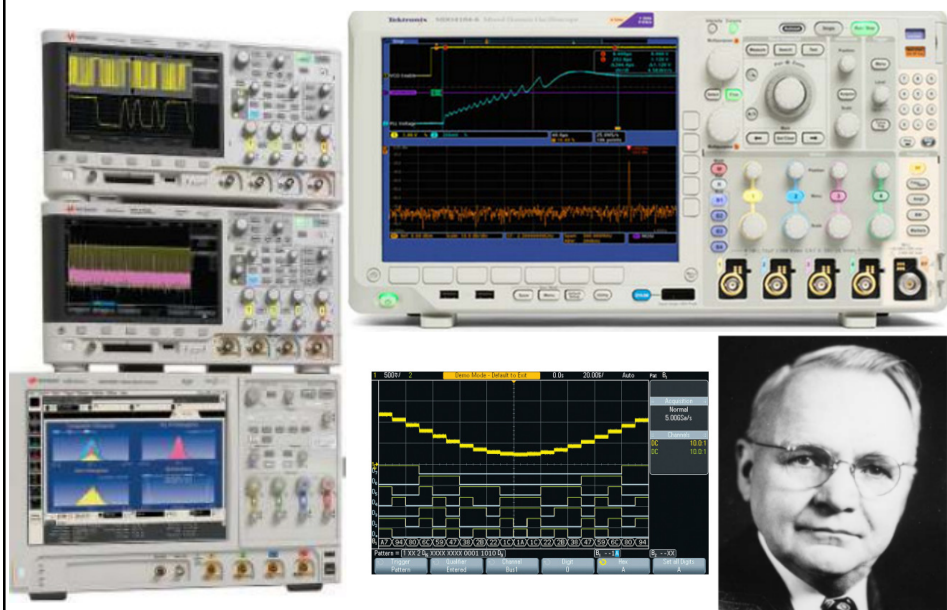


Osciloscopul cu eșantionare



Harry Nyquist, 1889-1976

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

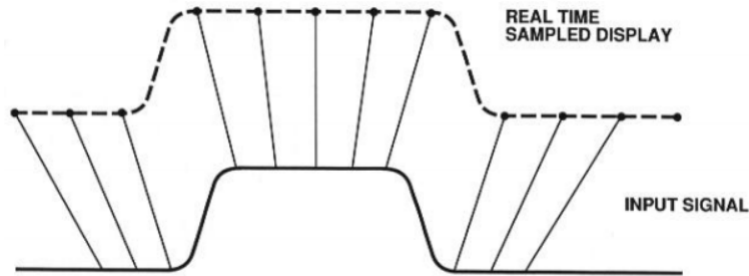
2

1

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

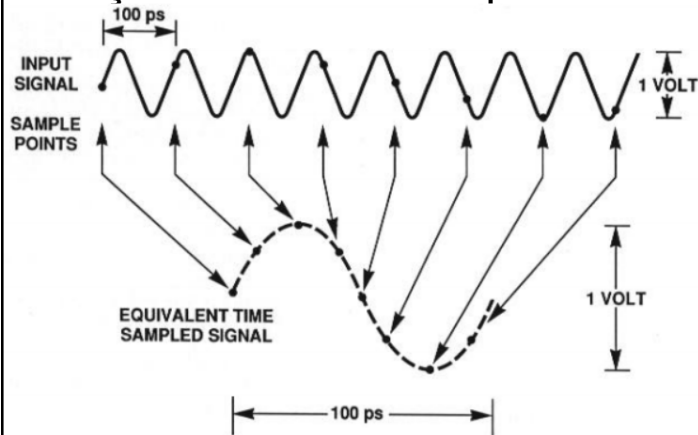
Exemplu de eșantionare în timp real

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)



sursa: Tektronix

- Identificați pe figură T_x , T_s , N_s !

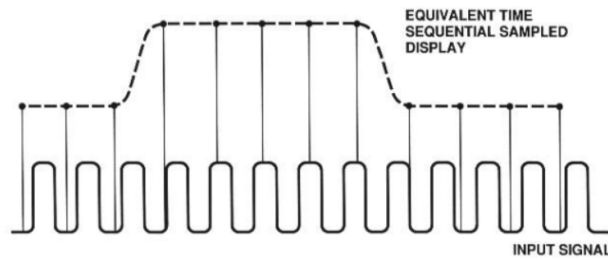
- timpul echivalent (dilatat):

$$t_D = N_s T_s \rightarrow t_D \gg T_s$$

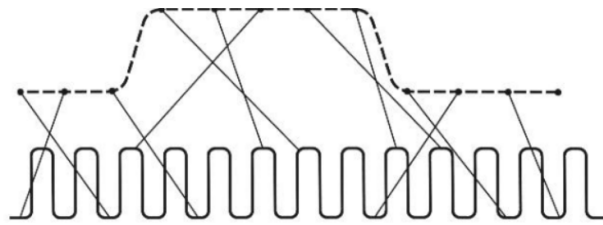
- ETS se poate folosi ca *front-end* și la osciloscopie analogice și în general are efectul de a mări de N_s ori banda
- Aplicație: calculați N_s pentru a vizualiza semnale dreptunghiulare de $f_x = 1\text{GHz}$ folosind un osciloscop cu $f_0 = 100\text{MHz}$. Justificați alegerea.

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 osciloscoapelor numerice

- $f_0 = f_{\text{sus}} = f_{-3\text{dB}}$ (idem osc. analogic) [zeci MHz... zeci GHz]
- f_s (f. eşantionare) [sute MSa/s... zeci GSa/s]
- N_s / N_A (nr. eş. 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

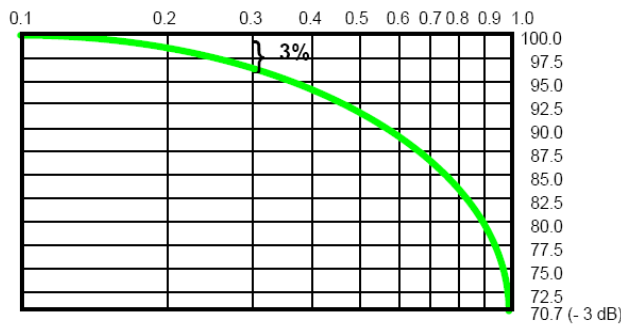
$$|A(j\omega)| = \frac{A_0}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}}$$

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

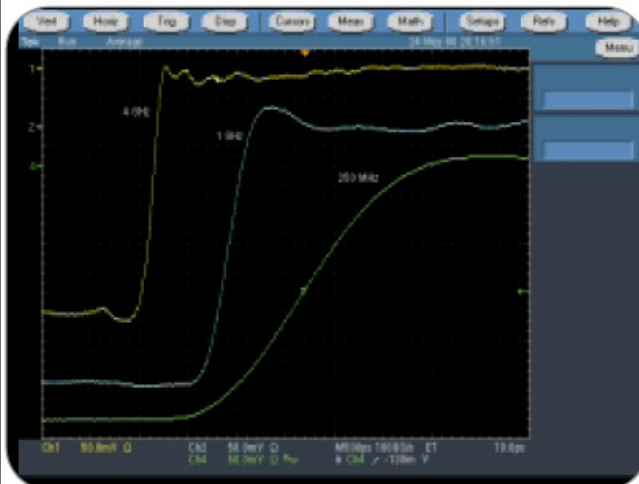
Exemple (calculați !):

