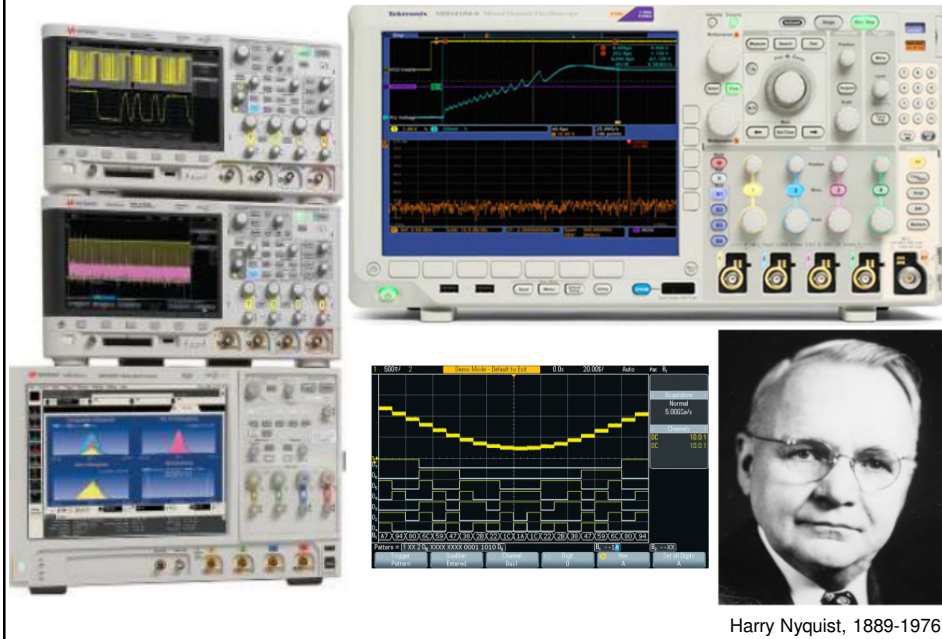


# Osciloscopul cu eșantionare



1

## Cuprins

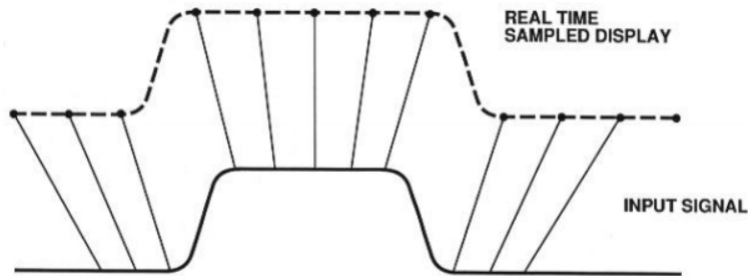
- Eșantionarea în timp real/echivalent
  - Eșantionarea în timp echivalent
    - coerentă
    - aleatoare
- Osciloscopul cu eșantionare numerică
  - Parametri și arhitecturi
  - Relația dintre  $f_s$  – dimensiunea memoriei –  $C_x$
  - Interpolarea
    - interpolarea liniară
    - interpolarea de bandă limitată
    - alierea; efectele alierii
  - Moduri de afișare: *sample / peak detect / average*
    - Peak detect folosit pentru detectarea alierii
  - Medierea
    - în ferestre fixe
    - în ferestre glisante
    - continuă
  - Moduri de lucru pre-trigger / post-trigger

2

## Eșantionarea în timp echivalent/real

Tipuri de eșantionare cu  $T_s$  a unui semnal cu perioada  $T_x$

- RTS: eșantionare în timp real:  $T_s \ll T_x$
- ETS: eșantionare în timp echivalent:  $T_s \approx T_x$



sursa: Tektronix

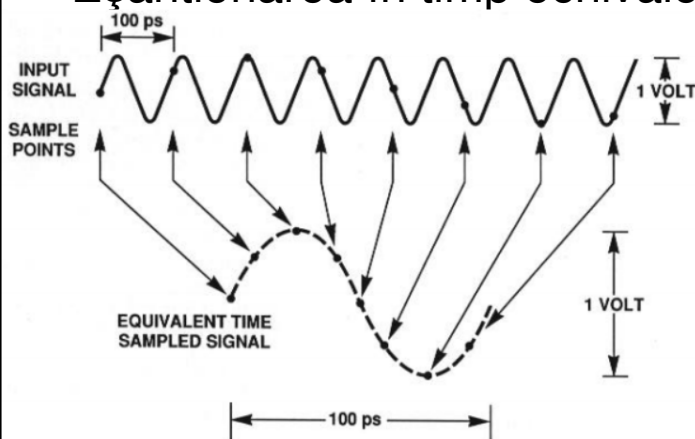
Exemplu de eșantionare în timp real

Q1: identificați  $T_s$ ,  $T_x$  pe figură (atenție la  $T_x$  !!!)

Q2: limite și restricții pentru cele 2 tipuri de eșantionare ?

3

## Eșantionarea în timp echivalent (ETS)



- Identificați pe figură  $T_x$ ,  $T_s$ ,  $N_s$ !

- timpul echivalent (*dilatat*):

$$t_D = N_s T_s \rightarrow$$

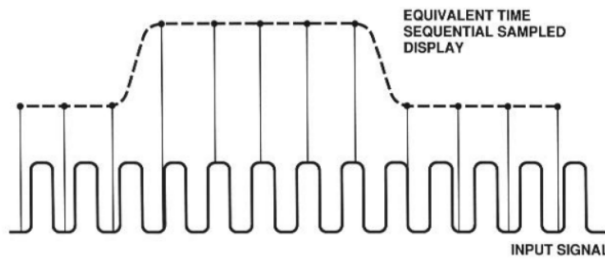
$$t_D \gg T_s$$

sursa: Tektronix

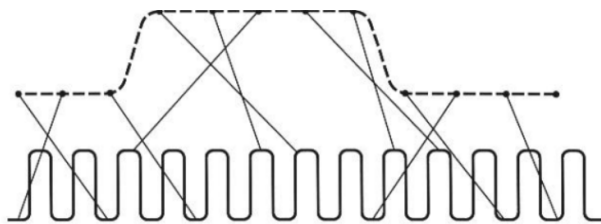
- ETS se poate folosi ca *front-end* și la osciloscopie analogice și în general are efectul de a mări de  $N_s$  ori banda
- Aplicație: calculați  $N_s$  pentru a vizualiza semnale dreptunghiulare de  $f_x = 1\text{GHz}$  folosind un osciloscop cu  $f_0 = 100\text{MHz}$ . Justificați alegerea.

4

## Esantionarea în timp echivalent; variante



- ETS coerentă (secvențial)



- ETS aleatoare (random)

sursa: Tektronix

– ETS coerentă:  $T_S = T_X + \Delta t$  ( $\Delta t = ct$ )

– ETS aleatoare:  $T_S = T_X + \Delta t_i$  ( $\Delta t_i \neq ct$ )

5

## Osciloscopul numeric; parametri, limitări

Mit nr.1: “*osciloscopul numeric e mereu mai bun decât cel analogic*”

Mit nr. 2: “*un osciloscop numeric mai scump e mai bun decât unul mai ieftin*”

Mit nr. 3: “*osciloscopul cu frecvența de eșantionare cea mai mare e cel mai bun*”

Q: în ce condiții sînt adevărate și în ce condiții sînt “*busted*” ?

A: - înțelegerea *parametrilor* osc. numeric

- înțelegerea *situațiilor* în care aceștia contează/nu contează

- înțelegerea *erorilor* de afișare ce apar cînd acești parametri sînt aleși incorect

6

## Parametrii osciloscopelor numerice

- $f_0 = f_{\text{sus}} = f_{-3\text{dB}}$  (idem osc. analogic) [zeci MHz... zeci GHz]
- $f_s$  (f. eșantionare) [sute MSa/s... zeci GSa/s]
- $N_s / N_A$  (nr. eș. afișate pe ecr.) [sute pts...]
- $N_s$  (dimensiunea memoriei) [k pts... M pts]
- rata de achiziție [sute ... sute de mii wfm/s]
- $C_{y \text{ min}}$ , rezoluția verticală și ENOB [2-10mV/d, 8-12b, ENOB>6]

*Erori cauzate de alegerea incorectă a parametrilor (se vor detalia)*

- afișarea unui semnal de amplitudine *redușă* când  $f_0$  prea mică
- *lărgirea* frontului când  $f_0$  prea mică
- *aliere* spectrală când  $f_s$  prea mică
- *aliere* spectrală când combinația ( $N_s, f_s, C_x$ ) nepotrivită
- *imposibilitatea folosirii*  $f_s$  max. disponibilă când  $N_s$  prea mic
- imagine *incompletă* când rata de achiziție e prea mică
- imagine *incompletă* când  $N_s$  e prea mic
- rezoluție *slabă* la observarea detaliilor mici pe verticală

7

## Banda analogică a osciloscopului

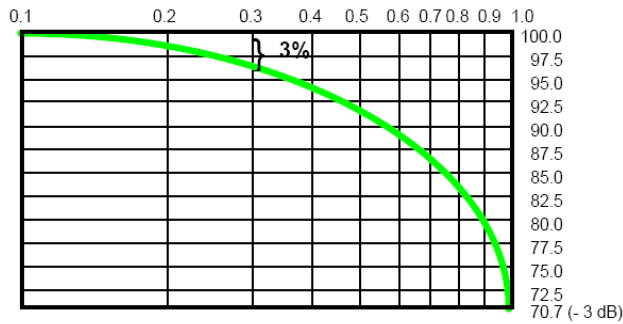
$$|A(j\omega)| = \frac{A_0}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}}$$

Memento: caract. de tip FTJ cu frecvența de tăiere  $f_0 = f_t = f_{-3\text{dB}}$

- la  $f = f_0$  imaginea are deja amplitudinea afișată  $A_{\text{afișat}}$  redusă cu 3dB față de cea reală!

