

ÉRZÉKELŐK ÉS BEAVATKOZÓK I.

7. AZ AD KONVERZIÓ



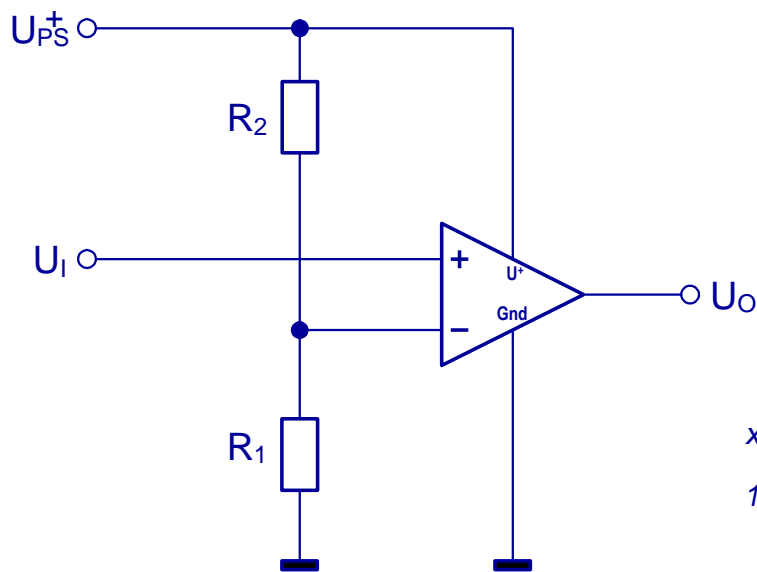
Dr. Soumelidis Alexandros

2020.10.22.

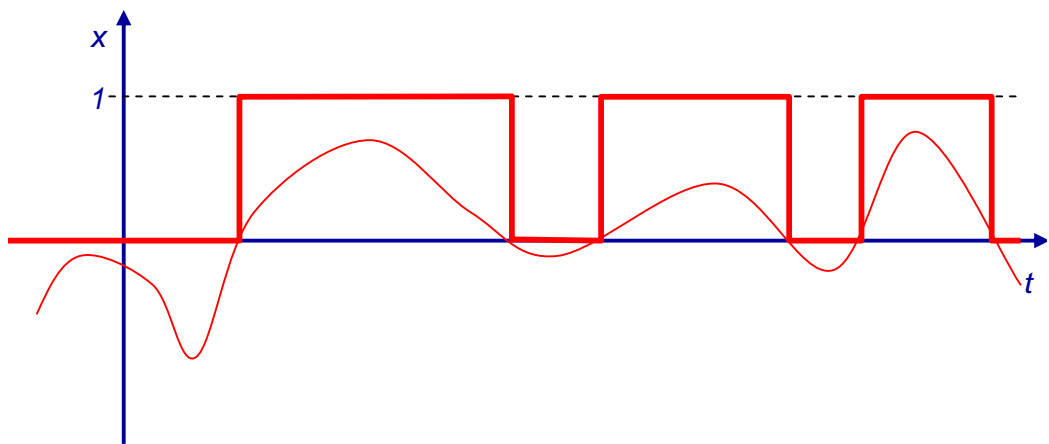


BME KÖZLEKEDÉSMÉRNÖKI ÉS JÁRMŰMÉRNÖKI KAR
32708-2/2017/INTFIN SZÁMÚ EMMI ÁLTAL TÁMOGATOTT TANANYAG

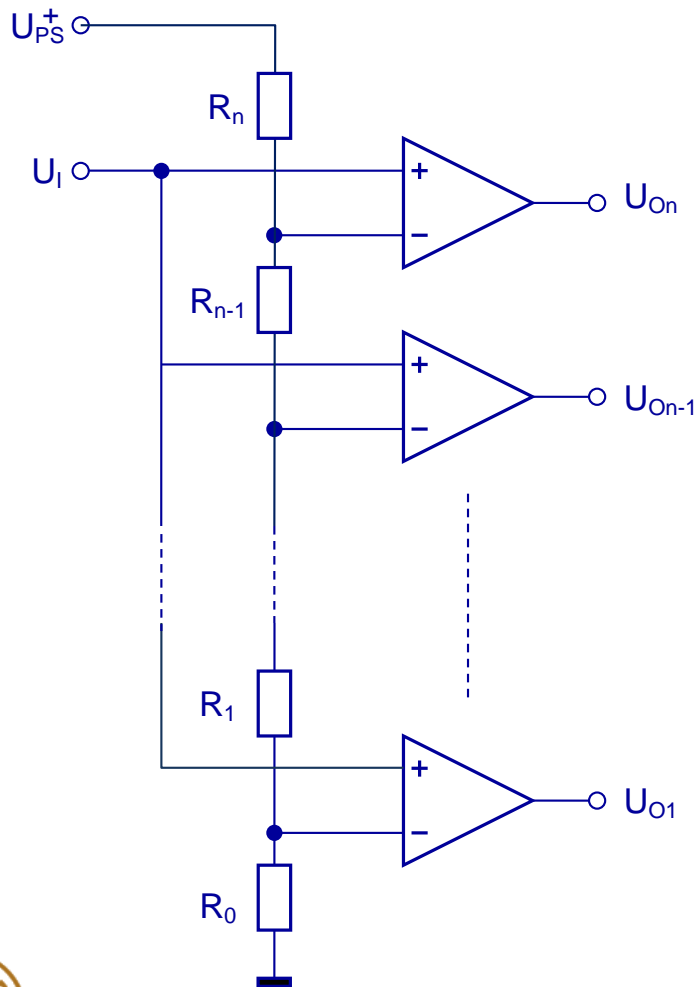
1-bites kvantáló (AD)



Bináris (0/1) sorozattá konvertálja a jelet.



Flash AD



Szimultán konverzió párhuzamos komparátorokkal

- Gyors
- Egyenletes vagy nem-egyenletes kvantálás
- Bináris számmá alakítás további logikát igényel
- Sok analóg elem, zajra érzékeny (hiszterézises komparátorok tovább bonyolítják)
- Sok bitre drága megoldás



Integráló AD

Integrálás – valamilyen értelemben átlagértéket képez, ezzel zajszűrés érhető el.

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_0^T u_I(\tau) d\tau$$

Főbb típusai:

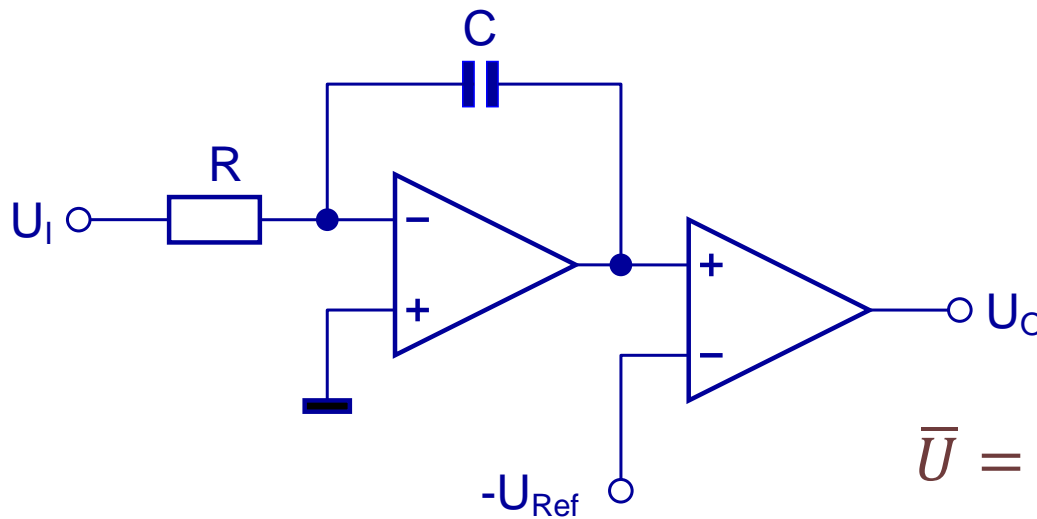
- Single Slope AD
- Dual Slope AD

Származtatott típusai:

- PWM modulátor
- Feszültség-frekvencia (V/f) konverter



Single Slope AD



$$\frac{1}{RC} \int_0^T u_I(\tau) d\tau = U_{Ref}$$

$$\bar{U} = \frac{1}{T} \int_0^T u_I(\tau) d\tau = \frac{RC}{T} U_{Ref}$$

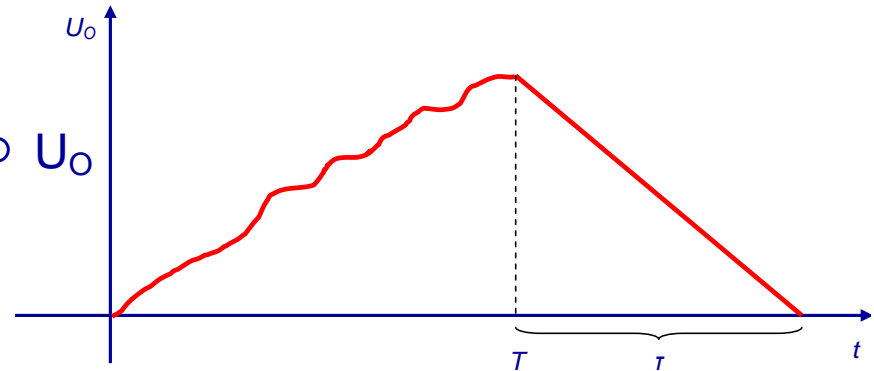
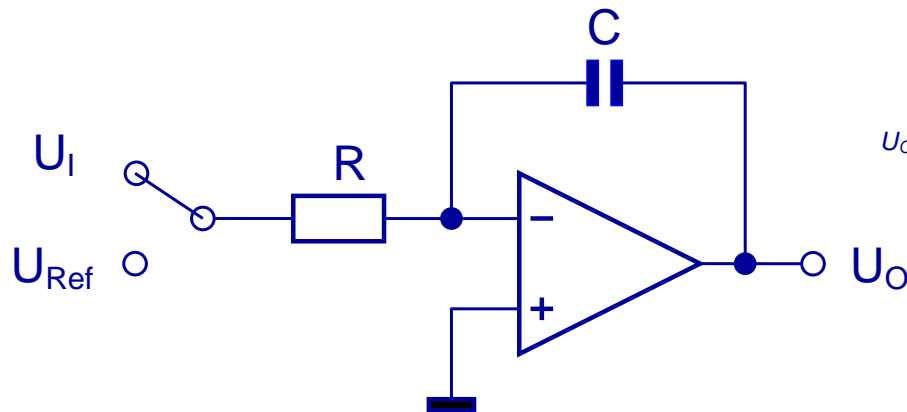
Integráljuk a jelet, amíg elér egy referencia szintet. A integrálás ideje arányos a jel átlagértékével.

Hátránya:

- Az eredményben benne van R és C pontatlansága és hőmérsékletfüggése.



Dual Slope AD



$$\frac{1}{RC} \int_0^T u_I(\tau) d\tau = \frac{1}{RC} \int_0^T U_{Ref} d\tau$$

$$\bar{U} = \frac{1}{T} \int_0^T u_I(\tau) d\tau = \frac{\tau}{T} U_{Ref}$$

Előnye:

- Az eredményben nincs benne R és C pontatlansága és hőmérsékletfüggése.



Integráló típusú AD

Alkalmazástechnika:

Előnyeik:

- A feszültségmérést időmérésre vezetik vissza: az időmérés nagy pontossággal elvégezhető (kvarc óragenerátorok pontossága 5-50 ppm).
- Egyszerű robusztus kialakítás.
- Az integrálás révén zaj-, zavaroszűrő hatás.

Hátrányaik:

- Relatív lassúság.

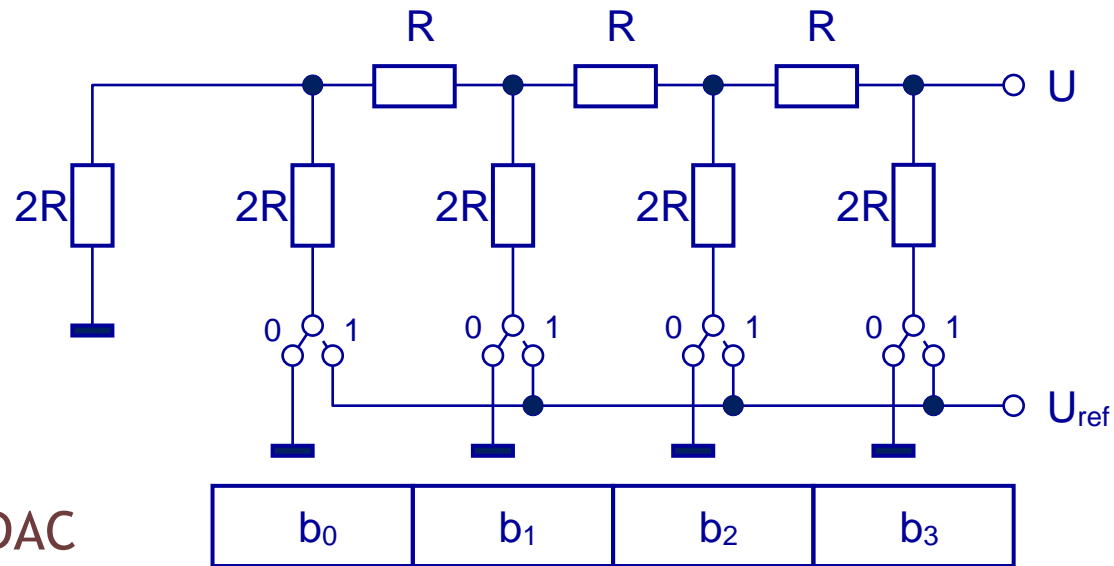
Alkalmazási területek:

- Ipari mérés technika.
- Digitális panel-mérőeszközök.



DA konverzió

R-2R ellenállás-létrahálózat



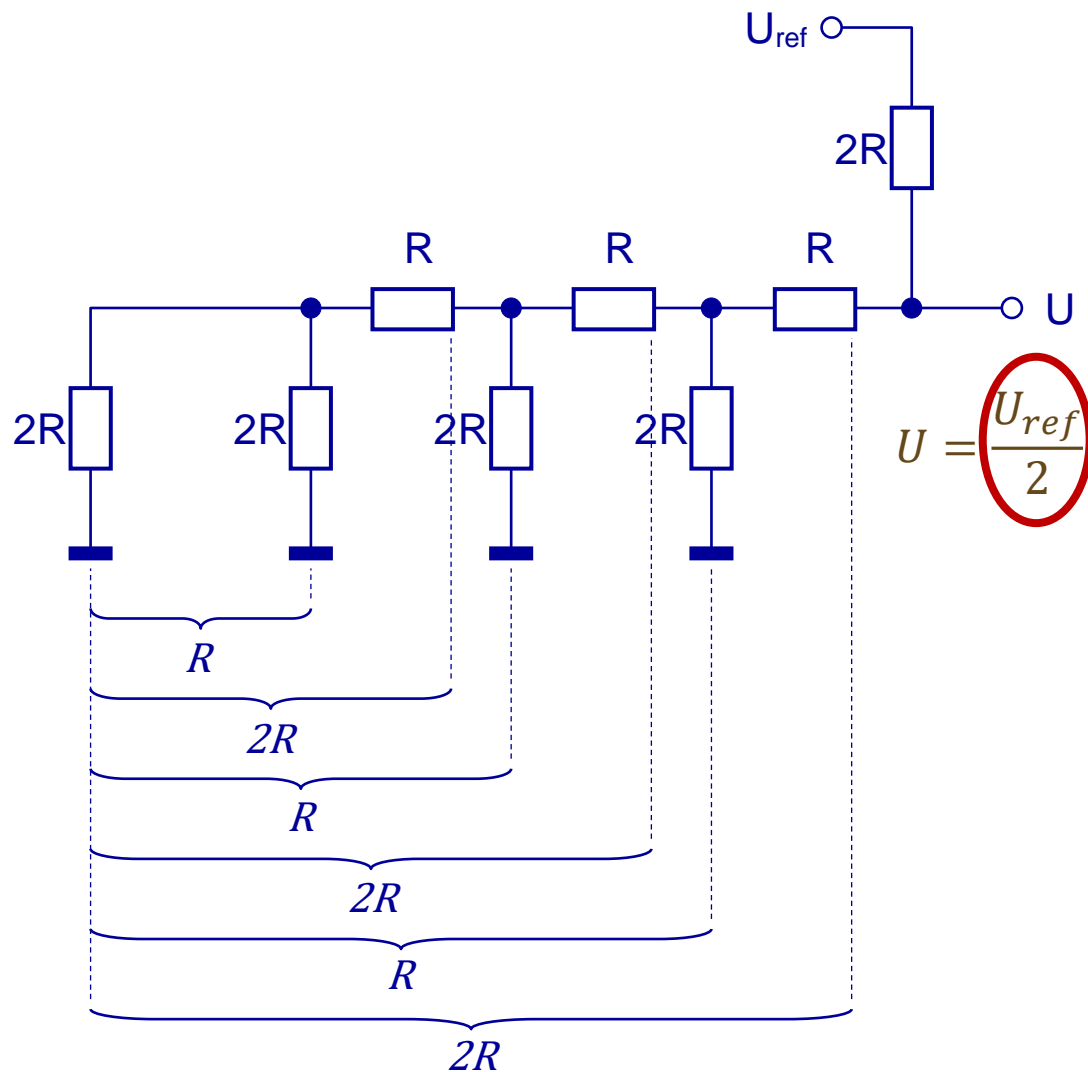
$$U = b_3 \frac{U_{ref}}{2} + b_2 \frac{U_{ref}}{4} + b_1 \frac{U_{ref}}{8} + b_0 \frac{U_{ref}}{16}$$



