

# Téma 27

Jan Bednář bednaj1@fel.cvut.cz

**digitalizace** je postup vzorkování v čase, následného kvantování v úrovni a kódování  $\Rightarrow$  vznik periodického frekvenčního spektra signálu, kde se uplatňuje kvantizační šum a kvantizační chyba

**kvantizační chyba** je rozdíl kvantovaného a vstupního spojitého signálu v daném časovém okamžiku

**vzorkování** každý časový průběh s omezeným frekvenčním spektrem může být dle *Shannon – Kotělnikovova* teorému jednoznačně vyjádřen okamžitými hodnotami vzorků

- z měřeného signálu odebírány v pravidelných intervalech délky  $T_S$  vzorky, tedy v okamžicích  $nT_S$ , tyto hodnoty uloženy do paměti a zpracovány
- zpět na analogový signál lze převést v případě, že při vzork. byl dodržen **vzorkovací teorém**  $T_S \leq \frac{1}{2}T_M$ , tedy  $f_S \geq 2f_M$
- frekvenční spektrum vzorkovaného signálu se periodicky opakuje s frekvencí  $f_S$ , pokud nesplníme  $f_S \geq 2f_M$ , pak se opakující se části překryjí  $\Rightarrow$  původní spektrum  $f \in \langle 0, \frac{1}{2}f_S \rangle$  se zdeformuje a nelze rekonstruovat  $\Rightarrow$  **aliasing**

**vzorkovače ideální** (šířka  $\tau$  vzork. pulsů konverguje k 0, pouze teoretické), **1.řádu** (pulsy  $\tau$  koneč. šířky, amplituda sleduje vzork. signál, spektrum je pilové), **2.řádu** (pulsy  $\tau < T_S$ , amplituda konst po dobu vrozku, spektrum je obálkou)

**kvantování** třídí analogový signál v čase i amplitudě do konečného počtu kvantizačních úrovní, převod hodnoty napětí vzorku na odpovídající diskrétní hodnotu, každá úroveň reprezentuje vzorky jejichž velikost je mezi kvantovacími úrovněmi

## 1 Analogo – Číslicové Převodníky AČP

Převádí okamžité hodnoty časově proměnného měřeného napětí vzdáleného od sebe o konstantní časový interval na číslo. Na posloupnost takto získaných hodnot jsou aplikovány např. číslicová filtrace nebo FFT. Každý AČP obsahuje zdroj referenčního stejnosměrného napětí  $U_{REF}$  a binární číslo výstupu pro  $n$  bitový převodník je pak dáno dle

$$B = \text{round}\left(\frac{U_1}{U_{REF}} \cdot 2^n\right). \quad (1.)$$

Výstupní kód AČP nabývá konečného počtu hodnot, odpovídající rovnoměrnému rozložení úrovní vstupního napětí  $U_1$ .

### integrační typ

- převádějí na číslo **průměrnou hodnotu** měřeného napětí za určitý časový interval, schopné **potlačit sériové rušení** určitých kmitočtů
- *dvoutaktní integrace, mezipřevod  $U/f$ ,  $\Sigma$ - $\Delta$*

### neintegrační typ

- převádějí na číslo **okamžitou hodnotu** vstupního napětí v daném časovém okamžiku, potřebují vstupní napětí po dobu převodu **konstantní**  $\Rightarrow$  při nedodržení vzniká chyba
- *postupná aproximace, Flash*

**kvantizační krok** je vzdálenost sousedních napěťových úrovní  $q$ , odpovídá LSB (nejméně významný bit)

**statické chyby** uplatňují se při převodu pomalu se měnících signálů, jedná se především o  $\Rightarrow$  **chyba zesílení**, **chyba nuly**, **chyba nelinearity**

**dynamické chyby** pro frekvence v řádech  $10^3 \div 10^6$  Hz, klesající rozlišitelnost s rostoucí frekvencí  $\Rightarrow$  charakterizována efektivním počtembitů