8

## Alegerea benzii osciloscopului ( $f_0$ )



**Regulă:** se alege osciloscopul a.î.  $f_0 = 3..5 f_{max}$

consecință: pentru un semnal dreptunghiular intră 3..5 armonici

- axa x: raportul  $f_{max}/f_0$
- axa y: raportul amplitudine afișată / amplitudine reală

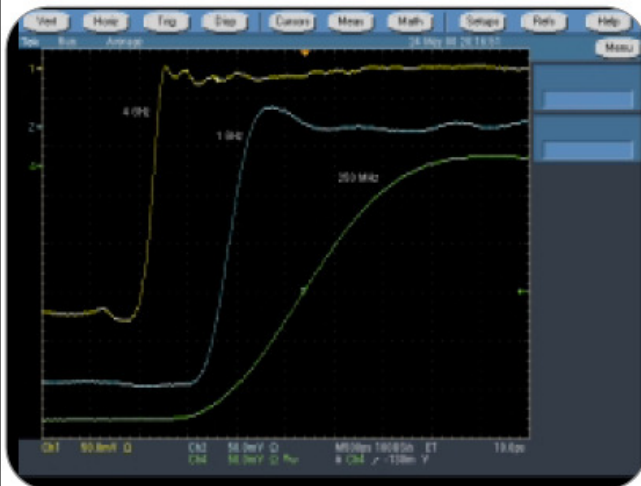
Exemple (calculați !):

- $f_{max\ semnal} = f_0 \rightarrow A_{afișat} = 70.7\% \text{ din } A_{real} \rightarrow \text{eroare de } 29.3\%$
- $f_{max\ semnal} = f_0 / 3 \rightarrow A_{afișat} \approx 95\% \text{ din } A_{real} \rightarrow \text{eroare de } 5\%$

Sursa: Tektronix

9

## Legătura bandă-timp de creștere



Același front afișat cu osciloscop cu banda de 4GHz (stg.), respectiv limitată la 1GHz (mijloc) și 250MHz (dr.)

sursa: Tektronix

Memento METc: legătura dintre banda la -3dB ( $f_0$ ) și timpul de creștere introdus de osciloscop ( $t_y$ )

$$t_y = 0.35/f_0$$

10

## Timpul de creștere vizualizat

OBS: combinarea timpilor de creștere (memento METc) :

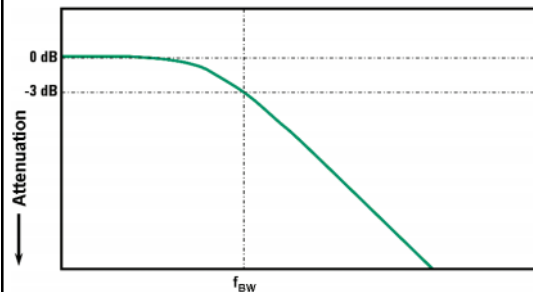
- $t_y$  : timpul introdus de osciloscop (canalul Y) =  $0.35/f_0$
- $t_s$  : timpul de creștere al semnalului (impulsului)
- rezultanta: timpul vizualizat  $t_v$

$$t_v = \sqrt{t_s^2 + t_y^2}$$

- **Aplicație tipică:** calculați timpul vizualizat, dându-se timpul semnalului original și banda osciloscopului

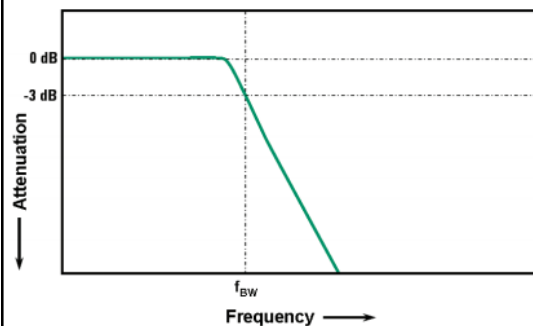
11

## Diferențe între osciloscopie d.p.d.v al $t_y$



Pînă acum:  
osciloscopie cu  $f_0 < 1\text{GHz}$ , răspuns  
*Gaussian*

$$t_y = 0.35/f_0$$



Mai recent:  
osciloscopie cu  $f_0 > 1\text{GHz}$ , răspuns  
*maximally flat*

$$t_y = 0.4/f_0$$

sursa: Keysight

12

## Alegerea benzii osciloscopului ( $f_0$ ) cu aplicație pentru vizualizarea semnalelor digitale

- Regula 1 (regula celor 5 armonici pt. semnalul dreptunghiular) pentru un semnal digital cu ceasul  $f_{CLK}$ ,

$$f_0 \geq 5f_{CLK}$$

- Regula 2 (Howard W. Johnson)
  - se pornește de la frontul semnalului digital  $t_f$ , nu de la  $f_{CLK}$
  - se calc. frecvența de inflexiune  $f_{knee}$  fct. de cum e definit  $t_f$ :
 
$$f_{knee} = 0.5/t_f \text{ 10-90\%} \quad \text{sau} \quad f_{knee} = 0.4/t_f \text{ 20-80\%}$$
  - se determină banda osciloscopului  $f_0 = f_{BW}$  în funcție de precizia dorită:

Required accuracy	Gaussian response	Maximally-flat response
20%	$f_{BW} = 1.0 \times f_{knee}$	$f_{BW} = 1.0 \times f_{knee}$
10%	$f_{BW} = 1.3 \times f_{knee}$	$f_{BW} = 1.2 \times f_{knee}$
3%	$f_{BW} = 1.9 \times f_{knee}$	$f_{BW} = 1.4 \times f_{knee}$

sursa: H. W. Johnson, "High-speed Digital Design – A Handbook of Black Magic", Prentice Hall, 1993

13

## Alegerea benzii osciloscopului

Standard	Data Rate	Rise Time (tr)	BW per (.35/tr)	BW for <3% Error
SDH	155Mb/s	2.0 ns	175 MHz	525 MHz
1394	100Mb/s	3.2 ns	109 MHz	328 MHz
1394	200Mb/s	2.2 ns	159 MHz	477 MHz
1394	400Mb/s	1.2 ns	292 MHz	875 MHz
DDR2	400MT/s	150 ps	2.3 GHz	7 GHz
DDR3	1333MT/s	75.0 ps	4.7 GHz	14 GHz
PCIe	2.5Gb/s	50.0 ps	7.0 GHz	21 GHz
PCIe	5.0Gb/s	30.0 ps	11.7 GHz	35 GHz
IBTA	2.5Gb/s	30.0 ps	11.7 GHz	35 GHz

Sursa: Tektronix MT/s = Mega Transferuri/s

Q: ce formulă folosește Tektronix mai sus ?

14

## Alegerea benzii osciloscopului

Q: ce formulă folosește Tektronix mai sus ?

A: nu este eroare de 3% ci 5%.

eroare de 5%  $\leftrightarrow A/A_0=0.95 \leftrightarrow 1/\sqrt{1+(f/f_t)^2}=0.95 \leftrightarrow f/f_t= 0.33$

deci ca în tabel,  $f_t=3f$  unde  $f$  e calculat din formula  $0.35/t_r$

Dacă se dorea eroare de 3%  $\leftrightarrow A/A_0=0.97 \leftrightarrow f/f_t= 0.25$

deci  $f_t= 4f$

15

## Alegerea benzii osciloscopului (cont'd)

standard	rata	tr 10-90% [ns]	BW=0.35/tr [MHz]	frecv. de sus osciloscop, răspuns gaussian [MHz]				
				BWx3 (er < 5%)	BWx4 (er < 3%)	BWx5 5 armonici	Johnson er < 3%	Johnson er < 20%
serial RS232	115.2kb/s	340	1.03	3	4	5	3	1
USB 1.0 Low Speed	1.5Mb/s	300	1.17	4	5	6	3	2
USB 1.0 Full Speed	12Mb/s	20	17.50	53	70	88	48	25
USB 2.0 Hi Speed	480Mb/s	0.5	700.00	2100	2800	3500	1900	1000
USB 3.0 Super Speed	5Gb/s	0.07	5,000.00	15000	20000	25000	13571	7143
SDH	155Mb/s	2	175.00	525	700	875	475	250
IEEE1394	100Mb/s	3.2	109.38	328	438	547	297	156
DDR2	400MT/s	0.15	2,333.33	7000	9333	11667	6333	3333
DDR3	1333MT/s	0.075	4,666.67	14000	18667	23333	12667	6667
PCIe	2.5Gb/s	0.05	7,000.00	21000	28000	35000	19000	10000

