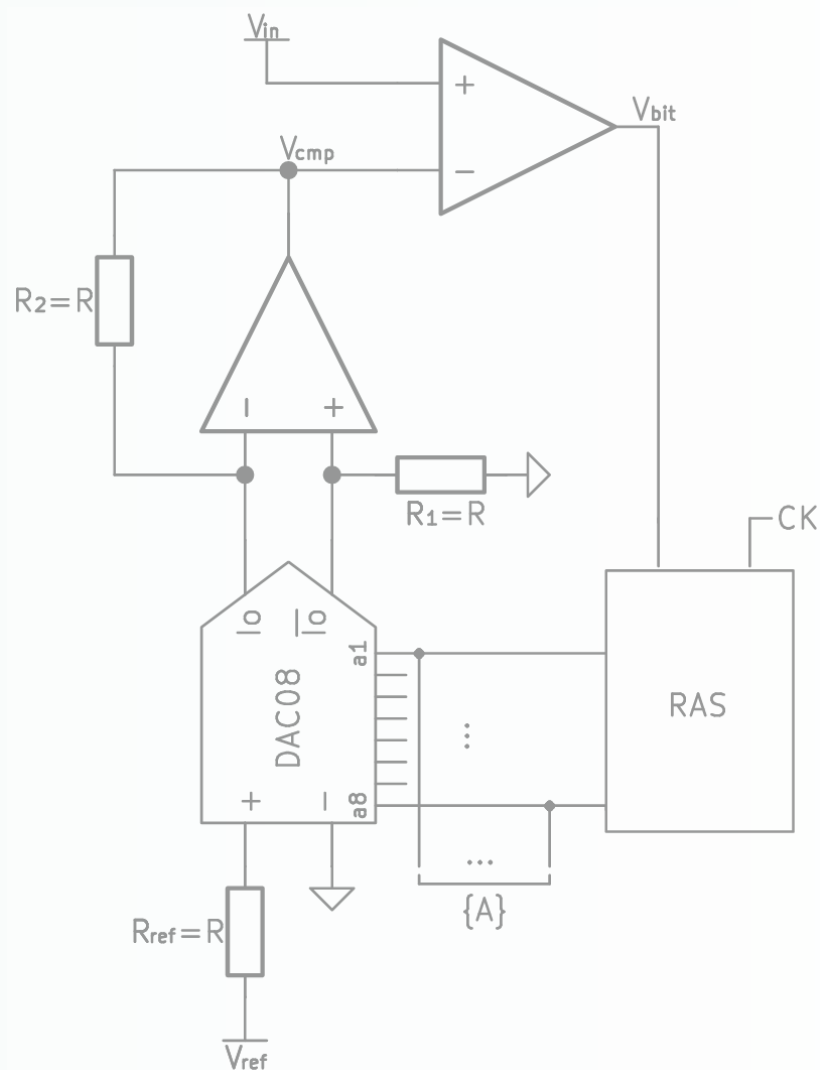




Bazele Sistemelor de Achiziții de Date

De la teorie la practică



Liviu Marin VIMAN

Vlad VELICIU

Vlad BANDE

Bazele Sistemelor de Achiziții de Date

De la teorie la practică



U.T.PRESS

Cluj - Napoca, 2026

ISBN 978-606-737-854-2



Editura U.T.PRESS
Str. Observatorului nr. 34
400775 Cluj-Napoca
Tel.: 0264-401.999
e-mail: utpress@biblio.utcluj.ro
<http://biblioteca.utcluj.ro/editura>

Recenzia: Conf. dr. ing. Mihai Dărăban
Conf. dr. ing. Alin Grama

Pregătire format electronic on-line: Gabriela Groza

Copyright © 2026 Editura U.T.PRESS
Reproducerea integrală sau parțială a textului sau ilustrațiilor din această carte este posibilă numai cu acordul prealabil scris al editurii U.T.PRESS.

ISBN 978-606-737-854-2

Cuvânt înainte

Sistemele de achiziții de date reprezintă o componentă esențială în aplicațiile moderne din domeniul electronicii, automatizărilor, măsurărilor electrice și monitorizării proceselor fizice. Într-o lume în care informația experimentală stă la baza deciziilor tehnice, capacitatea de a transforma o mărime analogică într-o reprezentare numerică precisă, interpretabilă și utilizabilă devine o competență fundamentală pentru viitorii ingineri. În acest context, înțelegerea principiilor care stau la baza eșantionării, conversiei numeric-analogice și conversiei analog-numerice nu mai poate fi privită doar ca un exercițiu teoretic, ci ca o etapă necesară în formarea unei gândiri ingineresti riguroase.

Lucrarea *Bazele Sistemelor de Achiziții de Date – De la teorie la practică* a fost concepută ca un sprijin pentru studenții anilor III și IV ai tuturor specializărilor din cadrul Facultății de Electronică, Telecomunicații și Tehnologia Informației precum și pentru inginerii care parcurg pentru prima dată acest domeniu sau doresc să își consolideze cunoștințele prin rezolvarea unor probleme aplicative. Cartea are o structură orientată spre învățare graduală, pornind de la prezentarea succintă a noțiunilor teoretice esențiale, continuând cu probleme rezolvate și încheind, pentru fiecare temă, cu probleme propuse. Prin această abordare, cititorul este încurajat nu să rețină formule sau definiții, ci să le utilizeze în contexte concrete, apropiate de situațiile întâlnite în analiza și proiectarea sistemelor electronice. Temele abordate urmăresc principalele etape conceptuale care reprezintă bazele unui sistem de achiziții de date. Sunt tratate eșantionarea și reconstrucția semnalelor, reprezentarea electrică a numerelor, convertoarele numeric-analogice, precum și convertoarele analog-numerice. Fiecare capitol urmărește să evidențieze legătura dintre modelul teoretic și comportarea practică a circuitelor, insistând asupra interpretării rezultatelor, asupra limitărilor reale ale conversiei și asupra modului în care parametri circuitelor influențează performanța sistemului. Capitolul final al lucrării este dedicat soluțiilor tuturor problemelor propuse. Acesta a fost inclus pentru a oferi cititorului posibilitatea de a verifica raționamentul utilizat, de a identifica eventualele erori și de a înțelege pașii necesari pentru obținerea rezultatului corect. În acest fel, cartea poate fi utilizată atât în activitatea didactică asistată, cât și pentru studiul individual.

Autorii adresează mulțumiri domnului profesor Mircea Alexandru Dăbâcan pentru contribuția sa importantă la dezvoltarea și susținerea disciplinei Bazele Sistemelor de Achiziții de Date. Prin rigoarea științifică, experiența didactică și deschiderea față de formarea tinerilor ingineri, domnia sa a reprezentat un reper profesional și un mentor pentru autori. Prezenta lucrare continuă, într-o formă aplicativă și adaptată nevoilor actuale de pregătire, preocuparea dânsului pentru înțelegerea temeinică a principiilor care stau la baza sistemelor de achiziție și prelucrare a datelor.

Sperăm ca această material educațional să contribuie la formarea unui fundament solid de cunoștințe și să ofere cititorilor un instrument util pentru aprofundarea bazelor sistemelor de achiziții de date, domeniu aflat la intersecția dintre teoria semnalelor, circuitele electronice și măsurările moderne.

Această lucrare a fost realizată cu sprijinul Uniunii Europene –
NextGenerationEU,
prin Planul Național de Redresare și Reziliență (PNRR), Componenta C9,
Investiția I4, în cadrul proiectului **EuroDrives-UTCN (European
microelectronics value chain for highly automated driving)**, cod
14.PI/I4/C9.

Conținutul prezentului material nu reflectă în mod necesar
poziția oficială a Uniunii Europene sau a Guvernului României.

Cuprins

1	Eșantionarea și reconstrucția semnalelor	5
1.1	Introducere	5
1.2	Semnale analogice și conversia numerică	5
1.3	Principiile eșantionării	6
1.3.1	Tipuri de eșantionare	6
1.3.2	Teorema eșantionării (Nyquist)	6
1.3.3	Fenomenul de alias și filtrarea anti-alias	7
1.3.4	Eșantionarea ideală vs. reală	8
1.4	Reconstrucția semnalului	9
1.5	Circuite de eșantionare și memorare	10
2	Reprezentarea electrică a numerelor	12
2.1	Reprezentarea numerelor fără semn	12
2.2	Reprezentarea electrică a numerelor	13
2.2.1	Reprezentarea electrică unipolară	13
2.2.2	Reprezentarea electrică bipolară (cu semn)	13
2.2.3	Domenii de valori	14
2.3	Reprezentări speciale	14
2.4	Recomandări și conversii utile	14
2.5	Probleme	15
2.5.1	Probleme model	15
2.5.2	Probleme propuse	17
3	Convertoare Numeric-Analogice (CNA)	19
3.1	Definiție	19
3.2	CNA unipolar	19
3.2.1	Caracteristica de transfer	19
3.2.2	Parametri statici (de regim staționar)	20
3.2.3	Parametri dinamici (de regim tranzitoriu)	21
3.2.4	Formule utile pentru CNA binar unipolar de n biți	21
3.3	CNA bipolar	21
3.3.1	Formule utile pentru CNA binar bipolar de $n + 1$ biți	21
3.4	Probleme	22
3.4.1	Probleme model	22
3.4.2	Probleme propuse (Teorie)	23
3.4.3	Probleme propuse (Aplicații)	25
4	Principii constructive ale CNA	29
4.1	CNA cu rețea de rezistențe ponderate binar	29
4.1.1	CNA cu rezistențe ponderate binar comutate în tensiune	29
4.1.2	CNA cu rezistențe ponderate binar comutate în curent	30

4.2	CNA cu rețea de rezistențe ponderate nonbinar	30
4.2.1	Context și definiție	30
4.2.2	Ponderi în codul BCD	31
4.2.3	Model cu comutare în tensiune	31
4.2.4	Model cu comutare în curent	32
4.2.5	Observații finale	33
4.3	CNA cu rețea de rezistențe R-2R	33
4.3.1	Context	33
4.3.2	CNA cu rețea R-2R comutată în tensiune	34
4.3.3	CNA cu rețea R-2R comutată în curent	35
4.3.4	Caracteristici ale rețelei R-2R	35
4.4	Rețele de rezistențe combinate	36
4.4.1	Comutare în tensiune	36
4.4.2	Comutare în curent	37
4.4.3	Avantaje și utilizări	38
4.5	Componente interne și externe de suport	38
4.6	Exemple de circuite integrate CNA	39
4.6.1	AD7520 (CMOS, 10 biți)	39
4.6.2	DAC08 (bipolar, 8 biți)	40
4.7	Aplicații cu AD7520 și DAC08	41
4.7.1	Aplicații cu AD7520 (Exemple)	41
4.7.2	Aplicații cu DAC08 (Exemple)	42
4.8	Probleme	43
4.8.1	Probleme model	43
4.8.2	Probleme propuse (Teorie)	45
4.8.3	Probleme propuse (Aplicații)	49
5	Convertoare Analog-Numerice (CAN)	65
5.1	Definiție	65
5.2	CAN unipolar	65
5.2.1	Caracteristica de transfer	65
5.2.2	Parametri statici (de regim staționar)	66
5.2.3	Parametrii dinamici (de regim tranzitoriu)	67
5.2.4	Formule utile pentru CAN unipolar binar de n biți	67
5.3	CAN bipolar	67
5.3.1	Formule utile pentru CAN bipolar binar de $n + 1$ biți	67
5.4	Principii constructive ale CAN	68
5.4.1	Clasificarea CAN-urilor	68
5.5	CAN ultrarapid (paralel / flash)	69
5.5.1	Avantaje	70
5.5.2	Limitări	70
5.5.3	Considerații de proiectare	70
5.5.4	Observații	70
5.6	CAN cu reacție, comparare în tensiune, unipolar	71
5.6.1	CAN cu numărare (numărător ireversibil)	71
5.6.2	CAN cu urmărire (numărător reversibil)	71

5.6.3	CAN cu Registru de Aproximări Succesive (RAS)	72
5.7	CAN cu reacție, comparare în curent, unipolar	73
5.8	CAN cu mărime intermediară	74
5.8.1	CAN tensiune-frecvență	74
5.8.2	CAN cu echilibrare de sarcină	76
5.8.3	CAN cu dublă rampă	77
5.9	Probleme	79
5.9.1	Probleme model	79
5.9.2	Probleme propuse (Teorie)	81
5.9.3	Probleme propuse (Aplicații)	84
6	Soluții	103
6.1	Reprezentarea electrică a numerelor	103
6.2	Convertoare Numeric-Analogice (CNA)	106
6.3	Principii constructive ale CNA	122
6.4	Convertoare Analog-Numerice (CAN)	159
7	Glosar de termeni (RO-EN)	194
	Referințe	197

Capitolul 1

Eșantionarea și reconstrucția semnalelor

1.1 Introducere

- Interacțiunea om–mediu funcționează în buclă: recepție → procesare → acțiune.
- Mașinile automate implementează acest ciclu prin sisteme de control (inițial mecanice, apoi electronice).
- Circuitele numerice oferă avantajul imunității la erori și zgomot.

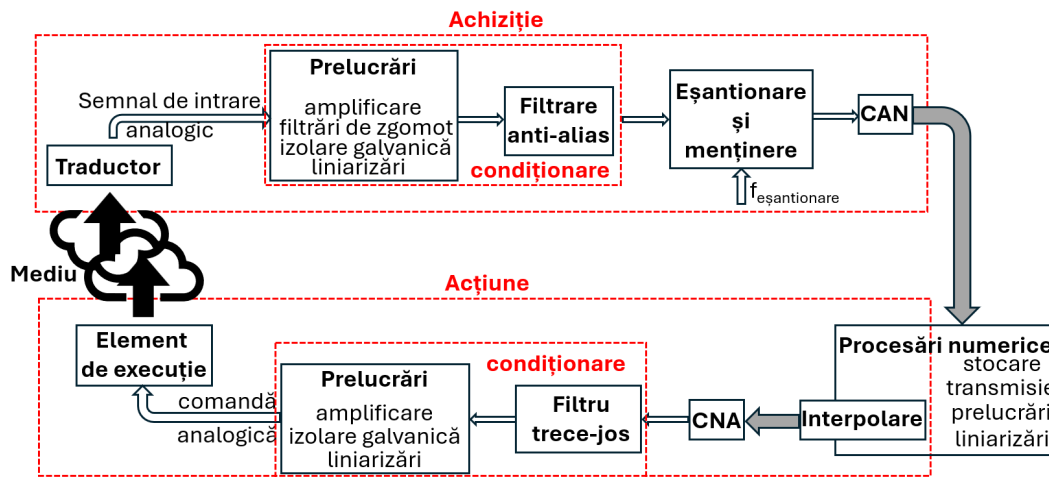


Figura 1.1: Sistem de achiziție a unui semnal din mediul înconjurător și generare a unui răspuns [1].

1.2 Semnale analogice și conversia numerică

- Semnalele din natură sunt analogice și continue (timp + amplitudine).
- Se transformă în semnale digitale prin:
 - **Eșantionare (Sampling)** – discretizare în timp.
 - **Cuantizare (Quantization)** – discretizare în amplitudine.

1.3 Principiile eșantionării

1.3.1 Tipuri de eșantionare

- **Uniformă:** prelevare de eșantioane la intervale regulate (frecvența de eșantionare constantă) [2].
- **Neuniformă:** prelevare de eșantioane la intervale neregulate (frecvența de eșantionare variabilă) [3].

1.3.2 Teorema eșantionării (Nyquist)

- Respectarea **Teoremei Nyquist:** ($f_{\text{eșantionare}} \geq 2 \cdot f_{\text{max}}$).
- **Subeșantionare (Undersampling)** → apare fenomenul de alias (Figura 1.2) → imposibilitatea recuperării semnalului.
- **Supraeșantionare (Oversampling)** → crește acuratețea, dar necesită mai multe resurse (Figura 1.3).

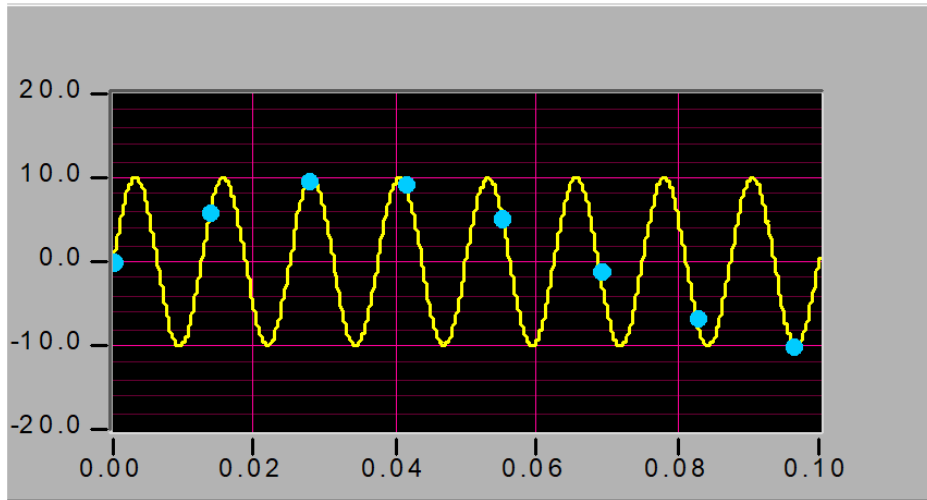


Figura 1.2: Subeșantionarea unui semnal [1].

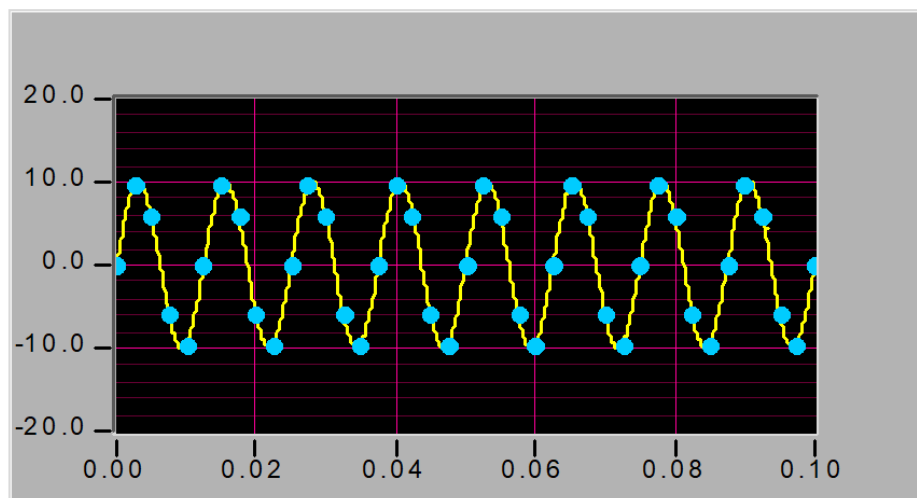


Figura 1.3: Supraeșantionarea unui semnal [1].

1.3.3 Fenomenul de alias și filtrarea anti-alias

Fenomenul de alis (Aliasing) este efectul suprapunerii componentelor spectrale eșantionate, ceea ce face imposibilă reconstrucția corectă a semnalului. Pentru a preveni acest lucru, semnalul este filtrat înainte de eșantionare, folosind un **filtru trece-jos (low-pass, anti-alias filter)**.

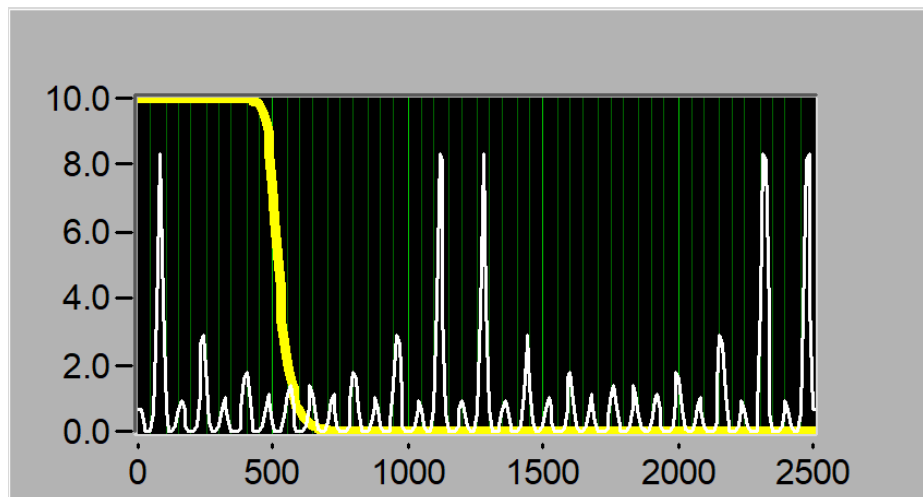


Figura 1.4: Spectrul semnalului dreptunghiular eșantionat fără filtrare [1].