DA konverzió

4-bites DAC

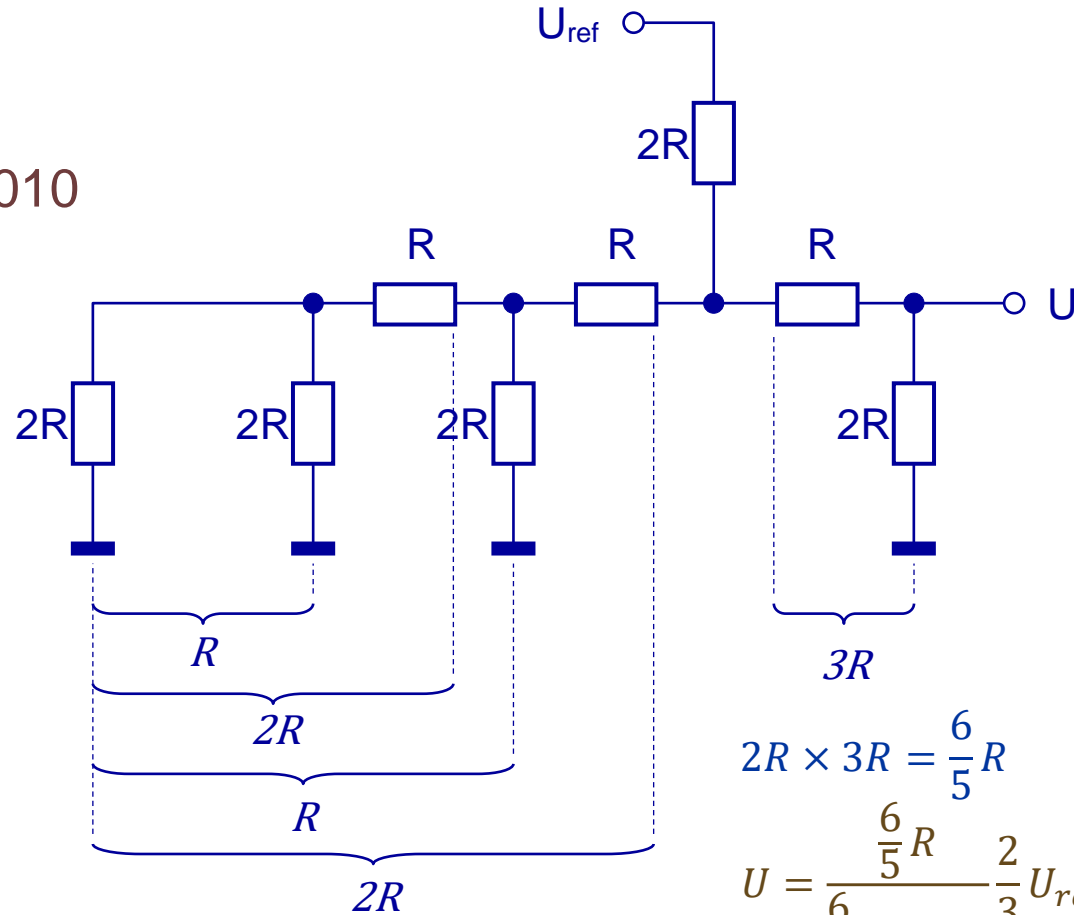
Bemeneti adat: 0001



DA konverzió

4-bites DAC

Bemeneti adat: 0010



$$2R \times 3R = \frac{6}{5}R$$

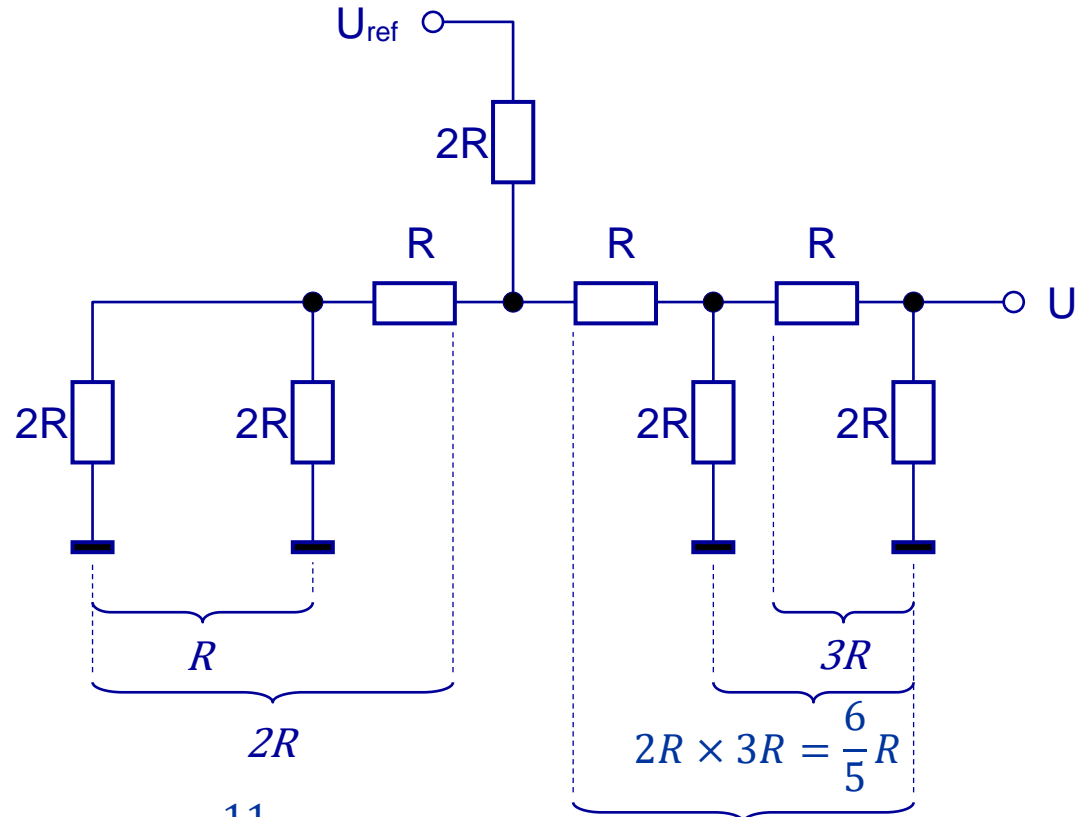
$$U = \frac{\frac{6}{5}R}{\frac{6}{5}R + 2R} \frac{2}{3} U_{ref} = \frac{U_{ref}}{4}$$



DA konverzió

4-bites DAC

Bemeneti adat: 0100



$$2R \times \frac{11}{5} R = \frac{2 \frac{11}{5} R^2}{\frac{11}{5} R + 2R} = \frac{22}{21} R$$

$$R + \frac{6}{5} R = \frac{11}{5} R$$

$$U = \frac{\frac{22}{21}}{\frac{22}{21} + 2\frac{6}{5} + 1} \frac{2}{3} U_{ref} = \frac{22}{22 + 42} \frac{6}{6 + 5} \frac{2}{3} U_{ref} = \frac{22}{64} \frac{6}{11} \frac{2}{3} U_{ref} = \frac{U_{ref}}{8}$$



DA konverzió

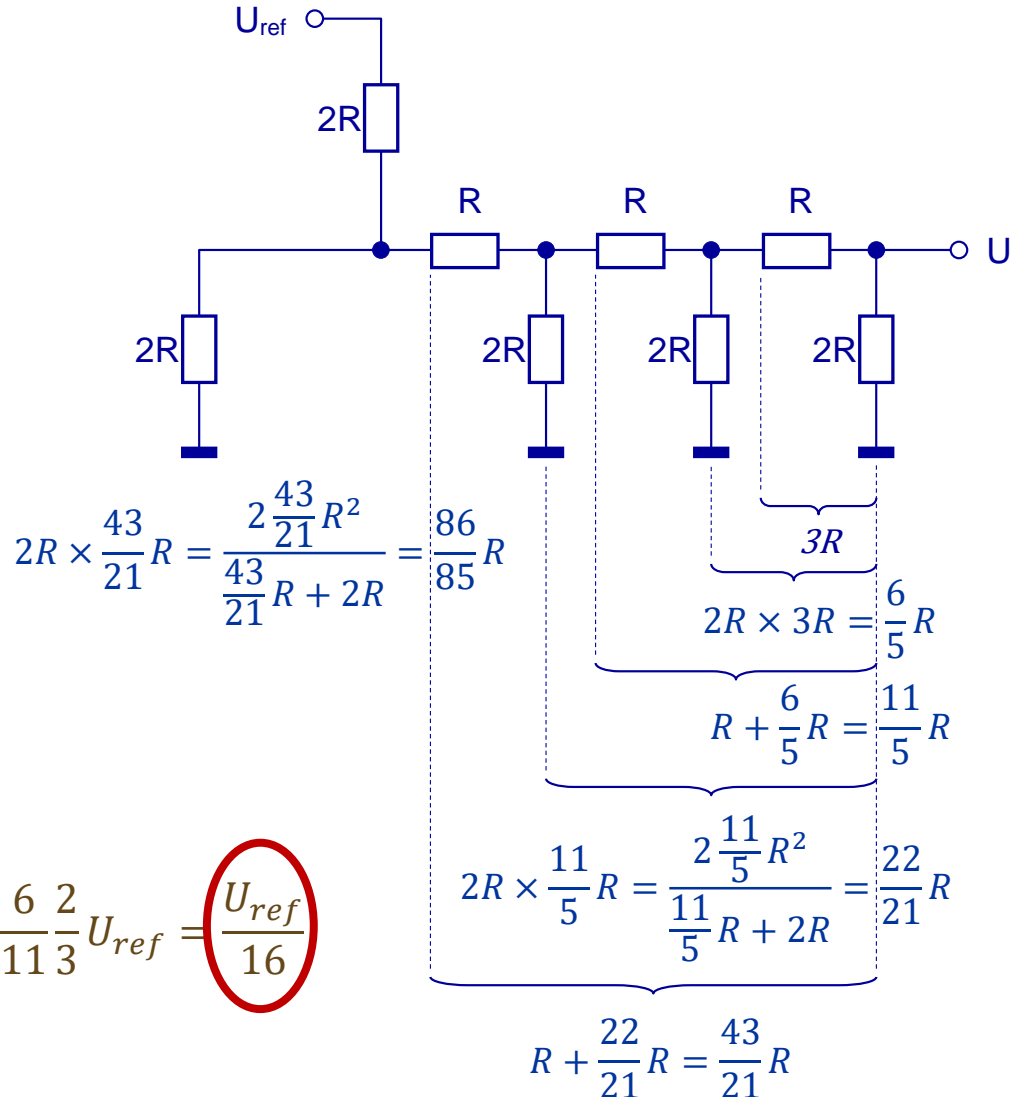
4-bites DAC

Bemeneti adat: 1000

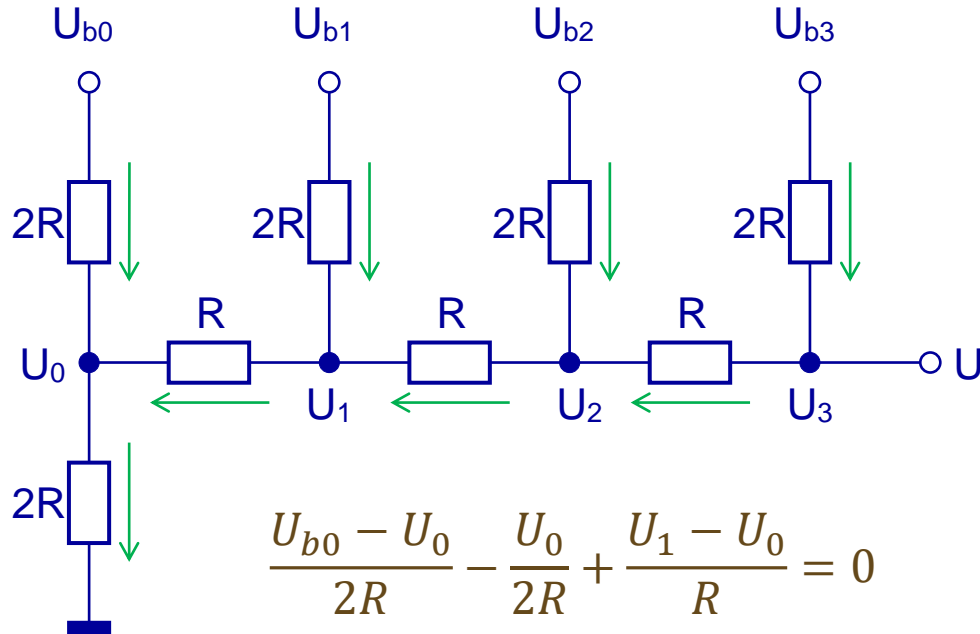
$$U = \frac{\frac{86}{85} \frac{22}{21} \frac{6}{5} 2}{\frac{86}{85} + 2 \frac{22}{21} + 2 \frac{6}{5} + 1} U_{ref}$$

$$U = \frac{86}{86 + 170} \frac{22}{22 + 42} \frac{6}{6 + 5} \frac{2}{3} U_{ref}$$

$$U = \frac{22}{22 + 42} \frac{6}{6 + 5} \frac{2}{3} U_{ref} = \frac{86}{256} \frac{22}{64} \frac{6}{11} \frac{2}{3} U_{ref} = \frac{U_{ref}}{16}$$



DA konverzió



4-bites DAC

U egzakt számítása:

Kirchoff csomóponti törvény alkalmazásával

$$\frac{U_{b0} - U_0}{2R} - \frac{U_0}{2R} + \frac{U_1 - U_0}{R} = 0$$

$$2U_0 - U_1 = \frac{U_{b0}}{2}$$

$$\frac{U_{b1} - U_1}{2R} - \frac{U_1 - U_0}{R} + \frac{U_2 - U_1}{R} = 0$$

$$-U_0 - \frac{5}{2}U_1 - U_2 = \frac{U_{b1}}{2}$$

$$\frac{U_{b2} - U_2}{2R} - \frac{U_2 - U_1}{R} + \frac{U_3 - U_2}{R} = 0$$

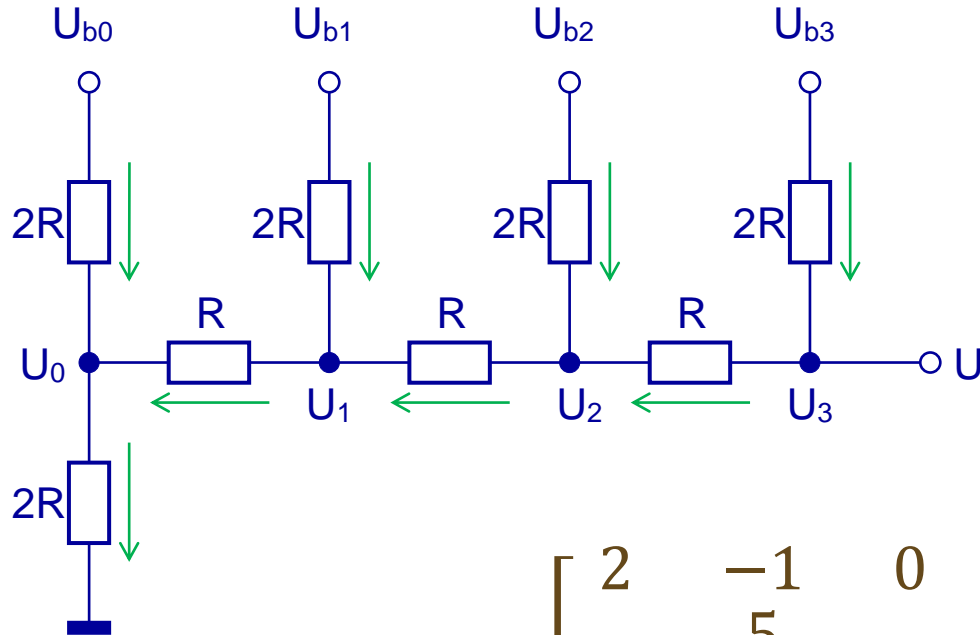
$$-U_1 - \frac{5}{2}U_2 - U_3 = \frac{U_{b2}}{2}$$

$$\frac{U_{b3} - U_3}{2R} - \frac{U_3 - U_2}{R} = 0$$

$$-U_2 - \frac{3}{2}U_3 = \frac{U_{b3}}{2}$$



DA konverzió



4-bites DAC

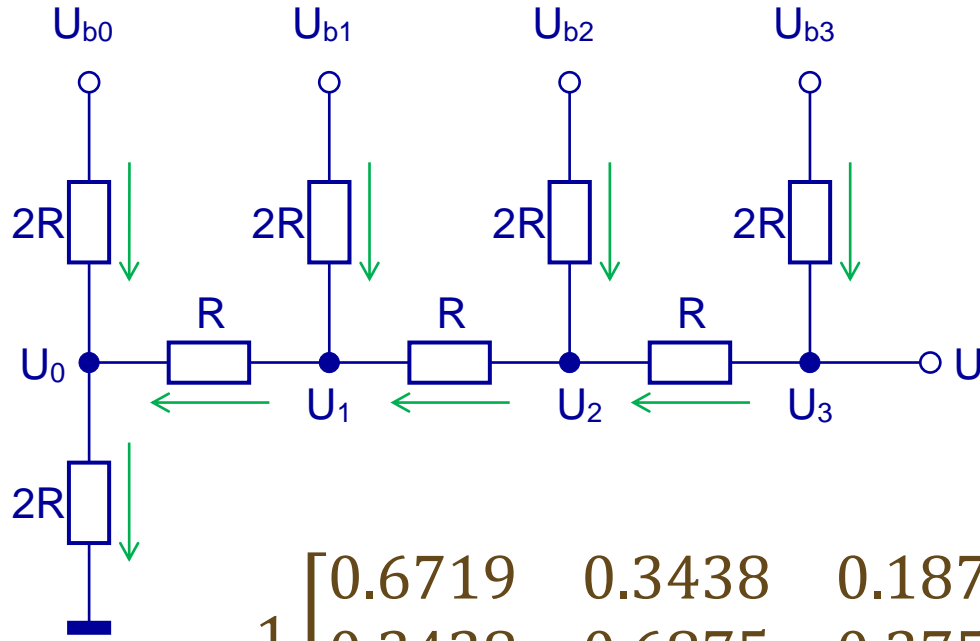
U egzakt számítása:

mátrix alakban

$$\begin{bmatrix} 2 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & \frac{5}{2} & -1 & 0 \\ 0 & -1 & \frac{5}{2} & -1 \\ 0 & 0 & -1 & \frac{3}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_0 \\ U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} U_{b0} \\ U_{b1} \\ U_{b2} \\ U_{b3} \end{bmatrix}$$



DA konverzió



4-bites DAC

U egzakt számítása:

a lineáris egyenletrendszer megoldása

$$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0.6719 & 0.3438 & 0.1875 & 0.125 \\ 0.3438 & 0.6875 & 0.3750 & 0.2500 \\ 0.1875 & 0.3750 & 0.7500 & 0.5000 \\ 0.1250 & 0.2500 & 0.5000 & 1.0000 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{b0} \\ U_{b1} \\ U_{b2} \\ U_{b3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_0 \\ U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix}$$

U azonos U_3 -mal – a 4. sor érdekes,

az együtthatók:

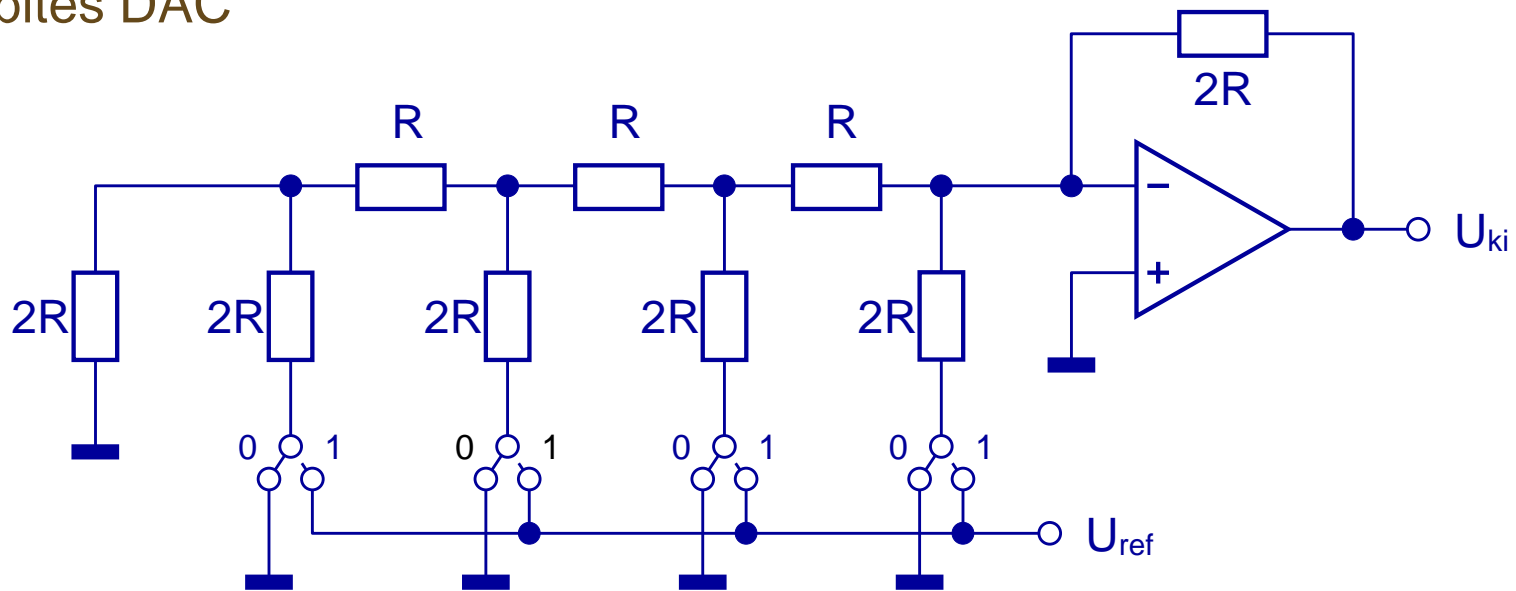
$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ \frac{1}{16} & \frac{1}{8} & \frac{1}{4} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$



DA konverzió

R-2R DAC: gyakorlati megjelenés

4-bites DAC



$$U_{ki} = b_3 \frac{U_{ref}}{2} + b_2 \frac{U_{ref}}{4} + b_1 \frac{U_{ref}}{8} + b_0 \frac{U_{ref}}{16}$$



Szukcesszív approximációs AD

Fokozatos közelítések módszere:

$$b_{n-1} \frac{U_{ref}}{2} + b_{n-2} \frac{U_{ref}}{4} + \dots + b_1 \frac{U_{ref}}{2^{n-2}} + b_0 \frac{U_{ref}}{2^{n-1}}$$

formában előállított jelszintekkel
való *összehasonlítás* alapján.