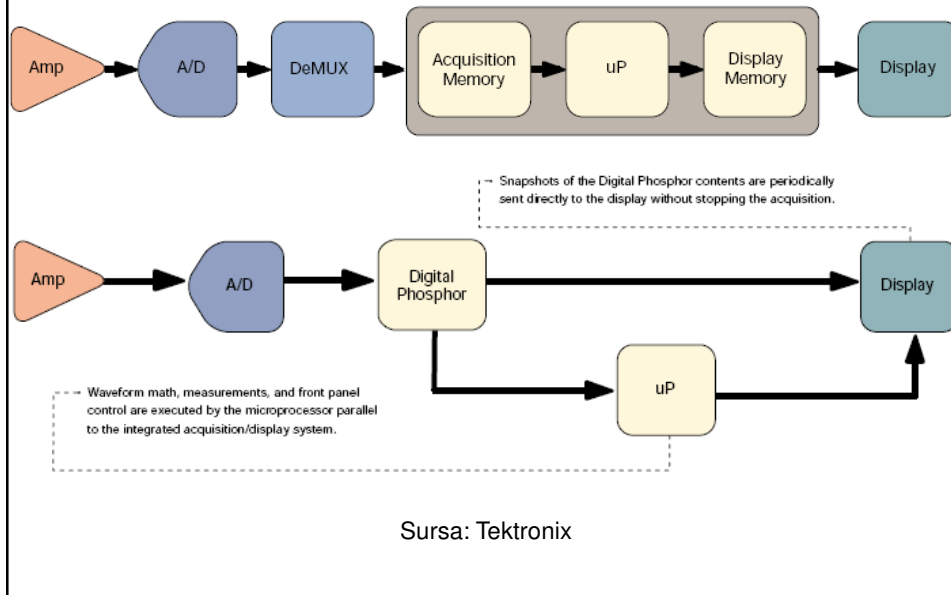
MT/s = Mega Transferuri/s

- Calculul frecvenței de sus a osciloscopului după formulele din variantele anterioare, pt. o eroare relative  $er < \dots$

16



## Arhitecturi: DSO / DPO; rata de achiziție



17

## DSO / DPO

Două caracteristici *specifice* DPO:

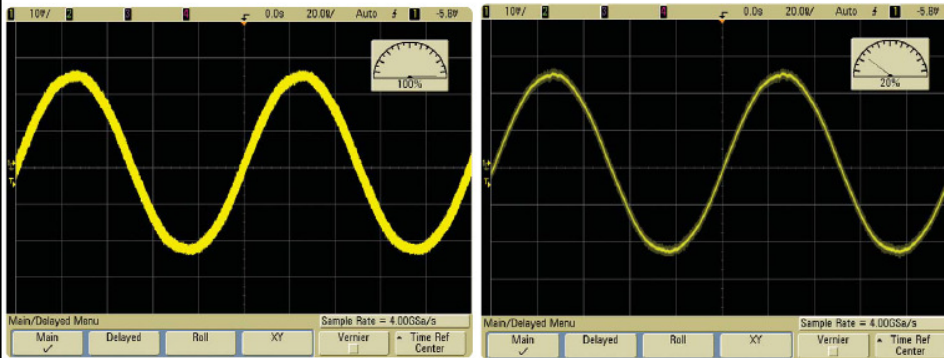
- 1) posib. de a afișa **diferit** (cu culori sau intensități diferite) evenimentele în funcție de **frecvența** lor – prin stocarea formelor de undă achiziționate într-o bază de date (*digital phosphor*) împreună cu frecvența lor de apariție → ecranul 2D devine 3D  
axa z = *frecvența de apariție*
- 2) rată de achiziție cât mai **mare**
- OBS:
  - rata de achiziție [wfm/s] ≠ frecvența de eșantionare [MSa/s] !
- modul *persistentă* de la DSO nu echivalează cu DPO!



18

## DSO/DPO

efect: *intensity grading* (fără culoare)



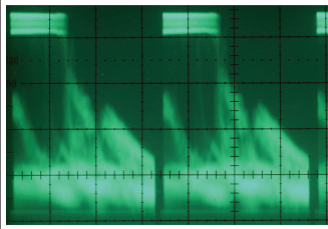
fără *Intensity Grading* (DSO)

cu *Intensity Grading* (DPO)

sursa: Keysight

19

## DPO: de ce P ? (*phosphor*)



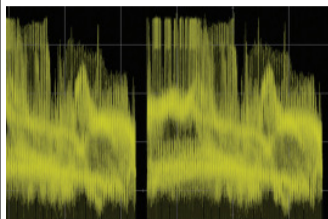
Fosforul din luminoforul osciloscopului analogic are implicit proprietatea de *intensity grading*

Imagine semnal video pe:

- osciloscop analogic



- DSO (fără *intensity grading*)



- DPO (cu *intensity grading*)

sursa: Keysight

20

## Rata de achiziție la DSO / DPO



Sursa: Tektronix

- Linia roșie – anomalie rară
- Parametru *specificat* în manual la orice osciloscop:  $f_s$  [GSa/s]
- Parametru *rar specificat* la DSO: rata de achiziție [wfm/s]
  - DSO: < sute wfm/s
  - DPO: mii – sute de mii wfm/s

rata de wfm/s mică  $\leftrightarrow$  timp echivalent de holdoff (impus) foarte mare.

21

## DSO / DPO

Exemple Tektronix:

TDS1001 (DSO entry-level): 180 wfm/s

TDS3000 (DPO entry-level): 3600 wfm/s

DPO7000 (DPO cu DPX® ): 250000 wfm/s

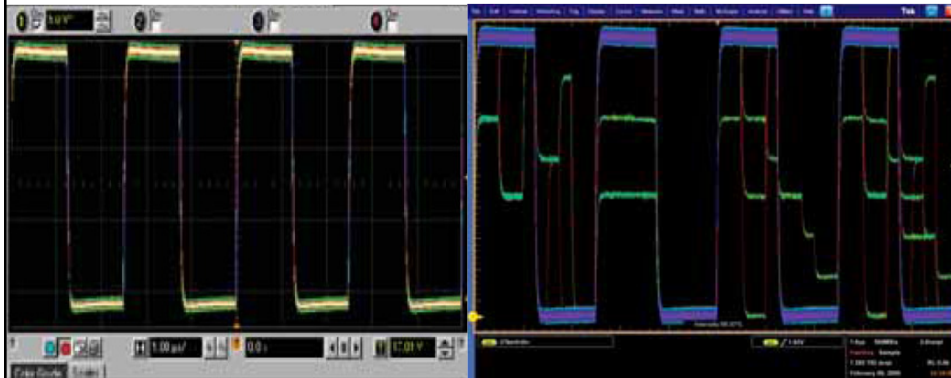
**Aplicație 1:** Un defect într-un bus serial se manifestă cu probabilitate de  $10^{-5}$ . Calculați timpul de așteptare pentru detectarea defectului folosind cele 3 osciloscop.

**Aplicație 2:** Calculați ce fracțiune (procentaj) din semnal este achiziționată de osciloscopul 1 și 3, considerând că o formă de undă are  $N_s = 2500$  puncte,  $f_s = 1$  GSa/s.

22

## DSO / DPO

efect: vizualizarea evenimentelor (anomaliilor) rare



DSO

DPO

- Același semnal în stînga și în dreapta !
- Culoarea diferită în dreapta arată ce evenimente (fronturi suplimentare, paliere de nivel incorrect) apar mai rar.

Sursa: Tektronix

23

## DSO / DPO

Q. În ce situații DPO nu e cu nimic mai util decît DSO ?

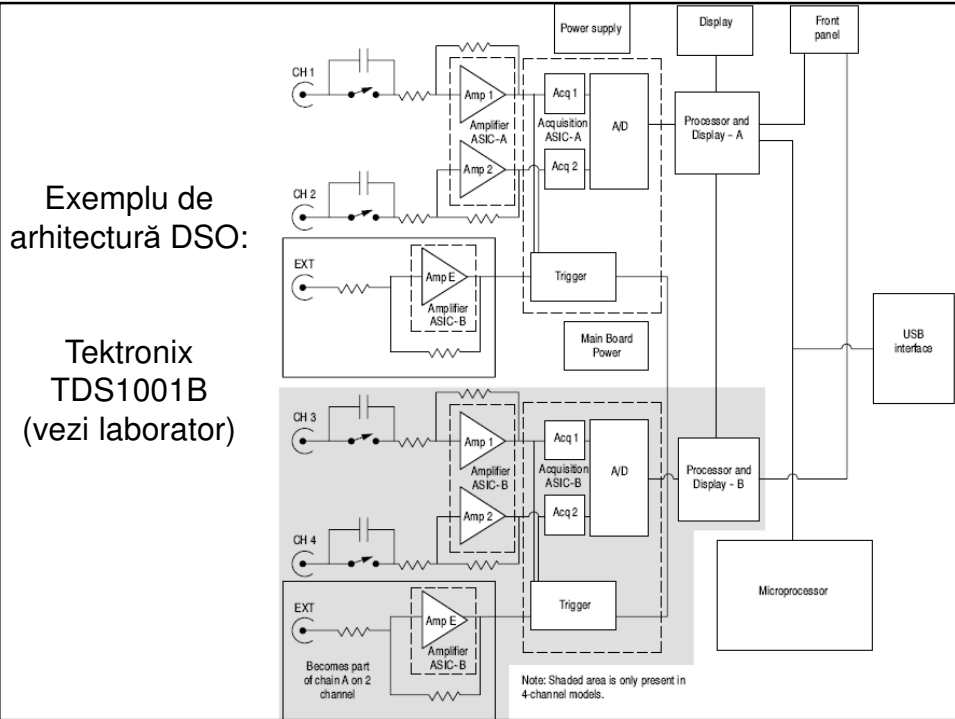
A: 1) f.u. periodice (sinusoidale, etc) care prin natura lor nu prezintă "anomalii", sau acestea sînt irelevante