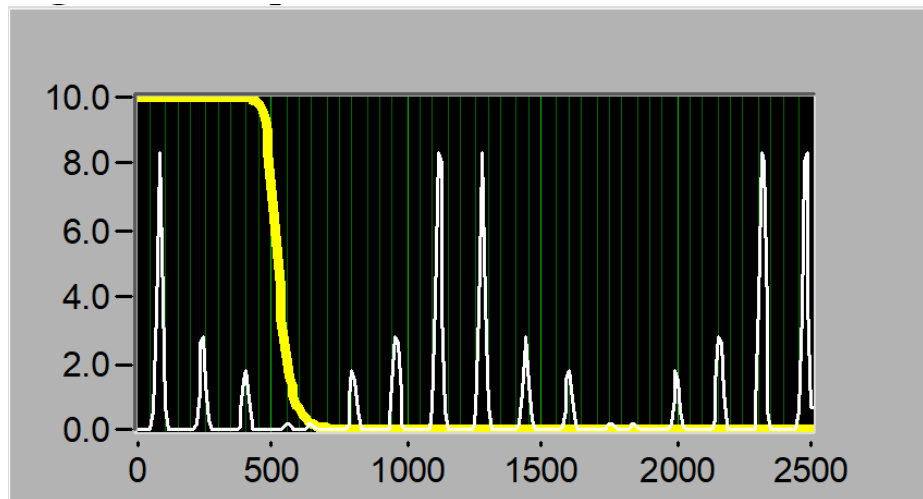


Figura 1.5: Spectrul semnalului eșantionat cu filtru anti-alias [1].

1.3.4 Eșantionarea ideală vs. reală

- **Eșantionarea ideală (Ideal Sampling)** este un model matematic în care semnalul este înmulțit cu un tren de impulsuri Dirac (Figura 1.6).
- **Eșantionarea reală (Real Sampling)** este o aproximare practică, în care se extrage valoarea instantanee a semnalului într-un timp finit (Figura 1.7).

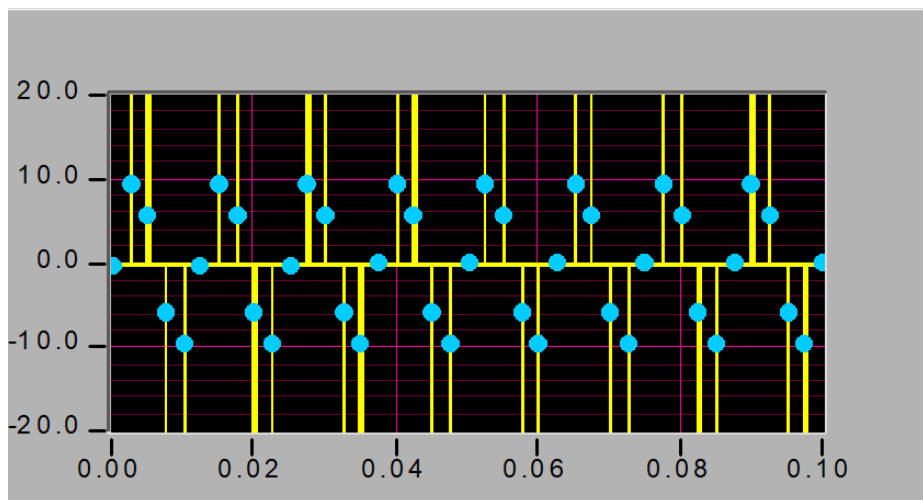


Figura 1.6: Eșantionare ideală [1].

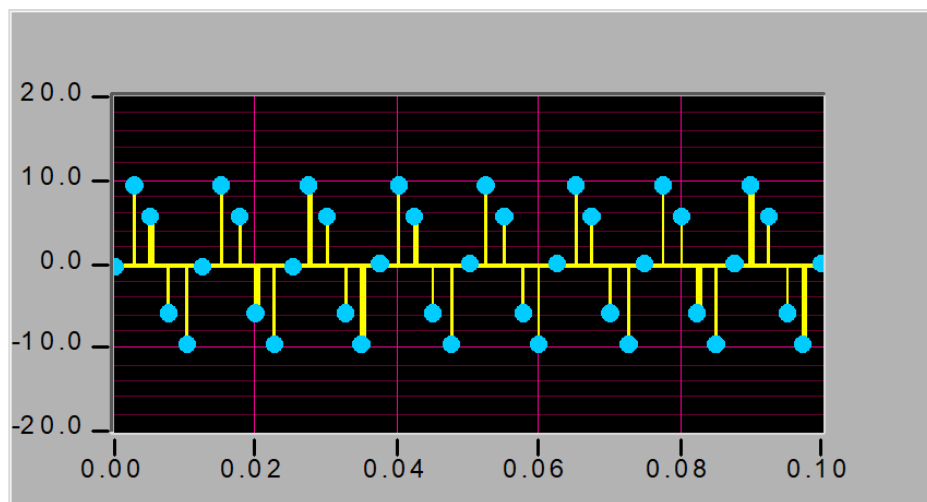


Figura 1.7: Eșantionare reală [1].

1.4 Reconstrucția semnalului

După procesarea numerică, semnalul trebuie convertit înapoi în formă analogică. Aceasta se face prin **interpolare (Interpolation)**, care reconstruiește continuitatea semnalului:

- **Interpolare de grad 0 (Zero-order Interpolation)** – menține valoarea curentă până la momentul prelevării unui nou eșantion;
- **Interpolare liniară, grad 1 (Linear Interpolation)** – folosește ecuația dreptei pentru asigurarea continuității în timp a eșantioanelor adiacente;
- **Interpolare polinomială, grad > 1 (Polynomial Interpolation)** – folosește polinoame de ordin superior.

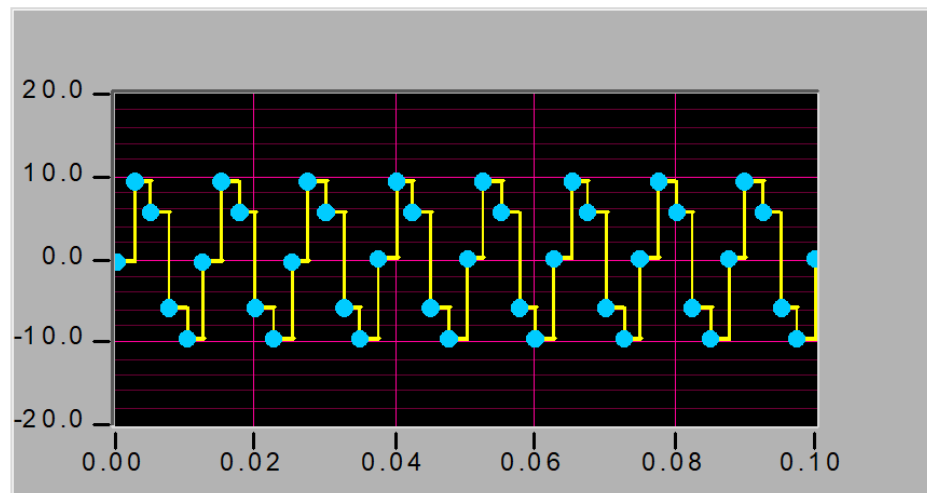


Figura 1.8: Interpolare de grad 0 [1].

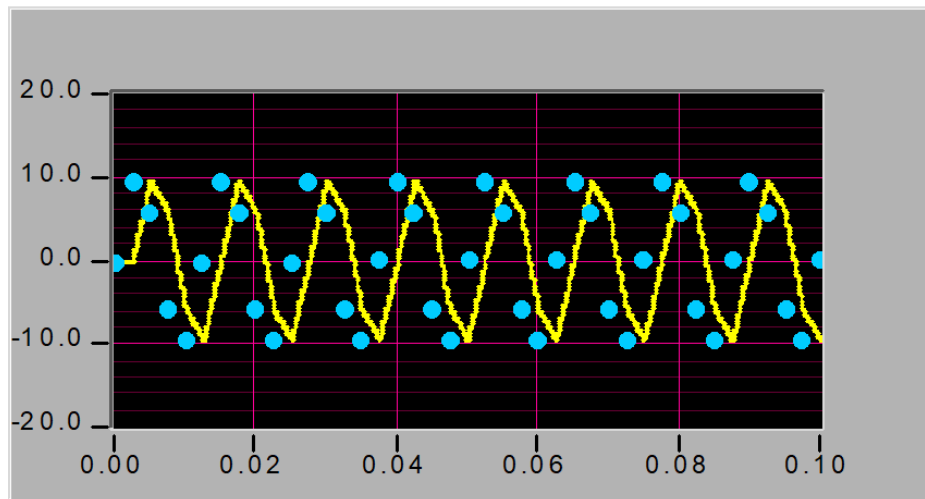


Figura 1.9: Interpolare liniară [1].

1.5 Circuite de eșantionare și memorare

În timpul conversiei analog-digitală, este important ca semnalul să rămână constant. Acest lucru se face cu circuite **sample and hold** (eșantionare și memorare). Ele „urmăresc” semnalul în perioada de eșantionare și „mențin” ultima valoare în perioada de memorare (hold). În Figura 1.10 este ilustrată evoluția tensiunii de la intrarea circuitului de eșantionare și memorare, V_i , precum și a tensiunii de la ieșirea circuitului, V_e .

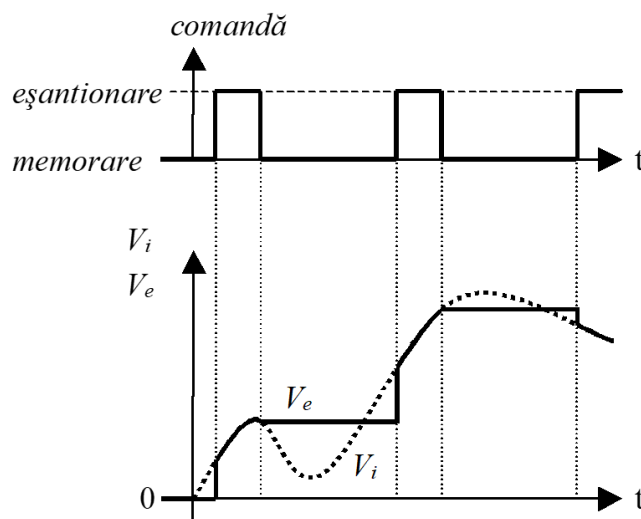


Figura 1.10: Evoluția în timp a semnalelor de intrare / ieșire caracteristice unui circuit ideal de eșantionare și memorare [4].

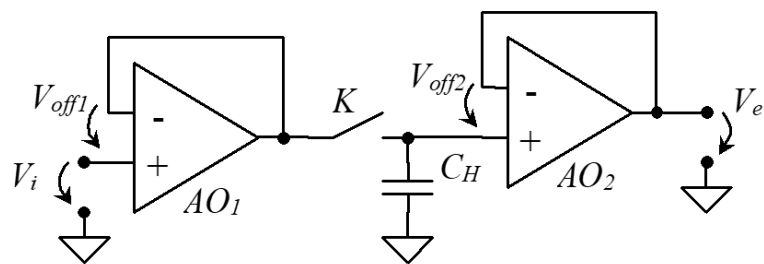


Figura 1.11: Schema electrică a unui circuit de eșantionare și memorare [4].

Tensiunea de ieșire a circuitului V_e :

$$V_e = V_{CH} + V_{off2} = V_i + V_{off1} + V_{off2} \quad (1.1)$$

Capitolul 2

Reprezentarea electrică a numerelor

Sistemul de scriere al numerelor este ponderat pozițional, adică cifrele cu ajutorul cărora se scrie numărul poartă o dublă informație:

- valoarea cifrei;
- poziția cifrei, în raport cu punctul (virgula) zecimal, care separă partea întreagă de cea fracționară.

2.1 Reprezentarea numerelor fără semn

- Baza 10 (zecimal / Decimal)

$$\{N\}_{10} = \sum_{i=-m}^{n-1} d_i \cdot 10^i \quad (2.1)$$

MSD – Most Significant Digit (cifra cea mai semnificativă).

LSD – Least Significant Digit (cifra cea mai nesemnificativă).

- Baza r (generală / General)

Un număr într-o bază oarecare r poate fi exprimat astfel:

$$\{N\}_r = \sum_{i=-m}^{n-1} d_i \cdot r^i \quad (2.2)$$

- Baza 2 (binar / Binary)

Număr binar fără semn:

$$\{N\}_2 = \sum_{i=-m}^{n-1} b_i \cdot 2^i \quad (2.3)$$

Bit (binary digit) = cifră binară (valoare 0 sau 1).

MSB – cel mai semnificativ bit (Most Significant Bit).

LSB – cel mai puțin semnificativ (Least Significant Bit).

- Baza 16 (hexazecimală / Hexadecimal)

Set cifre: 0–9, A(10)–F(15).

Conversie *binar* $\leftrightarrow$ *hex*: 1 cifră hex = 4 biți.

- Baza 8 (octală / Octal)

Set cifre: 0–7.

Conversie *binar* $\leftrightarrow$ *octal*: 1 cifră octală = 3 biți.

- **Cod BCD (Binary Coded Decimal)**

Fiecare cifră zecimală este codificată pe 4 biți.

Doar primele 10 combinații sunt valide (0000–1001):

Cifră BCD	Cod binar	Cifră BCD	Cod binar
0	0000	5	0101
1	0001	6	0110
2	0010	7	0111
3	0011	8	1000
4	0100	9	1001

2.2 Reprezentarea electrică a numerelor

2.2.1 Reprezentarea electrică unipolară

Număr întreg:

$$\{N\} = \sum_{i=0}^{n-1} b_i \cdot 2^i \quad (2.4)$$

Număr normat (fracționat / Fractional normalized number):

$$\{A\} = \sum_{i=1}^n a_i \cdot 2^{-i} \quad (2.5)$$

Relația dintre ele:

$$\{N\} = \{A\} \cdot 2^n \quad (2.6)$$

2.2.2 Reprezentarea electrică bipolară (cu semn)

Pentru a construi o reprezentare electrică pe $(n+1)$ biți (n pentru valoare și 1 pentru semn), bitul de semn se adaugă pe poziția cea mai semnificativă:

- a_n pentru reprezentarea întreagă,
- a_0 pentru reprezentarea subunitară (ca și cum a_0 ar fi singurul bit în partea întreagă a lui $\{A\}$).

Cod	Bit semn (Sign bit)	„+0” = „-0”?	Preferat
MS (Mărime și Semn)	0 = „+”, 1 = „-”	Nu	Nu
C1 (Complement față de 1)	0 = „+”, 1 = „-”	Nu	Rar
C2 (Complement față de 2)	0 = „+”, 1 = „-”	Da	Da
BD (Binar Deplasat)	0 = „-”, 1 = „+”	Da	Da

C2 – preferat pentru calcule (Two’s Complement):

Pentru un număr negativ (pe $(n+1)$ biți):

1. Complementarea biților de modul (pe n biți).
2. Adunarea unui LSB.
3. Adăugarea bitului de semn „1” pe poziția cea mai semnificativă.

C2 întreg:

$$\{N\} = -b_n \cdot 2^n + \sum_{i=0}^{n-1} b_i \cdot 2^i \quad (2.7)$$

C2 normat:

$$\{A\} = -a_0 \cdot 2^0 + \sum_{i=1}^n a_i \cdot 2^{-i} \quad (2.8)$$

2.2.3 Domenii de valori

Cod	Domeniu întreg $\{N\}$	Domeniu normat $\{A\}$
Unipolar	$[0, 2^{n-1}]$	$[0, 1-1\text{LSB}]$
MS, C1	$[-2^{n-1} + 1, +2^{n-1} - 1]$	$[-1 + 1\text{LSB}, +1 - 1\text{LSB}]$
BD, C2	$[-2^{n-1}, +2^{n-1} - 1]$	$[-1, +1 - 1\text{LSB}]$

- **LSB** = 2^{-n} (Least Significant Bit / cea mai mică unitate fracționară).
- **FS** = **Full Scale** (capăt de scală) = valoarea corespunzătoare pentru $\{A\} = 1$ (teoretic).

2.3 Reprezentări speciale

- **BCD cu semn (Signed BCD / BCD-SM)**
Fiecare cifră este codificată binar pe 4 biți.
Bitul de semn (Sign bit) este adăugat în stânga.

Pentru n cifre BCD:

$$\{N\}_{BCD} = \sum_{j=0}^{n-1} \sum_{i=0}^3 b_{i,j} \cdot 2^i \cdot 10^j \quad (2.9)$$

$$\{A\}_{BCD} = \sum_{j=1}^n \sum_{i=0}^3 a_{i,j} \cdot 2^i \cdot 10^{-j} \quad (2.10)$$

2.4 Recomandări și conversii utile

Conversii utile:

- **Binar $\rightarrow$ Hex (Binary $\rightarrow$ Hex):** se grupează câte 4 biți $\rightarrow$ se înlocuiește cu cifră hex.
- **Binar $\rightarrow$ Octal (Binary $\rightarrow$ Octal):** se grupează câte 3 biți $\rightarrow$ cifră octală.

- **Zecimal $\rightarrow$ BCD (Decimal $\rightarrow$ BCD):** se grupează câte 4 coeficienți binari $\rightarrow$ cifră BCD.

Recomandări pentru exerciții:

- Verifică **domeniul valoric (value range)** în funcție de cod.
- Pentru **operații aritmetice (arithmetic operations)** folosește C2.
- În coduri cu „+0” diferit de „-0” (MS, C1), atenție la interpretare [5].
- În **BCD**, nu se folosesc coduri interzise (1010–1111) [6].

2.5 Probleme

2.5.1 Probleme model

Problema 2.1:

Într-o reprezentare binară, unipolară pe numere întregi, pe 5 biți:

- a) $10101_2 = 25_{16} = 21_{10}$
- b) $10101_2 = 15_{16} = 25_{10}$
- c) $10101_2 = 15_{16} = 21_{10}$
- d) $10101_2 = 25_{16} = 25_{10}$

Soluție:

- **Reprezentarea binară unipolară** presupune că toți cei 5 biți reprezintă un număr întreg pozitiv, iar valoarea se calculează folosind formula:

$$\sum_{i=0}^{n-1} b_i \cdot 2^i$$

- Pentru 10101_2 (5 biți), în zecimal (ecuația 2.4):

$$1 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 16 + 0 + 4 + 0 + 1 = 21$$

Răspuns corect

c) $10101_2 = 15_{16} = 21_{10}$

Problema 2.2:

În cod BCD unipolar pe numere întregi, pe 7 biți:

- a) $1001000_{BCD} = 48_{10} = 30_{16}$
- b) $1001000_{BCD} = 72_{10} = 48_{16}$
- c) $1001000_{BCD} = 48_{10} = 48_{16}$
- d) $1001000_{BCD} = \text{cod interzis}$

Soluție:

- Codul **BCD (Binary Coded Decimal)** folosește câte 4 biți pentru fiecare cifră zecimală (conform ecuațiilor **2.9**, **2.10**).
- 1001000_{BCD} are 7 biți $\rightarrow$ se completează un 0 la stânga pentru a obține 8 biți:

$$01001000_{BCD}$$

- Se separă în grupuri de câte 4 biți:

$$0100 \mid 1000$$

- Fiecare grup corespunde unei cifre zecimale:

$$0100 = 4$$

$$1000 = 8$$

- Prin urmare, numărul BCD reprezintă cifra zecimală 48_{10} , adică 30_{16} .

