádů MASH

Rušivé signály v sigma-delta převodnících

Potlačení rušivých signálů rozmítáním signálu

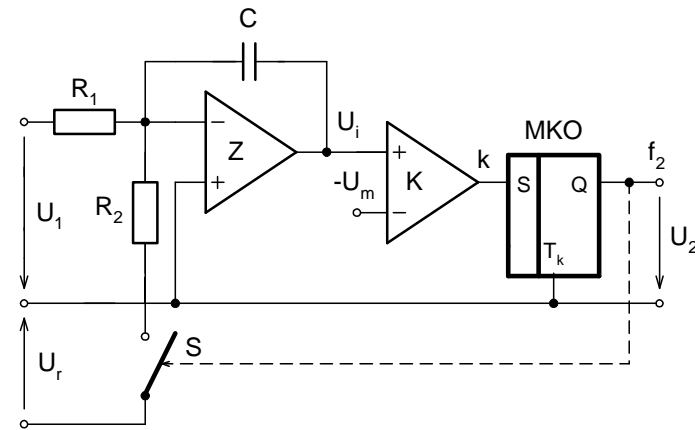
Obvodová realizace sigma-delta převodníků

# Převodníky napětí kmitočtů



$$k = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{U_{\max} - U_{\min}} [Hz/V]$$

$$NL = \frac{\Delta f}{f_{\max} - f_{\min}}$$



Nevýhody:

nestabilita doby kyvu  $T_k$

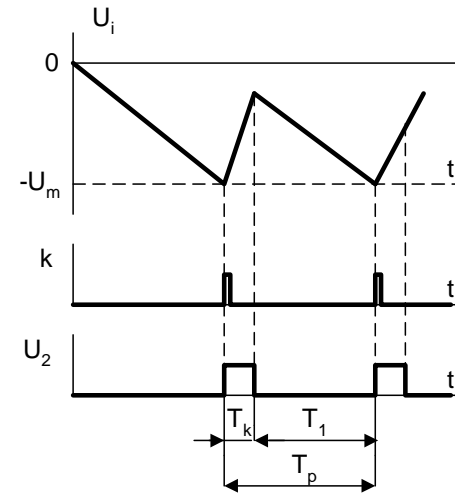
asynchronnost výstupních  
impulsů převodníku vzhledem  
ke kmitočtu generátoru

$$\frac{U_1}{R_1} T_1 = \left( \frac{U_r}{R_2} - \frac{U_1}{R_1} \right) T_k$$

$T_k$  doba kyvu MKO

$$T_p = T_1 + T_k$$

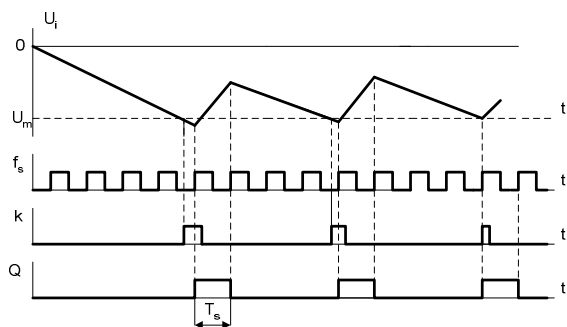
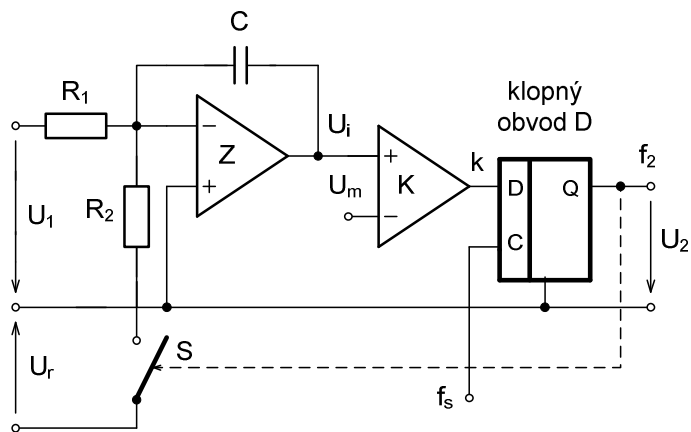
$$f = \frac{1}{T} = \frac{R_2}{R_1} \frac{U_1}{U_r T_k}$$



Údaj čítače  $N = fT_0 \pm 1$

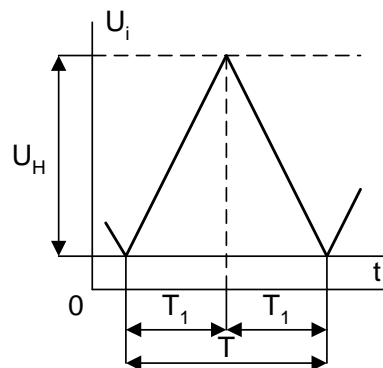
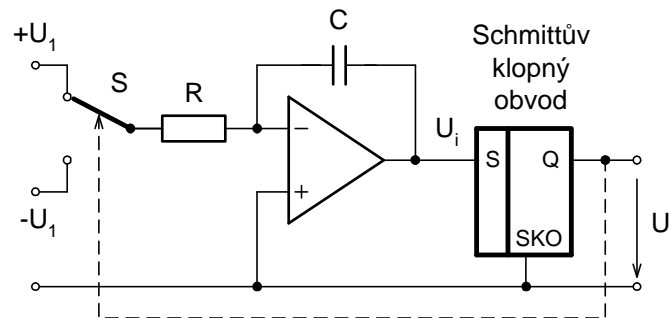
# Převodníky napětí kmitočtů

## Synchronizovaný převodník U/f



typ	$f_{\max}$ [MHz]	NL [%]	$f_s$ [MHz]
ADVF32	0,5	$10^{-3}$	-
AD537	0,15	$1,5 \cdot 10^{-3}$	-
AD654	0,5	$3 \cdot 10^{-4}$	-
AD650	1	$5 \cdot 10^{-5}$	-
AD652	4	$2 \cdot 10^{-5}$	2

## Převodník U/f se symetrickým výstupním napětím integrátoru



$$\Delta Q = CU_H = 2 \frac{U_1}{R} T_1$$

$$f = \frac{1}{2T_1} = \frac{U_1}{RCU_H}$$

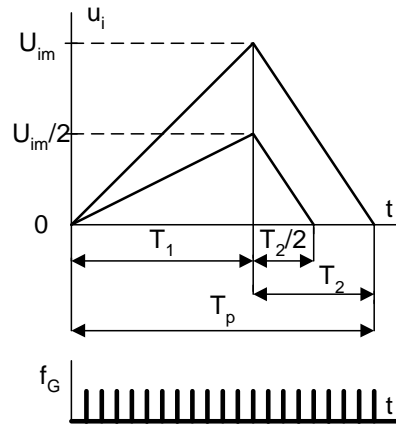
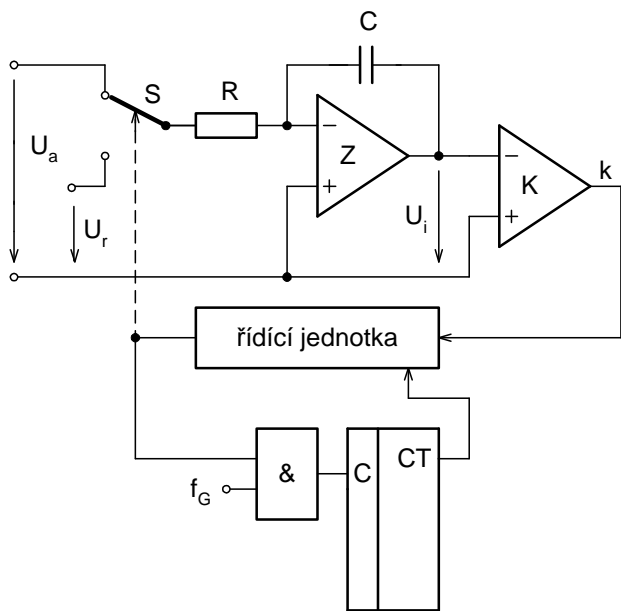
$$C = \frac{U_1}{RU_H} T_P \quad R = \frac{U_1}{CU_H} T_P$$

### Aplikace převodníků

- kmitočtová modulace
- systemy s vysokým rozlišením (24 bit)
- izolační FM přenos
- telemetrické systemy

# Integrační AČ převodníky

## Integrační AČ převodník s dvoutaktní integrací (Dual Slope)



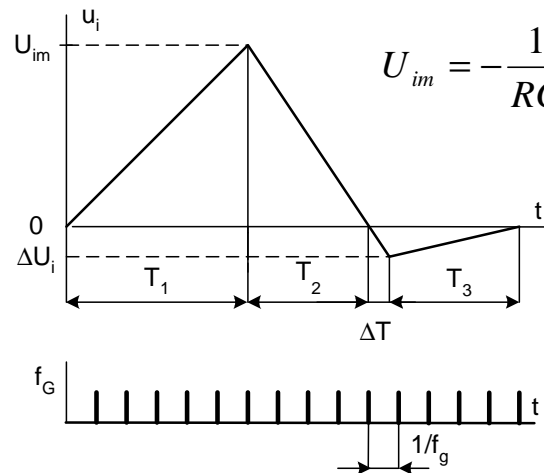
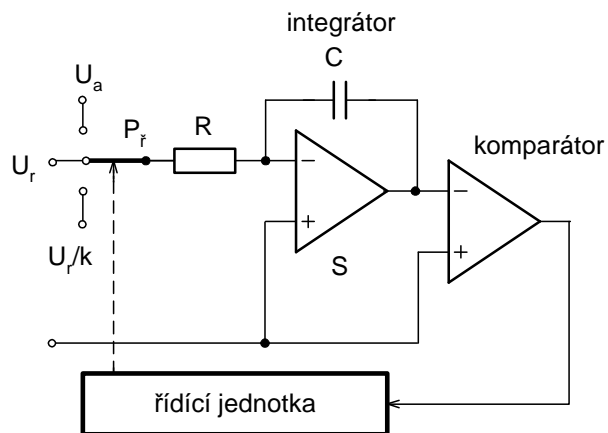
$$U_{im} = -\frac{1}{RC} \int_0^{T_1} u_a(t) dt = \frac{T_2}{RC} U_r$$

$$T_1 = \frac{N_1}{f_g} = konst. \quad T_2 = \frac{N_2}{f_g}$$

$$U_{as} T_1 = U_r T_2$$

$$U_{as} = \frac{T_2}{T_1} U_r = \frac{N_2}{N_1} U_r$$

## Integrační AČ převodník s třítaktní integrací (Triple Slope) – potlačení kvantovací chyby



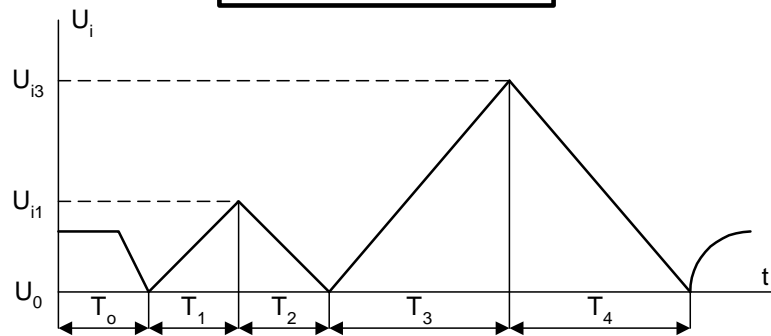
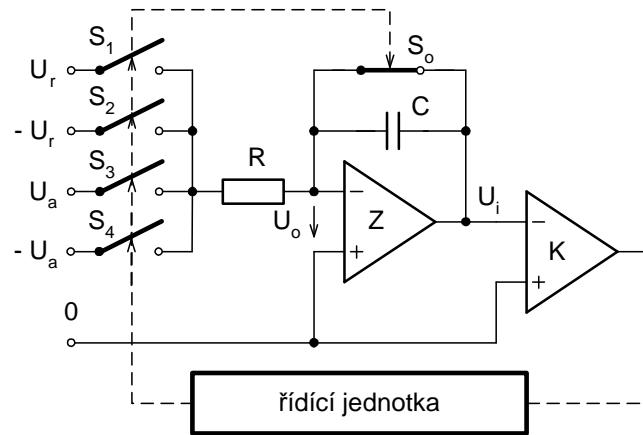
$$U_{im} = -\frac{1}{RC} \int_0^{T_1} u_a(t) dt \quad T_1 = \frac{N_1}{f_g} \quad T_2 = \frac{N_2}{f_g} \pm \frac{1}{2f_g}$$

$$\Delta U_i = \frac{\Delta T}{RC} U_r = \frac{U_r}{k} \frac{T_3}{RC}$$

$$T_3 = k \Delta T = \frac{N_3}{f_g}$$

$$U_{as} = \frac{N_2 - \frac{N_3}{k}}{N_1} U_r \quad 21$$

# Integrační A/Č převodník se čtyřtaktí integrací



1.  $T_0$  sepnut  $S_0$  náboj na C nulován
2.  $T_1$  sepnut  $S_1$  integrováno napětí  $U_r + U_0$
3.  $T_2$  sepnut  $S_2$  integrováno napětí  $U_0 - U_r$

$$\frac{T_1}{T_2} = \frac{U_r - U_0}{U_r + U_0}$$

4.  $T_3$  sepnut  $S_3$  integrováno napětí  $U_a + U_0$
5.  $T_4$  sepnut  $S_4$  integrováno napětí  $U_r - U_0$

$$U_a = (U_r - U_0) \frac{T_4}{T_3} - U_0$$

$$U_0 = \frac{T_2 - T_1}{T_2 + T_1} U_r$$

Při  $U_0 = 0$  je  $T_1 = T_2$  a  $U_a = U_r T_4 / T_3$

Symetrické přepínání vstupních napětí integrátoru eliminuje jeho nelinearitu a dynamické chyby.

typ	výrobce	rozlišení	$f_v$ [Sa/s]	výstup	CMRR [dB]	napájení [V]
ICL7107	Intersil	3 1/2 d	5	LED	72	$\pm 5V$
ICL7106	Intersil	3 1/2 d	5	LCD	72	9V
ICL7109	Intersil	12 b	5	BIN	72	$\pm 5V$
MAX134	Maxim	3 3/4 d	25	BIN.	72	$\pm 5V$
MAX132	MAX	18 b	200	BCD	76	$\pm 5V$
ICL7135	I, M, T	4 1/2 d	5	BCD	75	$\pm 5V$

## Potlačení sériového rušení

$$u_i(t) = u_a(t) + U_n \cos(2\pi f_n t + \varphi)$$

$$U_{is} = \frac{1}{T_i} \int_0^{T_i} u_v(t) dt = U_{as} + U_m 2\pi \left[ \sin \frac{T_i}{T_n} \left( 2\pi \frac{T_i}{T_n} + \varphi \right) - \sin \varphi \right]$$

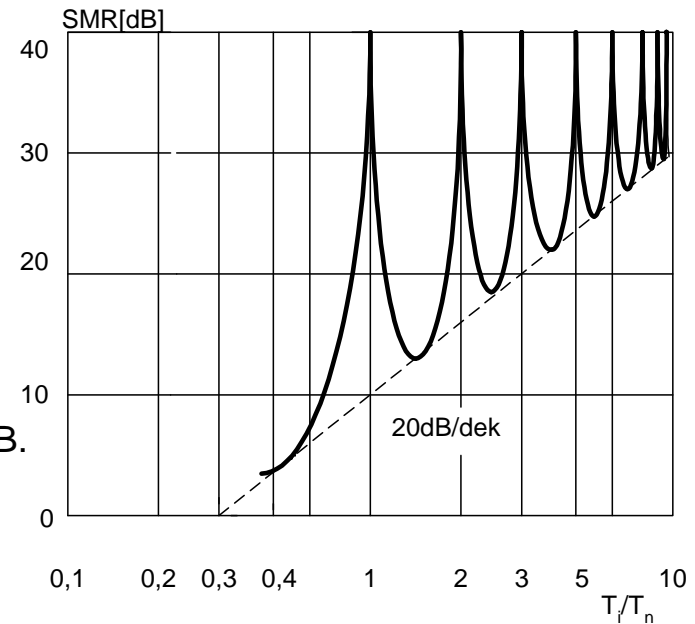
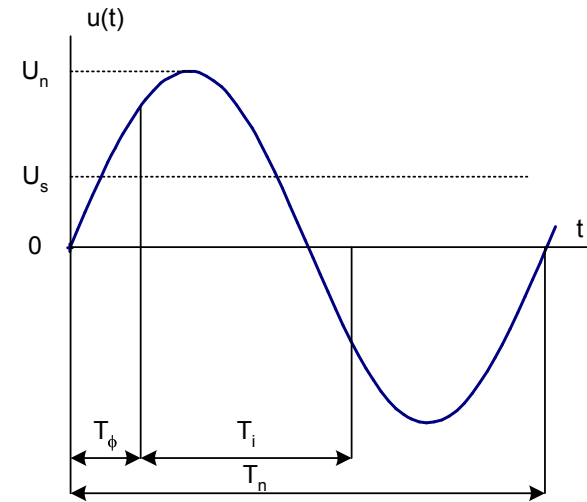
$$\Delta U_n = U_n \frac{T_i}{2\pi T_n} \left[ \sin \left( 2\pi \frac{T_i}{T_n} + \varphi \right) - \sin \varphi \right]$$

Činitel potlačení sériového rušení *SMRR*  
(*Series Mode Rejection Ratio*)

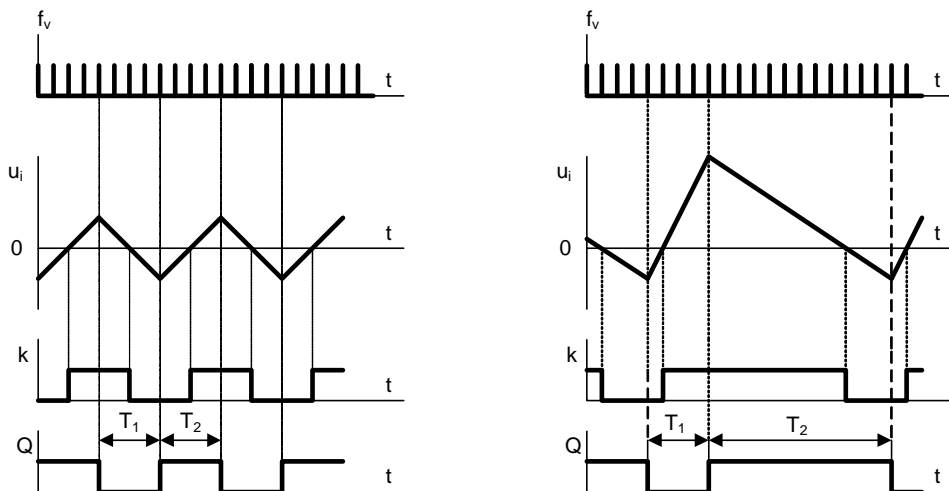
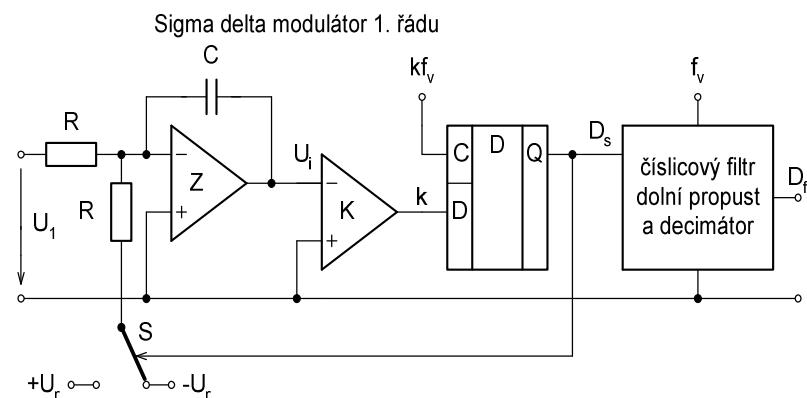
$$SMRR(\text{dB}) = 20 \log \frac{U_n}{\Delta U_n} = 20 \log \frac{\pi \frac{T_i}{T_n}}{\sin \left( \pi \frac{T_i}{T_n} \right)}$$

pro  $\varphi = -\pi \frac{T_i}{T_n}$

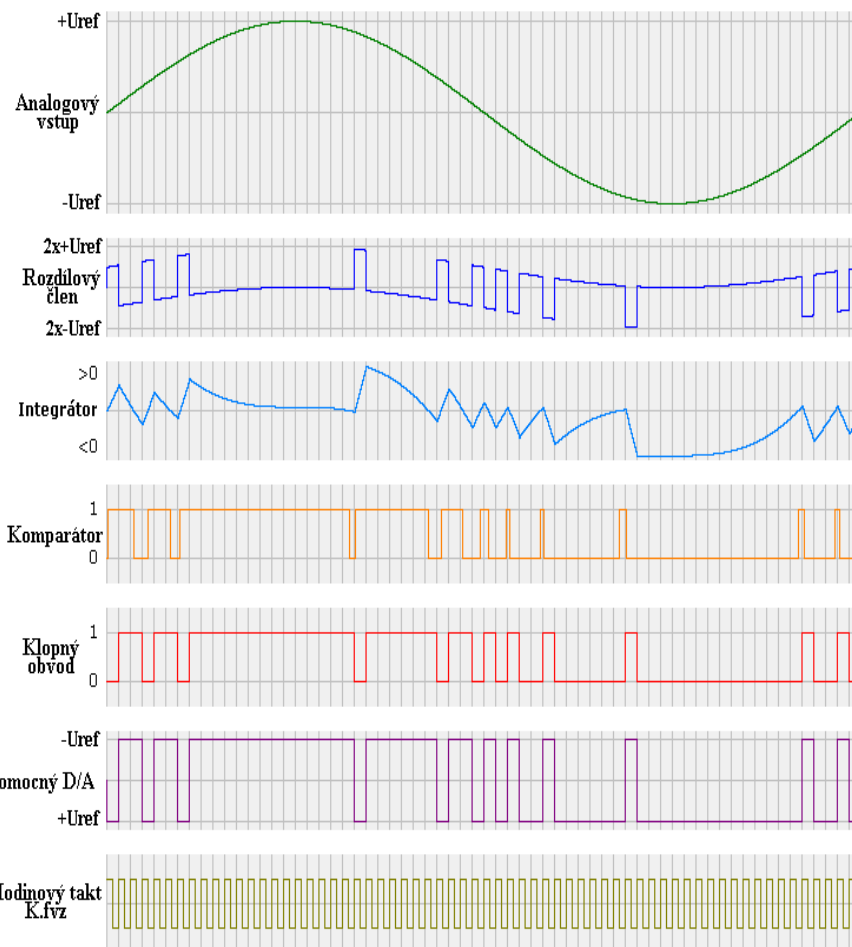
Při  $T_i/T_n = 1,1$  je  $SMRR = 30\text{dB}$ , při  $T_i/T_n = 1,01$  je  $SMRR = 70\text{ dB}$ .



# A/Č převodník s Delta Sigma modulací (1 bitový kvantizátor)

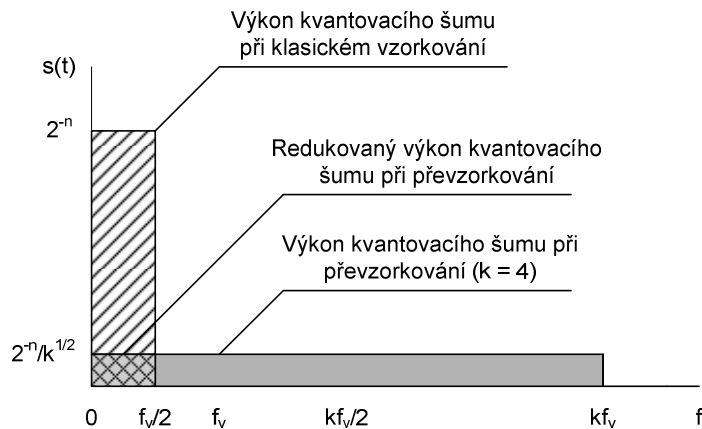
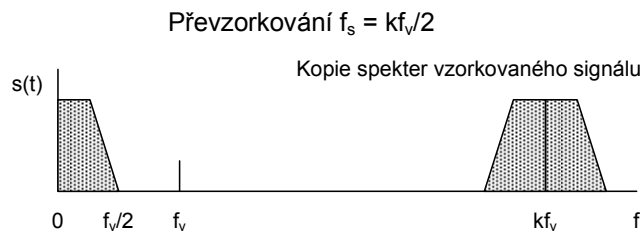


$$U_1 \approx U_r \frac{T_2 - T_1}{T_1 + T_2}$$





# Převzorkování a redukce kvantovacího šumu (Oversampling)



$OSR = 4 \quad \Delta SNR = 6,02 \text{ dB} \quad \Delta n = 1 \text{ bit}$   
 $OSR = 16 \quad \Delta SNR = 12,04 \text{ dB} \quad \Delta n = 2 \text{ bity}$   
 $OSR = 256 \quad \Delta SNR = 24,08 \text{ dB} \quad \Delta n = 4 \text{ bity}$

Kvantovací chyba ideální ADC v pásmu  $f_v/2$

$$U_q = \sqrt{\frac{1}{q} \int_{-q/2}^{q/2} x^2 dx} = \frac{2^{-n}}{\sqrt{12}}$$

Efektivní hodnota vstupního sin. signálu s rozkmitem FS převodníku

$$U_{SIN} = \frac{1}{2\sqrt{2}}$$

Odstup signál šum

$$SNR = 20 \log \frac{U_{SIN}}{U_q} = 6,02n + 1,76(\text{dB})$$

Redukovaný výkon kvantovacího šumu při  $k$  násobném převzorkování  $OSR$

$$\left(\frac{2^{-n}}{\sqrt{12}}\right)^2 = \left(\frac{OSR f_v}{2U_{qk}}\right)^2$$

Kvantovací chyba ideální ADC v pásmu  $f_v/2$  při převzorkování ( $OSR$ )

$$U_{qk} = \frac{1}{\sqrt{OSR}} \frac{2^{-n}}{\sqrt{12}}$$

Odstup signál šum při převzorkování

$$SNR_k = 20 \log \frac{U_{SIN}}{U_{qk}} =$$

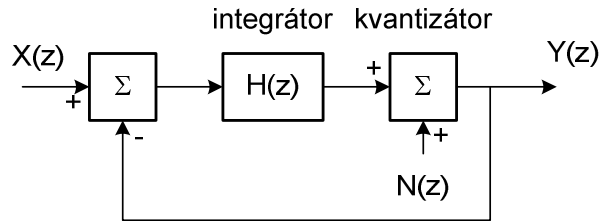
$$6,02n + 1,76 + 10 \log OSR(\text{dB})$$

Zvýšení odstupů signál šum při převzorkování

$$\Delta SNR = SNR_k - SNR = 10 \log OSR(\text{dB})$$

# Tvarování kvantovacího šumu (Noise Shaping)

Blokové schéma modulátoru v rovině Z



Charakteristická rovnice

$$Y(z) = H(z) \cdot (X(z) - Y(z)) + N(z)$$

Kvantizační šum  $N(z)$

Přenos integrátoru

$$H(z) = \frac{z^{-1}}{1 + z^{-1}}$$

Přenosová funkce signálu  $STF$   $N(z) = 0$   
(Signal Transfer Function)

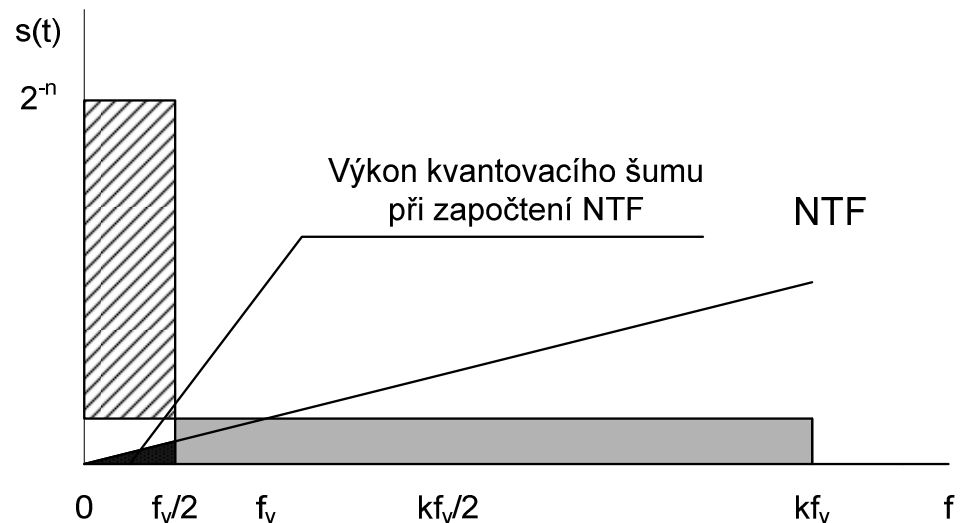
$$STF = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{H(z)}{1 + H(z)} = z^{-1}$$

Přenos signálu je zpožděn o 1 takt

Přenosová funkce šumu  $NTF$   $X(z) = 0$   
(Noise Transfer Function)