2) achiziție în modul *single-sweep*

### Concluzii:

- DPO util în special pentru *troubleshooting* pe sisteme digitale de viteză mare sau pentru semnale analogice complexe (ex. semnale modulate, semnale video)
- nu se justifică mereu prețul de cost (ridicat) al DPO

24



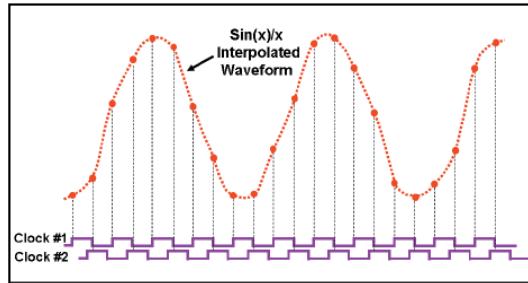
25

## Factori limitativi ai $f_s$ la DSO/DPO

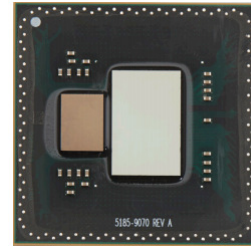
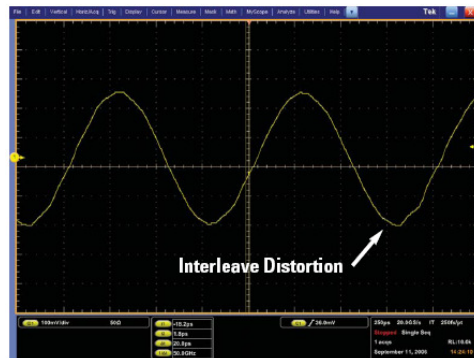
- Viteza și dimensiunea memoriei de achiziție
- CAN de tip flash pipeline: viteza și erorile de eșantionare

26

## Erori de eșantionare cu CAN Flash pipeline



$\Delta t$  între CK1 și CK2  
nu este *exact*  $T/2$



ADC 40GSa/s, 10 bit

sursa: Keysight

27

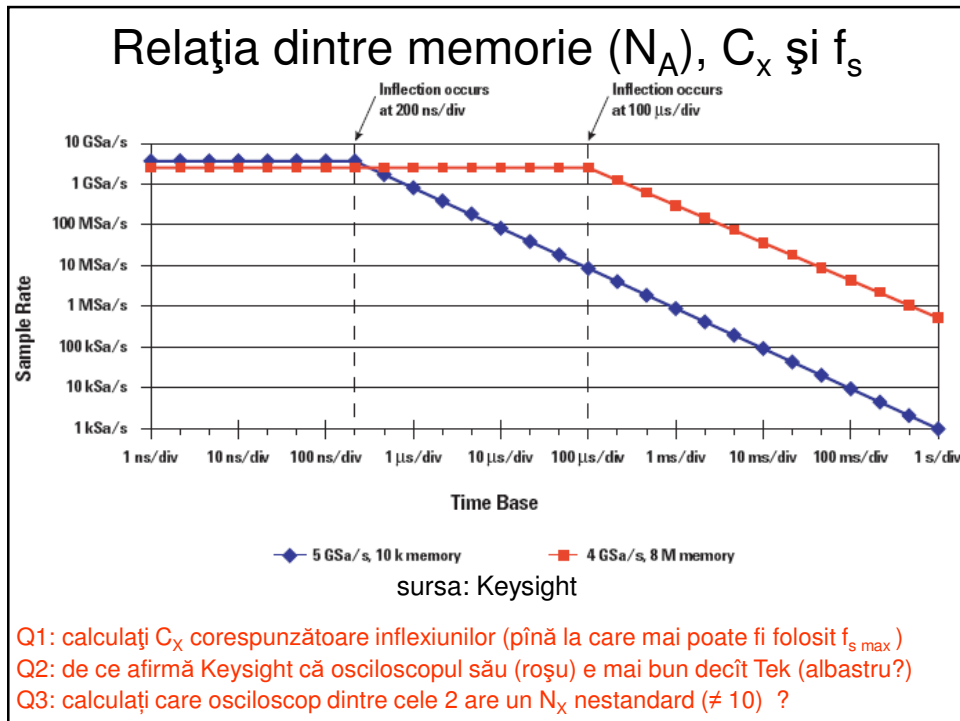
## Relația dintre memorie ( $N_A$ ), $C_X$ și $f_s$

$T_{\text{ecran}}$  scris în 2 moduri:

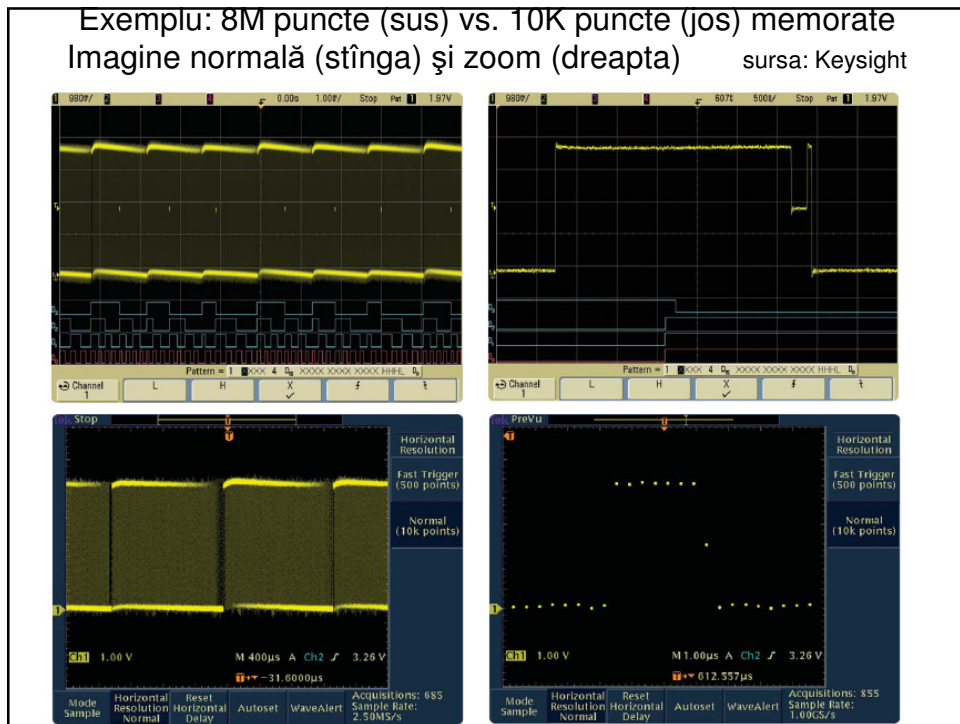
$$N_X C_X = N_S T_S$$

- Ecuație: 3 date, 1 necunoscută
- Dintre cele 3,  $N_X = ct$ ,  $C_X$  ales de utilizator
- Situația 1:  $C_X$  necunoscut;  $C_X \min \leftrightarrow T_S \min$   
Q1: ce se întâmplă când alegem  $C_X < C_X \min$  ?
- Situația 2:  $N_S$  necunoscut;  
Q2: ce se întâmplă dacă obținem  $N_S > \text{dimensiunea memoriei } N_A$  ?
- Concluzie:  $f_s \max$  uneori e prea mic, alteori e inutilizabil !
- OBS:  $N_S$  puncte pot fi pentru *afișare* sau *memorare*
- Ex: TDS1001 (laborator): 250 pct pe ecran, 2500 în memorie
- Trebuie precizat clar în ipoteză cine este  $N_S$  !