Răspuns corect

$$\text{a) } 1001000_{BCD} = 48_{10} = 30_{16}$$

Problema 2.3:

Într-o reprezentare binară, unipolară pe numere subunitare, pe 5 biți, MSB = $a_1 = 1$, $a_2 = 0$, $a_3 = 1$, $a_4 = 0$, LSB = $a_5 = 1$ reprezintă valoarea:

$$\text{a) } 0,10101_2 = 0.A8_{16} = 0.65625_{10}$$

$$\text{b) } 0.10101_2 = 0.15_{16} = 0.65625_{10}$$

$$\text{c) } 0.00010101_2 = 0.15_{16} = 0.08203125_{10}$$

$$\text{d) } 0.10101_2 = 0.15_{16} = 0.08203125_{10}$$

Soluție:

- Este o reprezentare **subunitară**.
- Formula pentru reprezentări binare fracționare (ecuația **2.5**):

$$0.a_1a_2a_3a_4a_5 = a_1 \cdot 2^{-1} + a_2 \cdot 2^{-2} + \dots + a_5 \cdot 2^{-5}$$

- Pentru 0.10101_2 :

$$1 \cdot 2^{-1} + 0 \cdot 2^{-2} + 1 \cdot 2^{-3} + 0 \cdot 2^{-4} + 1 \cdot 2^{-5} = 0.5 + 0 + 0.125 + 0 + 0.03125 = 0.65625_{10}$$

Răspuns corect

$$\text{a) } 0.10101_2 = 0.A8_{16} = 0.65625_{10}$$

2.5.2 Probleme propuse

Problema 2.4:

Într-o reprezentare binară, unipolară pe numere întregi, pe n biți se pot exprima:

- a) 2^{n-1} valori distincte cuprinse în intervalul $[1; 2^n]$
- b) 2^{n-1} valori distincte cuprinse în intervalul $[0; 2^{n-1}]$
- c) 2^n valori distincte cuprinse în intervalul $[1; 2^n]$
- d) 2^n valori distincte cuprinse în intervalul $[0; 2^n - 1]$

Problema 2.5:

În cod BCD unipolar pe numere întregi, pe $n = 4k + i$ biți se pot exprima:

- a) 2^n valori distincte
- b) 2^{k+i} valori distincte
- c) $10^n \cdot 2^i$ valori distincte
- d) $10^k \cdot 2^i$ valori distincte

Problema 2.6:

Într-o reprezentare binară unipolară pe numere subunitare, pe n biți se pot exprima:

- a) 2^{n-1} valori distincte cuprinse în intervalul $[1\text{LSB}; 1]$
- b) 2^{n-1} valori distincte cuprinse în intervalul $[0; 1 - 1\text{LSB}]$
- c) 2^n valori distincte cuprinse în intervalul $[1\text{LSB}; 1]$
- d) 2^n valori distincte cuprinse în intervalul $[0; 1 - 1\text{LSB}]$

Problema 2.7:

Într-o reprezentare binară, bipolară cod Mărime și Semn, pe numere întregi, două numere care au aceeași valoare absolută (modul) dar au semne opuse au:

- a) toți biții complementari
- b) numai bitul de semn complementar
- c) la numărul obținut prin complementarea tuturor biților se adună un LSB
- d) la numărul obținut prin complementarea tuturor biților, cu excepția celui de semn, se adună un LSB

Problema 2.8:

Într-o reprezentare binară, bipolară cod Binar Depasat (Offset Binar), pe numere întregi, două numere care au aceeași valoare absolută (modul) dar au semne opuse au:

- a) toți biții complementari
- b) numai bitul de semn complementar
- c) la numărul obținut prin complementarea tuturor biților se adună un LSB
- d) la numărul obținut prin complementarea tuturor biților, cu excepția celui de semn, se adună un LSB

Problema 2.9:

Într-o reprezentare binară, bipolară cod Complement față de 2, pe numere întregi, două numere care au aceeași valoare absolută (modul) dar au semne opuse au:

- a) toți biții complementari
- b) numai bitul de semn complementar
- c) la numărul obținut prin complementarea tuturor biților se adună un LSB
- d) la numărul obținut prin complementarea tuturor biților, cu excepția celui de semn, se adună un LSB

Problema 2.10:

Într-o reprezentare binară, bipolară cod Complement față de 1, pe numere întregi, două numere care au aceeași valoare absolută (modul) dar au semne opuse au:

- a) toți biții complementari
- b) numai bitul de semn complementar
- c) la numărul obținut prin complementarea tuturor biților se adună un LSB
- d) la numărul obținut prin complementarea tuturor biților, cu excepția celui de semn, se adună un LSB

Capitolul 3

Convertoare Numeric-Analogice (CNA)

3.1 Definiție

- Un **CNA (DAC – Digital-to-Analog Converter)** transformă proporțional o **secvență numerică** (de obicei binară) într-un **semnal analogic** (tensiune sau curent).

- Formula generală:

$$V_o = \{A\} \cdot V_{FS} \quad (3.1)$$

unde $\{A\}$ este valoarea binară subunitară (care poate fi unipolară sau bipolară), iar V_{FS} este tensiunea capăt de scală (Full Scale).

- Formula generală (cu număr supraunitar):

$$V_o = \frac{\{N\} \cdot V_{FS}}{NV_{\{A\}}} \quad (3.2)$$

unde $\{N\}$ este valoarea binară supraunitară (care poate fi unipolară sau bipolară), V_{FS} este tensiunea capăt de scală (Full Scale) și $NV_{\{A\}}$ numărul de valori posibile ale lui $\{A\}$ (pentru CNA binar unipolar pe n biți, $NV_{\{A\}} = 2^n$).

3.2 CNA unipolar

3.2.1 Caracteristica de transfer

Caracteristica de transfer ideală reprezintă o mulțime finită de puncte aflate pe dreapta care trece prin punctele $(0, 0)$ și $(1, V_{FS})$, denumită învelitoarea caracteristicii.

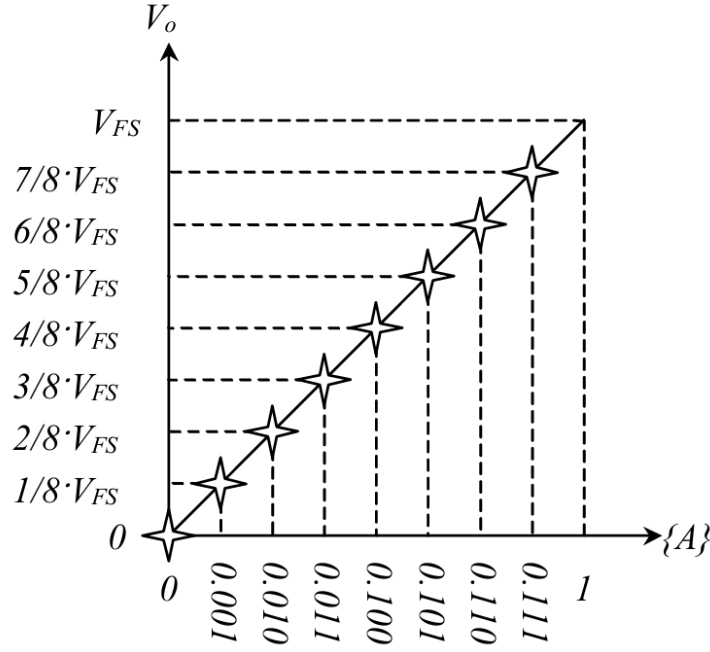


Figura 3.1: Caracteristica ideală de transfer a unui CNA de 3 biți [1].

3.2.2 Parametri statici (de regim staționar)

Parametri statici se raportează la **mărimea analogică (de ieșire)**.

- **Rezoluție absolută (absolute resolution):** cea mai mică variație a semnalului de ieșire ($V_{LSB} \rightarrow$ valoare asociată unui LSB - Least Significant Bit).

$$R_{abs} = V_{LSB} = \frac{\Delta V_{FS}}{N V_{\{A\}}} \quad (3.3)$$

unde ΔV_{FS} este întinderea domeniului de definiție al V_o .

- **Rezoluția relativă (relative resolution)** este normată la V_{FS} :

$$R_{rel} = \frac{R_{abs}}{V_{FS}} \quad (3.4)$$

- **Precizia (accuracy):** diferența maximă permisă între valoarea ideală și cea reală.
- **Erori:**
 - **Offset:** Deplasarea întregii caracteristici.
 - **Eroare de câștig (gain error):** pantă diferită a caracteristicii reale față de cea ideală.
 - **Eroare de liniaritate integrală (INL – Integral Nonlinearity):** abatere față de caracteristica ideală, distanțe inegale între trepte [7].
 - **Eroare de liniaritate diferențială (DNL – Differential Nonlinearity):** abatere față de caracteristica ideală, distanțe inegale între trepte $\rightarrow$ poate cauza nemonotonie [8].

3.2.3 Parametri dinamici (de regim tranzitoriu)

- **Timp de stabilire (settling time):** timpul necesar ca ieșirea să se stabilizeze în jurul valorii ideale după o schimbare la intrare.
- **Timp de latență (latency), supracreștere (overshoot), glitch** (salturi nedorite ale V_o cauzate de tranzițiile rapide ale biților).
- **Zgomot (noise):** intern (indus de partea digitală) sau extern (prin variații ale V_{ref}).

3.2.4 Formule utile pentru CNA binar unipolar de n biți

$$\{A\} \in [0, 1) \Rightarrow V_o \in [0, V_{FS}) \quad (3.5)$$

$$NV_{\{A\}} = 2^n \quad (3.6)$$

$$R_{abs} = V_{LSB} = \frac{V_{FS}}{2^n} \quad (3.7)$$

$$R_{rel} = \frac{1}{2^n} \quad (3.8)$$

3.3 CNA bipolar

- Permite conversii și pentru valori numerice negative.
- Reprezentările pot fi în coduri precum **MS (Mărime și Semn / Sign–Magnitude)** sau **BD (Binar Deplasat / Binary Offset)**.
- Parametrii sunt similari cu cei ai CNA unipolar (unipolar DAC).

3.3.1 Formule utile pentru CNA binar bipolar de $n + 1$ biți

$$\{A\} \in \begin{cases} [-1, 1) & \text{pentru BD și C2} \\ (-1, 1) & \text{pentru MS și C1} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_o \in [-V_{FS}, V_{FS}) \\ V_o \in (-V_{FS}, V_{FS}) \end{cases} \quad (3.9)$$

$$NV_{\{A\}} = 2^{n+1} \quad (3.10)$$

$$R_{abs} = V_{LSB} = \frac{2 \cdot V_{FS}}{2^{n+1}} = \frac{V_{FS}}{2^n} \quad (3.11)$$

$$R_{rel} = \frac{1}{2^n} \quad (3.12)$$

3.4 Probleme

3.4.1 Probleme model

Problema 3.1:

Într-o reprezentare binară, bipolară, cod Mărime și Semn, pe numere întregi, pe 9 biți, un convertor Numeric-Analogic are:

$V_{FS} = 5.12 \text{ V}$

Care este valoarea lui V_{LSB} / rezoluția convertorului?

a) 20 mV
b) -20 mV
c) 40 mV
d) 80 mV

Soluție:

Convertorul este bipolar și folosește codul **Mărime și Semn (MS)**, având un total de **9 biți**. Dintre aceștia:

- 1 bit este utilizat pentru semn (0 pentru valori pozitive, 1 pentru valori negative),
- ceilalți 8 biți codifică valoarea absolută (modulul) a numărului.

Prin urmare, numărul total de **trepte distincte pentru partea pozitivă, respectiv negativă** este:

$$2^8 = 256$$

Valoarea V_{LSB} reprezintă cea mai mică variație posibilă a tensiunii de ieșire a CNA, adică diferența dintre două trepte adiacente.

În cazul dat, V_{FS} este tensiunea maximă de ieșire obținută pentru $\{A\} = 1$, chiar dacă $\{A\}$ nu poate lua această valoare.

$$V_{LSB} = \frac{2 \cdot V_{FS}}{2^{8+1}} = \frac{V_{FS}}{2^8} = \frac{5.12 \text{ V}}{256} = 0.02 \text{ V} = \boxed{20 \text{ mV}}$$

Răspuns corect

a) 20 mV

Problema 3.2:

Eroarea de offset a unui CNA unipolar modifică graficul caracteristicii de transfer a convertorului:

a) paralel cu cel ideal, deplasat orizontal
b) paralel cu cel ideal, deplasat vertical
c) se schimbă panta și graficul trece prin intersecția axelor de coordonate
d) se schimbă panta și graficul nu trece prin intersecția axelor de coordonate

Soluție:

Eroarea de offset reprezintă o diferență constantă între valoarea reală și cea ideală a ieșirii convertorului, atunci când intrarea este zero. Astfel, toate valorile ieșirii se deplasează cu o constantă (ϵ_{off}), dar **panta graficului** rămâne neschimbată.

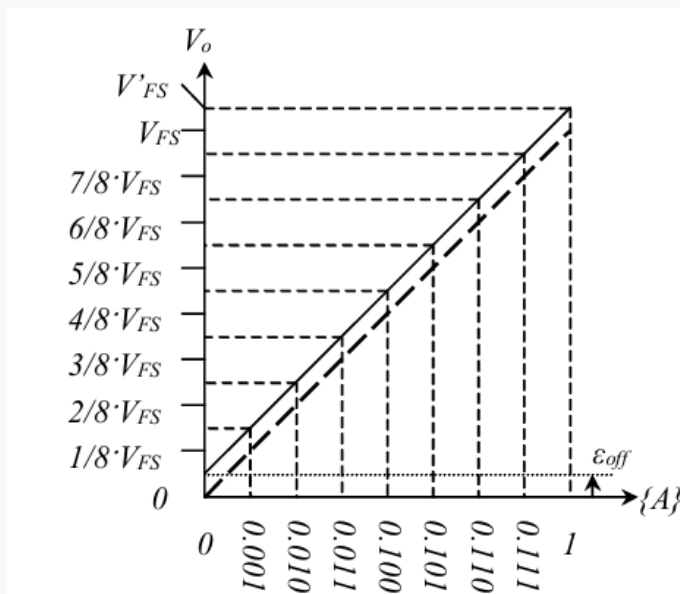


Figura 3.2: Caracteristica de transfer afectată de eroarea de offset (CNA de 3 biți) [1].

Prin urmare, graficul caracteristicii de transfer va fi:

- **paralel** cu graficul ideal (aceeași pantă),
- dar **deplasat vertical** cu valoarea erorii de offset.

Răspuns corect

b) paralel cu cel ideal, deplasat vertical

3.4.2 Probleme propuse (Teorie)

Problema 3.3:

Eroarea de câștig a unui CNA unipolar modifică graficul caracteristicii de transfer a convertorului:

- paralel cu cel ideal, deplasat orizontal
- paralel cu cel ideal, deplasat vertical
- se schimbă panta și graficul trece prin intersecția axelor de coordonate
- se schimbă panta și graficul nu trece prin intersecția axelor de coordonate

Problema 3.4:

Eroarea de liniaritate a unui CNA unipolar modifică graficul caracteristicii de transfer a convertorului:

- a) graficul e neliniar și trece prin punctele de coordonate $(0,0)$, respectiv $(1, V_{FS})$
- b) graficul e neliniar și trece prin punctul de coordonate $(0,0)$, dar nu și prin punctul de coordonate $(1, V_{FS})$
- c) graficul e neliniar și trece prin punctul de coordonate $(1, V_{FS})$, dar nu și prin punctul de coordonate $(0,0)$
- d) graficul e neliniar și nu trece prin punctele de coordonate $(0,0)$, respectiv $(1, V_{FS})$

Problema 3.5:

Eroarea de monotonie a unui CNA unipolar este cauzată de:

- a) suprapunerea efectelor erorilor de offset, câștig și liniaritate
- b) un caz particular al erorii de offset
- c) un caz particular al erorii de câștig
- d) un caz particular al erorii de liniaritate

Problema 3.6:

Fenomenul “glitch” sau “ciupitură” în tensiunea de ieșire a unui CNA are originea în:

- a) timpii diferiți de tranziție între stările logice ale biților de intrare
- b) eroarea de liniaritate a CNA
- c) Slew Rate-ul amplificatorului operațional utilizat
- d) capacitatea parazită a bornei de intrare de referință a CNA

Problema 3.7:

Timpul de stabilire al unui CNA este:

- a) diferența cea mai mare între timpii de tranziție LOW-HIGH și HIGH-LOW ai comutatoarelor utilizate
- b) timpul scurs de la schimbarea stării intrărilor până la stabilizarea tensiunii de ieșire cu eroare mai mică decât cea admisă
- c) timpul scurs de la schimbarea valorii tensiunii de referință până la stabilizarea tensiunii de ieșire cu eroare mai mică decât cea admisă
- d) timpul necesar pentru variația tensiunii de ieșire de la valoarea 0 la V_{FS}

3.4.3 Probleme propuse (Aplicații)

Problema 3.8:

Într-o reprezentare binară, bipolară, cod Binar Deplasat (Offset Binar), pe numere întregi, pe 9 biți, un convertor Numeric-Analogic are $V_{FS} = 5.12 \text{ V}$. Care este valoarea lui V_{LSB} / rezoluția convertorului?

- a) 20 mV
- b) -20 mV
- c) 40 mV
- d) 80 mV

Problema 3.9:

Într-o reprezentare binară, bipolară, cod Complement față de 2, pe numere întregi, pe 9 biți, un convertor Numeric-Analogic are $V_{FS} = 5.12 \text{ V}$. Care este valoarea lui V_{LSB} / rezoluția convertorului?

- a) 20 mV
- b) -20 mV
- c) 40 mV
- d) 80 mV

Problema 3.10:

Într-o reprezentare binară, bipolară, cod Complement față de 1, pe numere întregi, pe 9 biți, un convertor Numeric-Analogic are $V_{FS} = 5.12 \text{ V}$. Care este valoarea lui V_{LSB} / rezoluția convertorului?

- a) 20 mV
- b) -20 mV
- c) 40 mV
- d) 80 mV

Problema 3.11:

Într-o reprezentare binară, bipolară, cod Mărime și Semn, pe numere întregi, pe 9 biți, un convertor Numeric-Analogic are $V_{FS} = 5.12 \text{ V}$. Dacă la intrare se aplică numărul 80_{16} , la ieșire se obține o tensiune de:

- a) 0 V
- b) 5.12 V
- c) -5.12 V
- d) 2.56 V

Problema 3.12:

Într-o reprezentare binară, bipolară, cod Binar Deplasat (Offset Binar), pe numere întregi, pe 9 biți, un convertor Numeric-Analogic are $V_{FS} = 5.12 \text{ V}$. Dacă la intrare se aplică numărul 80_{16} , la ieșire se obține o tensiune de:

- a) 0 V
- b) 5.12 V
- c) -2.56 V
- d) 2.56 V

Problema 3.13:

Într-o reprezentare binară, bipolară, cod Complement față de 2, pe numere întregi, pe 9 biți, un convertor Numeric–Analogic are $V_{FS} = 5.12 \text{ V}$. Dacă la intrare se aplică numărul 80_{16} , la ieșire se obține o tensiune de:

- a) 0 V
- b) 2.56 V
- c) -2.56 V
- d) -3.84 V

Problema 3.14:

Într-o reprezentare binară, bipolară, cod Complement față de 1, pe numere întregi, pe 9 biți, un convertor Numeric–Analogic are $V_{FS} = 5.12 \text{ V}$. Dacă la intrare se aplică numărul 80_{16} , la ieșire se obține o tensiune de:

- a) 0 V
- b) 2.56 V
- c) -2.56 V
- d) -3.84 V

Problema 3.15:

Într-o reprezentare binară, bipolară, cod Mărime și Semn, pe numere întregi, pe 9 biți, un convertor Numeric–Analogic are $V_{FS} = 5.12 \text{ V}$. Ce cod trebuie aplicat la intrare pentru a obține la ieșire tensiunea de -3.84 V ?

- a) 140_{16}
- b) $1C0_{16}$
- c) $13F_{16}$
- d) 40_{16}

Problema 3.16:

Într-o reprezentare binară, bipolară, cod Binar Deplasat (Offset Binar), pe numere întregi, pe 9 biți, un convertor Numeric–Analogic are $V_{FS} = 5.12 \text{ V}$. Ce cod trebuie aplicat la intrare pentru a obține la ieșire tensiunea de -3.84 V ?

- a) 140_{16}
- b) $1C0_{16}$
- c) $13F_{16}$
- d) 40_{16}

Problema 3.17:

Într-o reprezentare binară, bipolară, cod Complement față de 2, pe numere întregi, pe 9 biți, un convertor Numeric–Analogic are $V_{FS} = 5.12 \text{ V}$. Ce cod trebuie aplicat la intrare pentru a obține la ieșire tensiunea de -3.84 V ?

- a) 140_{16}
- b) $1C0_{16}$
- c) $13F_{16}$
- d) 40_{16}

Problema 3.18:

Într-o reprezentare binară, bipolară, cod Complement față de 1, pe numere întregi, pe 9 biți, un convertor Numeric-Analogic are $V_{FS} = 5.12 \text{ V}$. Ce cod trebuie aplicat la intrare pentru a obține la ieșire tensiunea de -3.84 V ?

- a) 140_{16}
- b) $1C0_{16}$
- c) $13F_{16}$
- d) 40_{16}

Problema 3.19:

Un CNA de $(7 + 1)$ biți în cod **MS** are tensiunea de capăt de scală $V_{FS} = 8 \text{ V}$.

- a) Cât este V_{LSB} , rezoluția absolută și cea relativă?
- b) Ce număr hexazecimal întreg trebuie aplicat la intrare pentru a obține tensiunea de ieșire $V_{OUT} = -3 \text{ V}$?