### 1.1 AČP s postupnou aproximací

patří mezi kompenzační (samočinné kompenzátory napětí), **neintegrační typ**

**princip funkce** vstupní analogové napětí  $U_X$  se srovnává se zpětnovazebním kompenzačním napětím  $U_{CAP}$  na výstupu ČAP, které se mění tak dlouho, dokud rozdíl mezi oběma napětími není menší než rozlišovací schopnost AČP, pak se odpovídající číslo na vstupu ČAP přeneseno na výstup AČP

**postup funkce** převod probíhá v  $n$  taktech, v 1.taktu je určena hodnota MSB – odpovídající signál je vyslán jako  $\log.1$  z AR (aproximačního registru) a ostatní výstupy AR jsou nulové, v ČAP je převeden zpět na napětí  $U_{\text{ČAP}} = \frac{1}{2}U_R$ , kde  $U_R$  je vstupní rozsah AČP a porovnán pomocí NK (napěťového komparátoru) se vstupním  $U_X$ . Je-li  $U_{\text{ČAP}} < U_X$  pak ponechána MSB=1, jinak MSB=0. V dalším taktu se zjišťuje stav MSB-1 bitu obdobným způsobem s napětím  $\frac{1}{4}U_R$ , které se přičte (odečte pokud v 1.taktu MSB=0) k napětí z předchozího taktu ( $\frac{1}{2}U_R$ ). Počet taktů odpovídá počtu bitů.

**zhodnocení** rozlišitelnost  $8 \div 16$  bitů, doba převodu v řádu  $10^1 \mu\text{s}$ , použití pro rychlé systémové voltmetry (systémy VME, VXI), pomalejší číslicové osciloskopy, nutná je konstantní vstupní napětí v době převodu  $\Rightarrow$  doplnění o vzorkovač S/H s pamětí, z principu nejsou odolné proti sériovému rušení SM



Obrázek 1. AČP s postupnou aproximací (a) blokové schéma; (b) průběh vyvažování

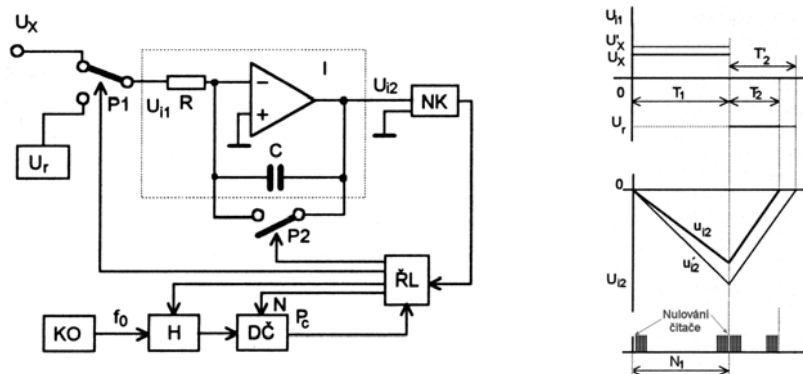
## 1.2 AČP s dvoutaktní integrací

základní typ integračních, z principu odolné vůči sériovému rušení SM síťové a násobné frekvence

**princip funkce** před převodem je integrační kondenzátor C vybit a dekadický čítač DČ vynulován, převod probíhá ve dvou taktech

- v  $T_1$  je vstupní neznámé napětí  $U_X$  připojeno ke vstupu integrátoru I; délka taktu je pevná, určena dobou čítání DČ impulsů  $f_0$  z KO (krystalový oscilátor), po naplnění je čítač vynulován přetečením a puls přenosu  $P_C$  je vyslán do ŘL (řídící logiky), ta přepne přepínač  $P_1$  na napětí  $U_R$  a je zahájen druhý takt
- v  $T_2$  je integrováno vstupní známé referenční napětí  $U_R$ , jehož polarita je opačná a velikost odpovídá zvolenému rozsahu pro  $U_X$ , absolutní napětí integrátoru  $U_{i2}$  se zmenšuje až dosáhne nuly ( $T_2$  končí), délka intervalu se měří počtem pulsů  $f_0$  v DČ s měřítkem  $U_X$

$$\frac{1}{RC} \left| \int_0^{T_1} U_X dt \right| = \frac{1}{RC} \left| \int_0^{T_2} U_R dt \right| \Rightarrow U_X = \left| \frac{U_X T_2}{T_1} \right| \quad (2.)$$