28



29



30

## Relația dintre memorie ( $N_A$ ), $C_x$ și $f_s$

- Ecranele precedente: posibilitatea de zoom pe detalii:
  - dorim  $T_S$  cât mai mic pt. a vedea detalii  $< T_S$
  - reglăm  $C_x$  la valori cât mai mici
- Q: cât ar trebui să fie  $N_S$  pt. a putea vizualiza evenimente de 100ns la  $C_x \leq 5\text{ms/div}$ ? (Exemplu TDS1001)
  - Evident aceste detalii nu se văd pe imaginea la  $C_x$  inițial (dat) ci când facem zoom pe imaginea achiziționată.
  - Zoom  $\leftrightarrow$  achiziția oprită (Butonul Run/Stop=Stop) după care micșorăm  $C_x$  pe acea imagine.
- A: alegem  $T_S=100\text{ns}$
- $N_S=N_x C_x/T_S=0.5 \cdot 10^6=0.5$  Mpuncte
- practic, TDS1001 are doar 2500 puncte deci inutilizabil.
- Obs: am luat  $T_S=T_{\text{eveniment}}$ ; obicei  $T_S=T_{\text{ev.}}/2$  (Nyquist) sau chiar  $T_{\text{ev.}}/10$  (cu cât mai mic cu atât se văd mai multe detalii ale ev.)

31

## Interpolarea

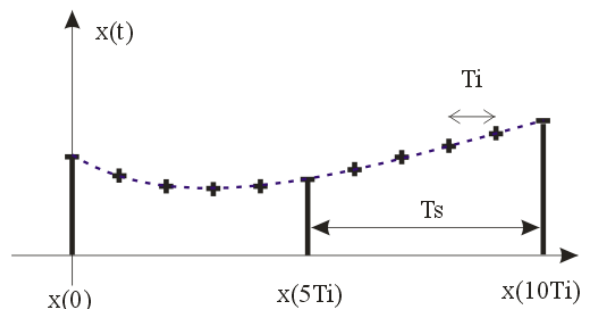
- Necesară când  $N_S < N_{S \text{ min}}$  ( $C_x < C_{x \text{ min}}$  sau dorim zoom)
- avem de N ori mai puține puncte:  $N_S = N_{S \text{ min}}/N$
- interpolare liniară: efect inestetic
- interpolare  $\sin(x)/x$ :

**dispunem** de punctele  $x(nT_S) = x(nNT_i)$

$T_S = T$  interp. disponibilă,  $T_i = T$  interp. necesară,  $T_i < T_S$

$T_i = T_S/N$

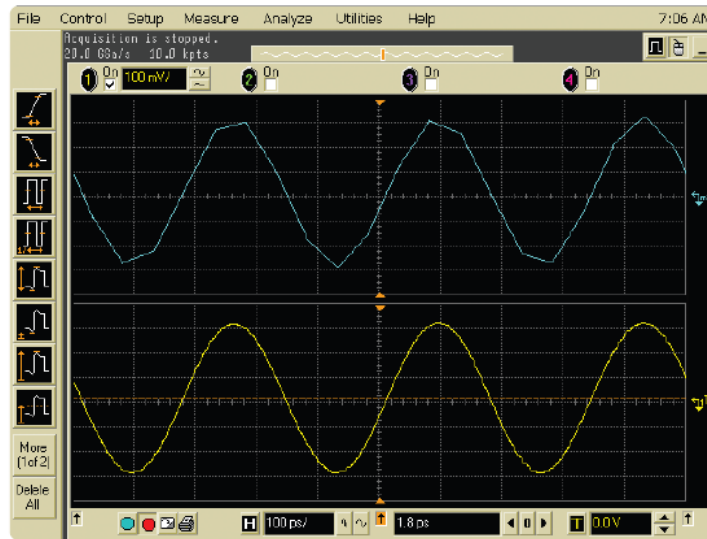
**dorim** punctele  $x(kT_i)$



32



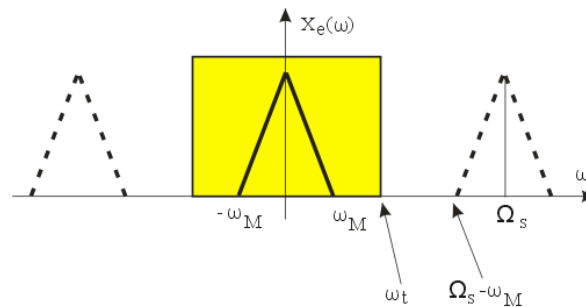
## Interpolare liniară vs. sin(x)/x



sursa: Keysight

33

## Interpolarea sin(x)/x



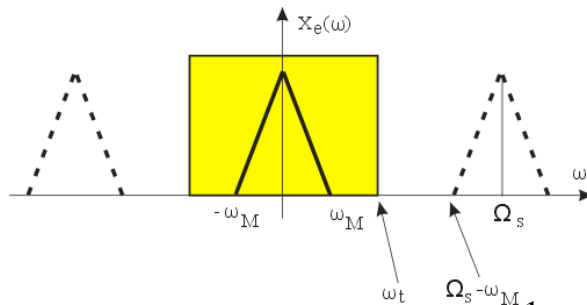
- $X(\omega)$  este spectrul semnalului  $x(t)$  continuu (transf. Fourier)
- prin **esantionare** cu perioada  $T_S$ :  $X(\omega) \leftrightarrow X_e(\omega)$

$$X_e(\omega) = \frac{1}{T_S} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(\omega - n\Omega_S) \quad \Omega_S = 2\pi / T_S$$

- separarea  $X(\omega)$ : FTJ cu frecvența de tăiere  $f_t$   $\omega_t = 2\pi f_t$
- cond. Nyquist: **bandă limitată**

34

## Interpolarea $\sin(x)/x$ (cont'd)



Interpolarea  $\sin(x)/x$  se mai numește **interpolare de bandă limitată** (efectul filtrării FTJ)

- prin filtrare FTJ rămîne:  $X_e(\omega) = \frac{1}{T_s} X(\omega) \quad \text{pt } \omega \in \left(-\frac{\Omega_s}{2}, \frac{\Omega_s}{2}\right)$
- trecerea înapoi în timp:

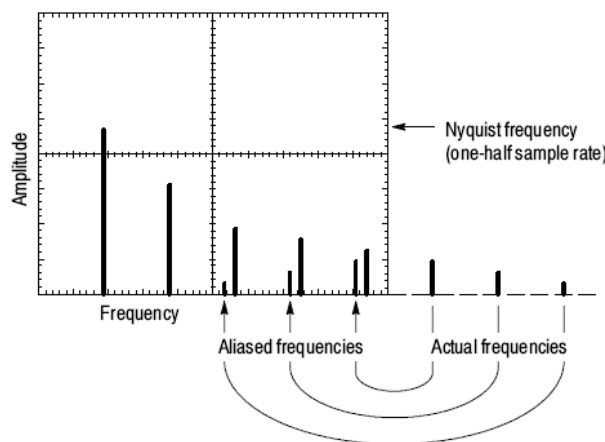
$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT_s) \text{ sinc } \omega_t(t - nT_s) \quad \omega_t = \Omega_s / 2$$

- reconstruirea eşantioanelor lipsă la momentele  $t=kT_i$ :

$$x(kT_i) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nNT_i) \text{ sinc } \omega_t(kT_i - nNT_i) \quad T_s = NT_i$$

35

## Efectul alierii în modul de afișare FFT

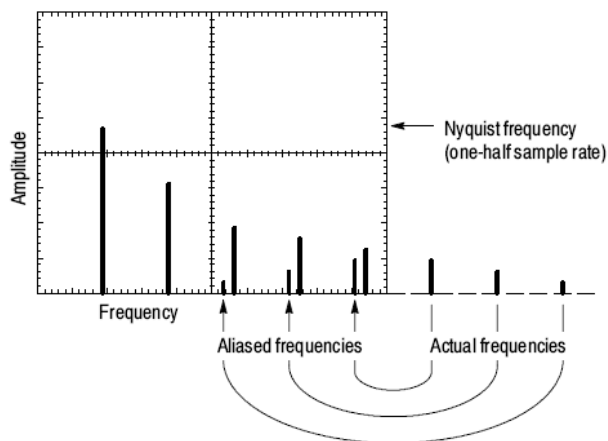


Sursa: Tektronix

Pt.  $f_s/2 < f < f_s$ ,  $f_a = f_s - f$  deci frecvențele aliate apar *mai mici*

36

## Efectul alierii în modul de afișare FFT



Alierea apare și la frecv. mici!

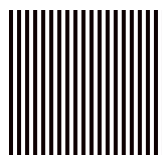
Q: laborator, TDS1001,  $N_S=2500p$ ,  $C_X=10ms/div$ ,  $f_{max}$  fără aliere?

A:  $f_S = N_S/N_X C_X = 25 \text{ KSa/s} \rightarrow f_{max} = f_{Nyquist} = 12.5 \text{ KHz} !$

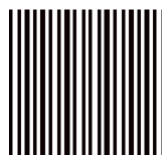
de aceea vedeți în mod uzual frecvențe aliate în modul FFT!


37

## Alierea – în domeniul imaginilor



20 linii albe, 20 linii negre, de câte 5 pixeli  
= 200 pixeli necesari



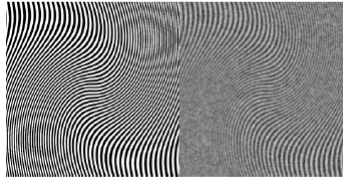
aliere: dacă nu avem 200 pixeli, prin  
reducerea nr. de pixeli (echiv. cu  
reducerea  $f_s$ ) liniile devin de grosimi  
diferite. Imaginea este un *alias* al  
imaginii originale - arată "altfel", nu e  
doar o imagine redusă ca dimensiuni,  
prin reducerea nr. de pixeli, ca aici: 

Sursa: Nikon

38

## Alierea (cont'd)

În cazul imaginilor, efectul din stînga s.n. Moiré:



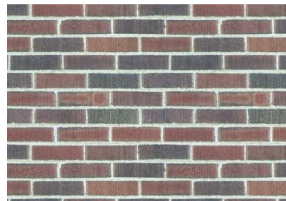
Cauza: frecvențele mari generate de alternanța liniilor albe și negre.