Variante suplimentare ale problemei

Problema se poate rezolva și pentru următoarele variante:

- **Varianta I:** cod **C1**, $V_{FS} = 4.8 \text{ V}$.
- **Varianta II:** cod **BD**, $V_{FS} = 9.6 \text{ V}$.
- **Varianta III:** cod **C2**, $V_{FS} = 3.2 \text{ V}$.

Cerințele rămân aceleași.

Problema 3.20:

Se dă un CNA bipolar de 7 biți $(6 + 1)$, în cod **C1**, cu $V_{LSB} = 30 \text{ mV}$.

- a) Ce tensiune se obține la ieșire dacă la intrare se aplică numărul **3Ch**?
- b) Dar pentru numărul **70h**?
- c) Ce număr trebuie aplicat la intrare pentru a obține $V_{OUT} = -1.8 \text{ V}$?

Variante suplimentare ale problemei

Problema se poate rezolva și pentru următoarea variantă:

Offset Binar (Binar Deplasat).

Cerințele rămân aceleași.

Problema 3.21:

Un CNA bipolar de $(7 + 1)$ biți în cod **OB** are $V_{FS} = 5.12\text{ V}$.

- Care este rezoluția relativă, dar cea absolută?
- Ce număr hexazecimal întreg trebuie aplicat la intrare pentru a obține $V_o = 3.84\text{ V}$?
- Dar pentru -3.84 V ?

Variante suplimentare ale problemei

Problema se poate rezolva și pentru următoarea variantă:

$(6 + 1)$ biți, cod **C2**.

Cerințele rămân aceleași.

Problema 3.22:

La intrarea unui CNA bipolar, în cod **C2**, de $(8 + 1)$ biți, se aplică numărul 20h și se obține $V_{OUT} = 960\text{ mV}$.

- Care este valoarea lui V_{LSB} ?
- Care este valoarea rezoluției absolute și a celei relative?
- Care este valoarea tensiunii V_{FS} ?
- Ce număr hexazecimal întreg trebuie aplicat la intrare pentru a obține $V_{OUT} = -960\text{ mV}$?

Problema 3.23:

Un CNA de 7 biți, bipolar, în cod **C2**, are $V_{LSB} = 150\text{ mV}$.

- Care este domeniul de definiție al tensiunii de ieșire?
- Ce tensiune de ieșire se obține dacă la intrare se aplică numărul hexazecimal 32h?
- Ce număr hexazecimal întreg trebuie aplicat la intrare pentru a obține $V_{OUT} = -3\text{ V}$?

Problema 3.24:

Un CNA bipolar de $(7+1)$ biți, în cod **C1**, are $V_{FS} = 6.4\text{ V}$.

- V_{LSB} , R_{abs} , R_{rel} (rezoluția absolută și relativă)?
- Ce număr hexazecimal întreg trebuie aplicat la intrare (întreg, hexazecimal) pentru a obține $V_{out}=+3\text{ V}$? Dar pentru $V_{out}=-3\text{ V}$?

Capitolul 4

Principii constructive ale CNA

4.1 CNA cu rețea de rezistențe ponderate binar

4.1.1 CNA cu rezistențe ponderate binar comutate în tensiune

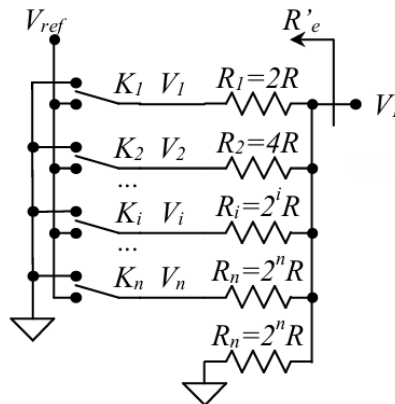


Figura 4.1: CNA cu rețea de rezistențe ponderate binar, cu comutare în tensiune [1].

- Biții a_i comandă comutatoarele K_i , fiecare rezistență $R_i = 2^i R$.
- Biții a_i formează numărul $\{A\}$:

$$\{A\} = \sum_{i=1}^n a_i \cdot 2^{-i} \quad (4.1)$$

- Tensiunea de ieșire:

$$V_I = V_{ref} \cdot \{A\} \quad (4.2)$$

- Dezavantaje: impedanța rețelei văzută dinspre V_{ref} depinde de intrare $\rightarrow$ greu de compensat; neliniaritate; regim termic și inductiv inconstant.

Model Thevenin

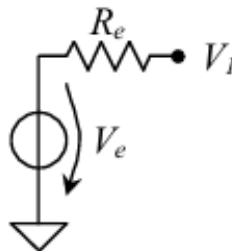


Figura 4.2: Modelul Thevenin al rețelei de rezistențe ponderate, cu comutare în tensiune [1].

- Rețeaua poate fi modelată prin tensiunea echivalentă V_e și rezistența echivalentă R_e :

$$R_e = \frac{1}{\frac{1}{2^n \cdot R} + \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}} = R \quad (4.3)$$

- Tensiunea echivalentă:

$$V_e = \frac{\sum_{i=1}^n \frac{V_i}{R_i}}{\frac{1}{2^n \cdot R} + \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}} = V_{ref} \cdot \{A\} \quad (4.4)$$

4.1.2 CNA cu rezistențe ponderate binar comutate în curent

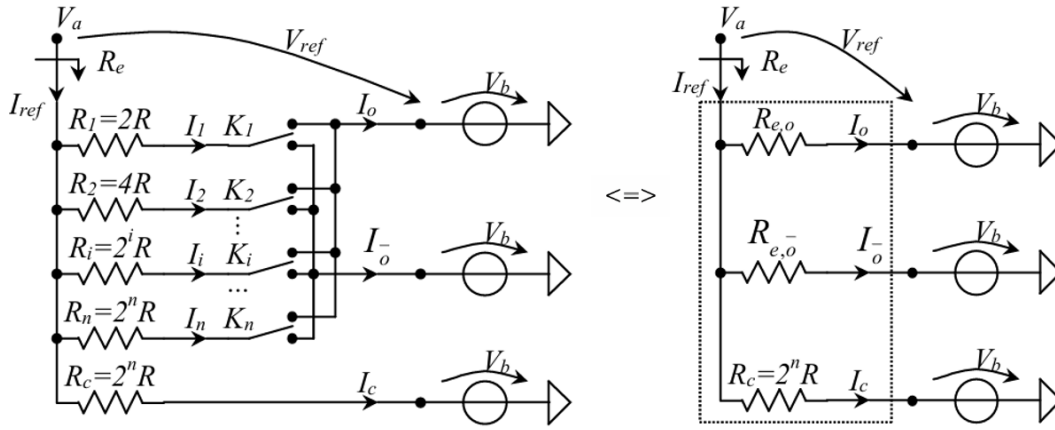


Figura 4.3: CNA cu rețea de rezistențe ponderate, cu comutare în curent [1].

- Poziția comutatoarelor și a rezistențelor este inversată față de schema anterioară.
- Rețeaua livrează curenți proporționali cu a_i , curentul prin ramura i fiind:

$$I_i = \frac{V_{ref}}{2^i R} \quad (4.5)$$

- Tensiunea de ieșire a rețelei:

$$V_b = \sum_{i=1}^n a_i \cdot V_{ref} = \{A\} \cdot V_{ref} \quad (4.6)$$

- Avantaje: impedanța rețelei „văzută” de V_{ref} este constantă; regim termic și inductiv constant.

4.2 CNA cu rețea de rezistențe ponderate nonbinar

4.2.1 Context și definiție

- În cazul CNA-urilor cu rețele de rezistențe binare, ponderile corespund puterilor lui 2.

- Când numărul de intrare nu este binar (ex. BCD), ponderile rezistențelor trebuie modificate.
- Ponderea unei rezistențe este inversul ponderii bitului corespunzător, în codul de intrare.

4.2.2 Ponderi în codul BCD

- Pentru cifra j și bitul i , ponderea în BCD este:

$$a_{i,j} = 2^i \cdot 10^{-j} \quad (4.7)$$

- Rezistența corespunzătoare are pondere inversă:

$$R_{i,j} = 2^{-i} \cdot 10^j \cdot R \quad (4.8)$$

4.2.3 Model cu comutare în tensiune

- Se utilizează modelul echivalent Thevenin pentru rețeaua de rezistențe.

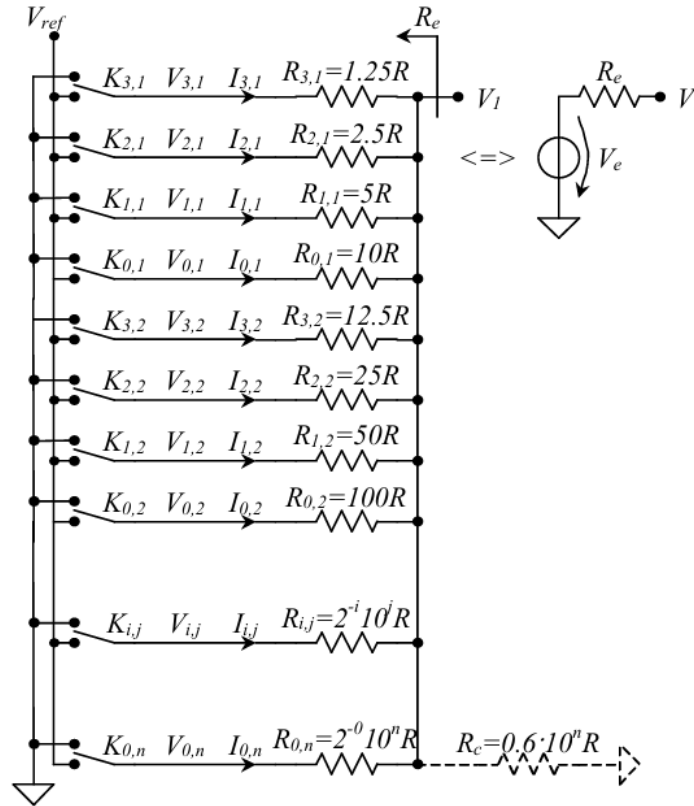


Figura 4.4: Modelul Thevenin al rețelei de rezistențe ponderate BCD, cu comutare în tensiune [1].

- Rezistența echivalentă a rețelei R_e (ecuația 4.9) și tensiunea de ieșire V_e (ecuația 4.10):

$$R_e = \frac{1}{\sum_{j=1}^n \sum_{i=0}^3 \frac{1}{R_{i,j}}} \quad (4.9)$$

$$V_e = \frac{\sum_{j=1}^n \sum_{i=0}^3 \frac{V_{i,j}}{R_{i,j}}}{\sum_{j=1}^n \sum_{i=0}^3 \frac{1}{R_{i,j}}} \quad (4.10)$$

- Se poate introduce o rezistență suplimentară R_c pentru a simplifica formulele.

Exemplu de valori pentru rezistențe:

- Exemple:

$$R_{1,x} = [2 \cdot R, 4 \cdot R, 8 \cdot R, 16 \cdot R] \quad R_{2,x} = [20 \cdot R, 40 \cdot R, 80 \cdot R, 160 \cdot R]$$

- Doar **factorul de proporționalitate** este modificat, nu și funcționarea.

4.2.4 Model cu comutare în curent

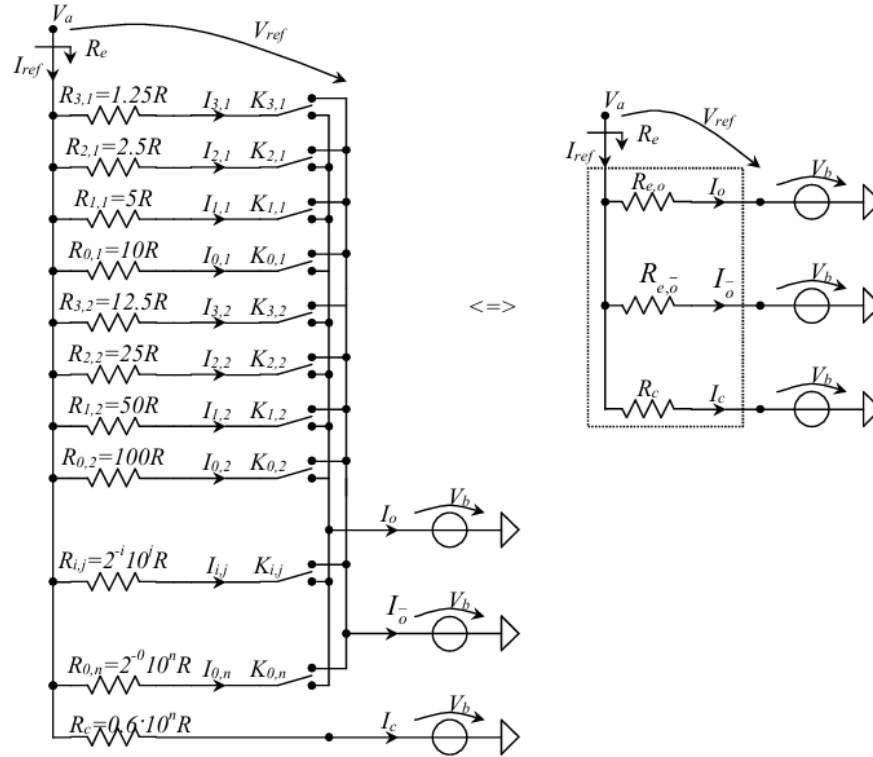


Figura 4.5: Modelarea rețelei de rezistențe ponderate BCD, cu comutare în curent [1].

- Sursa de referință livrează un curent:

$$I_{ref} = \frac{V_{ref}}{R} \quad (4.11)$$

- Curentul prin fiecare ramură este:

$$I_{i,j} = \frac{V_{ref}}{R_{ij}} = \frac{V_{ref}}{R \cdot 2^{-i} \cdot 10^j} = V_{ref} \cdot \frac{2^i \cdot 10^{-j}}{R} \quad (4.12)$$

- Rezistența echivalentă de ieșire (dată de biții de 1 din $\{A\}$):

$$R_{e,o} = \frac{V_{ref}}{I_o} = \frac{R}{\{A\}} \quad (4.13)$$

- Curentul de ieșire total este suma curenților activați (dați de biții de 1 din $\{A\}$):

$$I_o = \sum_{j=1}^n \sum_{i=0}^3 a_{i,j} \cdot \frac{V_{ref}}{R_{i,j}} \quad (4.14)$$

- Pentru a lucra cu partea inactivă a rețelei, se folosesc biții de 0 din $\{A\}$.

4.2.5 Observații finale

- Rețelele de rezistențe ponderate nonbinare sunt flexibile și permit adaptarea la alte coduri numerice (ex: BCD).
- Modelele sunt aplicabile atât pentru comutare în tensiune, cât și în curent.
- Rezistențele pot fi scalate, iar soluțiile pentru ponderi sunt **infinite**, dar conduc la același rezultat logic.

4.3 CNA cu rețea de rezistențe R-2R

4.3.1 Context

- Rețelele ponderate clasice implică valori mari și variate ale rezistențelor (ex: 512:1 pentru 10 biți), precum și rapoarte mari între valorile rezistorilor de pe ramurile cele mai puțin semnificative, respectiv cele mai semnificative.
- Implementarea practică e costisitoare și inefficientă.
- **Soluția:** rețeaua R-2R, care folosește doar două valori de rezistență: **R** și **2R**.

4.3.2 CNA cu rețea R-2R comutată în tensiune

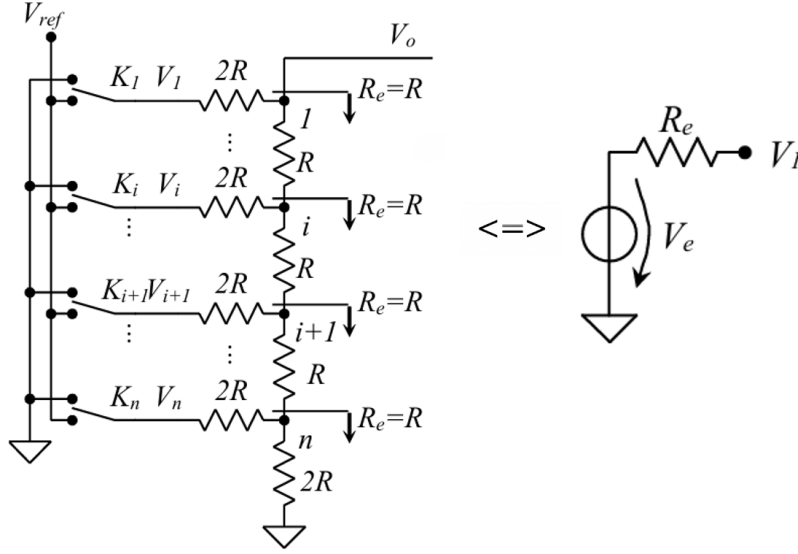


Figura 4.6: CNA cu rețea de rezistențe R-2R, cu comutare de tensiune, și modelul echivalent [1].

- Comutatoarele K_i sunt comandate de biți a_i ai numărului binar $\{A\}$.
- Se aplică **principiul superpoziției**:
 - Se analizează efectul fiecărui bit activ.
 - Se însumează efectele pentru obținerea tensiunii de ieșire.
- Tensiunea echivalentă generată de bitul i în nodul 1 :

$$V_{e,1,i} = a_i \cdot \frac{V_{ref}}{2^i} \quad (4.15)$$

- Tensiunea de ieșire (funcția de transfer):

$$V_o = V_e = V_{ref} \cdot \{A\} \quad (4.16)$$

4.3.3 CNA cu rețea R-2R comutată în curent

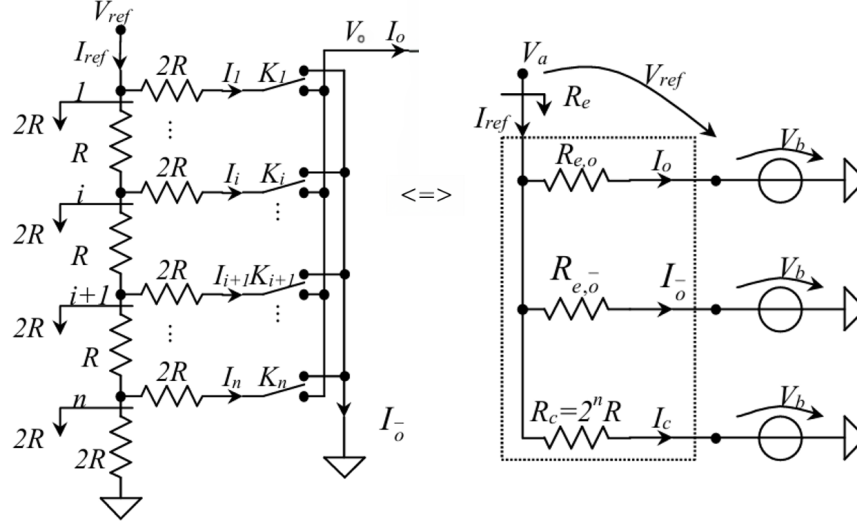


Figura 4.7: CNA cu rețea de rezistențe R-2R, cu comutare de curent, și modelul echivalent [1].

- Comutatoarele „aleg” între I_o și $\bar{I}_o$, în funcție de valoarea bitului a_i .
- Curentul se divide în fiecare nod în două jumătăți egale:

$$I_i = \frac{I_{ref}}{2^i} \quad (4.17)$$

- Curentul de ieșire corespunzător părții active a rețelei:

$$I_o = I_{ref} \cdot \sum_{i=1}^n \frac{a_i}{2^i} = I_{ref} \cdot \{A\} \quad (4.18)$$

- Curentul de ieșire corespunzător părții inactive a rețelei:

$$\bar{I}_o = I_{ref} \cdot \sum_{i=1}^n \frac{\bar{a}_i}{2^i} = I_{ref} \cdot \{\bar{A}\} \quad (4.19)$$

unde:

$$\{\bar{A}\} = 1 - \{A\} - 1LSB \quad (4.20)$$

4.3.4 Caracteristici ale rețelei R-2R

Avantaje:

- Număr fix de valori rezistive: doar R și 2R.
- Ușor de extins la orice număr de biți.

- Impedanță echivalentă constantă în orice nod.
- Mai simplu și mai ieftin de realizat comparativ cu rețelele ponderate.

Dezavantaj:

- Necesită comutatoare ideale (sau cu rezistență mică).

