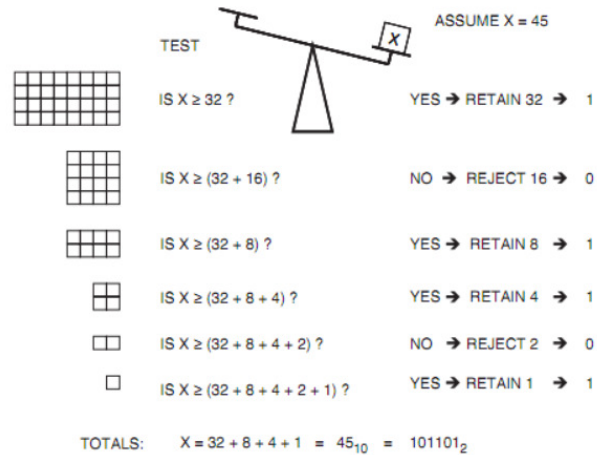


# Convertoare Analog-Numerice

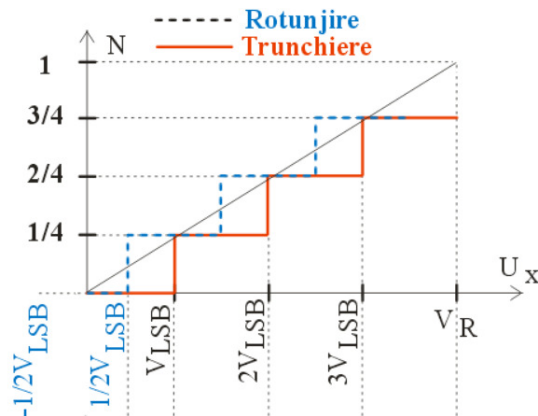
Imagine: Algoritmul lui Tartaglia (1556) de determinare a unei greutatei de max. 63 livre în 6 pași, folosind o balanță și greutateți de 1,2,4,8,16 și 32 livre.

Similar cu CAN AS de 6 biți.

sursa: Analog Devices Data Conversion Handbook



## Caracteristica CAN



Rel. de conversie generală CAN și CNA:

$$U_x / U_R = N \quad (N \text{ subunitar})$$

CAN, **trunchiere**:  $N = \text{trunc} [U_x / U_R]$

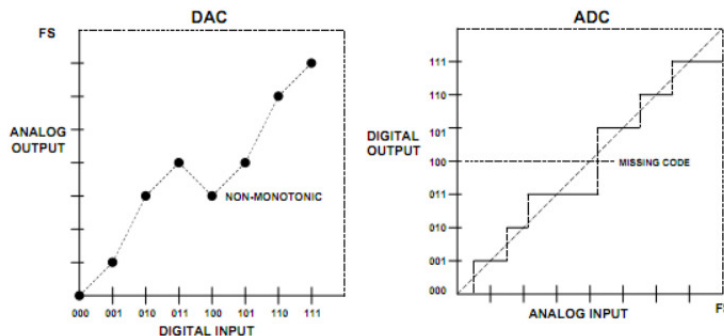
CAN, **rotunjire**:  $N = \text{trunc} [(U_x + V_{LSB}/2) / U_R]$

## Caracteristica CAN; erori

1. Eroarea de zero (*offset*) și de CS/FS (*gain error*): la fel ca la CNA
2. Eroarea de (ne)liniaritate; similară CNA
  - integrală (INL): exprimată ca abatere față de dreapta ideală
  - diferențială (DNL): exprimată ca abatere față de 1LSB

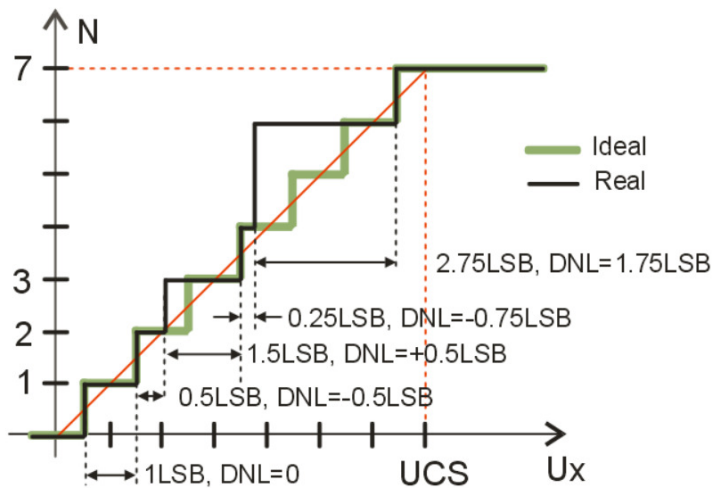
Efect DNL la CNA: ne-monotonicitate

Efect DNL la CAN: ne-monotonicitate și/sau **coduri lipsă (*missing codes*)**



## Erori CAN

Codurile lipsă la CAN (*Missing Codes*) pentru  $|DNL| > 1$

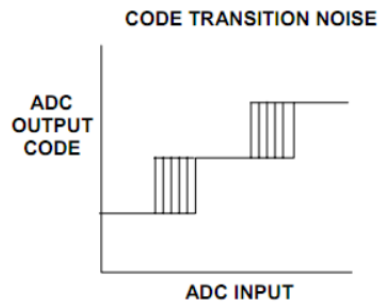


Q1: identificați codul lipsă pt. CAN cu caracteristica din figură

Q2: calculați valoarea DNL în fiecare punct ( $\Delta V - V_{LSB}$ )

## Erori CAN

### 3. Zgomot de tranziție



Poate genera ne-monotonicitate și/sau coduri lipsă.

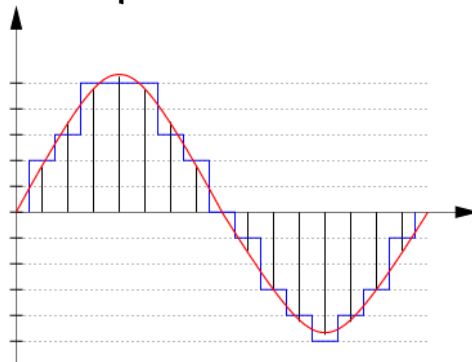
### 4. Timpul de conversie

Depinde de schema de CAN

### 5. Erori date de cuantizare: zgomot de cuantizare

### 6. Erori date de eșantionare: alierea spectrală

## Particularități ale caracteristicii CAN



#### A. Eșantionarea (axa x)

– pasul de eșantionare =  $T_s = 1/f_s$

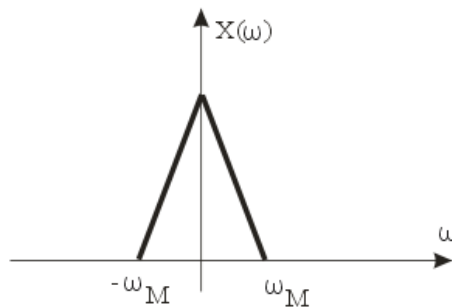
– probleme: alegerea  $f_s$ ; alierea

#### B. Cuantizarea (axa y)

– pasul de cuantizare =  $Q = V_{\text{LSB}}$

– probleme: zgomotul de cuantizare

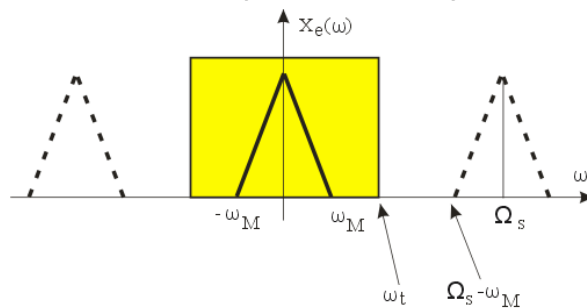
## A. Eșantionarea; alegerea $f_s$



spectrul semnalului continuu

- $x(t)$ , semnal periodic de frecvență  $f$
- Echivalența timp  $\leftrightarrow$  frecvență:  $x(t) \leftrightarrow X(\omega)$
- OBS:  $X(\omega) = \text{transf. Fourier}$  (vezi curs SS)

## Semnalul eșantionat (cont'd)



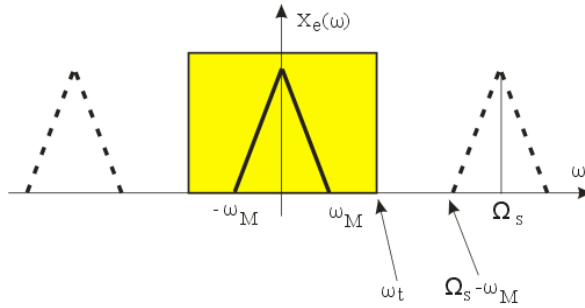
- $X(\omega)$  este spectrul semnalului continuu
- prin **eșantionare** cu perioada  $T_s$ :  $X(\omega) \leftrightarrow X_e(\omega)$

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

- adică spectrul **se repetă** de  $\infty$  ori de-a lungul axei  $Ox$
- separarea  $X(\omega)$ : FTJ cu frecvența de tăiere  $f_t$   $\omega_t = 2\pi f_t$

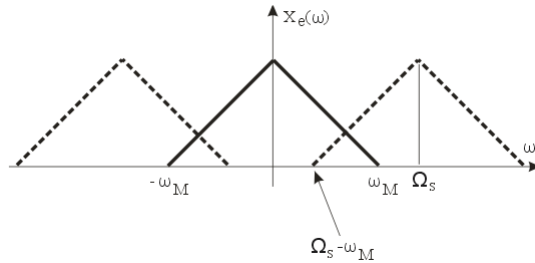
## Semnalul eșantionat (cont'd)

- Filtrarea: condiție de **bandă limitată** (limitarea cu  $\omega_t$ )



- sus: e posibilă filtrarea

- jos: nu e posibilă dat. suprapunerii → s.n. *aliere spectrală*



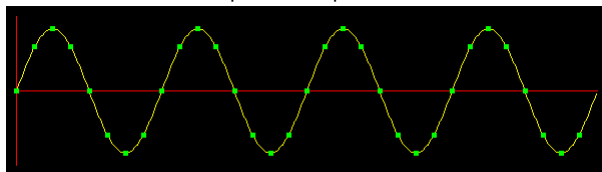
- pentru ne-suprapunere:  $\Omega_s - \omega_M > \omega_M \rightarrow f_s > 2f_M \rightarrow$  **cond. Nyquist**