Soluția: reducerea frecvențelor înalte prin “*edge smoothing*”= nuanțe de gri la tranziția între alb și negru (vezi imaginea din dreapta și detaliul mai jos)



39

## Alierea (cont'd)



Detaliu din imaginea originală de 2048x1024. S-a ales o imagine care să conțină un *model care se repetă*



Imaginea originală redusă de 12 ori luînd fiecare al 12-lea pixel. Aliere → efect Moiré

sursa: Rick Matthews, Aliasing and Moiré patterns

40

## Alierea (cont'd)



Efect Moiré într-o cameră digitală fără filtru antialiere (dreapta)

sursa: Rick Matthews, Aliasing and Moiré patterns

41

## Alierea (cont'd)

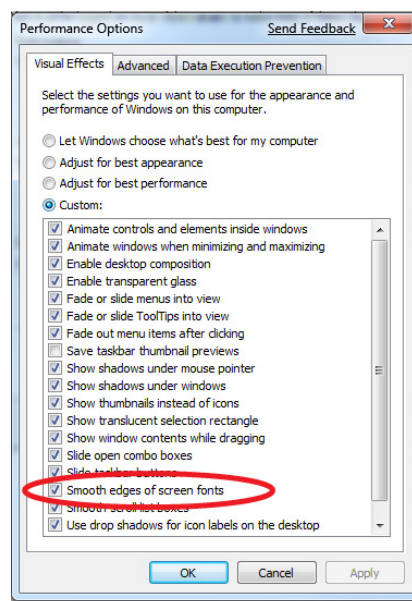
Fonturi anti-aliere: începînd cu  
*Windows 95 with Plus! pack*

- frecvențele înalte: tranziții între alb și negru (stînga)
- "filtrare" prin introducerea de nivele de gri (dreapta)

sursa: [www.microsoft.com](http://www.microsoft.com)

to perform  
handiwork  
typography  
Exercises,

to perform  
handiwork  
typography  
Exercises,



42

## Alierea – efect de “roți de căruță”

0 1 2 3 4 5 6 7 0 1 2 3 4 5 6 7

0 2 4 6 0

T=8, Ts=2 (0, 2 mod 8, 4 mod 8, 6 mod 8...)

$T_s < T/2$

0 4 0 4

T=8, Ts=4 (0, 4 mod 8, 8 mod 8, 12 mod 8...)

$T_s < T/2$

0 7 6 5 4

T=8, Ts=7 (0, 7 mod 8, 14 mod 8, 21 mod 8, ...)

$T_s > T/2$

0 0 0 0

T=8, Ts=8 (0, 8 mod 8, 16 mod 8...)

$T_s > T/2$

Nyquist:  $f_s > 2f \leftrightarrow T_s < T/2$

în cazurile cu aliere ( $T_s > T/2$ ) roțile se învîrt invers sau stau pe loc!

Q: explicați apariția efectului în cinematografie/televiziune! Cine e  $T_s$  ?

43

## Alierea la osciloscop

- Exemplu:

$f_s = 1\text{GSa/s}$ ,  $f_{-3\text{dB}} = 500\text{MHz}$

Q: Se respectă cond. Nyquist?

A: nu integral !

Justificare:

- $f_s = 1\text{GSa/s} \rightarrow f_{\text{Ny}} = 500\text{MHz}$
- dar caracteristica FTJ nu este infinit abruptă !
- o parte din semnalul de  $f > f_N$  trece  $\rightarrow$  aliere
- se văd mai multe fronturi, coresp. frecvențe diferite (f. aliate sînt mai mici)

Sursa: Keysight

44

## Evitarea alierii la osciloscop de f. mică

- La osciloscop de frecvențe mai mici,  $f_{-3dB} \ll f_s$
- în general,  $f_{-3dB}$  mic = dezavantaj
- caz particular: avantaj pt. reducerea alierii !
- Exemplu: TDS1001,  $f_{-3dB} = 40\text{MHz}$ ,  $f_{s\text{max}} = 1\text{GSA/s}$

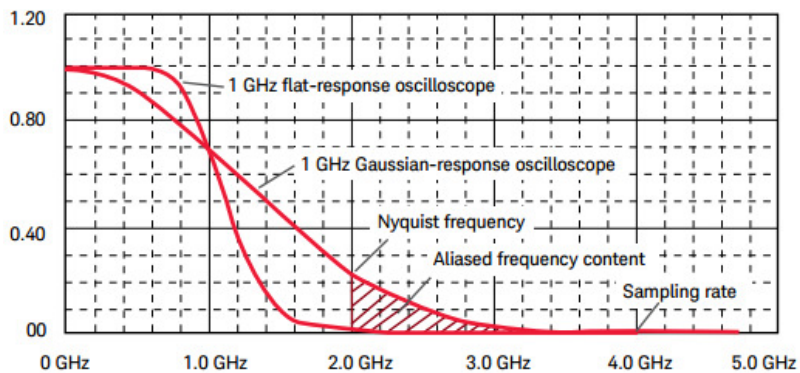
Q: calculați sub ce valoare  $C_x$  etajul de intrare are efectul unui filtru antialiere!

Indicație:  $f_{-3dB} = 40\text{MHz} = f_{\text{Nyquist}} \rightarrow f_s/2 = 40\text{MHz} \rightarrow f_s = 80\text{MHz} \rightarrow$  se determină  $C_{x\text{max}}$

A:  $C_{x\text{max}} \leq 2.5\text{us/div}$  (calibrat)

45

## Diferențe între osciloscop de tip d.p.d.v al $t_y$



sursa: Keysight

Obs. comparăm osciloscop de tip *Gaussian* și *flat-response* în evitarea alierii

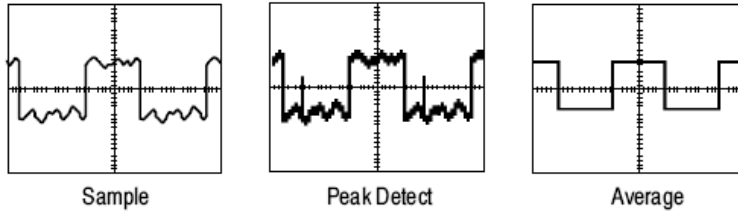
Exemplu:  $f_s = 4\text{GSA/s}$ ,  $f_{\text{Ny}} = 2\text{GHz}$ ,  $f_0 = 1\text{GHz}$

Q: care osciloscop este preferabil?

46

## Moduri de afișare

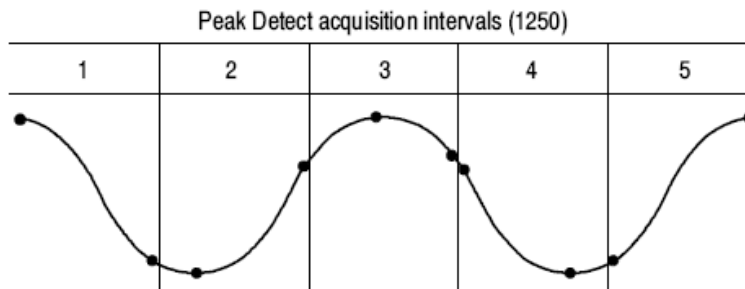
- Normal (*sample*)
- Anvelopă (*peak detect*)
- Cu Mediere (*average*)



Sursa: Tektronix

47

## Anvelopă (*Peak Detect*)



- Sample points displayed

Peak Detect mode displays the highest and lowest acquired voltage in each interval.

