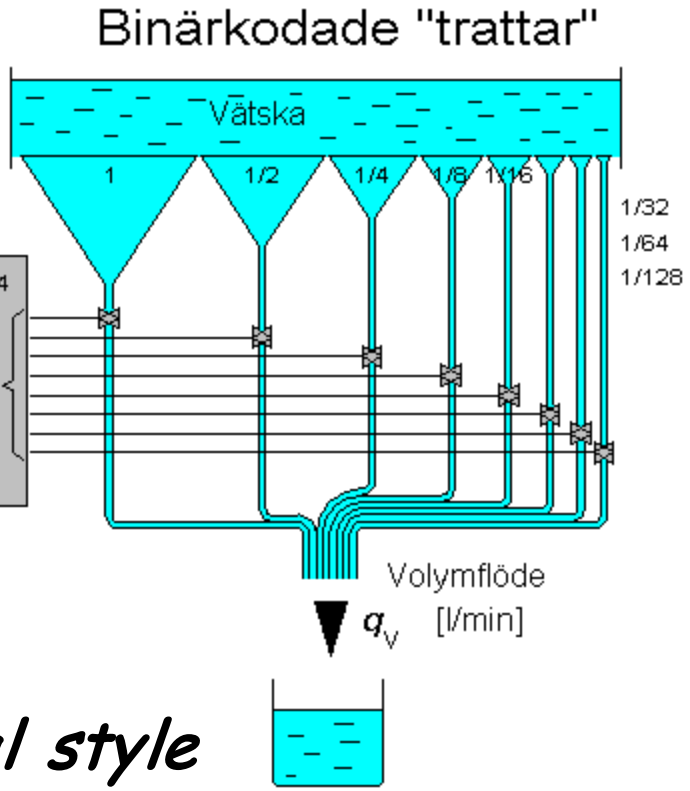
Digitalt eller Analogt

1 ½ ¼ 1/8 1/16 1/32 1/64 1/128



- digitalt:

q 0 … 255

$q_7 q_6 q_5 q_4 q_3 q_2 q_1 q_0$

- ***Digital style***

- eller analogt?

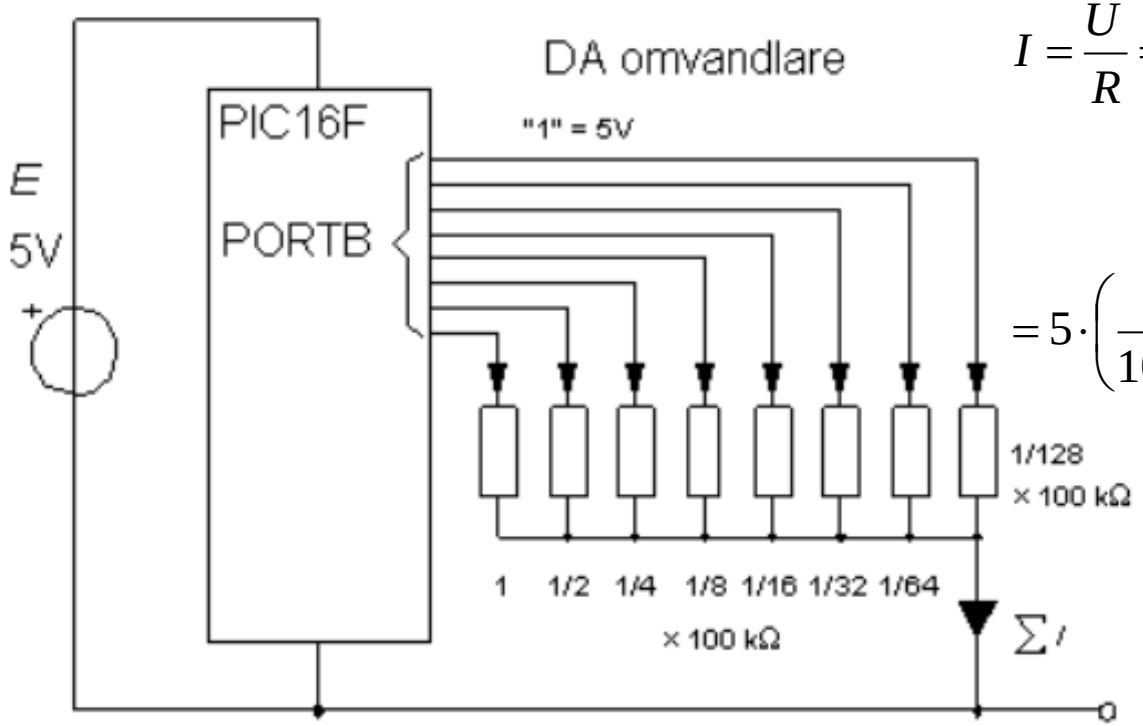
- ***Old school***

William Sandqvist william@kth.se

Digital→Analogomvandlare?

$b_7 b_6 b_5 b_4 b_3 b_2 b_1 b_0$

- Binärkodade resistorvärden



$$I = \frac{U}{R} = \frac{U}{\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \ldots + \frac{1}{R_n}\right)}$$

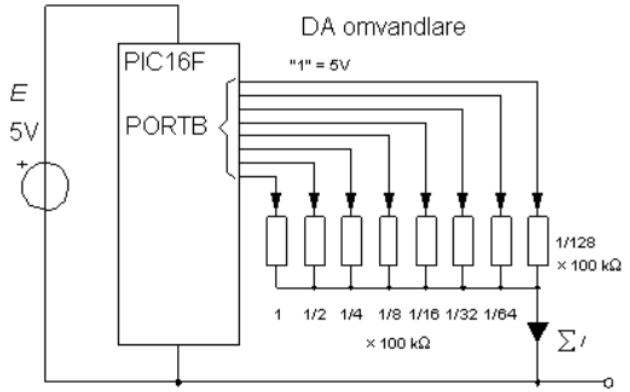
$$= 5 \cdot \left(\frac{b_0}{100000} + \frac{b_1}{50000} + \frac{b_2}{25000} + \ldots + \frac{b_7}{781}\right)$$

Strömmen ***I*** är **summan** av strömmarna från de ”binärkodade” resistorerna.

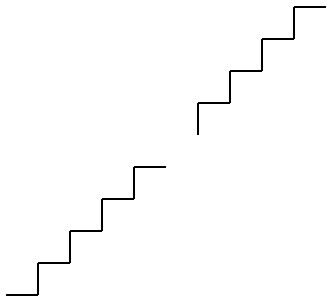
1 ½ ¼ 1/8 1/16 1/32 1/64 1/128 ×100 kΩ

William Sandqvist william@kth.se

Digital→Analogomvandlare?



$b_7b_6b_5b_4b_3b_2b_1b_0$



256 steg

0,5 μA/steg

$$I = \frac{U}{R} = 5 \cdot \left(\frac{b_0}{100000} + \frac{b_1}{50000} + \frac{b_2}{25000} + \frac{b_3}{12500} + \frac{b_4}{6250} + \frac{b_5}{3125} + \frac{b_6}{1563} + \frac{b_7}{781} \right)$$

$$I_{\max} = 5 \cdot \left(\frac{1}{100000} + \frac{1}{50000} + \frac{1}{25000} + \frac{1}{12500} + \frac{1}{6250} + \frac{1}{3125} + \frac{1}{1563} + \frac{1}{781} \right) = 128\mu A$$

William Sandqvist william@kth.se

Problem med toleranser

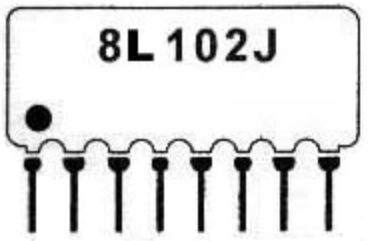
Binärkodade resistorer för 8 bitar.

Största resistorn *exakt* **100000 Ω** och minsta resistorn *exakt* **781 Ω** (helst 781,25)?
Det är svårt att tillverka så *olika* resistorer med snäva toleranser.

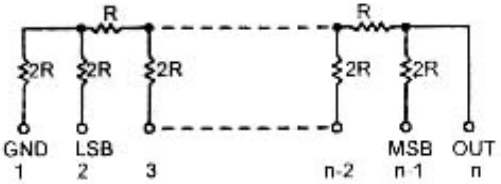
- Det finns en bättre lösning!

R2R-metoden.

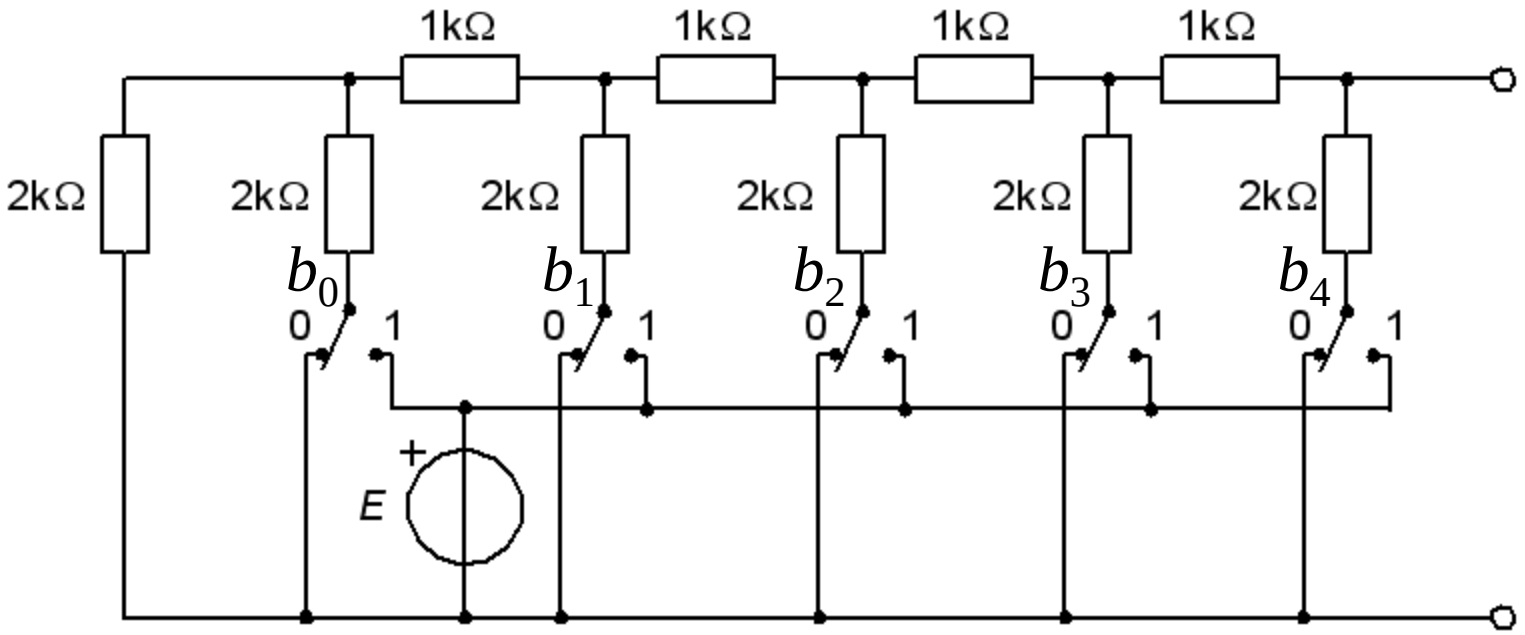
William Sandqvist william@kth.se



R-2R-stegnät



$b_4 b_3 b_2 b_1 b_0$



Bara ***ett*** motståndsvärde behöver tillverkas, R, och då är $R+R=2R$.
Man måste kunna tillverka många ”lika” resistorer – det exakta värdet är inte längre det viktiga.

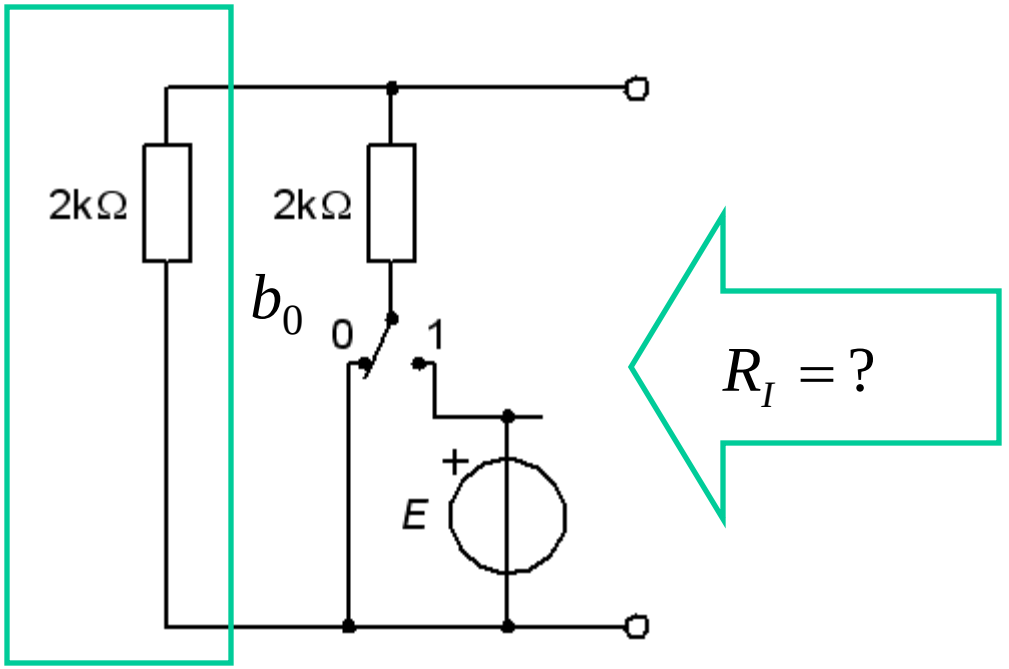
William Sandqvist william@kth.se

Tvåpolssatsens R_{I}

R2R-stegnätet är inte så lätt att förstå sig på …

Upprepad användning av tvåpolssatsen och superpositionssatsen är vad som krävs.