## Problemă la alegerea $f_s$ - Alierea

- Aliere sau aliasing = un semnal de frecvență **mai mare** apare sub forma unui semnal de frecvență **mai mică**, *din cauza eșantionării cu o frecvență de eșantionare prea mică.*
- Eng *alias* : un semnal care “pare a fi” alt semnal.
- Q: fie semnalul pe  $f_x$  din figurile următoare. Determinați frecvența semnalului aliat  $f_a$  în funcție de relația între  $f_x$  și  $f_s$

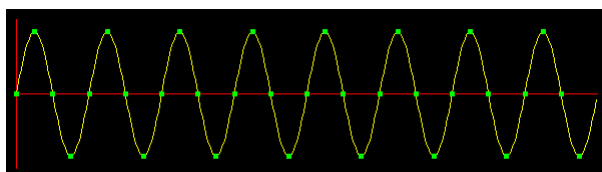
# Aliasing: cazuri particulare

sursa: <http://www.dsptutor.freeuk.com/>



Input frequency: 1000 Hz Plot  Input signal  Grid  Sample points

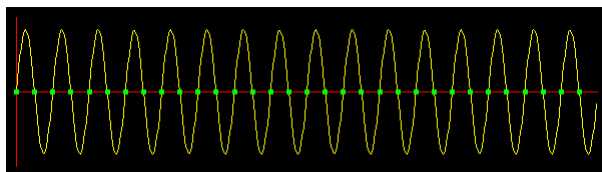
$f_s = 8\text{KHz}$



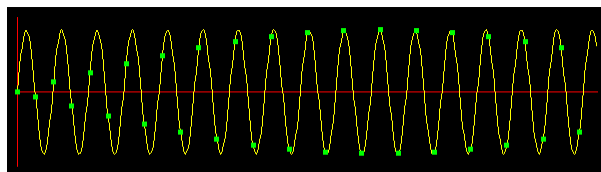
Input frequency: 2000 Hz Plot  Input signal  Grid  Sample points

$f \leq f_s/2$

nu avem aliere

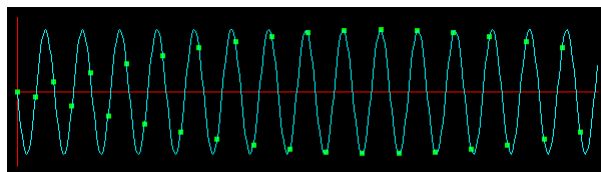


Input frequency: 4000 Hz Plot  Input signal  Grid  Sample points



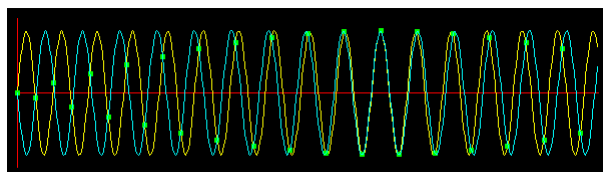
Input frequency: 4100 Hz Plot  Input signal  Grid  Sample points  Alias frequency

$f_s = 8\text{KHz}$   
 $f = 4.1\text{KHz} > f_s/2$

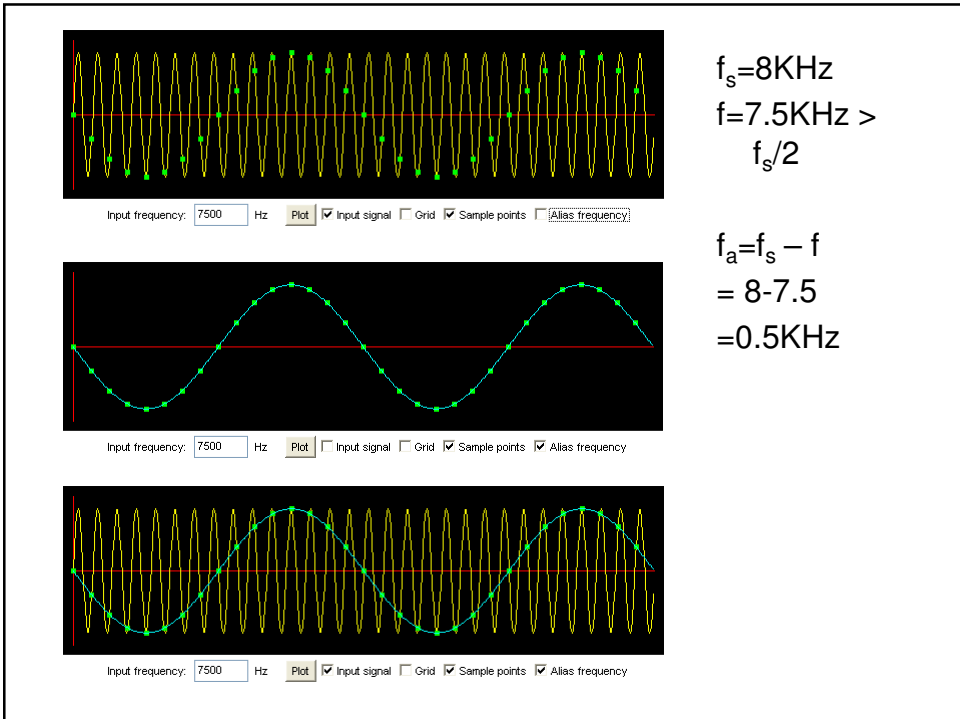
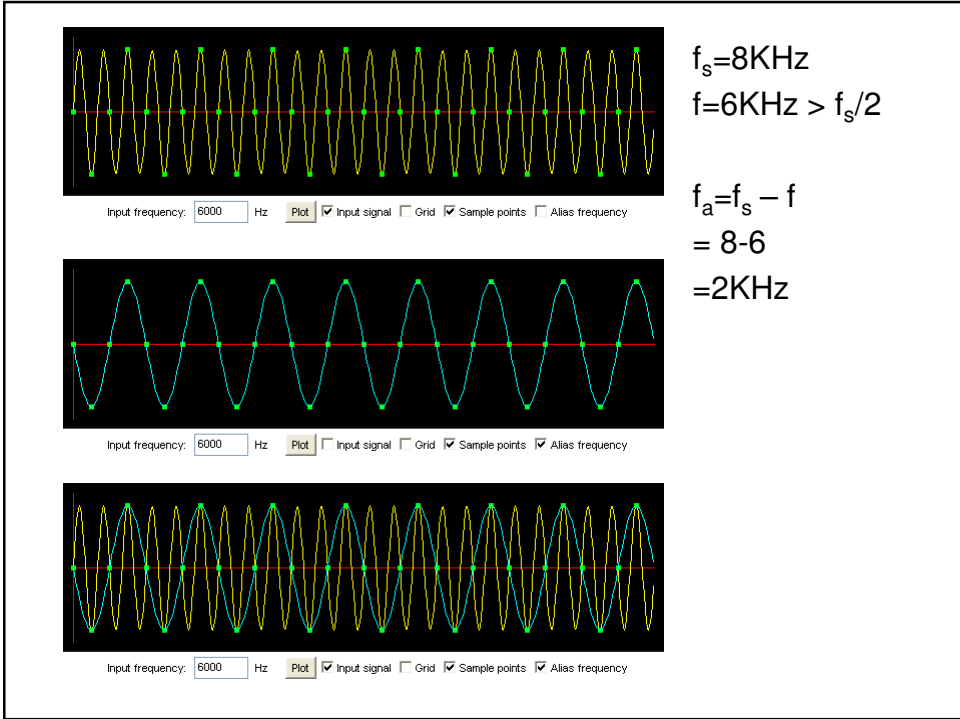


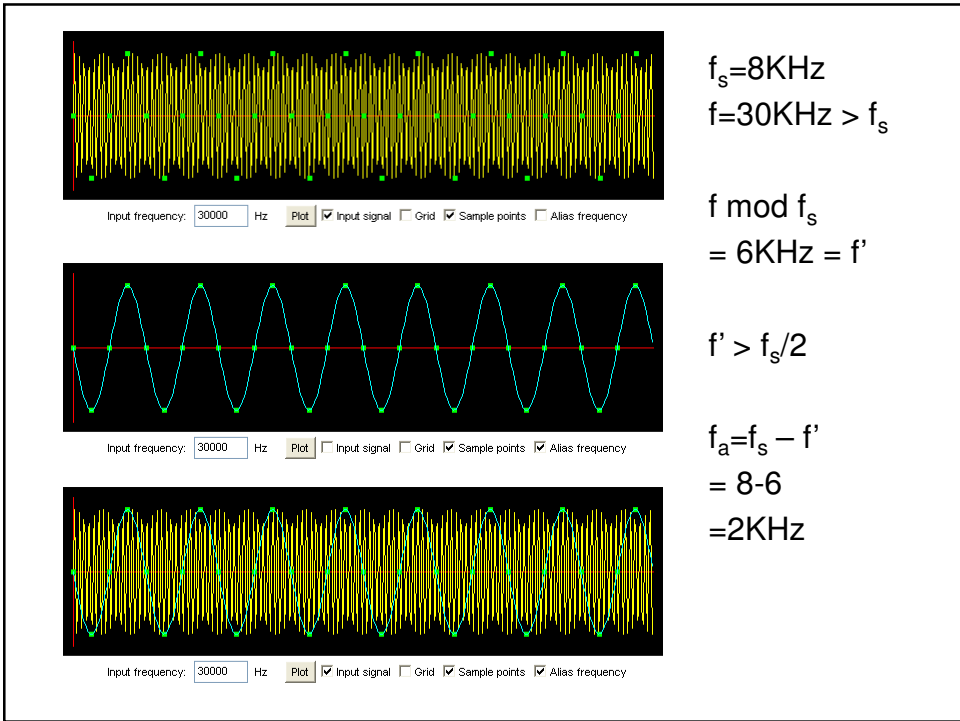
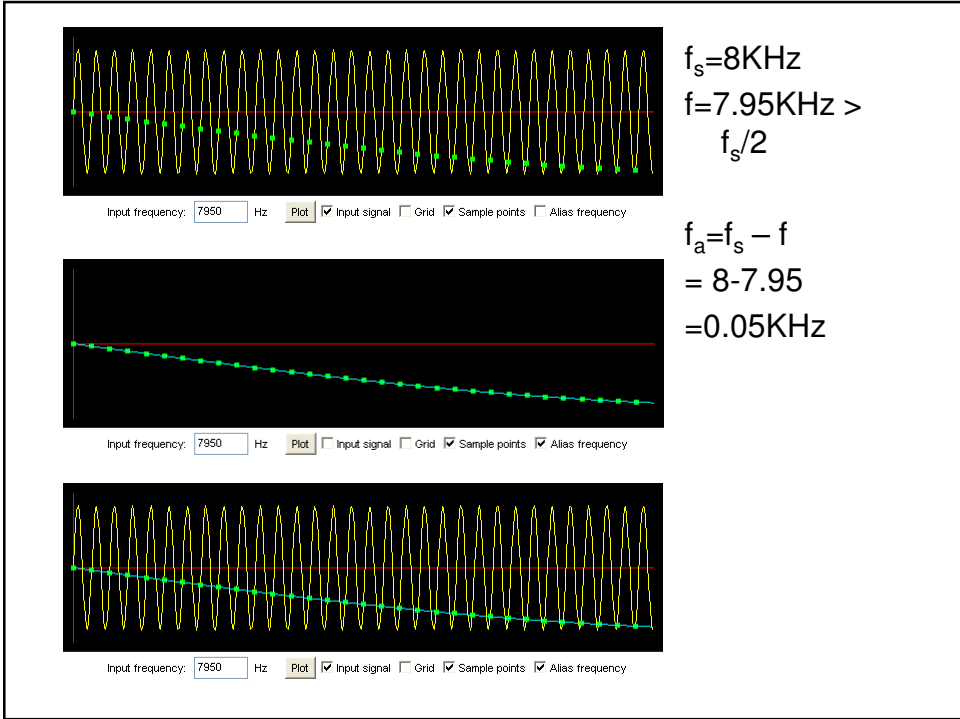
Input frequency: 4100 Hz Plot  Input signal  Grid  Sample points  Alias frequency