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

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) :

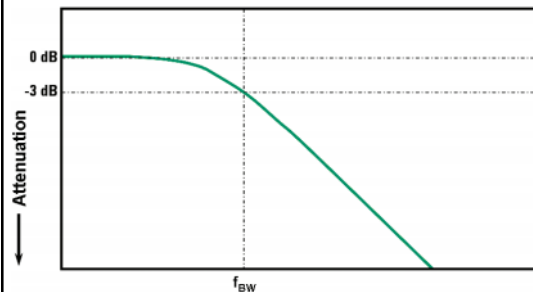
- t_y : timpul introdus de osciloscop (canalul Y) = $0.35/f_0$
- t_s : timpul de creștere al semnalului (impulsului)
- rezultanta: timpul vizualizat t_v

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

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

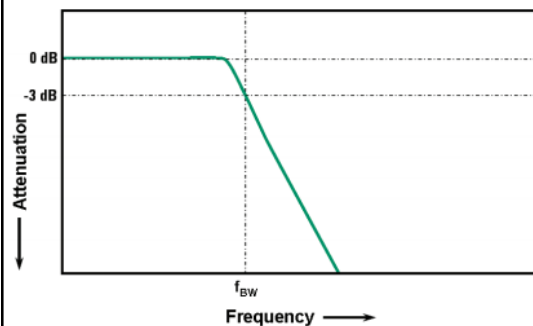
11

Diferențe între osciloscopae d.p.d.v al t_y



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

$$t_y = 0.35/f_0$$



Mai recent:
osciloscopae 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)

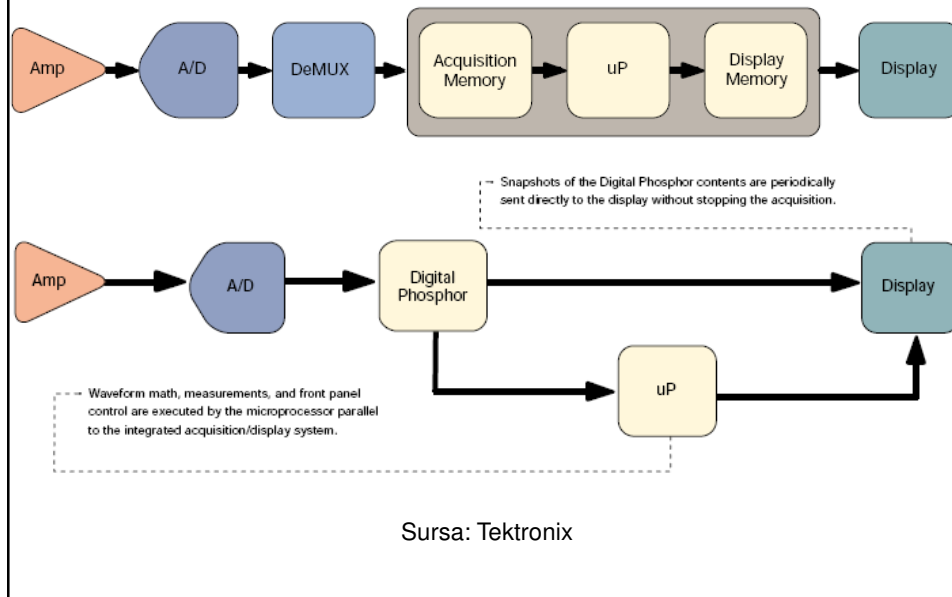
				frecv. de sus osciloscop, răspuns gaussian [MHz]				
standard	rata	tr 10-90% [ns]	BW=0.35/tr [MHz]	BWx3 (er < 5%)	BWx4 (er < 3%)	BWx5 5 armonici	Johnson er < 3%	Johnson er < 20%
serial RS232	115.2kb/s	340	1.03	3	4	5	3	1
USB 1.0 Low Speed	1.5Mb/s	300	1.17	4	5	6	3	2
USB 1.0 Full Speed	12Mb/s	20	17.50	53	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
IEEE 1394	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

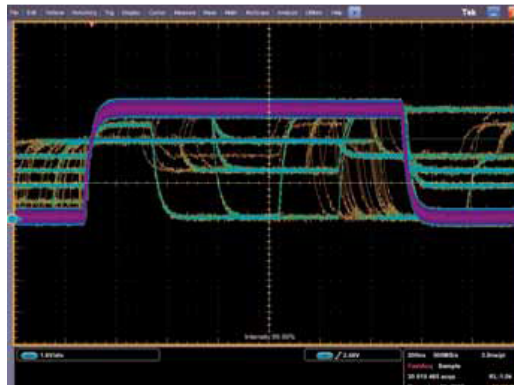


17

DSO / DPO

Două caracteristici *specifice* DPO:

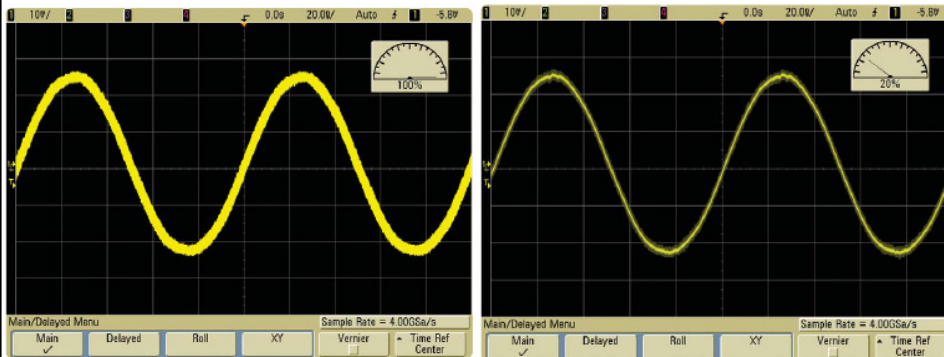
- 1) posib. de a afișa **diferit** (cu culori sau intensități diferite) evenimentele în funcție de **frecvența** lor – prin stocarea formelor de undă achiziționate într-o bază de date (*digital phosphor*) împreună cu frecvența lor de apariție → ecranul 2D devine 3D
 axa z = *frecvența de apariție*
- 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)



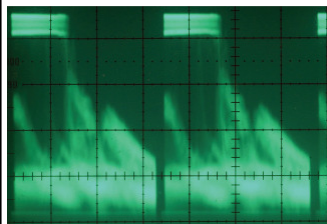
fără *Intensity Grading* (DSO)

cu *Intensity Grading* (DPO)

sursa: Keysight

19

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



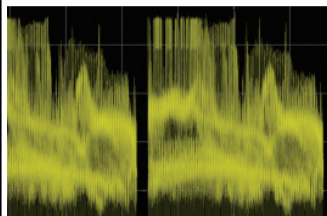
Fosforul din luminoforul osciloscopul analogic are implicit proprietatea de *intensity grading*

Imagine semnal video pe:

- osciloscop analogic



- DSO (fără *intensity grading*)



- DPO (cu *intensity grading*)

sursa: Keysight

20

10

Rata de achiziție la DSO / DPO



Sursa: Tektronix

- Linia roșie – anomalie rară
- Parametru *specificat* în manual la orice osciloscop: f_s [GSa/s]
- Parametru *rare 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