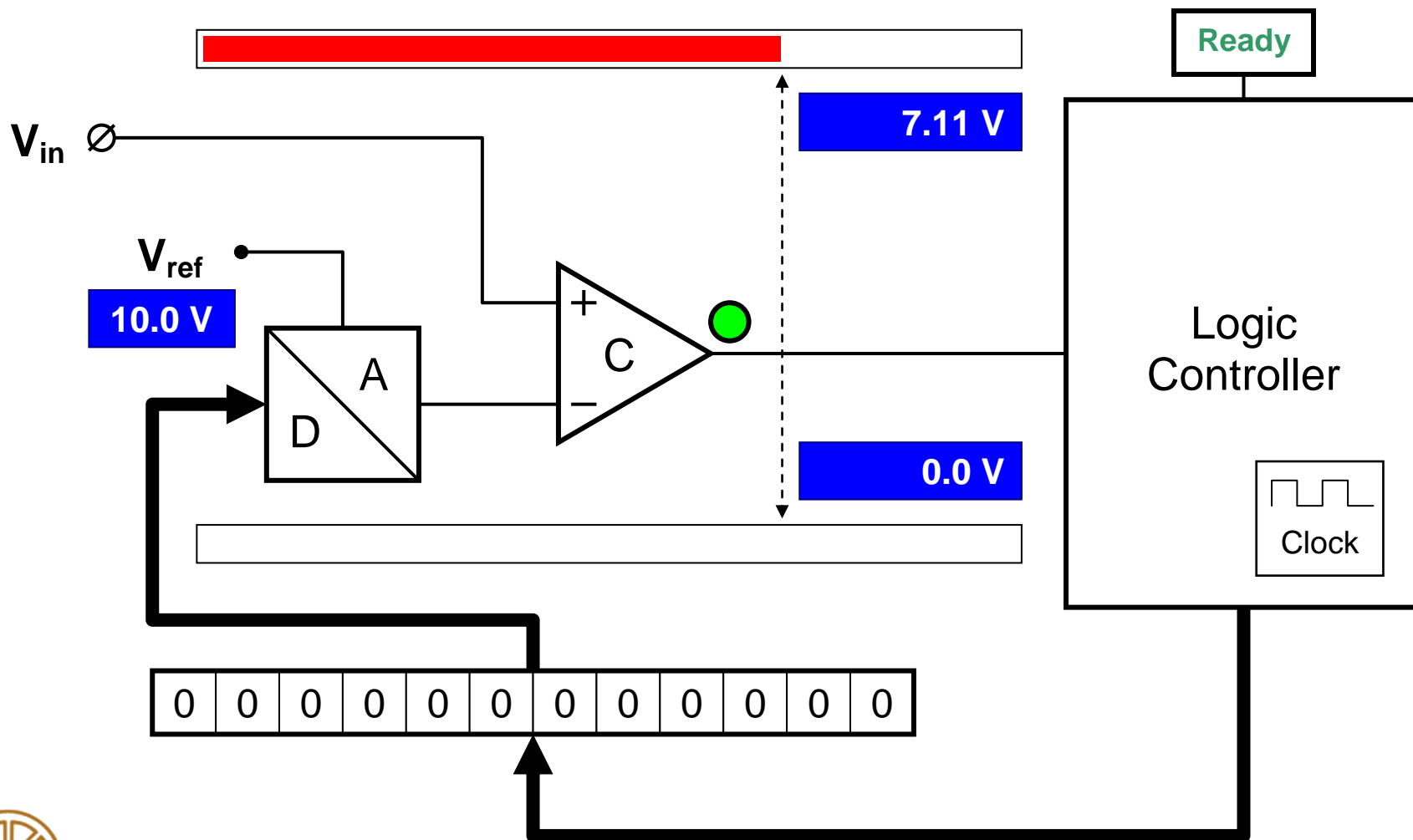
Összehasonlítás: komparátor.

Feltételezett érték: bináris adatot tároló *regiszter*.

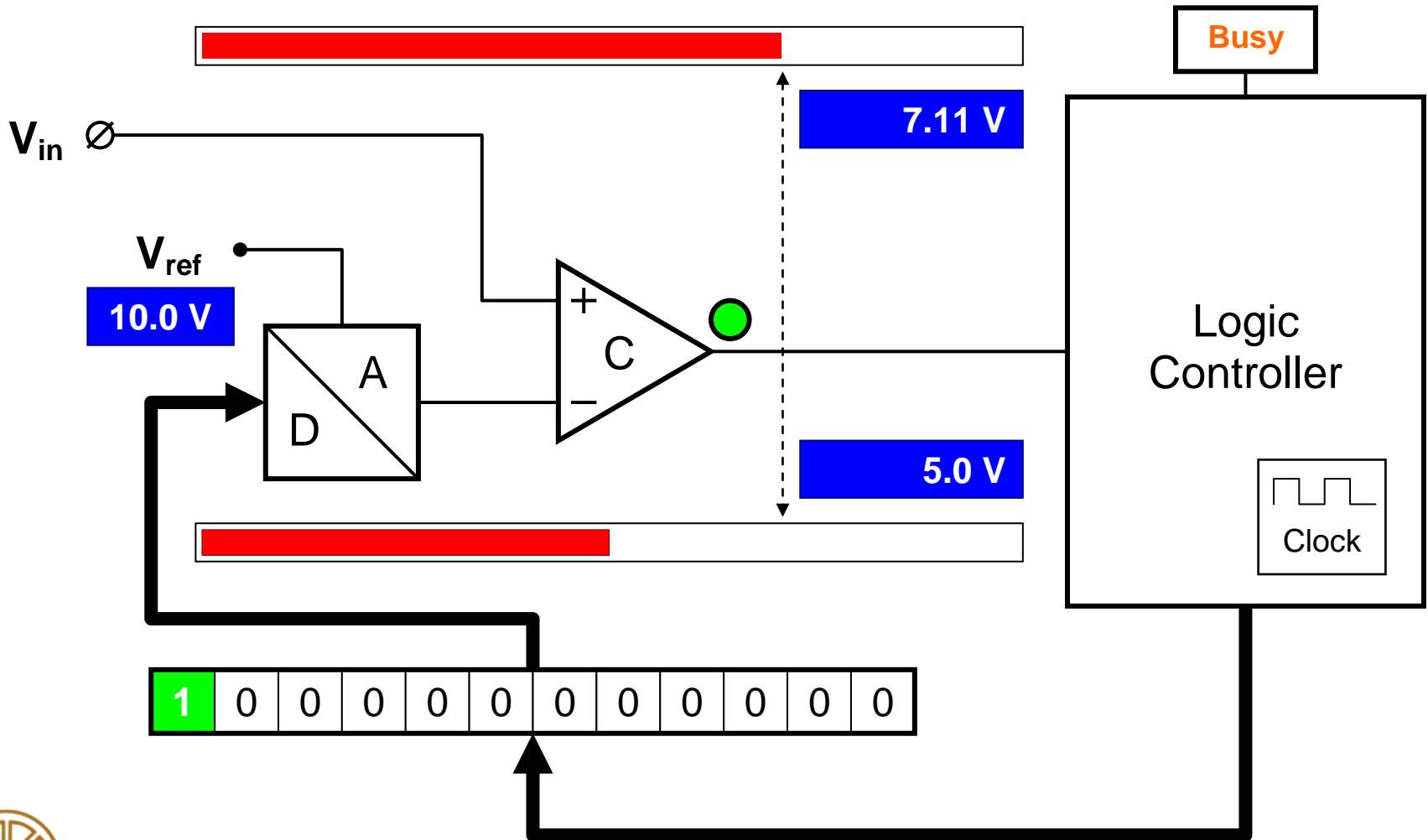
Elnevezés: **SAR** – Successive Approximation Register.