$f_a = f_s - f$   
 $= 8 - 4.1$   
 $= 3.9\text{KHz}$

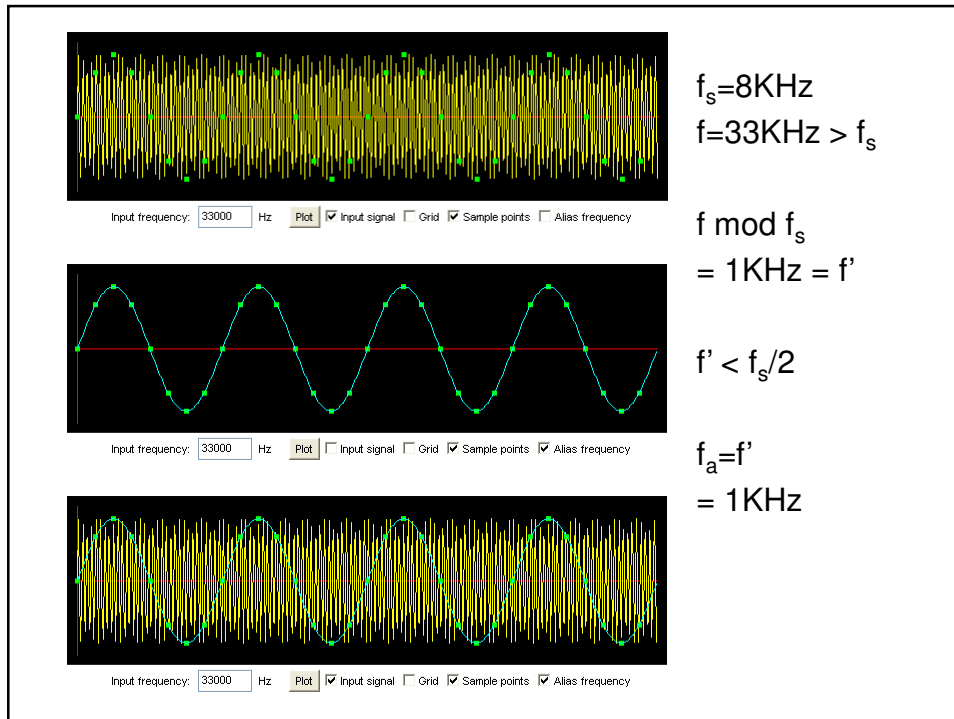


Input frequency: 4100 Hz Plot  Input signal  Grid  Sample points  Alias frequency



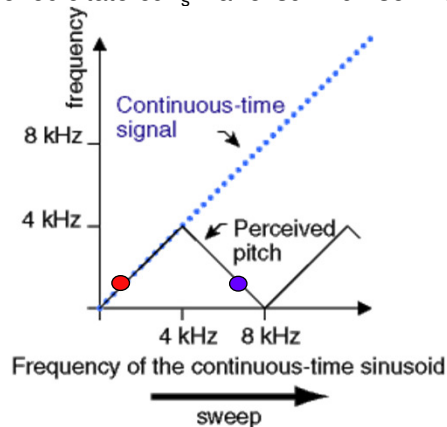






### Alierea (cont'd)

- Creștem *continuu* frecvența semnalului original (linie punctată albastră)
- Eșantionăm cu  $f_s = 8\text{kHz}$
- Peste  $f_s/2$  (4Hz) are loc alierea - frecvența reconstituită va fi mai mică
- frecvența semnalului reconstituit (linie continuă neagră) variază periodic (crește-descrește-crește etc)
- ex:  $f = 7000\text{Hz}$  (pct. albastru) apare pe  $8000 - 7000 = 1000\text{Hz}$  (pct. roșu)
- periodicitate cu  $f_s$  : la fel sună un semnal de 1000Hz, 9000Hz, etc



sursa:  
<http://ptolemy.eecs.berkeley.edu/eecs20/week13/aliasing.html>

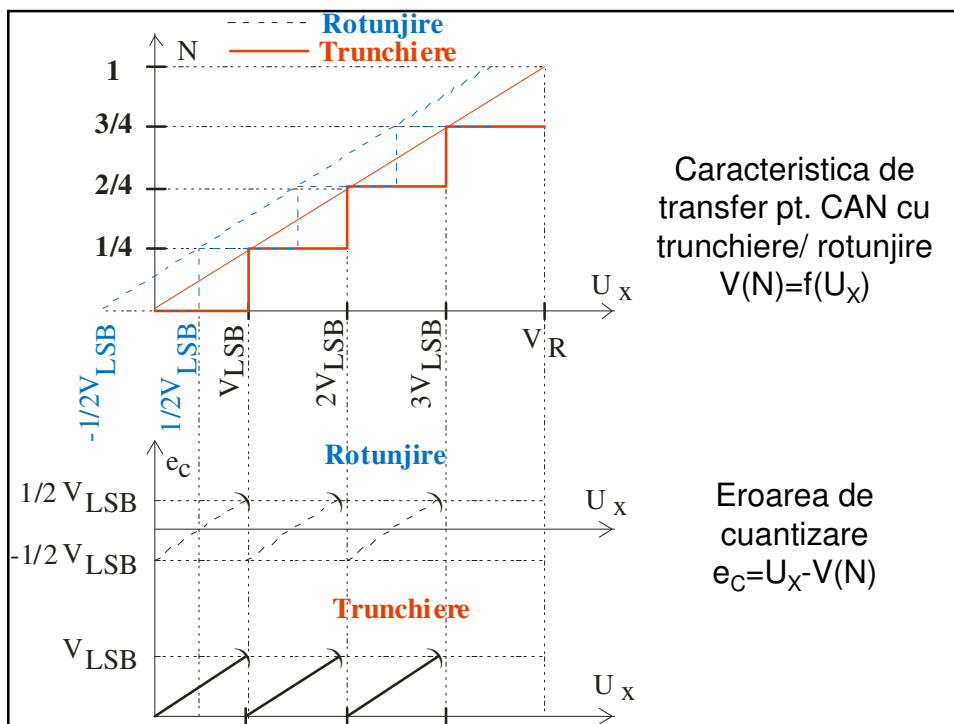
## Alierea (cont'd)

- Exemplu audio:  
[https://www.youtube.com/watch?v=4zpmjhue\\_bs](https://www.youtube.com/watch?v=4zpmjhue_bs)
- un semnal a cărui frecvență crește continuu între [0..11025Hz]
- $f_s=11025$ ,  $f_{\text{Nyquist}}=5012.5\text{Hz}$
- auditiv, frecvența pare că descrește după  $f_{\text{Nyquist}}$
- Concluzie aliasing: existența acestui fenomen va produce întodeauna o frecvență *mai mică* decât cea originală.
- Dacă există o perturbație pe o frecv. *mai mare*, alta este cauza !

## B. Cuantizarea semnalului

Aspecte:

- Eroarea de cuantizare
- Zgomotul de cuantizare
- ENOB



## Erori/zgomot de cuantizare

Eroarea de cuantizare  $e_c = U_x - V(N)$

Media  $e_c$  :  $E(e_c)$ :

– trunchiere:  $E(e_c) = V_{LSB}/2 \neq 0$

– rotunjire:  $E(e_c) = 0$

Zgomotul de cuantizare are *varianța*:

$$\sigma_c^2 = E(e_c - E(e_c))^2$$

trunchiere/rotunjire:  $\sigma_c^2 = Q^2/12$  ( $Q = \text{cuanta} = V_{LSB}$ )

valoarea efectivă a tensiunii de zgomot  $e_{C\text{RMS}} = Q/\sqrt{12}$

(demonstrație: vezi curs DEPI)

## Legătura cu numărul de biți ai CAN

Un semnal sinusoidal care ocupă toată *gama dinamică* a CAN:

$$\text{amplitudinea } U = U_R / 2, \quad U_{ef} = U_R / 2\sqrt{2} \quad Q = U_R / 2^n$$

$$\text{dem. că: } n = \log_4 2/3 + \log_4 (RSZ_c)^2$$

sau, trecînd la  $RSZ_{dB} = 20 \lg RSZ$  :

$$n = (RSZ_{c,dB} - 1.75) / 6.02$$

$$\text{Unde } RSZ_c = 20 \lg \frac{U_{ef} \text{ semnal intrare sinusoidal (FS)}}{U_{ef,zg.cuantizare}}$$

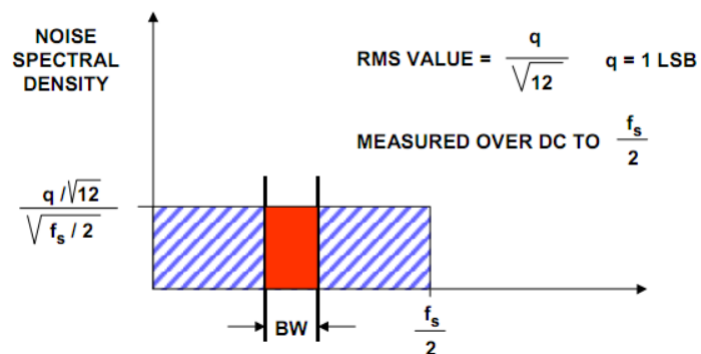
## Îmbunătățirea $RSZ_c$

În general: zgomotul dep. de frecvență  $\rightarrow$   $RSZ$  dep. de  $f$ ;

**Q:**  $RSZ_{c,dB} = 6.02 n + 1.75$  în ce bandă de frecvență ?

**A:**  $f = [0.. f_s/2]$  (Nyquist)

Deci, lucrînd într-o bandă  $BW < f_s/2$  obținem  $U_{ef,zg} \downarrow$  deci  $RSZ_c \uparrow$



Sursa: Analog Devices

## Îmbunătățirea $RSZ_c$

Dacă  $BW < f_s/2$  introducem *cîștigul de procesare (process gain)* care crește  $RSZ$ :

$$RSZ_{c,dB} = 6.02 n + 1.75 + 10 \lg [ (f_s/2) / BW ]$$

*process gain* se obține în 2 moduri echivalente:

- dacă se scade  $BW$  (prin filtrare) sub  $f_s/2$
- dacă se crește  $f_s$  față de limita Nyquist (*oversampling*)

**Aplicație:**

- calculați  $RSZ_c$  pentru un CAN de 12b folosit în digitizarea unui canal radio de 30KHz folosind un  $f_s=6\text{MSa/s}$
- știind  $U_{ref} = 10\text{V}$ , calculați rezoluția convertorului și valoarea efectivă a tensiunii de zgomot în cazurile cu și fără *oversampling*.