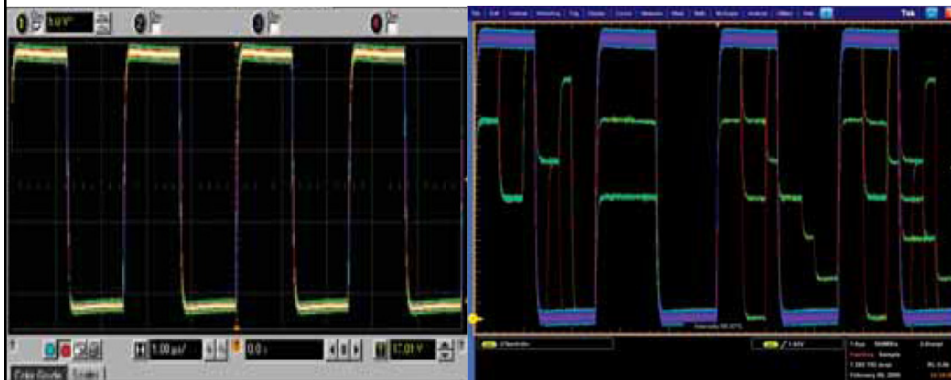
Aplicație 1: Un defect într-un bus serial se manifestă cu probabilitate de 10^{-5} . Calculați timpul de așteptare pentru detectarea defectului folosind cele 3 osciloscop.

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 ?

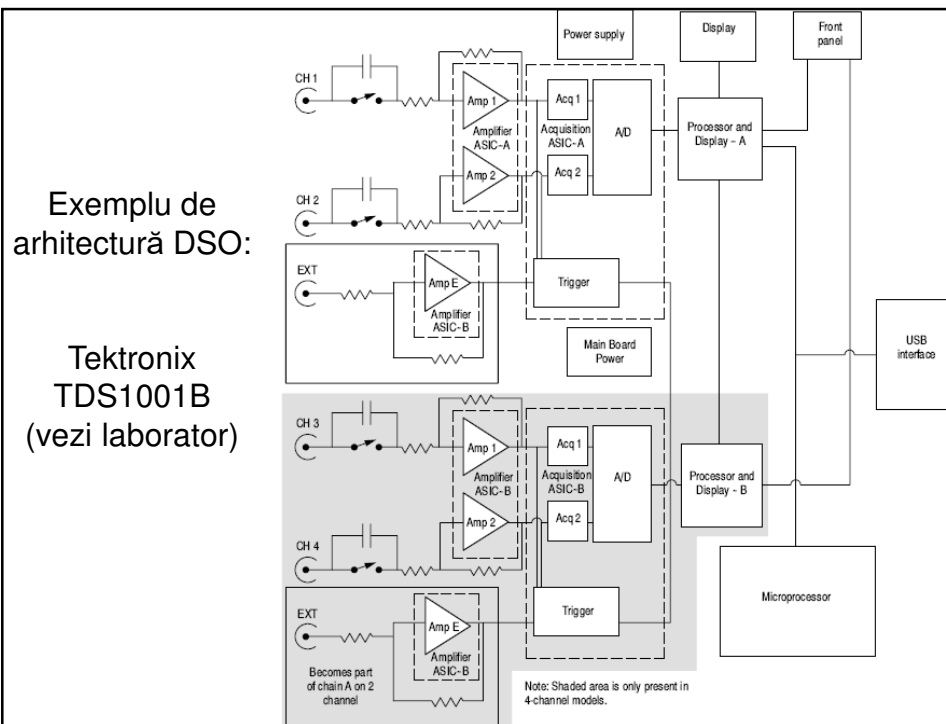
A: 1) f.u. periodice (sinusoidale, etc) care prin natura lor nu prezintă "anomalii", sau acestea sînt irelevante

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



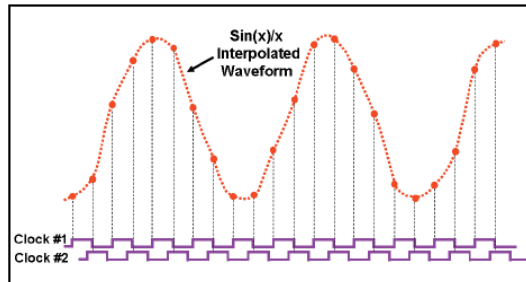
25

Factori limitativi ai f_s la DSO/DPO

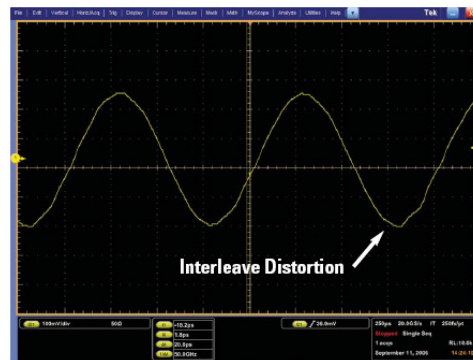
- Viteza și dimensiunea memoriei de achiziție
- CAN de tip flash pipeline: viteza și erorile de eșantionare

26

Erori de eşantionare cu CAN Flash pipeline



Δt 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

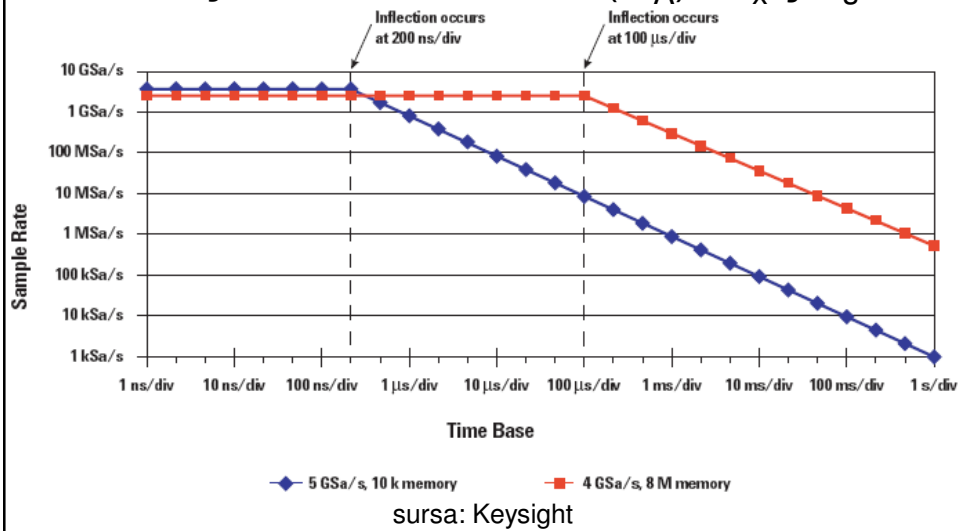
T_{ecran} scris în 2 moduri:

$$N_X C_X = N_S T_S$$

- Ecuatie: 3 date, 1 necunoscută
- Dintre cele 3, $N_X = \text{ct}$, C_X ales de utilizator
- Situația 1: C_X necunoscut; $C_{X \min} \leftrightarrow T_{S \min}$
Q1: ce se întâmplă când alegem $C_X < C_{X \min}$? Dar $C_X > C_{X \max}$?
- 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 !
 $f_{S \max} = 1 \text{ GSa/s}$ scris pe panoul frontal nu e valabil la $C_X > C_{X \max}$!
- 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