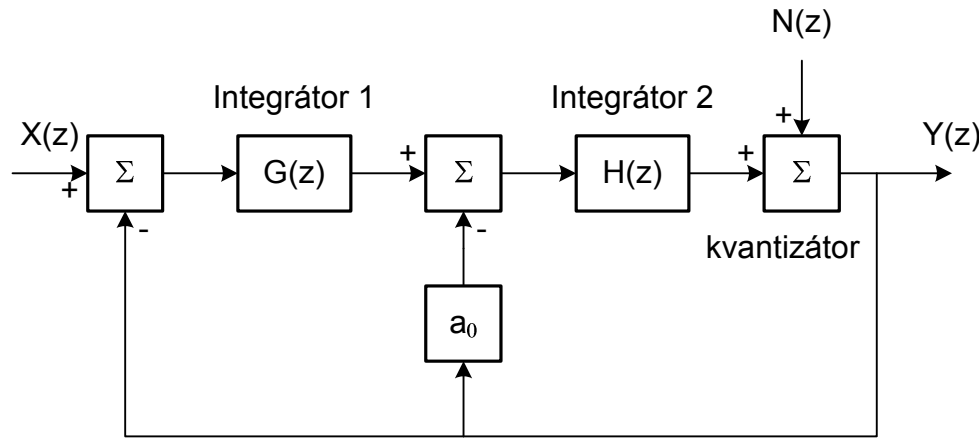
$$NTF = \frac{Y(z)}{N(z)} = \frac{1}{1 + H(z)} = 1 - z^{-1}$$

Přenos horní propusti 1. řádu s mezním kmitočtem  $kf_v/2$   
Složky šumu pod tímto kmitočtem jsou potlačeny  
Složky šumu nad tímto kmitočtem jsou zvýrazněny



Účinnější potlačení kvantovacího šumu se dosahuje  
užitím integrátorů vyšších řádů, 2. a 3. řádu  
Problémy se stabilitou obvodů

# Sigma Delta převodníky s modulátory 2. a 3. řádu

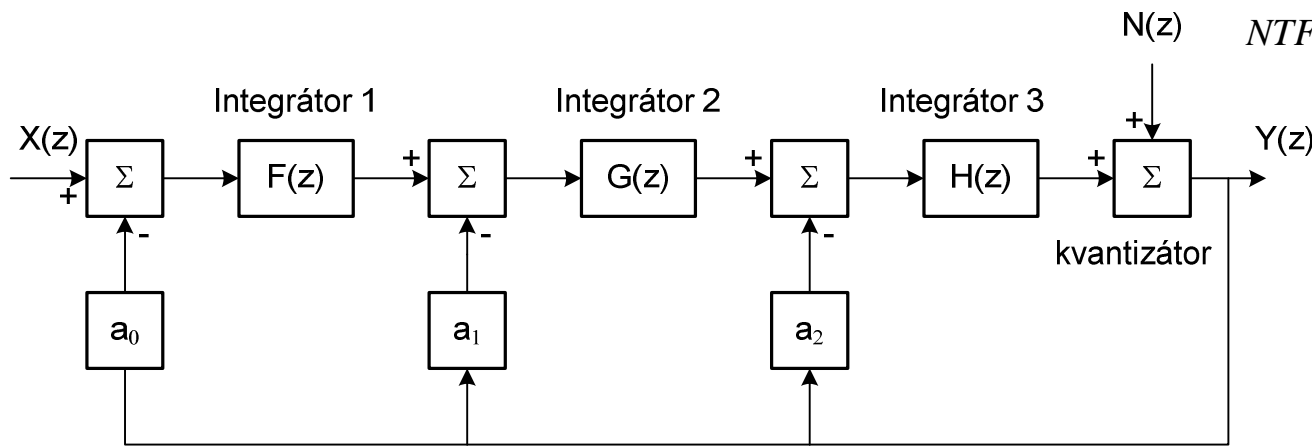


Přenosová funkce signálu *STF*  $N(z) = 0$   
(Signal Transfer Function)

$$STF_2 = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{G(z)H(z)}{1 + G(z)[a_0 + H(z)]} = z^{-1}$$

Přenosová funkce šumu *NTF*  $X(z) = 0$   
(Noise Transfer Function)

$$NTF_2 = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{1}{G(z)[a_0 + H(z)]}$$



$$STF_2 = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{F(z)G(z)H(z)}{1 + H(z)[a_2 + G(z)(a_1 + a_0F(z))]}$$

Stabilita přenos mod ulátoru

$$a_0 = (1 - a)^3$$

$$a_1 = 3a(1 - a)^2$$

$$a_2 = 3(1 - a)$$

optimum  $a = 0,5$

$$a_0 = 0,125, a_1 = 0,375, a_2 = 1,5$$

# Odstup SNR modulátorů vyšších řádů

Přenosová fce šumu

$$NTF(z) = (1 - z^{-1})^k$$

$k$  řád integrátoru

$$z = e^{-j\omega / f_v}$$

Energie šumu v pásmu

$$NTF(f) = \left[ 2 \sin\left(\pi \frac{f}{f_v}\right) \right]^k$$

$$f_B = f_s/2$$

$$P_n = \int_0^{f_B} \sigma^2(f) NTF^2(f) df$$

Koeficient převzorkování

$$OSR = \frac{f_v}{f_B}$$

Spektrál

ní hustota šumu

$$\sigma = \frac{2^{-n}}{\sqrt{12 OSR f_B}}$$

Energie šumu v pásmu

$$f_B$$

$$P_n = \frac{2^{-n}}{12} \frac{\pi^{2k}}{(2k+1) OSR^{2k+1}}$$

Odstup signál šum

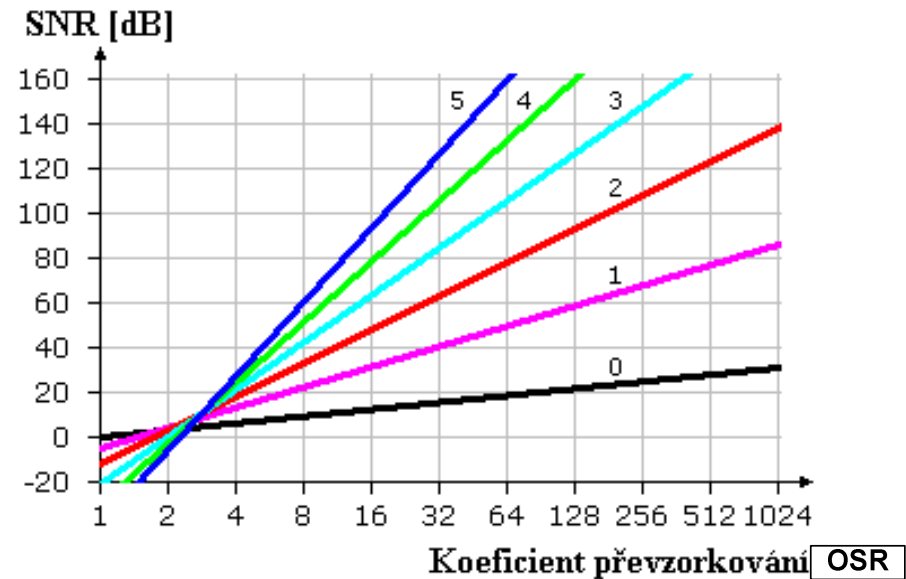
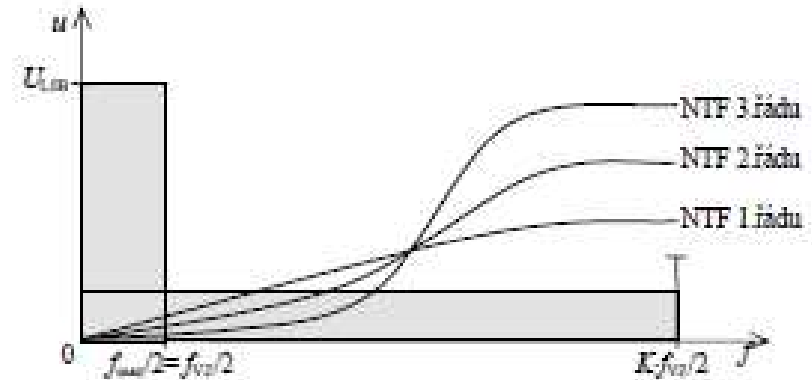
modulátoru s  $n$

bitovým kvantizátorem

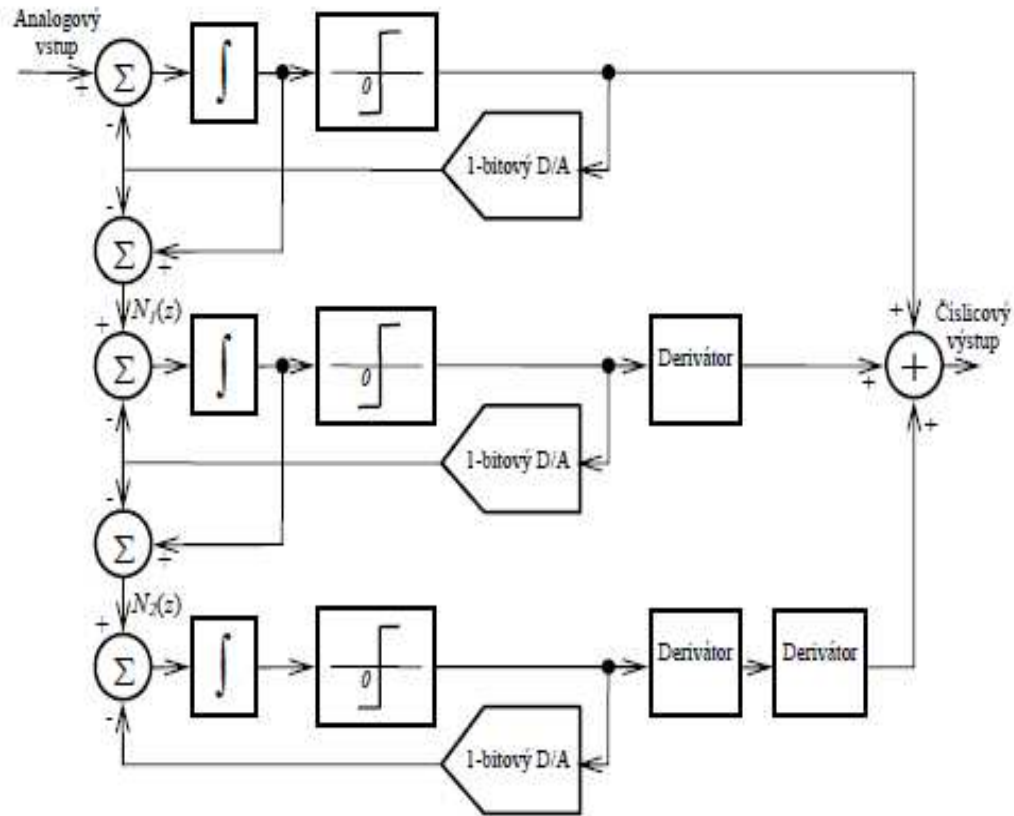
$$SNR = \frac{P_{sin}}{P_n} = \frac{1/2}{P_n} \approx$$

$$\sin \pi \frac{f}{f_s} \approx \pi \frac{f}{f_s} \quad f \ll f_s$$

$$\frac{3}{2} \frac{2^{-n} - 1}{\pi^{2k}} (2k+1) OSR^{2k+1}$$



## Kaskádní struktury modulátorů vyšších řádů MASH (Multi-Stage Noise Shaping)



Klasické sigma-delta modulátory  $k$ -tého řádu integrují rozdílový signál  $k$  po sobě jdoucími integrátory, struktury MASH k tomu využívají  $k$  samostatných modulátorů 1. řádu

U MASH struktury následující modulátor zpracovává kvantizační šum  $N(z)$  z modulátoru předchozího.

Kvantizační šum je získán rozdílovými členy, které odečítají výstup z D/A převodníku od rozdílového signálu z integrátoru.

Zpřesnění převodu dochází opakovaným kvantováním kvantizačního šumu z předchozí sekce modulátoru.

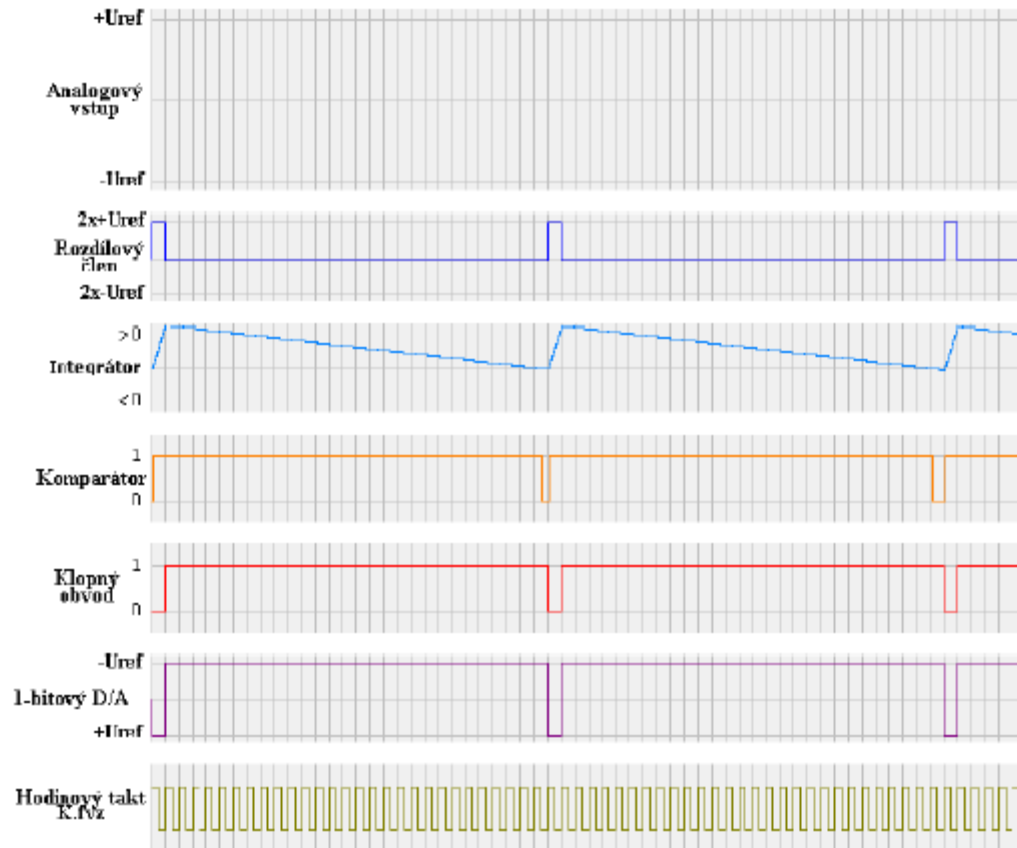
Teoreticky je možné zapojit do kaskády libovolný počet sekcí.

U reálných převodníků MASH se negativně projevují výrobní odchylky mezi jednotlivými obvodovými prvky

Obvykle se užívají struktury MASH 4. řádu

# Rušivé signály v sigma-delta převodnících (Idle Tones, Idle Patterns)

Časové průběhy při stejnosměrném vstupním napětí o velikosti  $0,93U_{REF}$



Nízké kmitočty jsou zdrojem rušivých tónů

Čím více se vstupní stejnosměrné napětí bude blížit  $U_{REF}$ , tím nižší bude opakovací kmitočet PDM posloupnosti na výstupu modulátoru

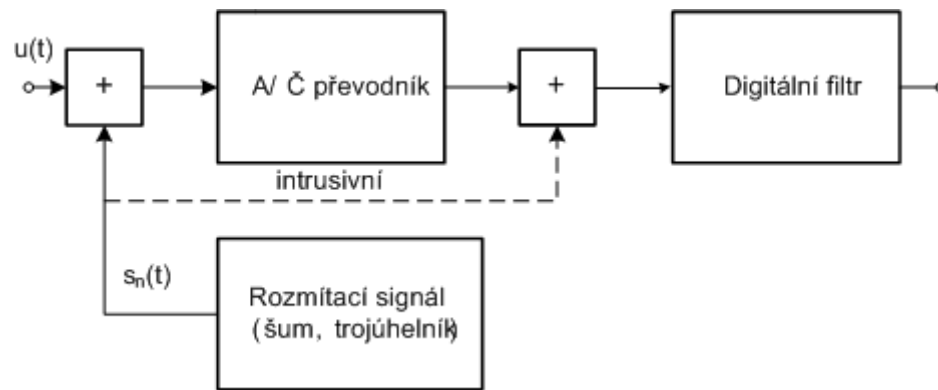
Může být tak nízký, že zasáhne až do užitečného pásma převodníku

Protože se jedná o obdélníkový signál, objeví se navíc ve spektru i jeho postranní složky na násobcích kmitočtu  $f_v$

Rušení má charakter tónů, jejichž frekvence se mění v závislosti na vstupním stejnosměrném napětí

Jejich přítomnost je např. při zpracování audio signálů naprosto nepřijatelná, protože lidský sluch je na úzkopásmové signály velmi citlivý

## Potlačení rušivých signálů rozmítáním signálu (Dithering)



Teoretické zvýšení rozlišitelnosti

$$\Delta n_{ef} \approx \log_2 \sqrt{N}$$

$N$  je počet průměrovacích cyklů.

Např. pro  $N = 256$  vzroste teoretická rozlišitelnost o 8 btů, ale efektivní rozlišitelnost jen o 4 bity.

Kmitočtový rozsah signálu je redukován 1:256.

**Užití:** zvýšení rozlišitelnosti digitalizátorů, odstranění rušivých tónů při digitalizaci akustických a obrazových signálů

**Digitalizovaný signál** rozmítán rozmítacím signálem, jehož mezivrcholová hodnota je větší než několik LSB A/Č převodníku a jehož střední hodnota je nulová.

**Rozmítací signál** – periodický s nulovou střední hodnotou, např. šum, sinus, trojúhelník.

**Intrusivní dithering** - číslicový signál z A/Č převodníku odečítán od rozmítacího signálu.

**Neintrusivní dithering** - číslicový signál z A/Č převodníku není odečítán od rozmítacího signálu, častější případ.

Dithering zabraňuje výskytu rušivých mezitónů (Idle Tones).

Dithering snižuje kvantizační šum převodníku, zmenšuje jeho diferenciální nelinearitu, ale nezlepšuje integrální nelinearitu .

## Přehled parametrů Delta Sigma A/Č převodníků

typ	výrobce	Jmenovité rozlišení	počet kanálů	$f_v$ [kSa/s]	spotřeba [mV]	aplikace
AD7705	AD	8/16	2D	20 - 50	20	obecné
AD7710	AD	16(24)	2D	0,01-1	10	RTD snímače termočlánky
AD7711	AD	16(24)	1D,1S	0,01-1	10	RTD snímače termočlánky
AD7712	AD	16(24)	2D(1D,1S)	0,01-1	10	RTD snímače termočlánky
AD4413	AD	16(24)	1 S	0,01-1	10	RTD snímače termočlánky
AD7714	AD	16(22)	4 S	0,01-1	10	RTD snímače termočlánky
AD7732	AD	16(24)	2D	0,3 – 12,3	15	obecné
AD7734	AD	16(24)	4S	0,3 – 12,3	15	obecné
AD7738	AD	16(24)	4D(8S)	0,3 – 12,3	15	obecné
AD7723	AD	16	1	1 200	30	obecné
AD9260	AD	16	1	2 500	20	obecné
AD7360	AD	16	6S	8 - 64	100	obecné

16(24) značí jmenovité rozlišení 16 bitů a zvýšené rozlišení 24 bitů

*Efektivní rozlišení* je cca 15 bitů a 21 bitů

S značí jednopólový prepínač, D dvoupólový prepínač

AD7710 až AD7713 mají měřicí zesilovač s prepínatelným zesílením 1 až 256



## Vlastnosti A/Č převodníků

typ převodníku	výhody	nevýhody
delta sigma	vysoká rozlišovací schopnost až 24 bitů jednoduché obvodové řešení nepotřebuje externí S/H obvod nepotřebuje antialiasingový filtr Vysoké potlačení <i>SMRR</i> (160 dB) Vysoké potlačení <i>CMRR</i> (120 dB)	nízký vzorkovací kmitočet řádově stovky kSa/s
integrační	vysoká rozlišovací schopnost až 24 bitů Vysoké potlačení <i>SMRR</i> ( 120 dB) Vysoké potlačení <i>CMRR</i> (120 dB)	nízký vzorkovací kmitočet řádově stovky kHz nutnost velkých kapacit v integrátoru
aproximační	dobrá rozlišovací schopnost až 18 bitů malá plocha čipu – nízká spotřeba	nutnost užití vzorkovací jednotky vzorkovací kmitočet řádově jednotky MSa/s přesnost závislá na přesnosti interního DAC
kaskádní	dobrá rozlišovací schopnost až 16 bitů vysoký vzorkovací kmitočet řádově stovky MSa/s	nutnost užití principu sdílení času a korekce dat přesnost převodu závisí na přesnosti prvních bloků
paralelní	nejvyšší vzorkovací kmitočet až 2,5 GSa/s	nízké rozlišení do 8 bitů při vyšším rozlišení velká plocha čipu vysoká spotřeba

Hraniční rozlišitelnost cca 32 bitů je určena šumem přechodů – chlazení 4,2 K

Hraniční vzorkovací kmitočet 10 GSa/s je určen rychlostí pohybu nositelů náboje v přechodech Si

GaAs struktury jsou cca 10x rychlejší než Si struktury

Elektrooptické struktury jsou cca 100x rychlejší než Si struktury

## Rekonstrukce spojitých signálů

Rekonstrukce kmitočtově omezeného signálu

Parametry Č/A převodníků

Číslicově analogové převodníky se spínanými odporovými sítěmi

Číslicově analogové převodníky se spínanými proudovými zdroji

Násobící Č/A převodníky

Číslicově analogové převodníky se zvýšenou přesností

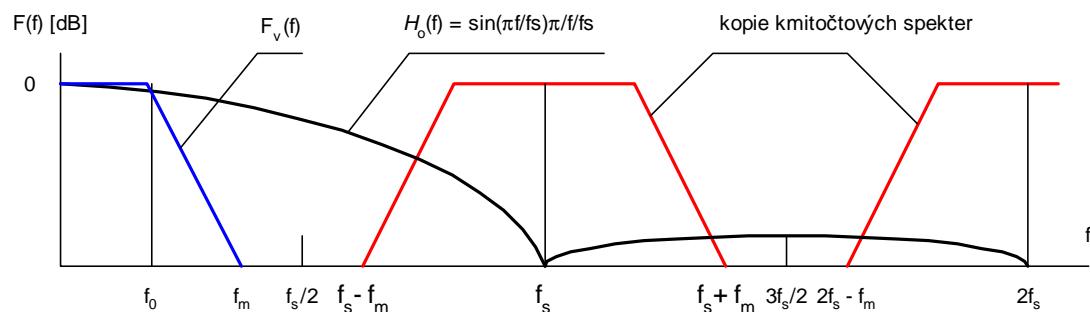
Modulační číslicově analogové převodníky

Č/A převodníky se spínanými kapacitory

Přímá číslicová syntéza DDS

Kmitočtová syntéza

# Rekonstrukce kmitočtově omezeného signálu

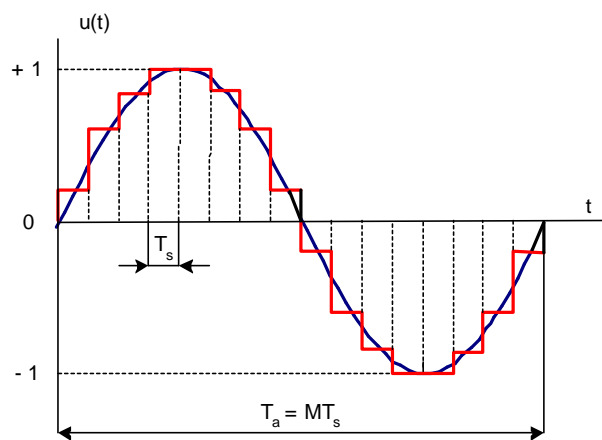


$$H_0(\omega) = \frac{\sin(\pi\omega / \omega_s)}{\pi\omega / \omega_s}$$

$$F_r(\omega) = \frac{\sin(\pi\omega / \omega_s)}{\pi\omega / \omega_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\omega \pm k\omega_s)$$

Př.:  $f_0 = f_s/2$  pokles amplitudové charakteristiky - 0,636, tj - 3,9 dB

## Rekonstrukce sinusového signálu

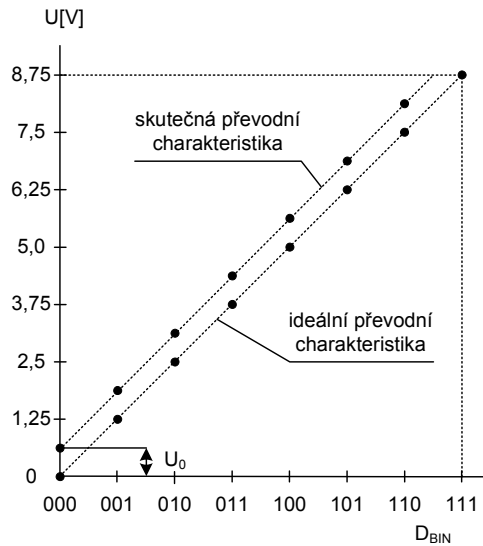


$$THD = 20 \log_{10} \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^{\infty} U_i^2}{U_1}} [dB]$$

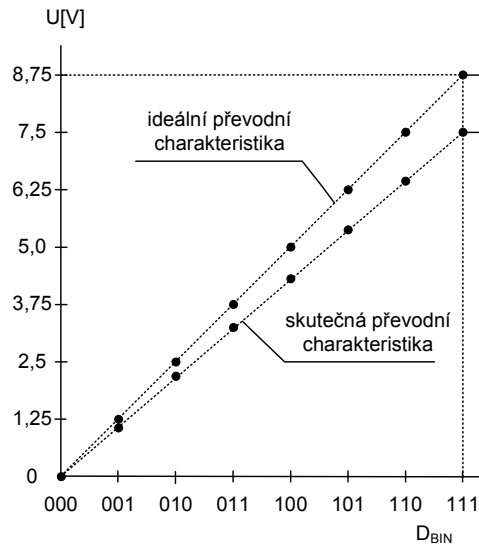
$$U_k = \frac{\sin(k\pi / M)}{k\pi / M}$$

Počet vzorků v periodě M	První pár vyšších harmonických	THD [dB] bez filtru	THD [dB] s filtrem 1. řádu
4	3, 5	- 6,5	- 18,3
8	7, 9	- 13,3	- 32,4
16	15, 17	- 20,1	- 44,7
32	31, 33	- 27,3	- 57,1
64	63, 65	- 31,7	- 68,9
128	127, 129	- 38,1	- 80,9
256	255, 257	- 45,2	- 94,0

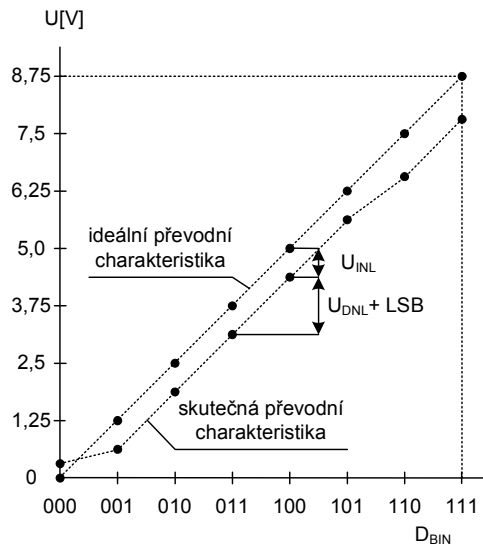
# Parametry Č/A převodníků



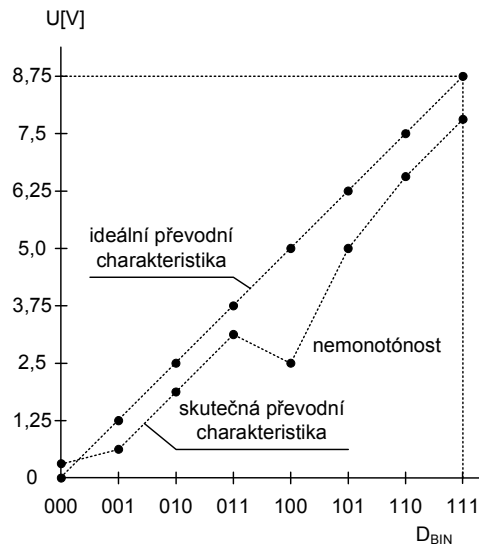
a) chyba nuly



b) chyba zesílení



c) integrální a diferenciální nelinearita



d) nemonotónost převodní charakteristiky

$$U_a = D U_r \quad D_{BIN} = \sum_{i=1}^n a_i 2^{-i}$$

$n$  počet bitů

$a_1$  bit s váhou  $1/2$  (MSB Most Sign Bit)

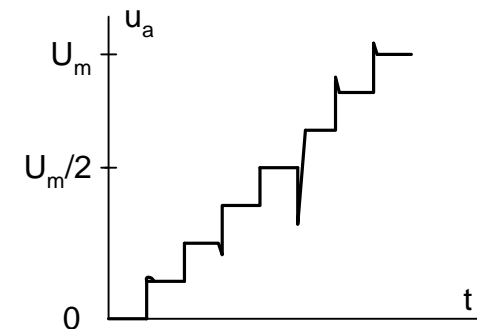
$a_n$  bit s nejnižší váhou  $2^{-n}$  (LSB least Sign Bit)

$$INL_j = \frac{U_{INLj}}{U_q} [LSB], j = 1, 2, \dots, 2^n - 2$$

$$DNL_j = \frac{U_{DNLj}}{U_q} [LSB], j = 1, 2, \dots, 2^n - 2$$

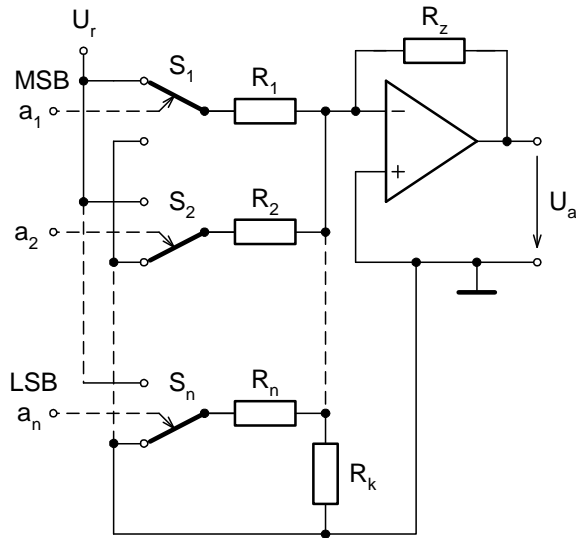
$$INL_j = -\sum_{i=1}^j DNL_i [LSB]$$

Zákmity výstupního signálu (*Glitches*)