## Numărul efectiv de biți ai CAN

pornind de la:  $n = \log_4 2/3 + \log_4 (RSZ_c)^2$

introducem  $RSZ_{tot}$  în locul  $RSZ_c \rightarrow$  obținem  $n_{ef}$  în locul  $n$ :

$$n_{ef} = \log_4 2/3 + \log_4 (RSZ_{tot})^2 \quad [1]$$

se obține:

$$n_{ef} = n - \log_4 (1 + \sigma_a^2 / \sigma_c^2) \quad \sigma_a^2 / \sigma_c^2 > 0 \rightarrow n_{ef} < n$$

sau, trecînd la  $RSZ_{dB} = 20 \lg RSZ$ , [1] devine:

$$n_{ef} = (RSZ_{dB} - 1.75) / 6.02 \quad [2]$$

## Numărul efectiv de biți: notații (ENOB, SINAD)

Numărul efectiv de biți = *Effective Number Of Bits (ENOB)*

RSZ total, dB = *Signal to Noise And Distortion (SINAD)*

$$ENOB = (SINAD - 1.75) / 6.02$$

$$SINAD = \frac{P_{semnal}}{P_{armonici} + P_{zgomot}}$$

sau

$$SINAD = \frac{U_{ef,semnal}}{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2 + U_{ef,zg}^2}}$$

## Observații

alte notații (toate se definesc și în dB, cu 10 sau 20 lg...):

THD = *Total Harmonic Distortion*

THD+N= *Total Harmonic Distortion + Noise*

$$THD = \frac{P_{armonici}}{P_{semnal}}$$

$$THD + N = \frac{P_{armonici} + P_{zgomot}}{P_{semnal}}$$

sau

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2}}{U_{ef,semnal}}$$

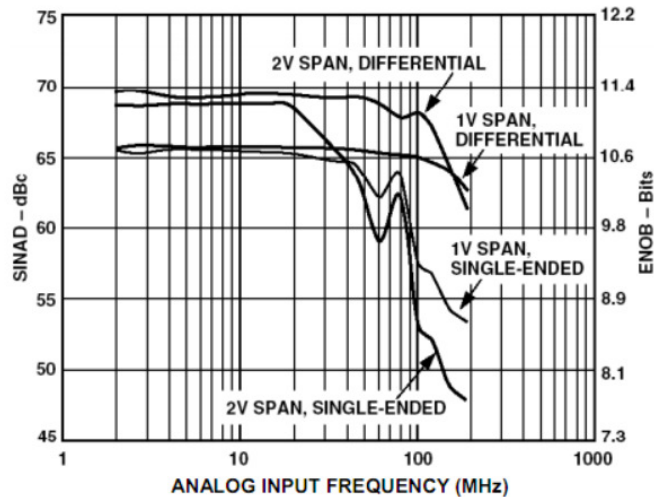
$$THD + N = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2 + U_{ef,zg}^2}}{U_{ef,semnal}}$$

**OBS1:** SINAD = *Signal to Noise And Distortion* = 1/THD+N  
pt. zgomot măsurat în banda  $[0, f_s/2]$

**OBS2:** lab IEM: THD+N= -75dB → SINAD = +75dB

## ENOB, SINAD

Exemplu din literatură: specificarea SINAD și ENOB pentru convertorul AD9266, 12b, 65 MSa/s, pentru diferite  $V_{REF}$  și coduri unipolare (*single-ended*) și bipolare (*differential*)



Sursa: Analog Devices

## ENOB, SINAD

Aplicație tipică pentru un sistem numeric: lanț format din:  
 CAN intrare ( $n_i$  biți) - sistem de procesare - CNA ieșire ( $n_o$  biți)

$$ENOB_{i \text{ sau } o} = (\text{SINAD}_{i \text{ sau } o} - 1.75) / 6.02$$

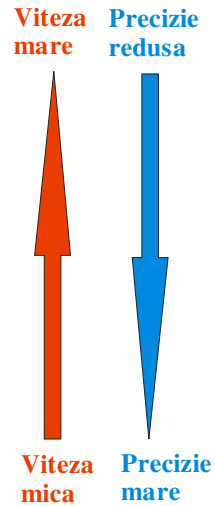
În mod intuitiv:  $n_i = n_o$ , dar:

- **scăderea** SINAD în timpul procesării (de ex. datorită zgomotului) → **scăderea** ENOB disponibil la ieșire →  $n_o < n_i$
- **creșterea** SINAD în timpul procesării (de ex. prin mediere, filtrare,...) → **creșterea** ENOB disponibil la ieșire →  $n_o > n_i$

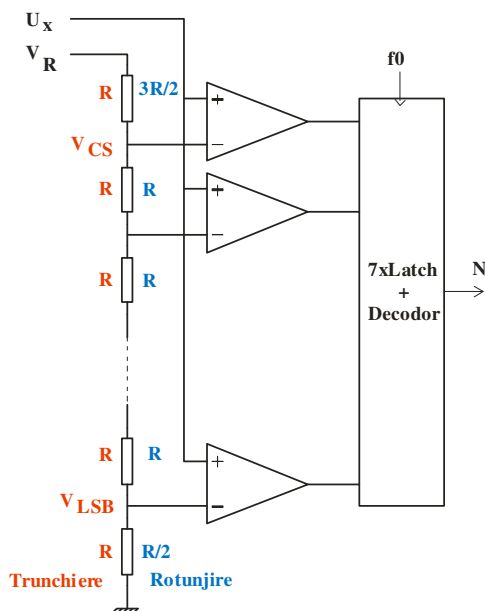
**Aplicație:** se dă un sistem numeric cu CAN de intrare de 8b care face mediere pe 128 cicluri de achiziție.  
 Dimensionați CNA de ieșire.

## Scheme de CAN; clasificare

- Neintegratoare
  - Fără reacție
    - Paralel (Flash)
    - Paralel-serie
    - Flash Pipeline
  - Cu reacție
    - Cu AS
    - Cu rampă în trepte
    - Cu urmărire
- Integratoare
  - Conversoare tensiune-frecvență
  - Cu 1 o pantă
  - Cu 2 sau mai multe pante



## CAN Flash (Paralel)



Exemplu: 3 biți  
OBS:

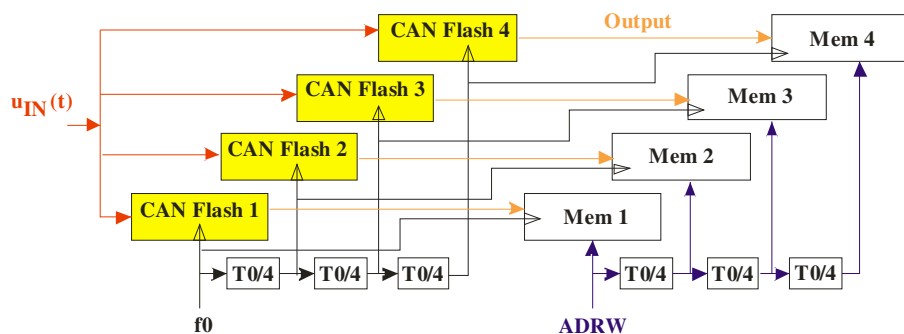
- $2^n - 1$  comparatoare
- la ieșirea din comparatoare, codul este de tip *termometric*
- decodorul Termo → BN este tipic Termo → Gray → BN

Q1: de ce ?

Q2: determinați intervalele  $U_x$  coresp.  $N=0..7$  pt trunchiere/rotunjire



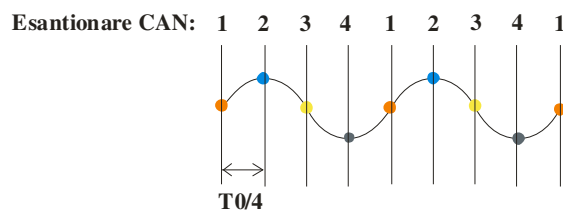
## CAN Flash Pipeline



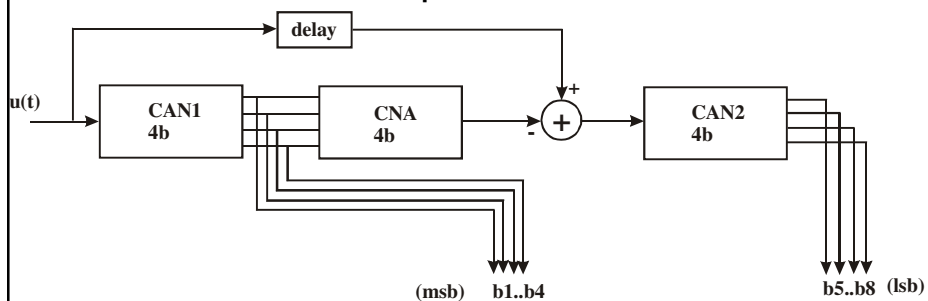
Cel mai rapid tip de CAN disponibil

Q: de cîte ori crește viteza ?