Relația dintre memorie (N_A), C_x și f_s

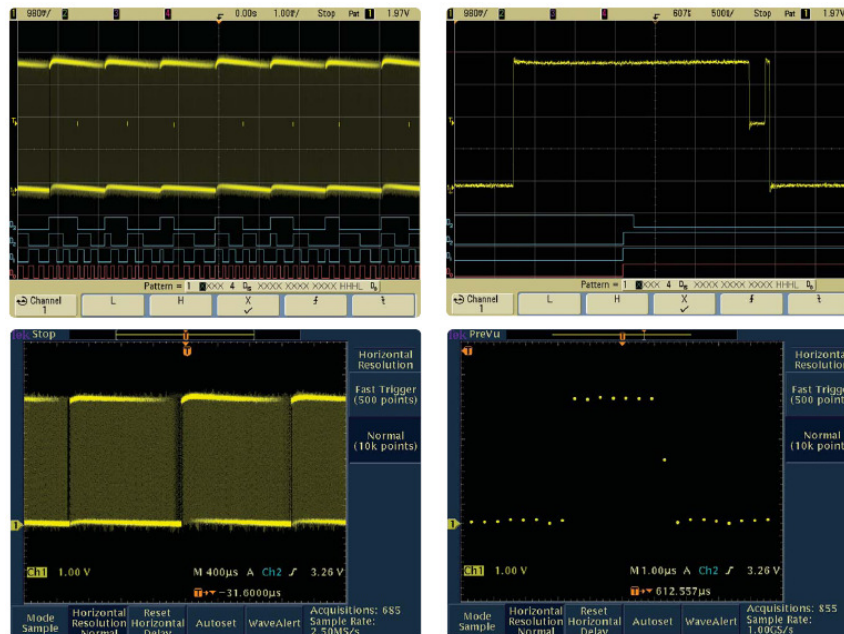


- Q1: calculați C_x corespunzătoare inflexiunilor (pînă la care mai poate fi folosit $f_{s \max}$)
- Q2: de ce afirmă Keysight că osciloscopul său (roșu) e mai bun decît Tek (albastru?)
- Q3: calculați care osciloscop dintre cele 2 are un N_x nestandard ($\neq 10$) ?

29

Exemplu: 8M puncte (sus) vs. 10K puncte (jos) memorate

Imagine normală (stînga) și zoom (dreapta) sursa: Keysight



30

15

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 $T_S=100\text{ns}$
 - $N_S=N_x C_x / T_S = 0.5 \cdot 10^6 = 0.5 \text{ Mpuncte}$
 - TDS1001 are doar 2500 puncte deci inutilizabil.
 - Corecție: am luat $T_S=T_{\text{eveniment}} \rightarrow$ **greșit** ! Nu se respectă limita Nyquist!
 - Nyquist: $T_S=T_{ev.} / 2$
 - sau chiar $T_{ev.}/10$ - cu cât mai mic, cu atât se văd mai multe detalii ale ev. $\rightarrow N_S=1\text{Mpunct sau chiar } 5 \text{ Mpuncte} !$

31

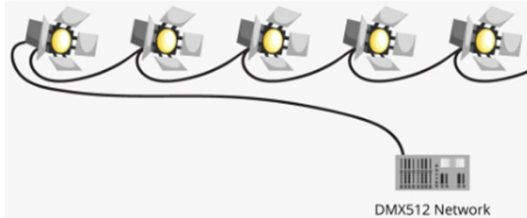
Relația dintre memorie (N_A), C_x și f_s

Aplicație: vizualizarea unui cadru al semnalului DMX

- DMX: Digital Multiplex
- Toate proiectoarele de scenă, concert etc
- Conectare în cascadă = în paralel dpdv electric
- Conectorii DMX-in, DMX-out în paralel
- Toate proiectoarele văd același semnal



- max. 512 lumini monocrome
- max $512/3=170$ lumini RGB
- fiecare proiector are o adresă
- setarea adresei 1-512=Ch1...Ch512

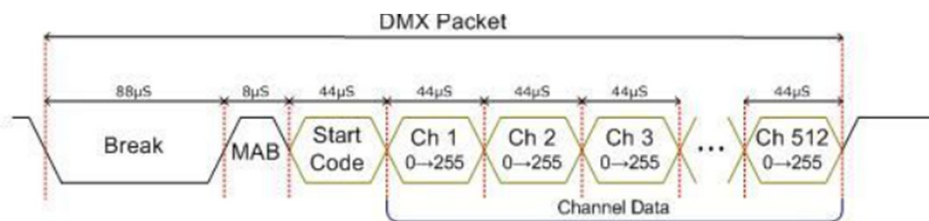


32

16

Aplicație: DMX

- 512 adrese=1 cablu =1 „univers”. Pt $N > 512$ canale se folosesc mai multe „universuri” = mai multe ieșiri pt cabluri diferite
- DMX: 250kbps, 8 biți date, 1 bit start, 2 biți stop
- total $512 \cdot (8+3) = 5632$ biți.
- Fiecare client (proiector) are adresa $N \leq 512$ și citește cei 8+3 biți din „Ch N ” din figură
- **Q:** Determinați parametrii și reglajele unui osciloscop pentru a vizualiza/depana acest protocol

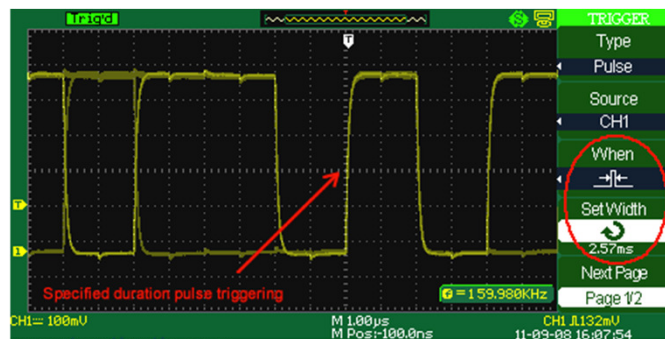


- Un cadru DMX: Header+date = $88+8+44+44 \cdot 512 = 22668 \mu s = 22.7 \text{ms}$

33

Aplicație: DMX

- Un cadru DMX = 22.7ms $\rightarrow C_x = 2.5 \text{ms/div}$
- Trigger: nu pe *Edge* ci pe *Pulse* cu durata 88us, palier negativ (simbolul „Break” de la începutul unui cadru)
- Exemplu *Trigger on Pulse Width*:



34

Aplicație: DMX

- Un cadru DMX = 22.7ms $\rightarrow C_X = 2.5\text{ms/div}$
 - 1 bit = $1/250\text{kbps} = 4\mu\text{s}$
 - Deci nu se văd biții individuali la acest C_X ($2500\mu\text{s}/4\mu\text{s} = 625\text{biți/div}$)