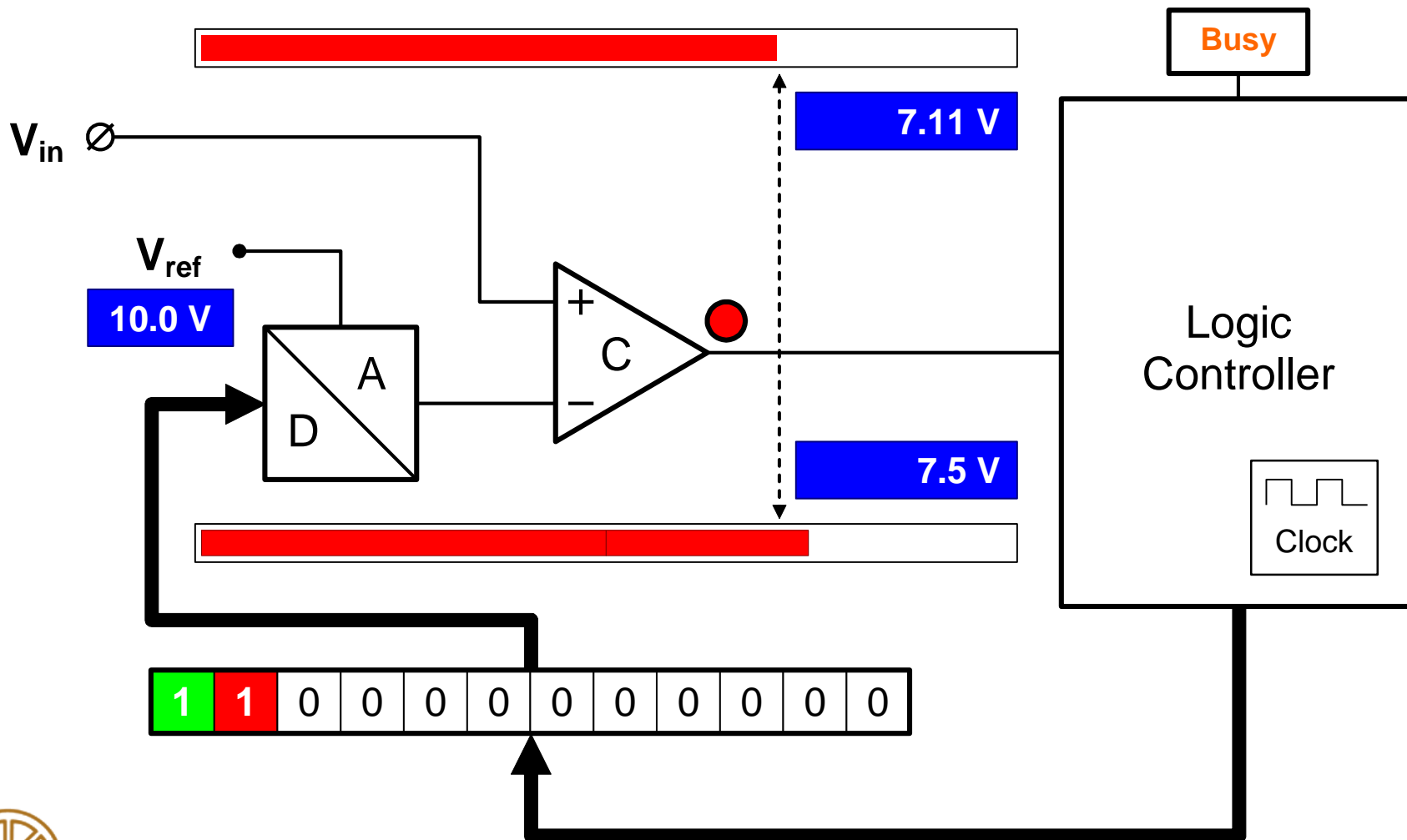
Szukcesszív approximációs AD



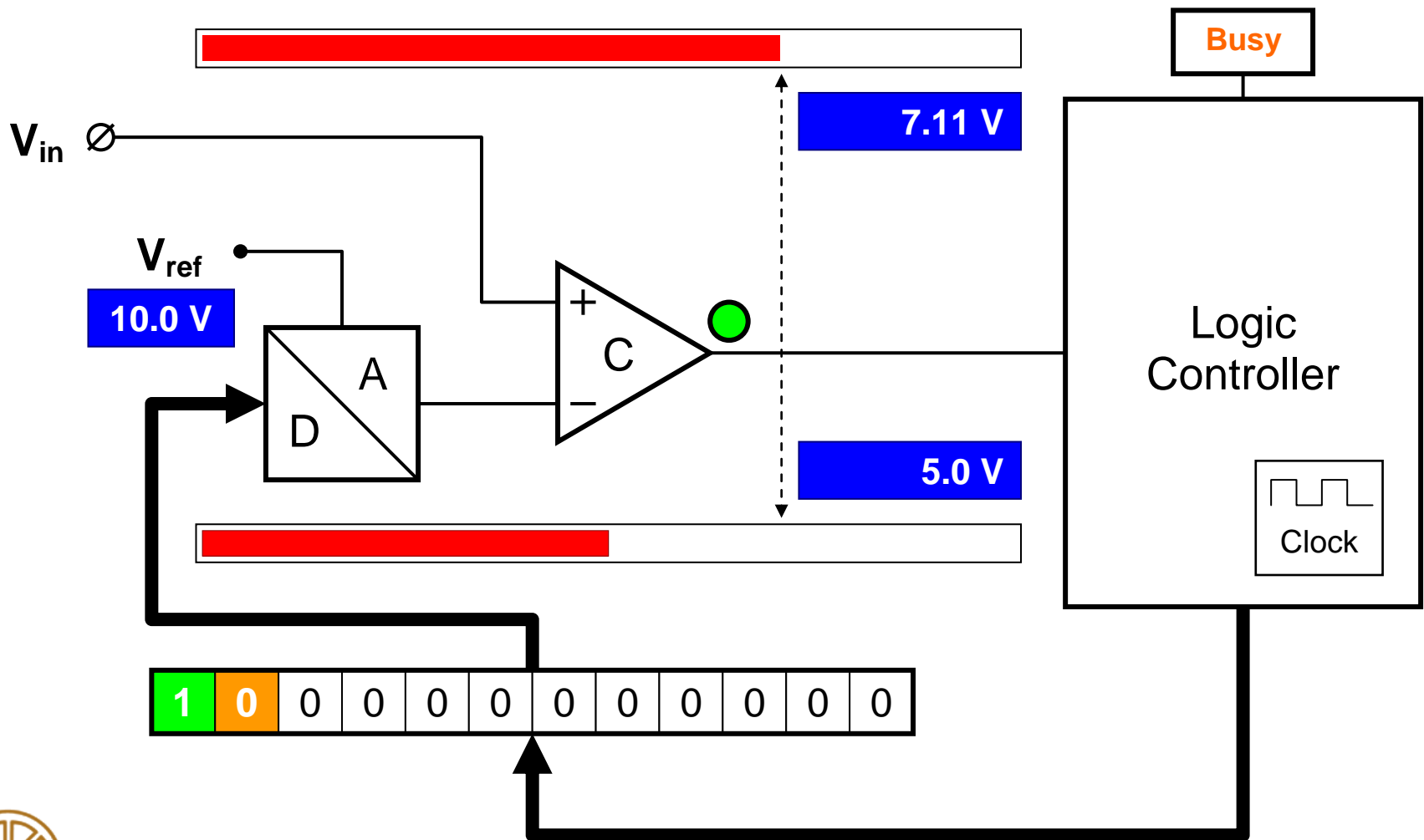
Szukcesszív approximációs AD



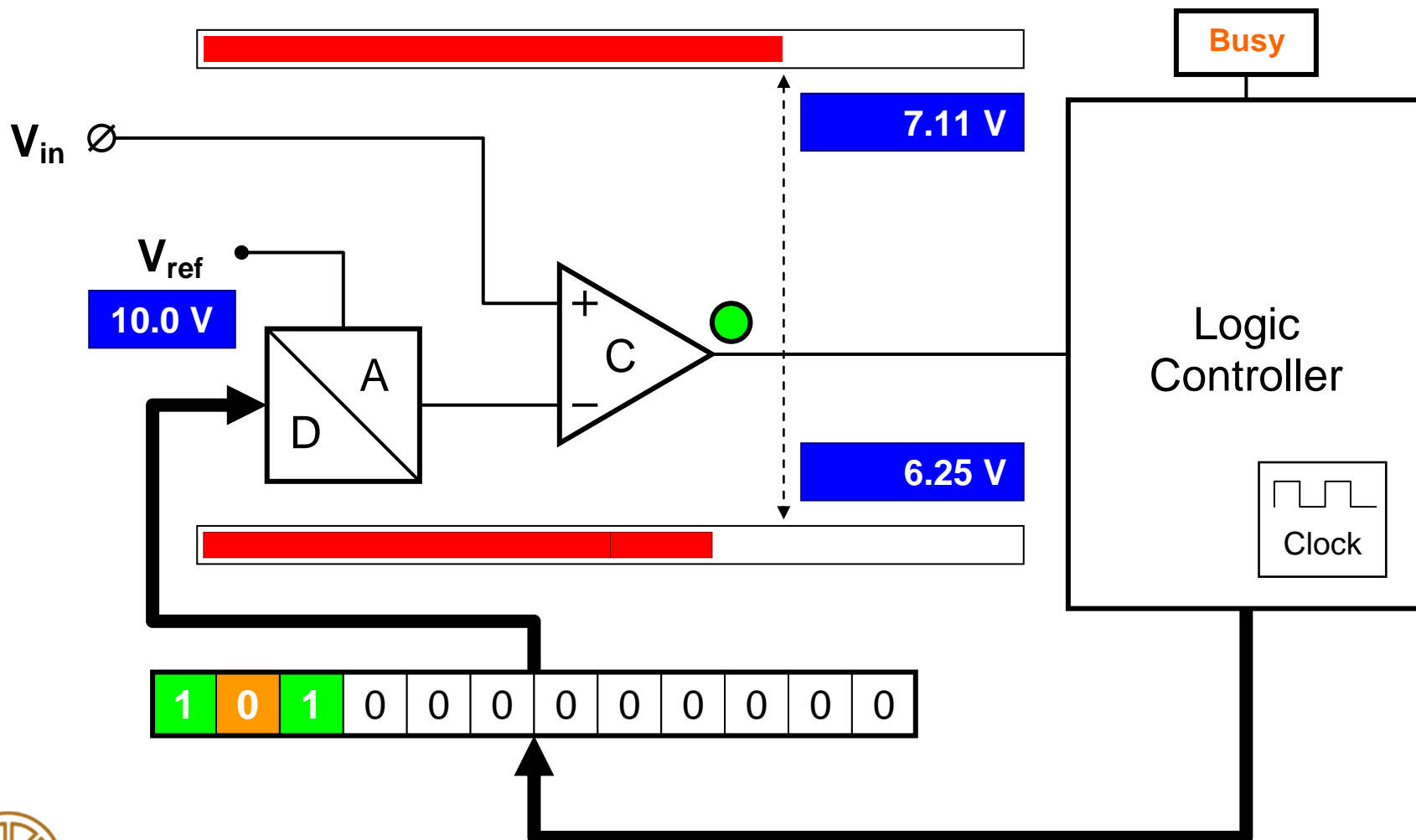
Szukcesszív approximációs AD



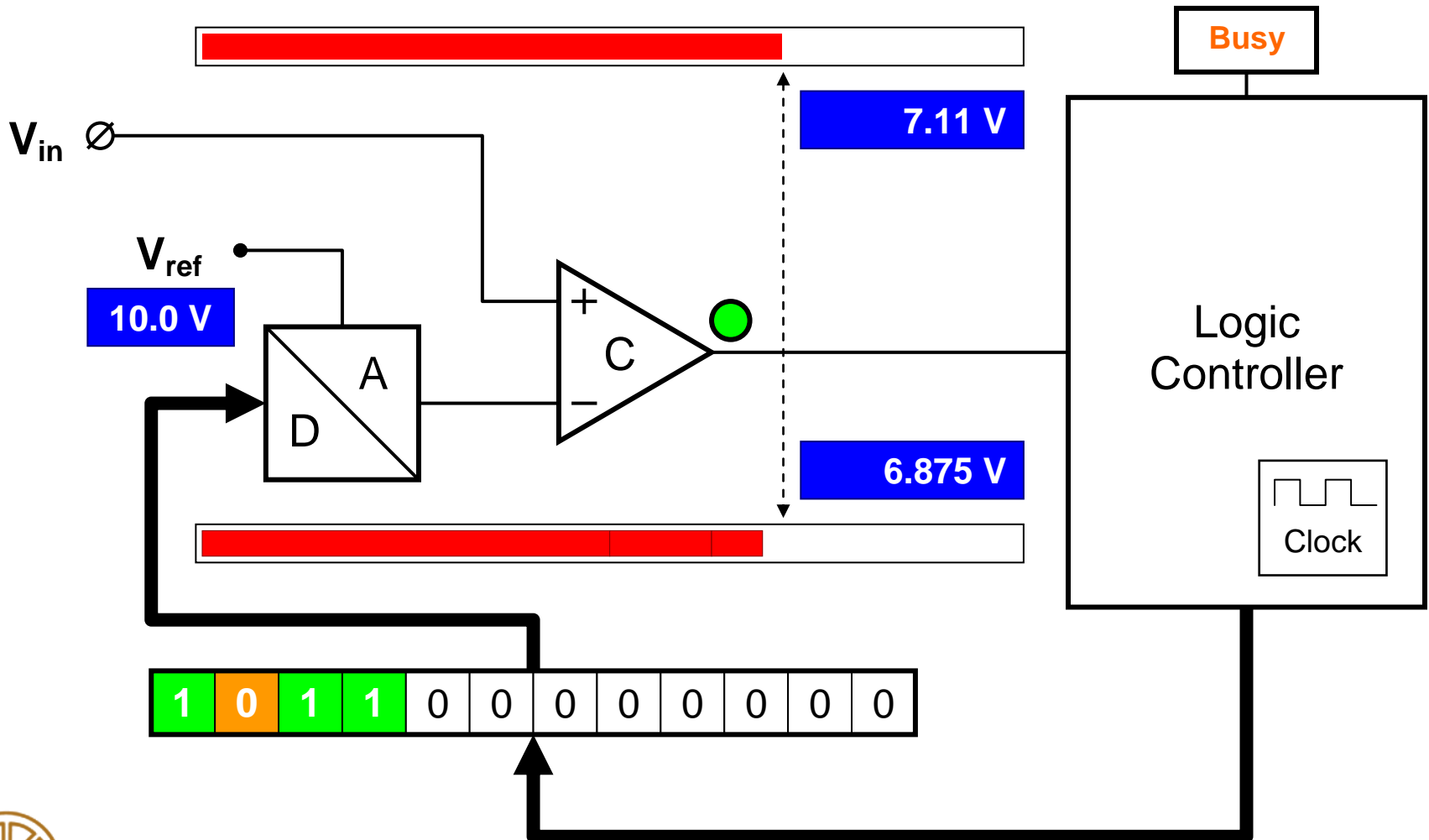
Szukcesszív approximációs AD



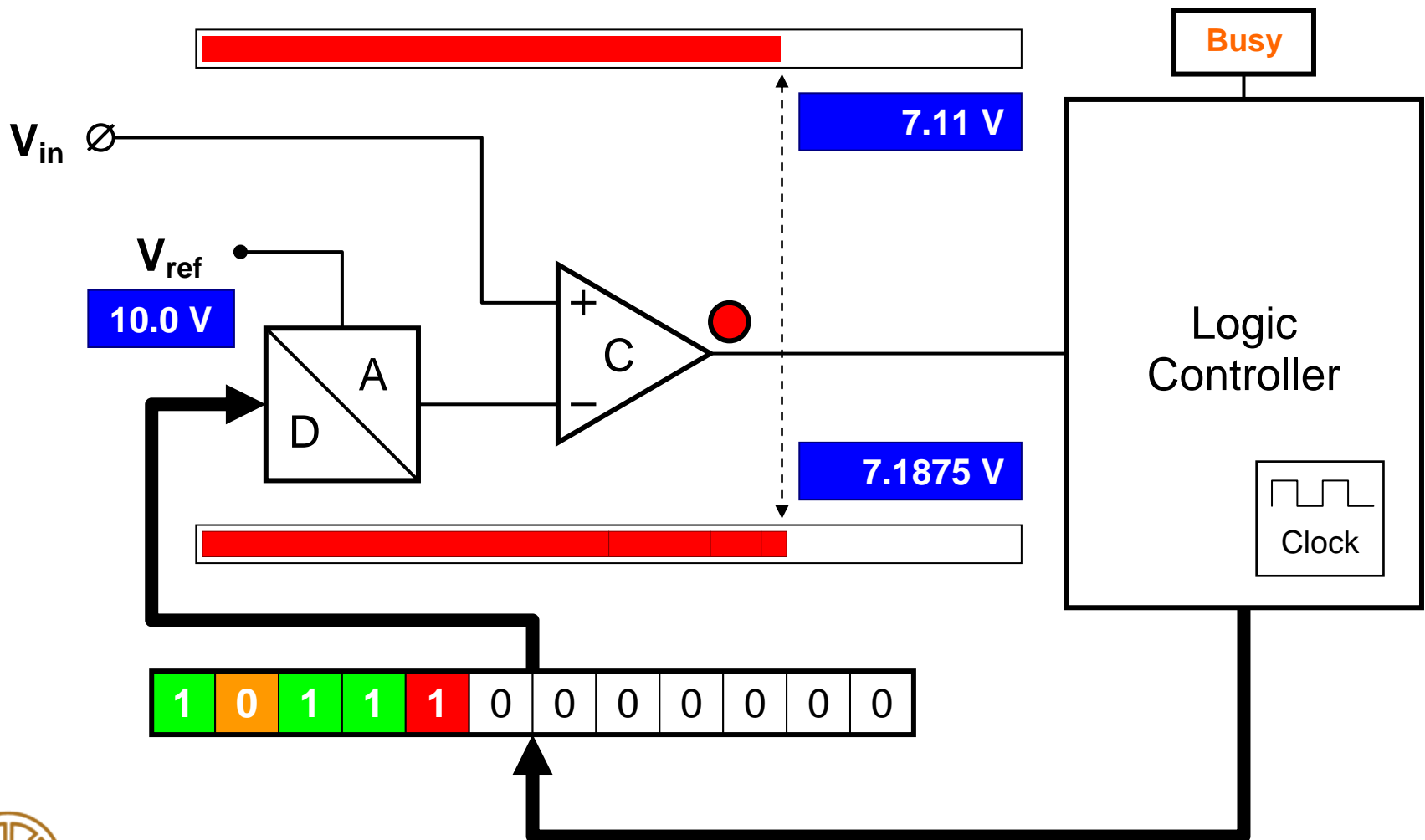
Szukcesszív approximációs AD



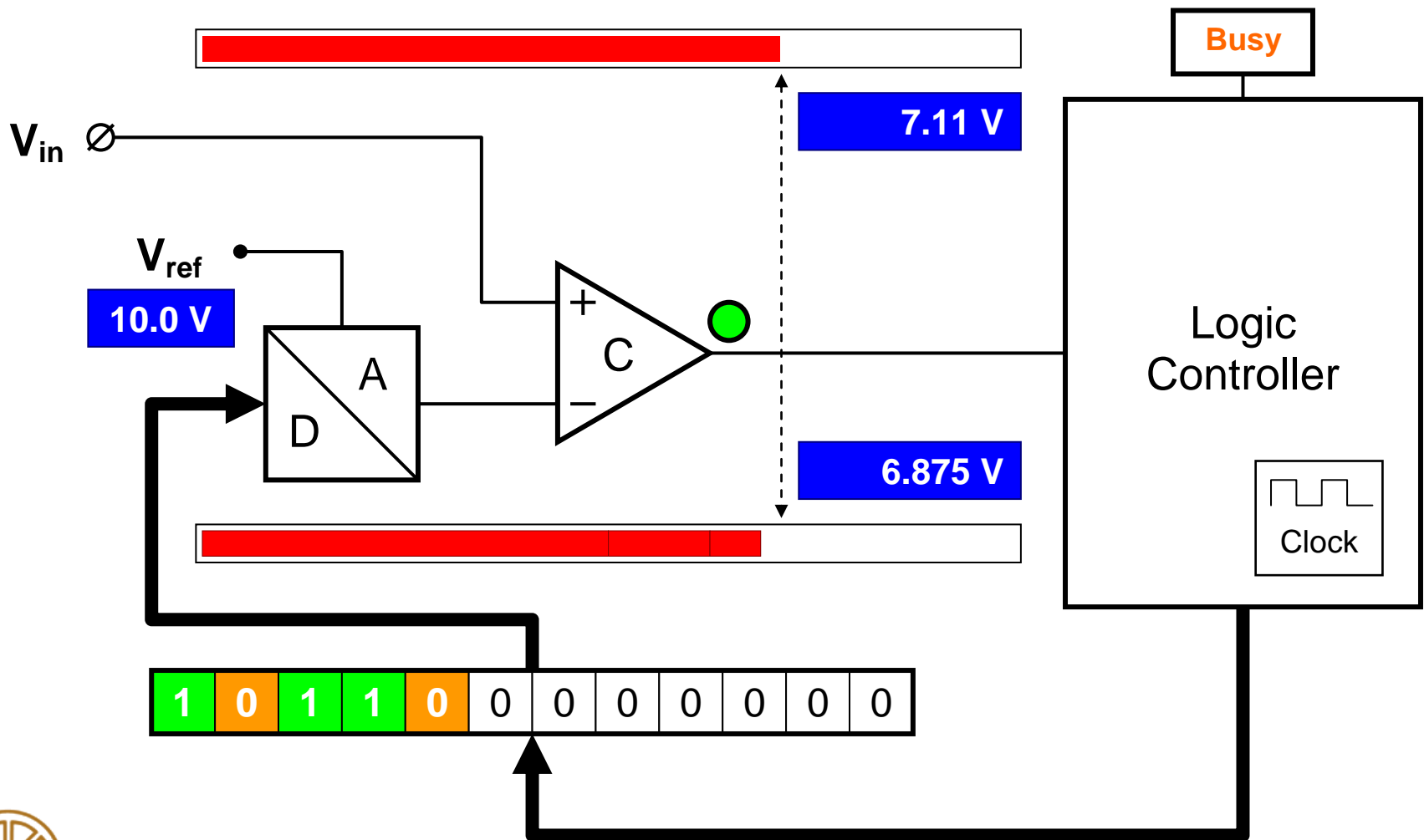
Szukcesszív approximációs AD



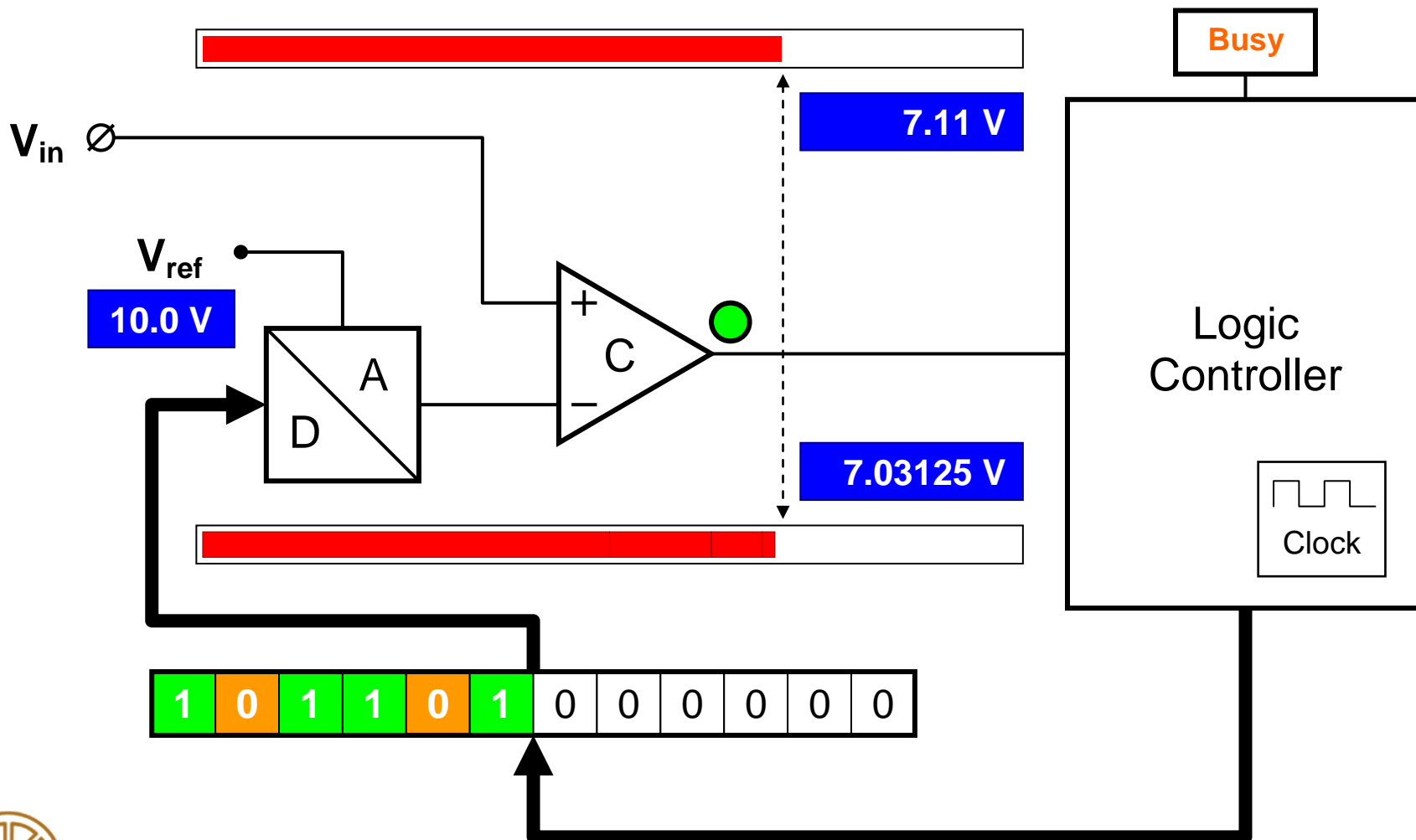
Szukcesszív approximációs AD



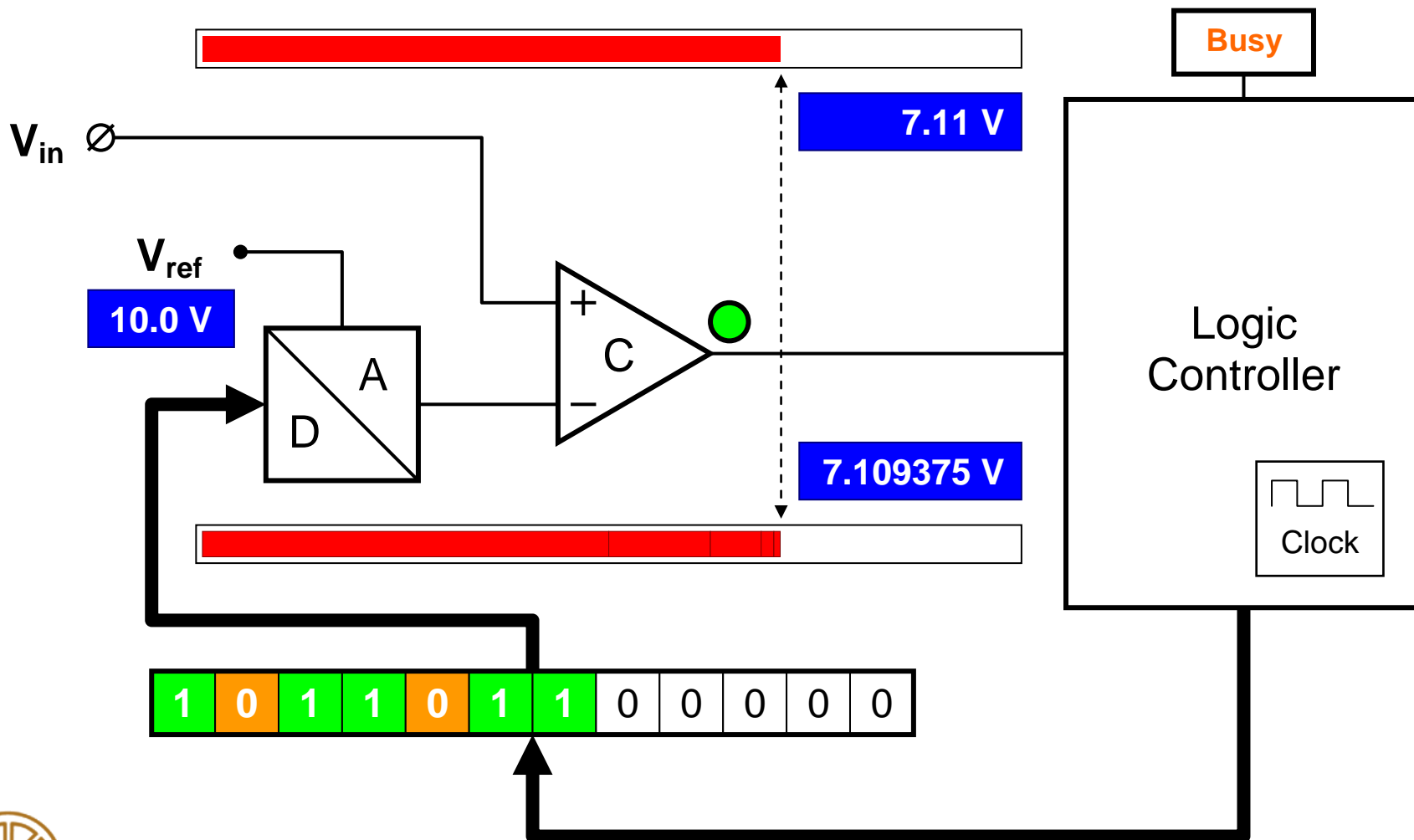
Szukcesszív approximációs AD



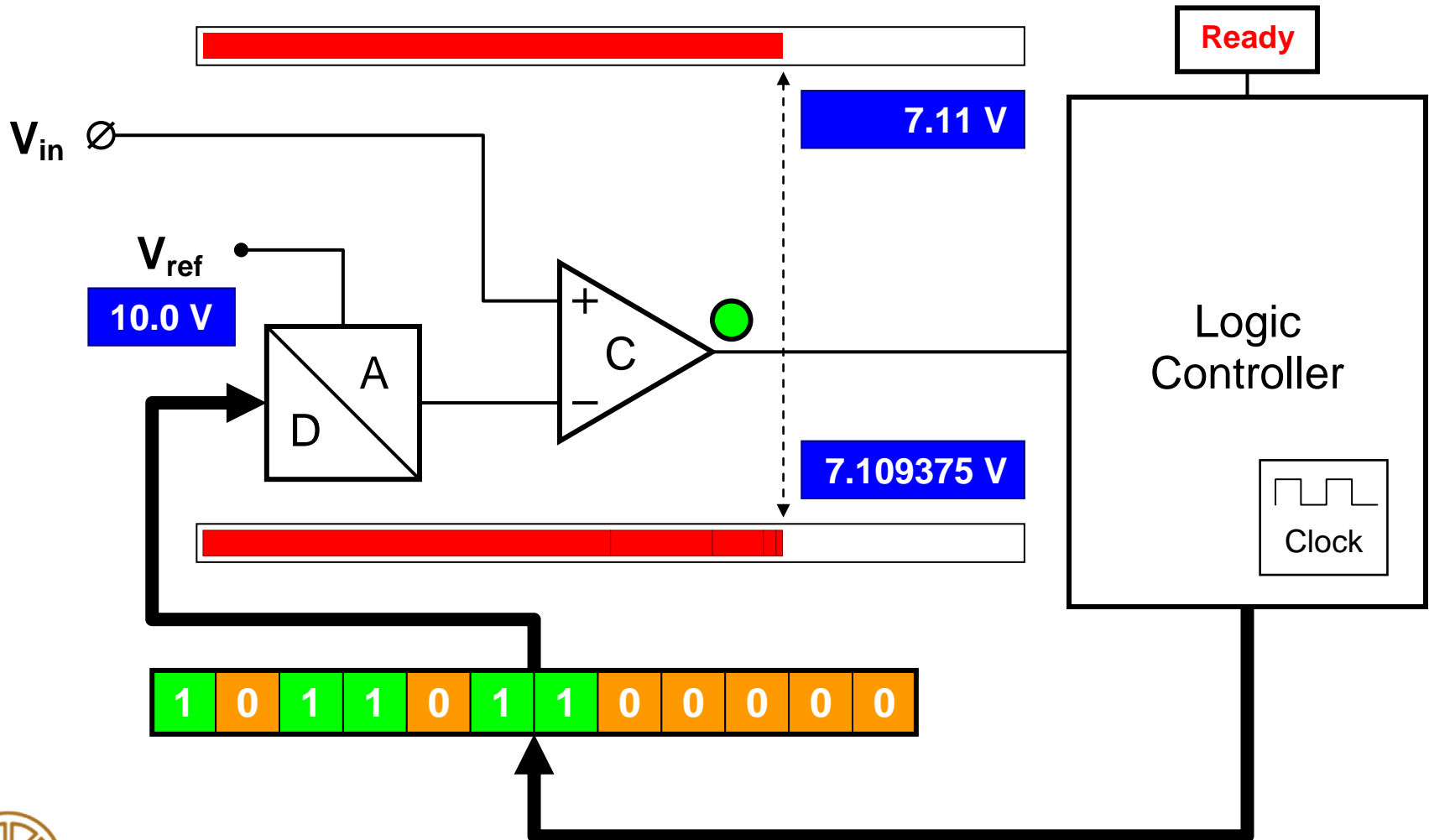
Szukcesszív approximációs AD



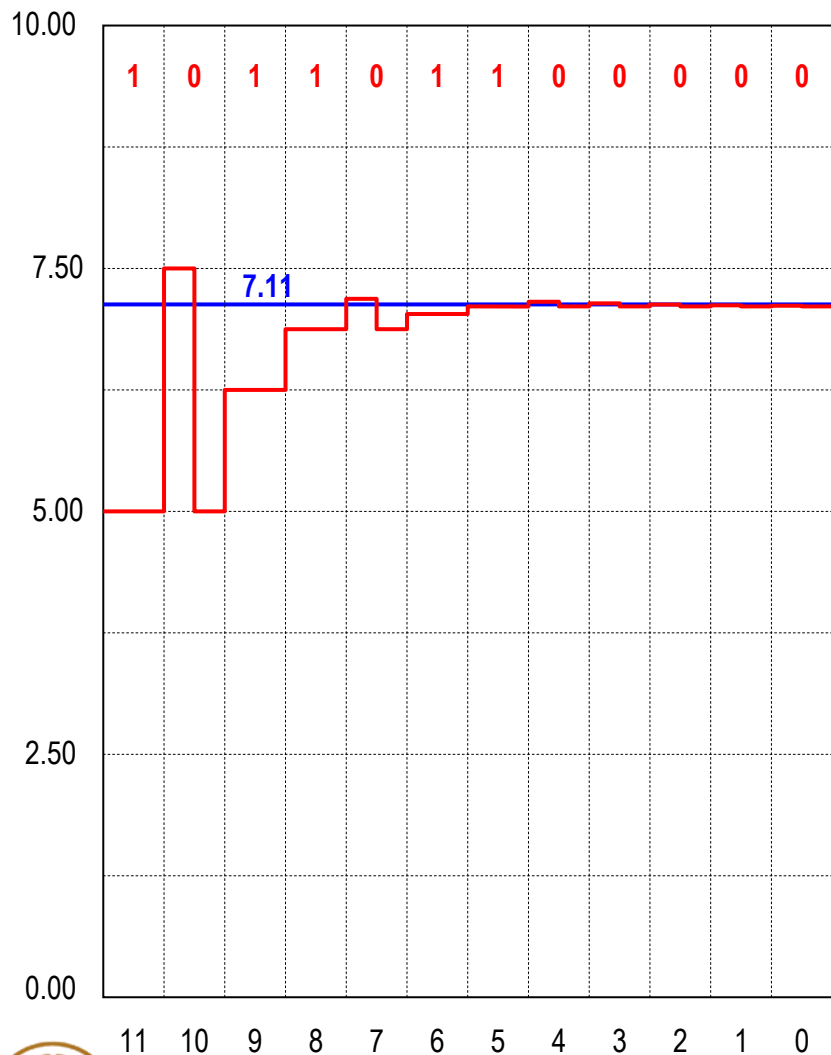
Szukcesszív approximációs AD



Szukcesszív approximációs AD



Szukcesszív approximációs AD



$$101101100000_B = 0B60_H = 2912$$

$$2912 = 4096 * 7.11/10.0$$

5.000000000000	1	5.000000	5.000000000000	
2.500000000000	0	0.000000	5.000000000000	7.500000000000
1.250000000000	1	1.250000	6.250000000000	
0.625000000000	1	0.625000	6.875000000000	
0.312500000000	0	0.000000	6.875000000000	7.187500000000
0.156250000000	1	0.156250	7.031250000000	
0.078125000000	1	0.078125	7.109375000000	
0.039062500000	0	0.000000	7.109375000000	7.148437500000
0.019531250000	0	0.000000	7.109375000000	7.128906250000
0.009765625000	0	0.000000	7.109375000000	7.119140625000
0.004882812500	0	0.000000	7.109375000000	7.114257812500
0.002441406250	0	0.000000	7.109375000000	7.111816406250
		7.109375		