Aplicație: TDS1001 (laborator), 1GSa/s



## CAN paralel-serie



Exemplu: 2xCAN 4 biți → CAN 8 biți

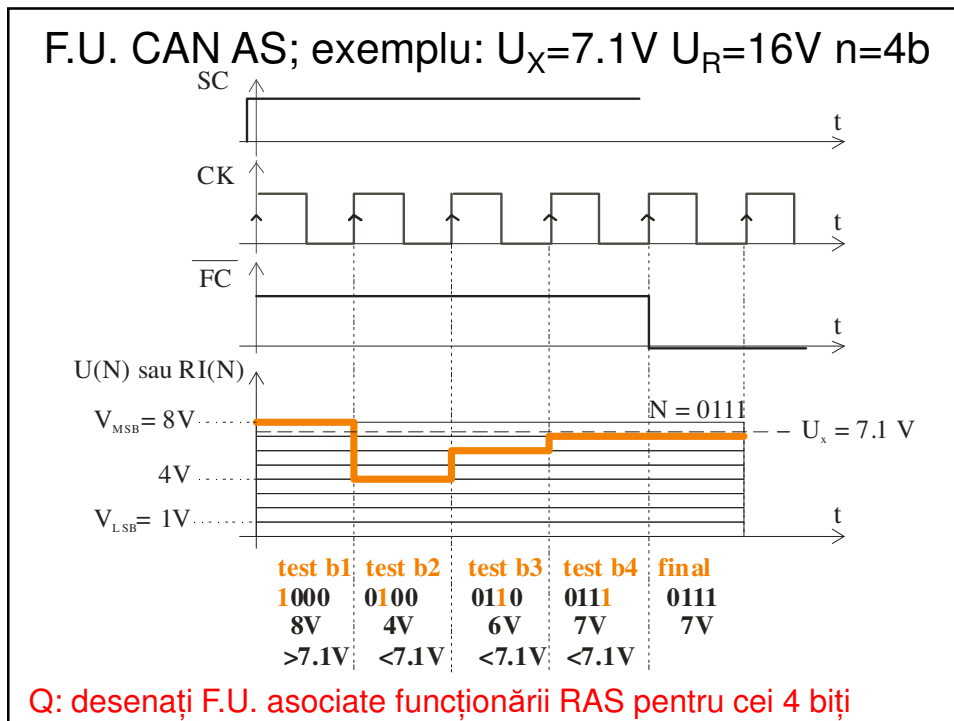
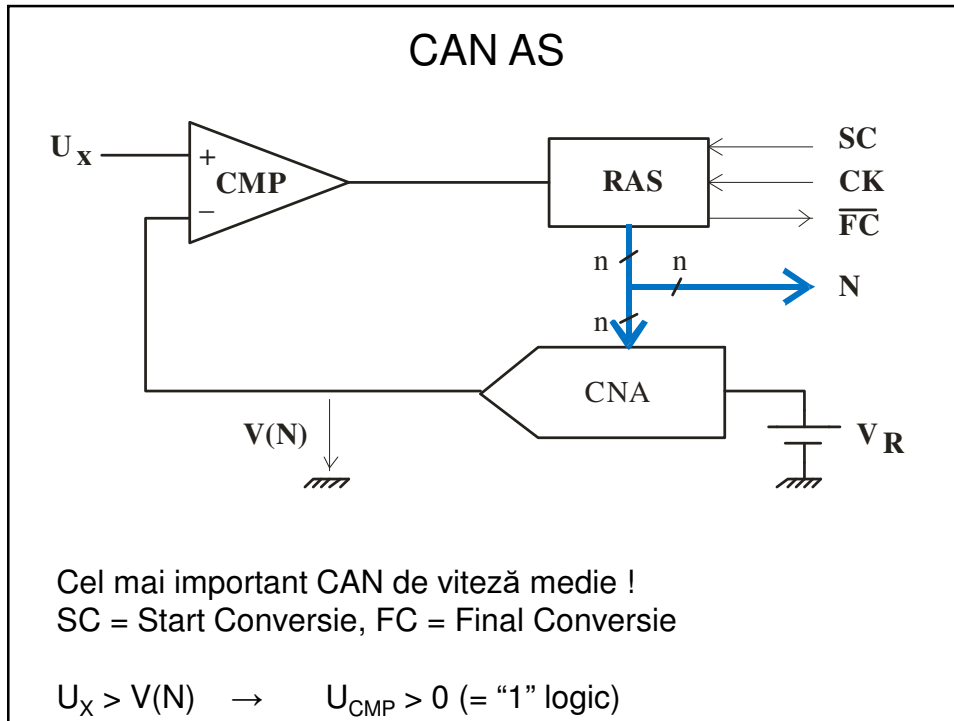
CAN din dreapta prelucrează semnale mai *mici* → biții mai puțin semnificativi ai semnalului de intrare

Q1: explicați semnele „+” și „-” de la sumator

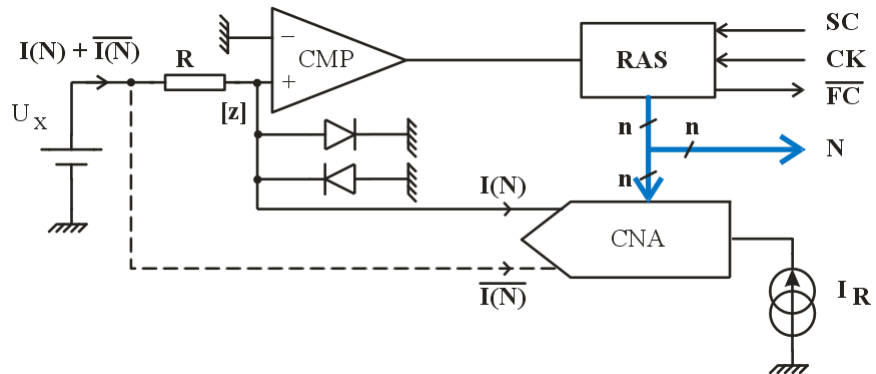
Q2: la ce servește linia de întârziere?

Q3: comparați timpul de conv. și nr. de comparatoare față de CAN Flash

Q4: arătați că  $V_{LSB}(CAN2) = V_{LSB}(CAN1)/16$



## CAN AS – varianta în curent



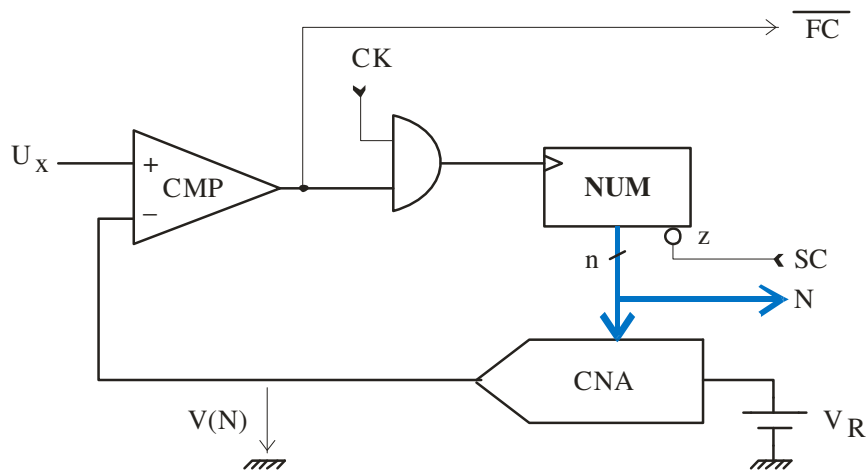
Memento: compararea în curent ↔ lucrăm la tensiuni f. mici

Condiția  $U_x > U(N)$  devine  $U_x - RI(N) > 0$

Q1: care e rolul diodelor?

Q2: de ce se conectează (opțional) și  $I^*(N)$  ?

## CAN cu rampă în trepte

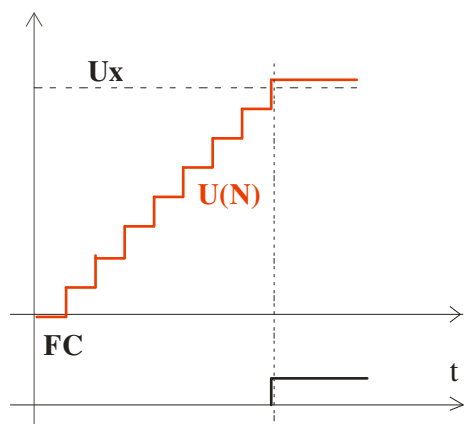


Condiția  $U_x > V(N)$  → numără impulsuri;

$U_x < V(N)$  → stop

Q: Comentați similitudinea cu periodmetrul !

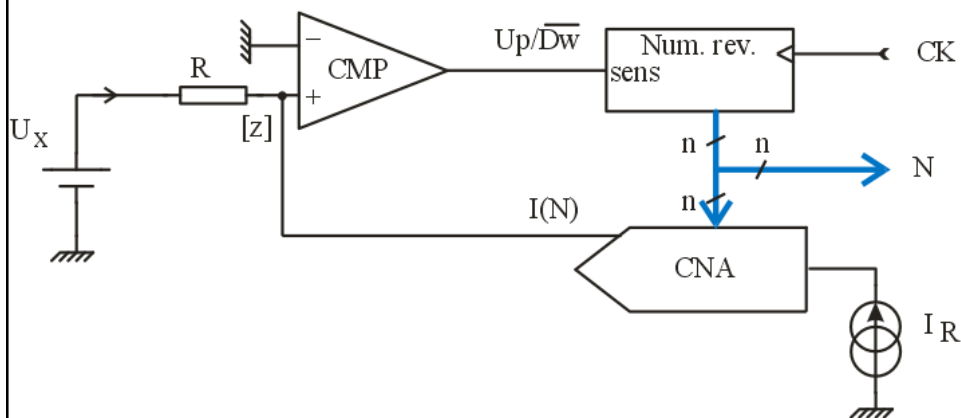
## F.U. CAN cu rampă în trepte



$$T_{\text{CONV}} = (2^n - 1) T_{\text{CK}} \frac{U_x}{U_R}$$

Comparați cu  $T_{\text{CONV AS}}$  !