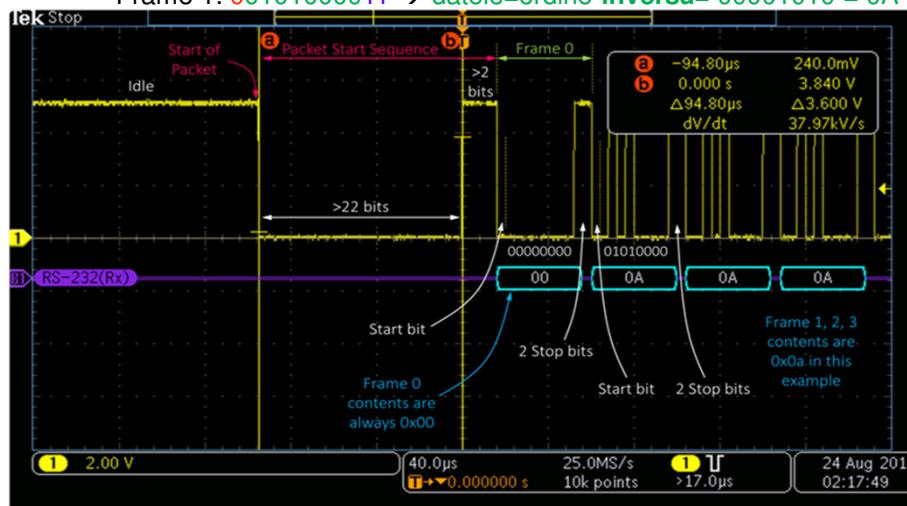


- Memorăm cadrul (Run/Stop) și micșorăm C_X
- Memoria necesară: $5632\text{b} * 4\text{ samples/bit} = 22.5\text{ KSamples}$
 $\rightarrow$ min 50.000 Samples (points)
- Q1: de ce 4? Hint: Nyquist ? [1]
- Q2: puteți folosi osciloscopul din laborator?

35

Aplicație: DMX

- 1bit = $4\mu\text{s}$, $C_X = 40\mu\text{s/div} \rightarrow 10\text{b/div}$; opțiune utilă: [protocol decoding RS232](#)
- Un Frame = 11 biți: bitul de start=0, 8 biți de date, biții de stop=11
 - Frame 0: 0000000011 $\rightarrow$ date=ordine inversă= 00000000 = 00
 - Frame 1: 0010100011 $\rightarrow$ date=ordine inversă= 00001010 = 0A



36

Aplicație: DMX

- Verificare: calc f_s pentru $C_x=2.5\text{ms/div}$ (înainte de memorare)
- Folosim $N_s=50000$ pct
 $\rightarrow f_s=2\text{MSa/s} \rightarrow T_s=0.5\mu\text{s}$
- $1\text{ bit}=4\mu\text{s} \rightarrow 4\mu\text{s}/0.5\mu\text{s}=8\text{ samples/bit}$
- Am cerut min 4 samples/bit **[1]** $\rightarrow$ OK

37

Interpolarea

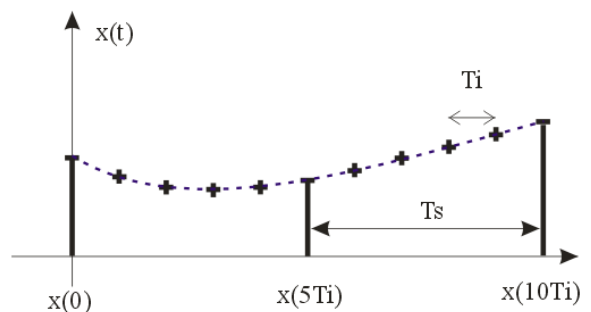
- Necesară când $N_s < N_{s\text{ min}}$ ($C_x < C_{x\text{ min}}$ sau dorim zoom)
- avem de N ori mai puține puncte: $N_s = N_{s\text{ min}}/N$
- interpolare liniară: efect inestetic
- interpolare $\sin(x)/x$:

dispunem de punctele $x(nT_s) = x(nNT_i)$

$T_s = T\text{ interp. disponibilă}$, $T_i = T\text{ interp. necesară}$, $T_i < T_s$

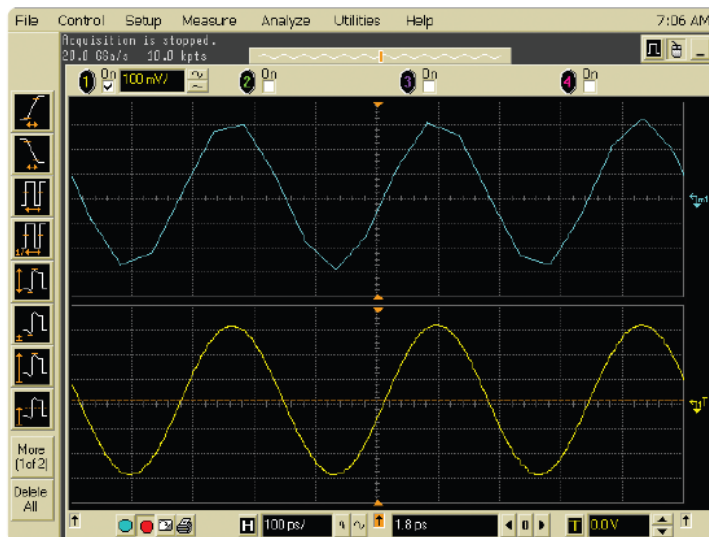
$T_i = T_s/N$

dorim punctele $x(kT_i)$



38

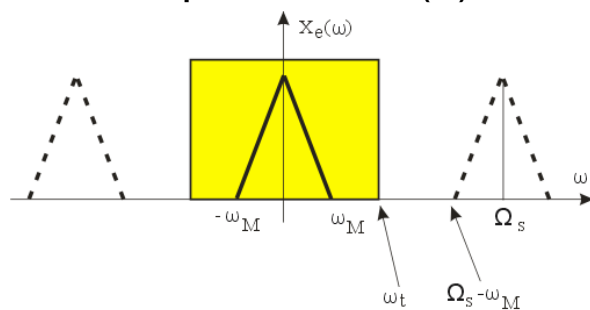
Interpolare liniară vs. sin(x)/x



sursa: Keysight

39

Interpolarea sin(x)/x



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

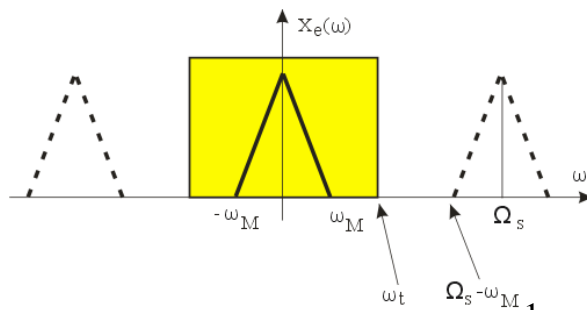
$$X_e(\omega) = \frac{1}{T_S} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(\omega - n\Omega_S) \quad \Omega_S = 2\pi / T_S$$