# Číslicově analogové převodníky se spínanými odporovými sítěmi

váhová síť



$$R_i = 2^{i-1} R, i=1, 2, \dots, n$$

$$U_a = 2U_r \frac{R_z}{R} \sum_{i=1}^n a_i 2^{-i}$$

vysoká přesnost

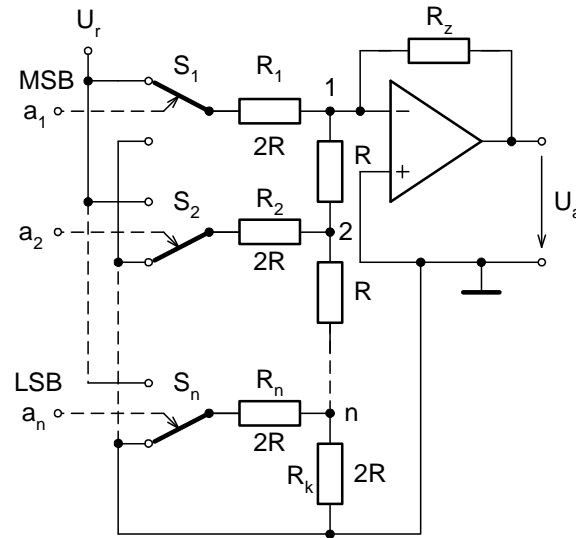
nejsou proudové interakce

velký rozsah odporů

rozdílné časové konstanty

rezistorů

R-2R síť



$$I_1 = \frac{U_r}{2R} \quad I_2 = \frac{U_r}{4R}$$

$$U_a = -U_r \frac{R_z}{R} \sum_{i=1}^n a_i 2^{-i}$$

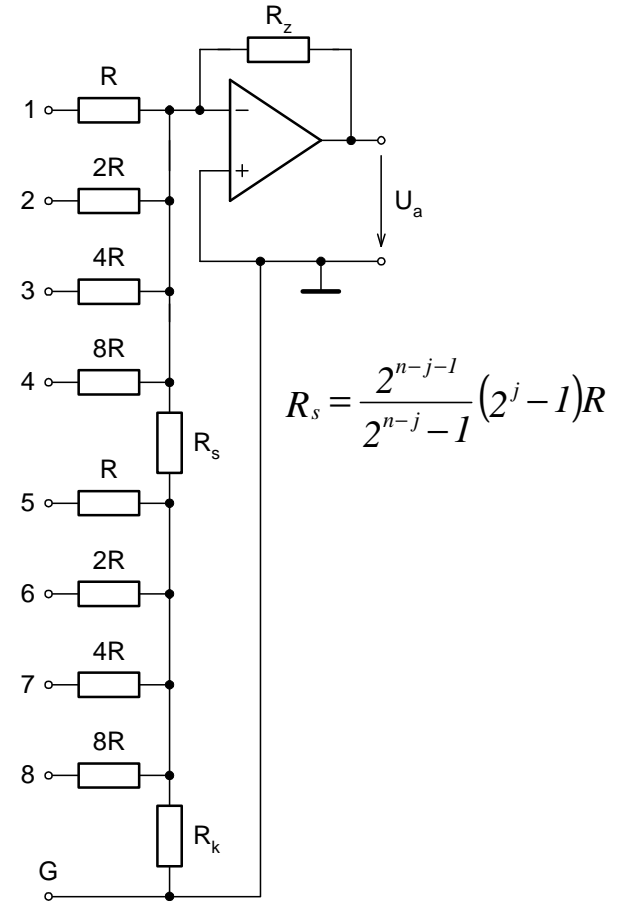
pouze 2 odpory rezistorů

menší časové konstanty

proudové interakce

menší dosažitelná přesnost

kombinovaná síť



**BIN**

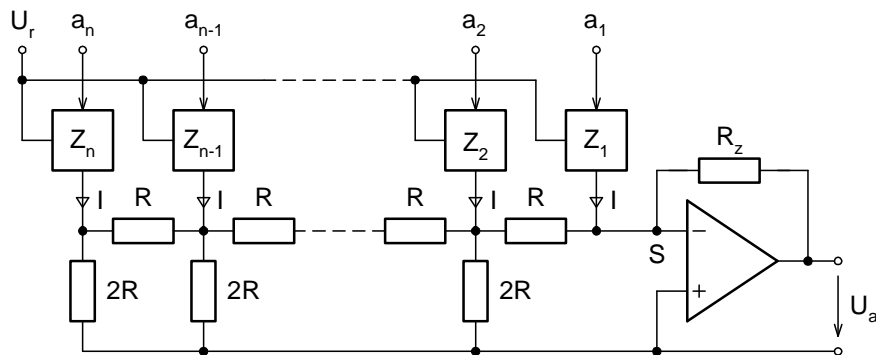
$$R_s = 7,5R, R_z = R \text{ a } R_k = 8R$$

**BCD**

$$R_s = 4,32R, R_z = 0,8R \text{ a } R_k = 4,8R$$

# Číslicově analogové převodníky se spínanými proudovými zdroji

## Číslicově analogový převodník se spínanými proudovými zdroji

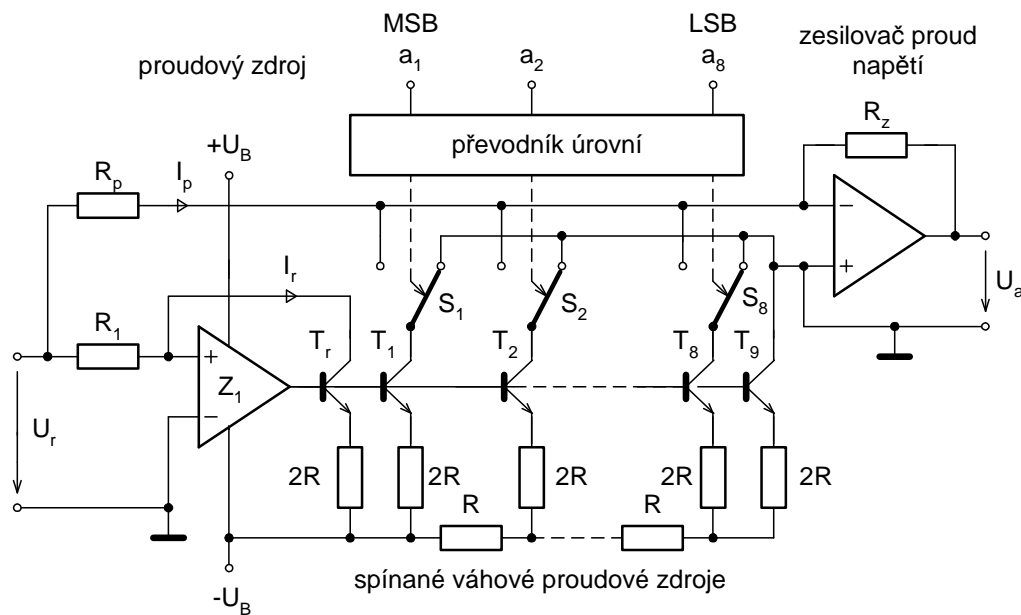


$$U_a = -I R_z \sum_{i=1}^n a_i 2^{i-1}$$

### Přednosti:

vysoká přesnost, shodné proudy proudových zdrojů  
neuplatňují se parazitní časové konstanty rezistorů

## Číslicově analogový převodník s proudovými sběrnicemi



$$U_a = -I_r R_z \sum_{i=1}^n a_i 2^{i-1} \quad \text{unipolární } U_a$$

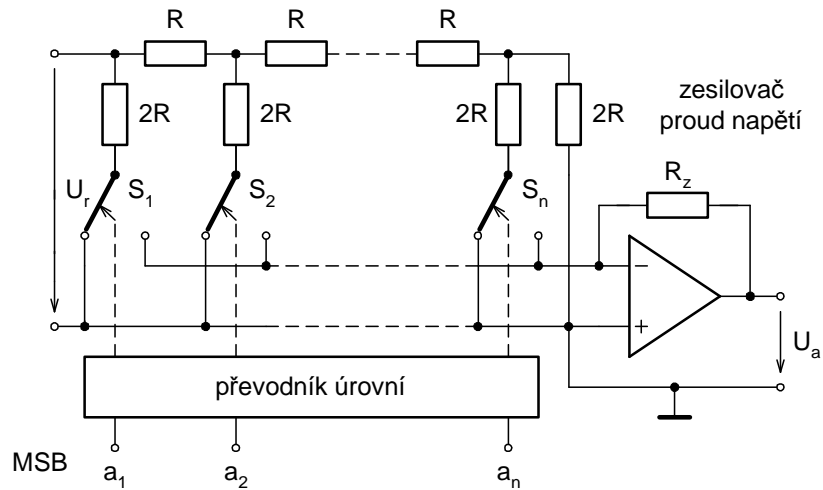
$$U_a = I_p - I_r R_z \sum_{i=1}^n a_i 2^{i-1} \quad \text{bipolární } U_a$$

$$I_r = \frac{U_r}{2R_1} \quad \text{polaritní proud}$$

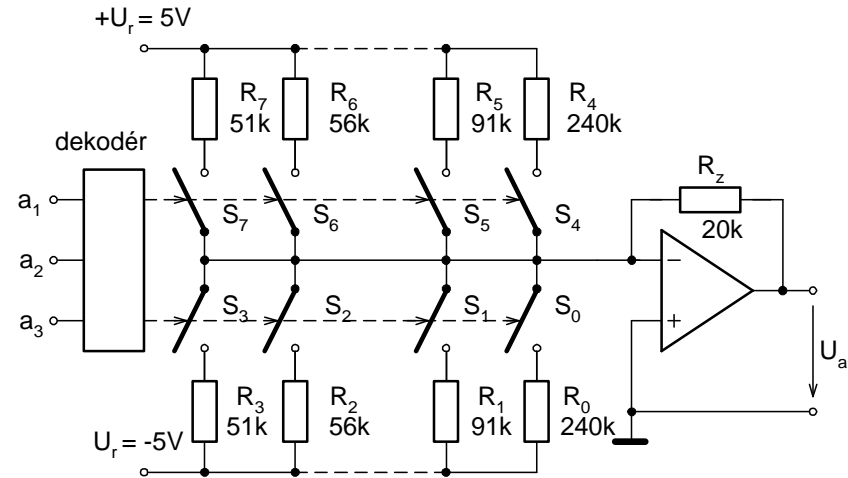
typ	n	INL, DNL	T <sub>u</sub>
DAC08	8	0,5 (1)	50 ns
AD565	12	1 (2)	200 ns
AD768	16	1 (2, (4))	450 ns

# Násobící Č/A převodníky

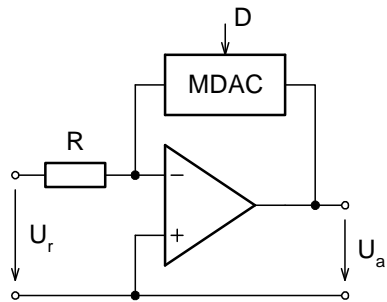
## Základní zapojení



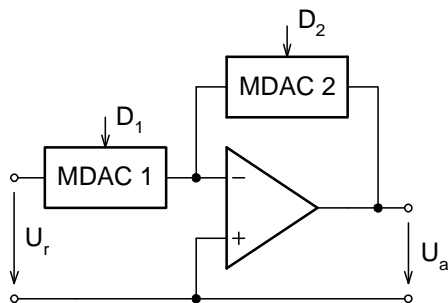
## Sinusový Č/A převodník



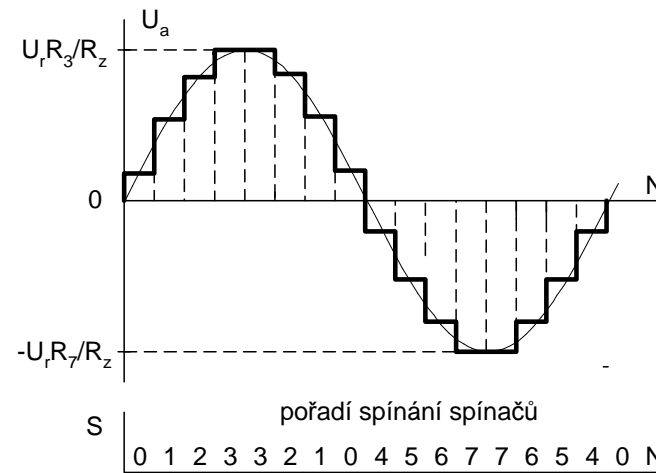
## Násobící a dělicí Č/A převodníky



$$U_a = -\frac{U_r}{D}$$

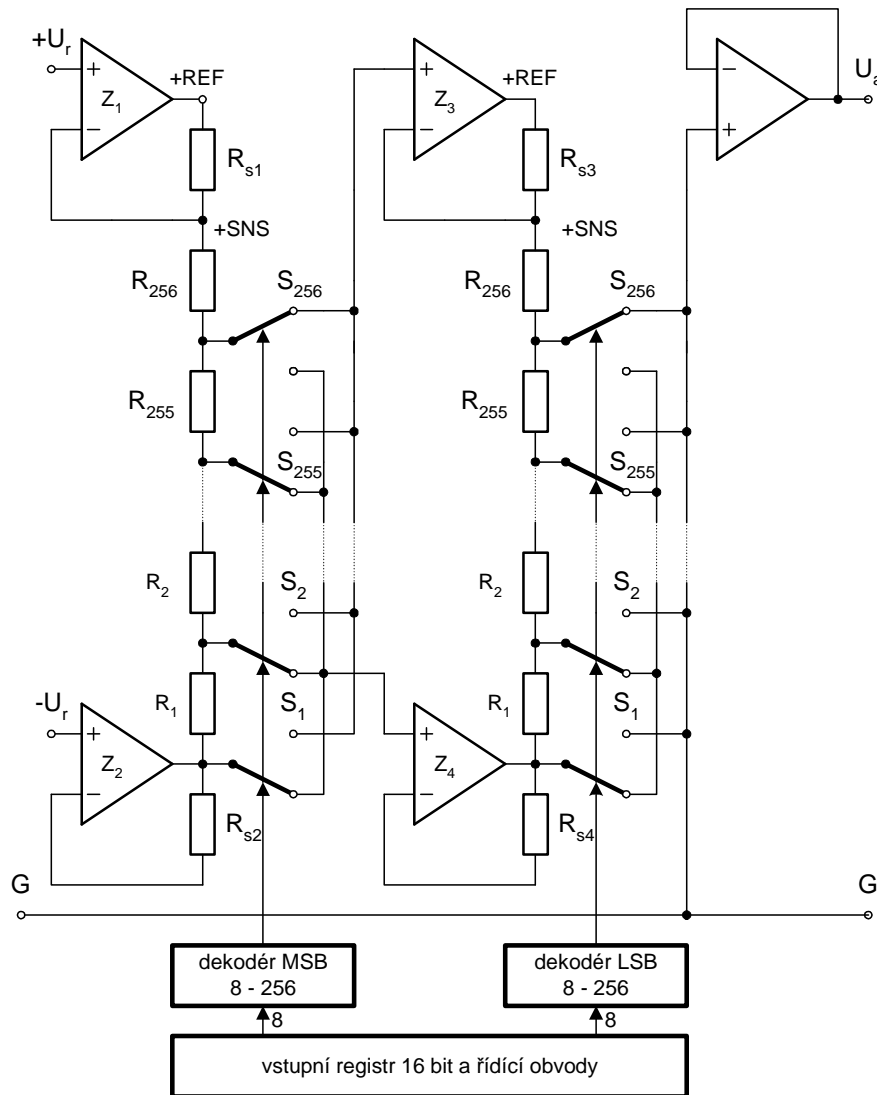


$$U_a = -\frac{D_2}{D_1} U_r$$



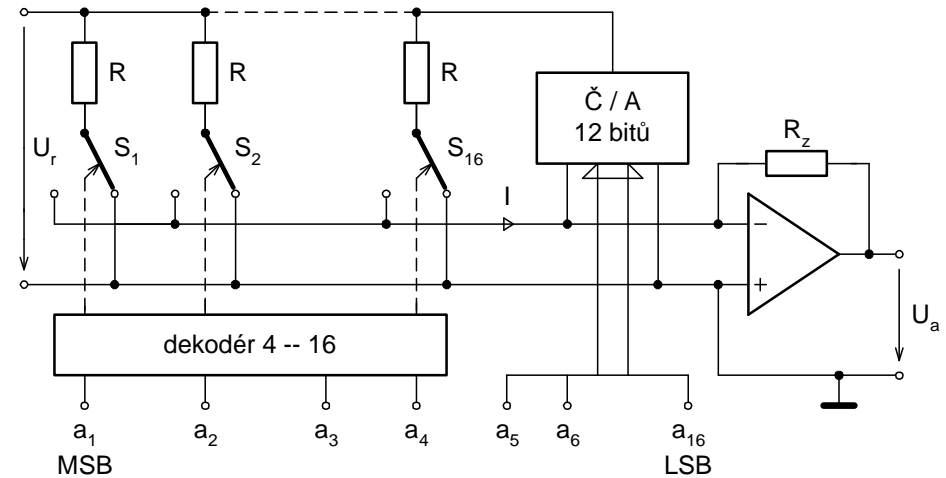
# Číslicově analogové převodníky se zvýšenou přesností

## Převodníky se shodnými rezistory

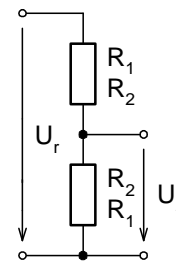


Zaručená monotónost převodní charakteristiky (AD569)

## Kombinované Č/A převodníky



## Převodníky s cyklickým přepínáním rezistorů



$$U_2(1) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_r$$

$$U_2(2) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_r$$

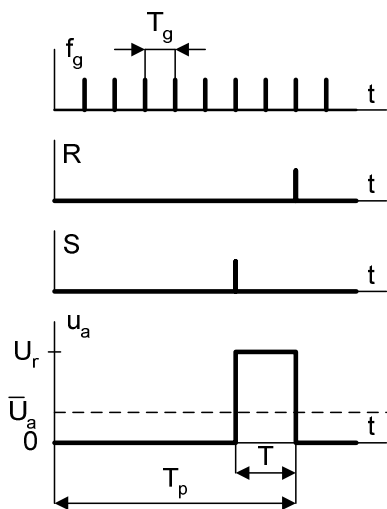
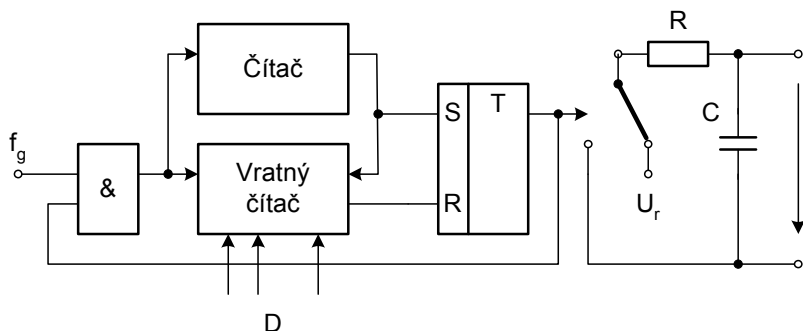
$$U_s = \frac{U_2(1) + U_2(2)}{2} = \frac{1}{2}$$

Dělicí poměr není určen hodnotami rezistorů, ale pouze jejich počtem



# Modulační číslicové analogové převodníky

## Převodníky s jednou PWM



$$T_p = 2^{-n} f_g$$

$$T = 2^{-n} \frac{D}{f_g}$$

$$U_{as} = \frac{T}{T_p} U_r = D U_r$$

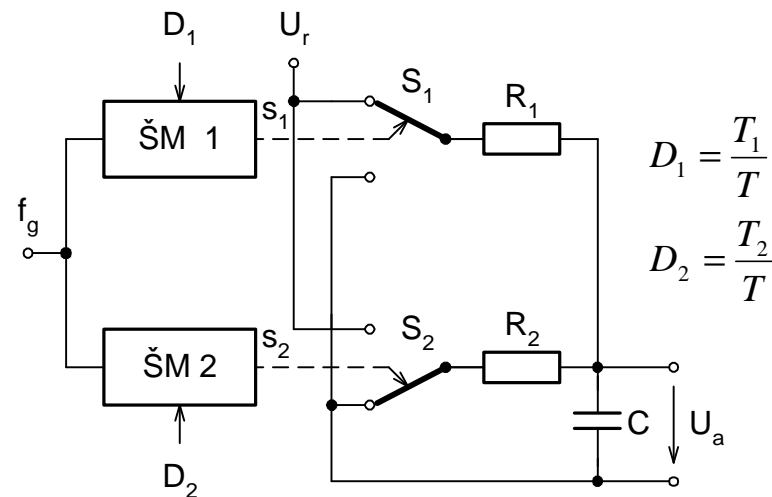
$$\left( \frac{\Delta U_2}{U_2} \right)_{\max} = \frac{e^{T/2\tau} - 1}{e^{T/2\tau} + 1} U_{r1}$$

**Přednosti:** vysoká linearita až  $10^{-6}$   
zaručená monotónost

**Nevýhoda:** velká doba ustálení, až 1 s

**Aplikace:** číslicově řízené zdroje, kalibrátory

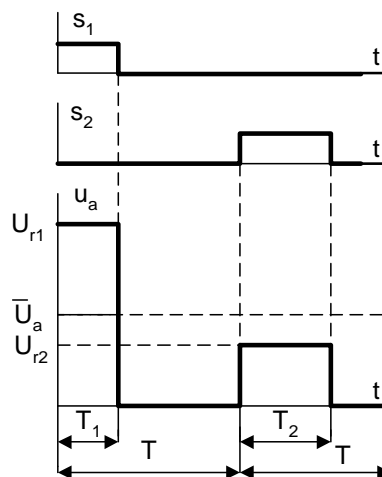
## Převodníky se dvěma PWM



$$D_1 = \frac{T_1}{T}$$

$$D_2 = \frac{T_2}{T}$$

$$U_{as} = \frac{1}{2T} (U_{r1} T_1 + U_{r2} T_2) = \frac{U_r}{2T(R_1 + R_2)} (R_2 T_1 + R_1 T_2)$$



$$U_{r1} = \frac{U_r R_2}{R_1 + R_2} \quad U_{r2} = \frac{U_r R_1}{R_1 + R_2}$$

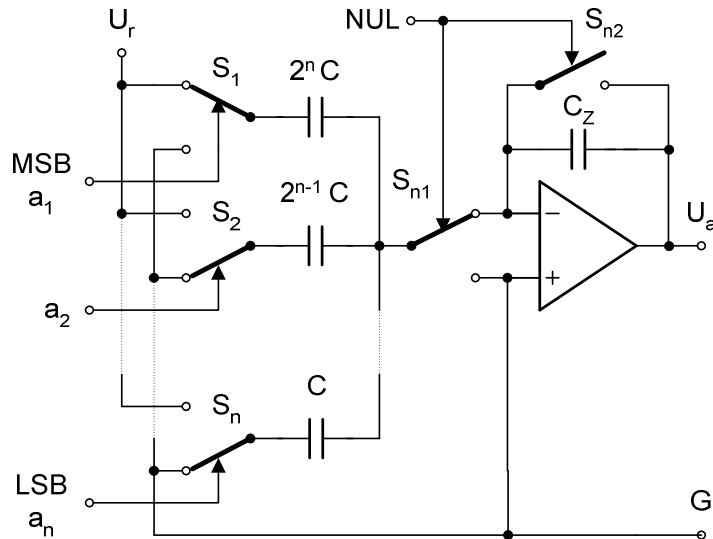
$$\frac{R_2}{R_1} = 2^{-n} \quad U_{as} = \frac{U_r}{2} (D_1 + 2^{-n} D_2)$$

Zkrácení doby  $T$  na  $2^{n/2}/2f_g$

Menší nároky na filtraci signálu

# Č/A převodníky se spínanými kapacitami

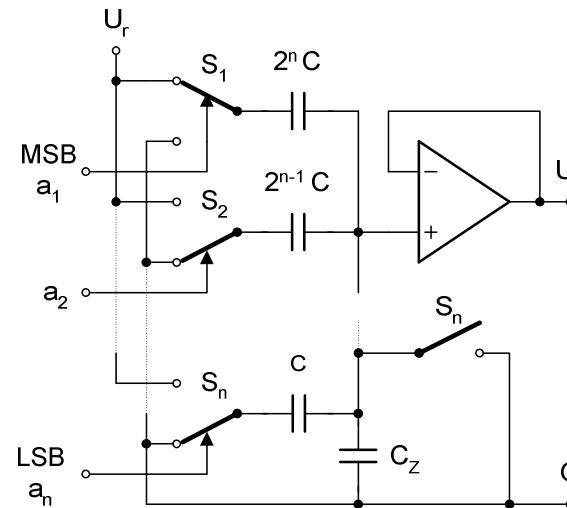
## Invertující Č/A převodník



$$Q = CU_r \sum_{i=1}^n a_i 2^i$$

$$U_a = -\frac{Q}{C_Z} = -U_r \frac{C}{C_Z} \sum_{i=1}^n a_i 2^i$$

## Neinvertující Č/A převodník

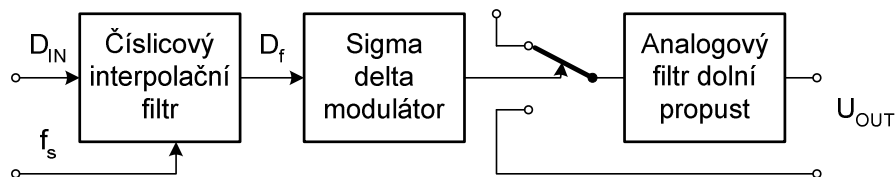


Nízkopříkonové obvody

Rozlišitelnost 8 až 12 bitů

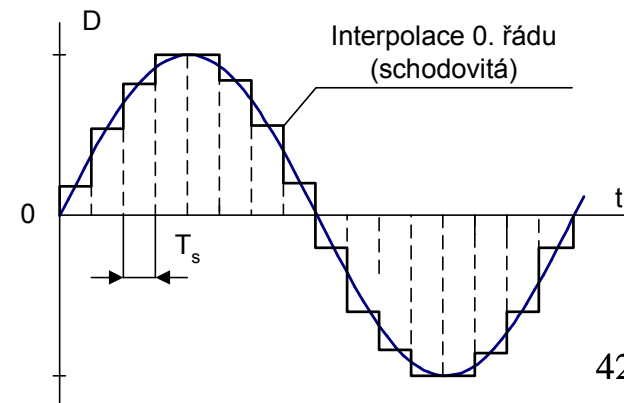
Vzorkovací kmitočet: 100 kSa/s až 1 MSa/s

## Sigma delta Č/A převodníky

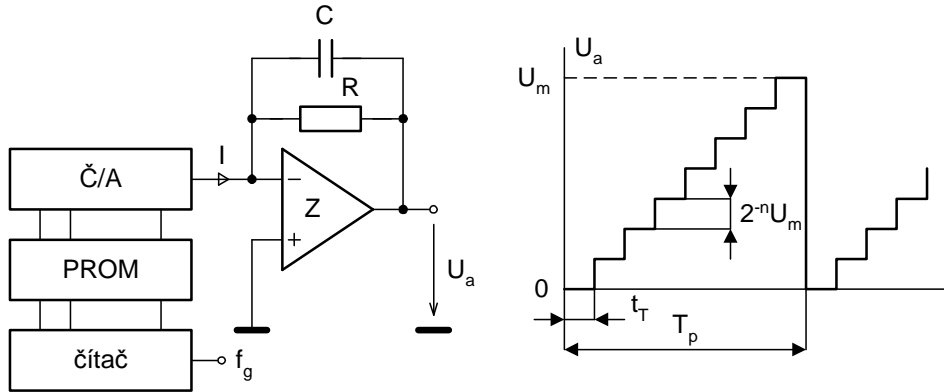


### Interpolační filtr

- interpolace 0. řádu (schodovitá)
- interpolace 1. řádu (lineární)
- interpolace vyšších řádů (polynomy až 8. řádu)