Sursa: Tektronix

- $f_s \rightarrow f_s \text{ max}$
- Extragere valori min, max (1250+1250=2500 pct)

48

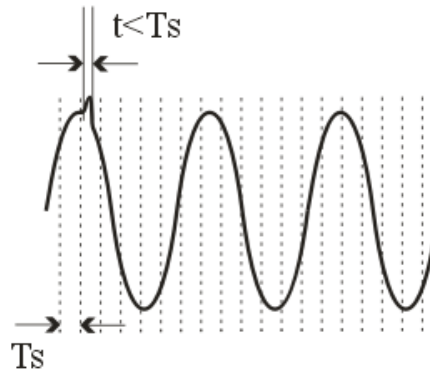


## Utilizări ale modului anvelopă (*Peak Detect*)

- Evidențierea / măsurarea zgomotului:



- Detectarea evenimentelor tranzitorii de durată foarte scurtă



- Detectarea alierii

49

## Folosirea modului *Peak Detect* pentru detectarea alierii

**Aplicație:** TeK TDS1001:  $N_s=2500$ pct,  $f_{s \text{ Max}}=1$ GSa/s

$C_x=10\mu\text{s}/\text{div} \Rightarrow f_s=25$ MSa/s

$F_{\text{Nyquist}}=12.5$ MHz

Fie semnalul cu  $f=24.95$ MHz

alierie  $\Rightarrow f_a=0.05$ MHz,  $T_a=20\mu\text{s}$

$T_{\text{ecran}}=10\text{div}\cdot 10\mu\text{s}/\text{div}=100\mu\text{s}$

$T_{\text{ecran}}/T_a=5$  perioade (1)

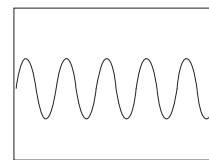
- Peak detect* așteptat: (2)

- Peak detect* obținut:

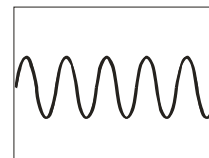
$f_s=1$ GSa/s  $\Rightarrow f \ll f_s/2$

$T=1/24.95$ MHz = 0.04  $\mu\text{s}$

$T_{\text{ecran}}/T=2500$  perioade (3), foarte diferit de (2)



(1)



(2)



(3)

50

## Concluzie aliere

- Alierea poate apare cînd  $C_x$  crește  $\leftrightarrow T_S$  crește ( $f_s$  scade) în condițiile în care  $N_S$  nu e suficient de mare
- Vezi slide cu “Relația dintre memorie ( $N_A$ ),  $C_x$  și  $f_s$ ”, graficul cu punctul de inflexiune pt. osc. cu 5GSa/s, 10 kpunkte  
**Q: calculați cît ar trebui să fie  $N_S$  la acest osciloscop pentru ca  $f_s$  să nu scadă sub 100MSa/s la  $C_x = 1 \text{ ms/div}$**
- La osc. cu  $N_S$  reglabil  $\leftrightarrow$  alegem  $N_S$  mare pt evitarea alierii  
**Q: dezavantaj d.p.d.v. al wfm/s ?**
- Detectarea alierii:
  - folosirea Peak Detect
  - $f$  măsurat pe ecran  $\neq f_{\text{trigger}}$
  - consecință: imagine instabilă indiferent de trigger
  - rotind  $C_x$  o dată la stînga/dreapta, imaginea se comprimă/dilată mai mult de 2..2.5 ori (vezi calcul  $f_{\text{aliere}}$ )

51

## Medierea (*Averaging*)

- mediere pe M cicluri de achiziție (M seturi de eșantioane)
- semnalul nu se modifică
- puterea zgomotului se reduce de M ori (vezi capitolul CAN):

$$\sigma_{n \text{ out}}^2 = \sigma_{n \text{ in}}^2 / M$$

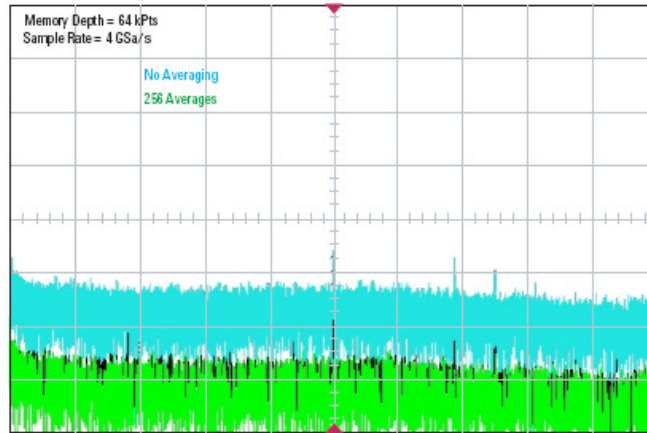
- $\text{RSZ} = U^2 / \sigma_n^2$

→ RSZ crește de M ori:

$$\text{RSZ}_{\text{out}} = M \cdot \text{RSZ}_{\text{in}}$$

52

## Reducerea zgomotului în modul “Mediere”



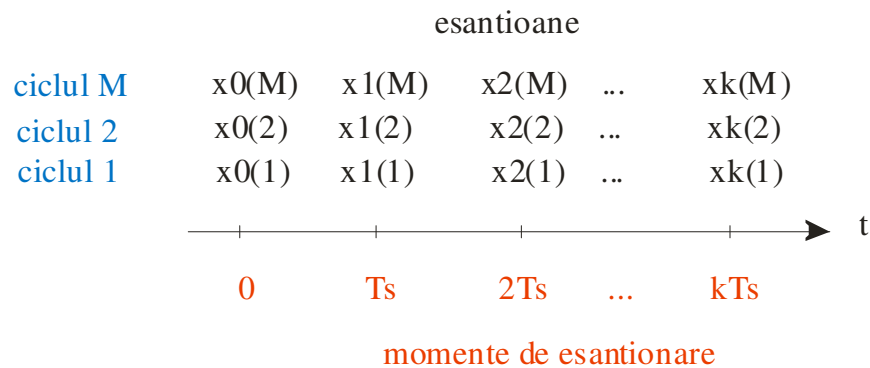
Imagine pt.  $C_y = 20\text{dB/div}$  Sursa: Keysight

Mediere pe  $M=256$  eșantioane: Zgomotul este redus cu  $3\text{dB} \cdot \log_2(M) = 24\text{dB}$

Q: calculați  $P_{\text{zg,out}}$  în funcție de  $P_{\text{zg,in}}$  și  $M$

53

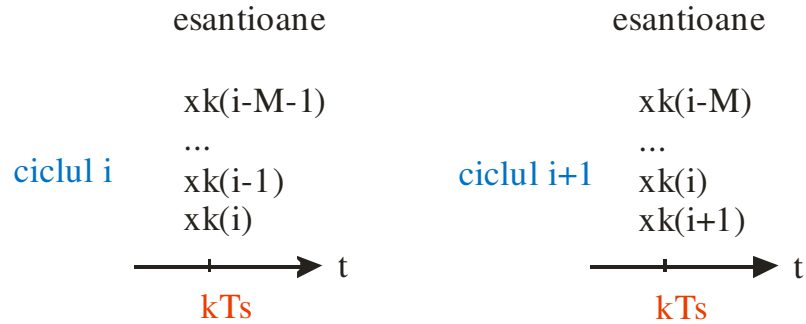
## Medierea în ferestre fixe pe $M$ cicluri de achiziție



54

## Medierea în ferestre glisante pe eşantioanele din ultimele M cicluri de achiziție (*engl. Moving Average sau Rolling Average*)

Pt *fiecare* eşantion (momentul de eşantionare  $kT_s$ ,  $K=1 \dots N_{Smax}$ ):



Exemplu  $M=4$ :

ciclul 4: se face medierea pe ciclurile 1-4

ciclul 5: se face medierea pe ciclurile 2-5

55

## Medierea continuă (*Running Average*)

La fiecare moment  $T_k$  dintr-un ciclu de achiziție se calculează noua medie pe baza:

- eşantionului curent  $x_k$  (ciclul  $i$ )
- mediei  $m_k$  din ciclul precedent (ciclul  $i-1$ )

$$m_k(i) = \underbrace{\frac{M-1}{M}}_{\text{ponderea mediei precedente}} m_k(i-1) + \underbrace{\frac{1}{M}}_{\text{ponderea eşantionului curent}} x_k(i)$$