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

40

20

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



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

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

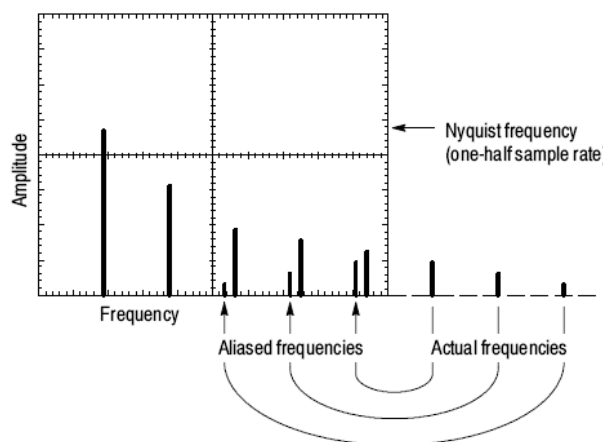
$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT_s) \operatorname{sinc} \omega_t(t - nT_s) \quad \omega_t = \Omega_s / 2$$

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

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

41

Efectul alierii în modul de afişare FFT

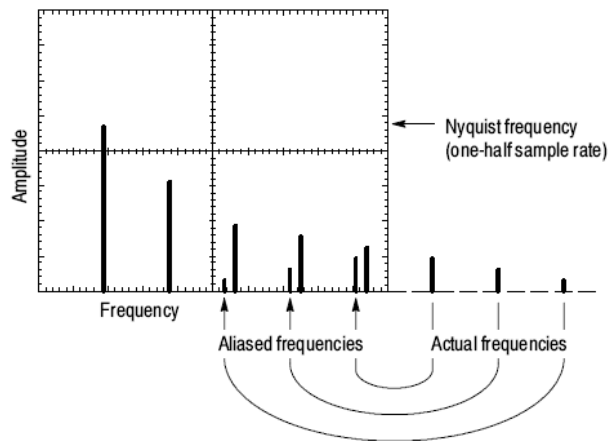


Sursa: Tektronix

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

42

Efectul alierii în modul de afișare FFT



Alierea apare și la frecv. mici!

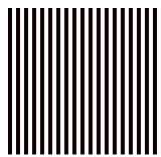
Q: laborator, TDS1001, $N_s=2500p$, $C_x=10ms/div$, f_{max} fără aliere?

A: $f_s = N_s/N_x C_x = 25 \text{ KSa/s} \rightarrow f_{max} = f_{Nyquist} = 12.5 \text{ KHz} !$

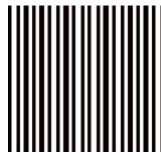
de aceea vedeți în mod uzual frecvențe aliate în modul FFT!

43

Alierea – în domeniul imaginilor



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



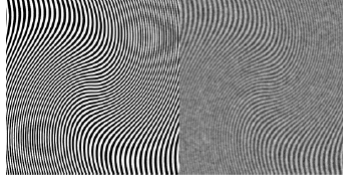
aliere: dacă nu avem 200 pixeli, prin reducerea nr. de pixeli (echiv. cu reducerea f_s) liniile devin de grosimi diferite. Imaginea este un *alias* al imaginii originale - arată "altfel", nu e doar o imagine redusă ca dimensiuni, prin reducerea nr. de pixeli, ca aici: 

Sursa: Nikon

44

Alierea (cont'd)

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



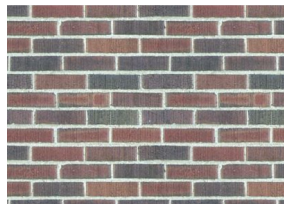
Cauza: frecvențele mari generate de alternanța liniilor albe și negre.

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



45

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

46

Alierea (cont'd)



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

sursa: Rick Matthews, Aliasing and Moiré patterns

47

Alierea (cont'd)

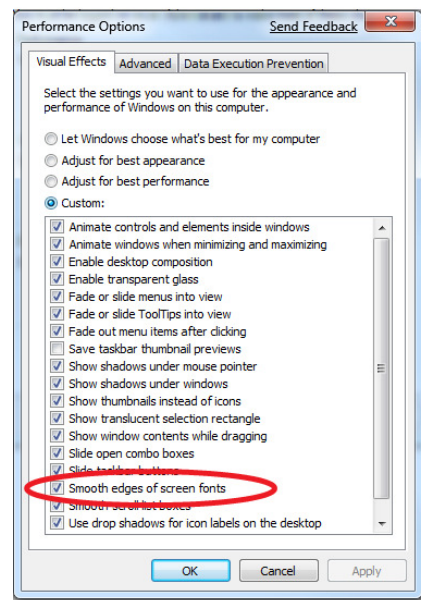
Fonturi anti-alierie: începînd cu
Windows 95 with Plus! pack

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

sursa: www.microsoft.com

to perform
handiwork
typography
Exercises,

to perform
handiwork
typography
Exercises,



48

Alierea – efect de “roți de căruță”

$T=8, T_s=2 \quad (0, 2 \bmod 8, 4 \bmod 8, 6 \bmod 8 \dots) \quad T_s < T/2$

$T=8, T_s=4 \quad (0, 4 \bmod 8, 8 \bmod 8, 12 \bmod 8 \dots) \quad T_s < T/2$

$T=8, T_s=7 \quad (0, 7 \bmod 8, 14 \bmod 8, 21 \bmod 8, \dots) \quad T_s > T/2$

$T=8, T_s=8 \quad (0, 8 \bmod 8, 16 \bmod 8 \dots) \quad T_s > T/2$

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 ?

49

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)

Aliasing

Sursa: Keysight

50

Evitarea alierii la osciloscoape de f. mică

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

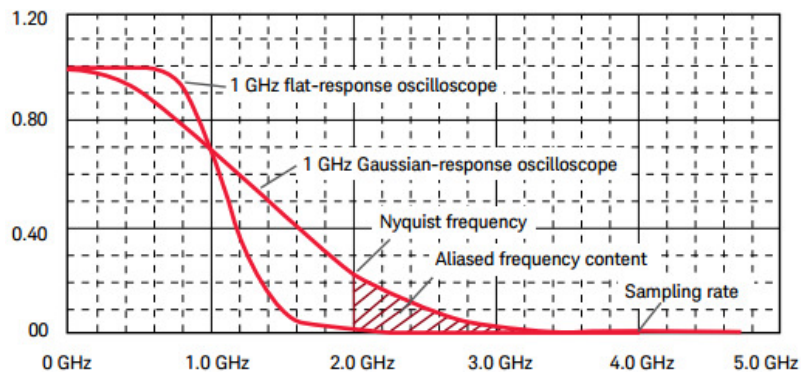
Q: calculați sub ce valoare C_x etajul de intrare are efectul unui filtru antialiere!

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)

51

Diferențe între osciloscoape d.p.d.v al t_y



sursa: Keysight

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

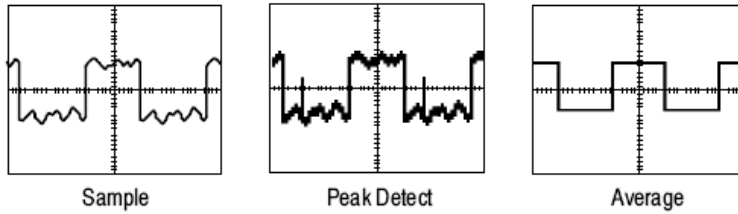
Exemplu: $f_s = 4\text{GSa/s}$, $f_{\text{Ny}} = 2\text{GHz}$, $f_0 = 1\text{GHz}$

Q: care osciloscop este preferabil?