4.4 Rețele de rezistențe combinate

4.4.1 Comutare în tensiune

Structură:

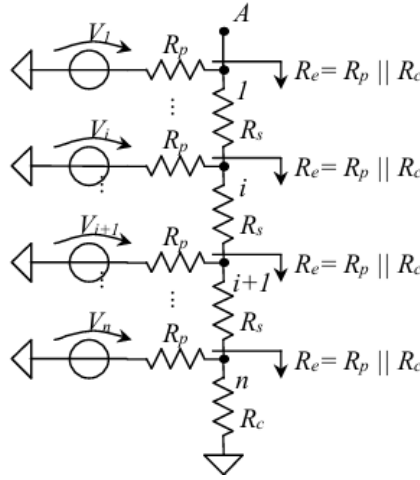


Figura 4.8: Rețea de rezistențe combinată, cu comutare în tensiune [1].

- Generalizare a rețelei R-2R, cu subrețele echivalente Thevenin (V_i , R_p).
- Fiecare subrețea corespunde unei cifre d_i într-un CNA în bază r :

$$V_i = K \cdot d_i \quad (4.21)$$

Condiții pentru funcționare corectă:

- Semnalul propagat de la nodul i la $i - 1$ se divide cu r .
- Impedanța echivalentă pentru orice fragment $i \dots n$ este constantă:

$$R_e = R_c || R_p \quad (4.22)$$

Model Thevenin (pentru o singură cifră):

- Tensiune echivalentă în nodul i :

$$V_{e,i,i} = \frac{R_c}{R_c + R_p} \cdot V_i \quad (4.23)$$

- Propagare spre nodul $i - 1$:

$$V_{e,i-1,i} = \frac{R_p}{R_c + R_p} \cdot V_{e,i,i} \quad (4.24)$$

- Condiție de divizare:

$$\frac{V_{e,i-1,i}}{V_{e,i,i}} = \frac{1}{r} \quad (4.25)$$

Funcția de transfer (cu superpoziție), unde R_r este rezistența de pe calea de reacție a AO-ului conectat la ieșirea rețelei:

$$V_o = -\frac{R_r}{R_e} \cdot V_{e,1} \quad (4.26)$$

Exemplu: CNA BCD

- Fiecare cifră BCD implementată printr-o subrețea de 4 biți.
- Relația finală pentru tensiunea de ieșire:

$$V_o = -\frac{R_r}{R_e} \cdot V_{e,1} = -\frac{R_r}{R} \cdot \frac{10}{16} \cdot V_{ref} \cdot \{A\}_{BCD} \quad (4.27)$$

4.4.2 Comutare în curent

Structură:

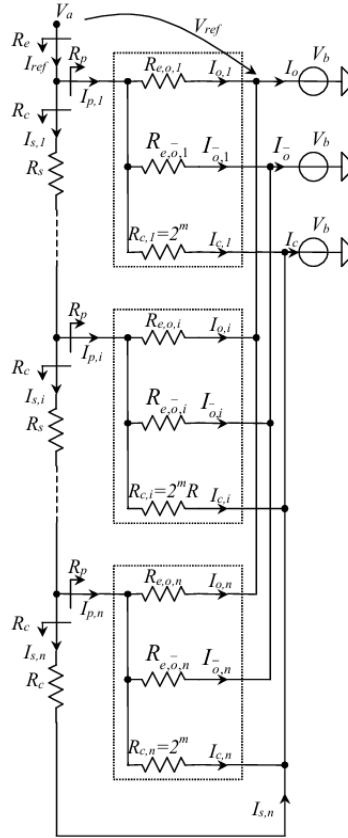


Figura 4.9: Rețea de rezistențe combinată, cu comutare în curent [1].

- Similară celei cu comutare în tensiune, dar subrețelele controlează curentul.
- Condițiile (a) și (b) din subcapitolul 4.4.1 rămân valabile.

Funcționare:

- Curentul I_{ref} se divide la fiecare nod, conform:

$$I_{s,i} = I_{ref} \cdot \frac{1}{r^i}, \quad I_{p,i} = I_{ref} \cdot \frac{r-1}{r^i} \quad (4.28)$$

- Curentul total la ieșire:

$$I_o = I_{ref} \cdot \sum_{i=1}^n d_i \cdot r^{-i} \quad (4.29)$$

Exemplu: CNA în cod BCD

- Fiecare cifră BCD este implementată pe 4 biți.
- Funcția de transfer devine:

$$I_o = \frac{10}{16} \cdot \frac{V_{ref}}{R} \cdot \{A\}_{BCD} \quad (4.30)$$

4.4.3 Avantaje și utilizări

- Posibilitate de realizare a CNA în baze diferite (nu doar 2).
- Flexibilitate pentru implementarea codurilor numerice (BCD, hexa etc.).
- Scalabilitate și modularitate.

4.5 Componente interne și externe de suport

- Erorile componentelor trebuie minimizate și/sau compensate.
- Sensibile la temperatură, șocuri, zgomot, îmbătrânire.

Rezistori:

- Important este raportul între rezistențe, nu valoarea absolută.
- Ideal: toți rezistorii fabricați în aceeași tehnologie (și eventual din același lot tehnologic).
- Tehnologii: peliculă metalică (precizie mare, dar cost ridicat), straturi groase (cost redus, dar precizie mai scăzută), bobinați (extrem de preciși, dar cu elemente parazite mari).

Potențiometre:

- Folosite doar când corecția erorilor nu se poate face altfel.
- Probleme: deriva termică, oxidare, vibrații.

Referințe (V_{ref} , I_{ref}):

- Tipuri:
 - **Band-gap**: integrate, performanțe medii.
 - **Diode Zener**: discrete sau integrate, mai stabile.
- Parametri: toleranță, deriva termică, zgomot, impedanță de ieșire.

Înterupători și comutatori:

- Parametri: r_{on} , r_{off} , zgomot, capacități parazite, timp de comutare.
- **TB (tranzistori bipolari)**: viteză mare, dar sensibili la temperatură.
- **MOS (TEC-MOS)**: impedanță mare, bidirecționali, preferați pentru precizie.

Amplificatoare operaționale:

- Asigură impedanță mică la ieșire și/sau conversie curent/tensiune.
- Parametri: offset, curenți de polarizare, zgomot, viteza de răspuns (Slew Rate - SR).
- Alegerea corectă e critică, mai ales pentru CNA de viteză mare sau precizie ridicată.

4.6 Exemple de circuite integrate CNA

4.6.1 AD7520 (CMOS, 10 biți)

Structură:

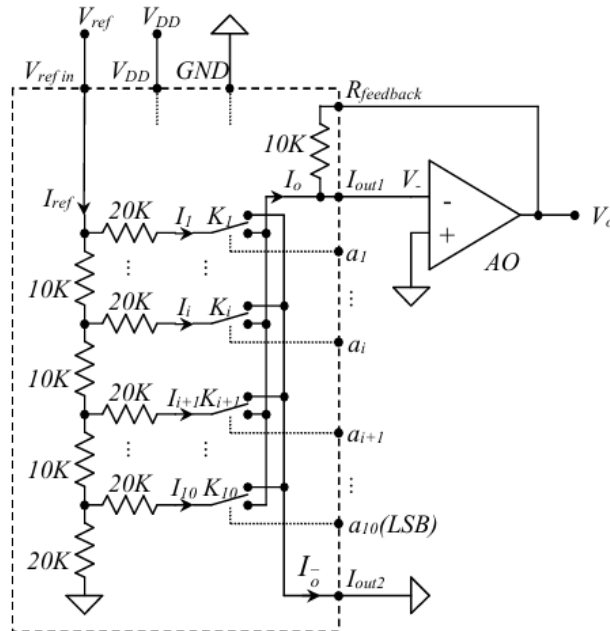


Figura 4.10: Structura internă simplificată a circuitului AD7520 (în conturul punctat) și schema tipică de utilizare [1].

- Rețea R-2R integrată, comutată în curent, cu comutatoare CMOS și rezistență de reacție de valoare egală cu rezistența echivalentă.
- Sensul curentului prin comutatoare este bidirecțional.
- Tensiunea de referință poate avea ambele polarități.
- Funcționează numai cu amplificator operațional extern (AO) cu reacție negativă pentru polarizarea corectă a rețelei.

Funcție de transfer:

$$V_o = -V_{ref} \cdot \frac{R_{feedback}}{R} \cdot \{A\} = -V_{ref} \cdot \{A\} \quad (4.31)$$

Performanțe:

- Timp de stabilire: 500ns.
- Tensiune de referință admisă: $\pm 25V$.
- Temperatură de funcționare cuprinsă între $-55^\circ C \dots +125^\circ C$.

Circuite echivalente:

AD7524, DAC1020

4.6.2 DAC08 (bipolar, 8 biți)

Structură:

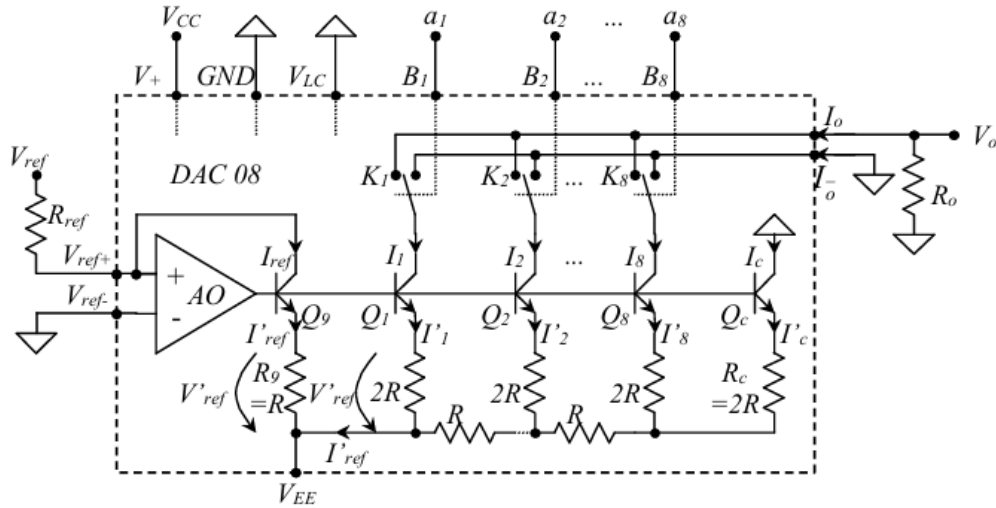


Figura 4.11: Structura internă simplificată și schema de utilizare tipică a circuitului DAC08 [1].

- Rețea R-2R, comutată în curent, cu comutatoare în tehnologie bipolară, polarizare internă a rețelei.
- Nu necesită AO extern.

- Tensiunea de referință poate fi doar pozitivă dacă este aplicată pe borna „+” a AO. Dacă se aplică pe borna „-” $\Rightarrow V_{ref} < 0$. Sensul impus curenților trebuie păstrat.

Funcție de transfer:

$$V_o = -R_o \cdot I_o = -R_o \cdot I_{ref} \cdot \{A\} = -V_{ref} \cdot \frac{R_o}{R_{ref}} \cdot \{A\} \quad (4.32)$$

Performanțe:

- I_{ref} : 2mA (recomandat); 5mA (maxim).
- Timp de stabilire: 100ns.
- Rejecție variații V_{alim} : 100ppm/%.
- Excursie V_o : 10V...18V.
- Consum: 135mW.
- Mai rapid, dar cu limitări privind semnalul V_{ref} .

Circuite echivalente:

DAC0800, DAC0808, MC1508

4.7 Aplicații cu AD7520 și DAC08

4.7.1 Aplicații cu AD7520 (Exemple)

Simbol folosit:

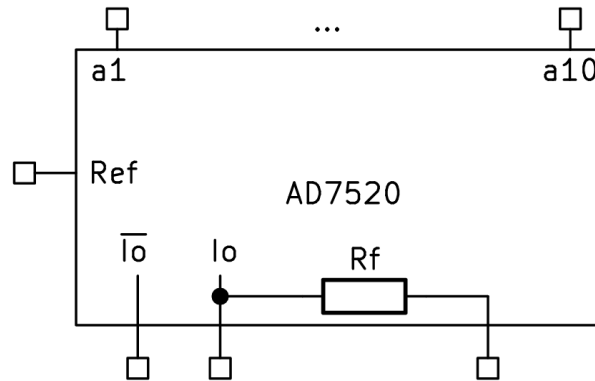


Figura 4.12: Simbol AD7520.

- **CNA bipolar:** permite utilizarea unui cod Binar Deplasat (BD) cu domeniu $[-1, 1]$:

$$V_o = V_{ref} \cdot (\{A\}_{BD}) \quad \text{unde } \{A\}_{BD} = 2 \cdot \{A\} - 1 \quad (4.33)$$

- **Circuit multiplicator:** $V_o \sim V_{ref} \cdot \{A\} \rightarrow$ permite control numeric al câștigului.

- **Circuit divizor:** $V_o \sim \frac{V_{in}}{\{A\}} \rightarrow \{A\} \neq 0$.
- **Control numeric al balansului:** generează $V_{o,L}$ și $V_{o,R}$ pentru semnale stereo.
- **Generator de frecvență:** frecvența de ieșire depinde de $\{A\}$:

$$f \sim \frac{\{A\}}{R \cdot C} \quad (4.34)$$

4.7.2 Aplicații cu DAC08 (Exemple)

Simbol folosit:

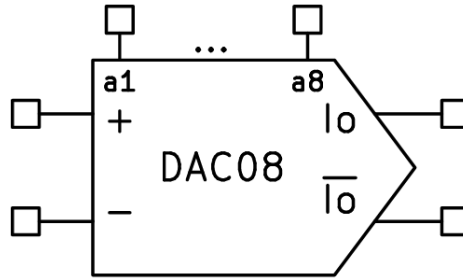


Figura 4.13: Simbol DAC08.

- **Utilizare cu V_{ref} negativ:** necesită adaptare; curenții nu-și schimbă sensul.
- **Multiplicator:** funcționează similar cu AD7520 dar cu limitare la semn pozitiv pentru V_{ref} .
- **Cu AO la ieșire:** permite tensiune analogică, dar reduce viteza (AO = componentă lentă).
- **CNA de două cifre BCD:**

$$V_o \sim V_{ref} \cdot \frac{10}{16} \cdot \{A\}_{BCD} \quad (4.35)$$

- Se folosesc două DAC08 pentru cifrele zecimale.
- Împerecherea rezistențelor e mai importantă decât toleranța absolută.

- **CNA bipolar cu DAC08:** conversie cu reprezentare BD.

4.8 Probleme

4.8.1 Probleme model

Problema 4.1:

Comparând comutatoare de aceeași generație tehnologică, realizați în tehnologie bipolară, respectiv CMOS, comutatorii CMOS au parametrii superiori în ceea ce privește:

- a) timp de răspuns, impedanța în stare “on”, stabilitate termică
- b) flexibilitatea tensiunii de alimentare, impedanța în stare “off”, impedanța de transfer între partea numerică (de comandă) și cea analogică (de execuție)
- c) consum energetic, tensiuni și curenți reziduali
- d) sensul curenților ce pot parcurge comutatorul

Soluție:

Se analizează parametrii comutatoarelor realizate în două tehnologii:

- **Bipolară** – folosind tranzistoare bipolare (TB),
- **CMOS** – folosind tranzistoare cu efect de câmp (TEC-MOS).

Se cere identificarea parametrilor pentru care comutatoarele **CMOS** sunt superioare celor bipolare.

Analiza fiecărei variante:

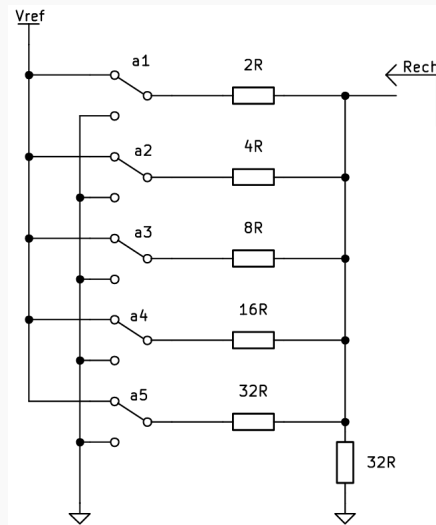
- a) *timp de răspuns, impedanța “on”, stabilitate termică*
 → TB are un timp de comutație mai mic și o impedanță “on” mai scăzută decât CMOS. Stabilitatea termică este comparabilă, dar nu superioară la CMOS.
 → **Falsă**
- b) *flexibilitatea tensiunii de alimentare, impedanța “off”, impedanța de transfer între partea numerică și cea analogică*
 → CMOS are impedanță “off” foarte mare (10^{12} – 10^{18} Ω) și izolează foarte bine comanda logică de semnalul analogic datorită grilei izolate. Funcționează cu o gamă mai largă de tensiuni.
 → **Corectă**
- c) *consum energetic, tensiuni și curenți reziduali*
 → În regim static, comutatoarele CMOS au consum aproape nul. Curentul prin grilă este practic zero, iar zgomotul și curenții paraziți sunt minimi.
 → **Corectă**
- d) *sensul curenților ce pot parcurge comutatorul*
 → Comutatoarele CMOS permit **ambele sensuri** ale curentului, spre deosebire de TB care sunt unidirecționali.
 → **Corectă**

Răspuns corect

b), c), d)

Problema 4.2:

Cu cât este egală impedanța echivalentă a rețelei de rezistențe ponderate din figura de mai jos?


Soluție:

- Rețea de tip **CNA ponderată binar** cu 5 biți
- Ramuri cu rezistențe: $2R, 4R, 8R, 16R, 32R$
- ieșirea este nodul comun al acestor ramuri
- Rezistența de închidere este tot $32R$

Pentru o rețea ponderată binar ideală, formată din ramuri cu rezistențe $2R, 4R, 8R, \dots, 2^n R$ și o rezistență de închidere $2^n R$, impedanța echivalentă la ieșire este:

$$R_{echiv} = R \quad (\text{constantă și independentă de combinația biților})$$

Demonstrație pentru 5 biți (folosind modelul echivalent Thevenin):

$$\frac{1}{R_{echiv}} = \frac{1}{2R} + \frac{1}{4R} + \frac{1}{8R} + \frac{1}{16R} + \frac{1}{32R} + \frac{1}{32R} = \frac{1}{R} \left(\frac{31}{32} + \frac{1}{32} \right) = \frac{1}{R} \Rightarrow R_{echiv} = R$$

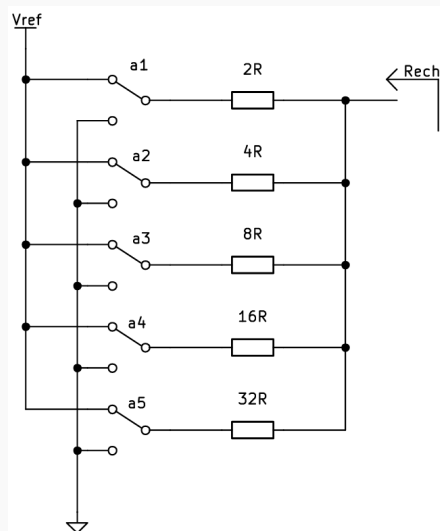
Răspuns corect

 Impedanța echivalentă a rețelei ponderate (la ieșire) este: R

4.8.2 Probleme propuse (Teorie)

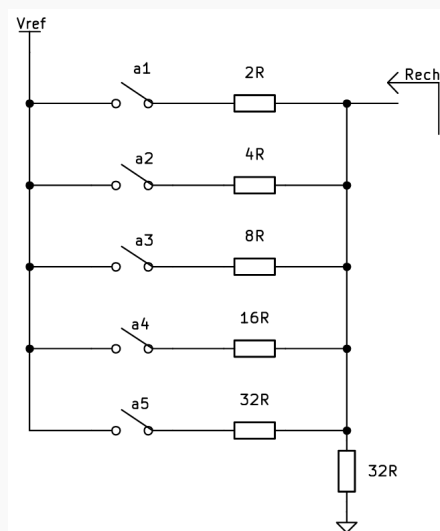
Problema 4.3:

Cu cât este egală impedanța echivalentă a rețelei de rezistențe ponderate din figura de mai jos?