## CAN cu urmărire - varianta în curent



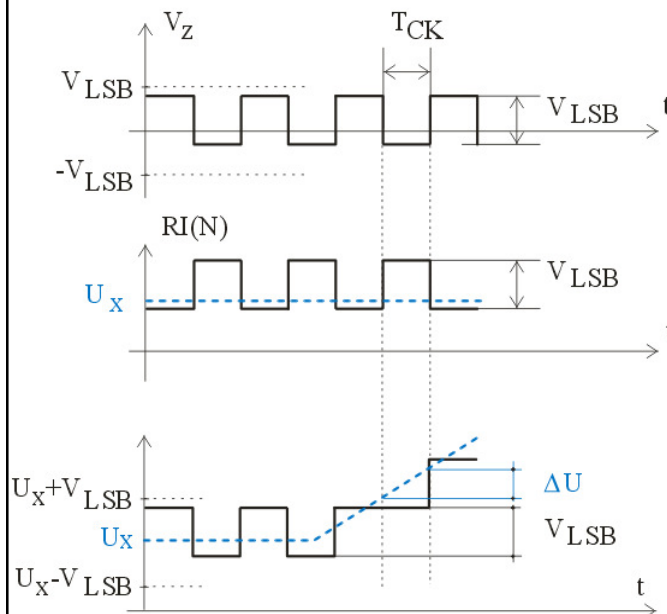
Condiția de numărare Up:

$$U_{\text{CMP}} > 0 \leftrightarrow U_x > U(N) \leftrightarrow U_x - RI(N) > 0$$

invers:  $U_{\text{CMP}} < 0 \leftrightarrow$  Down

Q: se poate face și varianta în tensiune? cum ?

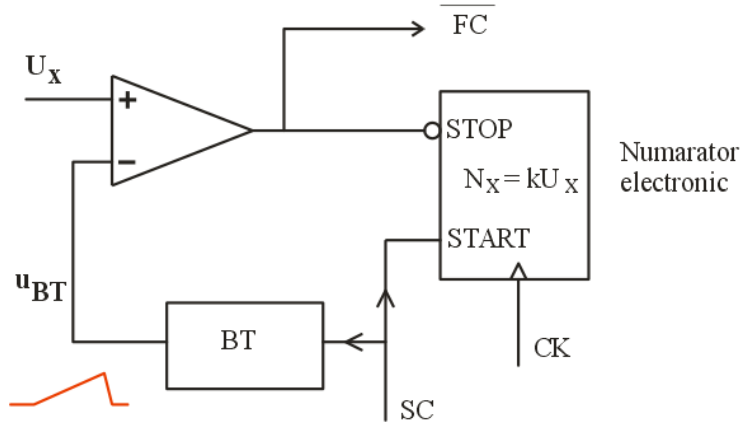
## F.U. CAN cu urmărire



Condiție de urmărire:  
 $\Delta U < V_{LSB}$   
 sau  
 $SR_{U_X} < SR_{CAN}$

- Q1: calculați  $SR_{U_X}$ ,  $SR_{CAN}$   
 Q2: determinați condiția de urmărire pt  $U_X = U_{in} \sin \omega t$   
 Q3: desenați F.U. pentru cazul ne-urmăririi  
 Q4: pt  $U_X = ct$ , se obține  $N = ct$  ?

## CAN simplă pantă



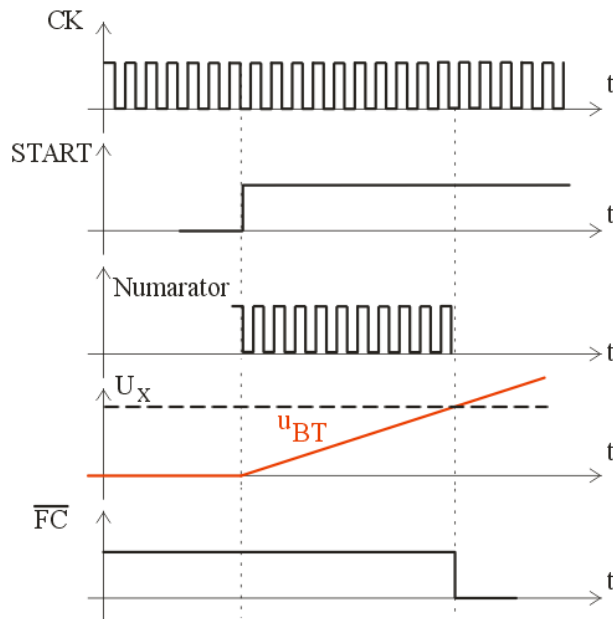
s.n. și CAN cu rampă liniară (vezi similitudinile cu rampă în trepte)

Condiția de STOP:  $U_X < U_{BT}$

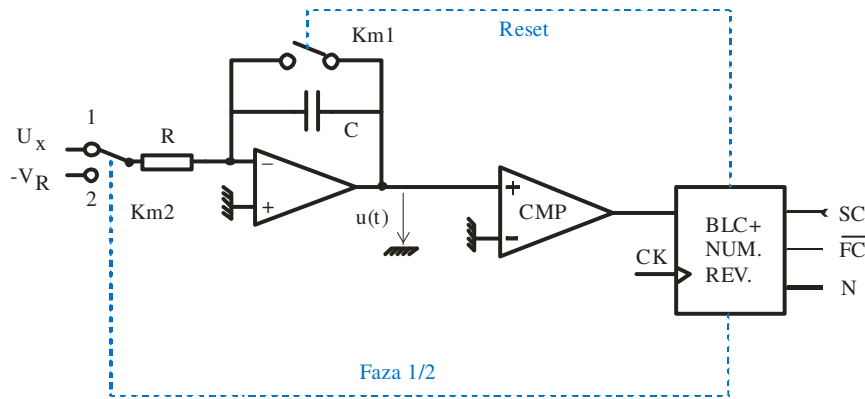
Demonstrați relația de conversie:  $N_x = U_X T_0 / (T_{CK} U_0)$

Q: dezavantaje ?

## F.U. CAN simplă pantă



## CAN dublă pantă

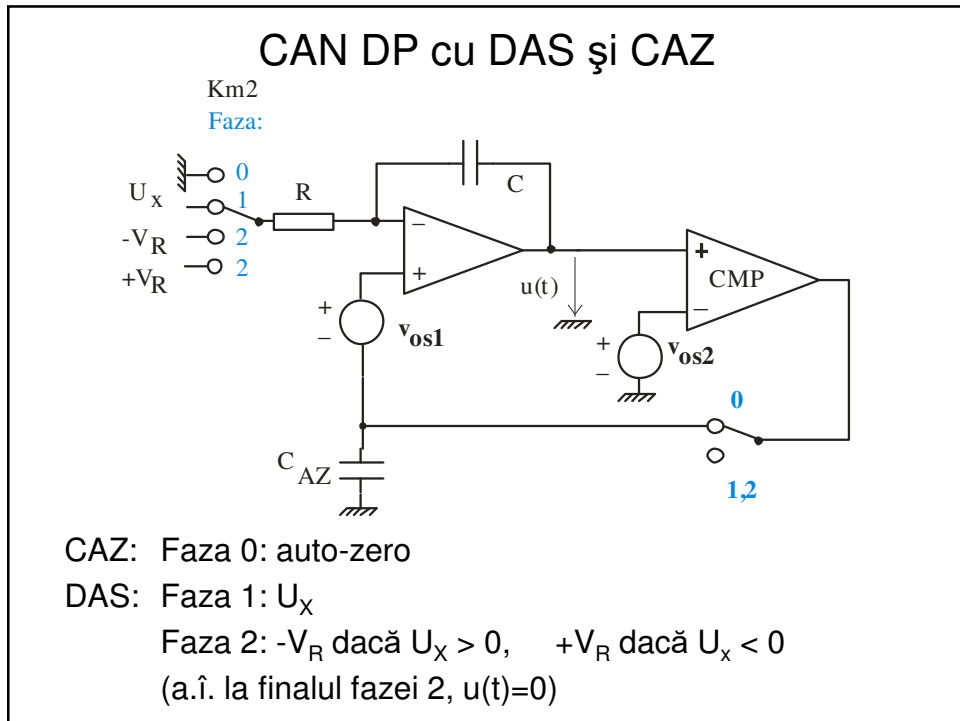
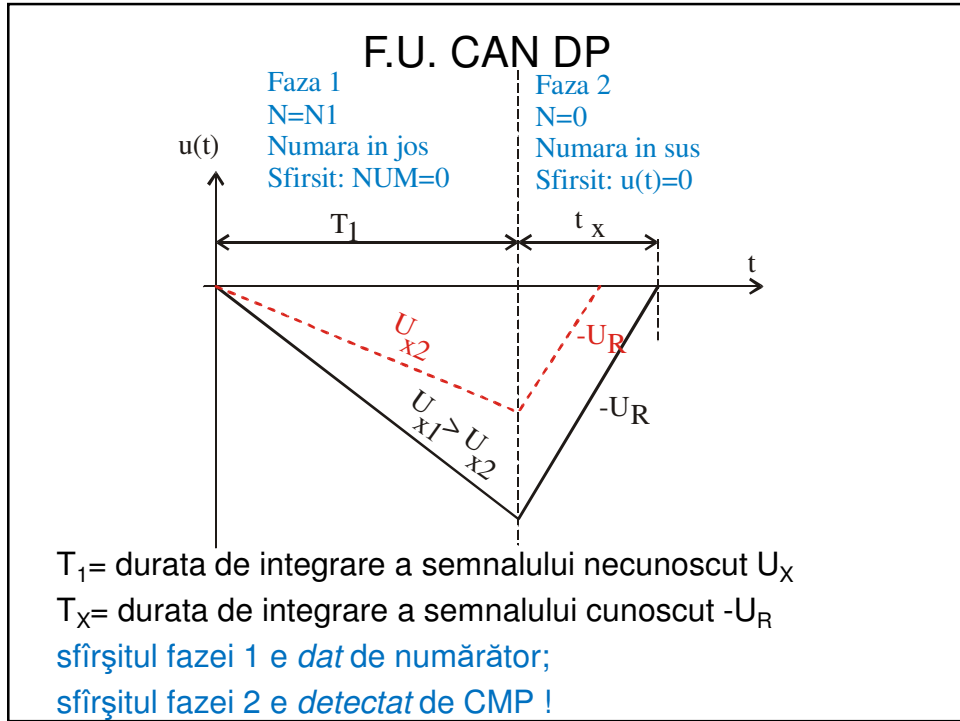


Faza 1: aplicăm  $U_x$ ; la sfârșit:  $u(T_1) = -(1/RC) U_x T_1$

Faza 2: aplicăm  $-V_R$ ; la sfârșit:  $u(T_x) = 0$

**Demonstrați** relația de conversie:  $N_x/N_1 = U_x/U_R$

**Q:** care e avantajul față de relația CAN SP ?



## CAN DP: formatul afișajului

- Posib. depășire  $U_X > V_R$  duce la dimensionarea  $U_{CS}$  și a numărului de digiți:

–  $U_X \leq V_R$ ,  $U_{CS} = U_R$ , N cifre,  $T_{conv} = 3T_1$   
(cu  $T_{AZ} = T_1$ )

–  $U_X \leq 2V_R$ ,  $U_{CS} = 2U_R$ , N 1/2 cifre,  $T_{conv} = 4T_1$

–  $U_X \leq 4V_R$ ,  $U_{CS} = 4U_R$ , N 3/4 cifre,  $T_{conv} = 6T_1$

Q1: demonstrație și reprezentare grafică a celor 3 faze (AZ+DP)!