52

Moduri de afișare

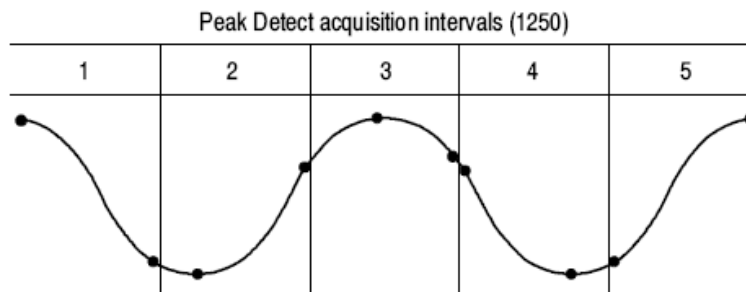
- Normal (*sample*)
- Anvelopă (*peak detect*)
- Cu Mediere (*average*)



Sursa: Tektronix

53

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 ($1250+1250=2500 \text{ pct}$)

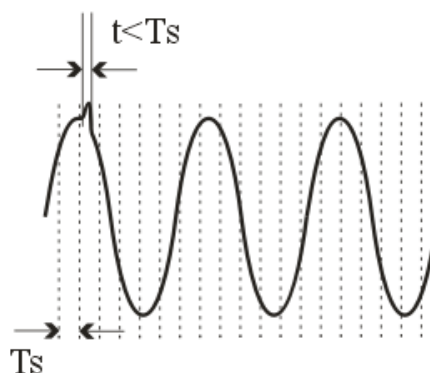
54

Utilizări ale modului anvelopă (*Peak Detect*)

- Evidențierea / măsurarea zgomotului:



- Detectarea evenimentelor tranzitorii de durată foarte scurtă



- Detectarea alierii

55

Folosirea modului *Peak Detect* pentru detectarea alierii

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

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

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

Fie semnalul cu $f=24.95\text{MHz}$

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

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

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

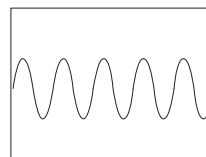
- Peak detect* așteptat: (2)

- Peak detect* obținut:

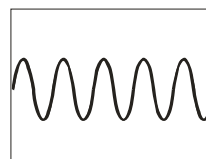
$f_s=1\text{GSa/s} \Rightarrow f \ll f_s/2$

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

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



(1)



(2)



(3)

56

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 kpuncte
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_{aliere})

57

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):

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

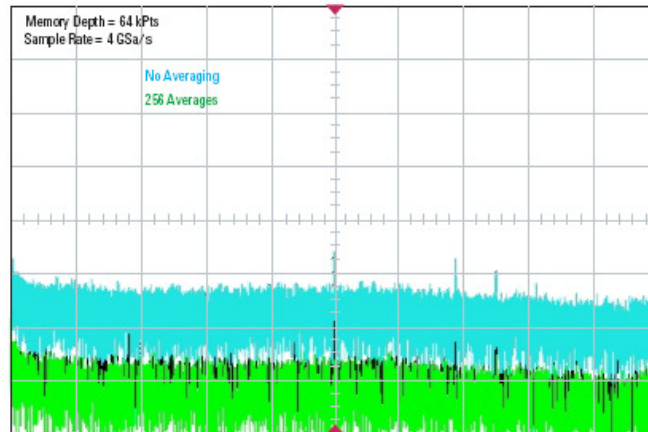
- $RSZ = U^2 / \sigma_n^2$

→ RSZ crește de M ori:

$$RSZ_{\text{out}} = M \cdot RSZ_{\text{in}}$$

58

Reducerea zgomotului în modul “Mediere”



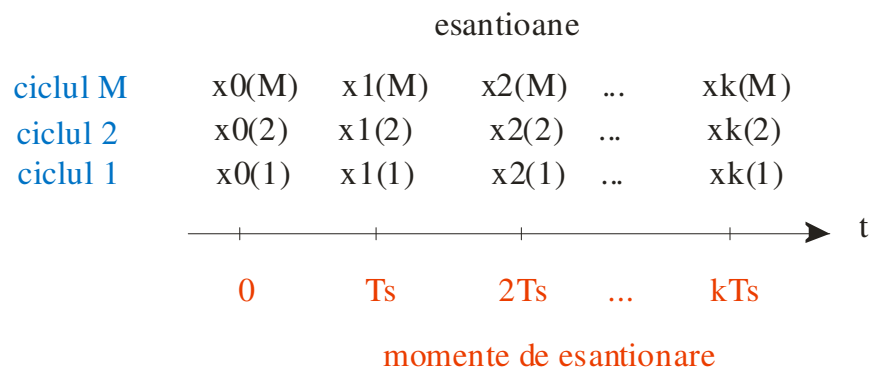
Imagine pt. $C_y = 20\text{dB/div}$ Sursa: Keysight

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

59

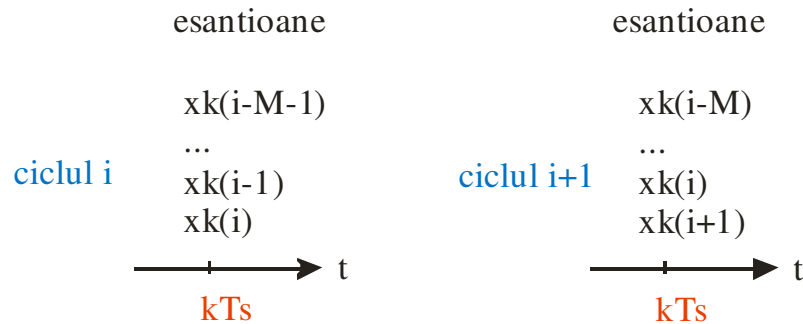
Medierea în ferestre fixe pe M cicluri de achiziție