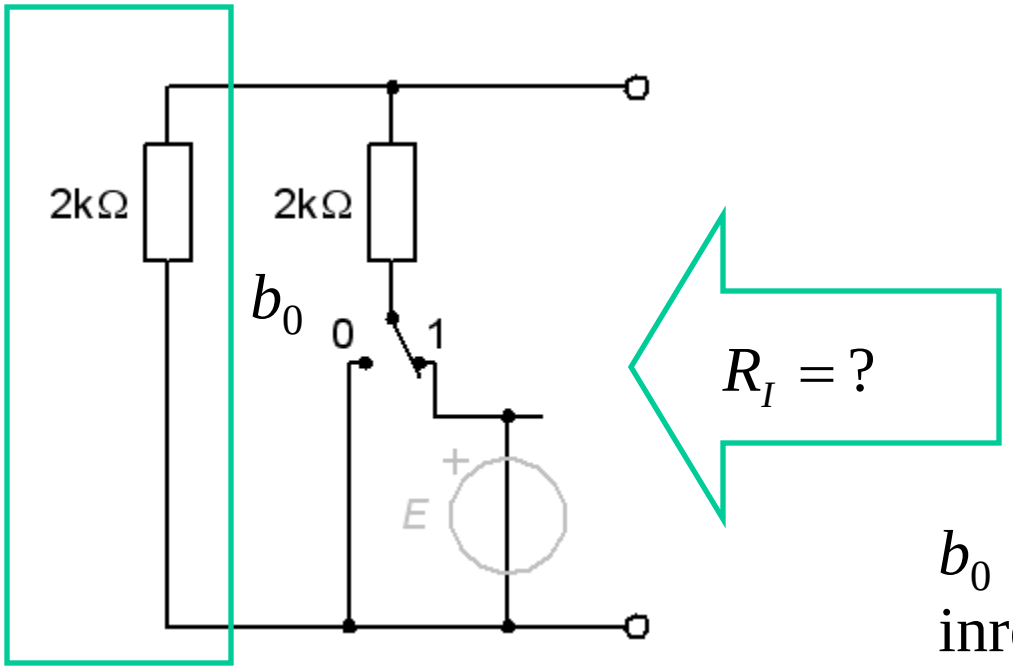
R-2R b_0=0 R_I =?



$$R_I = \frac{2 \cdot 2}{2+2} = 1\,\mathrm{k\Omega}$$

William Sandqvist william@kth.se

R-2R b_0=1 R_I =?

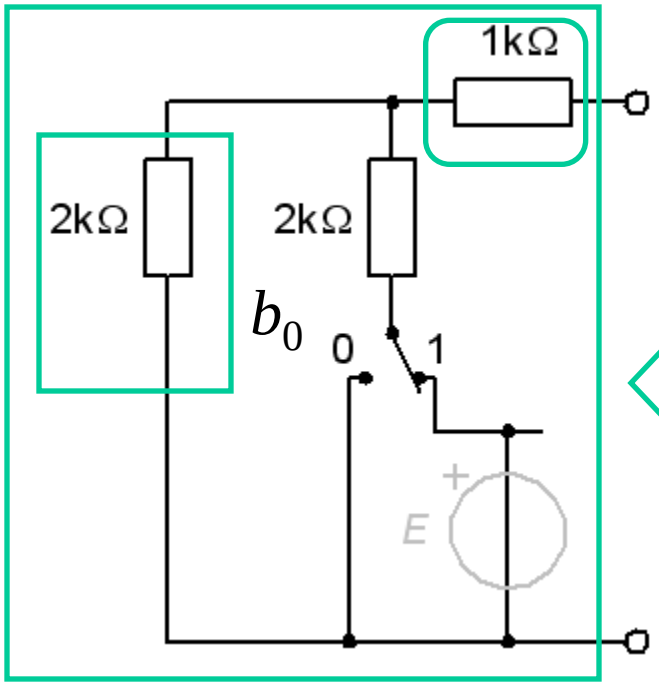


$$R_I = \frac{2 \cdot 2}{2+2} = 1\,\text{k}\Omega$$

b_0 1 eller 0, samma inresistans!

William Sandqvist william@kth.se

R-2R b_0 R_I =?

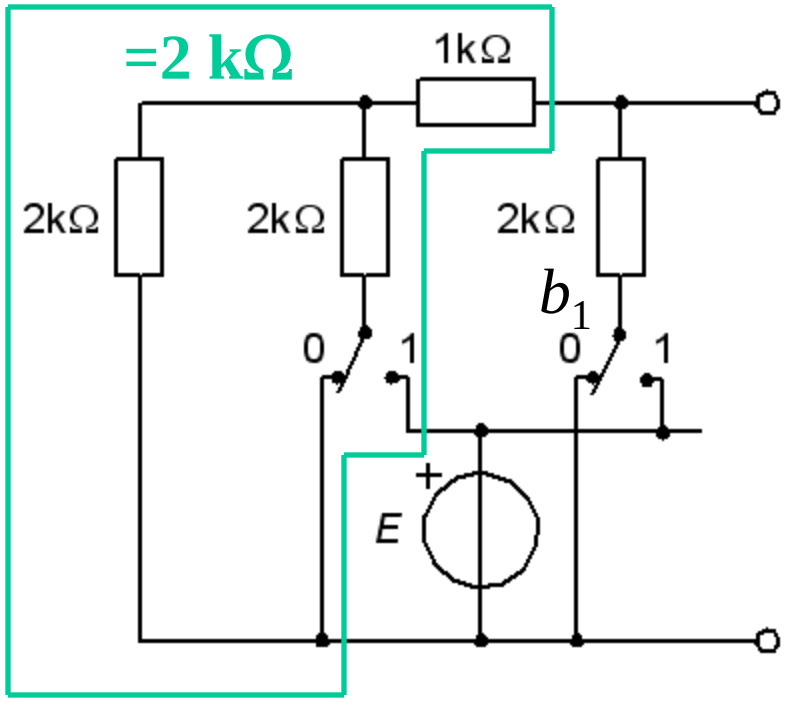


$R_I = 1 + 1 = 2\ \text{k}\Omega$

Stegets totala resistans blir 2 kΩ.

William Sandqvist william@kth.se

R-2R $b_1=0$ $R_I=?$

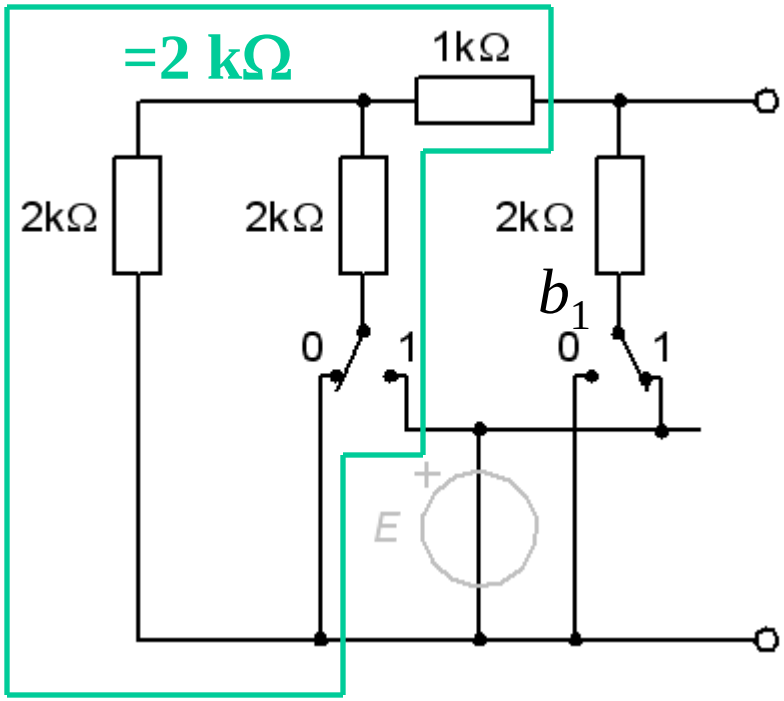


$R_I = ?$

$$R_I = \frac{2 \cdot 2}{2+2} = 1\,\text{k}\Omega$$

William Sandqvist william@kth.se

R-2R b_1=1 R_I =?



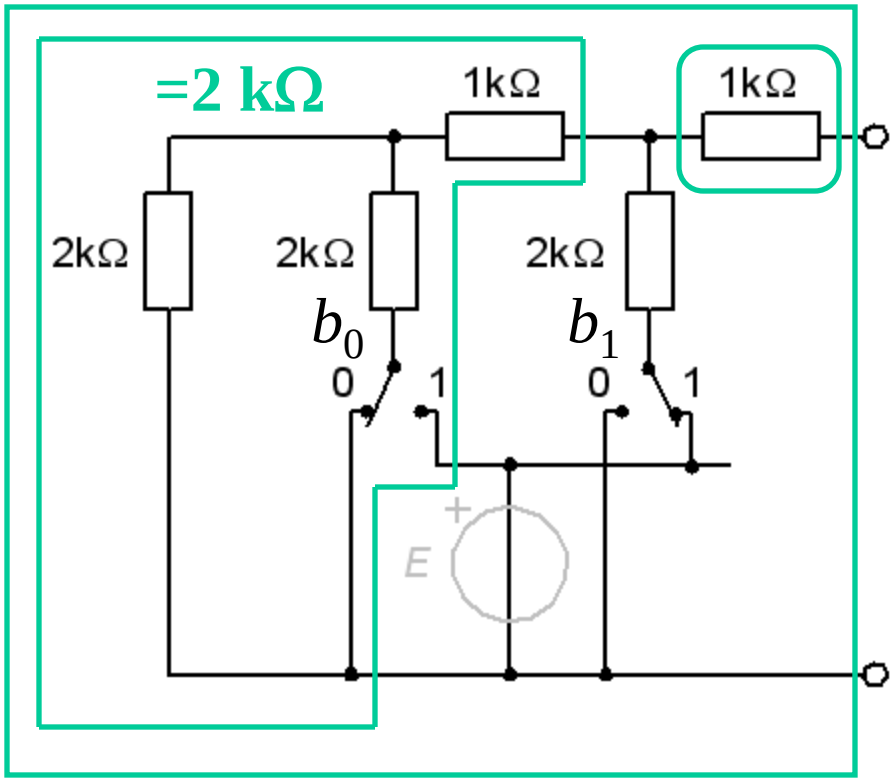
$R_I = ?$

$$R_I = \frac{2 \cdot 2}{2+2} = 1\,\text{k}\Omega$$

b_1 1 eller 0, samma inresistans!

William Sandqvist william@kth.se

R-2R b_1 R_I =?