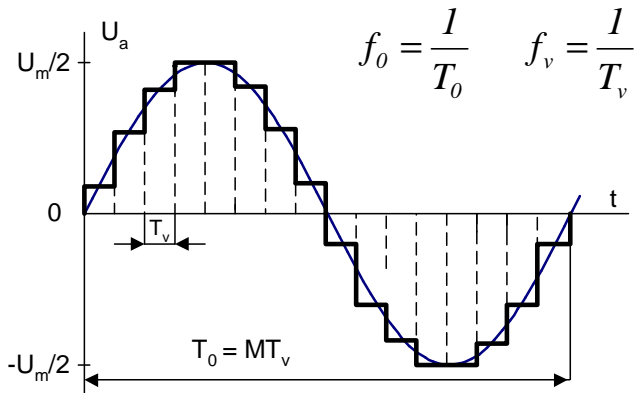


# Přímá číslicová syntéza DDS (Digital Direct Synthesis)

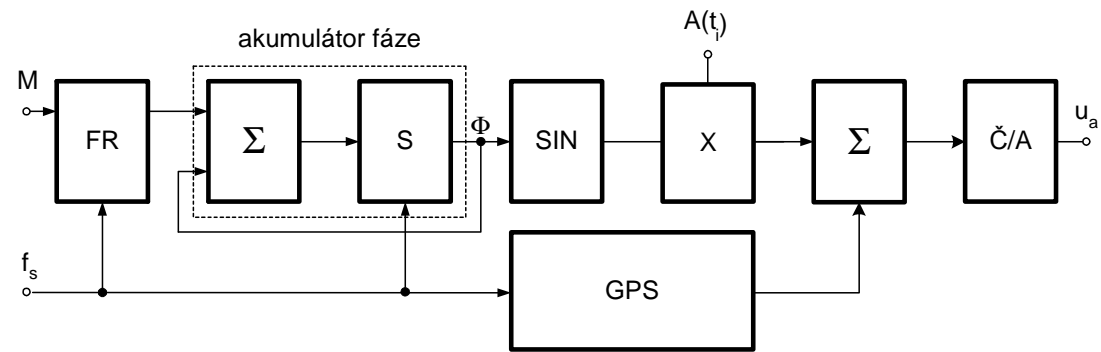


$$S = \frac{RI_m}{T_p} = \frac{U_m}{2^n} f_g \quad T_p = \frac{2^n}{f_g}$$

$$C = \frac{2^n I_m}{f_g U_m}$$



## Číslicový syntezátor

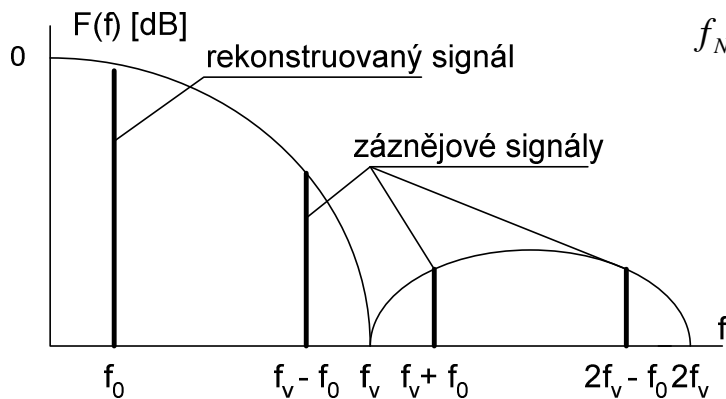


$$f_N = \frac{NM + 1}{T_p}, N = 1, 2, \dots$$

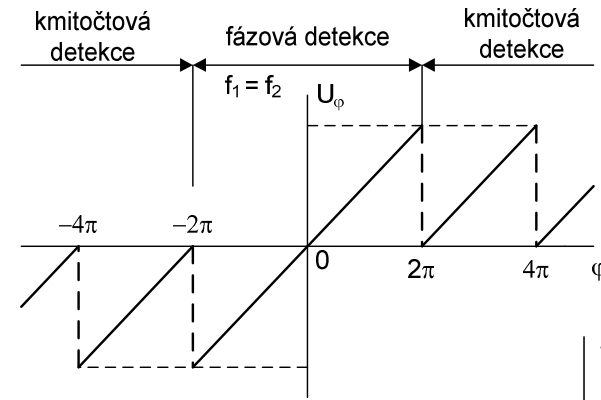
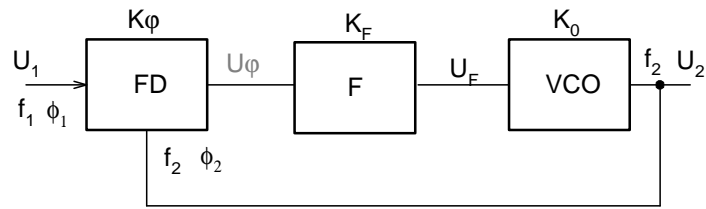
$$\varphi(t_i) = \frac{2\pi}{2^n} i \omega(t_i), i = 1, 2, \dots$$

$$F(f) = \frac{\sin \frac{\pi f_0}{f_v}}{\frac{\pi f_0}{f_v}}$$

$$u_a(t_i) = A(t_i) \sin[\omega(t_i) + \varphi(t_i)]$$



# Fázový záměr



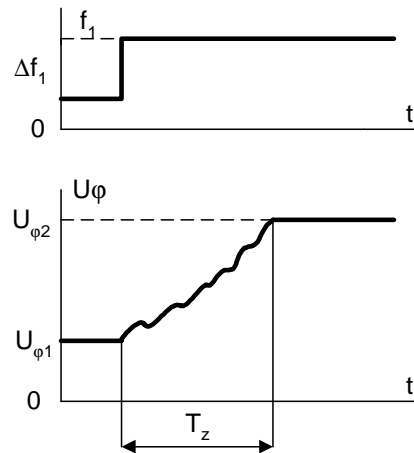
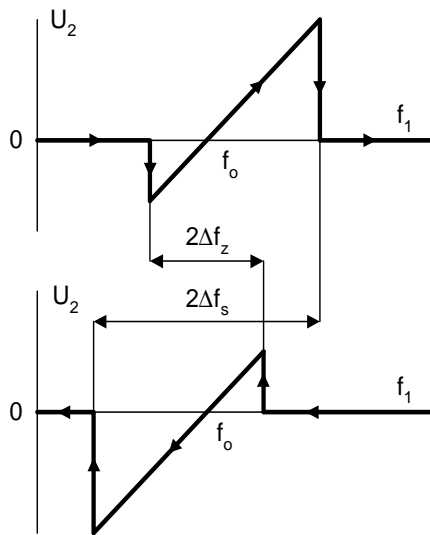
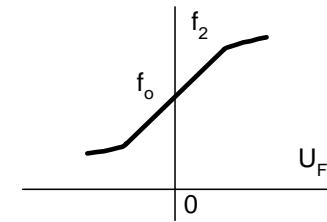
$$K_\varphi = \frac{\Delta U_\varphi}{\Delta \varphi} \quad [V, rad^{-1}]$$

$$f_2 = K_0 U_F + f_0$$

$$\Delta \varphi(p) = \frac{K_\varphi K_F K_0(p)}{p + K_\varphi K_F K_0(p)}$$

$$K_F = K, \quad \Delta \varphi \neq 0$$

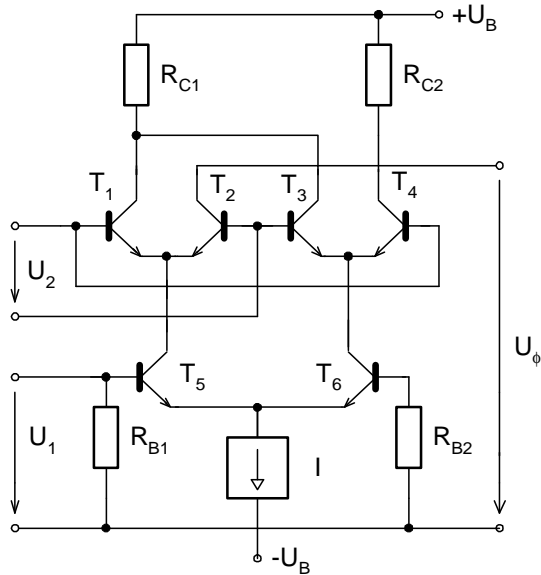
$$K_F = K/(1 + j\omega/\omega_0), \quad \Delta \varphi = 0$$



rozsah synchronizace  $2\Delta f_s$  (*Long Range*)  
rozsah zachycení  $2\Delta f_z$  (*Capture Range*).

doba zavěšení  $T_z$  (*Lock-up-Time*),

## Analogový fázový detektor



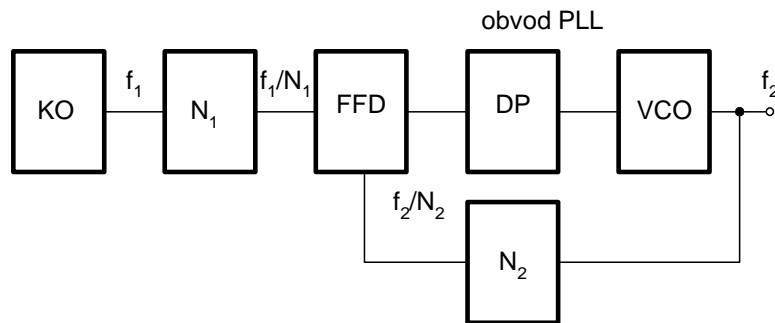
Zapojení podobné analogové násobičce

$$u_1(t) = U_{1m} \cos \omega_1 t \quad u_2(t) = U_{2m} \sin(\omega_2 t + \varphi)$$

$$U_\varphi = \frac{K_\varphi}{2} U_{1m} U_{2m} \{ \sin [(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi] - \sin [(\omega_1 - \omega_2)t - \varphi] \}$$

$$\omega_1 = \omega_2 \quad U_\varphi = -\frac{K_\varphi}{2} U_{1m} U_{2m} [\sin \varphi]$$

## Kmitočtový syntežátor



KO krystalový oscilátor, stabilita až  $10^{-7}/^\circ\text{C}$

FD fázový detektor

VCO napětově řízený oscilátor

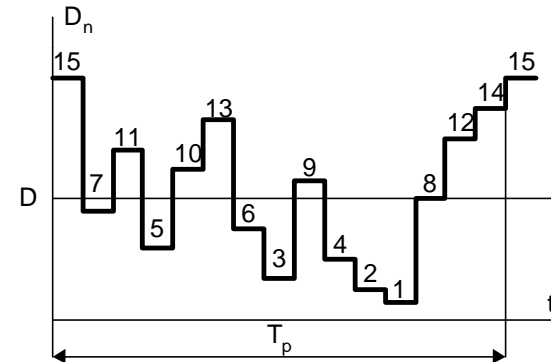
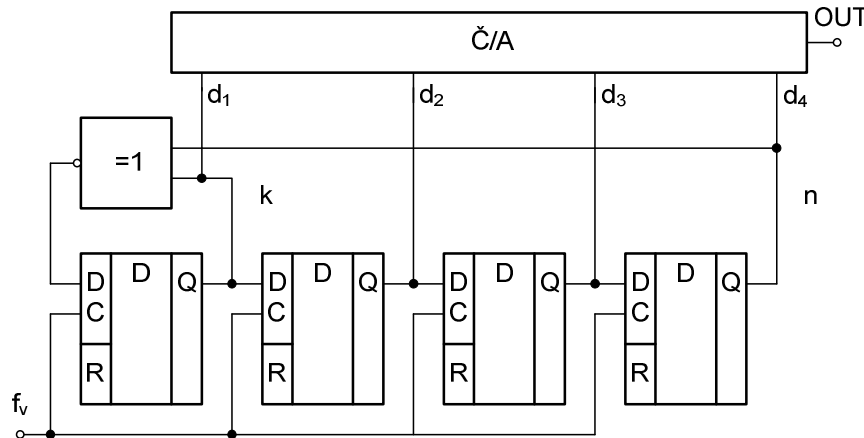
DP dolní propust

$N_1, N_2$  dělicí poměry kmitočtových děličů

$$f_2 = \frac{N_2}{N_1} f_1$$

# Syntéza náhodných signálů

Generátor pseudonáhodného signálu



Kruhový posuvný registr

M délka posloupnosti  
(opakovatelnosti)

$$M = 2^n - 1$$

Rovnoměrné rozložení pravděpodobnosti výskytu slov

Rovnoměrné rozložení pravděpodobnosti výskytu slov

$n$	3	4	5	6	7	9	10	11	15	18	20
$k$	1	1	2	1	1	4	3	2	7	7	3

Nerovnoměrné rozložení pravděpodobnosti výskytu slov  
tabulkovou korekcí

Kmitočtový rozsah  $f_v/2$

# Testování dynamických vlastností digitalizátorů

## Testovací metody:

- metoda nejlépe proložené sinusovky (*Sine Wave Fit Test*)
- metoda spektrální analýzy (*Discrete Fourier Transform Test*)
- metoda měření četnosti výskytu kódových slov (*Histogram Test*)

## Testovací signály:

- jedno, dvou, multitónové
- modulované signály (AM, FM)
- rozmítaný sinusový signál
- impulsní signály (tlumená sinusovka,  $\sin x/x$ )
- šumové signály (s konstantní a proměnnou střední hodnotou)

IEEE Standard 1057-1994, “IEEE Standard for Digitizing Waveform Recorders“

IEEE Standard 1241 - 2000, “IEEE Standard and Terminology and Test Methods for Analog to Digital Converters“

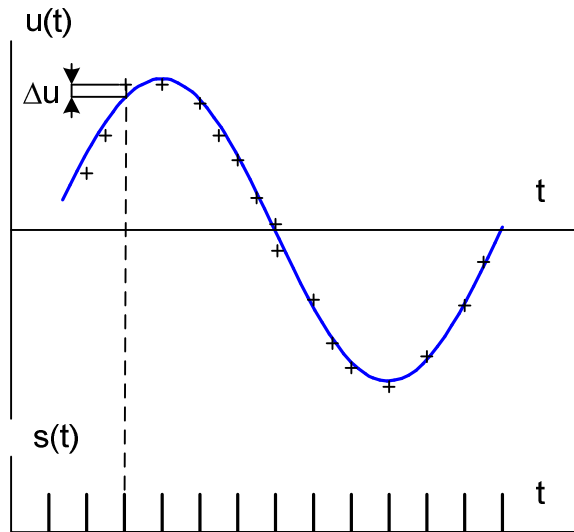
IEEE Standard 1658 - 2010, “IEEE Standard and Terminology and Test Methods for Digital to Analog Converters“

## Kritické parametry digitalizátorů

využití	rozlišitelnost	Vzorkovací kmitočet	parametry
Audio	16 - 24	48 kS/s – 96 kS/s	<i>SINAD, ER, CT, FD, IMD</i>
Automatizace, senzorka, robotika	8 - 16	10 MS/s - 100 kS/s	<i>SINAD, SNHR, INL, DNL, SR</i>
Systémy sběru dat	12 - 24	100 MS/S – 1 kS/s	<i>SINAD, SFDR, SNHR, ER, IMD</i>
Osciloskopy	8 - 12	20 GS/s – 1 GS/s	<i>BW, SINAD, THD, SFDR</i>
Spektrální analýza	16 - 24	10 Ms/s – 2,5 MS/s	<i>SINAD, SFDR, IMD</i>
Přenos dat	12 - 16	500 MS/s – 10 MS/s	<i>SFDR, BW, SINAD, DR, INL, DNL, SNHR</i>
Mobilní komunikace	12 - 16	500 MS/s – 4 GS/s	<i>SINAD, SFDR, THD, IMD, ENOB,</i>
Geofyzika	16 - 24	100 kS/s – 1 kS/s	<i>THD, SINAD, DR, ER</i>
Medicína	16 - 24	10 MS/s - 100 kS/s	<i>SFDR, BW, INL, DR, SNHR</i>
Radary a sonary	8 - 16	10 GS/s – 10 MS/s	<i>SINAD, SFDR, INL, BW</i>
RF, Video, televize	8 - 12	10 MS/s – 50 MS/s	<i>INL, DNL, SNHR, SFDR, BW, THD, SINAD, DG, DF</i>



## Jednotónová metoda nejlépe proložené sinusovky (Single Tone Fit Test)



Digitalizátor je buzen sinusovým signálem, z jehož vzorků  $u(i)$  je 4 parametrou metodou nejmenších čtverců (amplituda, kmitočet, ss. složka, fáze) rekonstruován sinusový průběh

$$ENOB_{1T} = n - \log_2 \frac{RMS_{Fit}}{RMS_q} \text{ (bit)}$$

$$RMS_{Fit} = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{k=1}^M [u_k - A \sin(\omega t_k + \Phi) - DC]^2}$$

$$RMS_q = \sqrt{\frac{1}{q} \int_{-q/2}^{q/2} u^2 dx} = \frac{2^{-n}}{\sqrt{12}}$$

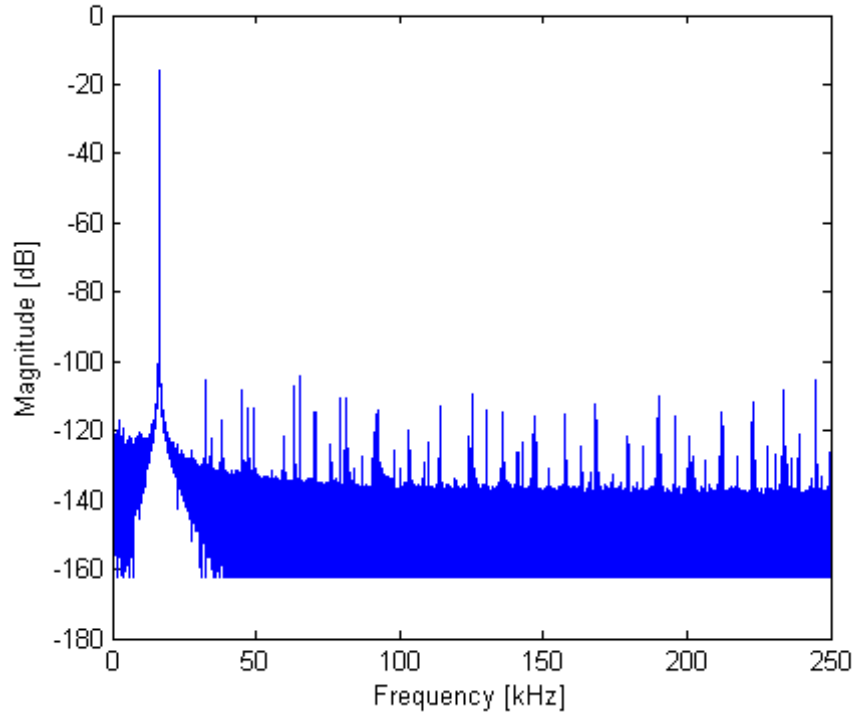
$$SINAD_{1T} = \frac{RMS_{Sin}}{RMS_q} = \frac{1/\sqrt{2}}{2^{-n} \sqrt{12}}$$

$$SINAD_{1T} \text{ (dB)} = 6,02n + 1,76$$

Vlastnosti metody:

- vyžaduje malý počet odebraných vzorků  $M$
- rychlá iterace
- klasická metoda určení  $ENOB$
- použitelná i pro vícetónové signály

## Jednotónová metoda spektrální analýzy (Single Tone Discrete Fourier Transform Test)



Digitalizátor je buzen sinusovým signálem, jehož vzorky  $x(i)$  jsou diskrétní Fourierovou transformací převedeny do frekvenční oblasti

$$X(k) = \sum_{i=0}^{M-1} u(i) e^{-j2\pi i k / M}$$

$M$  počet vzorků

$$\Delta f = \frac{f_s}{2M}$$

frekvenční rozlišitelnost

$$THD_{1T} = \frac{U_{f_1}}{\sqrt{\sum_{i=2}^{M/2} U_{f_i}^2}}$$

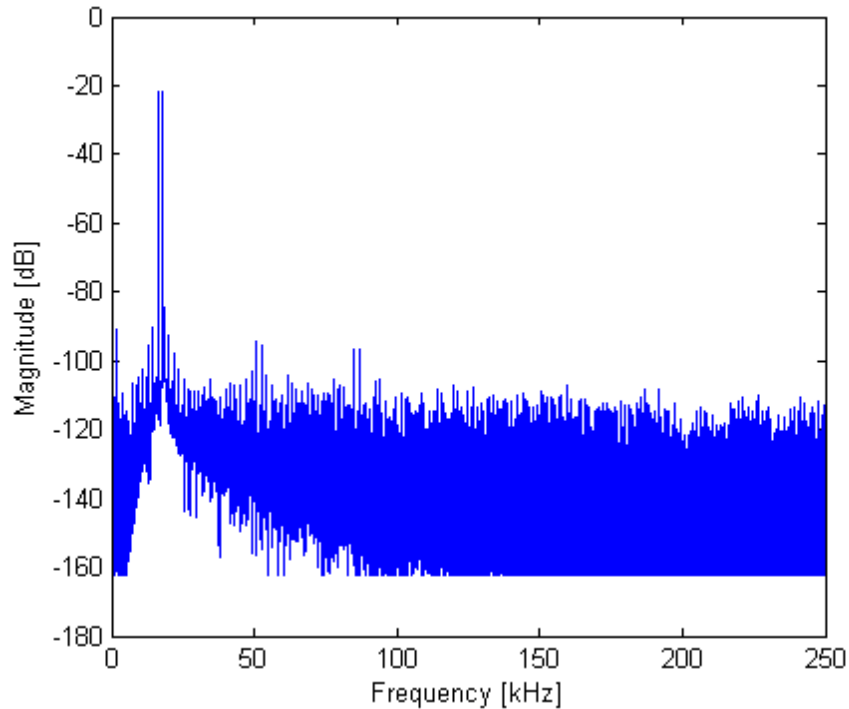
$$SINAD_{1T} = \frac{U_{f_1}}{\sqrt{U_n^2 - \sum_{i=2}^{M/2} U_{f_i}^2}}$$

při *nekoherentním* vzorkování  $f_s/f_1 \neq k/l$  dochází k rozmazávání spektra (*leakage*)

nutno užít okénkování (Blacmann-Harris 4. řádu)

$$ENOB_{1T} = \frac{SINAD_{1T} (dB) - 1,76}{6,02}$$

## Dvoutónová metoda spektrální analýzy (Dual Tone Discrete Fourier Transform Test)



Digitalizátor je buzen dvěma sinusovými signály o nesoudělných kmitočtech

$$u(t) = U_{f_1} \sin \omega_1 t + U_{f_2} \sin \omega_2 t$$

$$THD_{2T} = \sqrt{\frac{\sum_{k=2,3,\dots} U_{kf_1}^2 + \sum_{l=2,3,\dots} U_{lf_2}^2}{U_{f_1}^2 + U_{f_2}^2}}$$

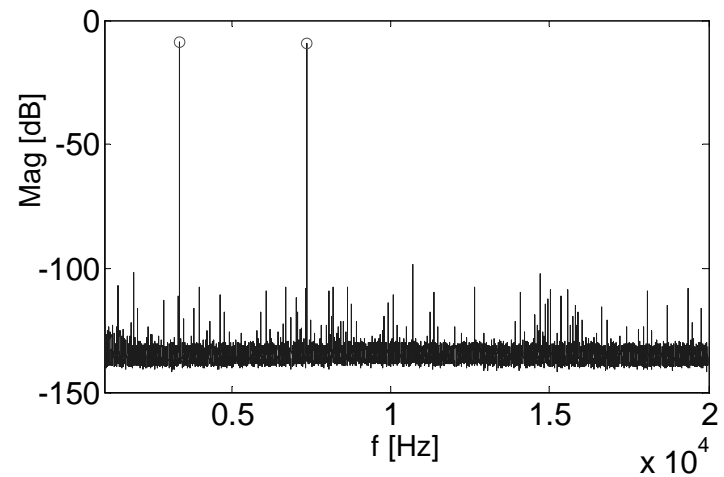
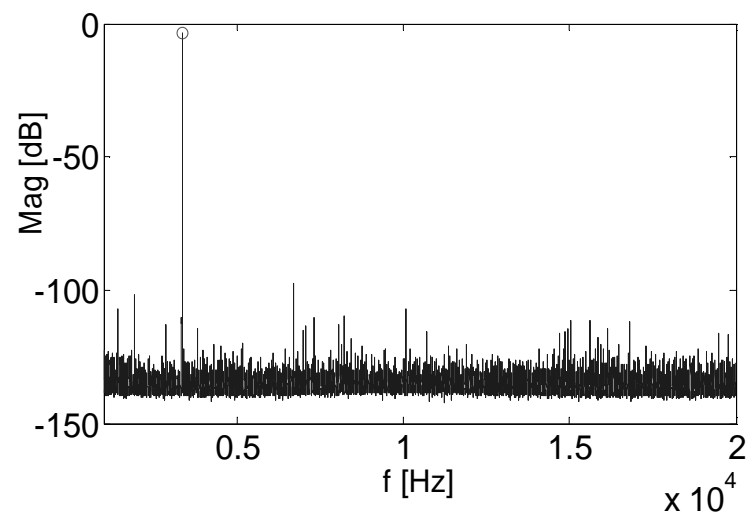
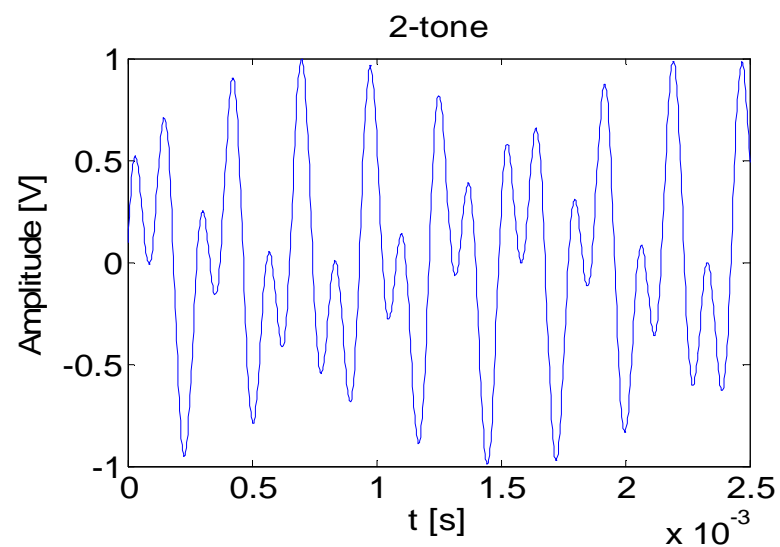
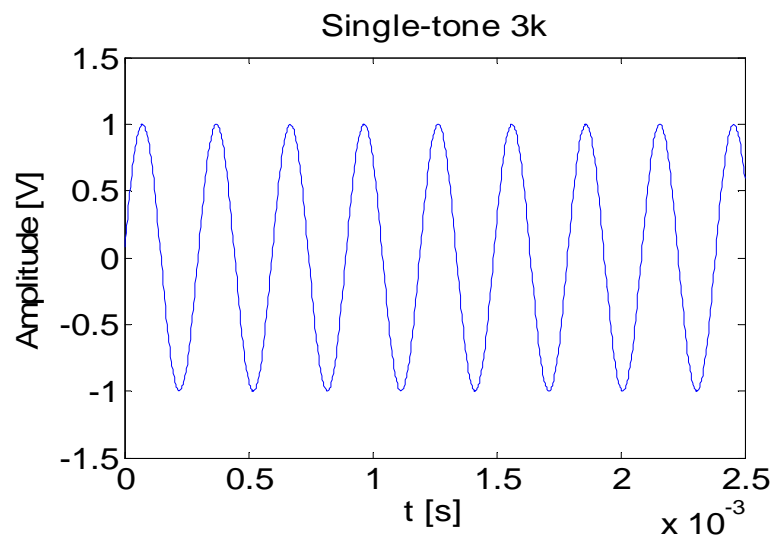
$$SINAD_{2T} = \sqrt{\frac{U_{f_1}^2 + U_{f_2}^2}{U_n^2 + \sum_{k=2,3,\dots} U_{kf_1}^2 + \sum_{l=2,3,\dots} U_{lf_2}^2}}$$

$$IMD_{2T} = \sqrt{\frac{\sum_{k,l=1,2,\dots} U_{kf_1 \pm lf_2}^2}{U_{f_1}^2 + U_{f_2}^2}} \quad CF = \frac{U_m}{U_{EF}} = 2$$

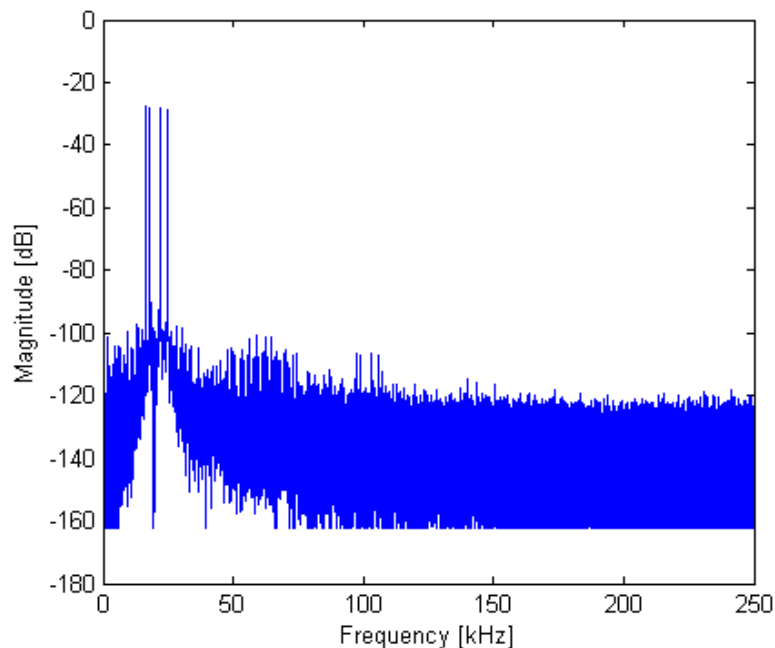
$$SINAD_{2T} (dB) = 6,02 ENOB_{2T} + 4,77 - 20 \log CF$$

$$SINAD_{2T} (dB) = 6,02 ENOB_{2T} + 1,25$$

# Výsledky testování 1 a 2 tónovým signálem



## Multitónová metoda (Multi Tone Discrete Fourier Transform Test)



Digitalizátor je buzen více sinusovými signály o nesoudělných kmitočtech

$$u_{MH} = \sum_{i=1}^m U_{f_i} \sin(\omega_i t)$$

$$SINAD_{MT} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^m U^2(f_i)}{U_n^2 + \sum_{i=1}^m \sum_{k=1,2,\dots} U^2(kf_i)}}$$