Obrázek 2. AČP s dvoutaktní integrací (a) blokové schéma; (b) průběh napětí

**charakteristika** měřené napětí je rovno průměrné hodnotě  $U_X$  během  $T_1$ , nezávisí na  $R$ ,  $C$ ,  $f_0$ , důležitá je přesnost  $U_R$  a  $f_0$ , je-li  $T_1$  násobek periody sériového periodického rušení, neovlivní rušení výstupní hodnotu

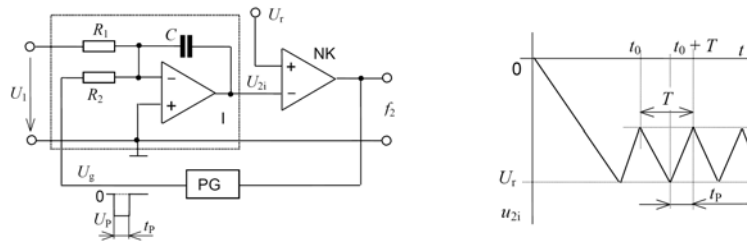
**zhodnocení** rozlišitelnost až 18 bitů, doba převodu v řádu  $10^1 \div 10^2$  ms, použití pro přesné i standardní voltmetry, vysoká přesnost vyžaduje složité zapojení a vyšší dobu převodu

## 1.3 AČP s mezipřevodem U/f

integrační typ, z principu odolné vůči sériovému rušení SM síťové a násobné frekvence

**princip funkce**  $U_I$  je trvale integrován až po dosažení  $U_R$ , pak NK vyše do pulsního generátoru PG info, ten vygeneruje puls záporné plochy, aby se obrátil směr integrace (výstup se nedostane do saturace  $U_R$ ), platí

$$-\frac{1}{R_1 C} \int_0^T U_I dt - \frac{1}{R_2 C} \int_0^{t_p} -U_R dt = 0. \quad (3.)$$



Obrázek 3. AČP s mezipřevodem U/f (a) blokové schéma; (b) průběh napětí

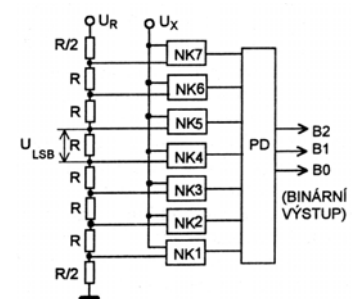
### 1.4 AČP paralelní – Flash

**nejrychlejší**, celý převod probíhá v jediném taktu, **neintegrační typ**

**princip funkce** v  $n$  bitovém AČP je vstupní  $U_X$  porovnáváno současně s  $2^n - 1$  úrovněmi  $U_R$  odvozenými pomocí rezistorového napěťového děliče, úbytky napětí na rezistoru  $R$  odpovídá LSB, na  $\frac{1}{2}R$  pak  $\frac{1}{2}$ LSB, prioritní dekodér PD je kombinační logický obvod převádějící na binární kód pořadové číslo NK, který změnil výstup na  $\log. I$  po připojení  $U_X$

**charakteristika** pro  $n$  bitový převodník je potřeba  $2^n$  komparátorů (na obr.4 je  $n=3$ , proto 8 komparátorů)

**zhodnocení** rozlišitelnost až 10 bitů, doba převodu v řádu  $10^{-1} \div 10^1 \mu s$ , použití pro přesné číslicové osciloskopy, doba převodu určena spínací dobou komparátorů a hradel, pro vyšší rozlišení se užívá vícestupňové zapojení