- Slutsats:

$R_I = 1+1 = 2\ \text{k}\Omega$

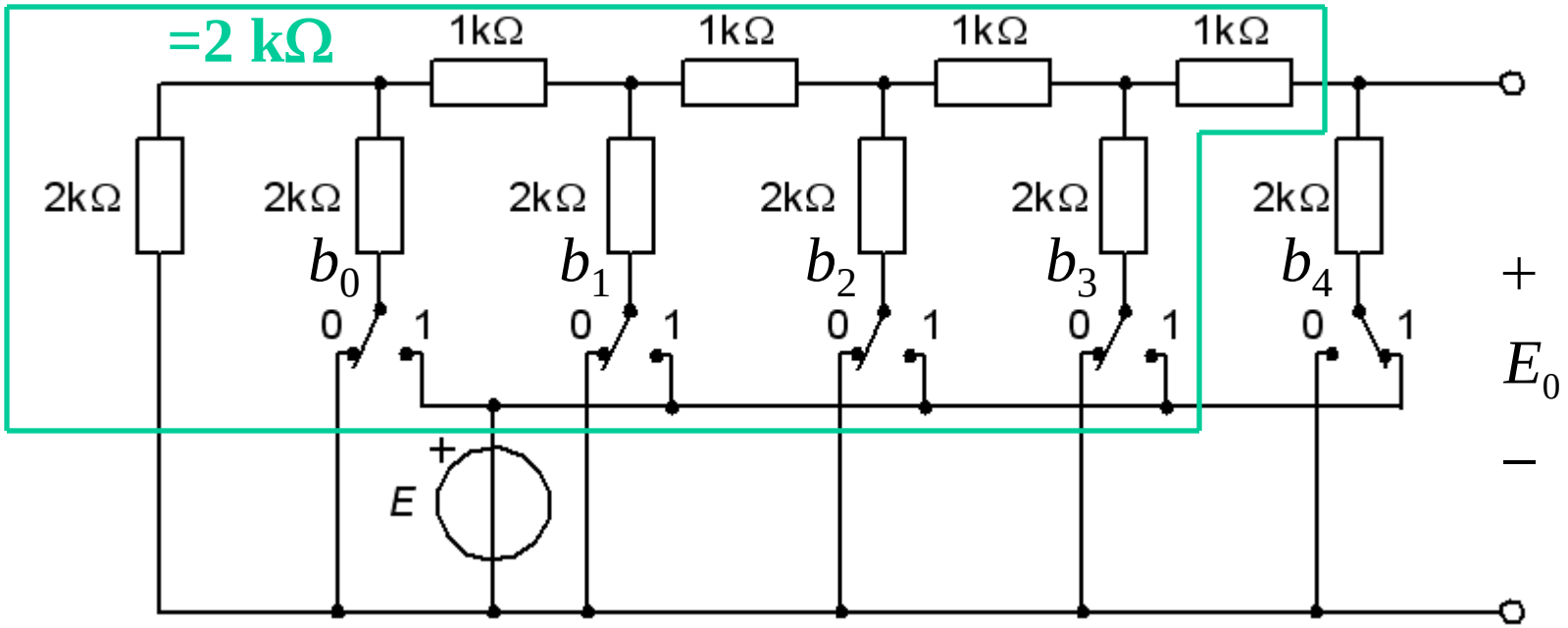
Oavsett 1 eller 0 blir totala inresistansen från de tidigare stegen ***alltid*** 2 kΩ

William Sandqvist william@kth.se

Tvåpolssatsens E_0

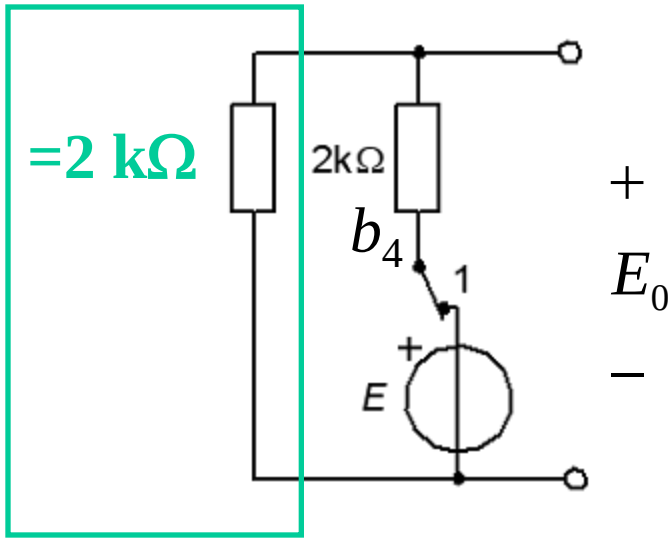
William Sandqvist william@kth.se

R-2R b_4=1 E_0=?



William Sandqvist william@kth.se

R-2R b_4=1 E_0=?

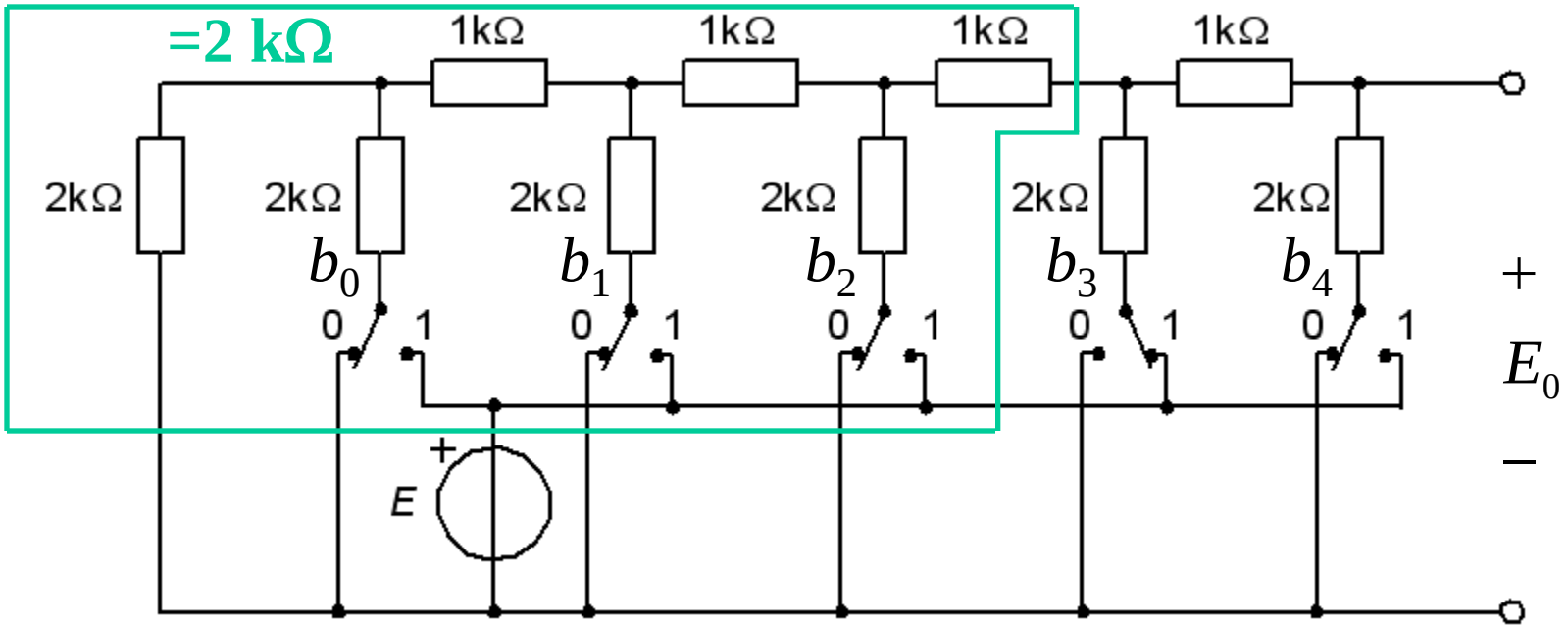


Spänningsdelare:

$$E_0 = E\frac{2}{2+2} = \boxed{\frac{E}{2}}$$

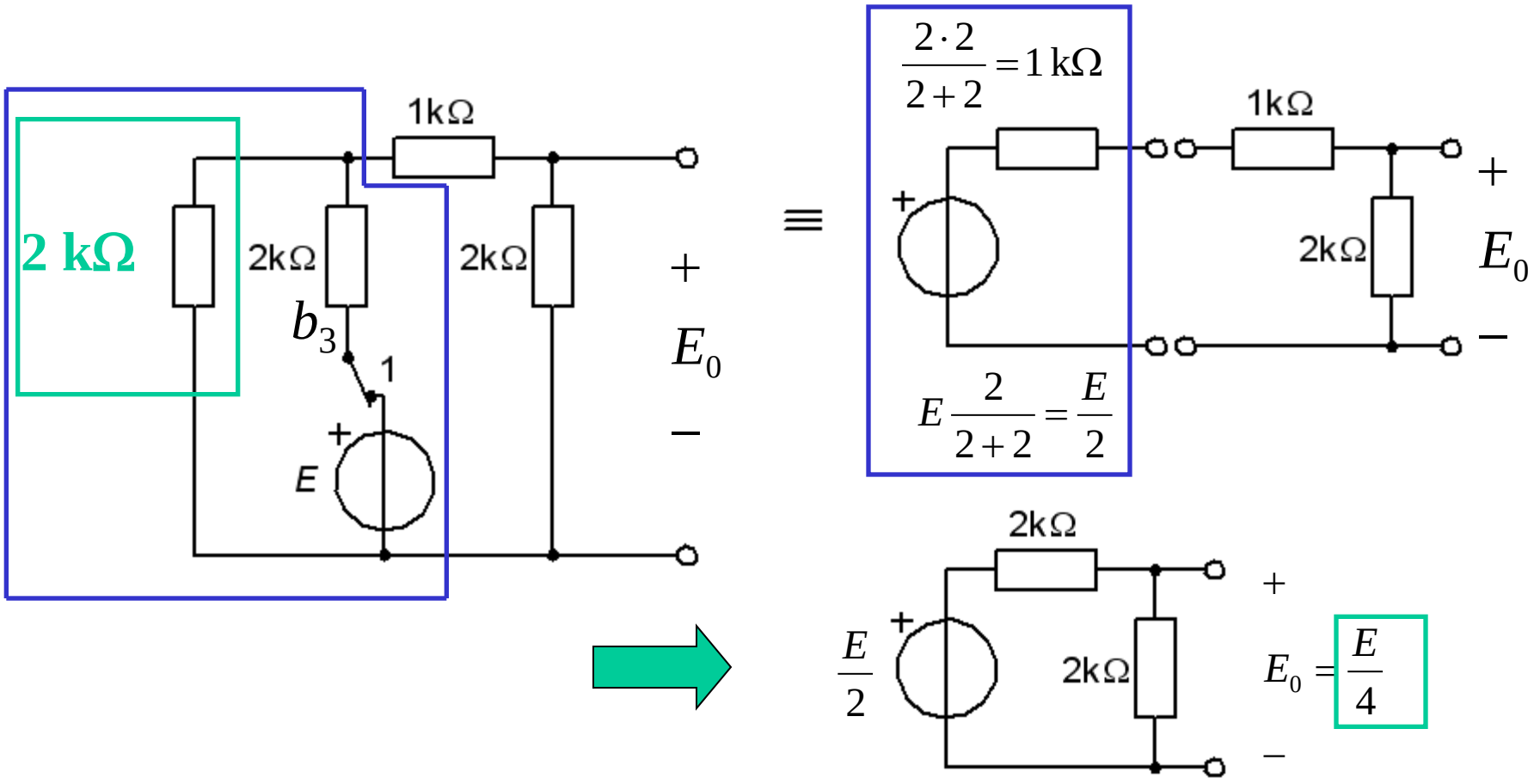
William Sandqvist william@kth.se

R-2R b_3=1 E_0=?