Q2: legătura dintre numărul de cifre și timpul de conversie?

## CAN DP: Raportul de rejectie serie

- CAN DP = CAN *integrator* → reducerea prin integrare a erorilor date de perturbațiile **alternative** suprapuse peste tensiunea **continuă**  $U_x$

(vezi și capitolul “măsurarea tensiunilor”)

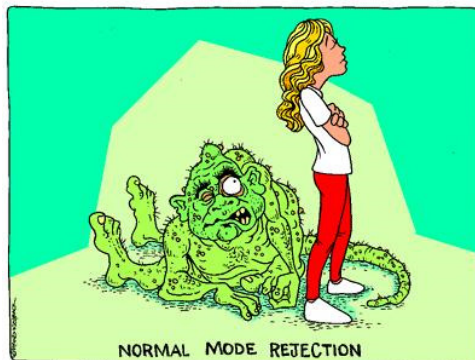
Q: de ce se numește „rejectie SERIE” ? Engl. NMR

$$RRS[\text{dB}] = 20\lg (U_{ca \text{ perturb}} / U_{cc \text{ echiv}})$$

Exemplu:

$$RRS = 100 = 40\text{dB}$$

→  $U_{ca} = 1\text{V}$  produce același efect ca și  $U_{cc} = 0.01\text{V}$



Sursa: HP/Agilent



## CAN DP: Raportul de rejecție serie

$$RRS[\text{dB}] = -20 \lg \text{sinc } \omega T_1/2$$

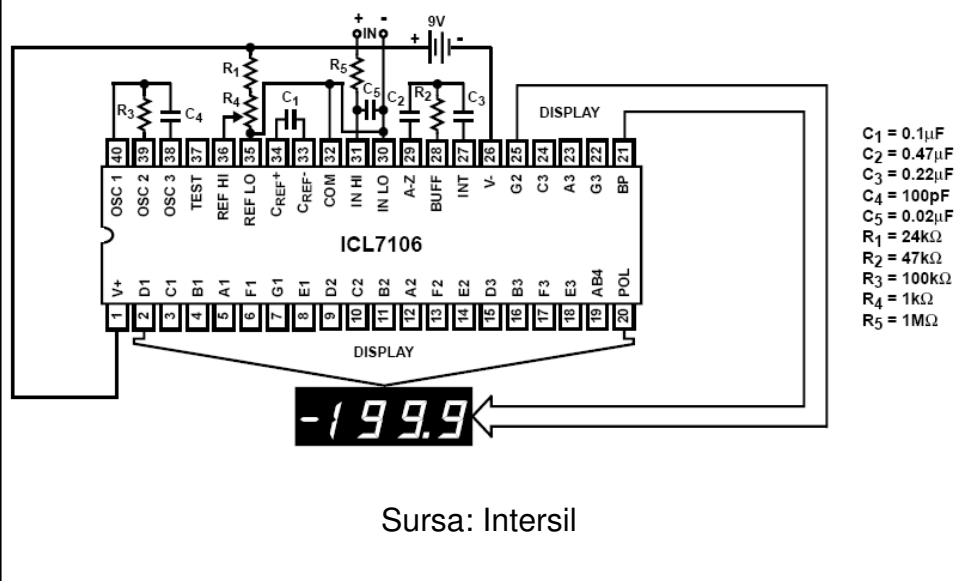
aici  $RRS = RRSI$  (Integrare)

$RRS = \infty$  pentru  $u_{ca \text{ perturb}}$  de frecvență =  $k/T_1$   
 $T_1 =$  durata de integrare a semnalului necunoscut  $U_x$

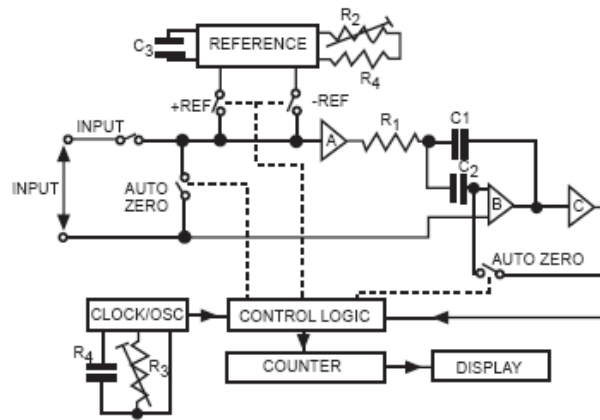
Demonstrație și reprezentare grafică  $RRS=f(\text{frecvență})$

Q: comentați legătura dintre existența  $RRSI$  la CAN DP (și inexistența acestuia la CAN neintegratoare) și precizia CAN DP (de pe slide-ul introductiv cu tipuri de CAN). Acest tip de CAN se folosește (ca circuit integrat dedicat) în V-metre de c.c.

## Aplicație CAN DP: C.I. voltmetru cu 3 1/2 digiți și afișaj LCD cu ICL7106



## Principiu de funcționare ICL7106 (sursa: Intersil)

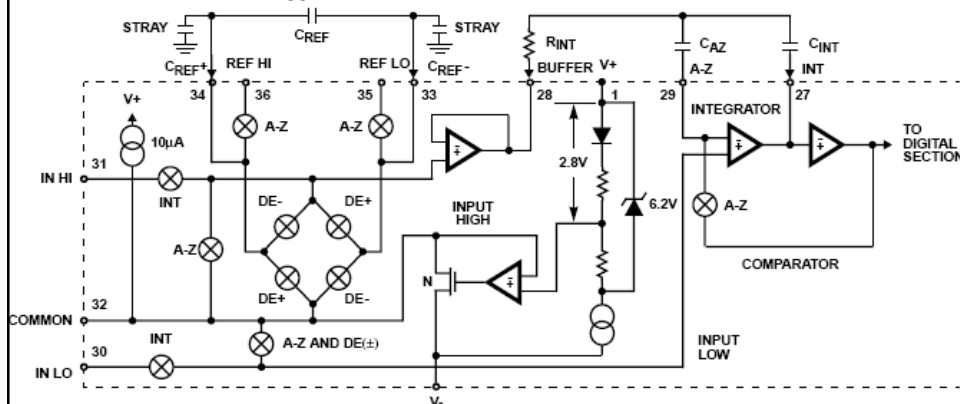


Comutator	Faza 1	Faza 2	Faza AZ
INPUT	închis	deschis	deschis
+REF	deschis	dep. de semn Vin	deschis
-REF	deschis	dep. de semn Vin	deschis
AUTO-ZERO	deschis	deschis	închis

## Schema de principiu ICL7106/7107

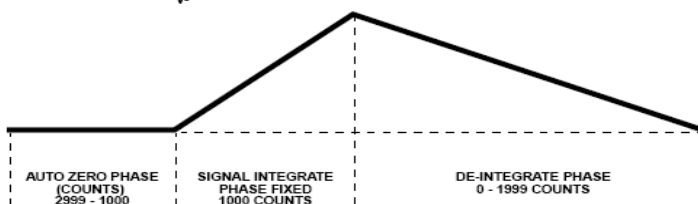
(vezi datasheet Intersil pentru mai multe detalii privind funcționarea)

$V_{CS}=200mV$ ,  $V_{REF}=100mV$ , 3 1/2 digiți

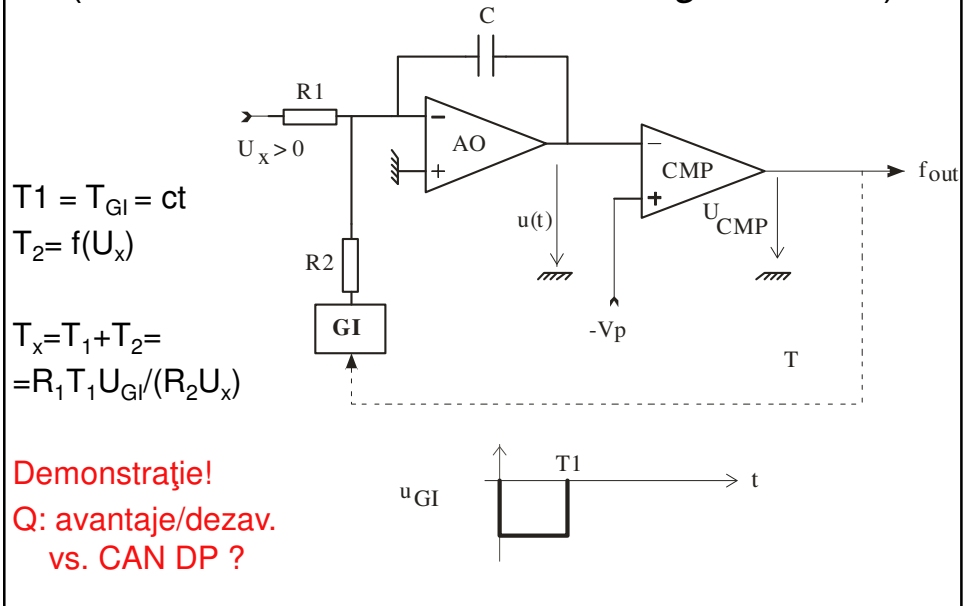


Faze:

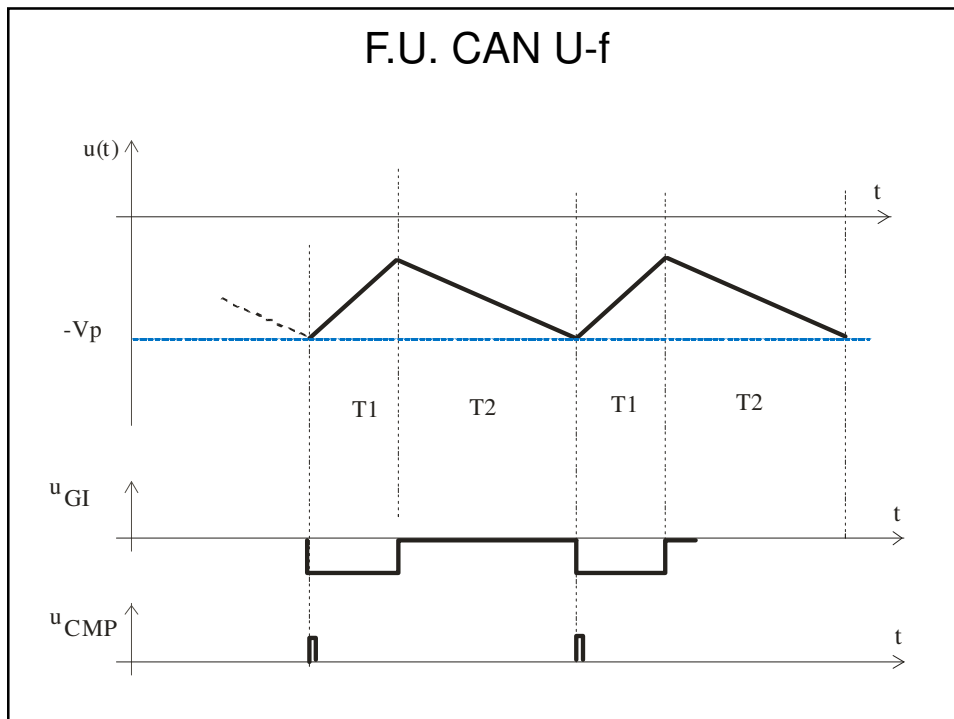
- A-Z (faza 0)
- INT (integrare - faza 1)
- DE (de-integrare - faza 2)



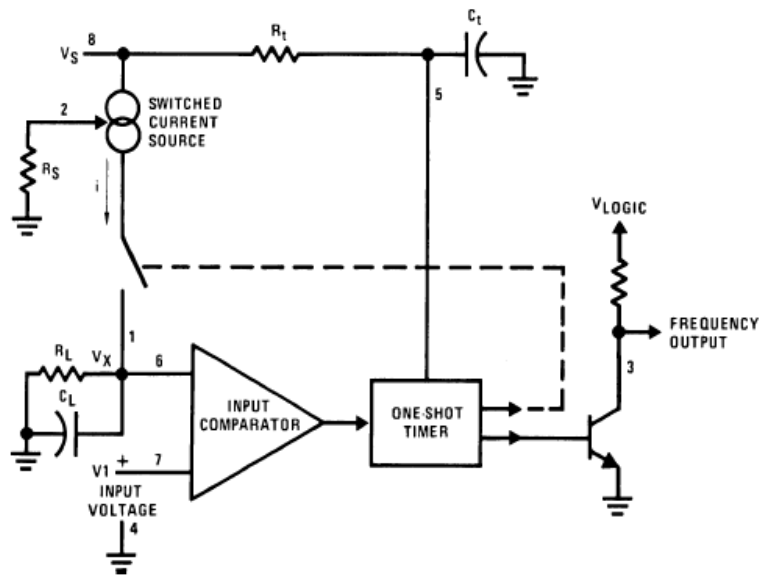
## CAN cu conversie U-f (cu echilibrare de sarcină – *charge balance*)



## F.U. CAN U-f

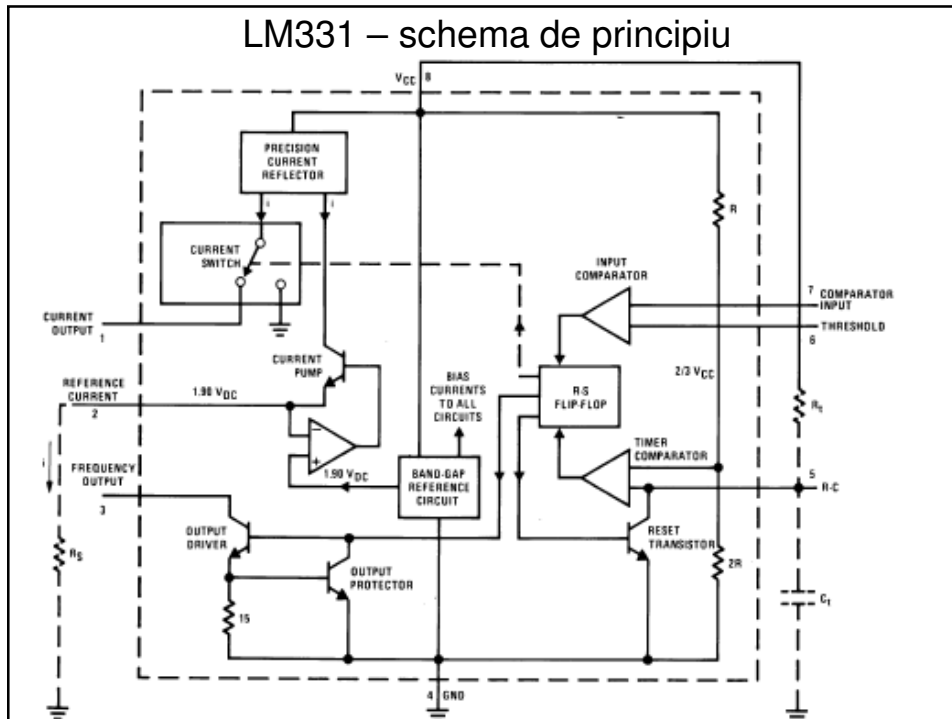


## Convertor U-f LM331: schema simplificată

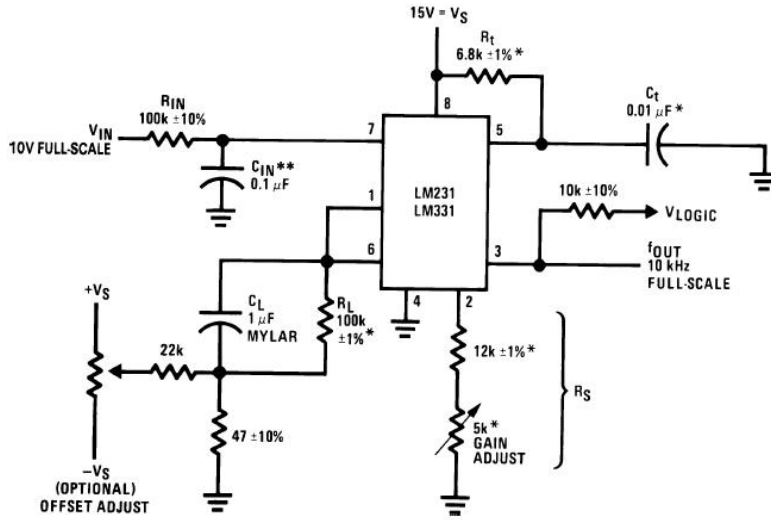


Sursa: National Semiconductor

## LM331 – schema de principiu



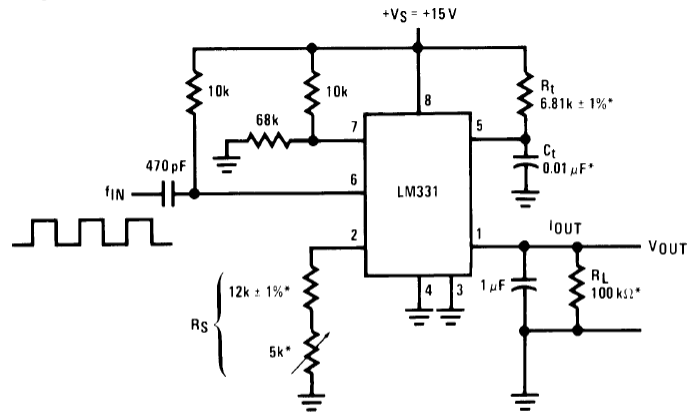
### Aplicație: convertor U-F cu LM331



$$V_{in} \in (0, 10V) \Rightarrow f_{OUT} \in (0, 10KHz)$$

$$f_{OUT} = \frac{V_{IN}}{2.09 V} \cdot \frac{R_S}{R_L} \cdot \frac{1}{R_t C_t}$$

### Aplicație LM331: Convertor f-U

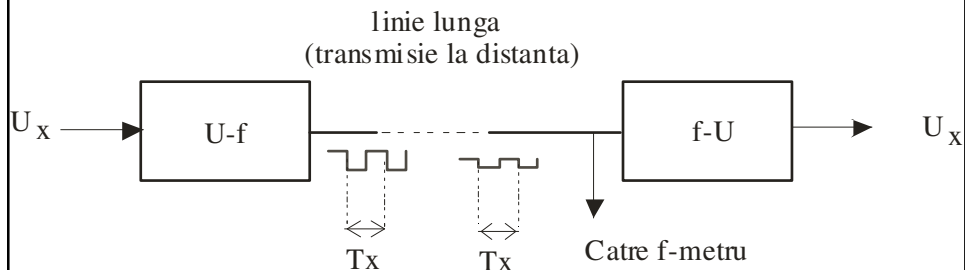


DS005680-7

$$V_{OUT} = f_{IN} \times 2.09V \times \frac{R_L}{R_S} \times (R_t C_t)$$

Sursa: National Semiconductor

## Lanț U-f, f-U pentru telemăsură

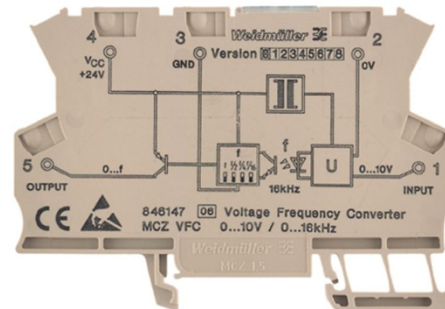
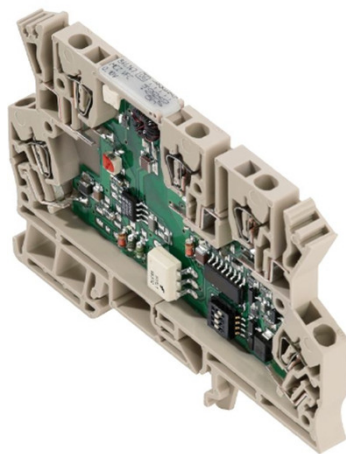


(Vezi și lucrarea 6 de laborator IEM)

Aplicație: tensiunea  $U_x$  de la un senzor de temperatură, presiune, nivel, debit etc este „repetată” la distanță mare pt afișare pe un instrument sau digitizare. Aplicații industriale, maritime (citirea senzorilor din sala mașinilor de pe vapor) etc

Q: care parametri ai semnalului sînt afectați de linia lungă, și care nu ?

## Aplicație industrială de telemăsură



**Weidmüller**

MCZ VFC 0-10V

convertește 0-10V în 0-1/4/8/16KHz

- convertor U-f pt. aplicații industriale, format șină DIN
- izolare optică, imun la zgomot și perturbații
- există și perechea (conf. f-U)