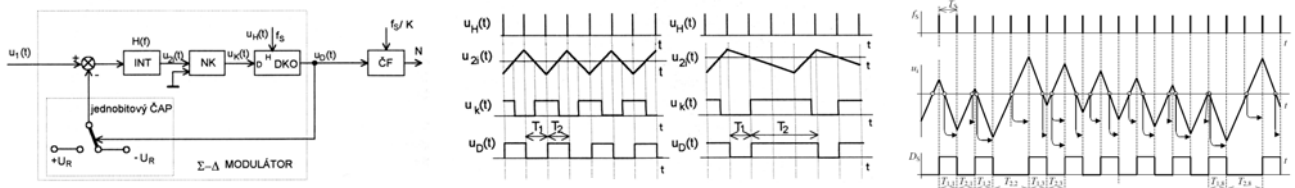
Obrázek 4. paralelní AČP

### 1.5 AČP Sigma $\Sigma$ – Delta $\Delta$

**vyšší linearita**, pro pomalejší signály ( $10^1 \div 10^3$  Hz), **integrační typ**

**$\Sigma - \Delta$  modulátor** provádí rychlé vzorkování signálu frekvencí  $f_s$  ( $K \gg 1$ , vyšší než udává vzorkovací věta), skládá se z analogového filtru s přenosem  $H(f)$  (např. integrátor), napěťového komparátoru NK, D klopného obvodu DKO překlápěného hodinami  $u_{H(t)}$  o  $f_s$  a záporná zpětná vazba

**číslicový filtr** charakter dolnofrekvenční propust, průměruje sériovou posloupnost  $u_{D(t)}$  a provádí decimaci vzorkovaného signálu (vybírá z výstupního signálu každý  $K$ -tý vzorek), výsledný efekt je odfiltrování frekvenčních složek signálu na  $f_s/2K$



Obrázek 5. (a) AČP se  $\Sigma - \Delta$  modulátorem; (b) průběh napětí pro  $U_I = 0, U_I = -0,5 U_R$ ; (c) průběh napětí pro  $U_I > 0$

## 2 Číslicové – Analogové Převodníky ČAP

Převádí posloupnost vzorků zpět na analogový signál jako funkci času. Ideální rekonstrukci umožňuje ideální dolnofrekvenční propust, zpracovává-li nekonečně dlouhou vstupní posloupnost. Pokud  $f_{mez} = \frac{1}{2}f_{vzork}$  a je splněna vzorkovací věta, je získán původní signál bez chyby. Číslo  $D$  je převodno na odpovídající hodnotu analog. napětí dle

$$U_0 = cU_R D, \quad (4.)$$

kde  $c$  je konstanta úměrnosti.

Pro  $N$  bitový převodník platí

$$D = \sum_{i=0}^{N-1} z_i 2^i, \quad z_i \approx 0,1, \quad c = 2^{-N}. \quad (5.)$$

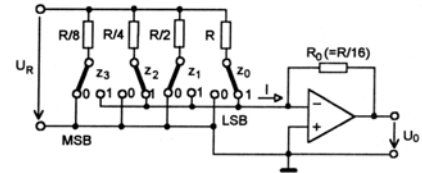
Skládají se ze zdroje referenčního napětí, rezistorové sítě a spínačů ovládaných logikou.

### 2.1 ČAP s binární rezistorovou sítí

Invertující sčítací zesilovač sčítá množinu binárně vážených proudů získaných připojením množiny binárně vážených odporů k referenčnímu napětí  $U_R$ , přepínače připojují tyto proudy do sčítacího bodu nebo na zem, platí

$$U_0 = -\frac{R_0}{R} U_R D. \quad (6.)$$

Vstupní odpor převodníku je pro  $U_R$  konstantní, na spínačích je nenulové napětí po dobu převodu  $\Rightarrow$  rychlost není omezena parazitními kapacitami. Problém je technologie výroby, kde MSB odpor musí splňovat přesnost, aby chyba byla menší než  $\frac{1}{2}$ LSB.