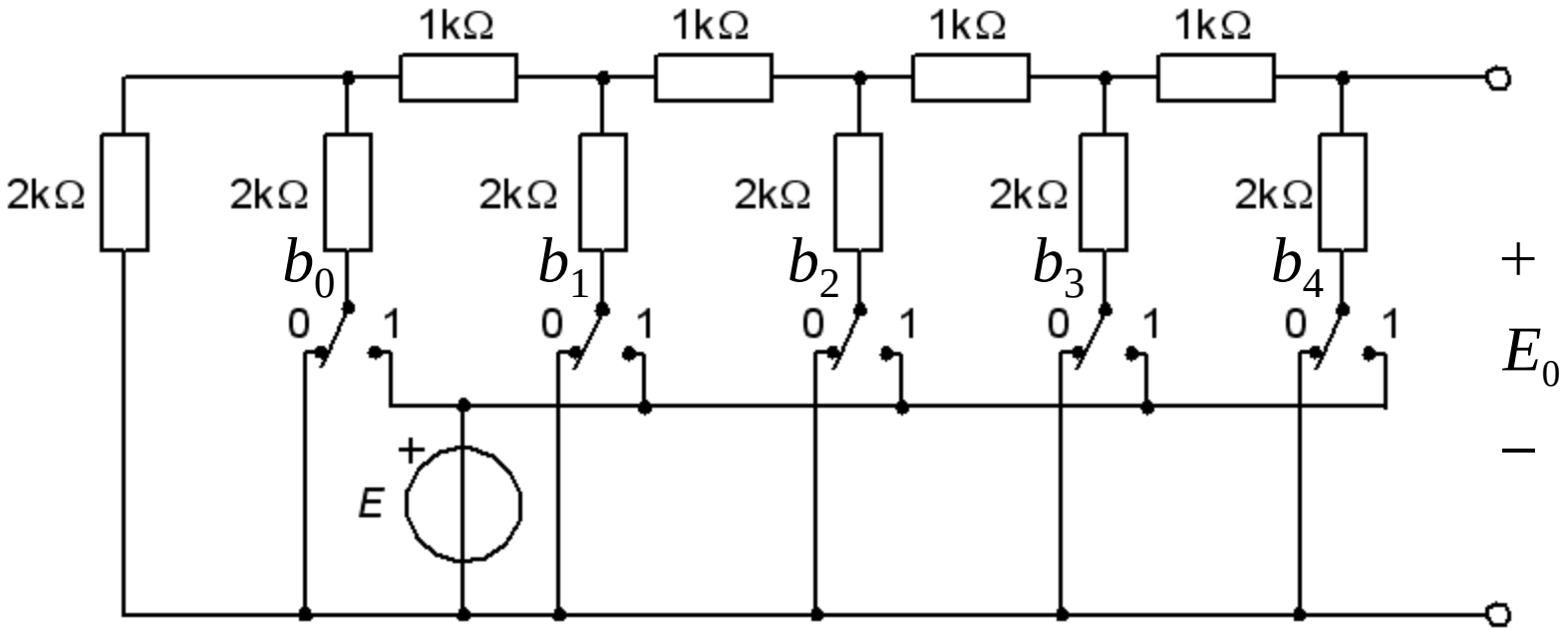
William Sandqvist william@kth.se

R-2R $b_3=1$ $E_0=?$



William Sandqvist william@kth.se

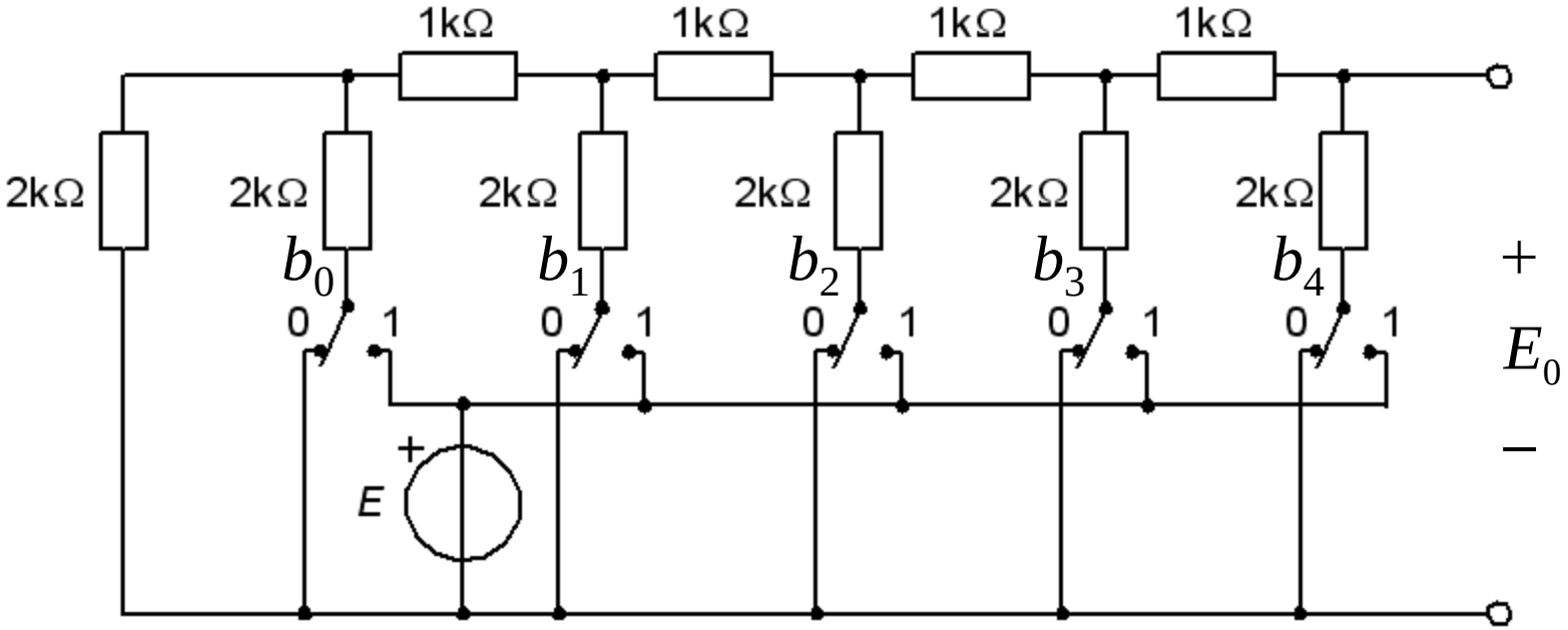
R-2R slutsats E_0 …



$$b_4 = 1 \Rightarrow \boxed{\frac{E}{2}} \quad b_3 = 1 \Rightarrow \boxed{\frac{E}{4}} \quad b_2 = 1 \Rightarrow \boxed{\frac{E}{8}} \quad \ldots$$

- Rimlig gissning – eller hur?

R-2R superposition



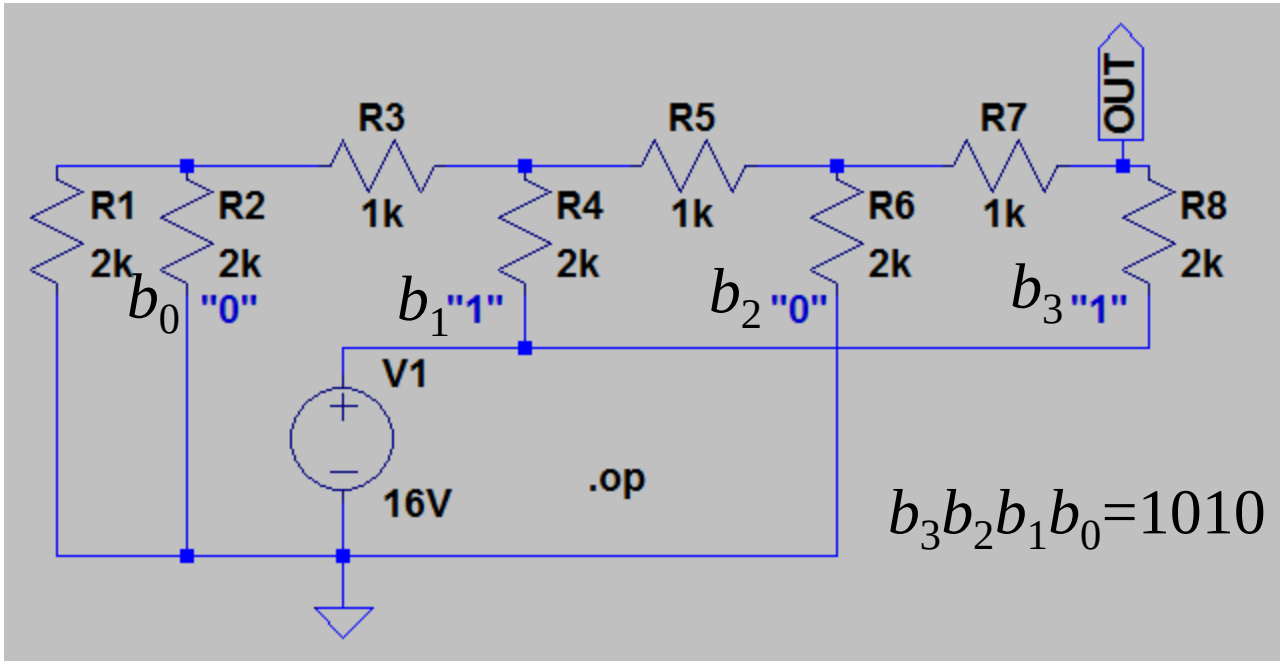
- Enligt **superpositionsprincipen** kan bidragen från $b_4\ b_3\ b_2\ \ldots\ b_0$ adderas var för sig:

$$b_4 b_3 b_2 b_1 b_0 \Rightarrow E_0 = E \cdot \left(\frac{b_4}{2} + \frac{b_3}{4} + \frac{b_2}{8} + \frac{b_1}{16} + \frac{b_0}{32} \right)$$

Vi har en DA-omvandlare!

William Sandqvist william@kth.se

R-2R simulering



Vad tror Du OUT blir?

William Sandqvist william@kth.se

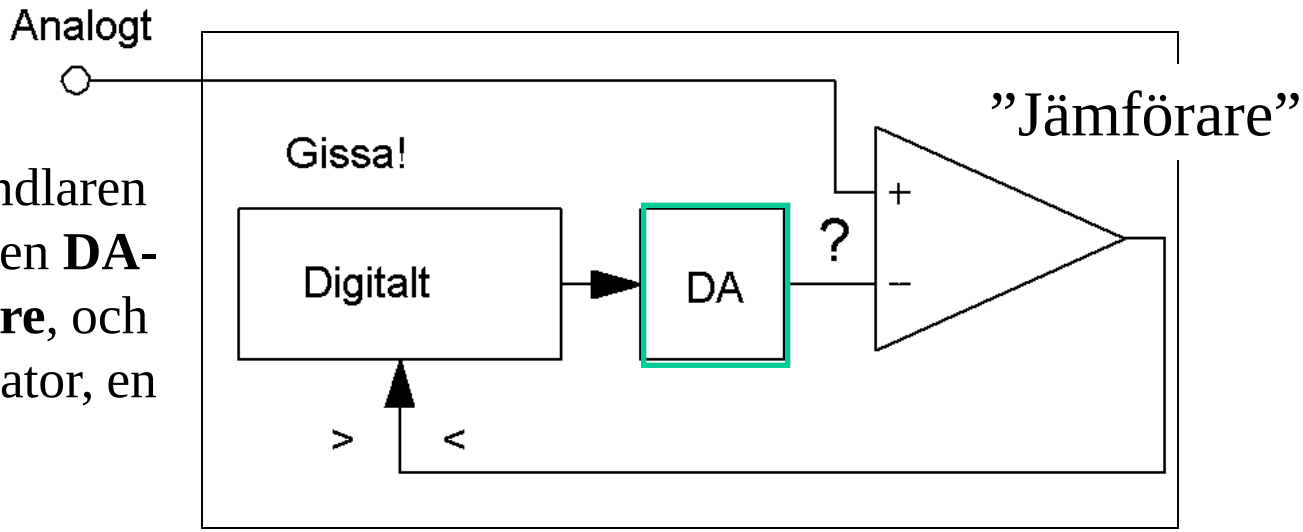
William Sandqvist william@kth.se

AD-omvandlare?

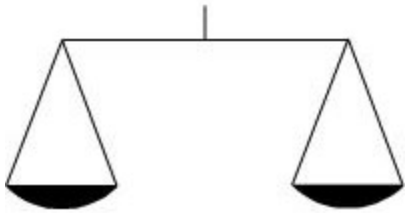
William Sandqvist william@kth.se

Succesiva approximationer

AD-omvandlaren innehåller en **DA-omvandlare**, och en komparator, en jämförare.

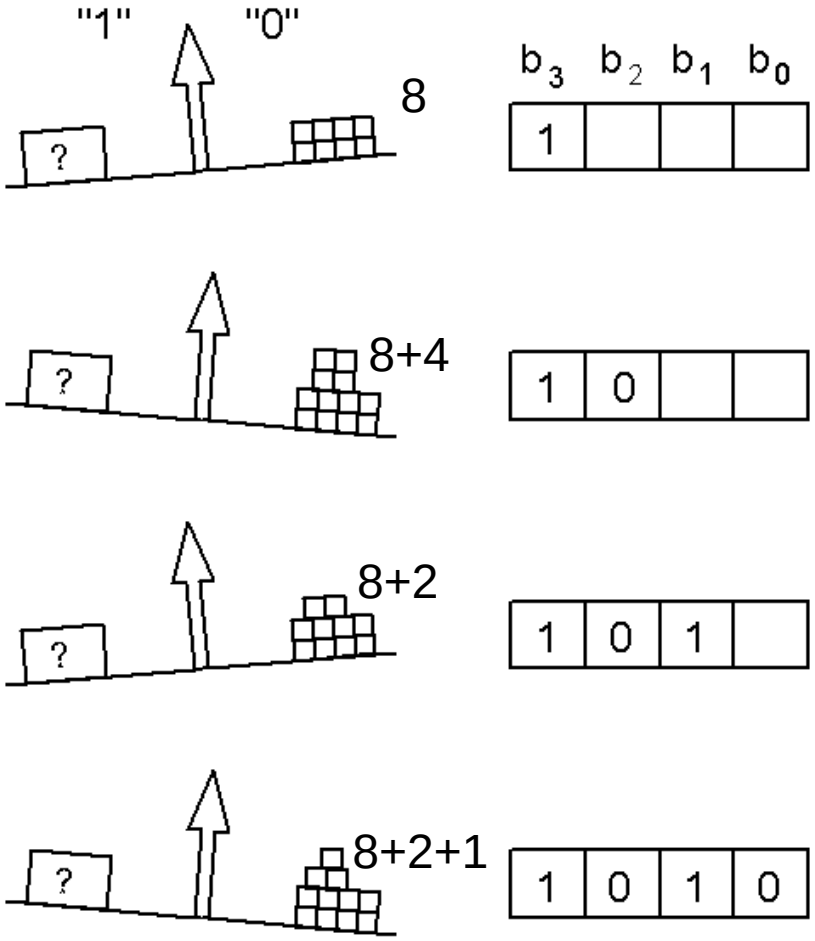


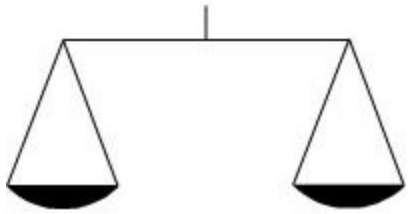
AD-omvandling enligt metoden succesiva approximationer är jämförbart med att väga en okänd massa med binära vikter på en balansvåg.
Man provar steg för steg med att lägga till binära ”vikter” om ”<” eller dra ifrån ”vikter” om ”>”.