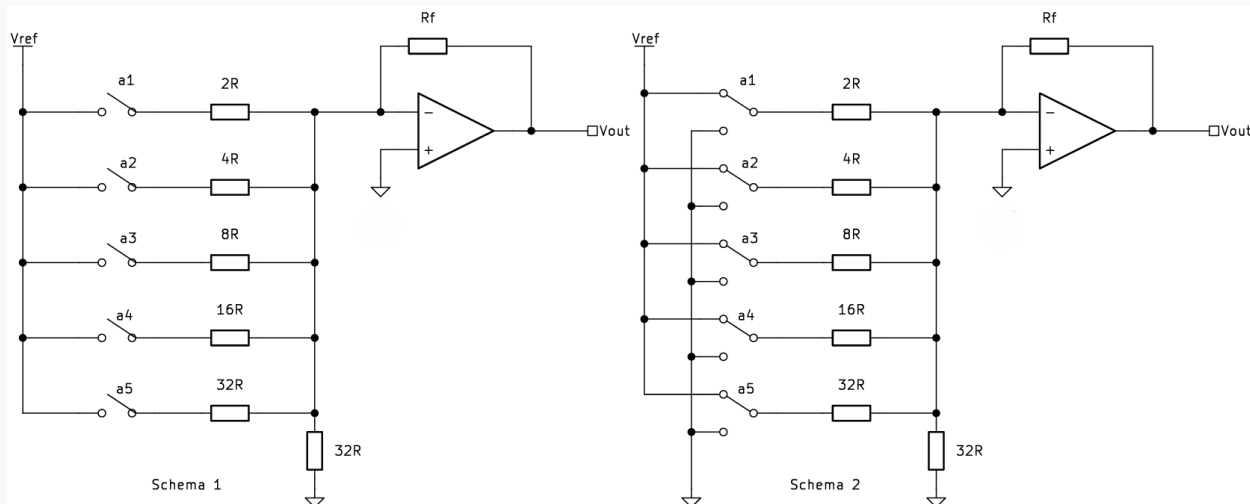
Problema 4.4:

Cu cât este egală impedanța echivalentă a rețelei de rezistențe ponderate din figura de mai jos?

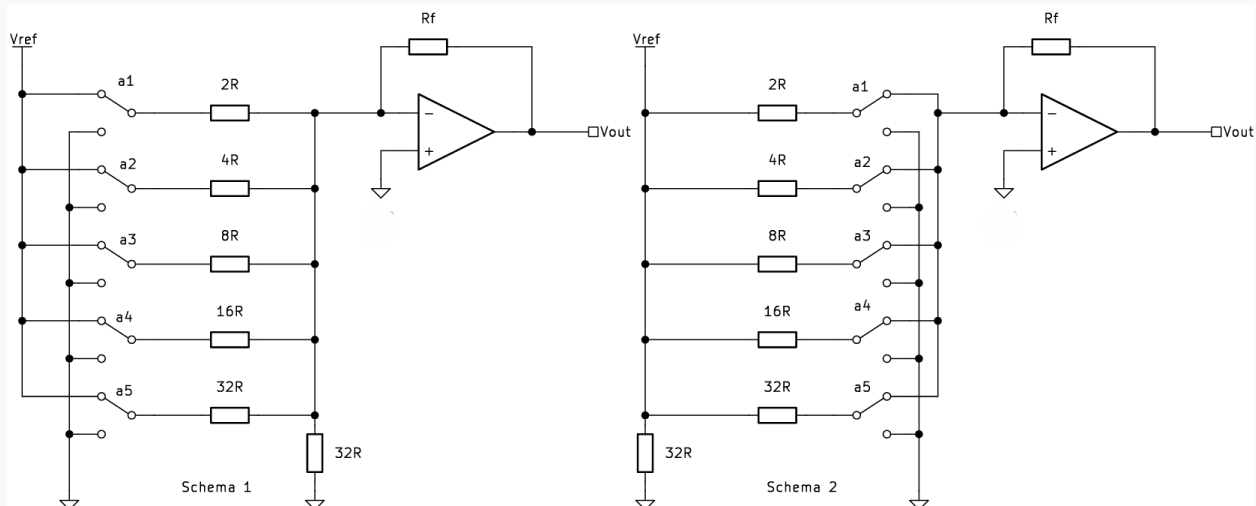


Problema 4.5:

Care sunt avantajele schemei 2 față de schema 1?


Problema 4.6:

Care sunt avantajele schemei 2 față de schema 1?


Problema 4.7:

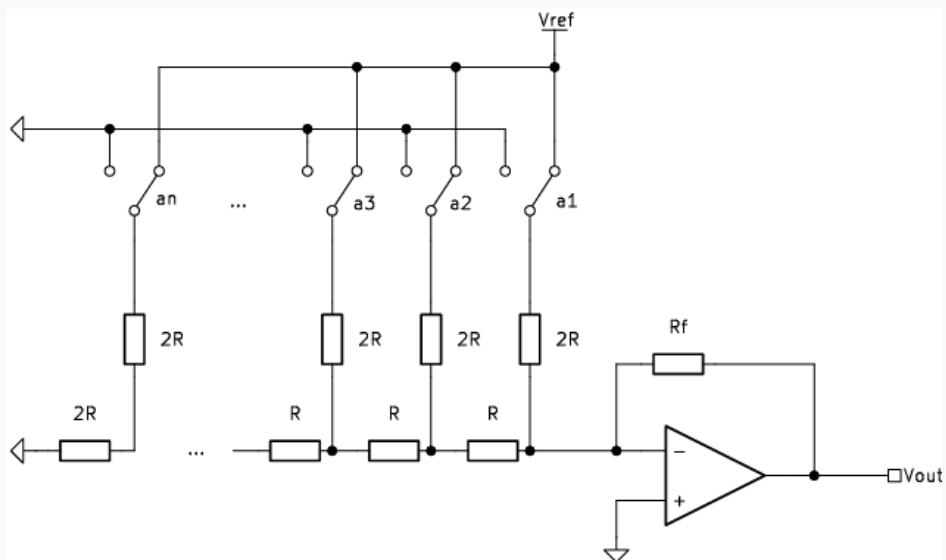
Care este rolul tranzistoarelor multi-emitor utilizate în convertoare numeric analogice?

Problema 4.8:

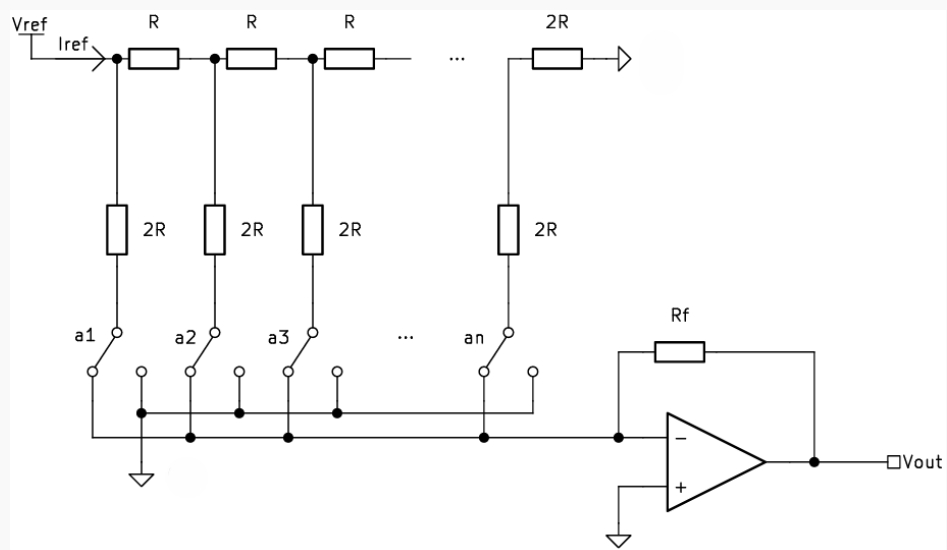
Cum este coeficientul termic al diodelor Zener cu tensiuni cuprinde între 5,6V și 6,8V?

Problema 4.9:

Cum este „atacată” rețeaua R-2R din figura alăturată?

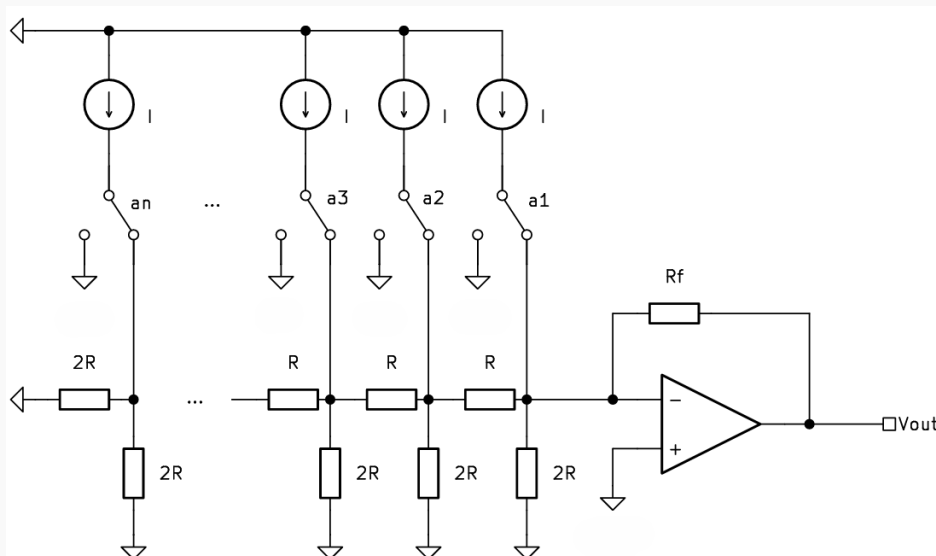

Problema 4.10:

Cum este „atacată” rețeaua R-2R din figura alăturată?



Problema 4.11:

De ce sunt parcurse rezistențele din figura următoare de un curent constant (indiferent de numărul aplicat la intrare)?


Problema 4.12:

Care sunt principalii parametri ai circuitului integrat AD7520?

Problema 4.13:

Care sunt principalii parametri ai circuitului integrat DAC08?

Problema 4.14:

Ce fel de reacție prezintă schema echivalentă a unui AO conectat la intrarea de referință a unui circuit convertor DAC08?

Problema 4.15:

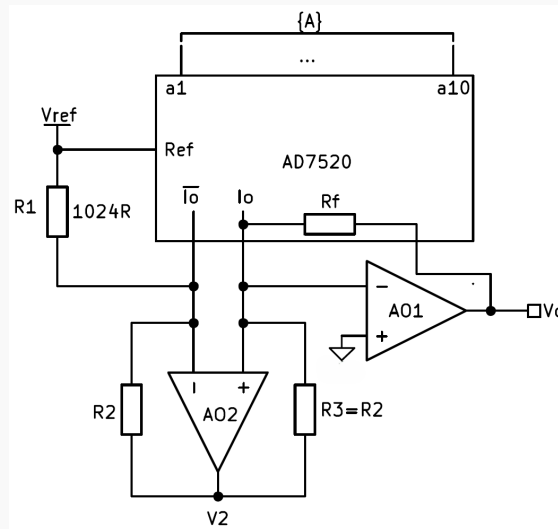
Ce fel de reacție prezintă schema echivalentă a unui AO conectat la intrarea de referință a unui circuit convertor AD7520?

4.8.3 Probleme propuse (Aplicații)

Problema 4.16:

Se dă CNA-ul din figura de mai jos, având domeniul de definiție $[-5.12V; +5.12V]$. Se cere:

- Să se demonstreze că AO2 funcționează în reacție negativă.
- Să se determine $V_o = f(V_{ref}, \{A\})$ și să se specifice codul în care funcționează CNA-ul.
- Să se dimensioneze schema electrică (V_{ref} , tensiuni de alimentare, rezistențe).



Problema 4.17:

Se dă schema electrică din figura de mai jos. $V_{in} = Ampl_{in} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{in} \cdot t)$. $Ampl_{in} = 5V$. Se cere:

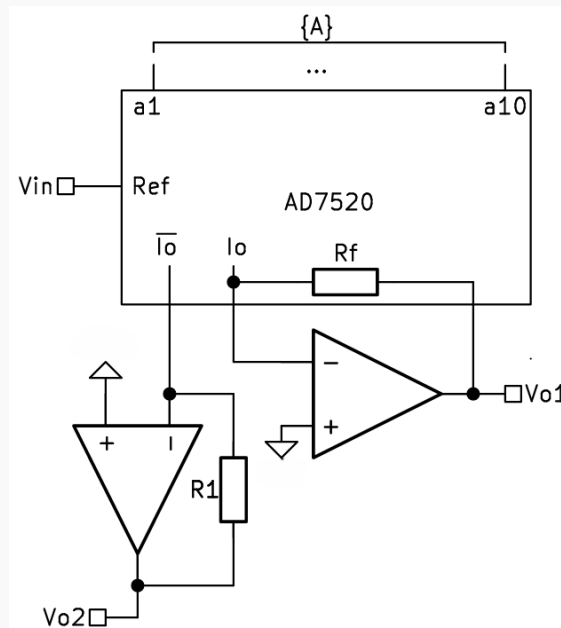
- Să se exprime $V_{o1}(t)$ și $V_{o2}(t)$ în funcție de $\{A\}$.
- Să se determine R_1 în așa fel încât amplitudinea maximă a tensiunii V_{o2} să fie **jumătate** din amplitudinea maximă a tensiunii V_{o1} .
- Ce număr $\{A\}$ (binar, fracționar) trebuie să fie aplicat la intrarea digitală pentru ca tensiunile $V_{o1}(t)$ și $V_{o2}(t)$ să aibă amplitudini egale?
- Care este cea mai mică modificare posibilă a amplitudinii tensiunii $V_{o1}(t)$?
- Care este cea mai mică modificare posibilă a amplitudinii tensiunii $V_{o2}(t)$?

Variante suplimentare ale problemei

Problema se poate rezolva și pentru următoarele variante:

- **Varianta I:** $Ampl_{in} = 2.5V$; b) (...) amplitudinea maximă a tensiunii V_{o2} să fie **jumătate** din amplitudinea maximă a tensiunii V_{o1} .
- **Varianta II:** $Ampl_{in} = 5V$; b) (...) amplitudinea maximă a tensiunii V_{o2} să fie **dublu** din amplitudinea maximă a tensiunii V_{o1} .
- **Varianta III:** $Ampl_{in} = 2.5V$; b) (...) amplitudinea maximă a tensiunii V_{o2} să fie **dublu** din amplitudinea maximă a tensiunii V_{o1} .

Cerințele rămân aceleași.


Problema 4.18:

Se dă schema electrică de mai jos ($a_2 = 0, a_3 = 0$). Se cere:

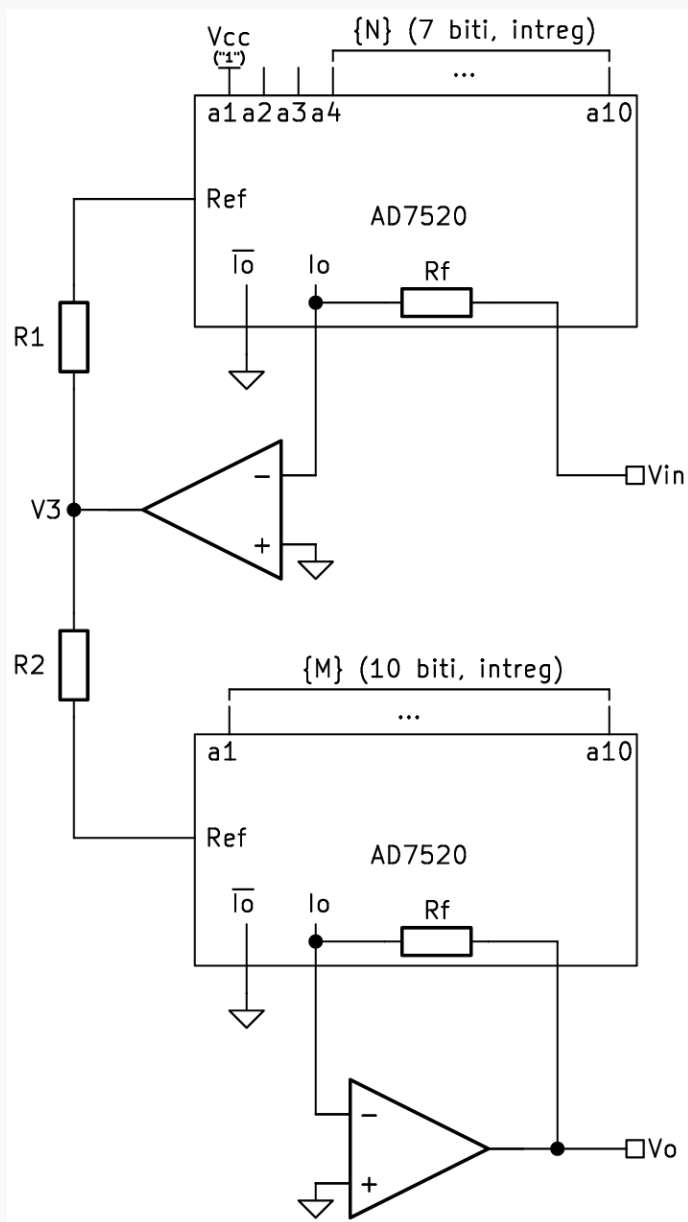
- Să se exprime $V_3(V_{in}, R_1, \{N\})$.
- Care este domeniul maxim de valori pentru V_3 dacă $V_{alimentareAO} = \pm 15V$, $R_1 = 20k\Omega$?
- Care este domeniul maxim de valori pentru V_{in} dacă $V_{alimentareAO} = \pm 15V$, $R_1 = 20k\Omega$?
- Să se exprime $V_o(V_{in}, \{N\}, \{M\}, R_1, R_2)$.
- Care este valoarea maximă pentru V_o , dacă $R_2 = 5k\Omega$?

Variante suplimentare ale problemei

Problema se poate rezolva și pentru următoarele variante:

- **Varianta I:** $a_2 = 0, a_3 = 1$; e) (...) $R_2 = 10k\Omega$.
- **Varianta II:** $a_2 = 1, a_3 = 0$; e) (...) $R_2 = 15k\Omega$.
- **Varianta III:** $a_2 = 1, a_3 = 1$; e) (...) $R_2 = 20k\Omega$.

Cerințele rămân aceleași.



Problema 4.19:

Un CNA de (9+1) biți, în cod **C2**, are domeniul de definiție $[-7.68\text{V}; +7.68\text{V}]$. Se cere:

- Care este valoarea rezoluției absolute, relative și a lui V_{LSB} ?
- Ce număr de intrare trebuie aplicat pentru a obține $V_{out} = 2\text{V}$?
- Ce număr de intrare trebuie aplicat pentru a obține $V_{out} = -2\text{V}$?
- Proiectați CNA-ul descris mai sus, utilizând un circuit AD7520. Explicați calculele valorilor rezistențelor, tensiunile de referință și de alimentare și desenați schema electrică a acestuia.
- La intrările numerice ale CNA-ului proiectat anterior se conectează ieșirile numerice ale unui numărator binar pe 10 biți sub forma următoare: $\text{MSB}_{\text{numărător}} = \text{BitDeSemn}_{\text{CNA}}$ și $\text{LSB}_{\text{numărător}} = \text{LSB}_{\text{CNA}}$. Tensiunea de referință este cea proiectată anterior. Să se reprezinte grafic tensiunea de ieșire pentru primele 2048 perioade ale semnalului de tact, știind că număratorul a fost resetat imediat înainte de timpul $t=0$.

Variante suplimentare ale problemei

Problema se poate rezolva și pentru următoarele variante:

- **Varianta I:** cod **BD**, domeniul de definiție $[-7.68\text{V}; +7.68\text{V}]$.
- **Varianta II:** cod **C2**, domeniul de definiție $[-2.56\text{V}; +2.56\text{V}]$.
- **Varianta III:** cod **BD**, domeniul de definiție $[-2.56\text{V}; +2.56\text{V}]$.

Cerințele rămân aceleași.