Szukcesszív approximációs AD

Alkalmazástechnika:

Anti-aliasing szűrés:

- Jó minőségű, nagy meredekségű analóg LP szűrők alkalmazását igényli.
 - Magas realizációs költségek.
 - A szűrő dinamikája hat a rendszerre (pl. késleltetés).
 - Az analóg szűrő járulékos zajt visz be a rendszerbe.
 - Széles sávban hangolható szűrőt nehéz realizálni, különböző mintavételi frekvenciákhoz (sávokhoz) külön szűrőt kell tervezni.

Analóg szűrők realizálása:

- Aktív RC szűrők műveleti erősítők alkalmazásával (2-rendű alaptagok, Sallen-Key architektúra).
- Kapcsolt kapacitású szűrők - integrált realizációk, bizonyos határok közt hangolhatók.



Szukcesszív approximációs AD

Alkalmazástechnika:

Realizációk:

- Ipari integrált realizációk: 8-12-16-bites, parallel, ill. soros SPI vagy I²C interfésszel ellátott perifériák (Analog Devices, Maxim, Linear Technology, STM, stb).
- Adatgyűjtő modulok, kártyák állnak rendelkezésre (National Instruments, Data Translation, stb) PCI, PXI, USB interfésszel.

Tulajdonságok, paraméterek:

- Felbontás - 8-12-16 bit tipikusan, 16-bites a high-end
- Linearitás (torzítás)
- Zaj - az áramköri zajok miatt a kisebb helyiértékű bitek állandó változást mutatnak
- Konverziós idő - maximális mintavételi frekvencia
- Szolgáltatások: periodikus, különböző feltételekre triggerelhető mintavétel, autonóm működés, DMA



Példa SAR AD-ra



Differential Input, 1 MSPS 12-Bit ADC in μ SOIC-8 and SO-8

AD7450

FEATURES

- Fast Throughput Rate: 1 MSPS
- Specified for V_{DD} of 3 V and 5 V
- Low Power at Max Throughput Rate:
 - 3.75 mW Max at 833 kSPS with 3 V Supplies
 - 9 mW Max at 1 MSPS with 5 V Supplies
- Fully Differential Analog Input
- Wide Input Bandwidth:
 - 70 dB SINAD at 300 kHz Input Frequency
- Flexible Power/Serial Clock Speed Management
- No Pipeline Delays
- High-Speed Serial Interface—SPI™/QSPI™
- MICROWIRE™/DSP Compatible
- Power-Down Mode: 1 μ A Max
- 8-Lead μ SOIC and SOIC Packages

APPLICATIONS

- Transducer Interface
- Battery-Powered Systems
- Data Acquisition Systems
- Portable Instrumentation
- Motor Control
- Communications

GENERAL DESCRIPTION

The AD7450 is a 12-bit, high-speed, low power, successive approximation (SAR) analog-to-digital converter that features a fully differential analog input. It operates from a single 3 V or 5 V power supply and features throughput rates up to 833 kSPS or 1 MSPS, respectively.

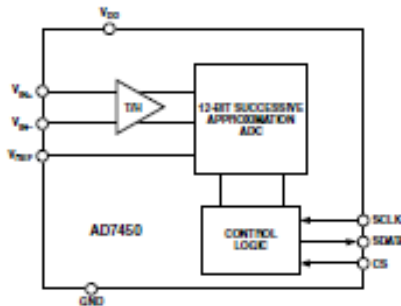
This part contains a low noise, wide bandwidth, differential track-and-hold amplifier (T/H) that can handle input frequencies in excess of 1 MHz with the -3 dB point typically being 20 MHz. The reference voltage for the AD7450 is applied externally to the V_{REF} pin and can be varied from 100 mV to 3.5 V, depending on the power supply and what suits the application. The value of the reference voltage determines the common-mode voltage range of the part. With this truly differential input structure and variable reference input, the user can select a variety of input ranges and bias points.

The conversion and data acquisition processes are controlled using \overline{CS} and the serial clock, allowing the device to interface with microprocessors or DSPs. The input signals are sampled on the falling edge of \overline{CS} , and the conversion is also initiated at this point.

The SAR architecture of this part ensures that there are no pipeline delays.

SPI and QSPI are trademarks of Motorola, Inc.
MICROWIRE is a trademark of National Semiconductor Corporation.

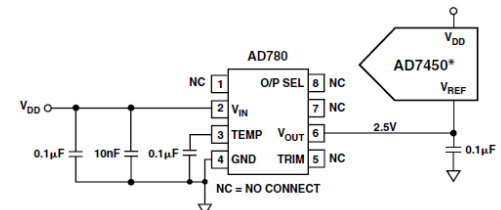
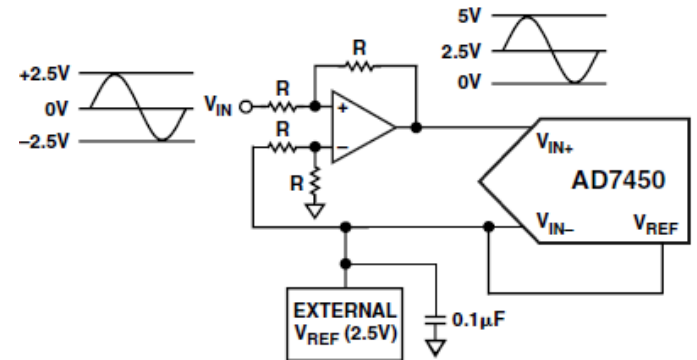
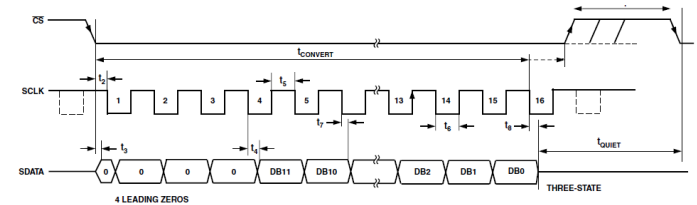
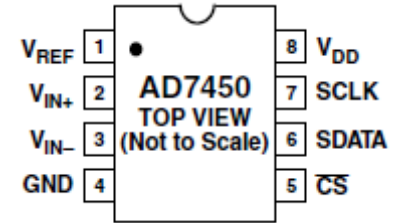
FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



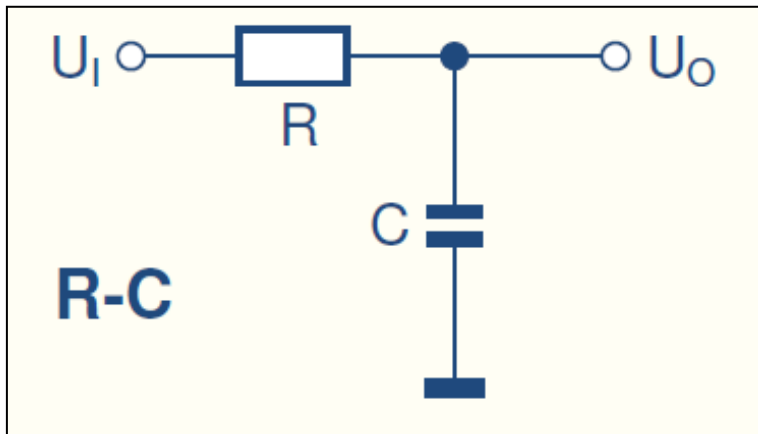
The AD7450 uses advanced design techniques to achieve low power dissipation at high throughput rates.

PRODUCT HIGHLIGHTS

- Operation with either 3 V or 5 V power supplies.
- High throughput with low power consumption. With a 3 V supply, the AD7450 offers 3.75 mW max power consumption for 833 kSPS throughput.
- Fully differential analog input.
- Flexible power/serial clock speed management. The conversion rate is determined by the serial clock, allowing the power to be reduced as the conversion time is reduced through the serial clock speed increase. This part also features a shutdown mode to maximize power efficiency at lower throughput rates.
- Variable voltage reference input.
- No pipeline delay.
- Accurate control of the sampling instant via a \overline{CS} input and once-off conversion control.
- ENOB > 8 bits typically with 100 mV reference.

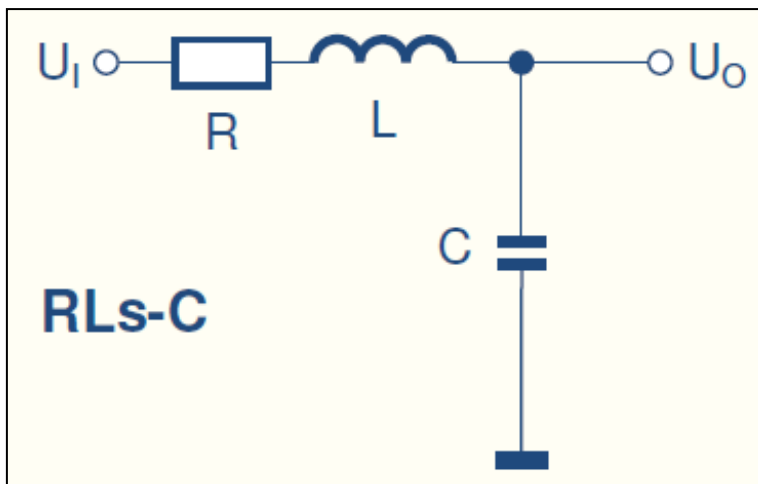


Anti-aliasing: Analóg LP szűrők



$$W(s) = \frac{U_O(s)}{U_I(s)} = \frac{\frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}}$$

$$W(s) = \frac{1}{RCs + 1}$$



aluláteresztő átviteli karakterisztika

$$W(s) = \frac{U_O(s)}{U_I(s)} = \frac{\frac{1}{sC}}{R + sL + \frac{1}{sC}}$$

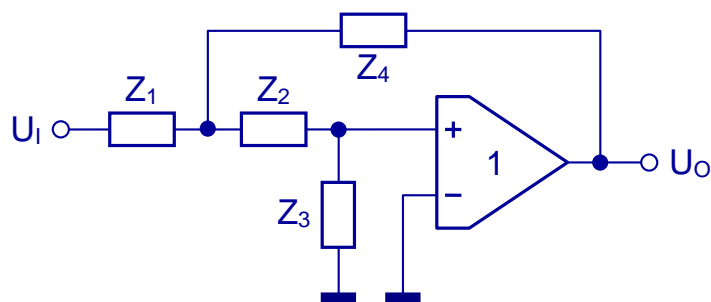
$$W(s) = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1}$$



Anti-aliasing: Analóg LP szűrők

Aktív LP szűrő: másodrendű alaptag

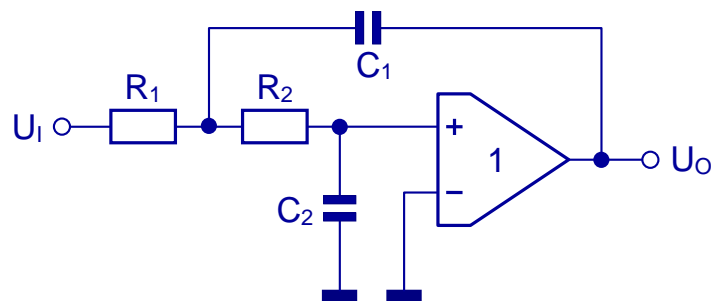
Sallen-Key elrendezés



általános karakterisztika:

$$W(s) = \frac{U_O(s)}{U_I(s)} = \frac{Z_3 Z_4}{Z_1 Z_2 + Z_4 (Z_1 + Z_2) + Z_3 Z_4}$$

aluláteresztő (LP) karakterisztika:



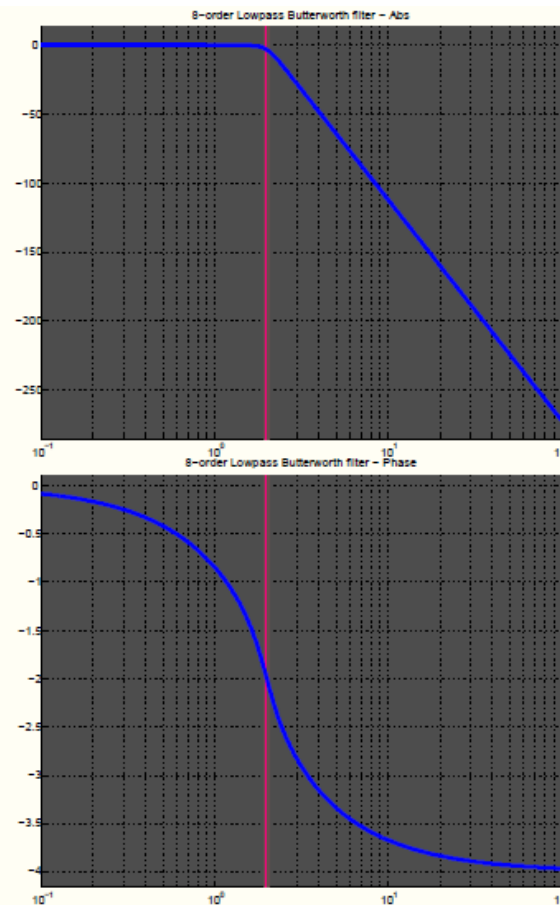
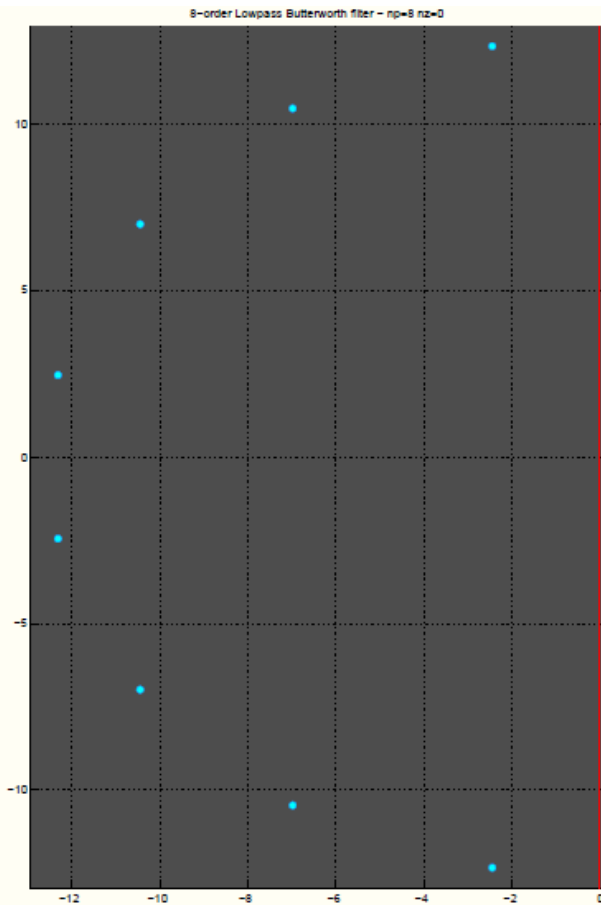
$$W(s) = \frac{U_O(s)}{U_I(s)} = \frac{C_1 C_2}{R_1 R_2 s^2 + C_2 (R_1 + R_2) s + C_1 C_2}$$

$$W(s) = \frac{U_O(s)}{U_I(s)} = \frac{1}{\frac{R_1 R_2}{C_1 C_2} s^2 + \frac{R_1 + R_2}{C_1} s + 1}$$



Anti-aliasing: Analóg LP szűrők

Magasabb rendű szűrők: az alaptagok kombinációjával



Karakterisztikák:

- Butterworth
- Csebisev
- Inverz Csebisev
- Elliptikus

Problémák:

- Költségek
- Fázistolás
- Bizonytalanság
- Zaj



Kvantálás

A mért adatok **véges pontosságú** számábrázolás melletti kifejezése.

Számábrázolás:

- *Fixpontos: 1 - 8 - 16 - 32 - 64 bites bináris számábrázolás*



$$N = b_0 + b_1 \cdot 2 + b_2 \cdot 2^2 + \dots + b_{n-2} \cdot 2^{n-2} + b_{n-1} \cdot 2^{n-1}$$

- *Lebegőpontos: mantissza - karakterisztika ábrázolása*

$$N = M \cdot 2^K \quad M = b_0 + b_1 \cdot 2 + b_2 \cdot 2^2 + \dots + b_{n-1} \cdot 2^{n-1}$$

m-bites mantissza

$$K = c_0 + c_1 \cdot 2 + c_2 \cdot 2^2 + \dots + c_{n-1} \cdot 2^{k-1}$$

k-bites karakterisztika



Számábrázolás

Előjel ábrázolása:

- *Kettes komplement ábrázolás*



Előnye: nem változik az összeadás és a kivonás.

$$N = -b_{n-1} \cdot 2^{n-1} + b_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + b_2 \cdot 2^2 + b_1 \cdot 2 + b_0$$

Kettes komplement konverzió: $N' = \overline{|N|} + 1$

$\overline{(\cdot)}$ egyes komplement (minden bit komplementálva) + 1

- *Az előjelbit bináris ábrázolása: „+” = 0 „-” = 1*
- *Eltolt bináris ábrázolás: $N' = N + \text{abs}(N_{\min})$*

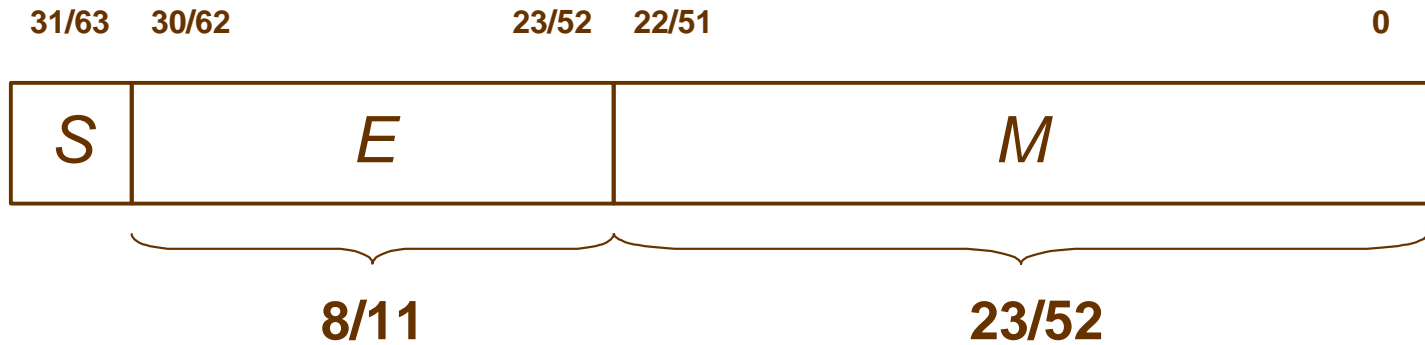
Hátrányuk: összeadás és kivonás speciális szabályok alkalmazásával történik.