William Sandqvist william@kth.se

Binära vikter 8 4 2 1 …

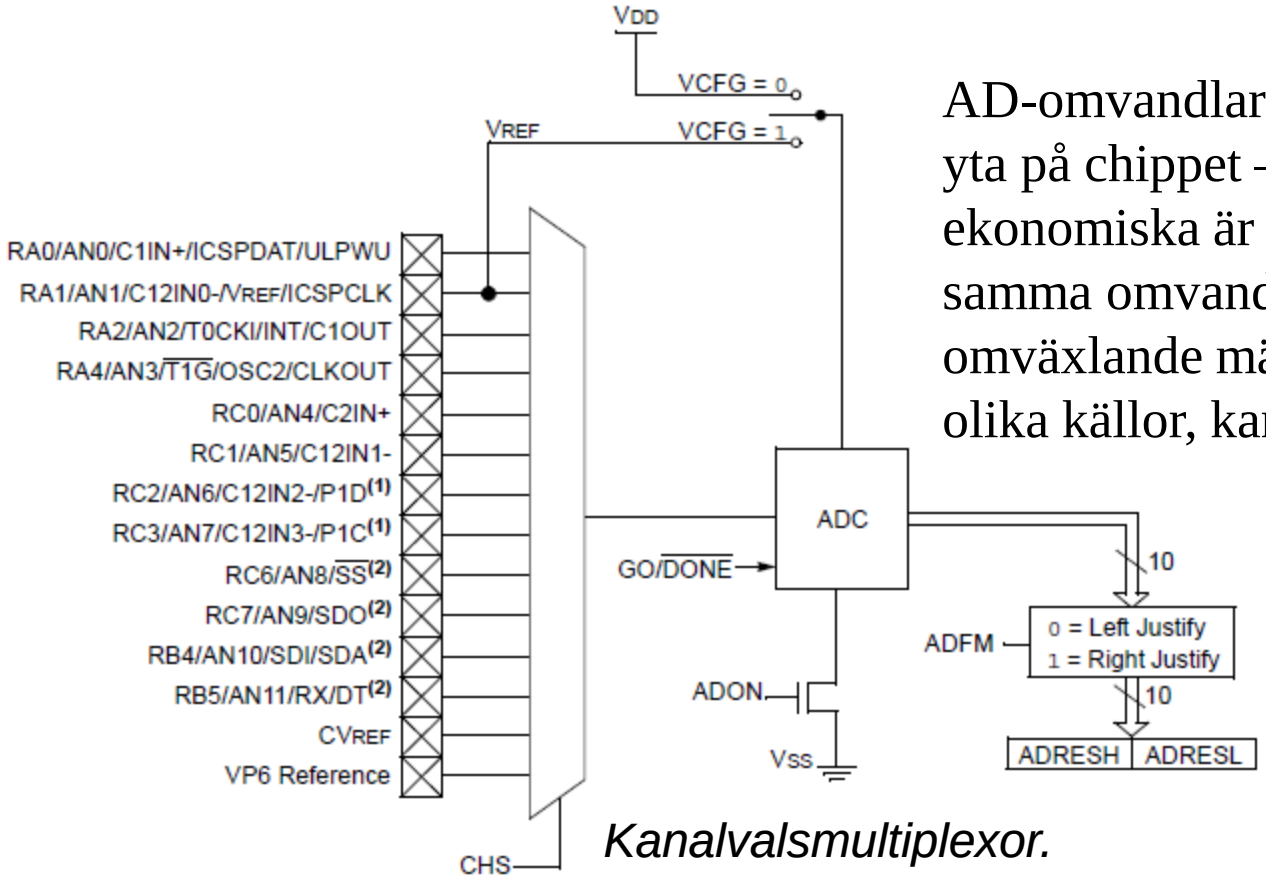




AD-omvandlingen tar tid. För varje bits ökad upplösning krävs jämförelse i ytterligare ett steg.

William Sandqvist william@kth.se

En AD-omvandlare, 14 kanaler



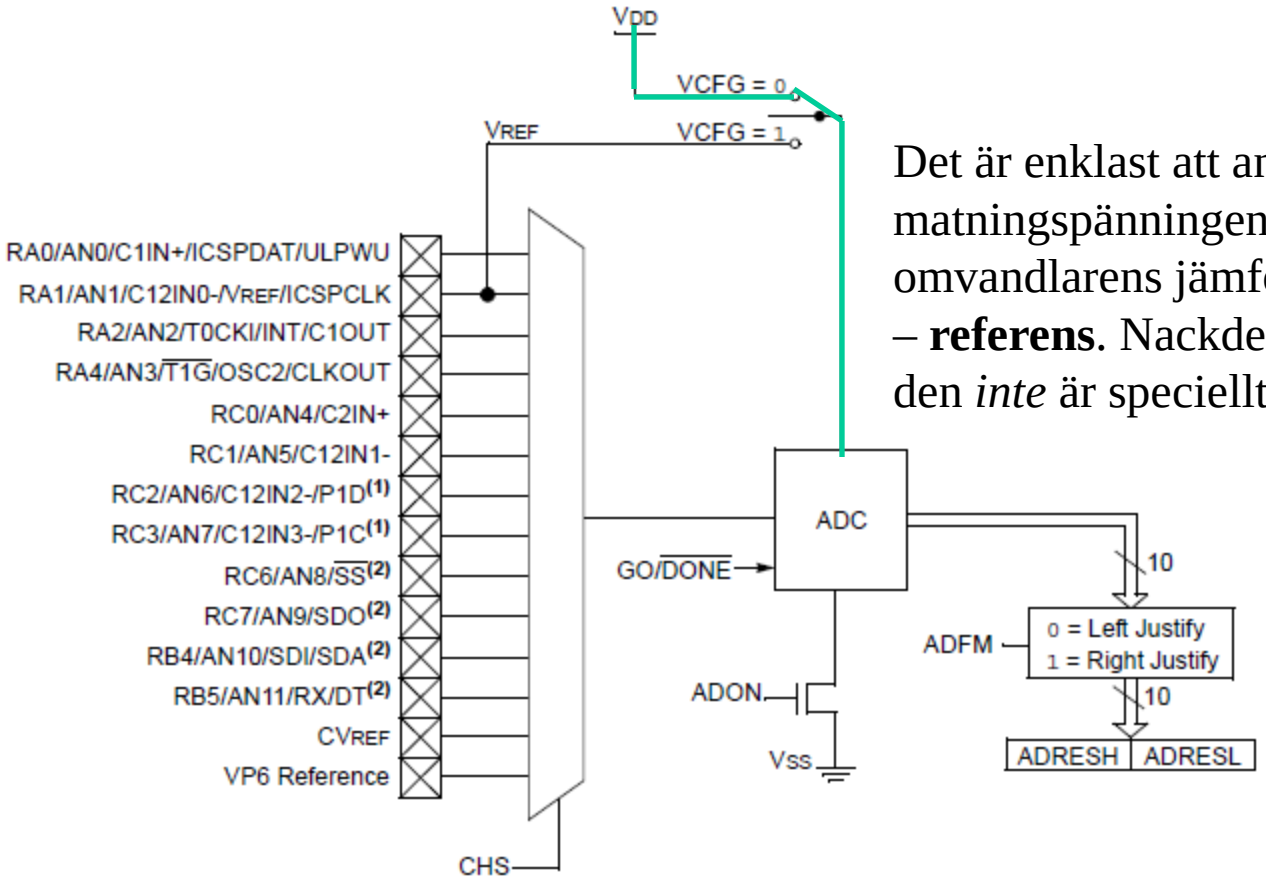
Kanalvalsmultiplexor.

AD-omvandlaren upptar en stor yta på chippet – så det ekonomiska är att använda samma omvandlare till att omväxlande mäta upp till 14 olika källor, kanaler.

PIC-processorn har en 10-bitars AD-omvandlare

William Sandqvist william@kth.se

Matningspänningen som referens

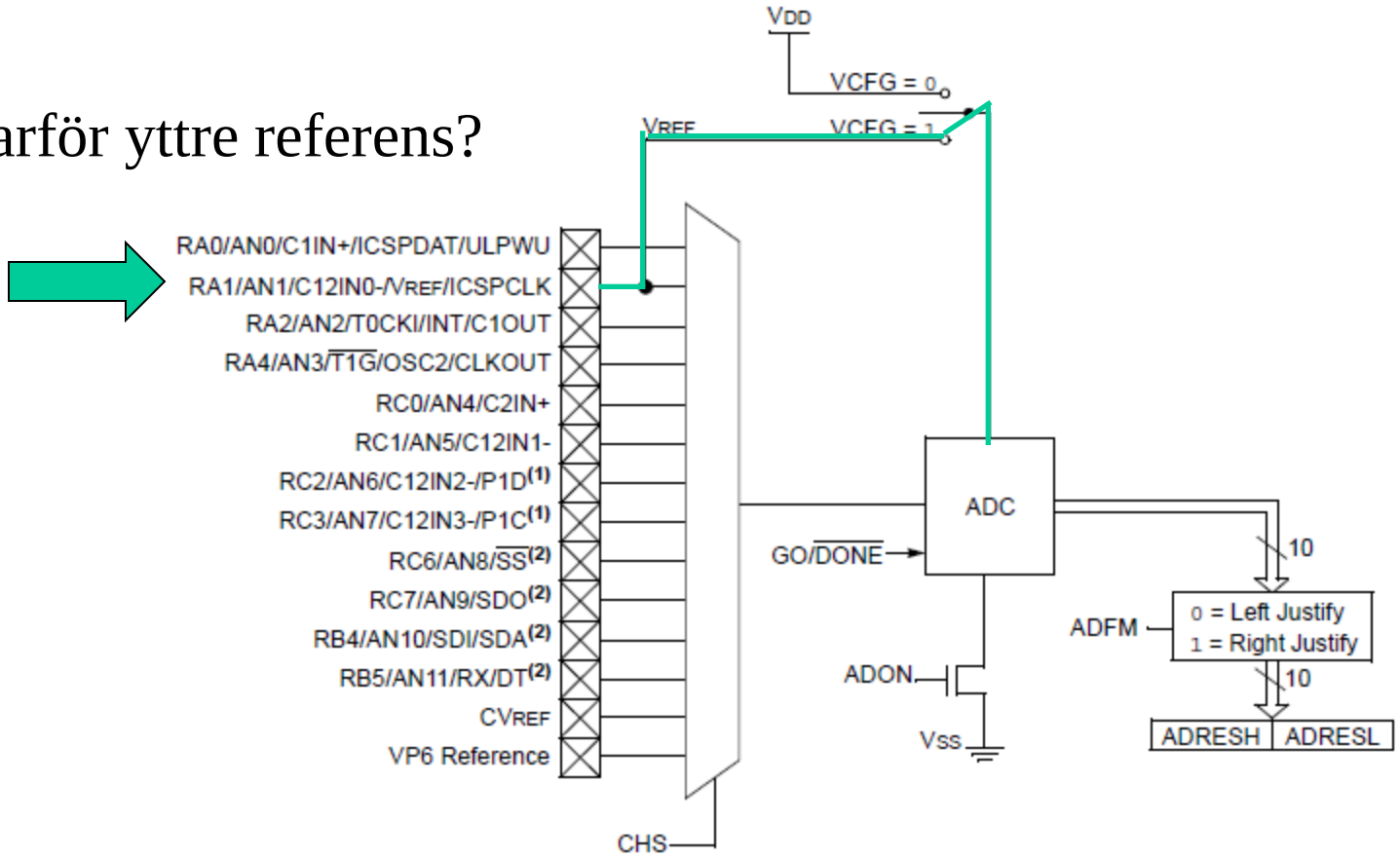


Det är enklast att använda matningspänningen som AD-omvandlarens jämförelsevärde – **referens**. Nackdelen är att den *inte* är speciellt noggrann.

William Sandqvist william@kth.se

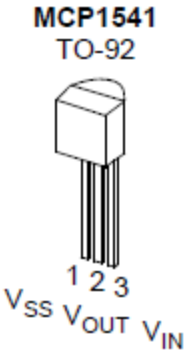
Inre eller yttre referens?

Varför yttre referens?