60

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

61

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

62

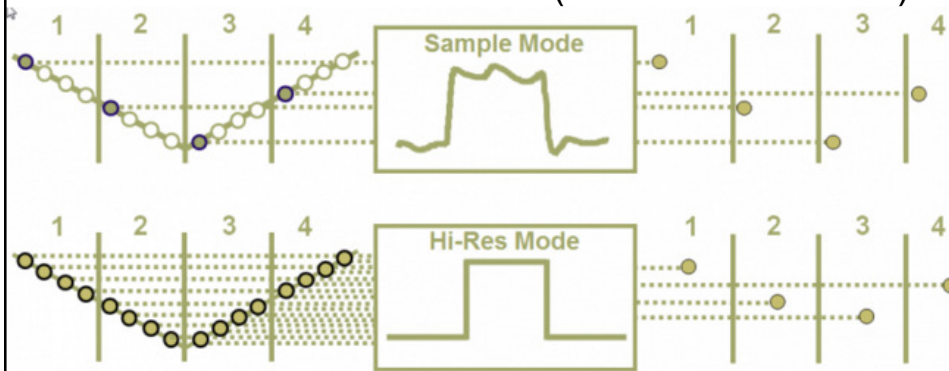
Medierea - concluzii

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

- legate de memoria consumată
- legate de timpul de afișare

63

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

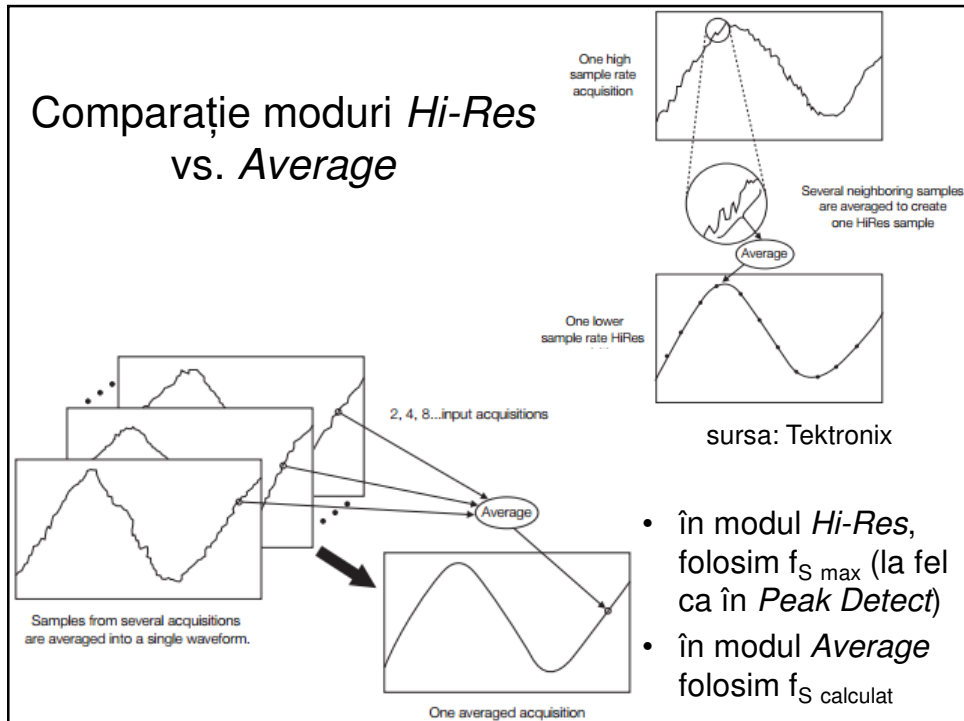


sursa: Tektronix

- $f_s = N_s / N_x C_x$; 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)

64

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



65

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

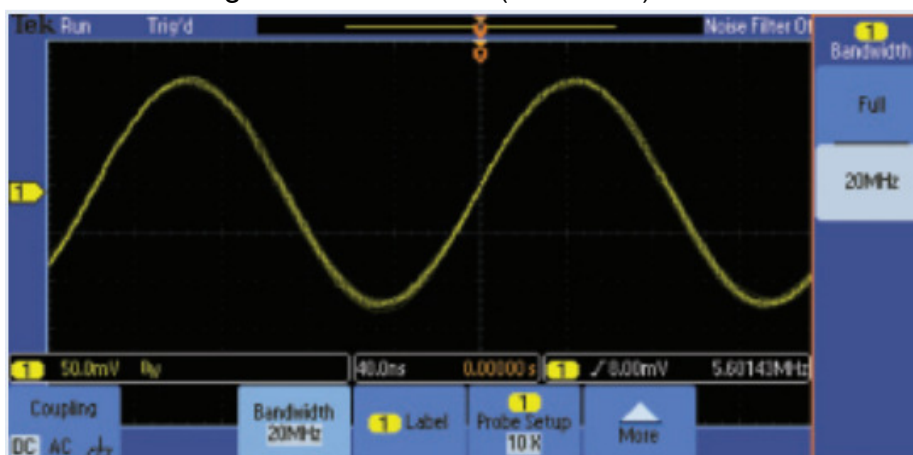
- *Average*:
 - necesită semnal periodic (Q: cum arată un semnal neperiodic mediat?)
 - durează mai multe cicluri de achiziție, încetinește viteza de răspuns
 - nu are efect asupra alierii (nu reduce riscul)
 - elimină și *glitch*-urile neperiodice, nu doar zgomotul (deci nefavorabil pt. troubleshooting)
 - 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

66

Alternativă la medierea numerică ?

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



sursa: Tektronix

67

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

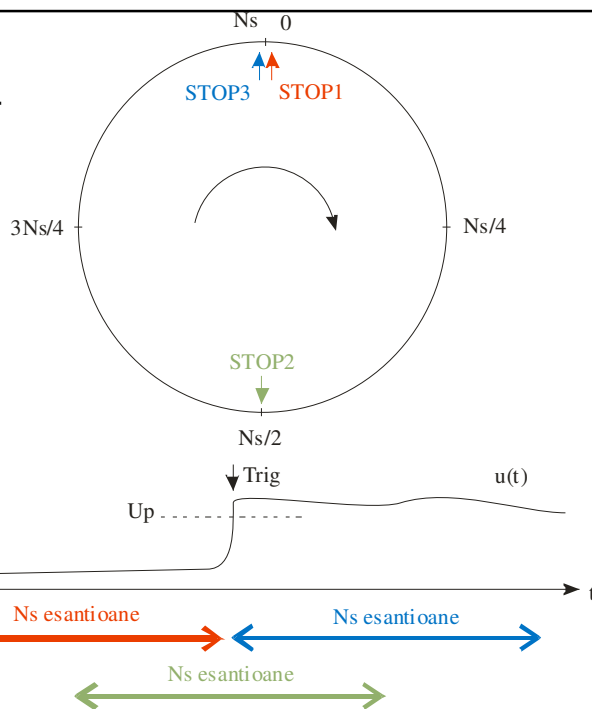
- Uzual: ADC flash cu $n=8-12$ biți pe verticală; **Exemplu:**
 - $n=8b$: $Ampl = 800mV_{pp}$, $\Delta V = 3.125mV$
 - $n=10b$: $Ampl = 800mV_{pp}$, $\Delta V = 0.78mV$
- $C_{y \min}$ uzual = $5..10mV/div$ (rar $<2 mV/div$)
La $C_y < C_{y \min}$, zoom este software
- $ENOB < n$! la f mari ENOB scade 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 Ω ¹ 1 MΩ	500 MHz 500 MHz	1 GHz 500 MHz	2 GHz 500 MHz	2.5 GHz 500 MHz	4 GHz 500 MHz	6 GHz ⁶ 500 MHz
Vertical resolution ^{2,3}	10 bits, up to 12 bits with high-resolution mode						
Typical rise time/fall time 10 to 90% ⁴	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% ⁵	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

68

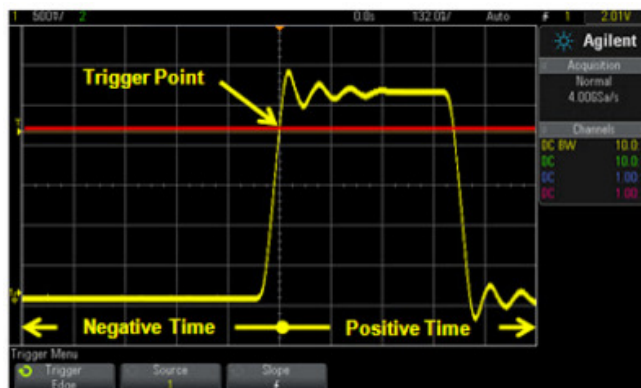
Moduri de lucru pre-trigger / post-trigger

- 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.)



69

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 ?

70