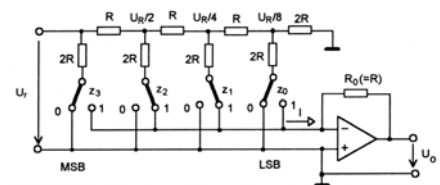
Obrázek 6. ČAP s binární rezistorovou sítí

### 2.2 ČAP s rezistorovou sítí R - 2R

Binárně váhované proudy s vhodně zvolenou strukturou R-2R odpory, které jsou stejné, obvod se jeví jako dělič R-R napravo od každého horního uzlu sítě, platí

$$U_0 = -\frac{R_0}{R} \frac{U_R}{2^n} D. \quad (7.)$$

Doba převodu závisí na spínacích dobách použitých spínačů, časových konstantách použité sítě a rychlosti odezvy OZ, u CMOS technologie lze dosáhnout až  $10^2$  ns.

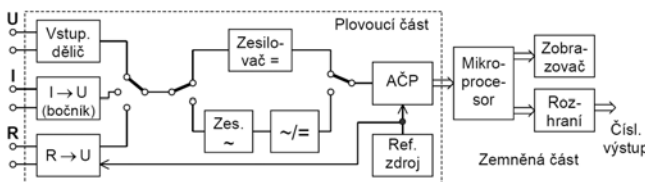


Obrázek 7. ČAP s rezistorovou sítí R-2R

## 3 Číslicové multimetry

Číslicový voltmetr měří z principu jen stejnosměrný proud a napětí, doplněním vhodnými převodníky rozšíříme pro měření střídavého napětí a proudu, odporu a dalších.

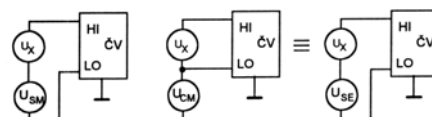
Vstupní dělič a zesilovač zajišťují změnu měřicích rozsahů a dosažení požadované vstupní impedance. AČP bývá integrační typ. Řízení pomocí mikroprocesoru. Pro měření proudů a odporů slouží převodníky těchto veličin na stejnosměrné napětí. Pro měření střídavých napětí a proudů je před AČP zařazen střídavý zesilovač a převodník *střídavý/stejnosměrný* signál. Pro připojení na standardní komunikační sběrnici je zařízení doplněno o obvody rozhraní.



Obrázek 8. blokové schéma číslicového multimetru

### 3.1 rušení

Na měřené napětí se superponují rušivá napětí (stejnosměrné, periodické, náhodné), nejčastěji v praxi střídavá sériová rušení SM a souhlasná CM o frekvenci sítě. Vznikají elektromagnetickou indukci ve vstupních obvodech voltmetru. Závisí na **frekvenci**.



Obrázek 9. rušení na vstupu číslicového voltmetru (a) sériové (SM); (b) souhlasné (CM)

**sériové** je v sérii s měřeným napětím

Voltmetry založené na **integračním typu** AČP účinně **potlačí periodické rušivé napětí** určitých frekvencí. Měří průměrnou hodnotu vstupního  $U_X$  za dobu integrace  $T_i$ , ten pokud je celistvý násobek doby periody rušivého napětí, pak se na výstupu neprojeví (integrál ze střídavého napětí po dobu periody nebo jejího násobku je nulový).

Sériové rušení je definováno vztahem

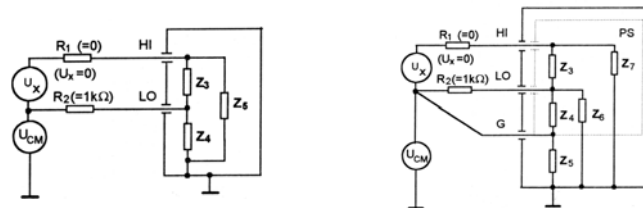
$$SMR = 20 \log \left| \frac{U_{SM}}{\Delta U_X} \right| \text{ [dB]}, \tag{8.}$$

kde  $\Delta U_X$  je změna údaje voltmetru způsobená  $U_{SM}$ . Ideálně je  $\Delta U_X = 0$  a tedy  $SMR$  se blíží k nekonečnu.