Problema 4.20:

Se dă schema electrică de mai jos ($a_3 = 0, a_4 = 0$). Se cere:

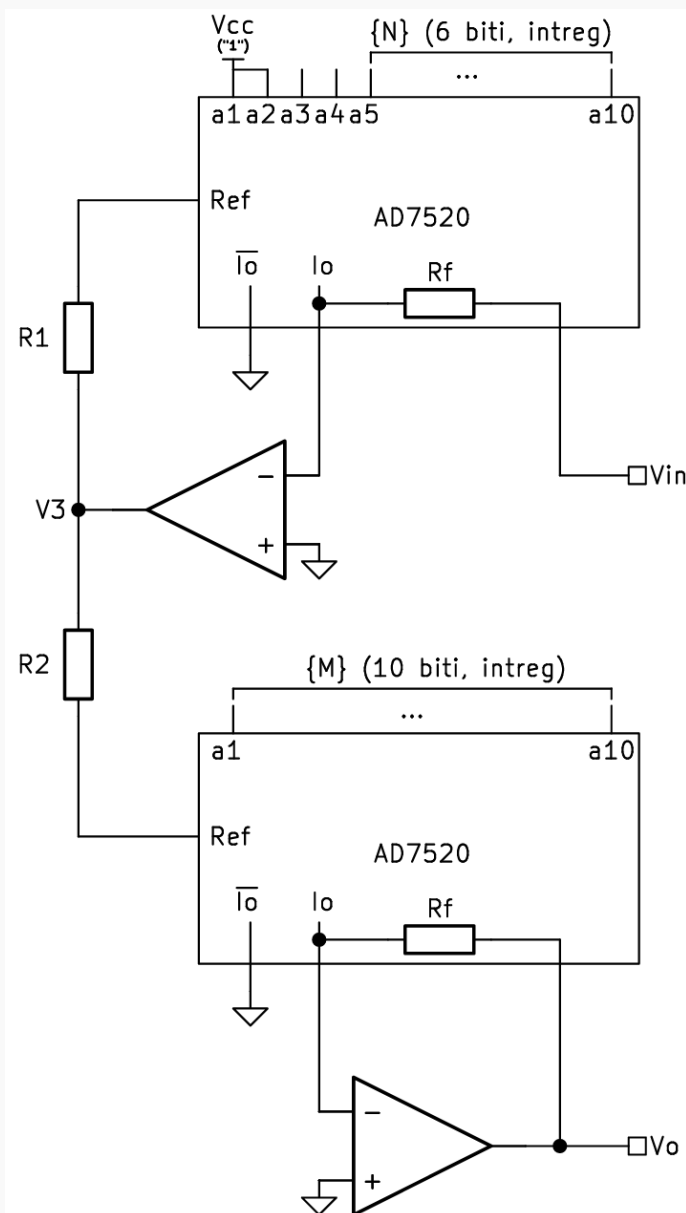
- Să se exprime $V_3(V_{in}, R_1, \{N\})$.
- Care este domeniul maxim de valori pentru V_3 dacă $V_{\text{alimentareAO}} = \pm 15\text{V}$, $R_1 = 20\text{k}\Omega$?
- Care este domeniul maxim de valori pentru V_{in} dacă $V_{\text{alimentareAO}} = \pm 15\text{V}$, $R_1 = 20\text{k}\Omega$?
- Să se exprime $V_o(V_{in}, \{N\}, \{M\}, R_1, R_2)$.
- Care este valoarea maximă pentru V_o , dacă $R_2 = 5\text{k}\Omega$.

Variante suplimentare ale problemei

Problema se poate rezolva și pentru următoarele variante:

- **Varianta I:** $a_3 = 0, a_4 = 1$; e) (...) $R_2 = 10k\Omega$.
- **Varianta II:** $a_3 = 1, a_4 = 0$; e) (...) $R_2 = 15k\Omega$.
- **Varianta III:** $a_3 = 1, a_4 = 1$; e) (...) $R_2 = 20k\Omega$.

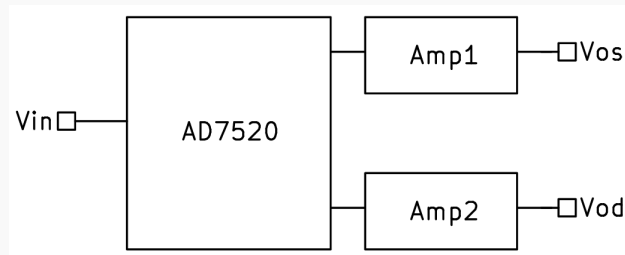
Cerințele rămân aceleași.



Problema 4.21:

Un sistem audio bifonic are schema bloc de mai jos. Domeniul de definiție a tensiunii de intrare V_{in} este $(-1\text{ V}, +1\text{ V})$, iar a tensiunii de ieșire V_{out} este $(-V_{omax}, +V_{omax})$. Pentru $\{A\} = 1 \Rightarrow V_{os} = 0, V_{od} = V_{omax}$; $\{A\} = 1/2 \Rightarrow V_{os} = V_{od} = \frac{V_{omax}}{2}$; $\{A\} = 0 \Rightarrow V_{os} = V_{omax}, V_{od} = 0$. **Valoarea maximă de ieșire:** $V_{omax} = 4\text{ V}$. **Mențiuni:** Blocurile Amp1 și Amp2 sunt realizate cu amplificatoare operaționale. Se cere:

- Să se deseneze schema electrică completă.
- Să se proiecteze schema, specificând valorile rezistențelor și ale tensiunilor de alimentare.


Variante suplimentare ale problemei

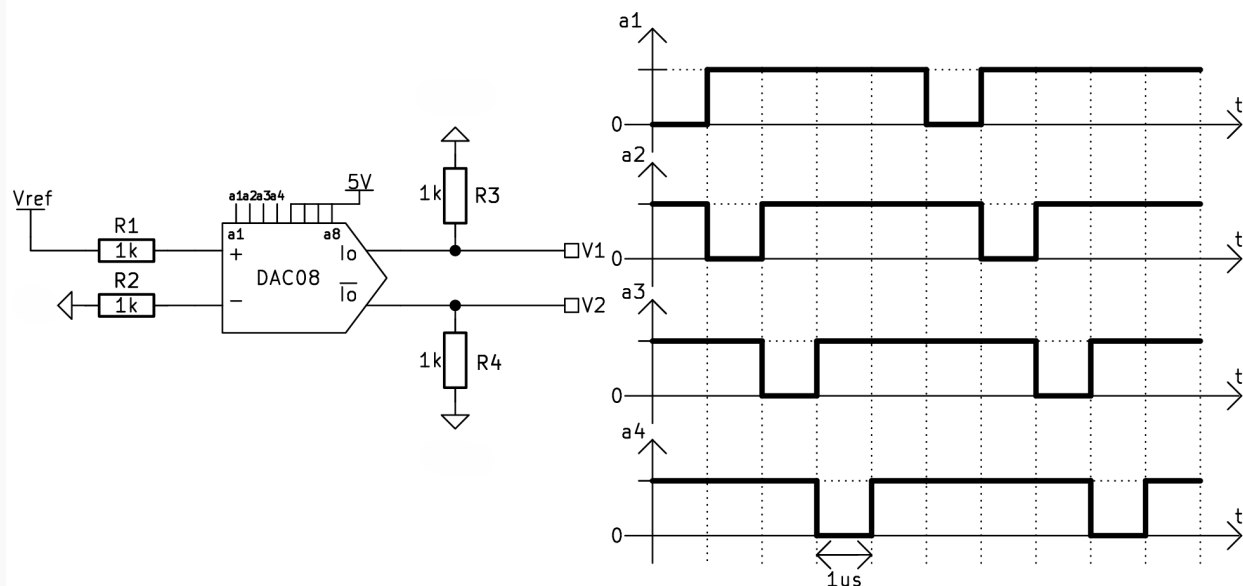
Problema se poate rezolva și pentru următoarele variante:

- Varianta I:** $\{A\} = 0 \Rightarrow V_{os} = 0, V_{od} = V_{omax}$; $\{A\} = 1/2 \Rightarrow V_{os} = V_{od} = \frac{V_{omax}}{2}$; $\{A\} = 1 \Rightarrow V_{os} = V_{omax}, V_{od} = 0$; $V_{omax} = 4\text{ V}$.
- Varianta II:** $\{A\} = 1 \Rightarrow V_{os} = 0, V_{od} = V_{omax}$; $\{A\} = 1/2 \Rightarrow V_{os} = V_{od} = \frac{V_{omax}}{2}$; $\{A\} = 0 \Rightarrow V_{os} = V_{omax}, V_{od} = 0$; $V_{omax} = 2\text{ V}$.
- Varianta III:** $\{A\} = 0 \Rightarrow V_{os} = 0, V_{od} = V_{omax}$; $\{A\} = 1/2 \Rightarrow V_{os} = V_{od} = \frac{V_{omax}}{2}$; $\{A\} = 1 \Rightarrow V_{os} = V_{omax}, V_{od} = 0$; $V_{omax} = 2\text{ V}$.

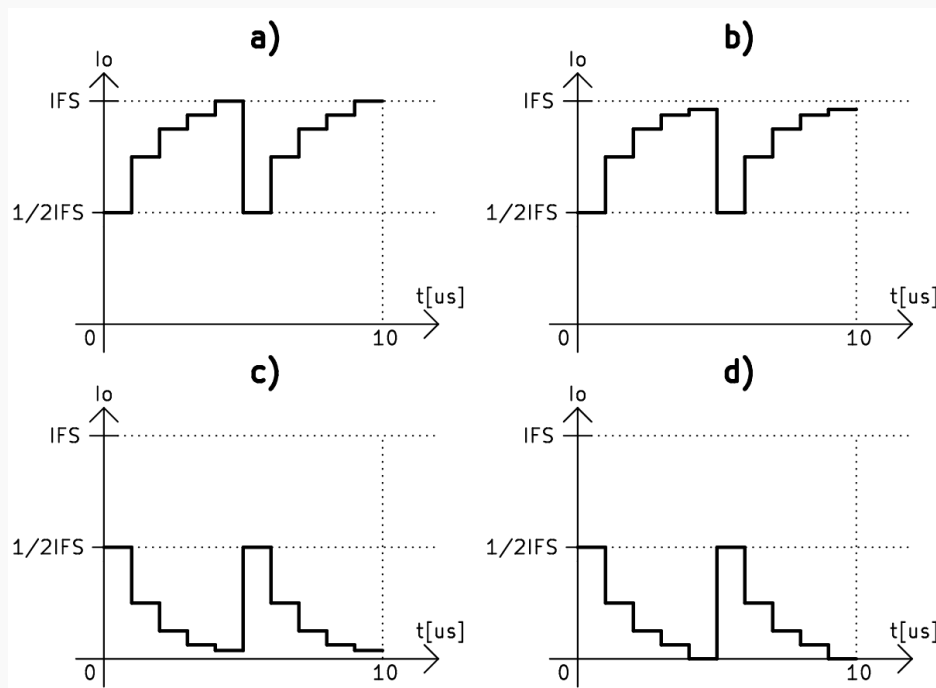
Cerințele rămân aceleași.

Problema 4.22:

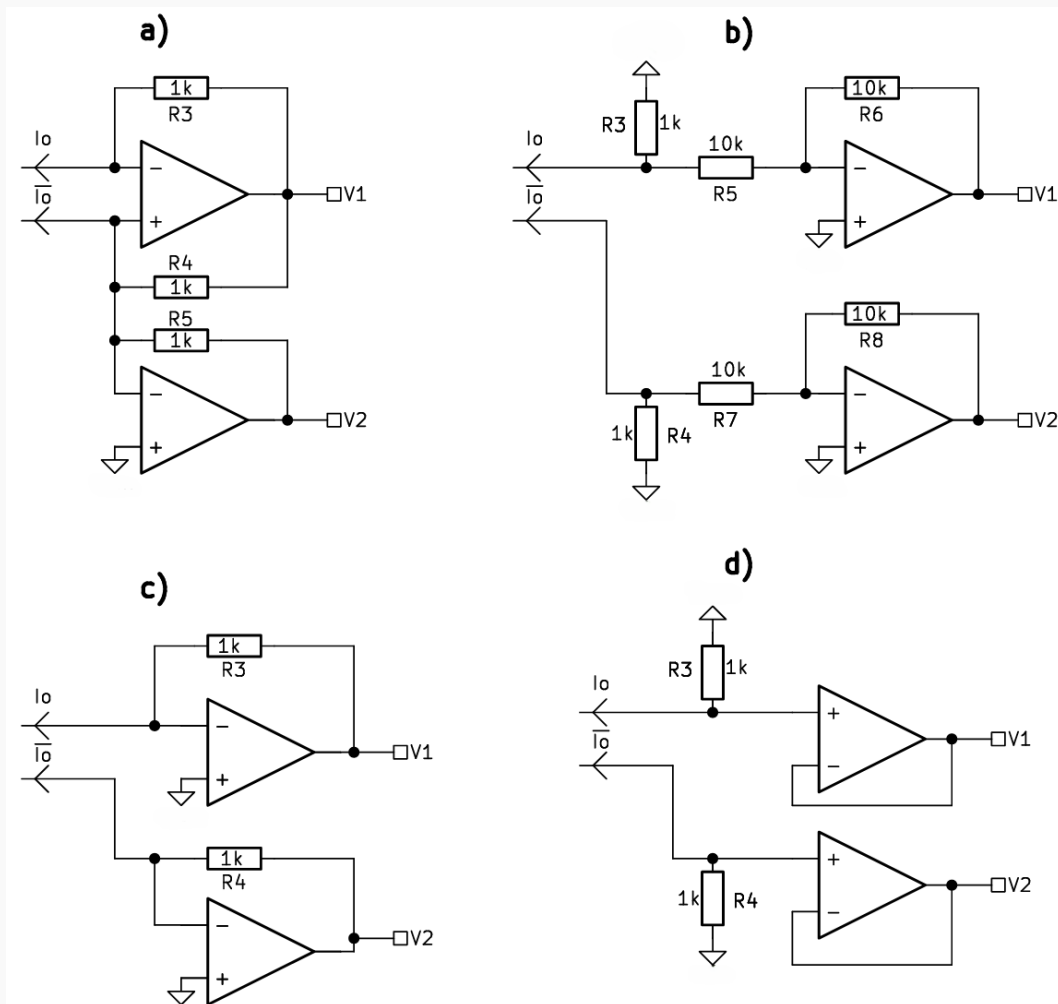
La intrarea CNA din figura de mai jos, realizat cu DAC08, se aplică biții $a_1 = MSB, a_2, a_3, a_4$ ca în diagramă. Cei mai puțin semnificativi 4 biți nu sunt utilizați și sunt conectați ca în figură.



Care reprezentare este corectă pentru I_o ? Dar pentru $\bar{I}_o$?

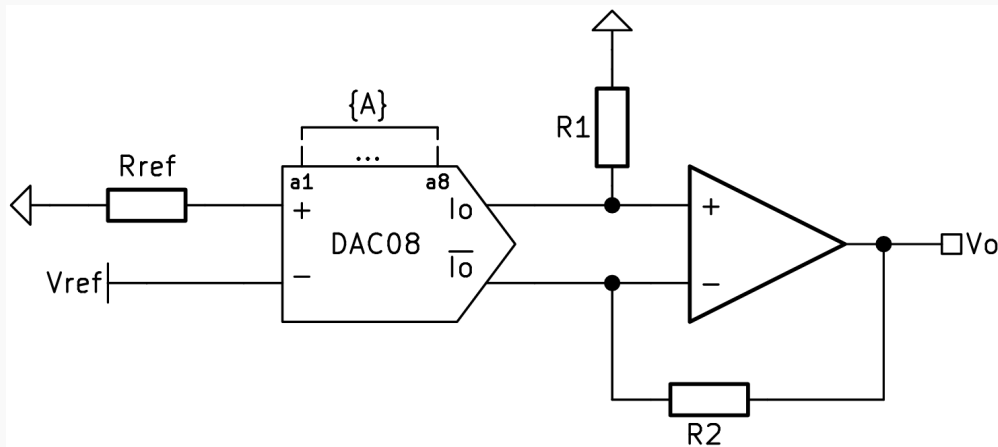


Care dintre schemele de mai jos generează tensiuni de ieșire egale în modul cu cele din schema inițială (AO sunt considerate ideale)?


Problema 4.23:

Se dă schema electrică din figura de mai jos. ($R_1 = R_2 = R$)

- Să se exprime $V_o = f(V_{in}, \{A\})$, și să se identifice codul binar în care funcționează convertorul.
- Să se proiecteze schema pentru $V_{ref} = -2.5V$, $V_{FS} = 2V$.
- La intrările numerice ale circuitului de mai jos se conectează un numărător binar ($MSB_{numărător} = BitDeSemn_{CNA}$ și $LSB_{numărător} = LSB_{CNA}$). Numărătorul are f_{CK} și este resetat chiar înainte de $t = 0$. Să se reprezinte grafic $V_o(t)$ (de la $t = 0 \rightarrow t = 256T_{CK}$).
- Dacă V_{ref} se înlocuiește cu un semnal $V_{in}(t) = V_{ref} \cdot \sin(\frac{\pi}{64} \cdot f_{CK} \cdot t)$, să se redeseneze $V_o(t)$.


Problema 4.24:

Un CNA de **(7+1)** biți în cod **C2** are $V_{FS} = 5.12 \text{ V}$. Se cere:

- Care este valoarea rezoluției absolute, relative și a lui V_{LSB} , ?
- Ce număr hexazecimal întreg trebuie aplicat la intrare pentru a obține $V_{out} = +1.92 \text{ V}$?
- Ce număr hexazecimal întreg trebuie aplicat la intrare pentru a obține $V_{out} = -1.92 \text{ V}$?
- Considerând parametrii statici și dinamici ideali, desenați grafic V_{out} dacă la intrare se aplică un număr variabil astfel:
 - bitul de semn se schimbă la fiecare μs ;
 - toți ceilalți biți sunt considerați „0”.
- Să se refacă punctul d) în condițiile în care singurul parametru neideal este **SR** (slew rate) al amplificatorului de ieșire: $SR = 10.24 \text{ V}/\mu\text{s}$.

Variante suplimentare ale problemei

Problema se poate rezolva și pentru următoarele variante:

- Varianta I:** **(9+1)** biți în cod **C2**.
- Varianta II:** **(7+1)** biți în cod **OB**.
- Varianta III:** **(9+1)** biți în cod **OB**.

Cerințele rămân aceleași.

Problema 4.25:

Se dă schema electrică de mai jos. Se cere:

- Să se exprime $V_o(\{A\})$.

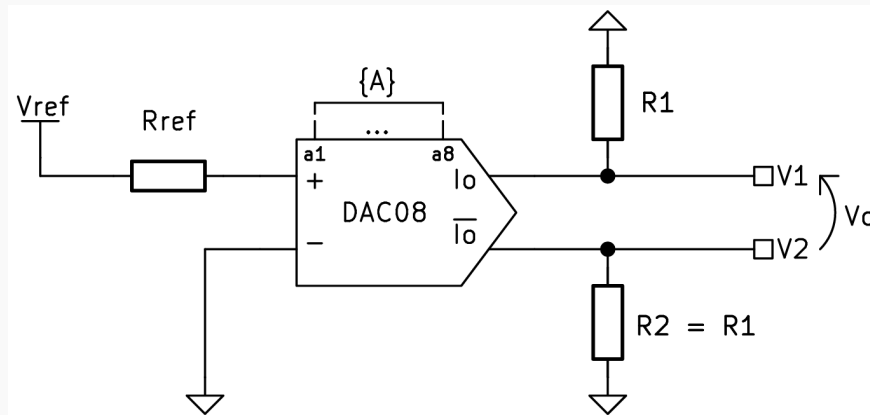
- b) Să se identifice codul bipolar în care lucrează CNA-ul și să se deseneze caracteristica de transfer.
- c) Să se proiecteze schema pentru $V_{ref} = 6V$ și $V_{FS} = 4V$.
- d) Să se calculeze rezoluția absolută și relativă.
- e) Pentru ce număr aplicat la intrare (hexazecimal întreg) se obține $V_o = +3V$?
- f) Pentru ce număr aplicat la intrare (hexazecimal întreg) se obține $V_o = -3V$?

Variante suplimentare ale problemei

Problema se poate rezolva și pentru următoarele variante:

- **Varianta I:** c) (...) $V_{ref} = 6V$ și $V_{FS} = 6V$.
- **Varianta II:** c) (...) $V_{ref} = 3V$ și $V_{FS} = 4V$.
- **Varianta III:** c) (...) $V_{ref} = 3V$ și $V_{FS} = 6V$.

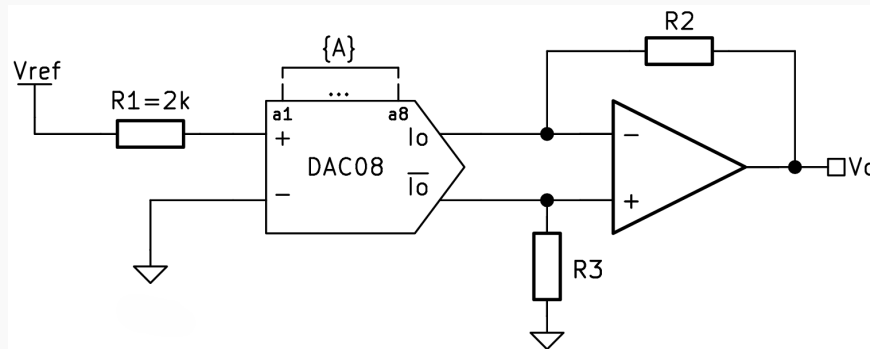
Cerințele rămân aceleași.