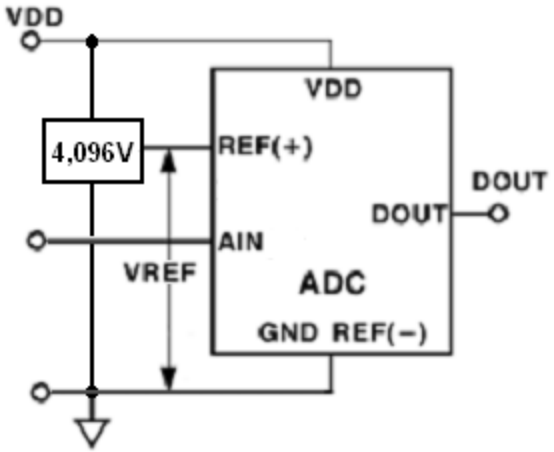


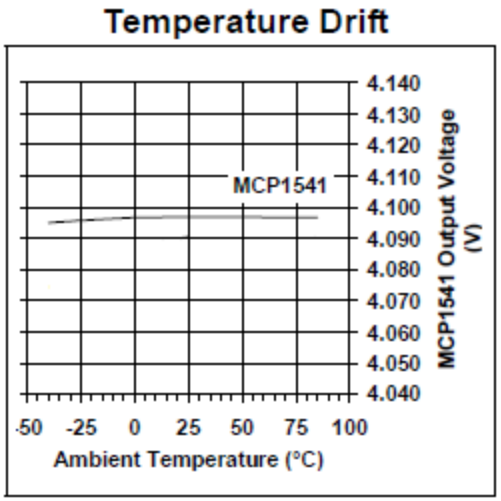
William Sandqvist william@kth.se

Stabiliserad referens 4,096 V



MCP1541



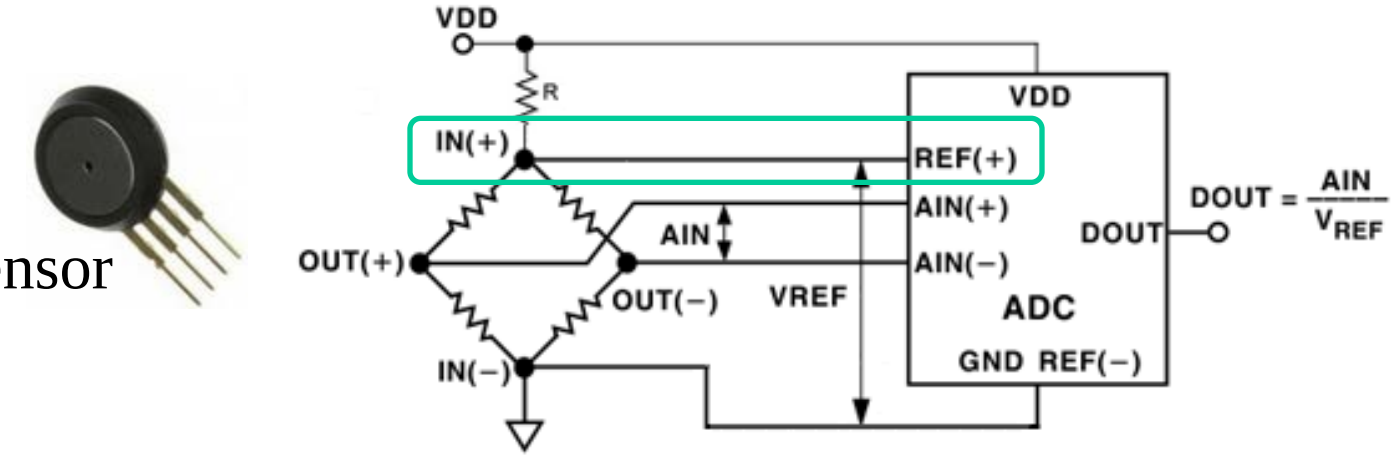


Om man köper en **stabiliserande referenskrets** kan man kanske välja värdet 4,096 V ($4096=2^{12}$) som ger en 10-bitars AD-omvandlare exakta 4 mV-steg, *utan* att man behöver tillgripa skalning med multiplikationer och divisioner.

William Sandqvist william@kth.se

Ratiometrisk inkoppling

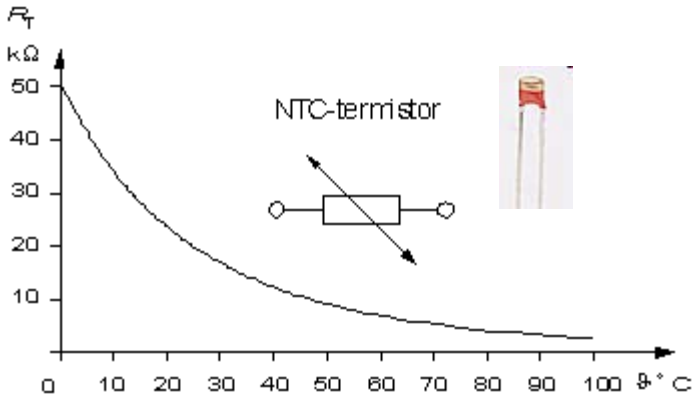
sensor

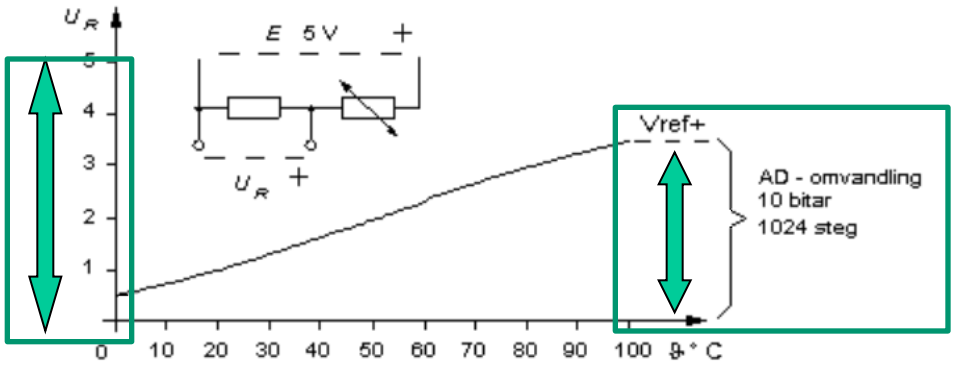


Om en sensors *mätvärde beror av* ***matningen*** kan man antingen ha **stabiliserad matning** (dyrbart) – eller enklare, så kallad **ratiometrisk matning**. Om matning och AD-omvandlarens referensspänning är samma, följs dom åt vid förändringar, och det AD-omvandlade mätvärdet förblir opåverkat!

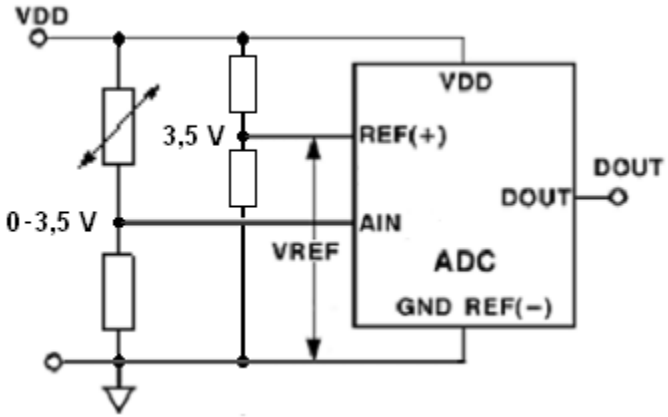
Anpassa mätområdet

En NTC-termistor har hög känslighet, men ett olinjärt temperatursamband.





Man linjäriserar med en resistor – och får då mätområdet 0 …3,5 V. Om referensen då är 3,5 V i stället för 5 V så utnyttjar man hela AD-omvandlarens område till mätningen.



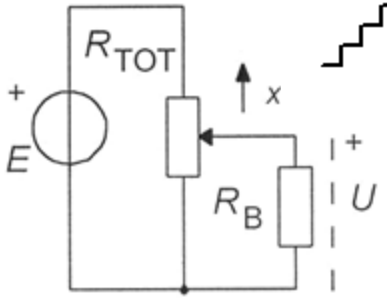
William Sandqvist william@kth.se

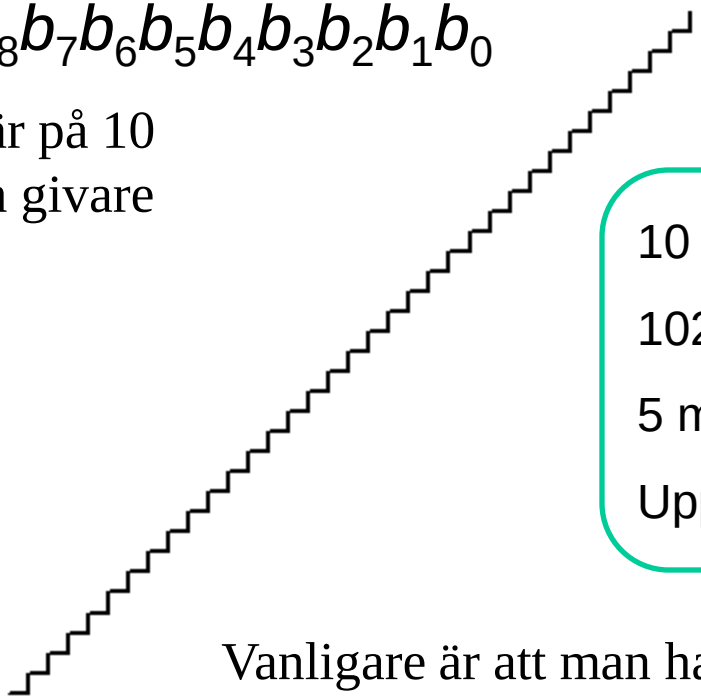
Behövs 10 bitars upplösning?

$b_9 b_8 b_7 b_6 b_5 b_4 b_3 b_2 b_1 b_0$

AD-omvandlaren är på 10 bitar. Vad kostar en givare som har 10 bitars upplösning?

100 $?





10 bitar

1024 steg

5 mV/steg

Upplösning ≈ 0,1%

Vanligare är att man har råd med en 8 bitars givare. (PICprocessorn själv kostar 2 $).

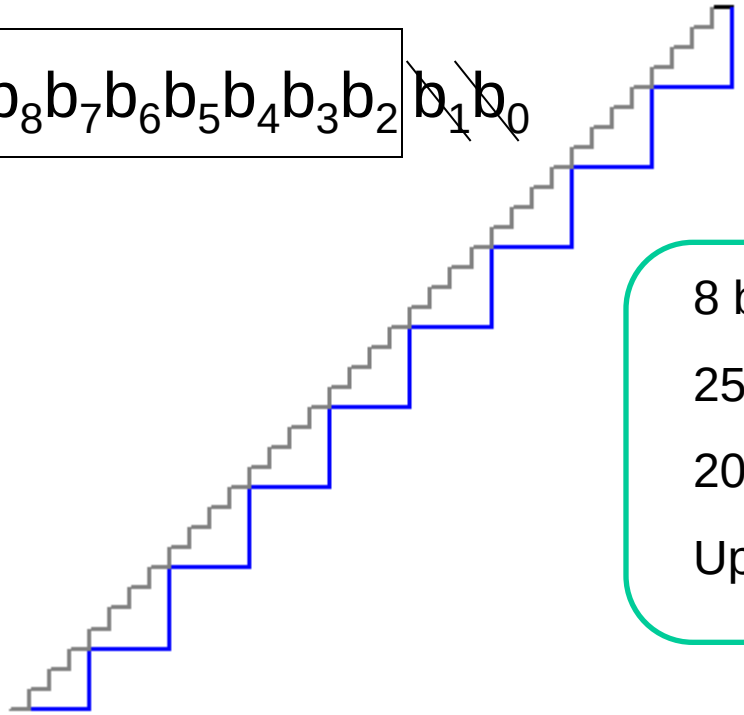
Bilden visar en resistiv givare för position som kan dra nytta av 10-bitars upplösning.

William Sandqvist william@kth.se

8-bitars program

Behöver man bara **8 bitars upplösning** kan man *strunta* i de två minst signifikanta bitarna och hantera resultatet som en Byte.

$b_9 b_8 b_7 b_6 b_5 b_4 b_3 b_2$ ~~$b_1 b_0$~~



8 bitar

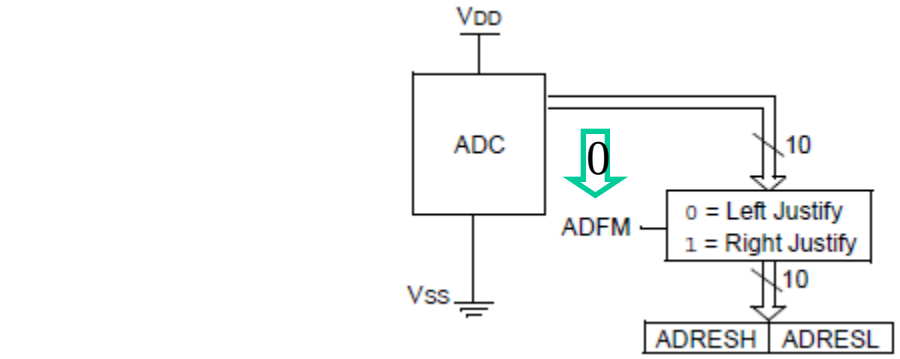
256 steg

20 mV/steg

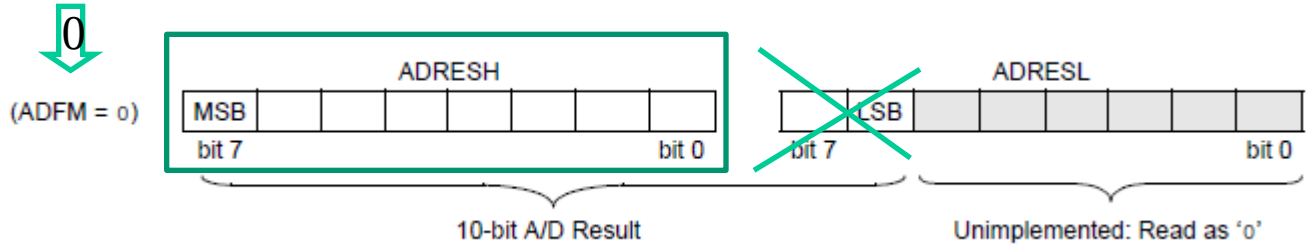
Upplösning ≈1%

William Sandqvist william@kth.se

8-bitars program



Man kan bry sig bara om de 8 ***mest signifikanta*** *bitarna!*



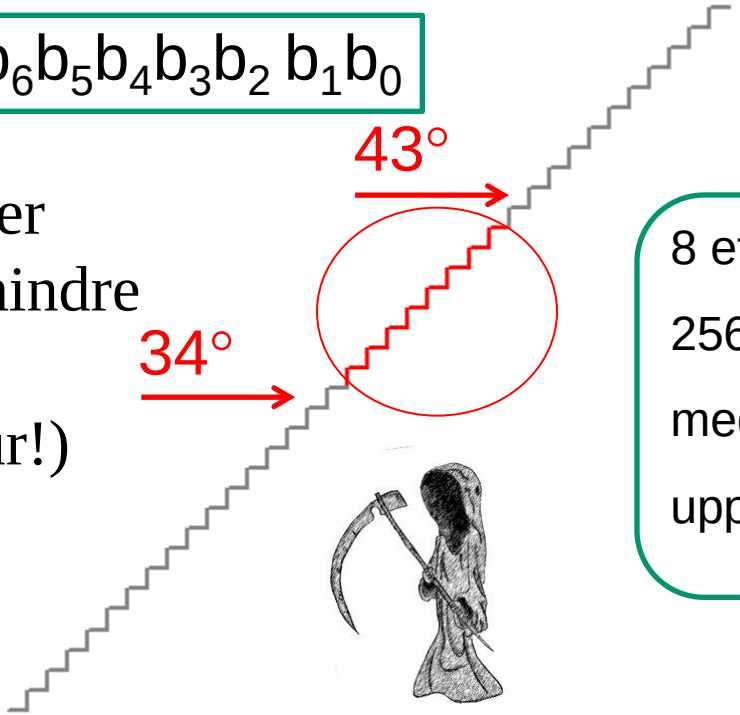

```
ADFM=0;
char value;
value = ADRESH;  /* 8-bit measurement */
```

Undvik förstärkare

Behöver man bara **8 bitars upplösning** kan man *ändå* använda 10 bitars upplösning för att undvika att behöva förstärka givarsignalen De två mest signifikanta bitarna blir **konstanta**. Man kan därför låta bli att läsa av dem.