**souhlasné** působí stejně na obě vstupní svorky voltmetru proti zemi, vyvolány rozdílem potenciálů země voltmetru a měřeného objektu  $\Rightarrow$  **bludné proudy**, střídavé s frekvencí sítě, platí

$$CMR = 20 \log \left| \frac{U_{CM}}{U_{SE}} \right| \text{ [dB]} \text{ a } ECMR = 20 \log \left| \frac{U_{CM}}{\Delta U_X} \right| = SMR + CMR, \tag{9.}$$

kde  $ECMR$  je efektivní potlačení souhlasného rušení.



Obrázek 10. souhlasné rušení u číslicového voltmetru (a) s plovoucím vstupem; (b) s plovoucím stíněním

**plovoucí vstup** impedance  $Z_5$  proti zemi je v absolutní hodnotě mnohem větší než  $abs(Z_3 + Z_4)$ , lze ji zanedbat,  $Z_3$  je paralelně k  $R_2$  a mnohem větší lze zanedbat i ji, proud vyvolaný  $U_{CM}$  protéká děličem  $R_2$ - $Z_4$ ,

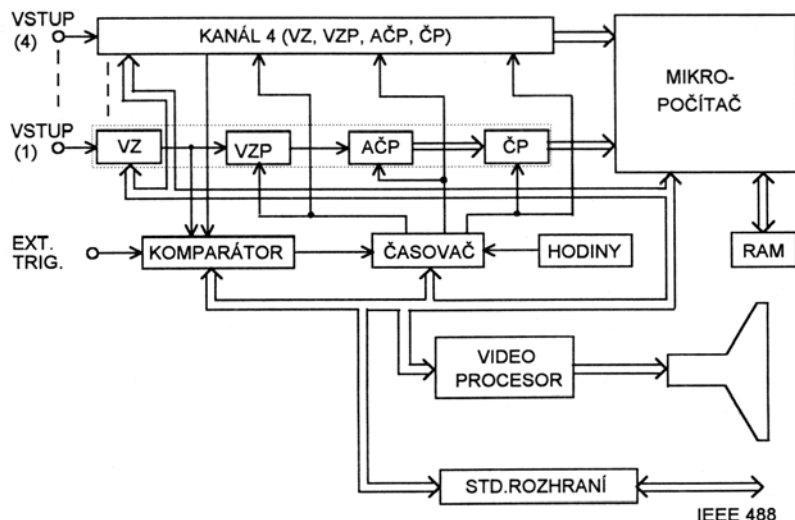
$$CMR = 20 \log \left| \frac{U_{CM}}{U_{SE}} \right| = 20 \log \frac{U_{CM}}{U_{CM} \frac{R_2}{R_2 + Z_4}} = 20 \log \frac{R_2 + Z_4}{R_2} \approx 20 \log \frac{Z_4}{R_2}. \tag{10.}$$

**plovoucí stínění** mají tři vstupní svorky, kde svorka  $G$  je spojena s vnitřním kovovou částí voltmetru (je připojeno na potenciál  $U_{CM}$  a sleduje jeho změny),  $Z_6, Z_7$  parazitní impedance vstupních svorek,  $Z_7 \gg abs(Z_3 + Z_4 + Z_5)$  zanedbatelné,  $Z_5$  na tvrdém zdroji,  $Z_8 \gg abs(Z_3 + Z_4)$  a  $Z_3, Z_4$  paralelně k  $R_2$  a mnohem větší (lze zanedbat), pak