Lebegőpontos számábrázolás

IEEE formátum: (IEEE Standard 754)

Single / Double Precision: 32 / 64 bit terjedelem



- *S* - a mantissza előjele
- *E* - *exponens (karakterisztika) eltolt bináris forma, eltolás 127 / 1023*
- *M* - *mantissza elnyomott MSB-vel (normalizált - mindig 1)*

	Binary	Decimal
Single	$\pm (2-2^{-23}) \times 2^{127}$	$\approx \pm 10^{38.53}$
Double	$\pm (2-2^{-52}) \times 2^{1023}$	$\approx \pm 10^{308.25}$



Kvantálási hiba

Az ábrázolt érték eltér a valóságos értéktől: kvantálási hiba.

A kvantálási hiba nem véletlen (determinisztikus), de - ha nem akarjuk (nem tudjuk) precízen leírni - ábrázolható valószínűségi változóként - *kvantálási zaj*.

A kvantálási hiba (zaj) csökkentésének módja:

- A számábrázolás pontosságának növelése - ennek technikai és gazdasági korlátai vannak.
- Jelfeldolgozási módszerek: szűrés, jelformálás („noise shaping”).
- Algoritmusok kellő megválasztása (kerekítésekre kevésbé érzékeny algoritmusok).



Delta modulátor

Az analóg jelet bináris sorozattá alakítja

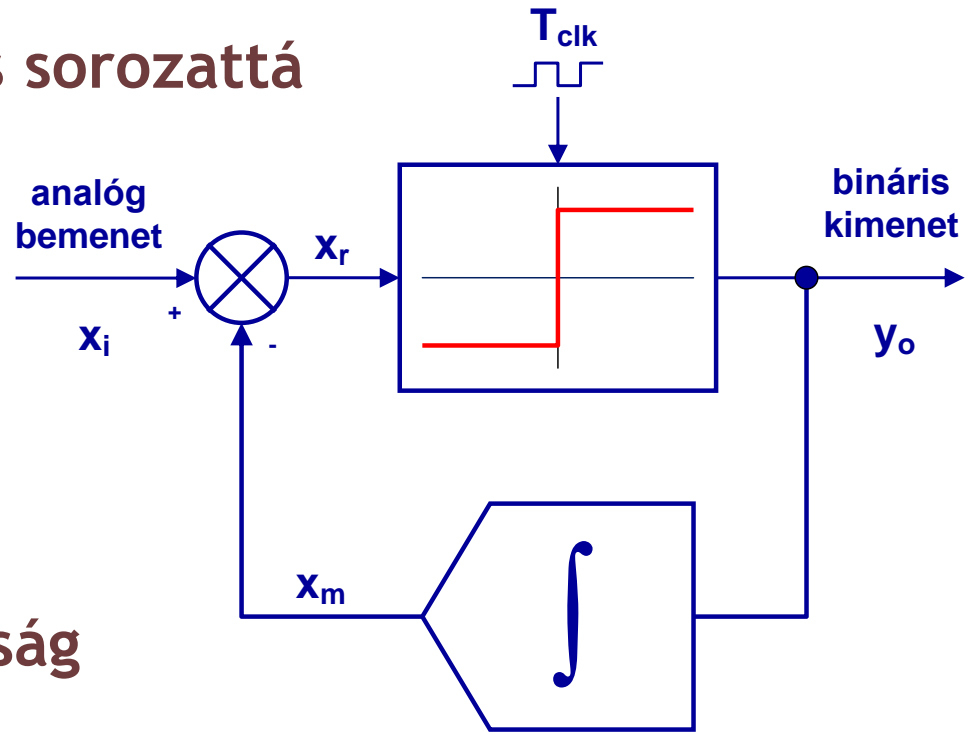
Alapja:

az 1-bites kvantáló
(komparátor)

A kvantálási pontatlanság
ellensúlyozása:

túlmintavételezés

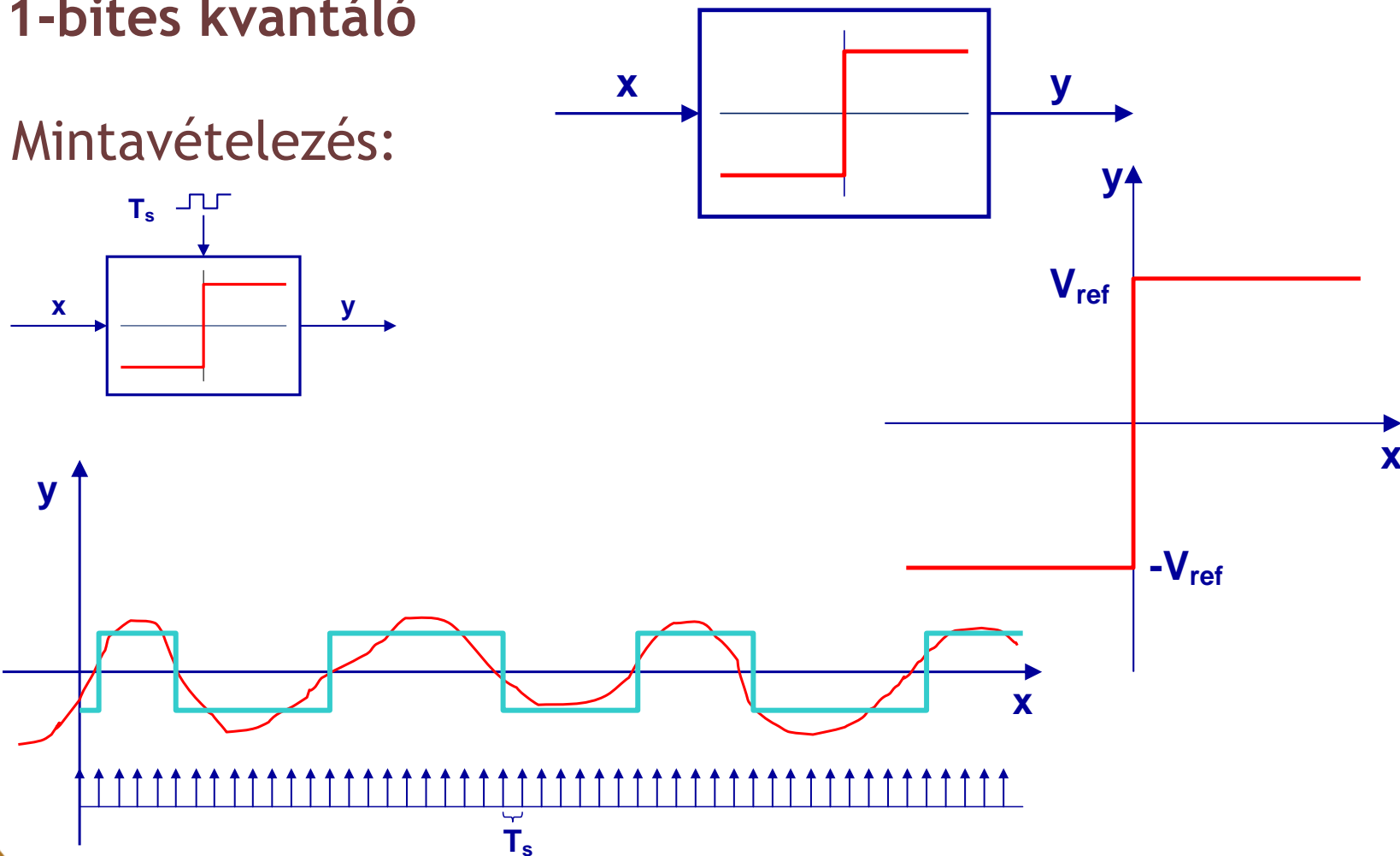
A mintavételi törvény által megköveteltél jóval nagyobb mintavételi frekvencia alkalmazása.



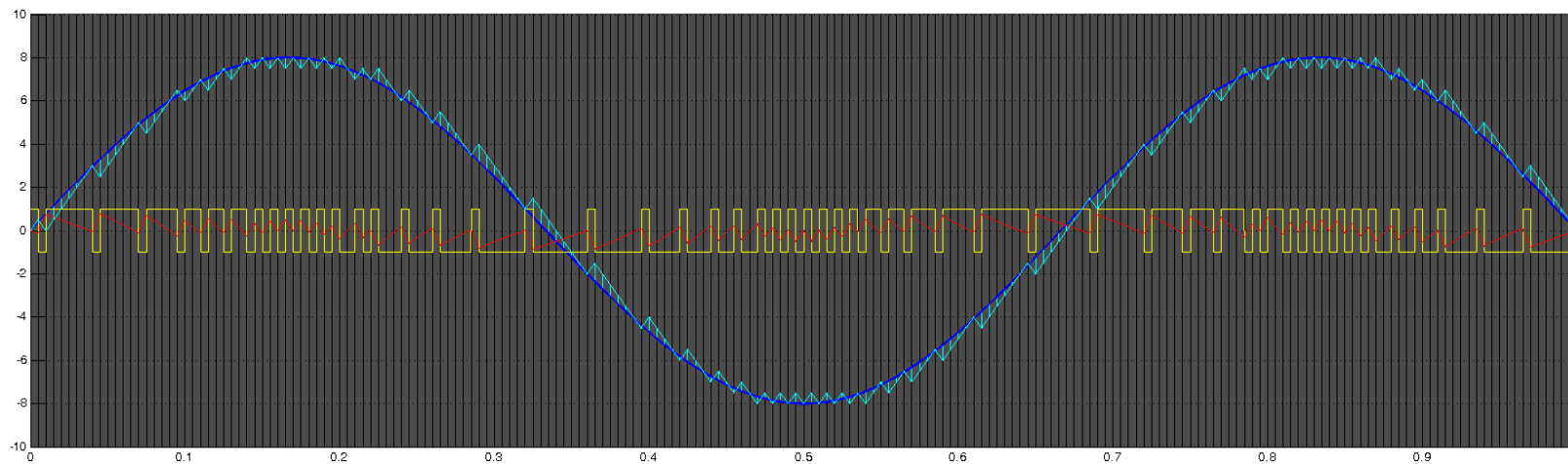
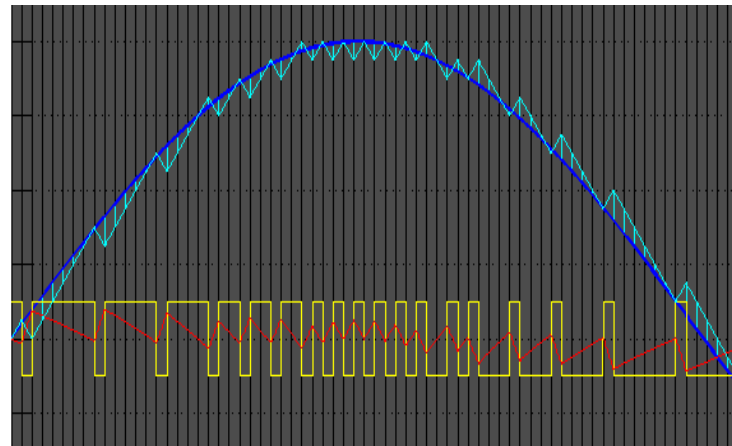
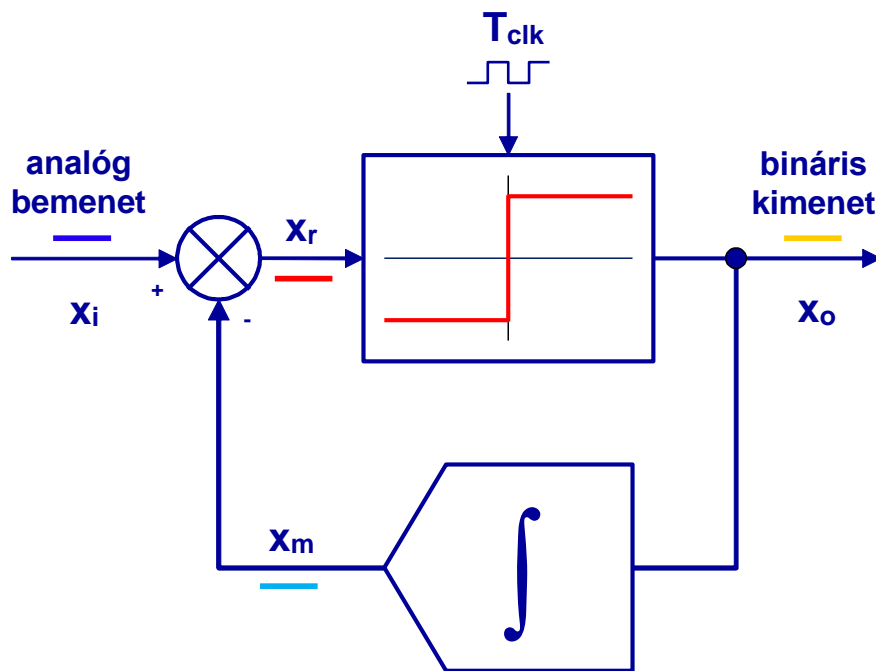
Delta modulátor

1-bites kvantálók

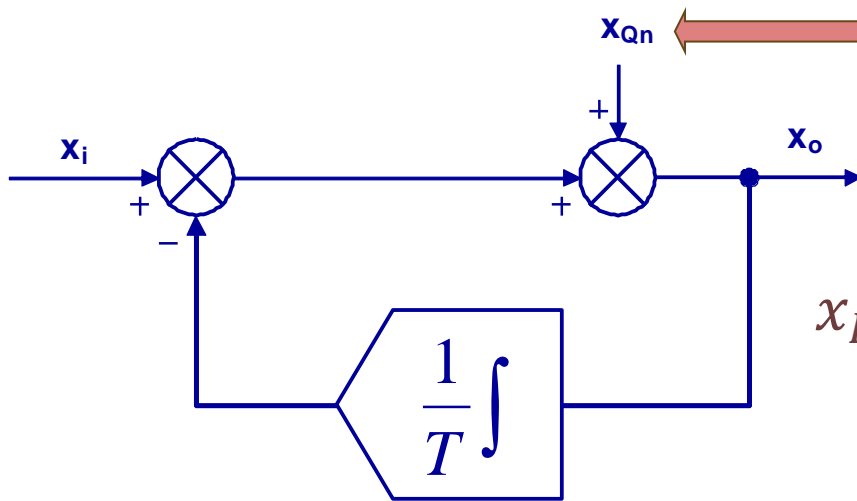
Mintavételezés:



Delta modulátor



Delta modulátor: atviteli függvény



x_{Qn} ← „kvantálási hiba”

$$x_I(s) - \frac{1}{sT} x_O(s) + x_{Qn}(s) = x_O(s)$$

$$x_O(s) = sT \frac{1}{1+sT} x_I(s) + \frac{sT}{1+sT} x_{Qn}(s)$$

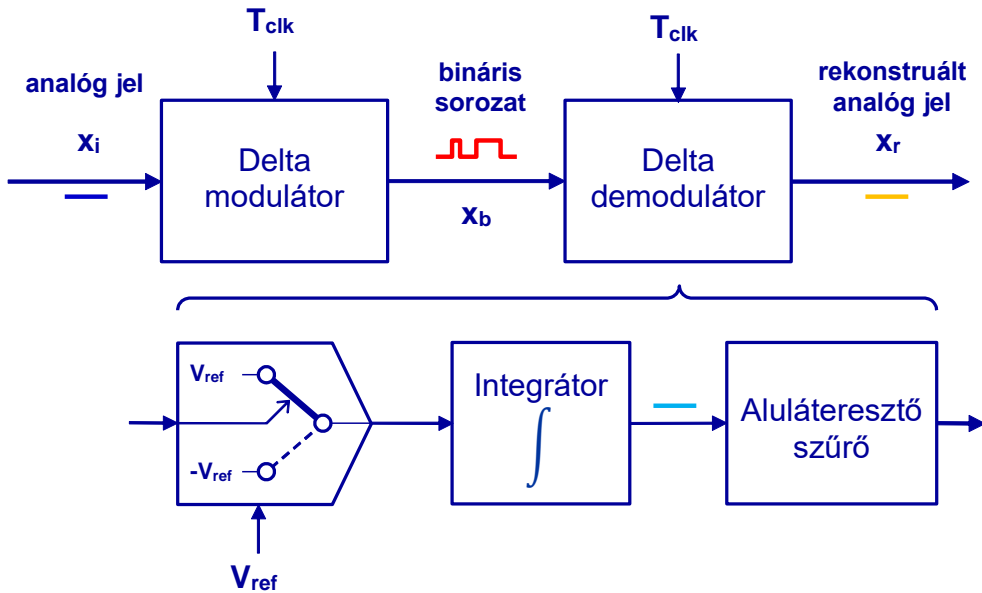
differenciálás

aluláteresztő szűrés

feluláteresztő szűrés



Delta modulátor: visszaállítás

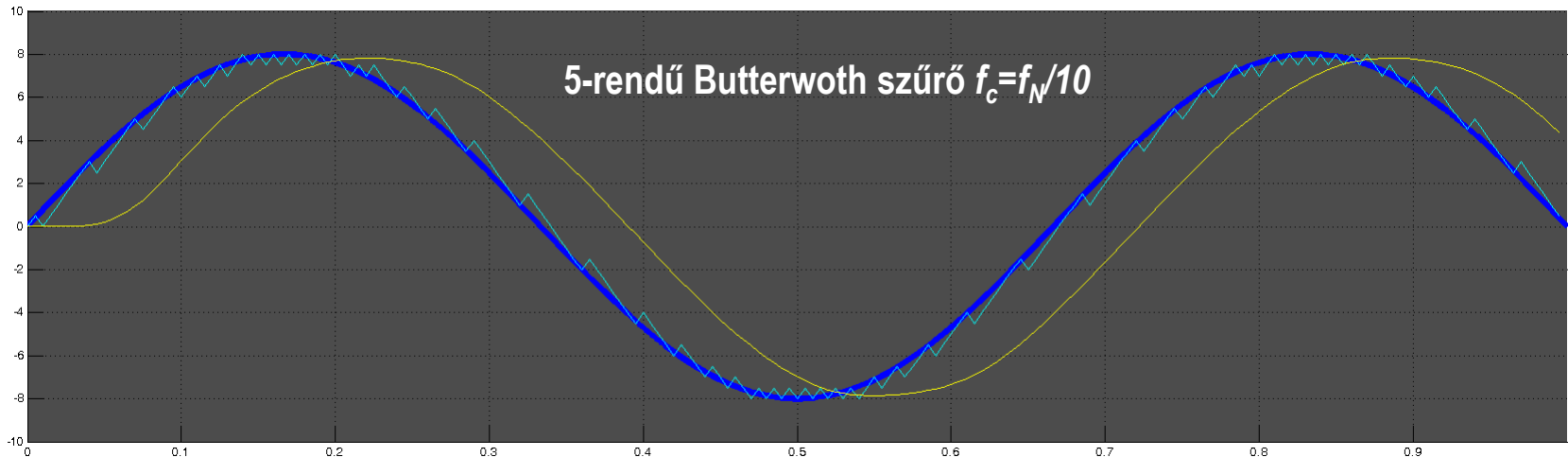


LP szűrés:

- A magasabb frekvenciájú komponensek kiszűrése - a túlmintavételezés frekvenciáján

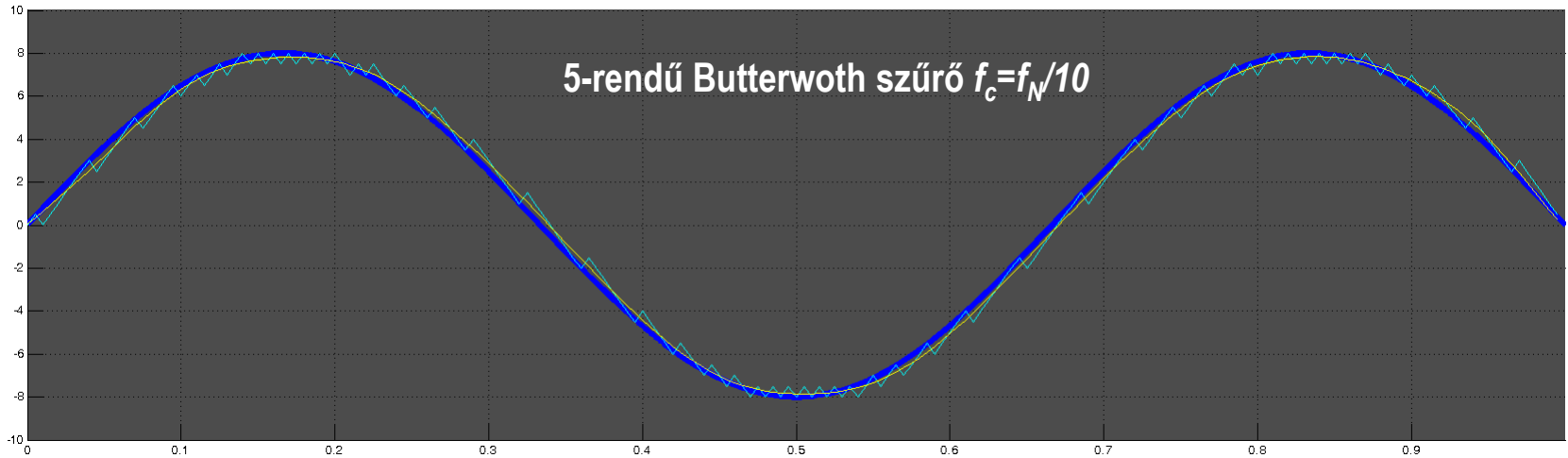
Problémák:

- Nem-ideális szűrők
- Tranziensek
- Késleltetés

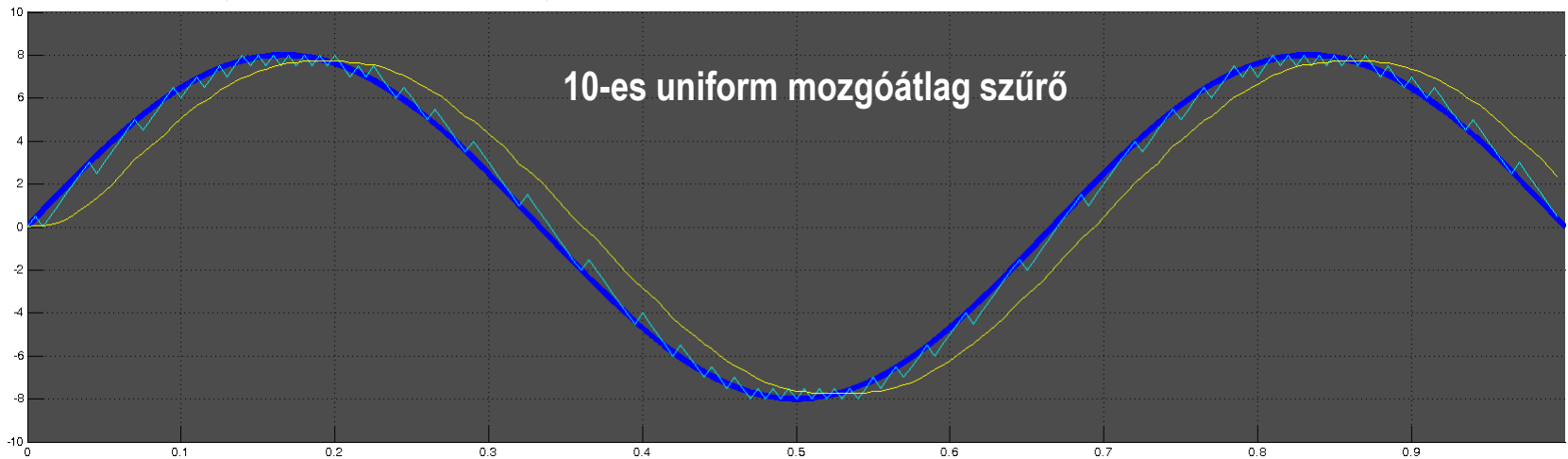


Delta modulátor: visszaállítás

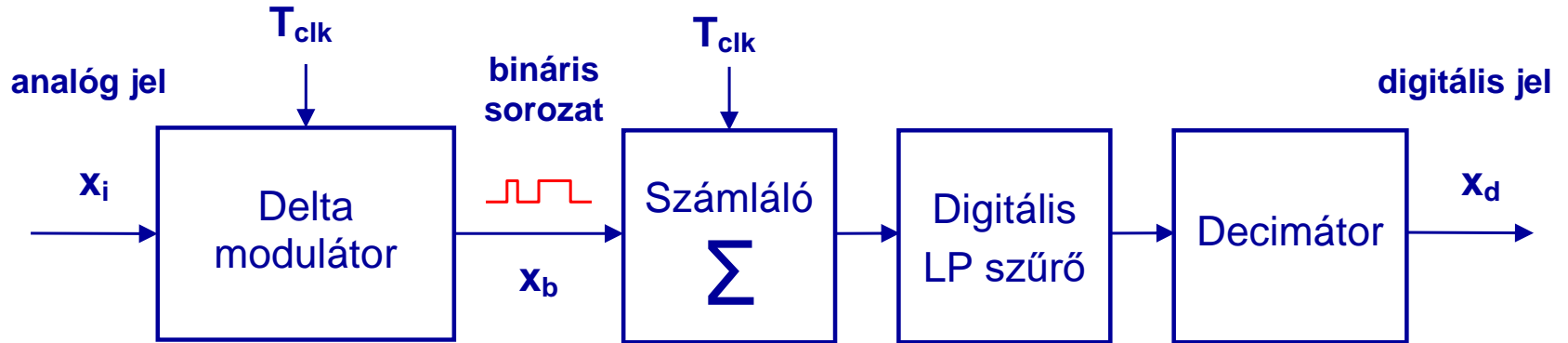
Késleltetés nélküli (Forward/Backward) szűrő alkalmazásával:



FIR szűrő (10-es átlagolás) alkalmazásával:



Delta modulátor mint AD



A bináris sorozatból digitális integrálás (összegzés) és digitális szűrés alkalmazásával -

- numerikus adatsor kialakítása T_{clk} periódussal.

Decimálás: tizedelés

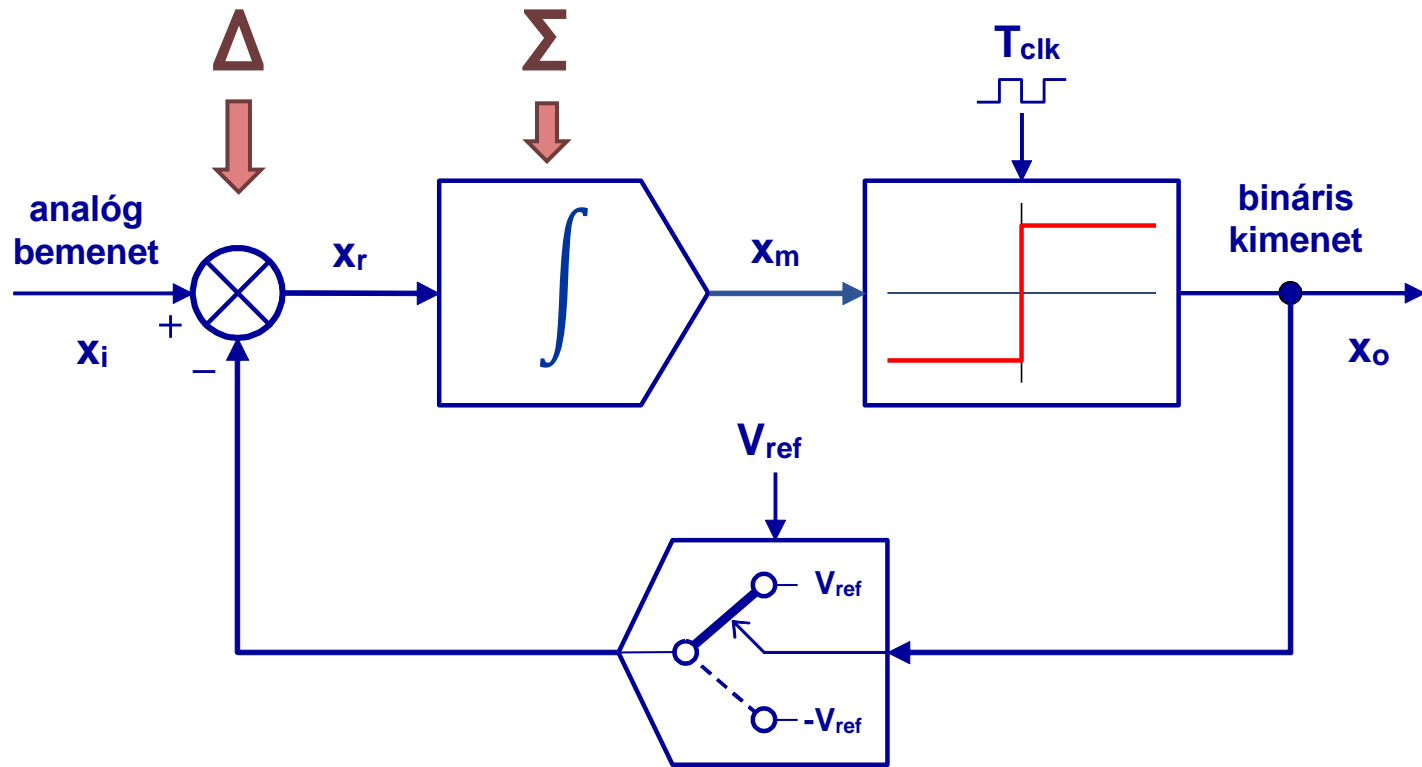
- a túlmintavételezett digitális jel újramintavételezése a mintavételi törvénynek megfelelő mintavételi frekvencia biztosítására

Túlmintavételezés: a gyakorlatban 25 - 50000 - szeres



Sigma-delta modulátor

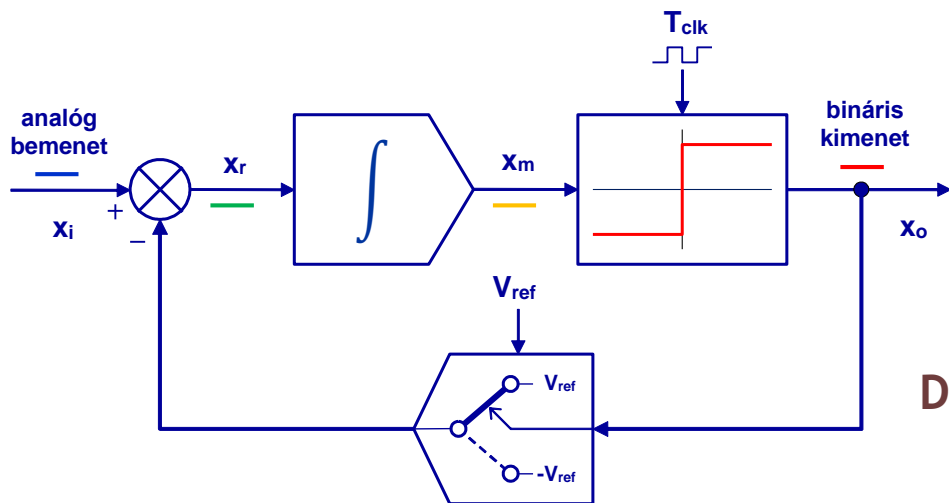
A delta modulátor kis módosításával: $\Sigma\Delta$ (vagy $\Delta\Sigma$) modulátor



Az 1-bites kvantálás hatását *túlmintavételezéssel* ellensúlyozzuk.



Sigma-delta modulátor

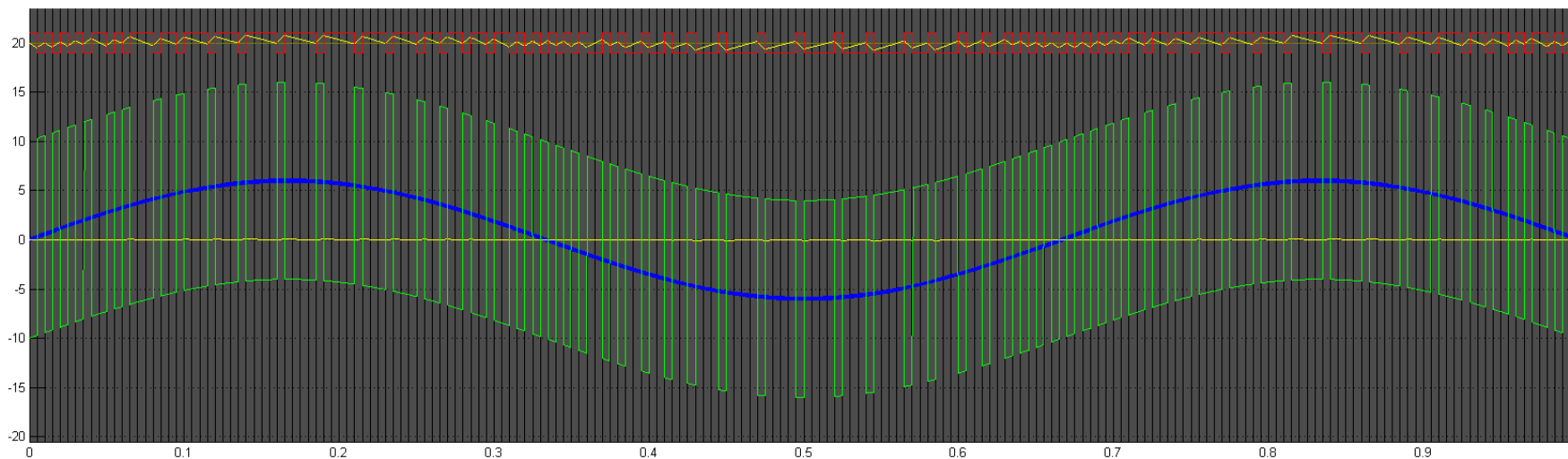


Miben különbözik a Δ -modulátortól?

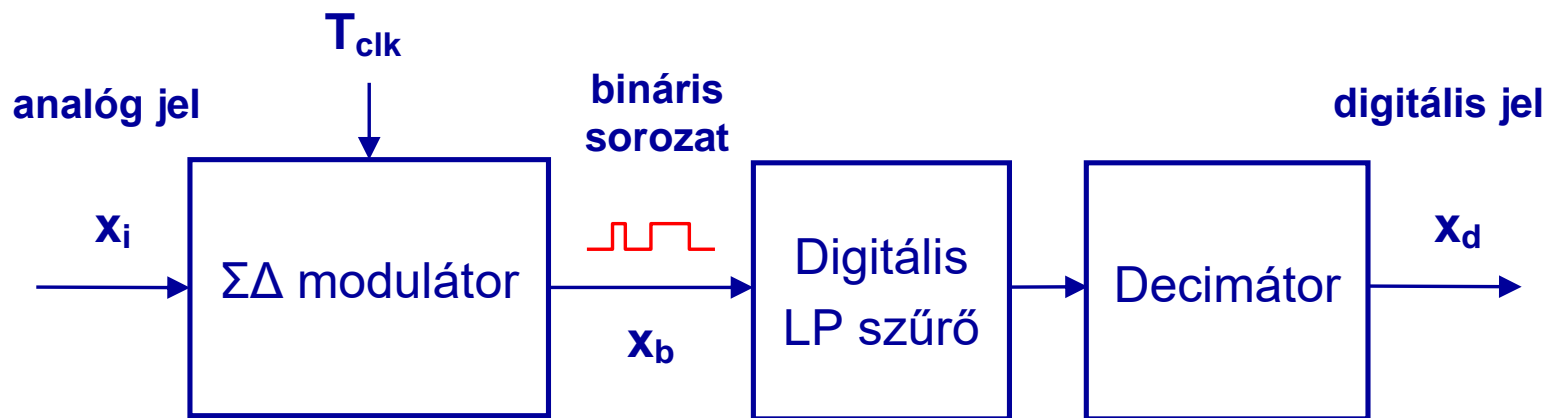
Integrálás az előremenő ágban



Demoduláció: csak LP-szűrést igényel



Sigma-delta modulációs AD



Digitális LP szűrés:

- Véges impulzusválaszú (FIR) szűrő
- Végtelen impulzusválaszú (IIR) szűrő

Egyszerűen realizálható, mindig stabil, kis késleltetésű szűrők.

Hatásosabb szűrők, de lehetnek stabilitási problémák, érzékenység a kerekítési hibákra, nagyobb késleltetés.

Decimálás: tizedelés

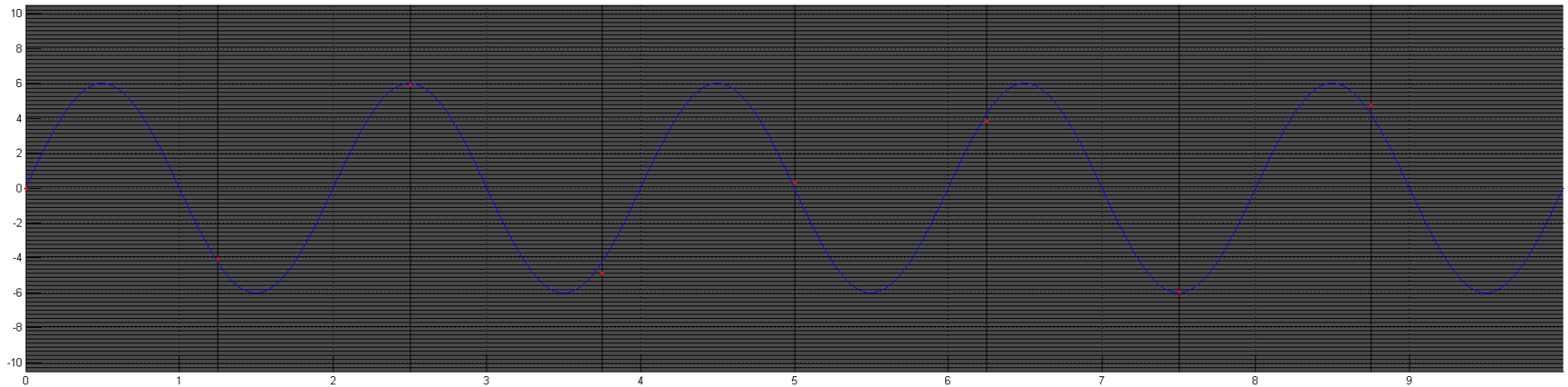
- a túlmintavételezett digitális jel újramintavételezése a mintavételi törvénynek megfelelő mintavételi frekvencia biztosítására

Túlmintavételezés: a gyakorlatban 25 - 50000 - szeres

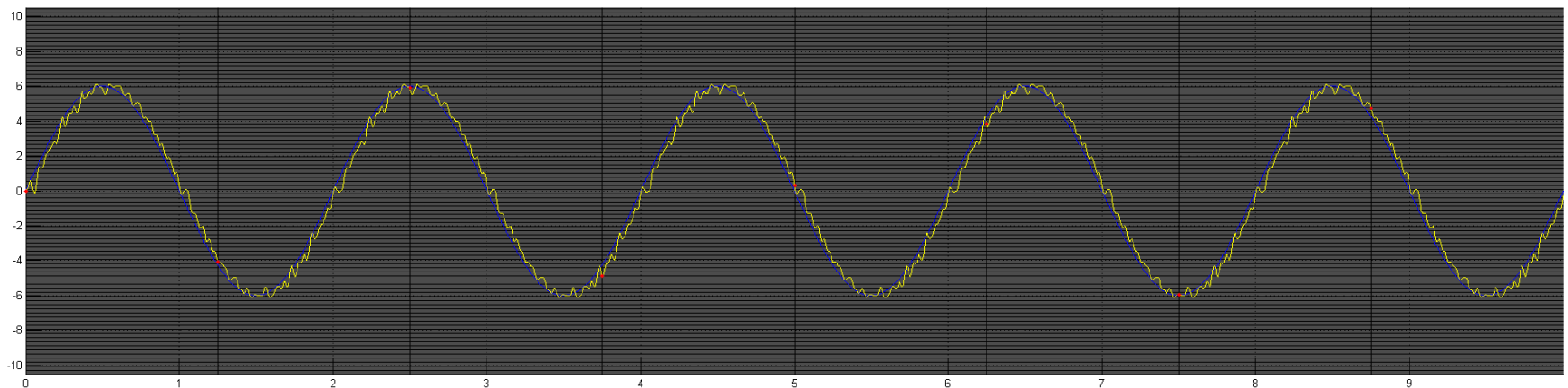


Sigma-delta modulációs AD

A konverzió eredménye - $f = 0.5$ Hz, $f_s = 1.25$ Hz, $f_{CLK} = 625$ Hz



... kiegészítve a szűrt kimeneti jellel (5-rendű Butterworth szűrő)



Sigma-delta modulációs AD

A túlmintavételezés előnyei:

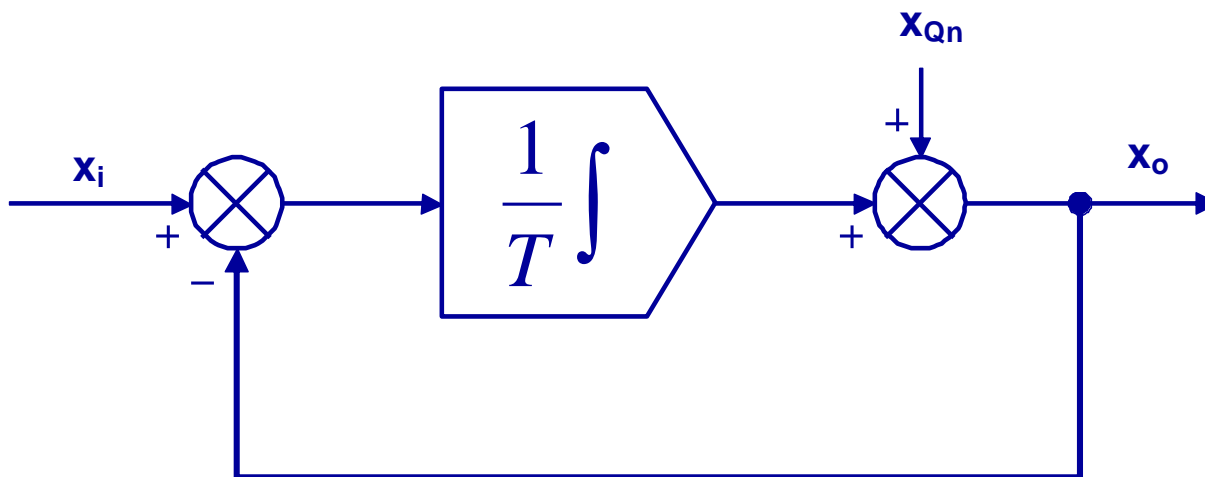
- A mintavételi törvényt a túlmintavételezés frekvenciáján kell teljesíteni:
 - Az anti-aliasing szűrőkkel szemben kisebb követelmények állnak fenn: nincs szükség nagy pontosságú, nagy meredekségű szűrőkre
 - egyszerű realizáció - sokszor elegendő egy elsőrendű szűrő (RC-tag)
 - kisebb pontossági igény
- } minimális realizációs költség
- A kvantálási hiba minimalizálása.