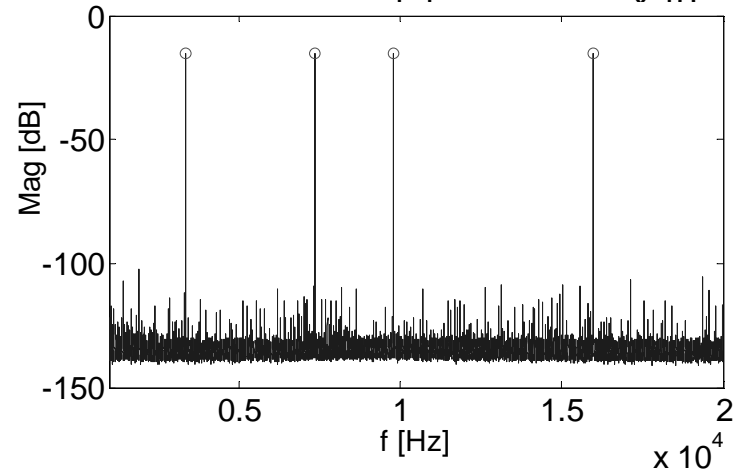
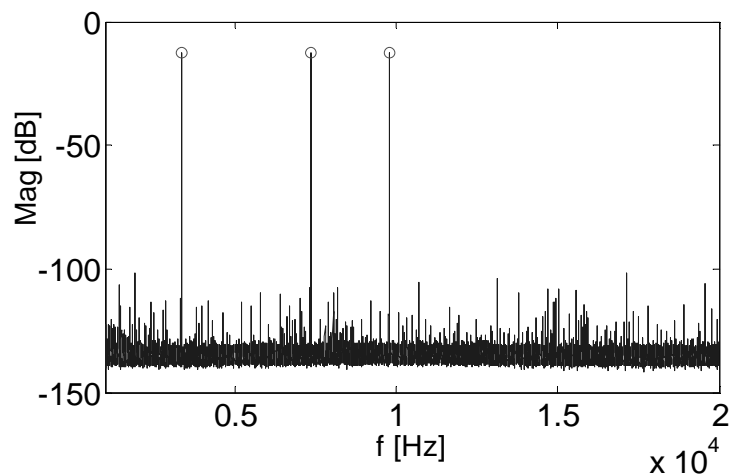
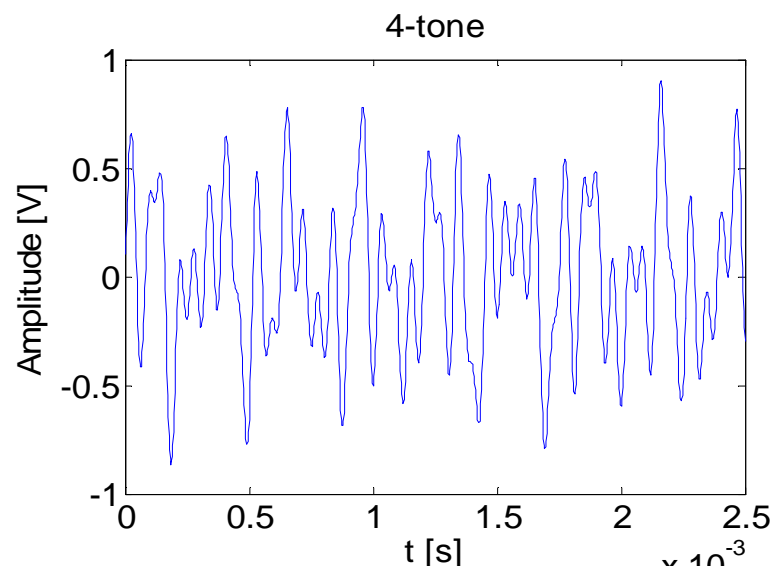
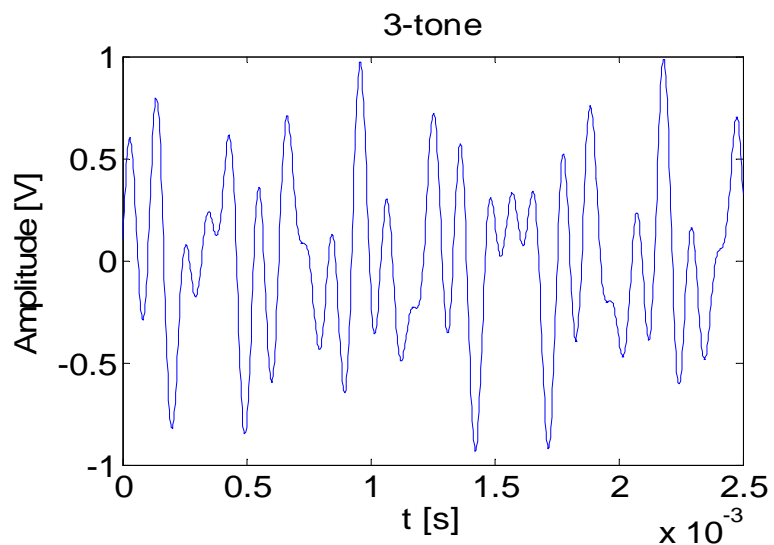
$$ENOB_{MT} = \frac{SINAD_{MT}(dB) - 1,76 + 10 \log m}{6,02}$$

$$U_{f_i} = 1/2m \quad CT_{MH} = \sqrt{2m}$$

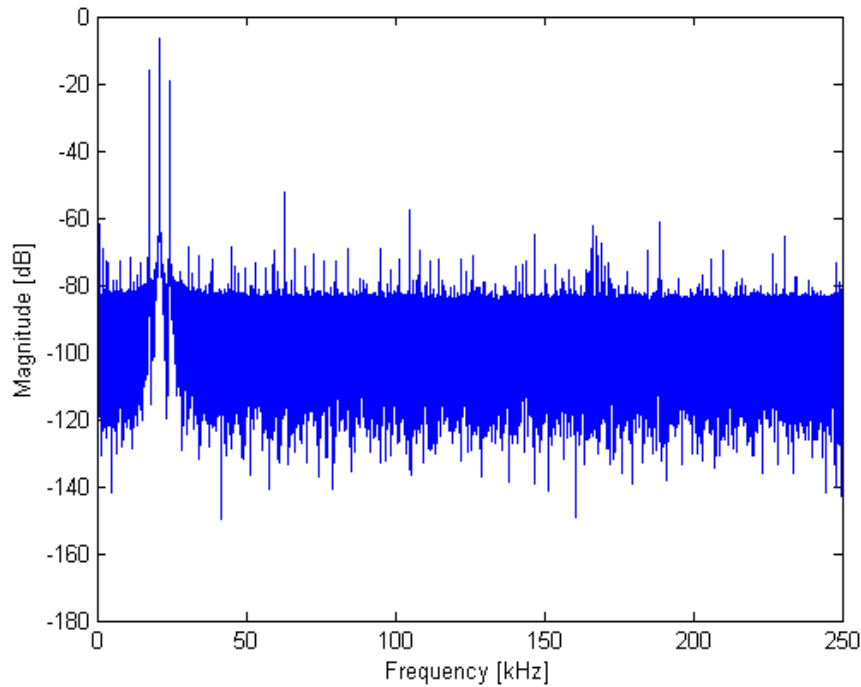
$$MTD = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^m \sum_{k=1,2,\dots} U^2(kf_i)}{\sum_{i=1}^m U^2(f_i)}}$$

$m_{MT}$	1	2	4	8
$CF_{MT}$	$\sqrt{2}$	2	$2\sqrt{2}$	4
$\Delta SINAD$	0	- 3dB	- 6dB	- 12dB
$\Delta ENOB$	0	- 0,5	- 1	- 1,5

## Výsledky testování 3 a 4 tónovým signálem



# Testování AM signálem



Digitalizátor je buzen AM signálem s hloubkou modulace  $m_{AM} = U_m / U_n$

$$u_{AM} = (U_n + U_m \cos \omega_m t) \cdot \sin \omega_n t = U_n \sin \omega_n t + \frac{U_m}{2} [\sin(\omega_n - \omega_m) \cdot t + \sin(\omega_n + \omega_m) \cdot t]$$

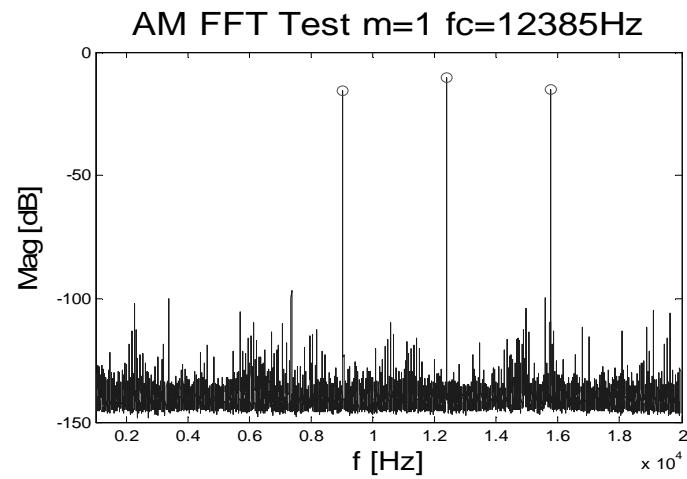
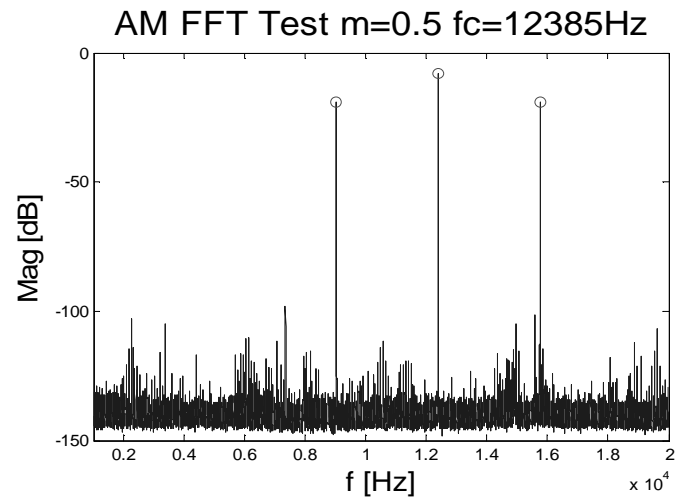
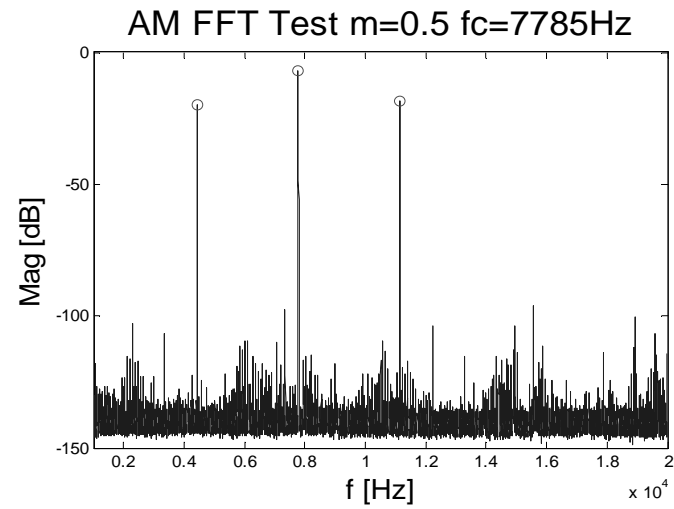
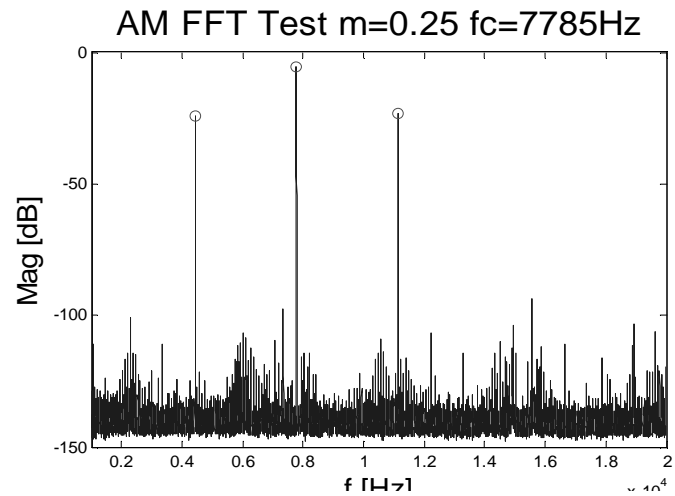
$$SINAD_{AM} = U_n \sqrt{\frac{1 + 2m_{AM}^2}{\sum_{i=kM/2, k=1, 2, \dots}^m U_{f_i}^2 - 2m_{AM}^2}}$$

$$ENOB_{AM} = \frac{SINAD_{AM} - 4,74 + 20 \log CF_{AM}}{6,02} (bit)$$

$$CF_{AM} = \frac{2(1 + m_{AM})}{\sqrt{2 + m_{AM}^2}}$$

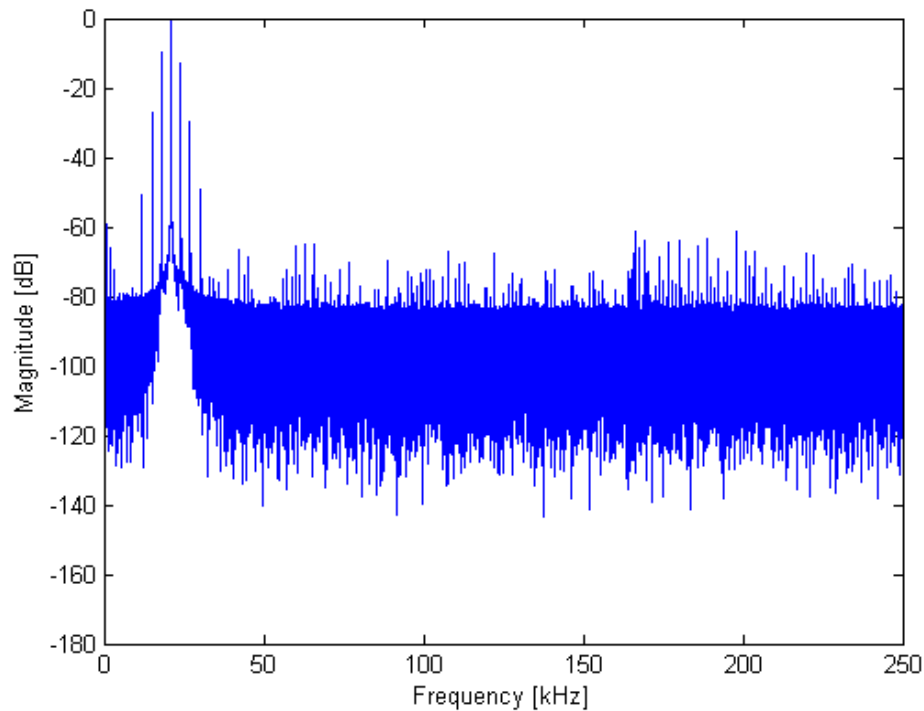
$m_{AM}$	0,25	0,5	1
$CF_{AM}$	1,74	2,0	2,3
$\Delta SINAD$	-1,8	-3dB	-4,3dB
$\Delta ENOB$	-0,3	-0,5	-0,7

# Výsledky testování AM signálem





## Testování FM signálem



Digitalizátor je buzen FM signálem  
s modulačním indexem  $m_{FM} = \Delta\omega/\omega_m$

$$u_{FM} = U_n \sin\left(\omega_n t + \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \sin \omega_m t\right)$$

$$\omega_n(t) = \omega_{n0} + \Delta\omega \cdot \cos \omega_m t$$

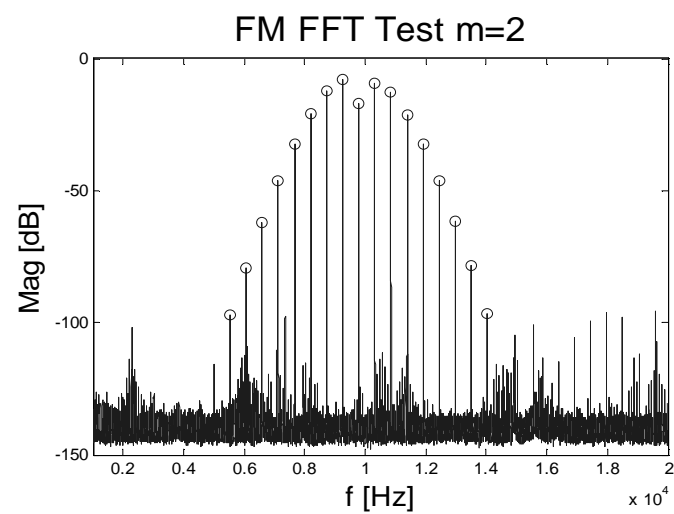
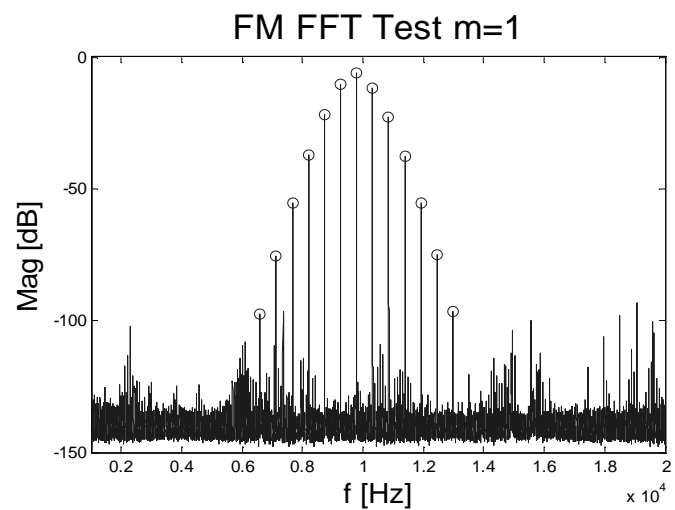
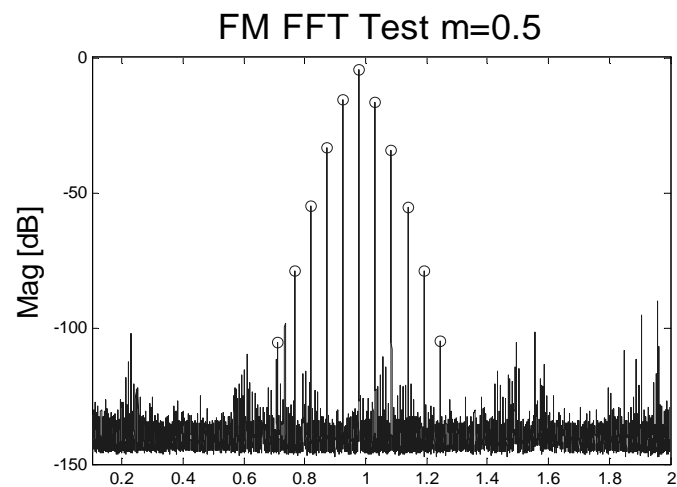
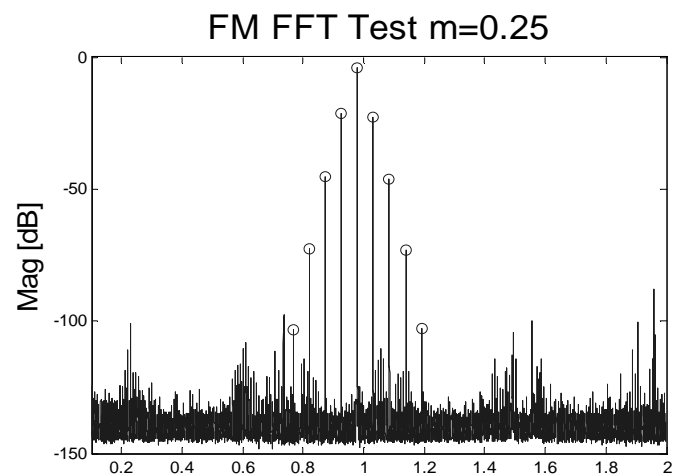
$$u_{FM}(t) = U_n \left[ \begin{array}{l} \sin \omega_n(t) \cdot \cos(m_{FM} \sin \omega_m t) + \\ \cos \omega_n(t) \cdot \sin(m_{FM} \sin \omega_m t) \end{array} \right]$$

$m_{FM}$	$\omega_n$	$\omega_n \pm \omega_m$	$\omega_n \pm 2\omega_m$
0,25	0,98	0,12	< 0,01
0,5	0,94	0,24	0,03
1,0	0,77	0,44	0,11

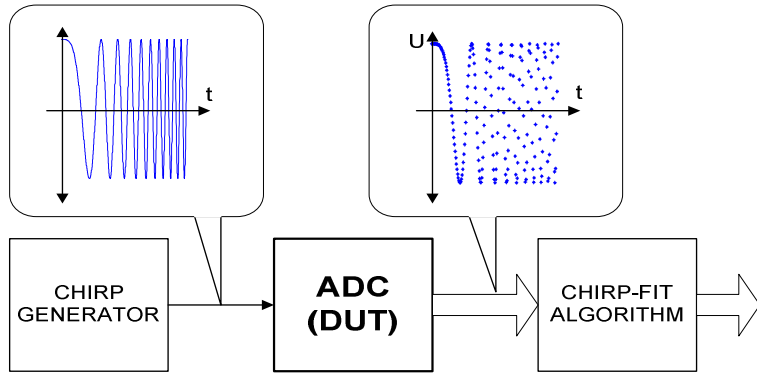
$$ENOB_{FM} = \frac{SINAD_{FM}(dB) - 4,77}{6,02}$$

$$CF_{FM} = 1$$

# Výsledky testování FM signálem

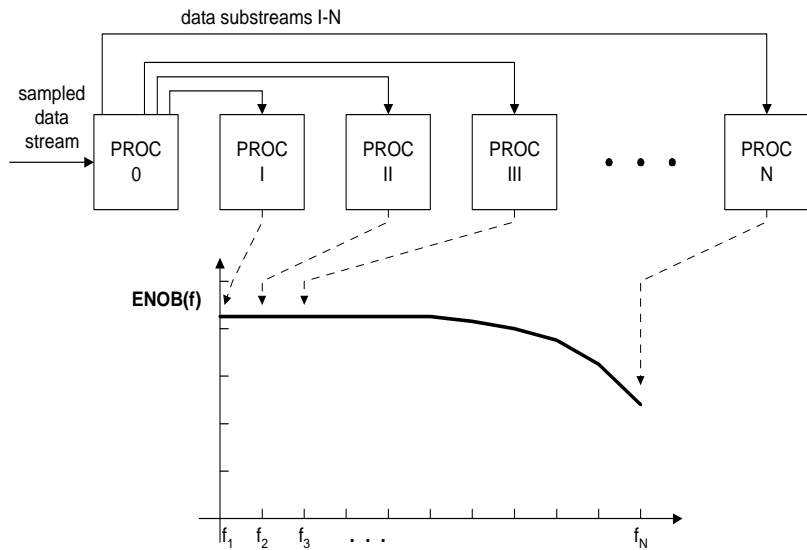


# Testování rozmítaným signálem



Digitalizátor je buzen lineárně rozmítaným sinusovým signálem s konstantní amplitudou v kmitočtovém rozsahu  $f_1$  až  $f_2$

$$u(t) = U_m \cdot \sin \left[ 2\pi t \left( \frac{t-t_0}{\Delta t} (f_1 - f_2) + f_2 \right) + \varphi \right]$$

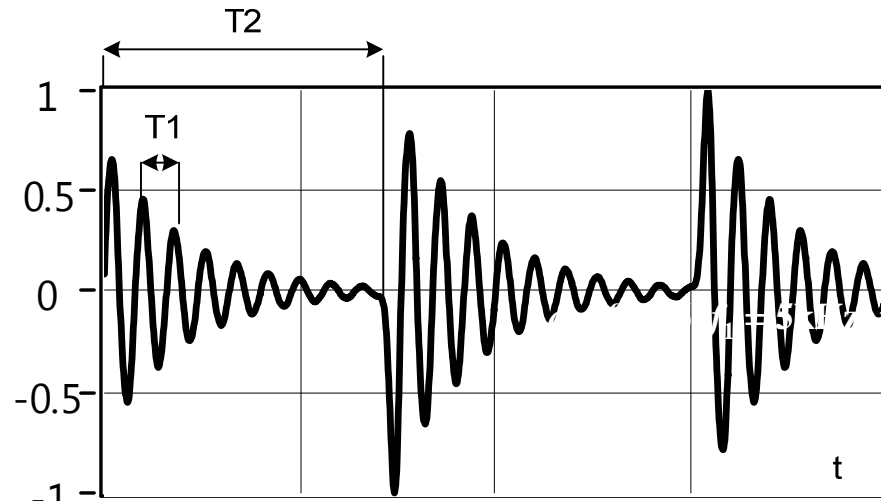


Čtyřparametrovou metodou nejmenších čtverců se určí rozptyl, který se ztotožní s  $RMS_{FIT}$

$$RMS_{Fit} = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \left[ X_k - U_m \cdot \sin \left[ 2\pi t \left( \frac{t-t_k}{\Delta t} (f_1 - f_2) + f_2 \right) \right] \right]^2}$$

$$ENOB = n - \log_2 \frac{RMS_{Fit}}{2^{-n} / \sqrt{12}}$$

## Testování tlumenou sinusovkou



Digitalizátor je buzen tlumenou sinusovkou s činitelem útlumu  $d$

$$u(t) = e^{-2\pi \cdot f_1 \cdot d \cdot t} \sin(2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot t)$$

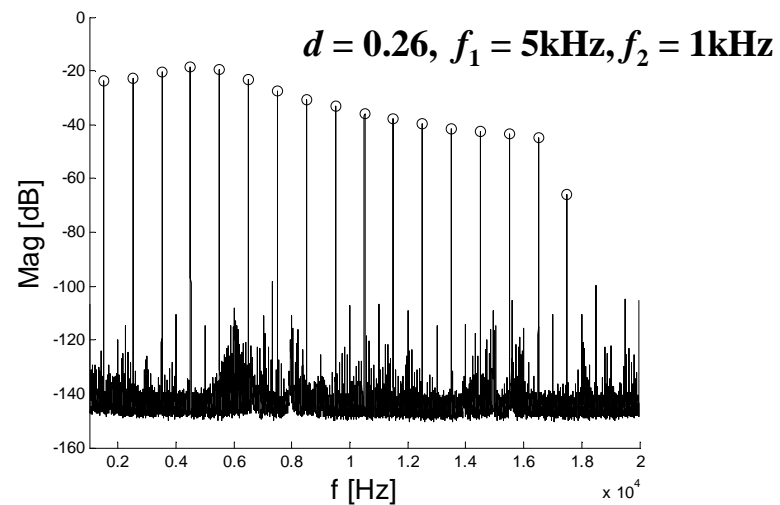
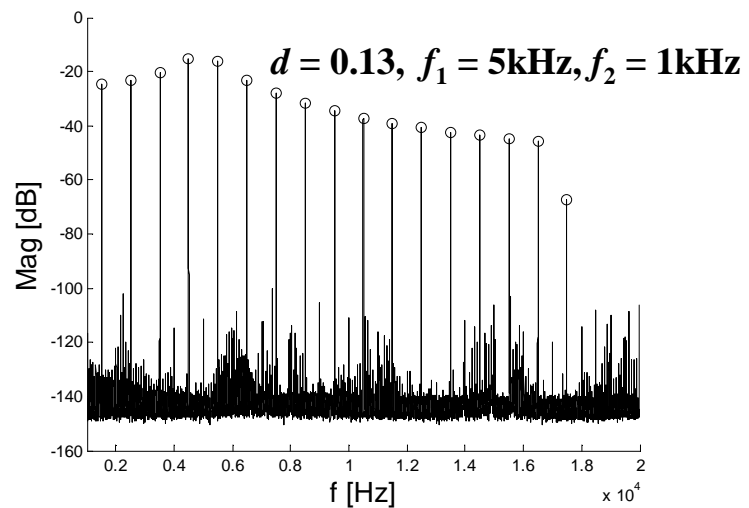
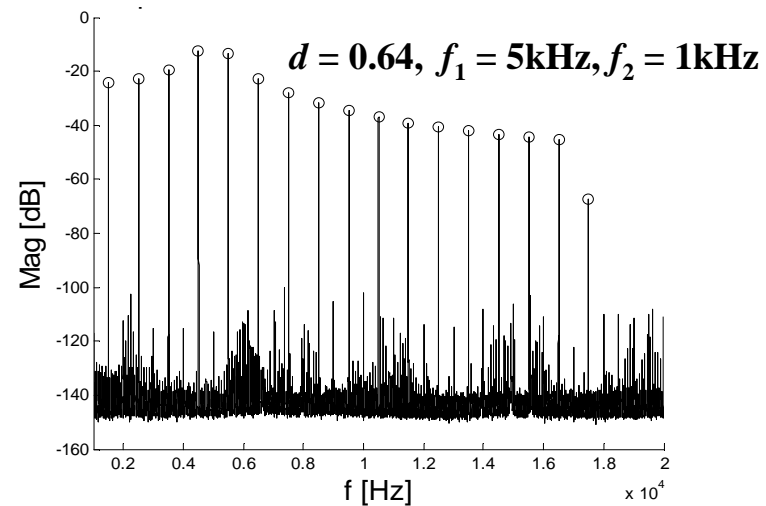
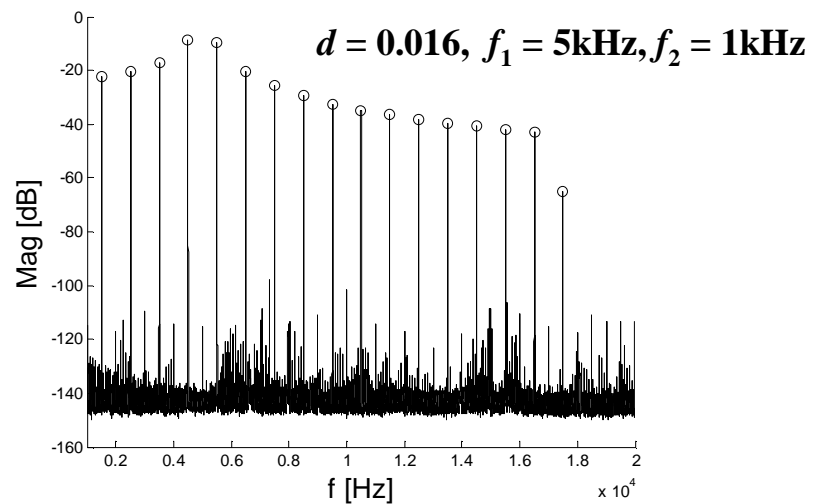
$$CF_{DSW} \cong \frac{2e^{-\frac{d\pi}{2}}}{\sqrt{\frac{\left(1 - e^{-\frac{4\pi \cdot d \cdot f_1}{f_2}}\right) f_2}{2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot d}}}$$