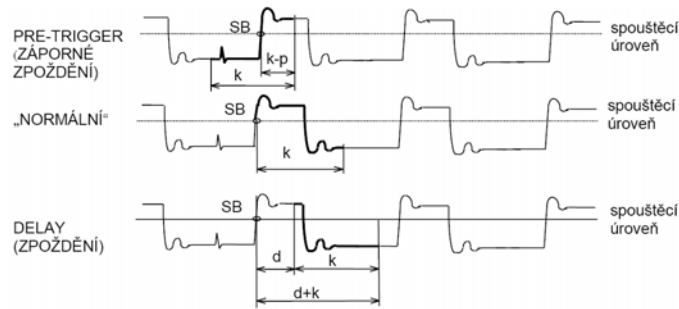
$$CMR = 20 \log \left| \frac{U_{CM}}{U_{SE}} \right| = 20 \log \frac{R_2 + Z_6}{R_2} \approx 20 \log \frac{Z_6}{R_2} \tag{11.}$$

## 4 Číslicové osciloscipy

Výhodou oproti analogovým je možnost zachycení jednorázových přechodných dějů, nastavitelná velikost **záporné zpoždění – pretrigger mode**, měření s využitím kurzorů, automatické výpočty hodnot, možnost uložení zaznamenaných průběhů, číslicové zpracování.



Obrázek 11. blokové schéma číslicového osciloskopu



Obrázek 12. možnosti spouštění číslicového osciloskopu

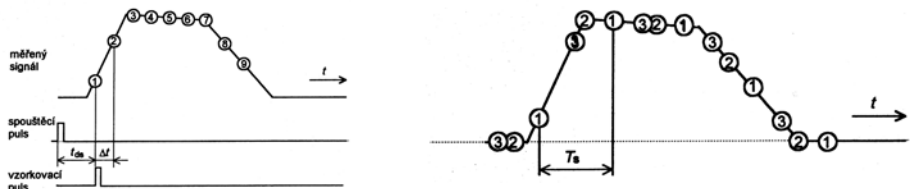
Pokud jsou kanály přepínány, pak je řešeno jako **přepínání pevnou frekvencí (chop mode)**

Existují 3 druhy ukládání vybrané části do paměti vzhledem k okamžiku spouštění

1. **pretrigger mode** zobrazení před příchodem soustředícího pulsu
2. **normální mód** zobrazeno je  $k$  bodů po příchodu spouštěcího pulsu
3. **zpožděný mód** zobrazen blok  $k$  bodů až po příchodu  $d$  hodinových pulsů

Možné použití 3 druhů vzorkování

1. **v reálném čase** klasické v **ekvidistantních** časových intervalech (vzork. interval odpovídá převrácené hodnotě frekvence)
2. **sekvenční v ekvivalentním čase (stroboskopické)** – sequential repetitive sampling pouze pro **periodické průběhy**, z každé periody se odebere jen jeden vzorek jehož odběr je dán spouštěcím pulsem, poloha vzorku vzhledem k počátku periody se u akždého následujícího vzorku posune o čas. interval  $\Delta t$  (zajišťuje časovací obvod), **neumožňuje pretriggering**
3. **náhodné v ekvivalentním čase** – random repetitive sampling pouze pro **periodické průběhy**, umožňuje pretriggering, doba mezi vzorky se náhodně mění při příchodu spouštěcího pulsu, ten určuje polohu jako umístění pro sadu ekvidistantních vzorků do sestavení obrazu



Obrázek 13. sekvenční vzorkování (a) v ekvivalentním čase; (b) v náhodném čase

- |                            |  |                 |
|----------------------------|--|-----------------|
| [1.] Haasz V., Sedláček M. | Elektrická měření – Přístroje a metody | ČVUT Praha 2003 |
| [2.] Kocourek P., Novák J. | Přenos informace                       | ČVUT Praha 2005 |
| [3.] Kašpar P., kolektiv   | Přednášky z X38EMC                     | Praha 2004      |