~~1 0~~ $b_7 b_6 b_5 b_4 b_3 b_2\ b_1 b_0$

En febertermometer behöver bara ett mindre temperaturområde 34°…43° (eller hur!)



8 effektiva bitar,

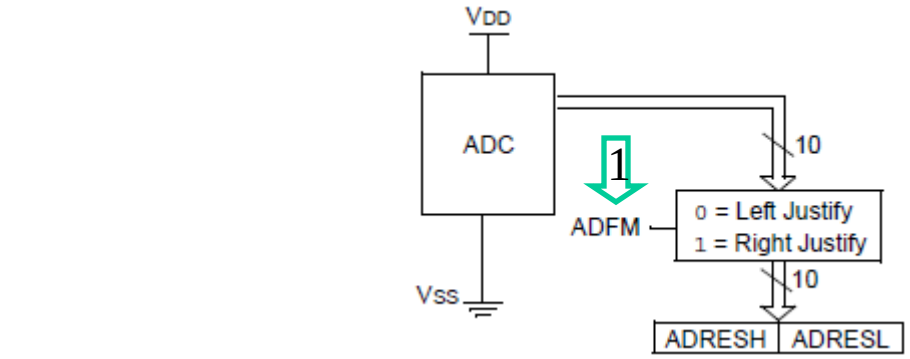
256 effektiva steg

med 5 mV/steg

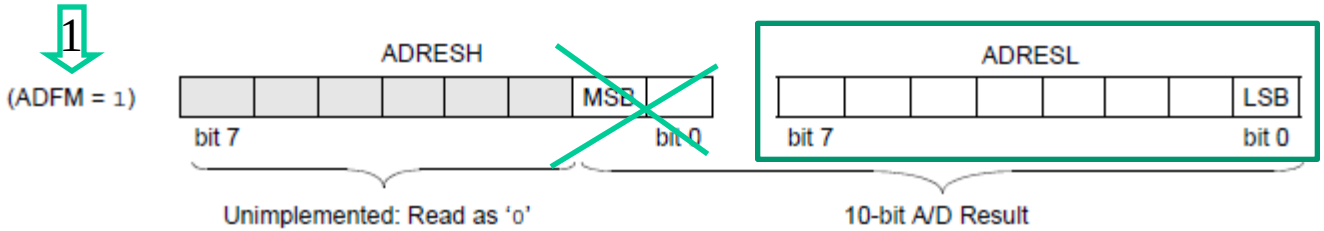
upplösning ≈1%

William Sandqvist william@kth.se

8-bitars program



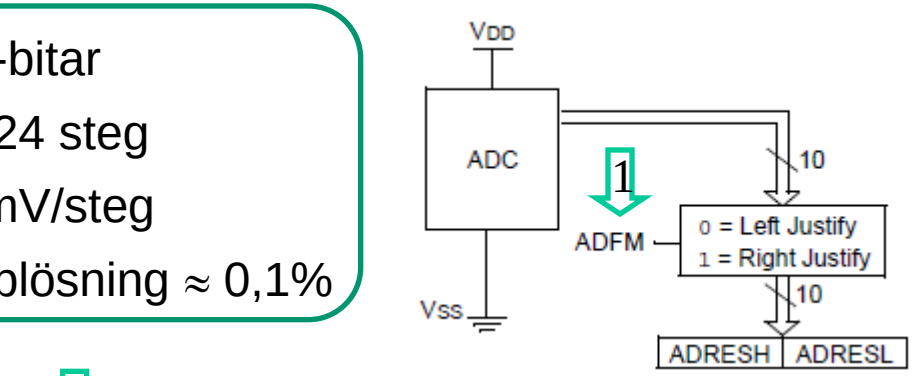
Man kan bry sig bara om de 8 ***minst signifikanta*** *bitarna!*



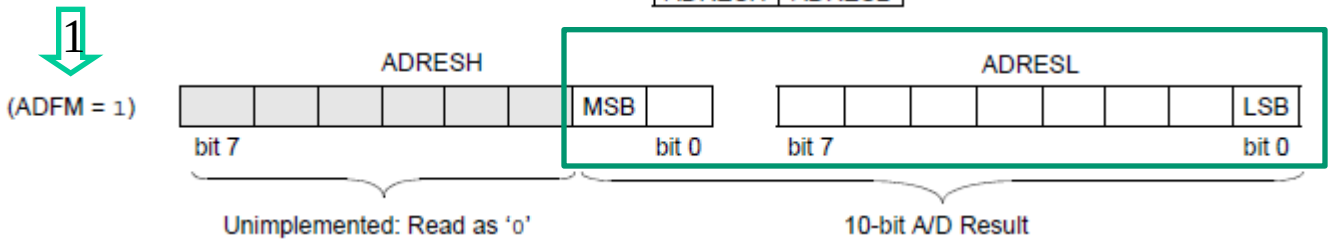

```
ADFM=0;
char value;
value = ADRESL;  /* 8-bit measurement */
```

16-bitars program

10-bitar
1024 steg
5 mV/steg
upplösning ≈ 0,1%



När man verkligen behöver 10 bitar i en 16-bitars variabel.

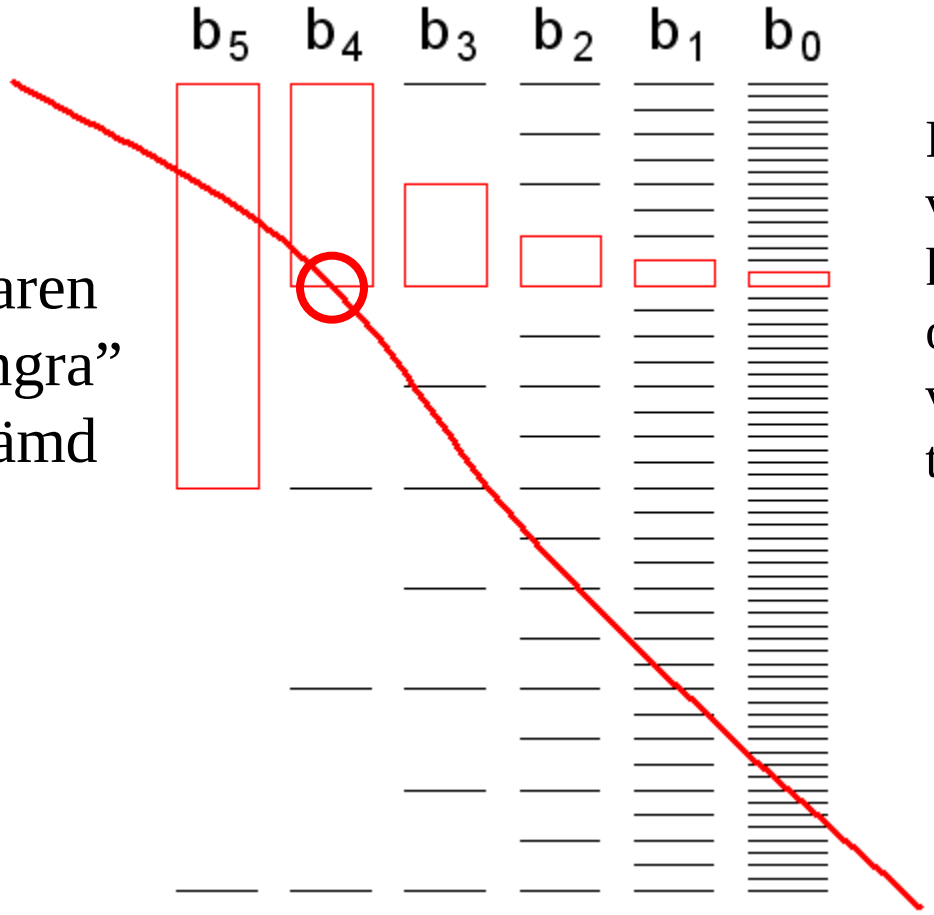



```
ADFM=1;
unsigned long value;
value =  ADRESH * 256;
value += ADRESL; /* 10-bit measurement */
```

William Sandqvist william@kth.se

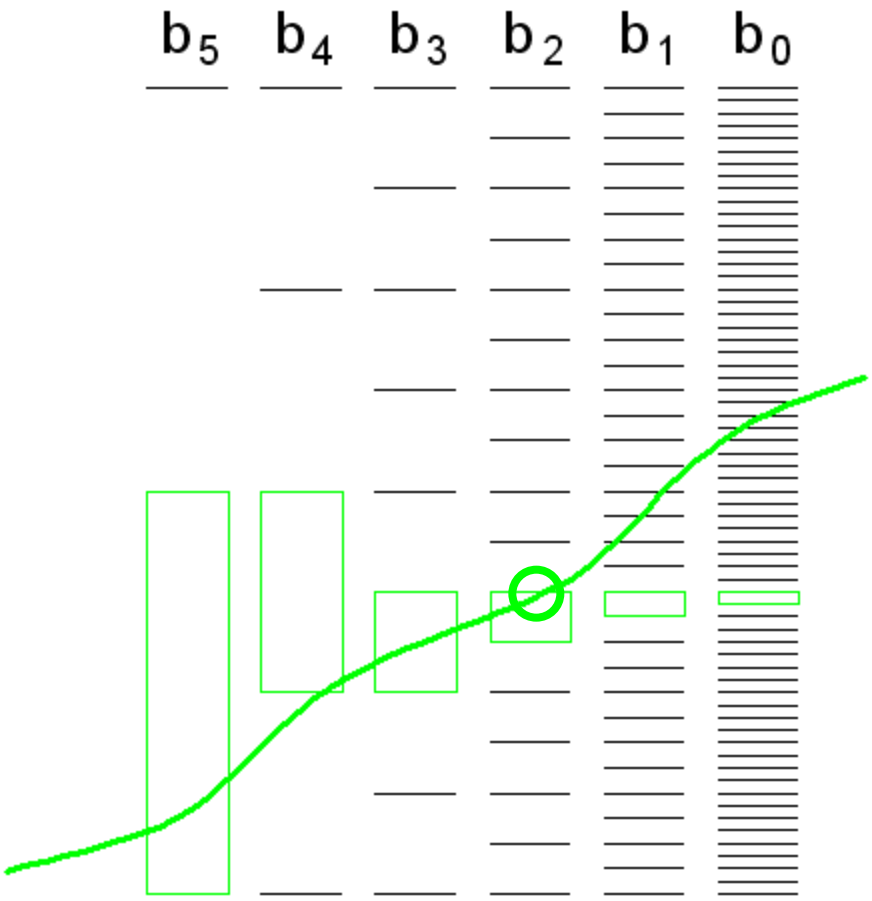
Vad händer om signalen ändrar sig under omvandlingen?

AD-omvandlaren kan aldrig ”ångra” en redan bestämd bit!



Resultatet blir ett värde som före-kommit under omvandlingen, men vid en obestämd tidpunkt!