$f_1$ (kHz)	$f_2$ (kHz)	$d$	$CF_{DSW}$
5	1	0,016	1,74
5	1	0,032	2,05
5	1	0,064	2,59
5	1	0,127	3,33
5	1	0,255	4,04

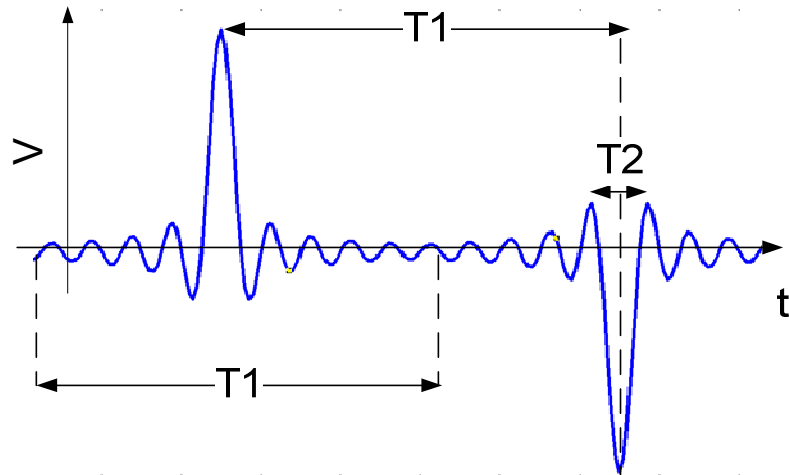
$$ENOB_{DSW} = \frac{SINAD_{DSW}(dB) - 4,77}{6,02}$$

Změnou  $d$  lze měnit činitel výkyvu  $CF_{DSW}$  a tím i obsah harmonických složek testovacím signálu  $v$

# Výsledky testování tlumenou sinusovkou



## Testování signálem $\text{sinc}/x$

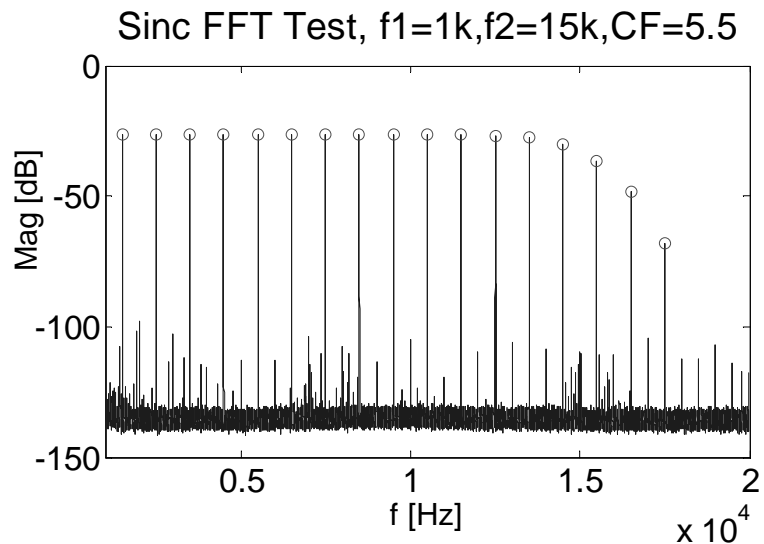


Digitalizátor je buzen impulsním signálem  $\text{sinc}/x$  se střídavou polaritou impulsů

$$u(t) = H\left(t + \frac{T_1}{2}\right) \left( \frac{\sin(2\pi t / T_2)}{2\pi t / T_2} \right) - H\left(t - \frac{T_1}{2}\right) \left( \frac{\sin(2\pi t / T_2)}{2\pi t / T_2} \right)$$

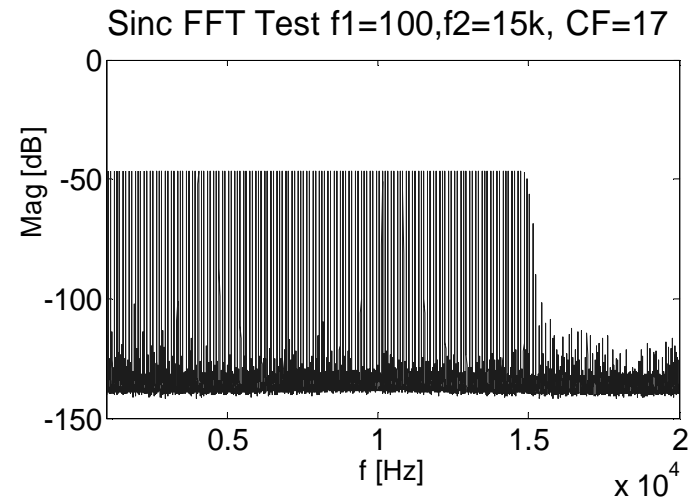
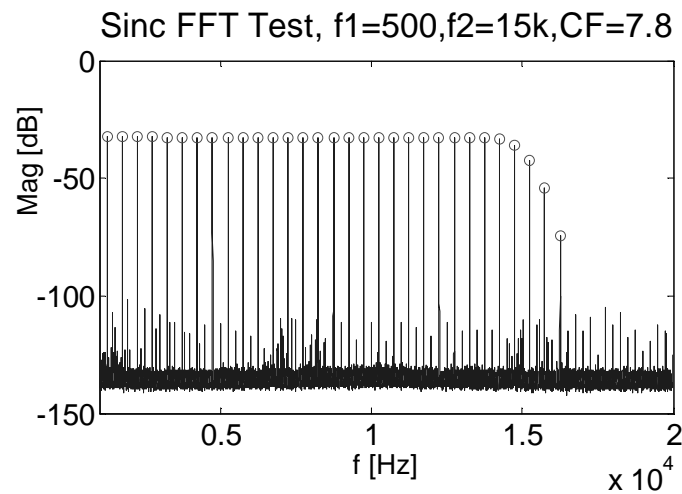
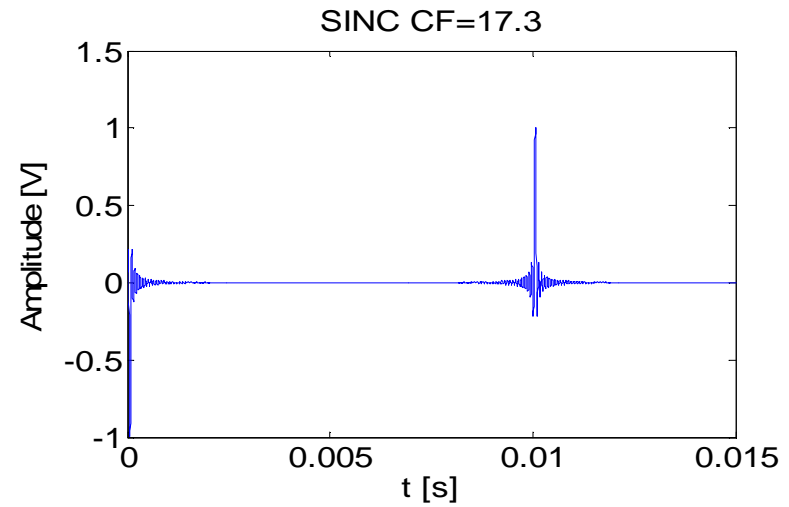
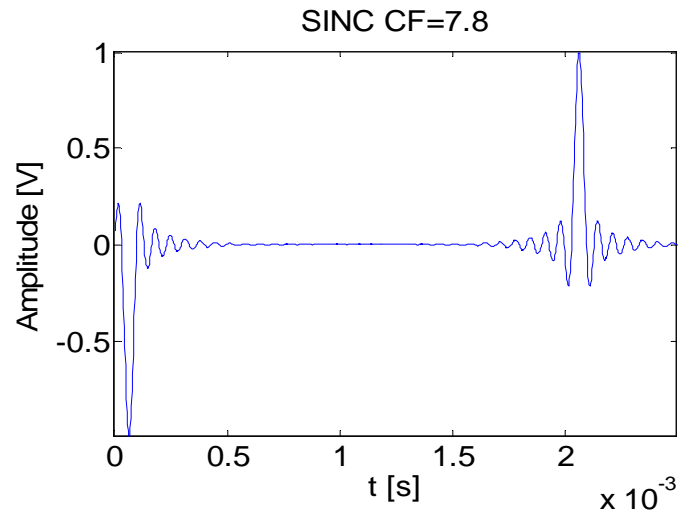
$$ENOB_{\text{Sinc}/x}(\text{dB}) = \frac{SINAD_{\text{Sinc}/x} - 4,77 + 20 \log CF_{\text{Sinc}/x}}{6,02}$$

Analytické určení  $CF_{\text{SINC}}$  je nemožné



$T_1/T_2$	počet tónů $m$	$CF_{\text{SINC}}$
15	17	5,5
30	31	7,8
150	143	17,3

# Výsledky testování signálem $\sin x/x$

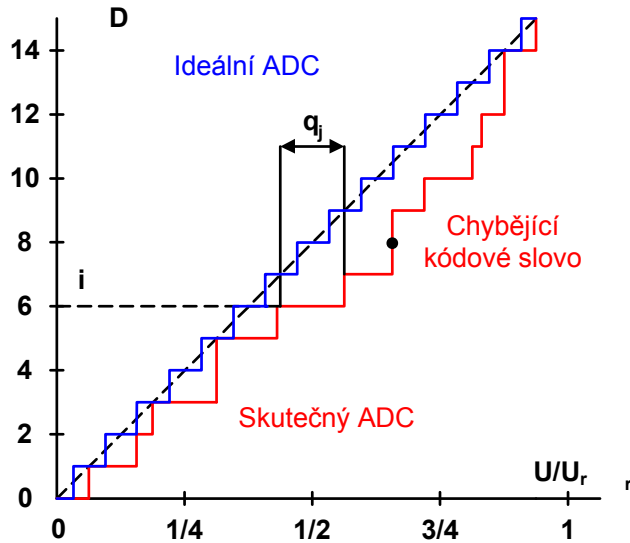


## Porovnání výsledků testování

signál	Činitel výkyvu	SINAD (dB)	ENOB (bit)
1 tónový, 15987.41 kHz	1.4	86,6	14,1
2 tónový, 3357.87 kHz, 7359.87 kHz	2.0	86,0	14.0
4 tónové, 3357.87 kHz, 7359.87 kHz, 9784.52 kHz, 15987.41 kHz	2.8	85,4	13.9
AM signál $f_c = 7.78$ kHz	1.7 – 2,3	86,6	14,1
FM signál, $f_c = 10$ kHz	1.0	85,4	13.9
Rozmítaný signál, 1 kHz – 16 kHz	1,4	89,0	14.5
Tlumená sinusovka, 1 kHz – 16 kHz	1,7 - 4	86,6	14.1
Sinx/x, 170 Hz – 17kHz	5,6 – 17,4	84,8	13,8



# Histogramová metoda měření četnosti výskytu kódových slov



Digitalizátor je buzen sinusovým signálem a je měřena poměrná četnost výskytu kódových slov.

Diferenciální nelinearita

$$DNL(i) = \frac{P_i}{P_{ideal}} - 1$$

Integrální nelinearita

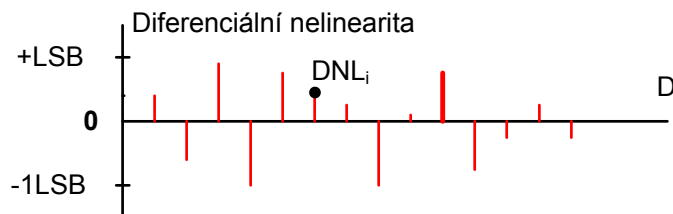
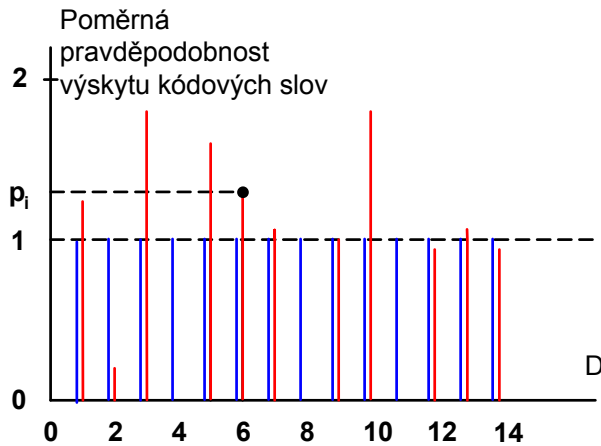
$$INL_j = -\sum_{i=2}^j DNL_i$$

Minimální počet vzorků

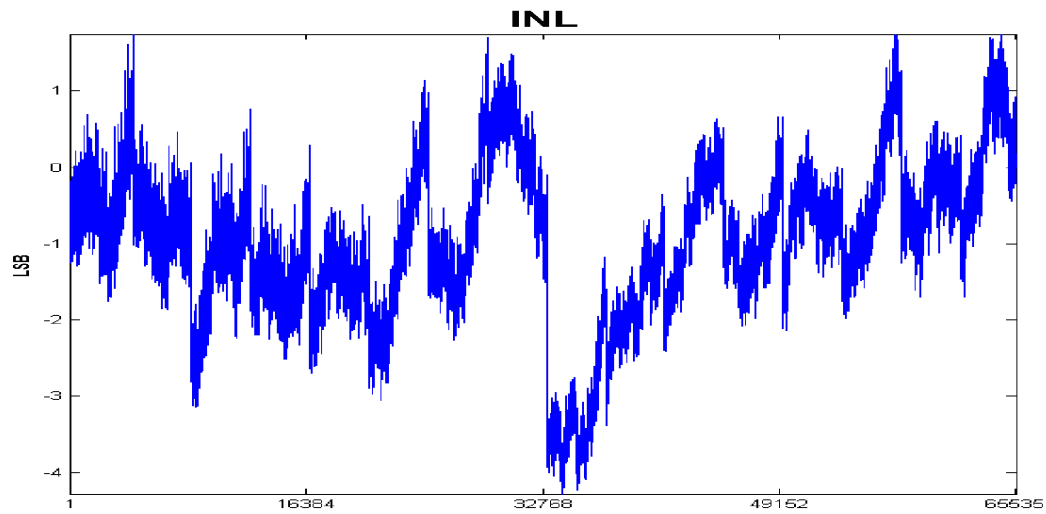
$$N_{min} \approx 2^n \frac{k^2}{\varepsilon^2}$$

$n$  počet bitů,  $k$  intervalový odhad,  $\varepsilon$  nejistota určení  $DNL$

$n = 8, k = 1,96(95\%), \varepsilon = 3\%, N_{min} = 10^6$



## Výsledky měření histogramovou metodou



Rozlišitelnost ADC 16 bitů

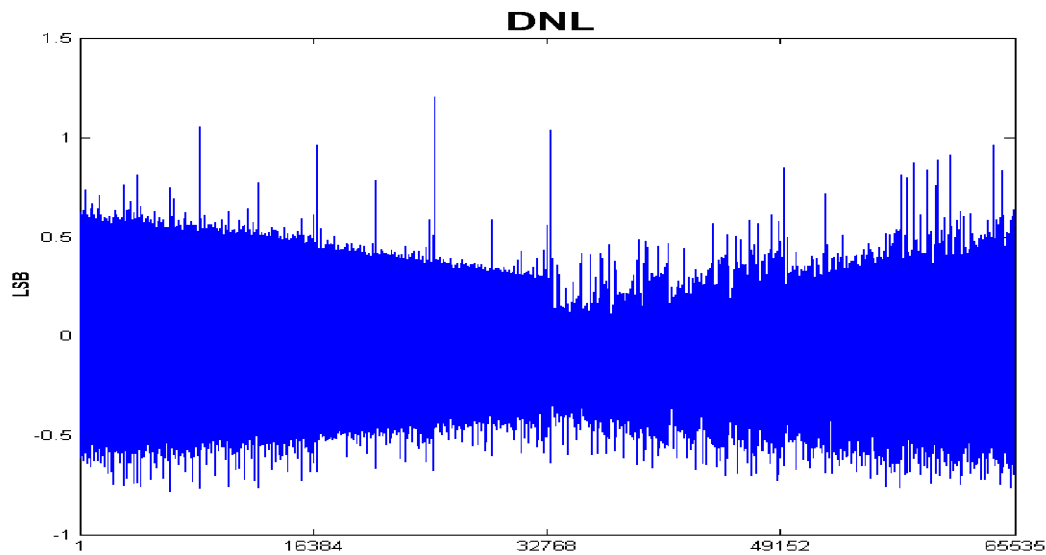
Počet odebraných vzorků: 256 MB

+DNLmax = 1,5LSB

-DNLmax = 0,7 LSB

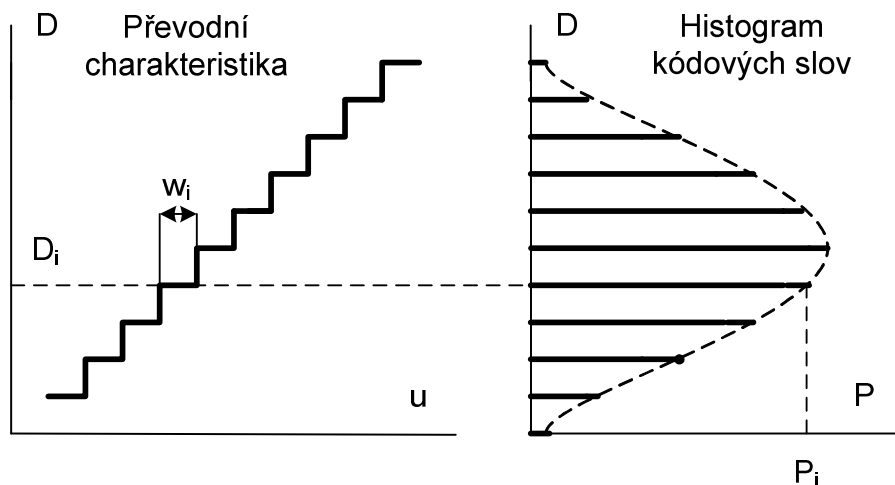
+ INLmax = 2 LSB

-INLmax = 4,2 LSB



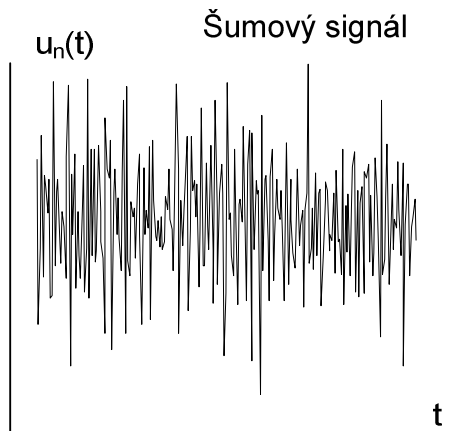
Počet chybějících kódových slov: 34

# Testování šumovým signálem



Vstup digitalizátoru je buzen šumovým signálem  $u_n$  s rozkmitu větším, než je rozsah digitalizátoru.

Metodou měření četnosti výskytu kódových slov  $p_j$  se určí diferenciální nelinearity jeho převodní charakteristiky



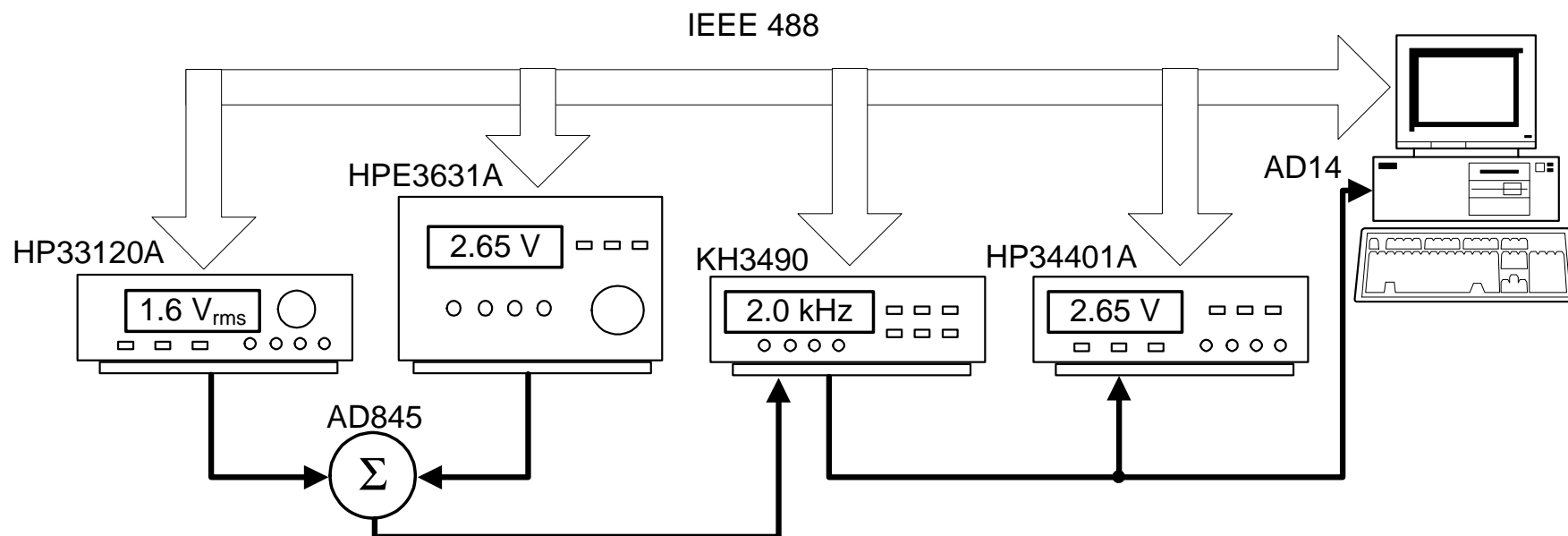
$$DNL_i = \frac{w_i - 2^{-n}}{2^{-n}} = p_i - 1$$

$$INL_j = - \sum_{i=1}^{2^n-2} DNL_i$$

$$\sigma_c = \sqrt{\frac{1}{12} + \frac{1}{2^n - 2} \sum_{i=1}^{2^n-2} INL_i^2}$$

$$ENOB = n - \log_2 \frac{2^n}{\sigma_c \sqrt{12}}$$

## Měřicí systém pro testování šumovým signálem



HP33120A Generátor pseudonáhodného signálu

HPE3631A Regulovatelný ss. zdroj napětí

KH3490 Přeladitelný filtr - dolní propust 2. řádu Butterworth

HP34401A číslicový multimetr

# Výsledky testování šumovým signálem

## Diferenciální nelinearita

### Přednost:

nekorelovatelnost vzorkovacího a vzorkovaného signálu, nemožnost vzniku záznějů

### Nevýhoda:

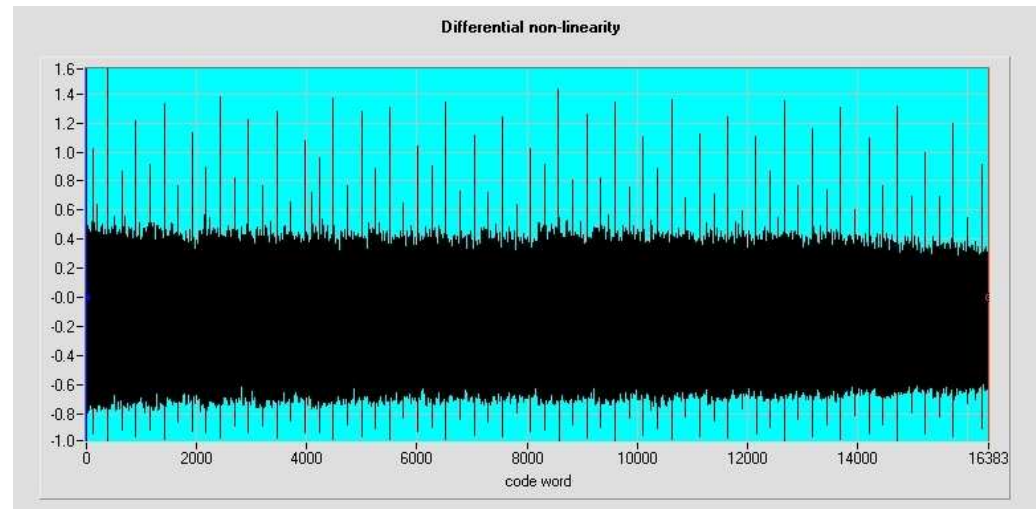
nutnost užití velkého počtu vzorků

Minimální počet vzorků

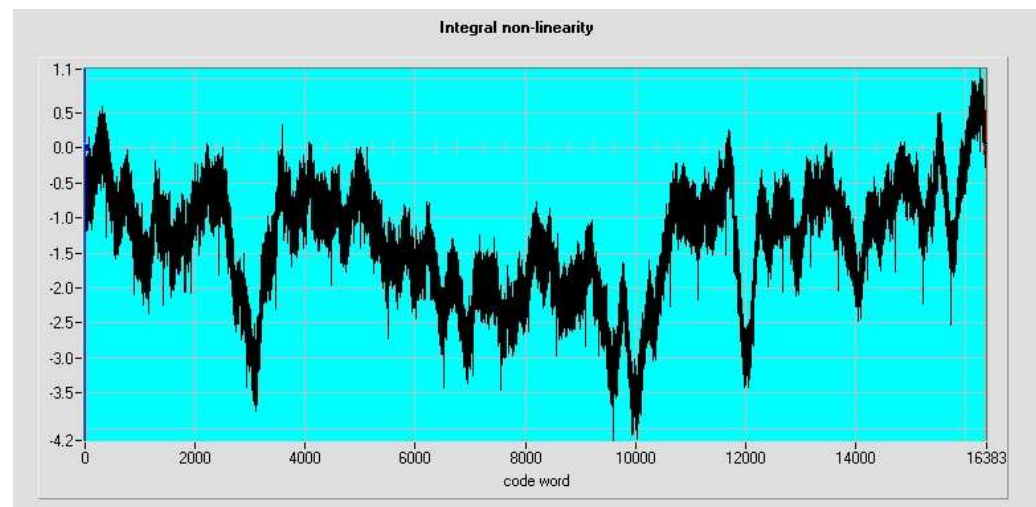
$$N_{min} \approx 2^n \frac{k^2}{\varepsilon^2}.$$

$n$  počet bitů,  $k$  intervalový odhad,  $\varepsilon$  nejistota určení *DNL*

$n = 8$ ,  $k = 1,96(95\%)$ ,  $\varepsilon = 3\%$ ,  $N_{min} = 10^6$

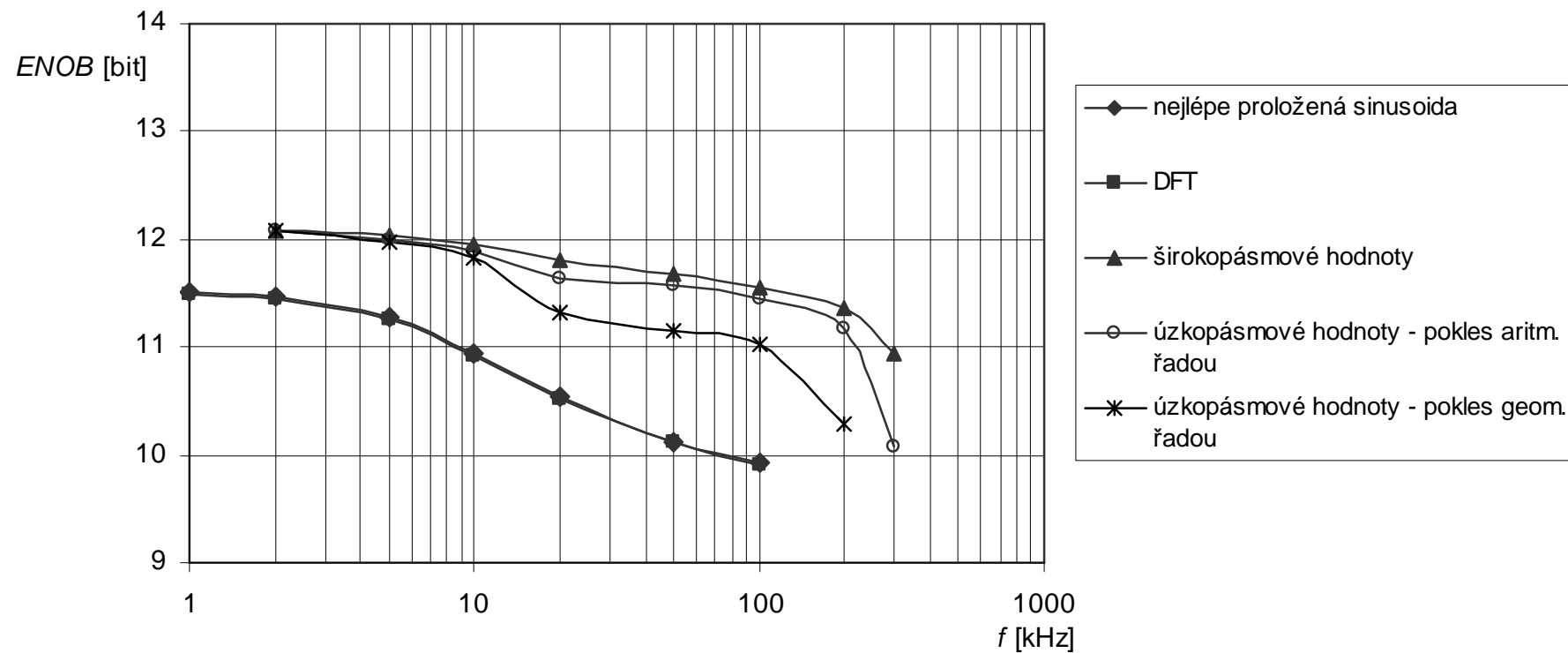


## Integrovaná nelinearita

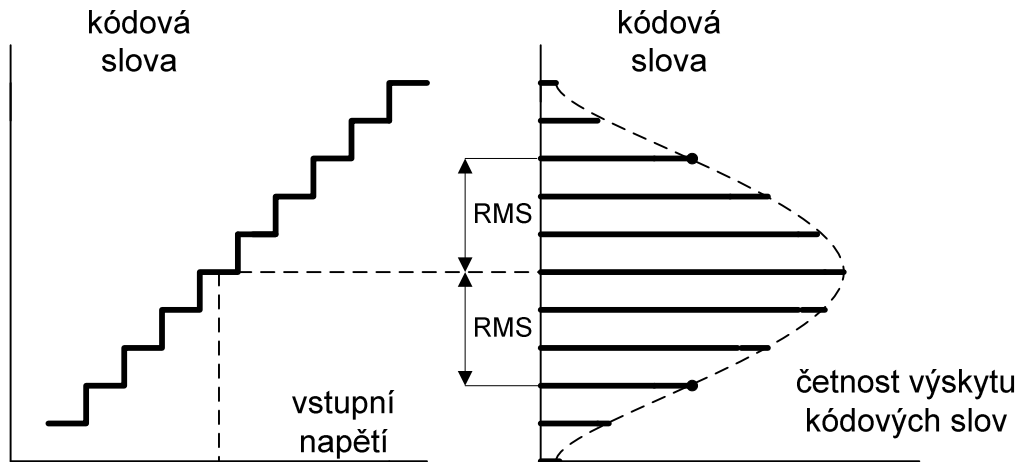


# Výsledky testování šumovým signálem

AD14: 14 bit, 250kS/s,  $ENOB(1\text{kHz}) = 11,6$  bit



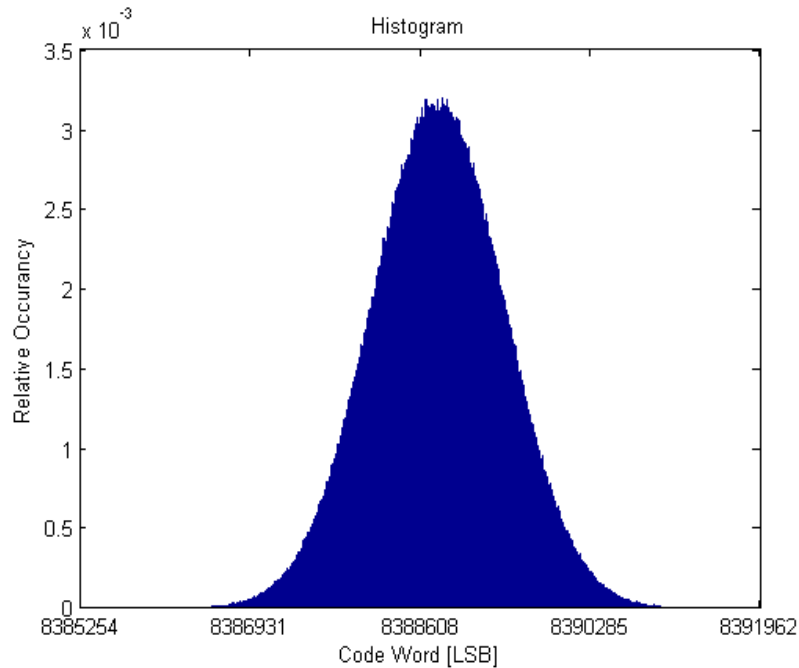
# Vlastní šum digitalizátoru



Měří se četnost výskytu kódových slov při uzemněném vstupu digitalizátoru.