... ez további magyarázatot igényel ...



Sigma-delta moduláció AD

A kvantálási hiba hatása: x_{Qn} az 1-bites kvantálásból eredő hiba



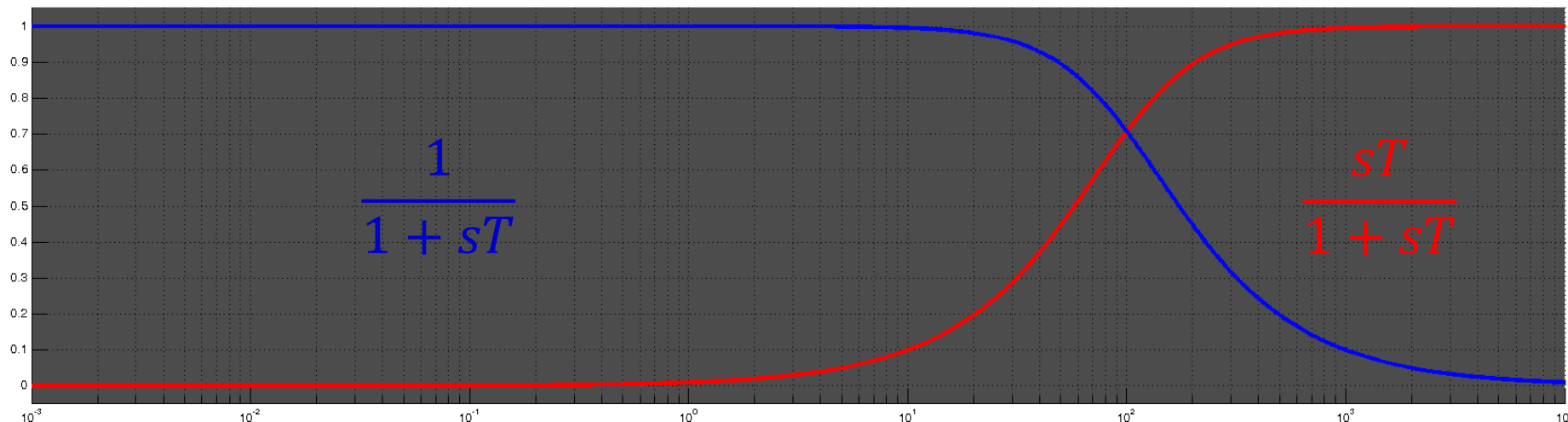
$$\frac{1}{sT} (x_I(s) - x_O(s)) + x_{Qn}(s) = x_O(s)$$



$$x_O(s) = \frac{1}{1+sT} x_I(s) + \frac{sT}{1+sT} x_{Qn}(s)$$



Sigma-delta modulációs AD



A mért jelre vonatkoztatott átviteli függvény:

$$W(s) = \frac{1}{1 + sT} \quad \text{aluláteresztő karakterisztika}$$

A jelre nézve: „anti-aliasing” szűrés

A kvantálási zajra vonatkoztatott átviteli függvény:

$$W_{Qn}(s) = \frac{sT}{1 + sT} \quad \text{felüláteresztő karakterisztika}$$

A kvantálási hiba átrendeződik:
„noise shaping”



Sigma-delta modulációs AD

Kvantálási hiba: „noise shaping”

Alacsony frekvenciákon - az alapsávban - nagy elnyomás

a kvantálási zaj elnyomásra kerül

(más zajkomponensekkel pl. az integrátor zajával együtt)

Magasabb frekvenciákon

A kvantálási zaj más zajkomponensekkel együtt a kimeneti digitális LP szűrő által csillapodik.

Következmény: a $\Sigma\Delta$ - modulációs AD

- kvantálási hibája nagyon kicsi,
- zaja nagyon kicsi,

}

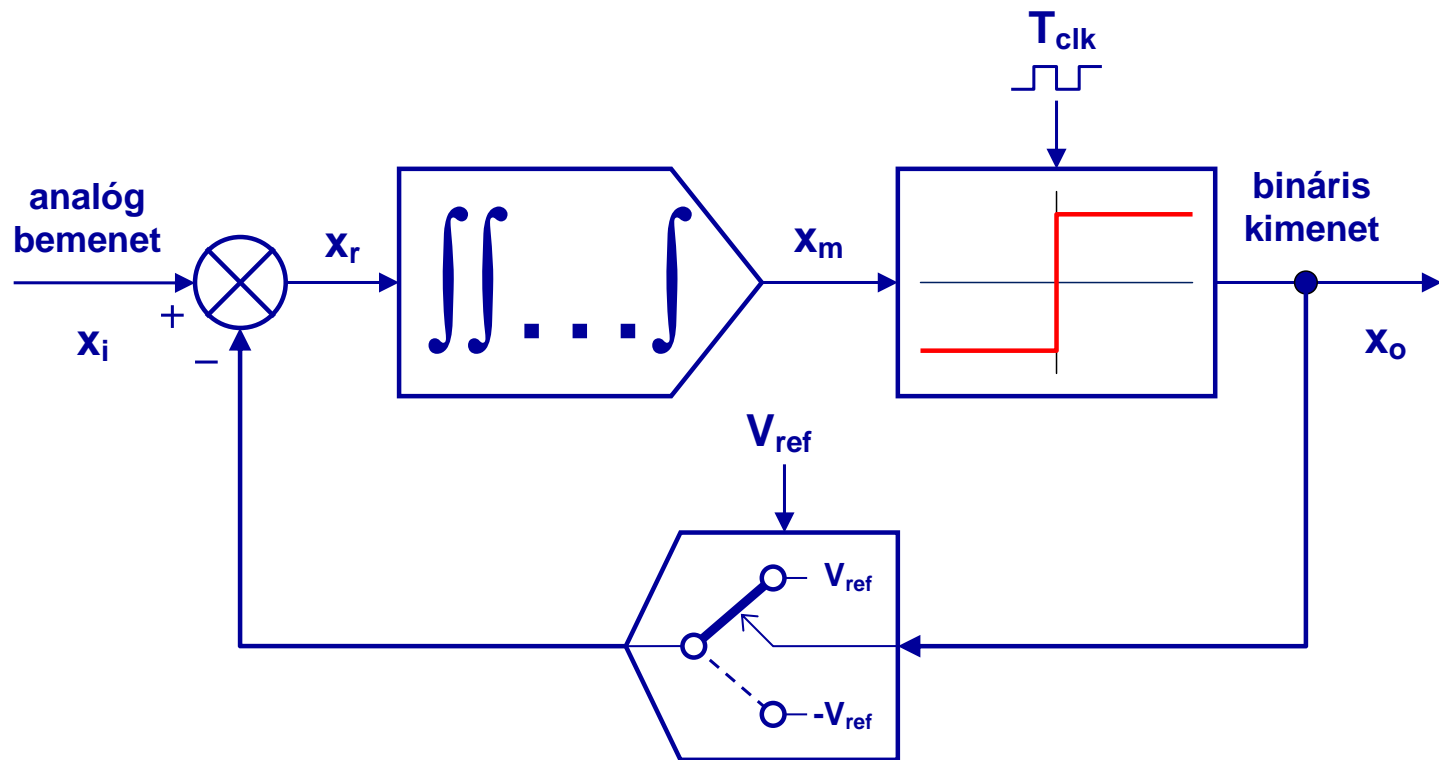
más AD típusokhoz viszonyítva.

16-24-bites AD könnyen realizálható



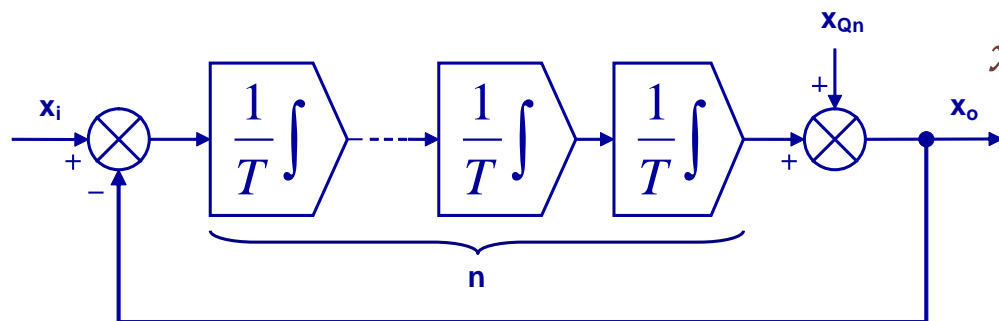
Sigma-delta modulációs AD

Magasabb rendű $\Sigma\Delta$ modulátor: többszörös integrálás az előremenő ágban
(tipikusan 3-5-szörös)



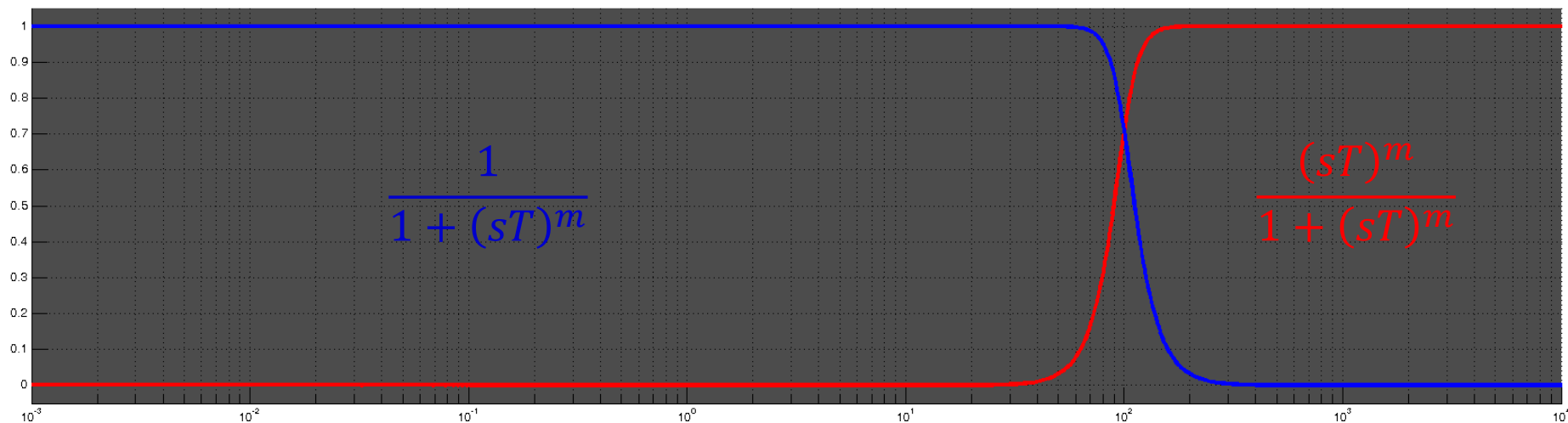
Sigma-delta modulációs AD

Magasabb rendű $\Sigma\Delta$ modulátor



$$x_o = \frac{1}{1 + (sT)^m} x_I + \frac{(sT)^m}{1 + (sT)^m} x_{Qn}$$

n az integrátorok száma



Meredekabb szűrési karakterisztika.



Sigma-delta modulációs AD

A Sigma-Delta modulációs AD előnyei - összegzés:

- Anti-aliasing szűrés a túlmintavételezés frekvenciáján szükséges - az analóg bemeneti szűrőkre enyhébb követelmények állnak fenn.
- A kvantálási hiba és zajok hatása nagyon kicsivé tehető - 16-24-bites AD-k egyszerűen realizálhatók.
- Könnyű, főleg digitális realizáció, olcsón integrált áramköri megvalósítás.

A Sigma-Delta modulációs AD hátrányai:

- Általános, széles frekvenciatartományban működő AD konvertert nehéz realizálni: a kimeneti szűrőt általában néhány meghatározott frekvenciákra hangolják.
- A kimeneti digitális szűrő miatt: késleltetés, tranziensek lehetnek a kimeneti adatsorban (latency).

Ma egyre gyakoribb: „zero-latency” ADC.



Sigma-delta modulációs AD

A Sigma-Delta modulációs AD „történelmi” hátrányai:

- Relatív lassú AD-k - ma egyre magasabb mintavételi frekvenciák valósíthatók meg.
- Nem multiplexelhető: a lappangó adatok miatt (latency) - ma a zero-latency AD-k mellett ez már nem igaz.

Realizációk:

- Komersz realizációk - PC-k, notebook-ok hangrendszerre.
- Ipari integrált realizációk: 16-24-bites, parallel, ill. soros SPI vagy I²C interfésszel ellátott perifériák (Analog Devices, Maxim, Linear Technology, STM, stb).
- Digitális kimenetű mérőeszközökbe, érzékelőkbe integrált AD.



Példa σ - δ moduláció AD-ra



LTC2440

24-Bit High Speed Differential $\Delta\Sigma$ ADC with Selectable Speed/Resolution

FEATURES

- Up to 3.5kHz Output Rate
- Selectable Speed/Resolution
- 2 μ V_{RMS} Noise at 880Hz Output Rate
- 200nV_{RMS} Noise at 6.9Hz Output Rate with Simultaneous 50/60Hz Rejection
- 0.0005% INL, No Missing Codes
- Autosleep Enables 20 μ A Operation at 6.9Hz
- <5 μ V Offset (4.5V < V_{CC} < 5.5V, -40°C to 85°C)
- Differential Input and Differential Reference with GND to V_{CC} Common Mode Range
- No Latency, Each Conversion is Accurate Even After an Input Step
- Internal Oscillator—No External Components
- Pin Compatible with the LTC2410
- 24-Bit ADC in Narrow 16-Lead SSOP Package

APPLICATIONS

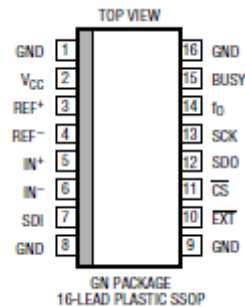
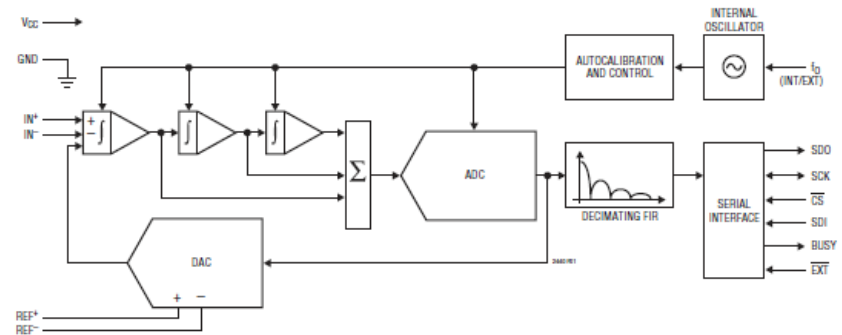
- High Speed Multiplexing
- Weight Scales
- Auto Ranging 6-Digit DVMS
- Direct Temperature Measurement
- High Speed Data Acquisition

DESCRIPTION

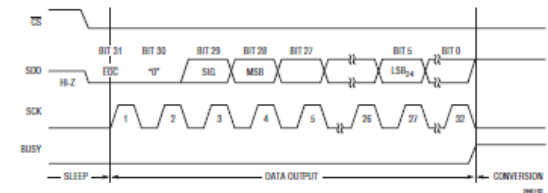
The LTC[®]2440 is a high speed 24-bit No Latency $\Delta\Sigma$ [™] ADC with 5ppm INL and 5 μ V offset. It uses proprietary delta-sigma architecture enabling variable speed and resolution with no latency. Ten speed/resolution combinations (6.9Hz/200nV_{RMS} to 3.5kHz/25 μ V_{RMS}) are programmed through a simple serial interface. Alternatively, by tying a single pin HIGH or LOW, a fast (880Hz/2 μ V_{RMS}) or ultralow noise (6.9Hz, 200nV_{RMS}, 50/60Hz rejection) speed/resolution combination can be easily selected. The accuracy (offset, full-scale, linearity, drift) and power dissipation are independent of the speed selected. Since there is no latency, a speed/resolution change may be made between conversions with no degradation in performance.

Following each conversion cycle, the LTC2440 automatically enters a low power sleep state. Power dissipation may be reduced by increasing the duration of this sleep state. For example, running at the 3.5kHz conversion speed but reading data at a 100Hz rate draws 240 μ A average current (1.1mW) while reading data at a 7Hz output rate draws only 25 μ A (125 μ W). The LTC2440 communicates through a flexible 3-wire or 4-wire digital interface that is compatible with the LTC2410 and is available in a narrow 16-lead SSOP package.

LT, LT, LTC and LTM are registered trademarks of Linear Technology Corporation. No Latency $\Delta\Sigma$ is a trademark of Linear Technology Corporation. All other trademarks are the property of their respective owners.

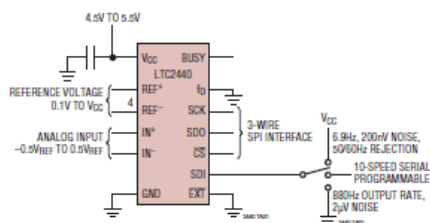


SPI digitális interfész

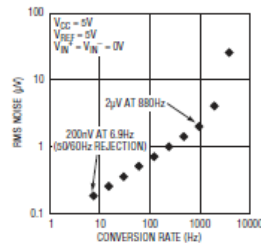


TYPICAL APPLICATION

Simple 24-Bit 2-Speed Acquisition System



Speed vs RMS Noise



OSR4	OSR3	OSR2	OSR1	OSR0	CONVERSION RATE		RMS NOISE	ENOB	OSR
					INTERNAL 9MHz CLOCK	EXTERNAL 10.24MHz CLOCK			
X	0	0	0	1	3.52kHz	4kHz	23 μ V	17	64
X	0	0	1	0	1.76kHz	2kHz	3.5 μ V	20	128
0	0	0	0	0	880Hz	1kHz	2 μ V	21.3	256*
X	0	0	1	1	880Hz	1kHz	2 μ V	21.3	256
X	0	1	0	0	440Hz	500Hz	1.4 μ V	21.8	512
X	0	1	0	1	220Hz	250Hz	1 μ V	22.4	1024
X	0	1	1	0	110Hz	125Hz	750nV	22.9	2048
X	0	1	1	1	55Hz	62.5Hz	510nV	23.4	4096
X	1	0	0	0	27.5Hz	31.25Hz	375nV	24	8192
X	1	0	0	1	13.75Hz	15.625Hz	250nV	24.4	16384
X	1	1	1	1	6.875Hz	7.8125Hz	200nV	24.6	32768**



BUDAPESTI MŰSZAKI ÉS GAZDASÁGTUDOMÁNYI EGYETEM

Dr. Soumelidis Alexandros



email: soumelidis@sztaki.hu



BME KÖZLEKEDÉSMÉRNÖKI ÉS JÁRMŰMÉRNÖKI KAR
32708-2/2017/INTFIN SZÁMÚ EMMI ÁLTAL TÁMOGATOTT TANANYAG