William Sandqvist william@kth.se



Problemet

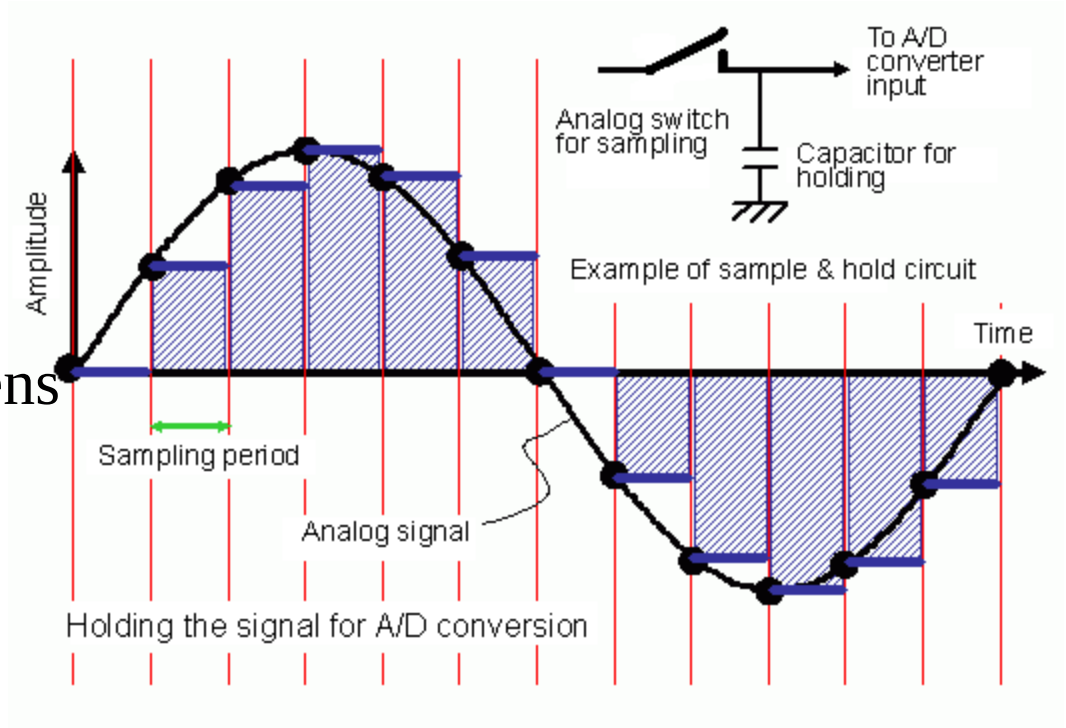
Samplingstid-punkten blir obestämd!

William Sandqvist william@kth.se

Sample & Hold -krets

Lösningen är att den analoga signalen ”fryses” under omvandlingen.

Vid AD-omvandlingens start tar en switch ett ”sample” av signalen och lagrar det i en kondensator.

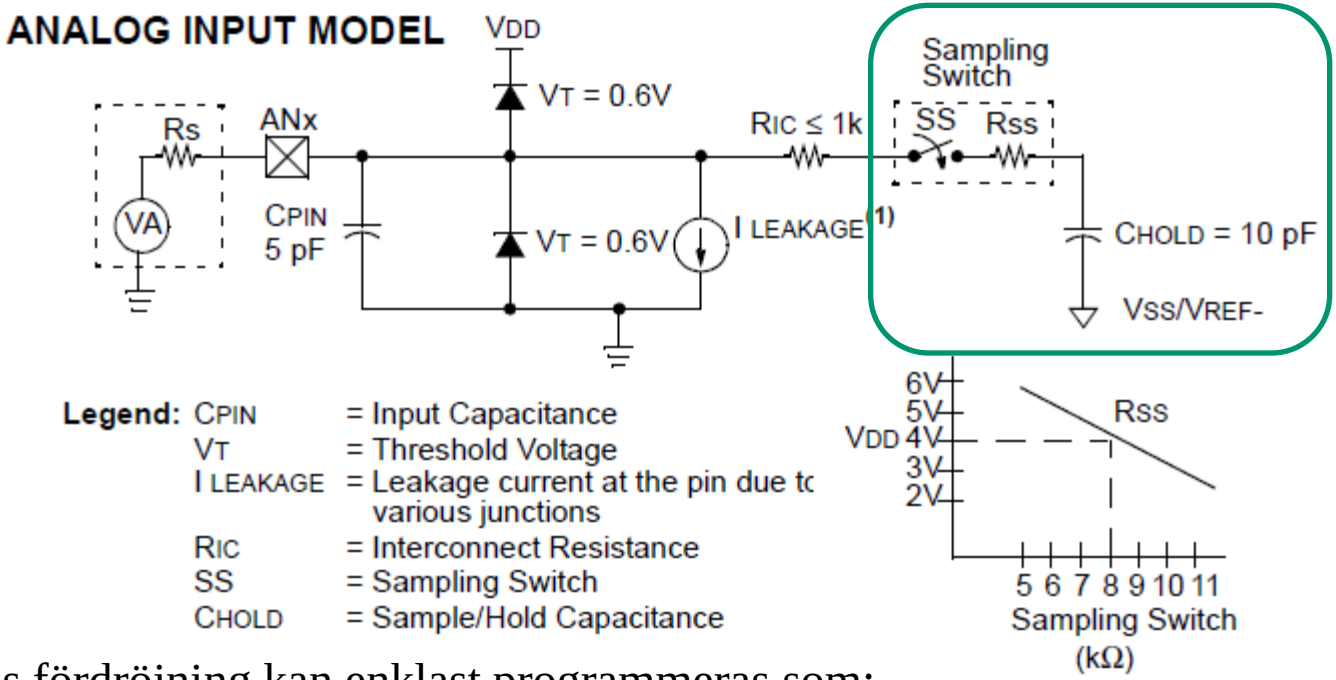


PIC-processorernas samplingskondensator har kapacitansen ≈10pF.

William Sandqvist william@kth.se

Acquisition time t_{ACQ}

Varje gång man har **valt/ändrat kanal** måste **samplingskondensatorn** C_{HOLD} hinna ladda upp sig till den analoga spänningen. Detta tar c:a 5 µs.



En 5 µs fördröjning kan enklast programmeras som:

```
nop2(); nop2(); nop(); /* 5 us 4 MHz clock */;
```

AD-klockpulser

AD-omvandlaren kan ***högst*** använda klockfrekvensen 250 kHz. Om PIC-procvessorns klocka är **4 MHz** måste den först delas ned 16 gånger innan den kan användas som AD-klocka.

REGISTER 9-2: ADCON1: A/D CONTROL REGISTER 1

U-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	U-0	U-0	U-0	U-0
—	ADCS2	ADCS1	ADCS0	—	—	—	—
bit 7							bit 0

ADCS<2:0>: A/D Conversion Clock Select bits

000 = FOSC/2
001 = FOSC/8
010 = FOSC/32
x11 = FRC (clock derived from a dedicated internal oscillator = 500 kHz max)
100 = FOSC/4
101 = FOSC/16
110 = FOSC/64

```
ADCON1=0b0.101.0000;
```

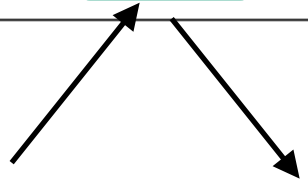
$$1010000_2 = 80_{10} \qquad T_{AD} = 4\mu s \qquad f_{AD} = 500kHz$$

William Sandqvist william@kth.se

Starta AD och vänta på klar

REGISTER 9-1: ADCON0: A/D CONTROL REGISTER 0

R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0
ADFM	VCFG	CHS3	CHS2	CHS1	CHS0	GO/$\overline{\text{DONE}}$	ADON
bit 7							bit 0



Starta AD-omvandling:

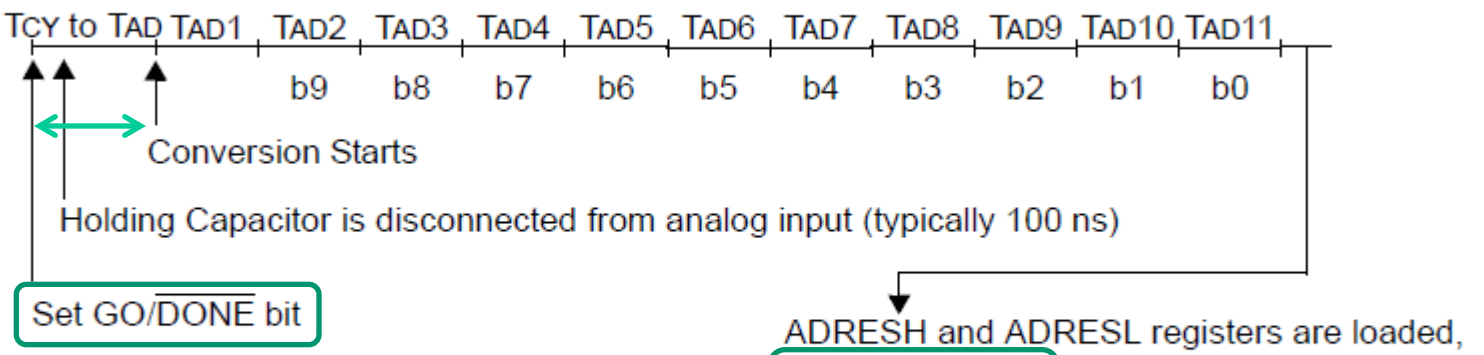
```
GO = 1;
```

Vänta på AD-omvandling klar:

```
while(GO) ;
```

AD-omvandlingen tar tid

FIGURE 9-2: ANALOG-TO-DIGITAL CONVERSION TAD CYCLES



$$T_{AD} = 4\mu s \quad (2+11)\cdot 4 = 52\,\mu s$$

Omvandlingen tar c:a 2+11 AD-klockpulser.
Om man bortser från att PIC-processorn måste göra något (?) med de AD-omvandlade värdena 8som också tar tid), så blir den teoretiskt högsta samplingsfrekvensen:

$$f_{S\max} = \frac{1}{52\,\mu s} = 19{,}2\,\text{kHz}$$

William Sandqvist william@kth.se

AD-omvandlingen tar tid

Om man omväxlande omvandlar två kanaler (stereo?) tillkommer omställning/inställningstiden för samplings-kondensatorn $T_{\mathrm{ACQ}} = 5\ \mu\mathrm{s}$.

$$f_{S\max} = \frac{1}{52 + 5 + 52 + 5\,[\mu\mathrm{s}]} = 8{,}8\,\mathrm{kHz}$$

PIC-processorn klarar de flesta industriella styrprocesser – men den är naturligtvis helt otillräcklig som ”signal-processor” för tex. ljudeffekter!

William Sandqvist william@kth.se

Många inställningsmöjligheter!

TABLE 9-2: SUMMARY OF ASSOCIATED ADC REGISTERS

Name	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0	Value on POR, BOR	Value on all other Resets
ADCON0	ADFM	VCFG	CHS3	CHS2	CHS1	CHS0	GO/$\overline{\text{DONE}}$	ADON	0000 0000	0000 0000
ADCON1	—	ADCS2	ADCS1	ADCS0	—	—	—	—	-000 ----	-000 ----
ANSEL	ANS7	ANS6	ANS5	ANS4	ANS3	ANS2	ANS1	ANS0	1111 1111	1111 1111
ANSELH	—	—	—	—	ANS11	ANS10	ANS9	ANS8	---- 1111	---- 1111
ADRESH	A/D Result Register High Byte								xxxx xxxx	uuuu uuuu
ADRESL	A/D Result Register Low Byte								xxxx xxxx	uuuu uuuu
INTCON	GIE	PEIE	T0IE	INTE	RABIE	T0IF	INTF	RABIF	0000 000x	0000 000x
PIE1	—	ADIE	RCIE	TXIE	SSPIE	CCP1IE	TMR2IE	TMR1IE	-000 0000	-000 0000
PIR1	—	ADIF	RCIF	TXIF	SSPIF	CCP1IF	TMR2IF	TMR1IF	-000 0000	-000 0000
PORTA	—	—	RA5	RA4	RA3	RA2	RA1	RA0	--xx xxxx	--uu uuuu
PORTB	RB7	RB6	RB5	RB4	—	—	—	—	xxxx ----	uuuu ----
PORTC	RC7	RC6	RC5	RC4	RC3	RC2	RC1	RC0	xxxx xxxx	uuuu uuuu
TRISA	—	—	TRISA5	TRISA4	TRISA3	TRISA2	TRISA1	TRISA0	--11 1111	--11 1111
TRISB	TRISB7	TRISB6	TRISB5	TRISB4	—	—	—	—	1111 ----	1111 ----
TRISC	TRISC7	TRISC6	TRISC5	TRISC4	TRISC3	TRISC2	TRISC1	TRISC0	1111 1111	1111 1111

Legend: x = unknown, u = unchanged, – = unimplemented read as '0'. Shaded cells are not used for ADC module.

William Sandqvist william@kth.se

AD-omvandling – steg för steg

1. Configure Port:
   - Disable pin output driver (See TRIS register)
   - Configure pin as analog (See ANSEL register).
2. Configure the ADC module:
   - Select ADC conversion clock (ADCON1, ADCS<2:0>).
   - Configure voltage reference (ADCON0, VCFG).
   - Select ADC input channel (ADCON0, CHS<3:0>).
   - Select result format (ADCON0, ADFM).
   - Turn on ADC module (ADCON0, ADON)
3. Start conversion set the GO/DONE bit. (ADCON0, GO)
4. Wait for ADC conversion to complete, polling the GO/DONE bit. (ADCON0, GO)
5. Read ADC Result (ADRESH, ADRESL)

William Sandqvist william@kth.se