Efektivní rozlišitelnost (*Effective Resolution*)

$$ER(\text{bit}) = \log_2 \frac{FS}{RMS_{NOISE}}$$



Bezšumná kódová rozlišitelnost (*Noise Free Code Resolution*)

$$NFCR(\text{bit}) = \log_2 \frac{FS}{RMS_{pp}} =$$

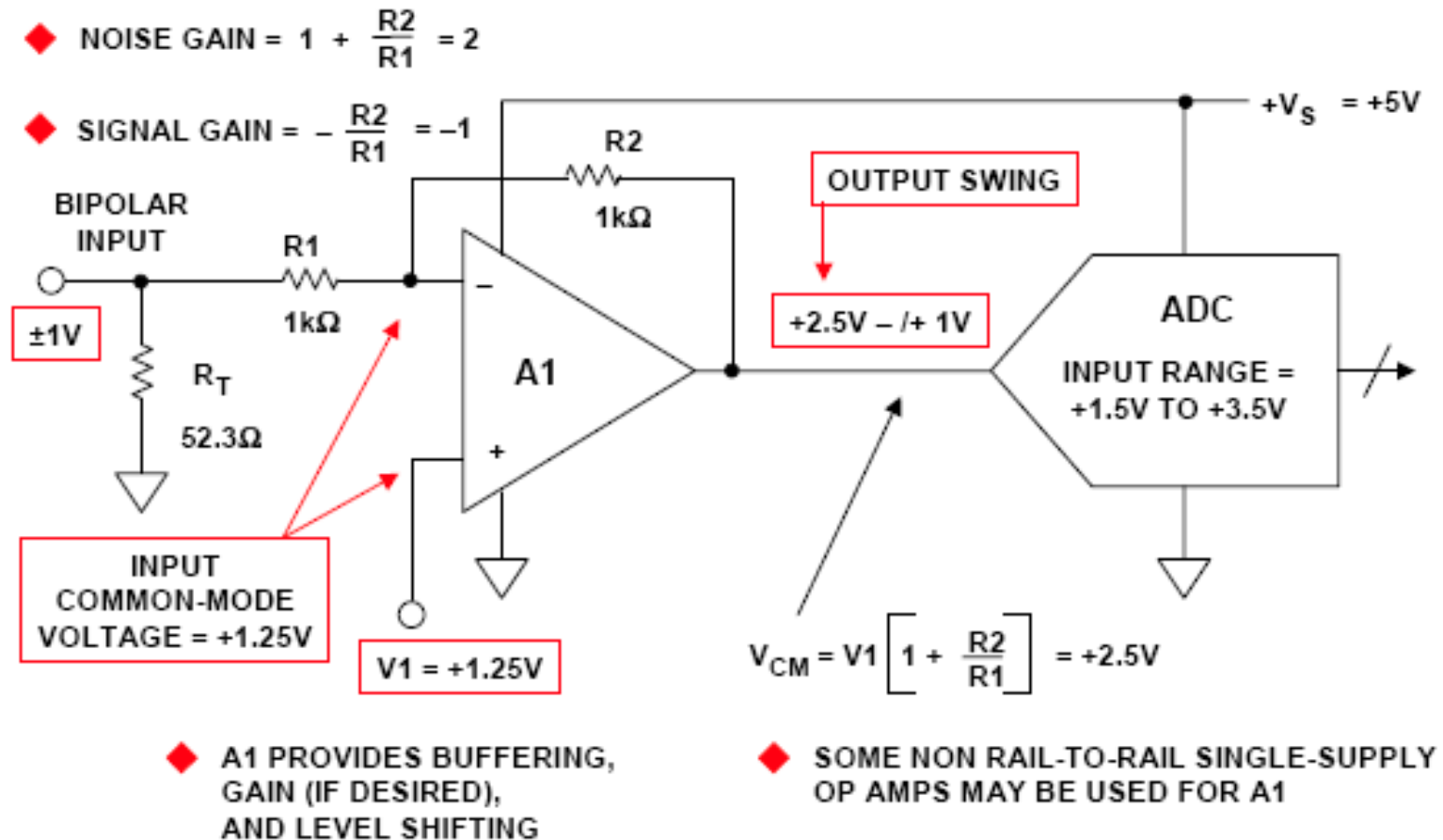
$$\log_2 \frac{FS}{6,6RMS_{NOISE}} = ER - 2,72$$

## Zásady návrhu a aplikace A/Č obvodů

Způsoby buzení A/Č převodníků  
Rušivé signály  
Napájení A/Č systémů  
Impedanční přizpůsobení  
Stínění elektronických obvodů  
Zásady návrhu tištěných spojů  
Přenos signálů z hlediska EMC  
Mikropásková vedení  
Oddělení napájecích a signálových zemi

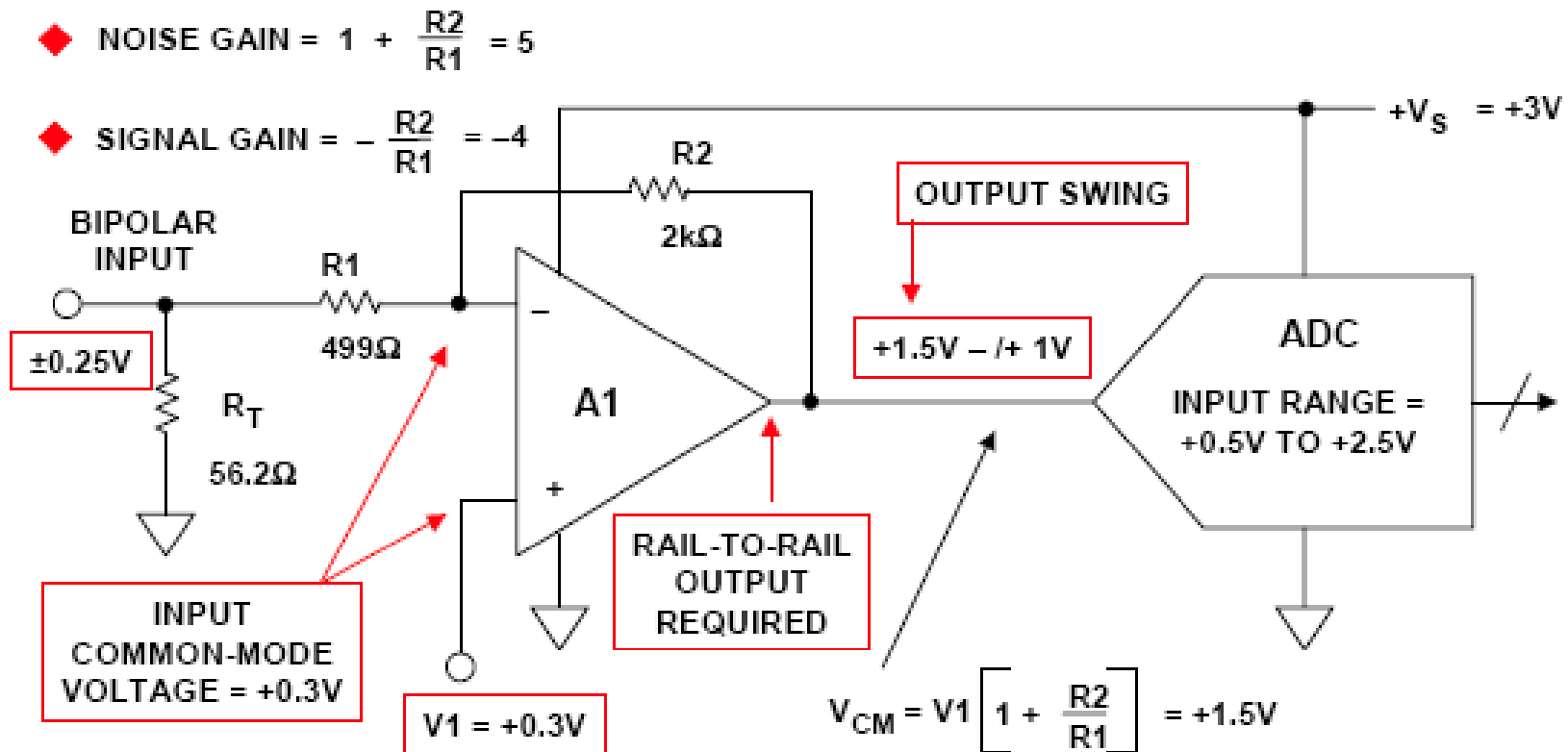


## Buzení A/Č převodníků – asymetrický vstup, asymetrické buzení A/Č, jednoduché napájení



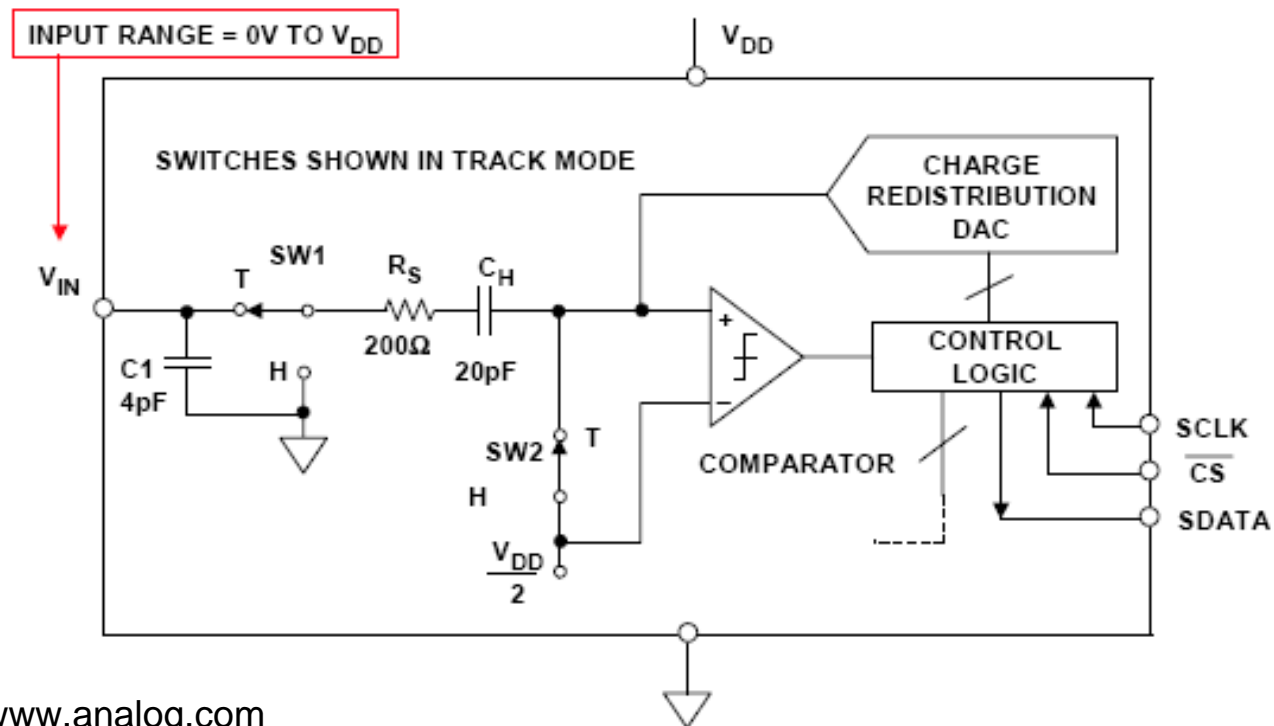
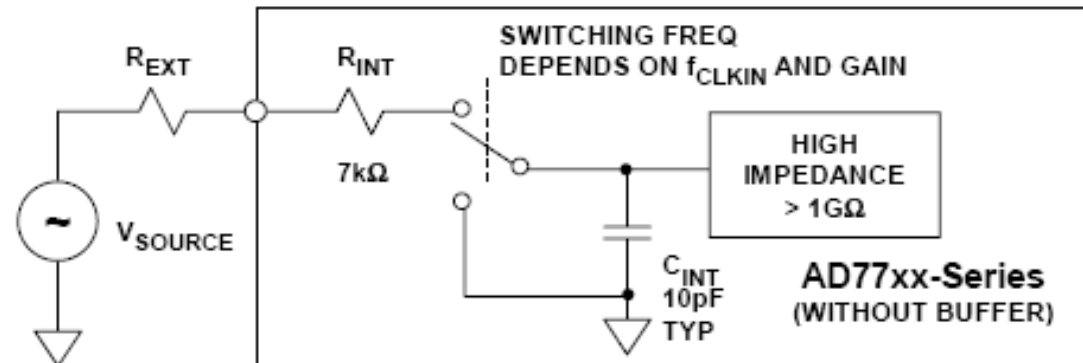
Převzato: [www.analog.com](http://www.analog.com)

# Buzení A/Č převodníků – asymetrický vstup, asymetrické buzení A/Č, jednoduché napájení, Rail to Rail



Převzato: [www.analog.com](http://www.analog.com)

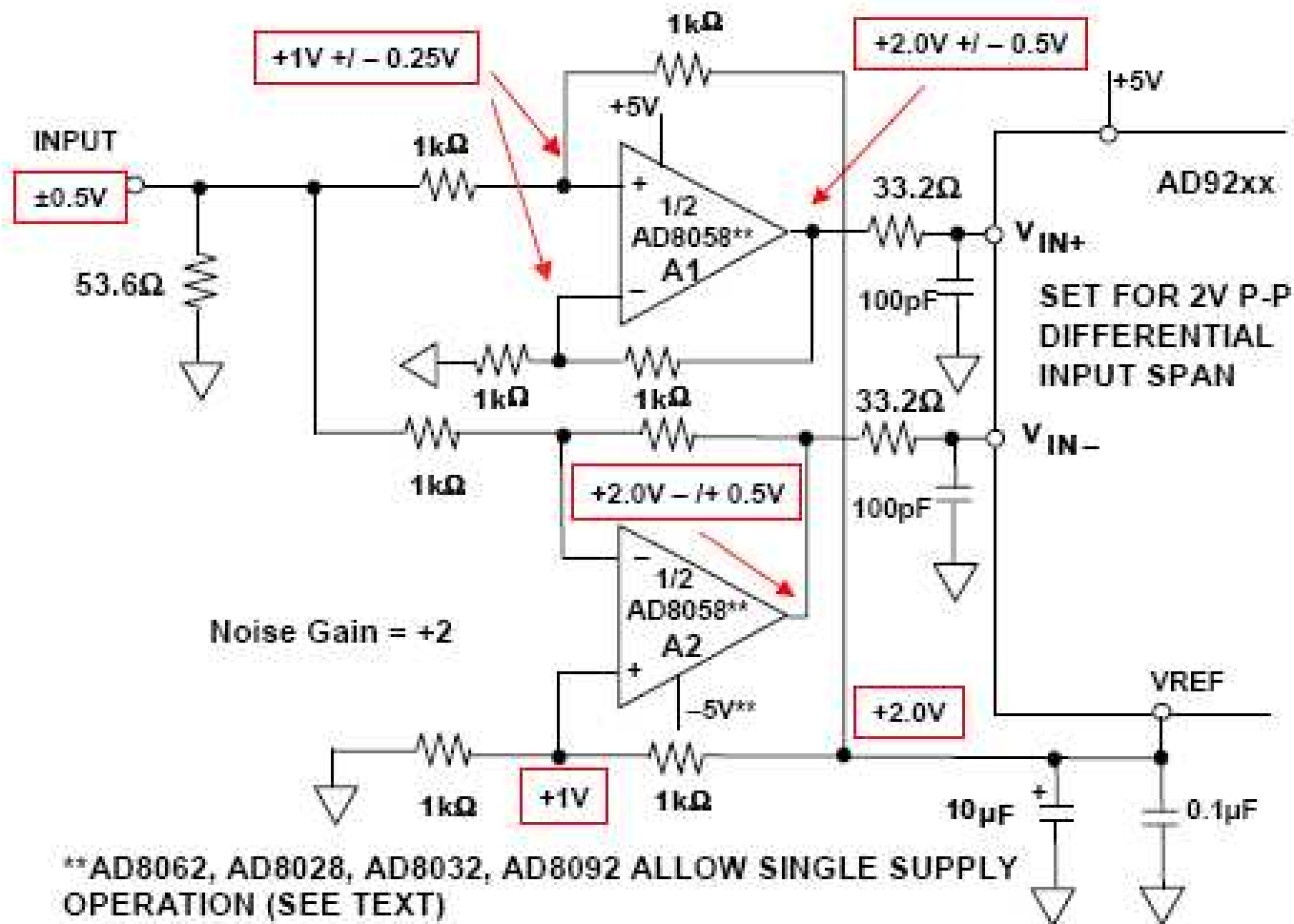
# Buzení AČ převodníků - vstupy AČ převodníků SC technologie



Převzato: [www.analog.com](http://www.analog.com)



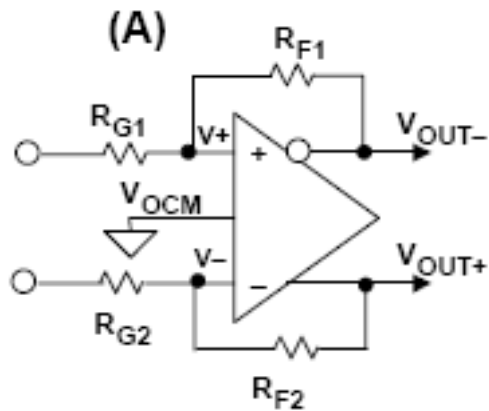
## Buzení A/Č převodníků - asymetrický vstup, symetrické buzení A/Č



Převzato: [www.analog.com](http://www.analog.com)



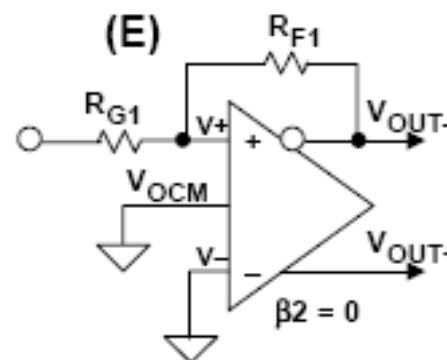
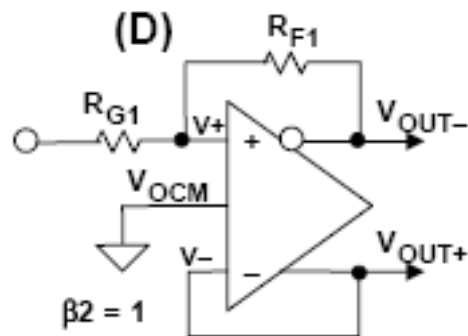
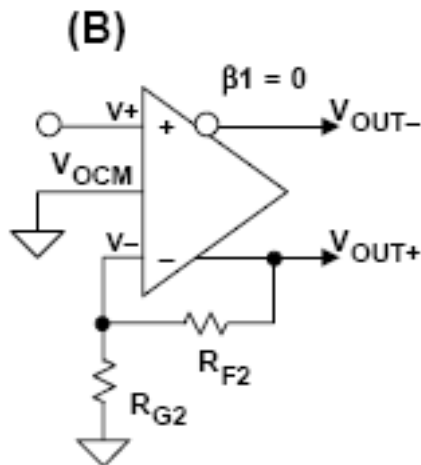
## Rozdílový zesilovač s rozdílovým výstupem – aplikace



$$\beta_1 = \frac{R_{G1}}{R_{G1} + R_{F1}}$$

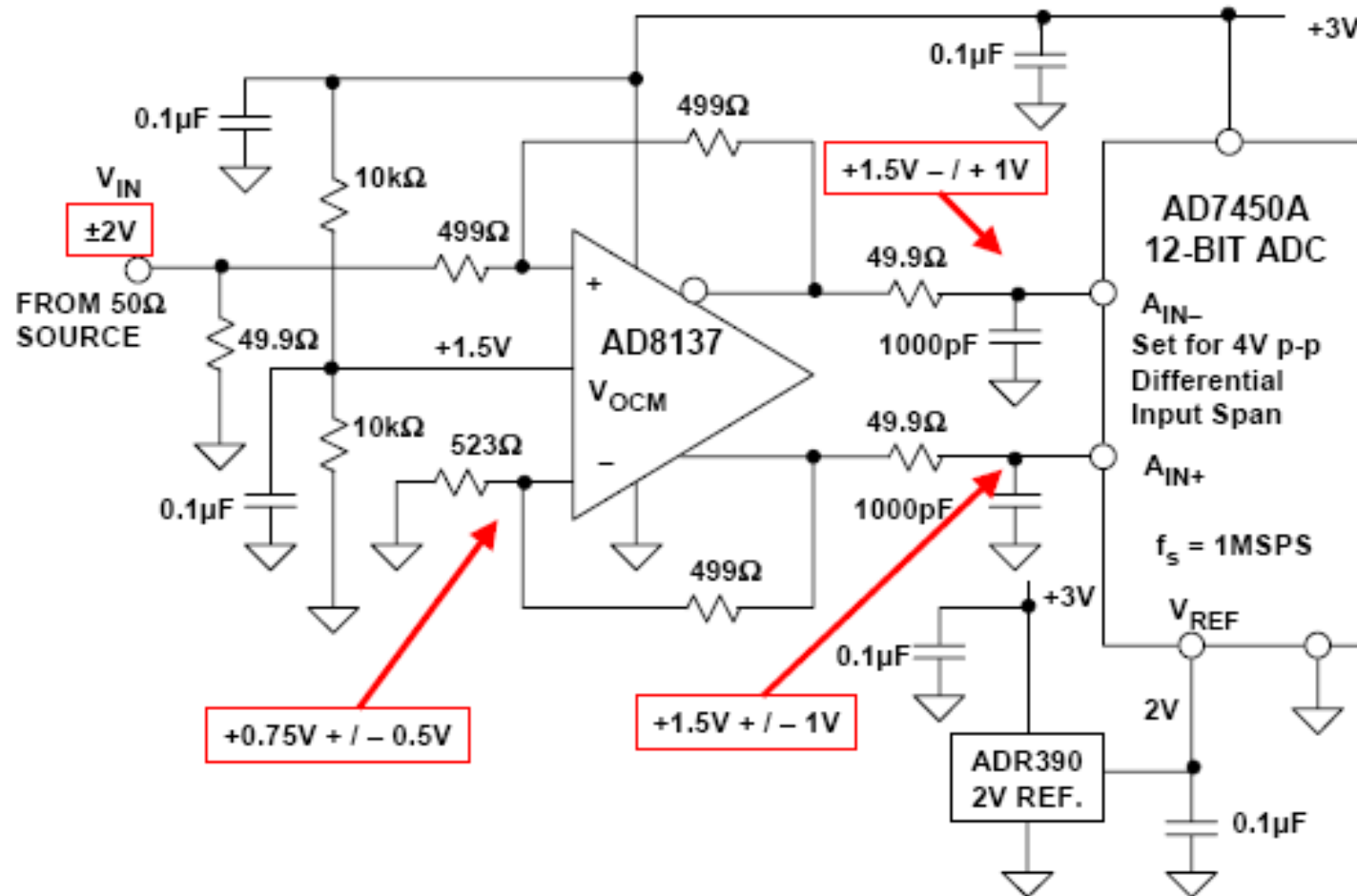
$$\beta_2 = \frac{R_{G2}}{R_{G2} + R_{F2}}$$

$$G = \frac{2(1 - \beta_1)}{\beta_1 + \beta_2}$$



Převzato: [www.analog.com](http://www.analog.com)

## Buzení AČ převodníků - asymetrický vstup, symetrické buzení AČ

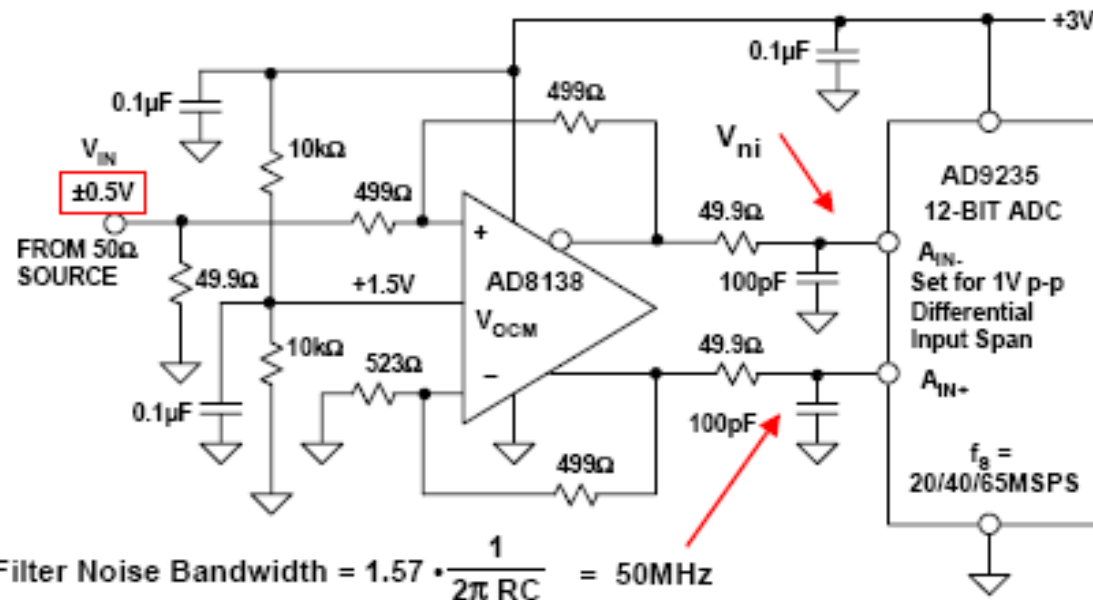


Převzato: [www.analog.com](http://www.analog.com)