**Q. Avantaje/dezavantaje în cele 3 tipuri de mediere?**

- legate de memoria consumată
- legate de timpul de afişare

56

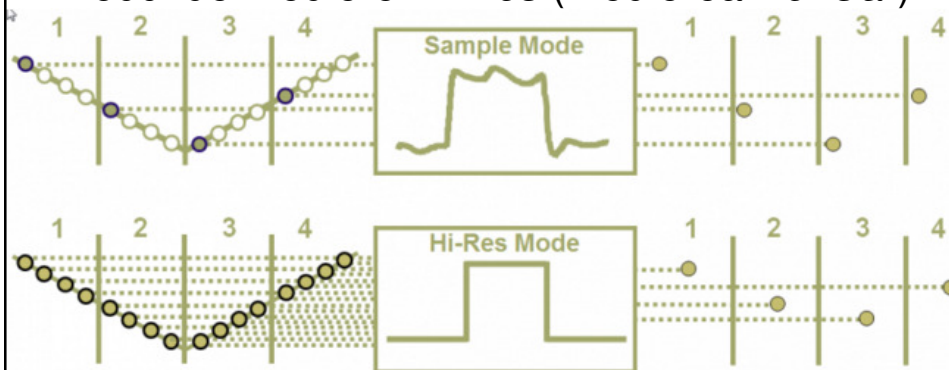
## Medierea - concluzii

Q. Avantaje/dezavantaje în cele 3 tipuri de mediere?

- legate de memoria consumată
- legate de timpul de afișare

57

### Modul de mediere *Hi-Res* (medierea *BoxCar*)

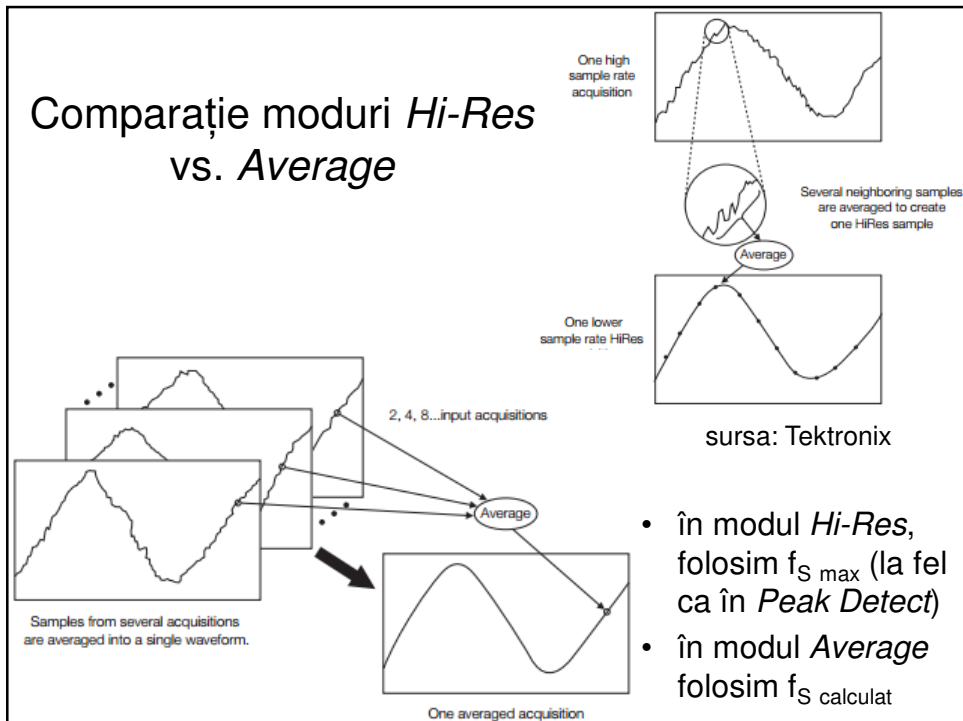


sursa: Tektronix

- $f_s = N_s / N_x C_x$ ; exemplu:  $C_x$ ,  $N_s$  dat  $\rightarrow$  calculăm  $f_s = f_{s \max} / 4$
- echiv: osc. folosește  $f_s = f_{s \max}$  **dar** se "aruncă" 3 eșantioane din 4
- *Hi-Res*: osc. folosește  $f_s = f_{s \max}$  și mediază cele 4 eșantioane
- în final: în fiecare interval se memorează 1 medie a celor 4
- echivalent, în termeni de zgomot, 2 biți suplimentari (8b  $\rightarrow$  10b)

58

## Comparație moduri *Hi-Res* vs. *Average*



59

## Avantaje/dezavantaje *Average* vs. *Hi-Res*

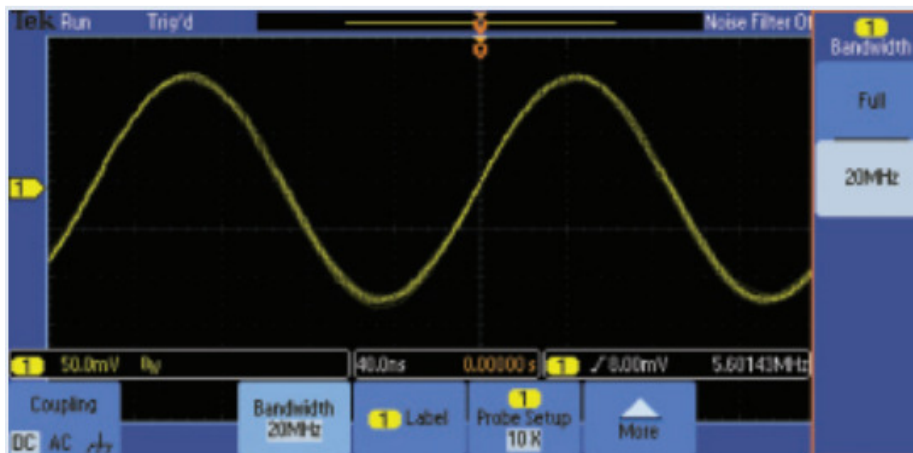
- *Average*:
  - necesită semnal periodic (Q: cum arată un semnal neperiodic mediat?)
  - durează mai multe cicluri de achiziție, încetinește viteza de răspuns
  - nu are efect asupra alierii (nu reduce riscul)
  - elimină și *glitch*-urile neperiodice, nu doar zgomotul (deci nefavorabil pt. troubleshooting)
  - disponibil la orice valoare  $C_x$
- *Hi-Res* (mediere *BoxCar*):
  - merge și pe semnal neperiodic sau în modul *single-shot*
  - durează doar un timp  $T_S$  ( $= nT_{S \min}$ ; de ex  $4 T_{S \min}$  în ex. precedent)
  - reduce riscul alierii datorită folosirii  $f_s$  mai mare
  - nu elimină *glitch*-urile
  - nu e disponibil la  $C_x$  mici la care oricum se folosește  $f_s \max$

Ambele sînt forme de mediere care au efect de FTJ → elimină zgomotul, dar și componente de înaltă frecvență a semnalului

60

## Alternativă la medierea numerică ?

- Medierea prin calcul: efect de FTJ digital
- Varianta analogică: FTJ la intrare (selectabil)



sursa: Tektronix

61

## Rezoluția verticală, $C_{y \min}$ și ENOB

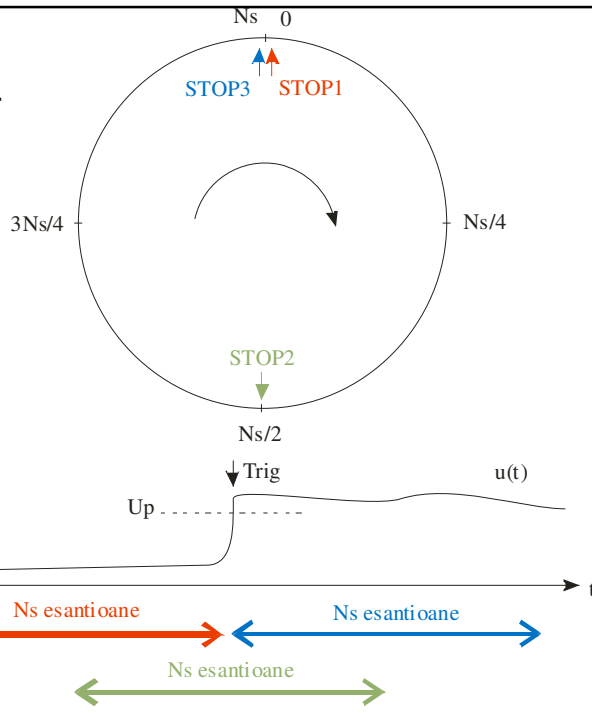
- Uzual: ADC flash cu  $n=8-12$  biți pe verticală; **Exemplu:**
  - $n=8b$ :  $Ampl = 800mV_{pp}$ ,  $\Delta V = 3.125mV$
  - $n=10b$ :  $Ampl = 800mV_{pp}$ ,  $\Delta V = 0.78mV$
- $C_{y \min}$  uzual =  $5..10mV/div$  (rar  $<2 mV/div$ )  
La  $C_y < C_{y \min}$ , zoom este software
- $ENOB < n$  ! la  $f$  mari ENOB scade sub 8b, deci mai puțin util  
exemplu: Keysight DSO/MSO seria S: **10-12b**, **ENOB=6..8b !**

DSO/MSO models	S-054A	S-104A	S-204A	S-254A	S-404A	S-604A	S-804A
Vertical - scope channels							
Input channels	DSO models - 4 analog MSO models - 4 analog + 16 digital						
Analog bandwidth (-3 dB)	50 $\Omega^1$	500 MHz	1 GHz	2 GHz	2.5 GHz	4 GHz	6 GHz <sup>6</sup>
	1 M $\Omega$	500 MHz	500 MHz	500 MHz	500 MHz	500 MHz	500 MHz
Vertical resolution <sup>2,3</sup>	10 bits, up to 12 bits with high-resolution mode						
Typical rise time/fall time 10 to 90% <sup>4</sup>	860 ps	430 ps	215 ps	172 ps	107.5 ps	71.7 ps	53.8 ps
Typical rise time/fall time 20 to 80% <sup>5</sup>	620 ps	310 ps	155 ps	124 ps	77.5 ps	51.7 ps	33.8 ps
ENOB (typical)	8.1	7.8	7.5	7.4	7.2	6.8	6.4

62

## Moduri de lucru pre-trigger / post-trigger

- Exemplu în modul *single shot*
- Cerc: memoria (buffer circular) de achiziție
- Diferența: alegerea momentului de STOP achiziție relativ la momentul de trigger (în toate cazurile se achiz.  $N_s$  eșant.)



63

## Moduri de lucru pre-trigger / post-trigger



- Timp *pre-trigger* = timp “negativ”
- Timp *post-trigger* = timp “pozitiv”
- Timp *pre-trigger* max = timp *post-trigger* max = depinde de  $N_s$  și  $T_s$
- Q: cât este timpul *pre-trigger* max la osc. analogic ?

64