## Buzení A/Č převodníků - asymetrický vstup, symetrické buzení A/Č – šumová kalkulace



### AD8038 DIFF. AMP SPECIFICATIONS

- ◆ Output Voltage Noise =  $11.6\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- ◆ Closed-Loop BW = 300MHz
- ◆ Closed-Loop Noise BW =  $1.57 \times 300\text{MHz} = 471\text{MHz}$

### AD9235 ADC SPECIFICATIONS

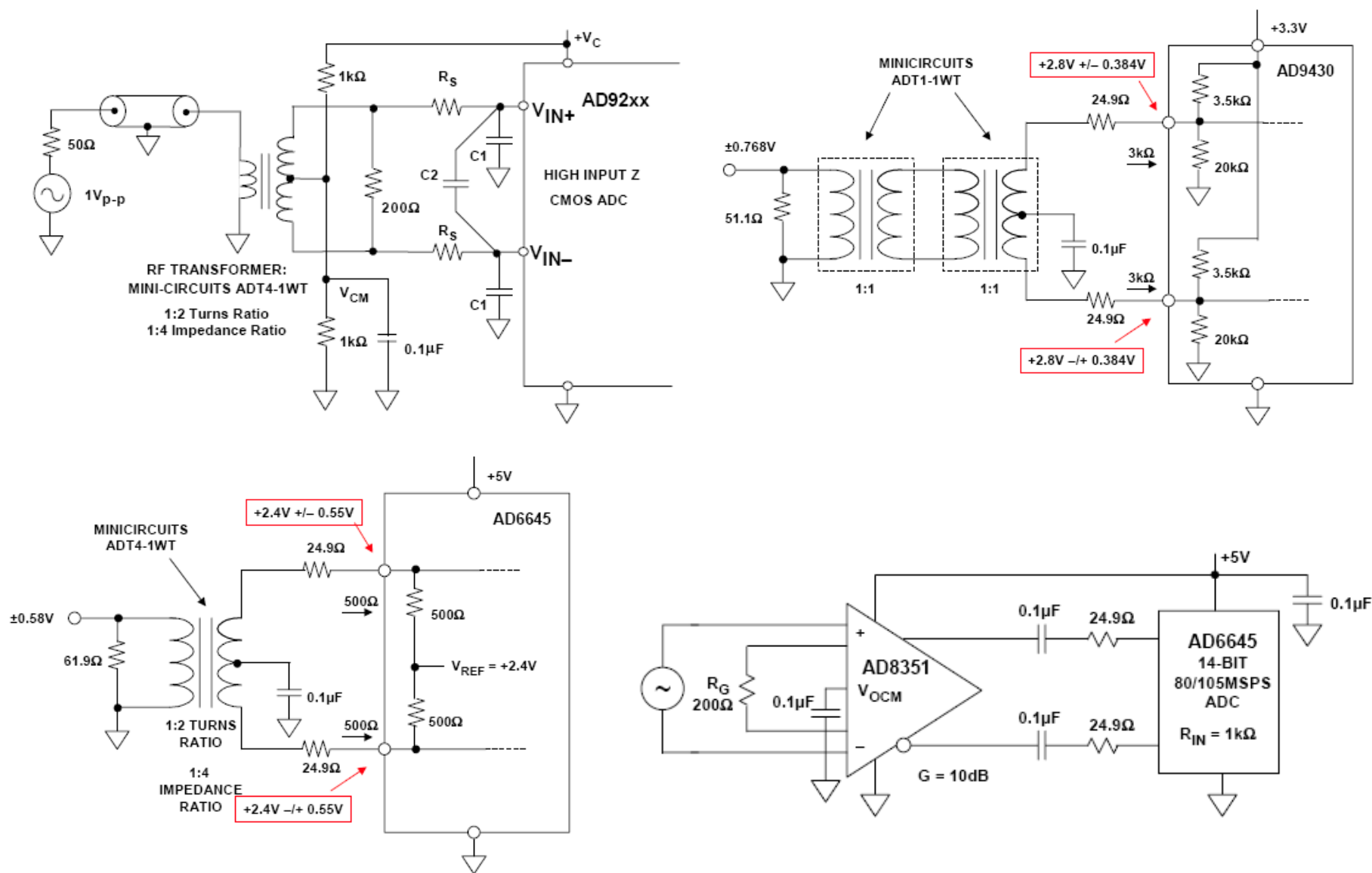
- ◆ Effective Input Noise =  $132\mu\text{V rms}$
- ◆ Small Signal Input BW = 500MHz
- ◆ Input Noise BW =  $1.57 \times 500\text{MHz} = 785\text{MHz}$

AD8038 Output Noise Spectral Density =  $11.6\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  (Including Resistors)

$$V_{ni} = 11.6\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}} \cdot \sqrt{50\text{MHz}} = 78.2\mu\text{V rms}$$

Převzato: [www.analog.com](http://www.analog.com)

# Buzení AČ převodníků - transformátorové a kapacitní vazby



Převzato: [www.analog.com](http://www.analog.com)

# Rušivé signály

**Zdroje elmg. rušení:** přirozené (slunenční záření, atmosférické poruchy, blesky)

umělé (silové stroje, transformátory, motory, el. pece, vysílače)

**Vazební médium:** vodiče (galvanické vazby), izolanty (kapacitní a indukční vazby)

**Ss. rušivé signály:** úbytky napětí na vodičích

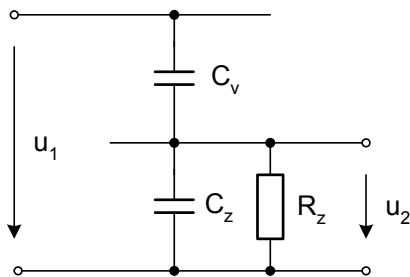
izolace signálů (izolační zesilovače)

termoelektrická napětí - eliminace teplotní egalizací, párováním spojů

(spoje Cu-Cu, Cu-Ag, Cu-Au, Cu-70Cd30Sn 0,3  $\mu\text{V/K}$ , Cu-PbSn 3  $\mu\text{V/K}$ , CuCu0 1 mV/K)

**Stř. rušivé signály:** elektrostatická indukce, elektromagnetická indukce

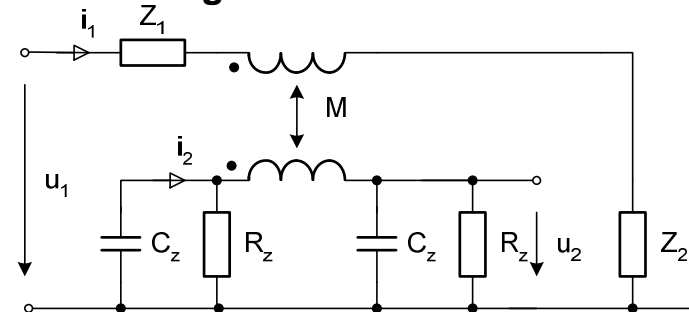
## Elektrostatická indukce



$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{I}{\sqrt{\left(1 + \frac{C_z}{C_v}\right)^2 + \frac{I}{4\pi^2 C_v^2 R_z^2}}}$$

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{\pm I}{1 + \frac{C_z}{C_v}} e^{-t/\tau} \quad \tau = R_z (C_z + C_v)$$

## Elektromagnetická indukce

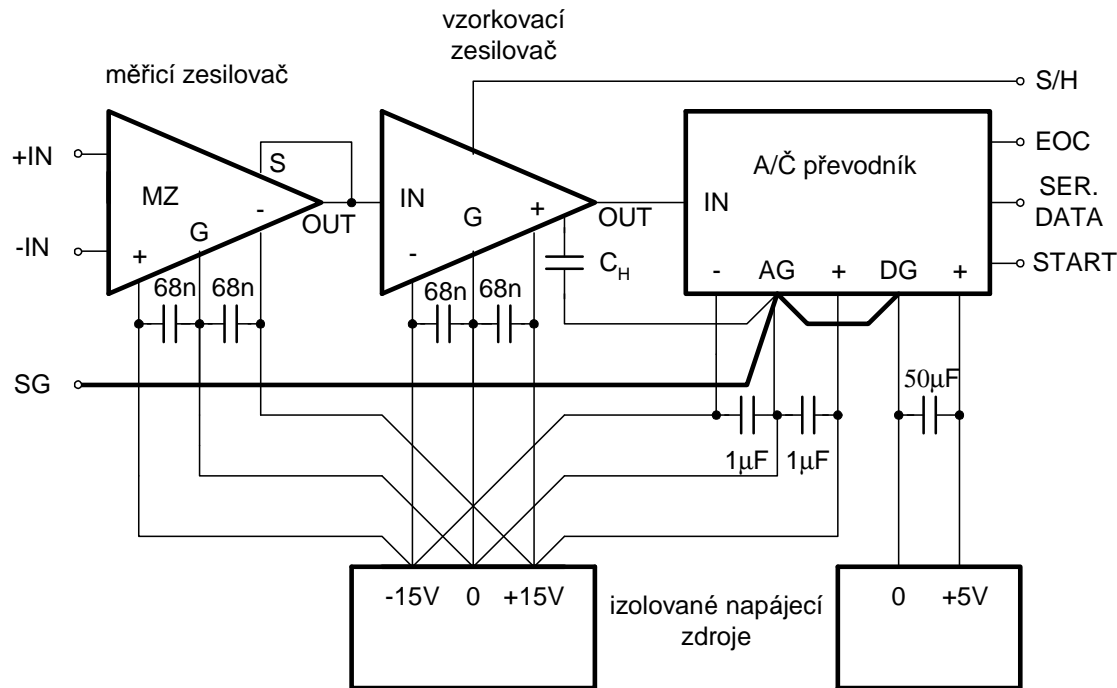


$$\frac{u_2}{I_1} = \frac{2\pi f M}{\sqrt{\left(1 + \frac{R_z}{R_2}\right)^2 + 4\pi^2 \left(\frac{R_2 R_z}{R_2 + R_z} (C_2 + C_z)\right)^2}}$$

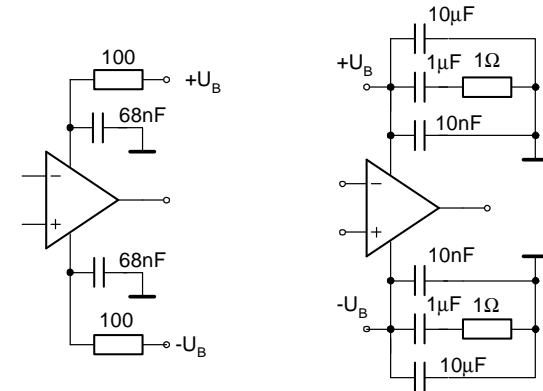
$$u_{2max} = \frac{-M \frac{di_1}{dt}}{1 + \frac{Z_z}{Z_2}}$$

# Napájení AČ systémů

## Rozvod zemí a napájení analogově číslicového systému

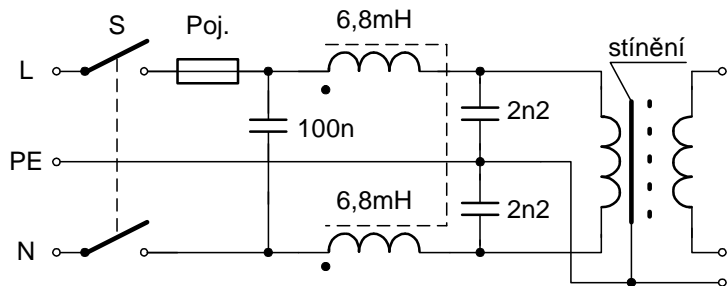


## Filtrace napájecích napětí



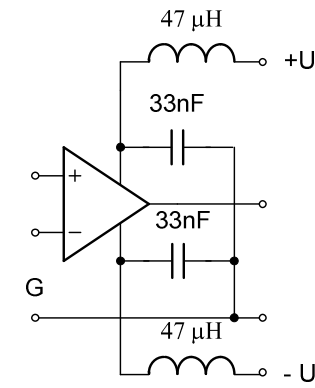
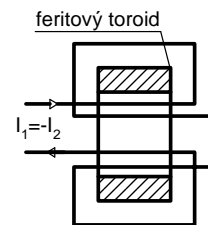
$$\Delta u_B = \frac{\Delta i}{C} \Delta t \text{ změna napětí}$$

## Filtrace napájecí sítě



Nulová ss. indukce - nedochází k přesycení jádra a tím k redukci indukčnosti

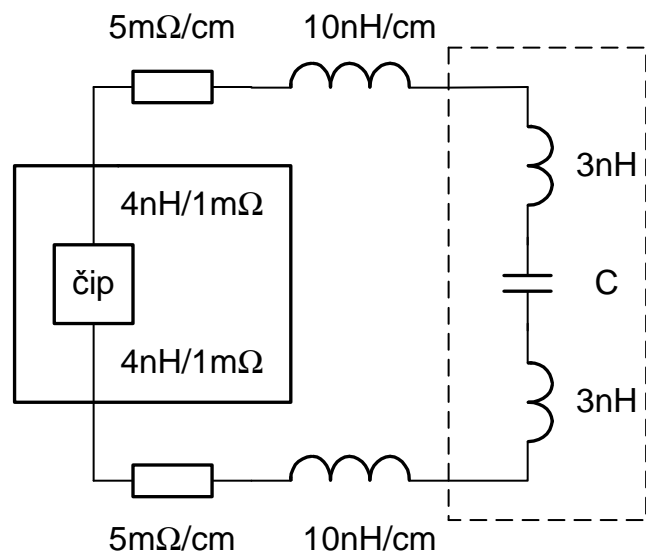
## Koaxiální tlumivka



$$f \ll f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

# Impedanční přizpůsobení

Parazitní kapacity a indukčnosti



Spoj je nutno impedančně přizpůsobit, je-li dvojnásobek zpoždění průchodu signálu větší, než je doba trvání nástupné hrany  $T_r$  nebo sestupné hrany  $T_f$  obvodu.

Obvod	$I$ (mA)	$T_r$ (ns)	$\Delta U_m$ (V)	$C$ (pF)
TTL	16	8	0,4	1,6
LS	8	5	0,4	0,5
CMOS (5V)	1	70	1,2	0,3
CMOS (12V)	1	25	3	0,1
HCMOS	15	3,5	0,7	0,4

Př.: 10 cm spoj,  $I = 0,1\text{A}$ ,  $di/dt = 0,1\text{A}/10\text{ns}$ ,  
 $R = 102\text{ m}\Omega$ ,  $L = 214\text{ nH}$ ,  $\Delta U_R = RI = 10,2\text{ mV}$ ,  
 $\Delta U_L = L di/dt = 2,14\text{ V}$

napětí  $U_L$  překračuje šumovou imunitu obvodů  
 HCMOS 0,9 V - zkrátit přívody k blokovacímu C

## Stínění elektronických obvodů

**Elektrostatického stínění** - stínící kryty z vodivého materiálu (skin efekt)

**Elektromagnetické stínění** - ocelový plech, hliník, permalloy PY76 (24Fe + 76Ni)

Tloušťka stínícího krytu  $d \gg \delta$  (hloubka vniku)

### Hloubka vniku Fe, Al a Cu

$f$ [kHz]	$\delta_{\text{Fe}}$ [mm]	$\delta_{\text{Al}}$ [mm]	$\delta_{\text{Cu}}$ [mm]	$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}}$	$\mu$ [H/m] permeabilita, $\rho$ [ $\Omega\text{m}$ ] měrný odpor
0,05	0,88	11,2	8,9		
0,1	0,68	8,5	6,6		
1	0,2	2,7	2,1	$B = k \exp(d / \delta)$	stínící útlum
10	0,08	0,84	0,66		
100	0,02	0,3	0,2	$B_n \approx B^n$	$n$ – počet stínících krytů
1 000	0,008	0,08	0,08		

**Jednoduché stínění:**  $B = 10$  až  $10^2$ , vícenásobné stínění  $B = 10^2$  až  $10^3$

**Aktivní stínění:** vnějším magnetickým polem, generovaným na základě měření magnetického pole stíněného prostoru  $B = 10^3$  až  $10^4$

**Stínění magnetického pole Země:**  $80 \text{ A/m} \pm 5 \text{ A/m}$

**Tvar stínícího krytu:** uzavřený tažený nebo svařený tvar, oblé hrany, malé otvory

**Materiál:** čisté Fe, Permalloy, Ferit

## Zásady návrhu tištěných spojů

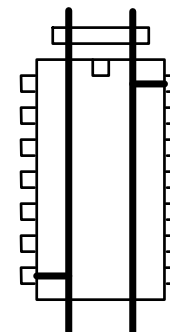
Volba nízkopříkonových součástek s maximální hustotou integrace - minimalizace rušení

Rozmístění součástek směrem od vyšší k nižší šířce pásma

Volba minimálního vzorkovacího kmitočtu - omezení rušení

Rozvod vzorkovacích signálů harmonickým, příp. lichoběžníkovým průběhem - minimalizace výskytu vyšších harmonických

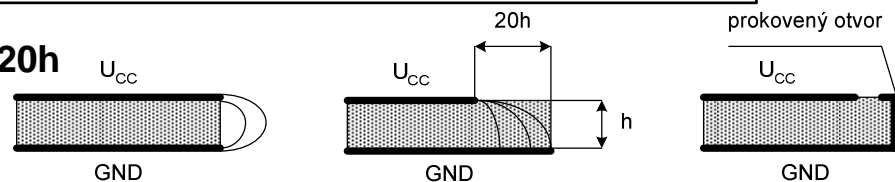
Prokládání datových spojů uzemněnými vodiči - snížení přeslechu až o 20 dB



### Řazení vrstev plošných spojů

vrstvy	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	Pozn.
2	S1 (G)	S2 (P)									
4 (2S)	S1	G	P	S2							
6 (4S)	S1	G	S2	S3	P	S4					
6 (4S)	S1	S2	G	P	S3	S4					
6 (3S)	S1	G	S2	P	G	S3					
8 (6S)	S1	S2	G	S3	S4	P	S5	S6			
8 (4S)	S1	G	S2	G	P	S3	G	S4			EMC
10(6S)	S1	G	S2	S3	G	P	S4	S5	G	S6	EMC
S signálová vrstva      P napájení      G zem											

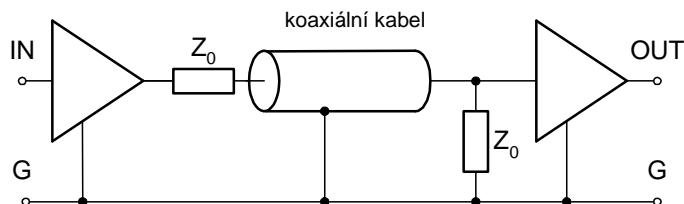
Ukončení plošných spojů na okraji desky - **pravidlo 20h**



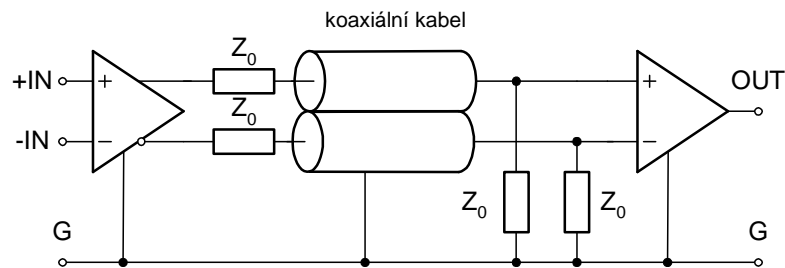


# Přenos signálů z hlediska EMC

## Asymetrický přenos signálu

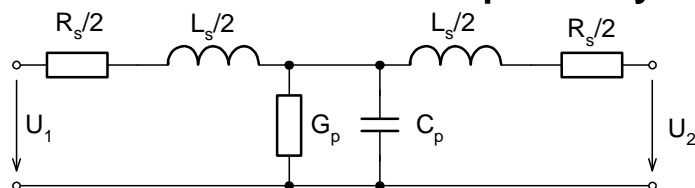


## Symetrický přenos signálu



Potlačení souhlasné složky signálu *CMRR*

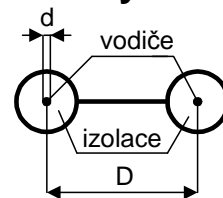
## Náhradní schéma vedení s rozprostřenými parametry



$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_s + j\omega L_s}{G_p + j\omega C_p}} \approx \sqrt{\frac{L_s}{C_p}} \approx \sqrt{Z_n Z_k}$$

$$T_{pd} = \sqrt{LC}$$

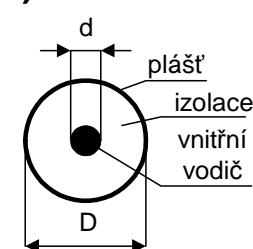
## Symetrický kabel (dvojlinka)



$$Z_0 = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln \frac{2D}{d}$$

$$Z_0 \approx 300\Omega, 150\Omega$$

## Koaxiální kabel



$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln \frac{D}{d}$$

$$Z_0 = 50\Omega, 75\Omega, 100\Omega$$

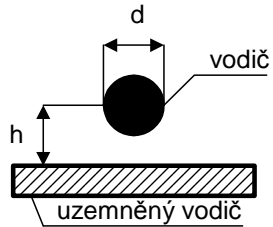
$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{D}{d}} \quad L = \frac{\mu}{2\pi} \frac{D}{d}$$

$$T_{pd} = \sqrt{LC}$$

typ	druh	$Z_0$ [ $\Omega$ ]	$C$ [pF/m]	$L$ [ $\mu$ H/m]	$T_{pd}$ [ns/m]	$B(100\text{MHz})$ [dB/100m]
AWG28	plochý kabel	150	33	95	56	24
RG58	koaxiální kabel	50	93	0,23	4,6	14,8
RG59	koaxiální kabel	75	69	0,39	5,2	11,2
RG62	koaxiální kabel	100	44	0,44	4,4	8,9
AIRCOM	koaxiální kabel	50	12	0,25	1,7	3,3

# Mikropásková vedení

Vodič nad plošným spojem

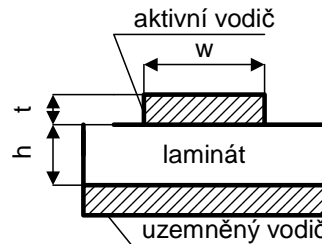


$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{4h}{d}$$

$$\epsilon_r = 2, d = 0,6 \text{ mm}, h = 2,54 \text{ mm}$$

$$Z_0 = 120 \Omega$$

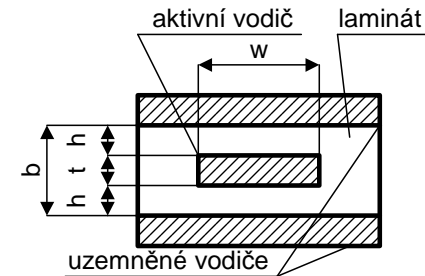
Asymetrické mikropáskové vedení



$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1,4}} \ln \frac{6h}{0,8w + t}$$

$$T_{pd} = \sqrt{0,475 \epsilon_r + 0,67}$$

Symetrické mikropáskové vedení



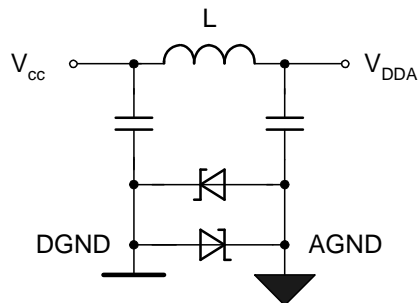
$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{4b}{0,67 \pi w \left( 0,8 + \frac{t}{w} \right)}$$

$$T_{pd} = \sqrt{0,475 \epsilon_r + 0,67}$$

$Z_0$ [ $\Omega$ ]	$w$ [mm]	$C$ [pF/cm]	$L$ [nH/cm]	$T_{pd}$ [ns/cm]
50	2,67	1,15	2,86	0,057
75	1,27	0,75	4,23	0,057
100	0,63	0,59	5,9	0,057

# Oddělení napájecích a signálových zemi

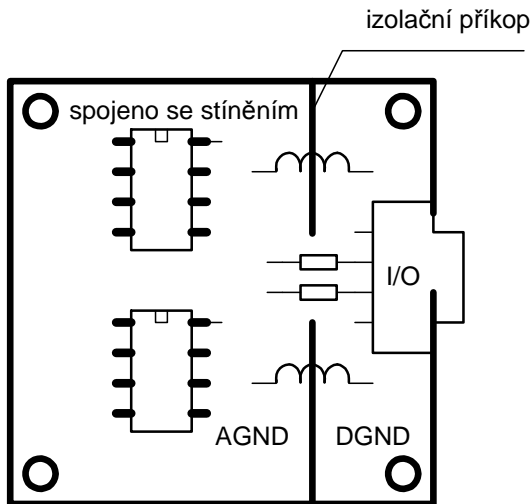
## Oddělení napájecích zemi



Antiparalelně zapojené Schottky diody

chrání analogově číslicové obvody proti působení elektrostatického napětí.

## Izolační přemostění

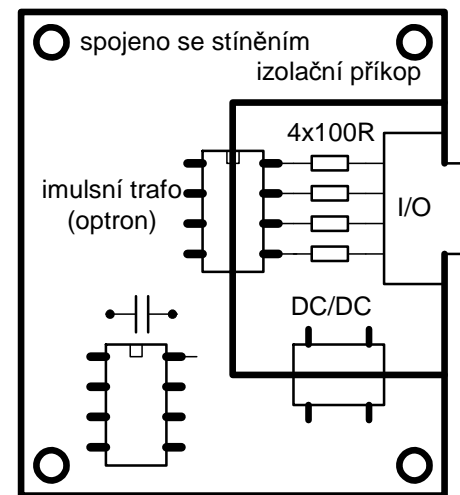


Izolační přemostění

soustřeďuje signály do určitého místa a nevyžaduje jejich galvanickou izolaci.

Země AGND a DGND jsou přemostěny tlumivkou cca  $47\mu\text{H}$

## Izolační příkop

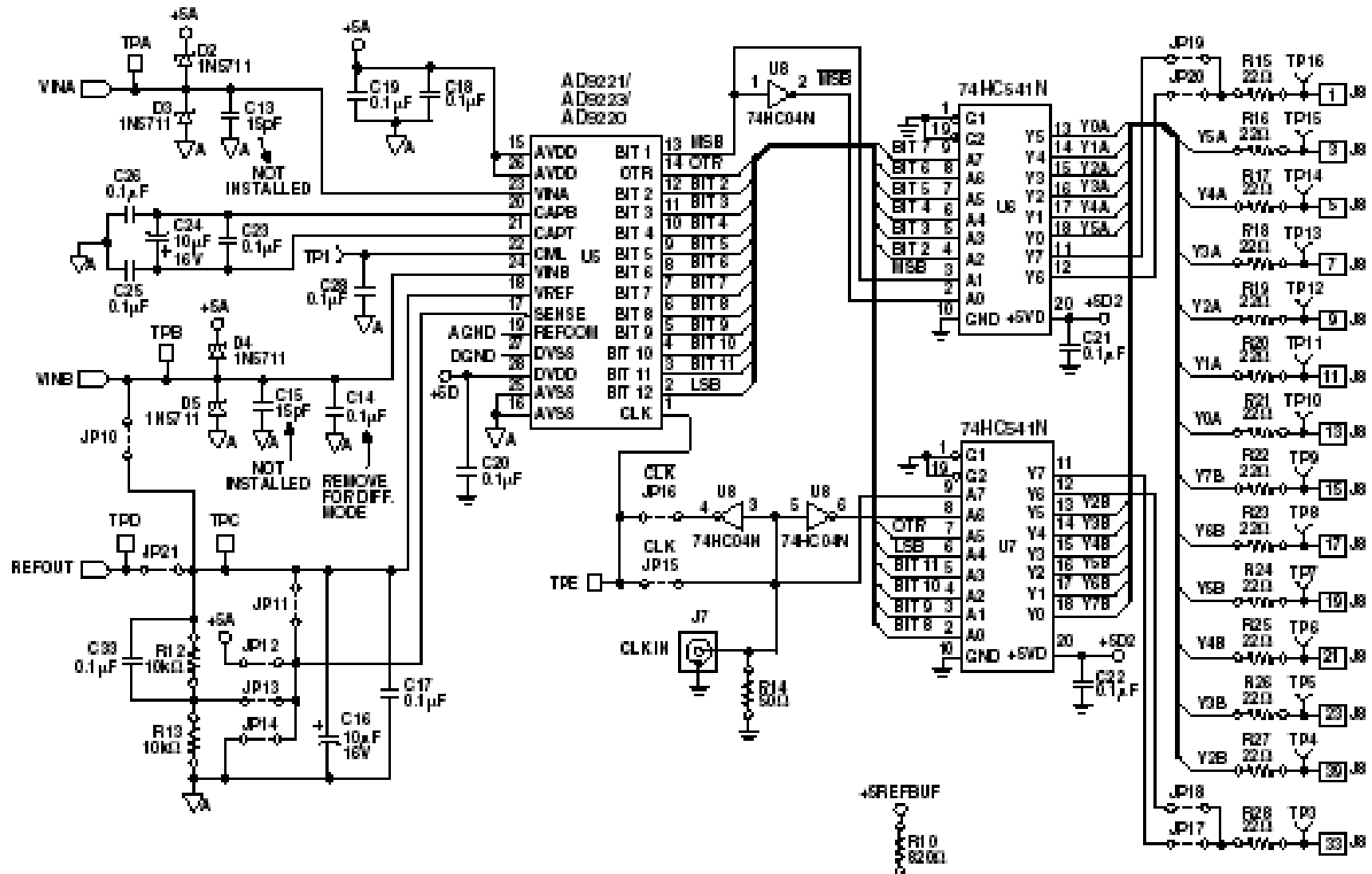


Izolační příkop

galvanicky izoluje analogově číslicové obvody od číslicových obvodů.

Vyžaduje užití izolačních transformátorů (optronů) a DC/DC měniče.

# Příklad zapojení rychlého systému



## Vrstvy tištěných spojů rychlého systému