Problema 4.26:

Se dă schema electrică din figura de mai jos. $V_{ref} = 4V$ și $R_2 = R_3 = 2k\Omega$. Se cere:

- a) Să se exprime $V_o(\{A\})$. În ce cod bipolar funcționează CNA-ul?
- b) Cât este V_{FS} , V_{LSB} , R_{abs} , R_{rel} ?
- c) Care este valoarea minimă a tensiunii de alimentare negativă V_{EE} (figura 4.11) pentru circuitul DAC08?
- d) La intrările numerice ale circuitului de mai jos se conectează un numărător BCD de două cifre ($MSB_{numărător} = BitDeSemn_{CNA}$ și $LSB_{numărător} = LSB_{CNA}$). Care este valoarea maximă a tensiunii V_o ce poate fi obținută?



Variante suplimentare ale problemei

Problema se poate rezolva și pentru următoarele variante:

- **Varianta I:** $V_{ref} = 4V$ și $R_2 = R_3 = 1k\Omega$.
- **Varianta II:** $V_{ref} = 2V$ și $R_2 = R_3 = 2k\Omega$.
- **Varianta III:** $V_{ref} = 2V$ și $R_2 = R_3 = 1k\Omega$.

Cerințele rămân aceleași.

Problema 4.27:

Un CNA bipolar pe **(7+1)** biți, în cod **C2**, are domeniul de definiție $[-5.12V; +5.12V]$. Se cere:

- Ce valoare are V_{LSB} , rezoluția absolută și rezoluția relativă?
- Ce număr în hexazecimal și zecimal trebuie aplicat la intrare pentru a obține o tensiune de ieșire de $2V$?
- Ce număr în hexazecimal și zecimal trebuie aplicat la intrare pentru a obține o tensiune de ieșire de $-2V$?
- Proiectați CNA-ul descris mai sus, utilizând un circuit DAC08. Explicați calculele valorilor rezistențelor, tensiunile de referință și de alimentare (inclusiv V_{EE}) și desenați schema electrică a acestuia.
- La intrările numerice ale CNA-ului proiectat anterior se conectează ieșirile numerice ale unui numărator binar pe 8 biți sub forma următoare: $MSB_{numărător} = BitDeSemn_{CNA}$ și $LSB_{numărător} = LSB_{CNA}$. Să se reprezinte grafic tensiunea de ieșire pentru primele 512 perioade ale semnalului de tact, știind că numărătorul a fost resetat imediat înainte de timpul $t=0$.

Variante suplimentare ale problemei

Problema se poate rezolva și pentru următoarele variante:

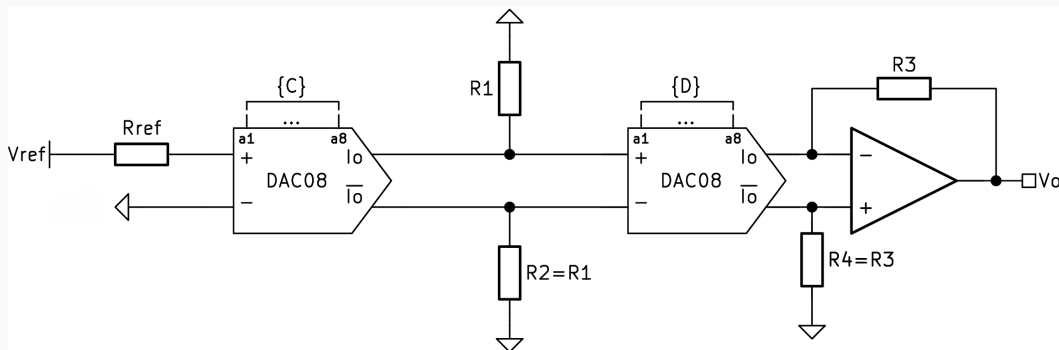
- **Varianta I:** cod **C2**, domeniul de definiție $[-2.56 \text{ V}; +2.56 \text{ V}]$.
- **Varianta II:** cod **BD**, domeniul de definiție $[-5.12 \text{ V}; +5.12 \text{ V}]$.
- **Varianta III:** cod **BD**, domeniul de definiție $[-2.56 \text{ V}; +2.56 \text{ V}]$.

Cerințele rămân aceleași.

Problema 4.28:

Se dă schema electrică de mai jos. Se cere:

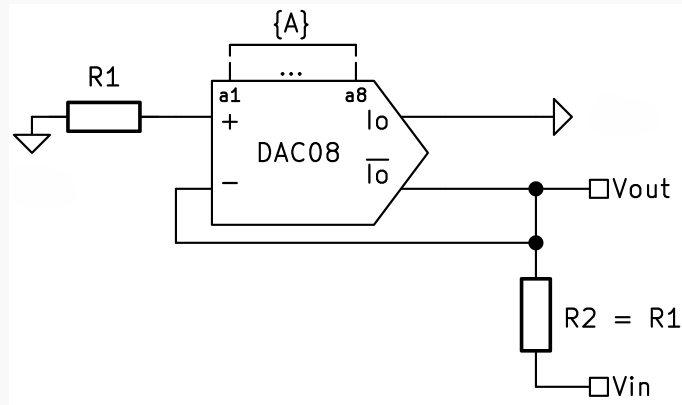
- Să se determine $I_{refD} = f(\{C\})$ și să se reprezinte grafic.
- Să se determine V_{+D} și V_{-D} și să se reprezinte grafic (tensiunile la bornele "+" și "-" ale celui de-al doilea CNA).
- Să se calculeze expresia $V_o = f(\{C\}, \{D\})$ și să se reprezinte grafic în funcție de numărul $\{D\}$ pentru $\{C\} = \frac{1}{4}$, respectiv $\{C\} = \frac{3}{4}$.


Problema 4.29:

Se dă schema electrică de mai jos. Se cere:

- Care este polaritatea tensiunii V_{out} pentru funcționarea corectă? (justificați)
- Demonstrați că AO-ul din etajul de intrare al DAC08 funcționează în configurație cu reacție negativă.
- Exprimați $V_{out}(V_{in}, \{A\})$.
- Care este polaritatea (semnul) tensiunii V_{in} pentru funcționarea corectă? (justificați)
- Calculați valoarea V_{alim-} pentru $V_{out,max} = 2 \text{ V}$.

- f) Calculați valoarea $\{A\}$ pentru $V_{in} = 20 \text{ mV}$.
- g) Reprezentați grafic $V_{out}(\{A\})$.



Variante suplimentare ale problemei

Problema se poate rezolva și pentru următoarele variante:

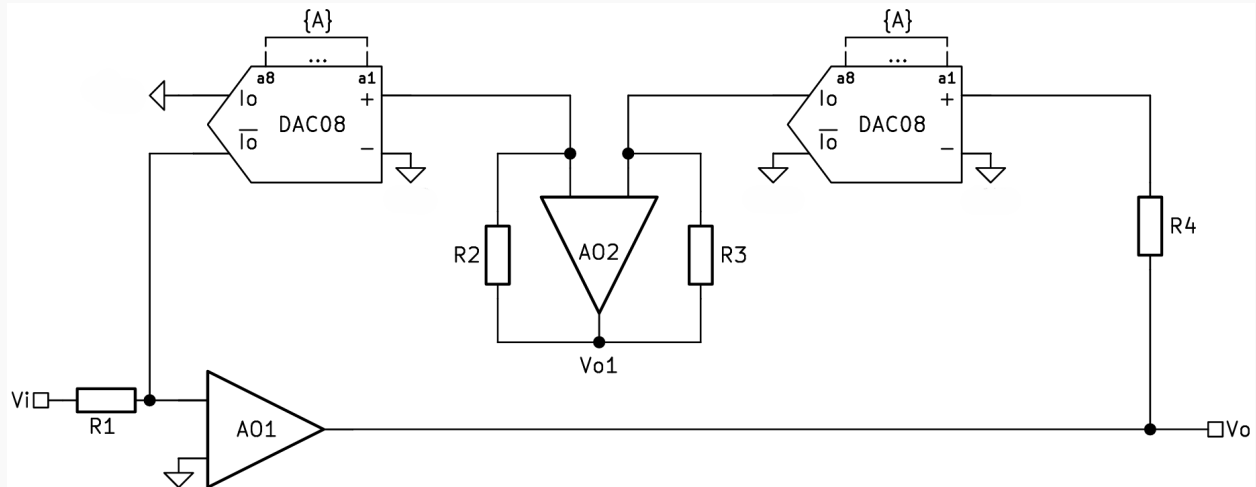
- **Varianta I:** e) (...) $V_{out,max} = 2V$; f) (...) $V_{in} = 50mV$.
- **Varianta II:** e) (...) $V_{out,max} = 4V$; f) (...) $V_{in} = 20mV$.
- **Varianta III:** e) (...) $V_{out,max} = 4V$; f) (...) $V_{in} = 50mV$.

Cerințele rămân aceleași.

Problema 4.30:

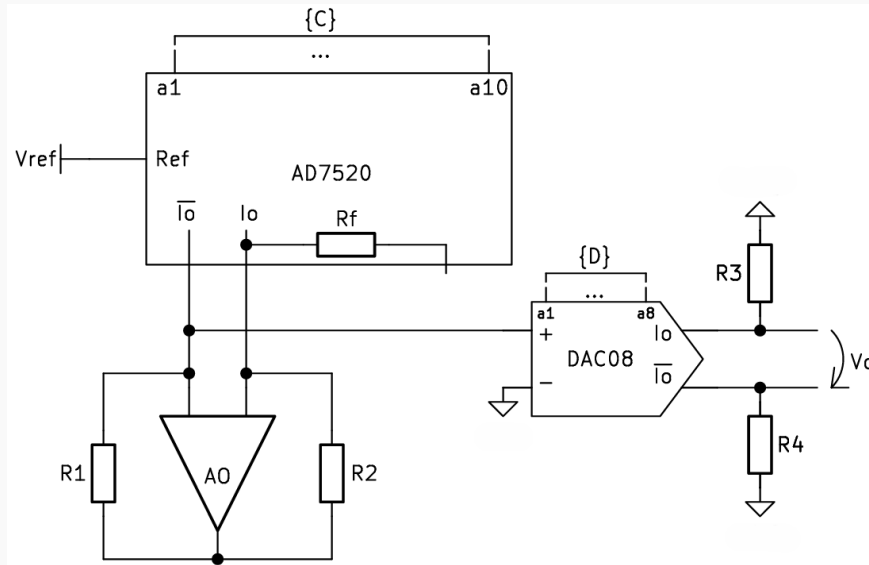
Se dă schema electrică din figura de mai jos. ($R_2 = R_3$)

- Să se analizeze funcționarea $AO2$ și să se marcheze intrările $+$ și $-$ astfel încât să existe reacție negativă.
- Să se analizeze funcționarea $AO1$ și să se marcheze intrările $+$ și $-$ astfel încât să existe reacție negativă.
- Să se determine funcția de transfer a circuitului $\frac{V_o}{V_i}$.
- Care este amplificarea minimă și pentru ce $\{A\}$ se obține?
- Care este amplificarea maximă și pentru ce $\{A\}$ se obține?
- Care sunt domeniile de variație permise pentru V_o , V_i și V_{o1} ?


Problema 4.31:

Se dă schema electrică din figura de mai jos. ($R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$)

- Să se analizeze funcționarea AO și să se marcheze intrările + și – astfel încât să existe reacție negativă.
- Se notează I_{refD} curentul de referință al DAC08. Să se determine $I_{refD} = f(\{C\})$ și să se reprezinte grafic ($\{C\}$ - cod unipolar).
- Să se determine $V_o = f(\{C\}, \{D\})$ pentru $\{C\} = \frac{1}{4}$, respectiv $\{C\} = \frac{3}{4}$.



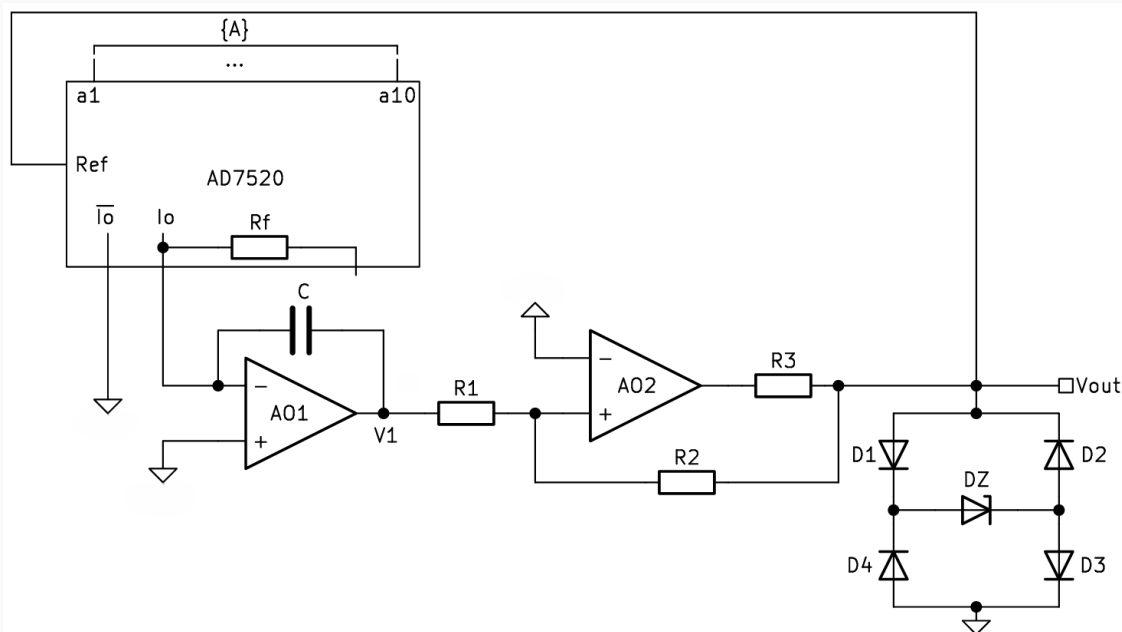
Problema 4.32:

Să se proiecteze un CNA de două cifre BCD, unipolar, utilizând 2 circuite integrate DAC08 și alte circuite necesare. $V_{FS} = 10V$. Cât este V_{LSB} , rezoluția absolută și rezoluția relativă?

Problema 4.33:

Se dă schema electrică de mai jos. Se cere:

- Ce greșală indentificați în schemă?
- Care este expresia $f_{out}(\{A\})$, dacă: $\Delta V_{out} = V_{outH} - V_{outL}$ este histereza la ieșirea AO2, $\Delta V_1 = V_{1H} - V_{1L}$ este valoarea vârf-la-vârf a semnalului de la intrarea AO2, iar R_e este rezistența echivalentă a rețelei din AD7520?
- Care sunt valorile rezistențelor R_1 , R_2 , R_3 și a diodei DZ , dacă $\Delta V_1 = V_{1H} - V_{1L} = 8V$ și AO1 și AO2 sunt alimentate la $\pm 15V$?
- Ce valoare are condensatorul C din figură, astfel încât, pentru numărul $\{A\} = 1$, să se obțină o frecvență de ieșire egală cu $f_{out} = 50 \text{ kHz}$?
- Este potrivit circuitul $\beta A741$ pentru AO1, AO2?
- Care dintre AO1, respectiv AO2, trebuie să fie mai rapid?
- Se poate înlocui în schemă AD7520 cu DAC08?



Problema 4.34:

Se dă schema electrică din figura de mai jos ($P \leftrightarrow L$, $M \leftrightarrow GND$, $Q \leftrightarrow N$, $O \leftrightarrow GND$).
Se cere:

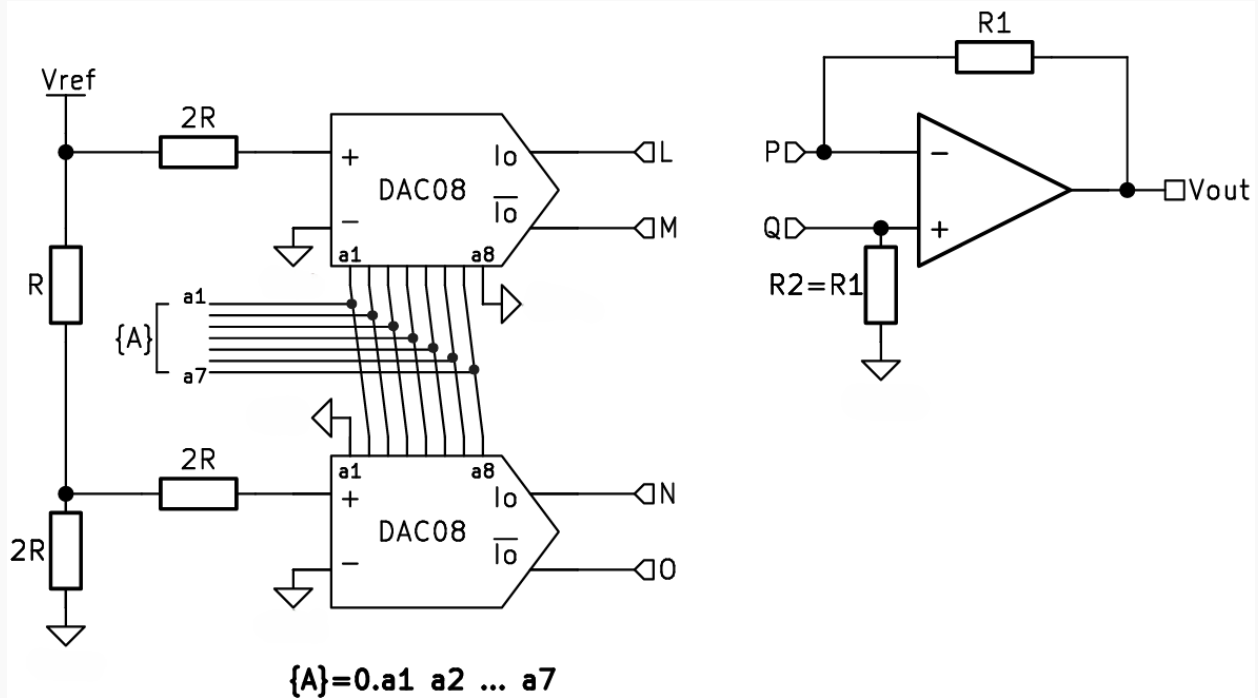
- Expresia algebrică $I_{ref1}(V_{ref}, R)$, $I_{ref2}(V_{ref}, R)$.
- Expresia algebrică I_{o1} , $\overline{I_{o1}}$.
- Expresia algebrică I_{o2} , $\overline{I_{o2}}$.
- Expresia algebrică V_o .
- Proiectarea schemei pentru: $V_{ref} = 5V$, $I_{ref1} = 2mA$, $V_{o,max} = 3V$. Se cer valori pentru R , $R_1 = R_2$, V_{EE} DAC.

Variante suplimentare ale problemei

Problema se poate rezolva și pentru următoarele variante:

- Varianta I:** $P \leftrightarrow L$, $M \leftrightarrow GND$, $Q \leftrightarrow O$, $N \leftrightarrow GND$.
- Varianta II:** $P \leftrightarrow M$, $L \leftrightarrow GND$, $Q \leftrightarrow N$, $O \leftrightarrow GND$.
- Varianta III:** $P \leftrightarrow M$, $L \leftrightarrow GND$, $Q \leftrightarrow O$, $N \leftrightarrow GND$.

Cerințele rămân aceleași.



Capitolul 5

Convertoare Analog-Numerice (CAN)

5.1 Definiție

- Un **CAN** (**ADC – Analog-to-Digital Converter**) transformă proporțional un **semnal analogic** (tensiune sau curent) într-o **secvență numerică** (de obicei binară) care poate fi unipolară sau bipolară (în funcție de polaritatea semnalului).
- Formula generală folosind $\{A\}$, valoarea binară subunitară, unipolară sau bipolară:

$$\{A\} = \frac{V_{in}}{V_{FS}} \quad (5.1)$$

unde V_{in} este tensiunea analogică de intrare (unipolară sau bipolară), iar V_{FS} este tensiunea capăt de scală (Full Scale).

- Formula pentru $\{N\}$, valoarea binară supraunitară, unipolară sau bipolară:

$$\{N\} = \frac{V_{in} \cdot 2^n}{V_{FS}} \quad (5.2)$$

5.2 CAN unipolar

5.2.1 Caracteristica de transfer

- Reprezintă relația de dependență (proporționalitate) între tensiunea de intrare V_{in} și valoarea numărului (binar) $\{A\}$.
- Este discretizată în amplitudine – apare eroarea de **cuantizare**.
- Există două moduri de cuantizare:
 - **Rotunjire (Fig. 5.1)** – eroare simetrică față de 0 ($\in [-\frac{V_{LSB}}{2}; +\frac{V_{LSB}}{2}]$).
 - **Trunchiere (Fig. 5.2)** – eroare negativă ($\in [-V_{LSB}; 0]$).

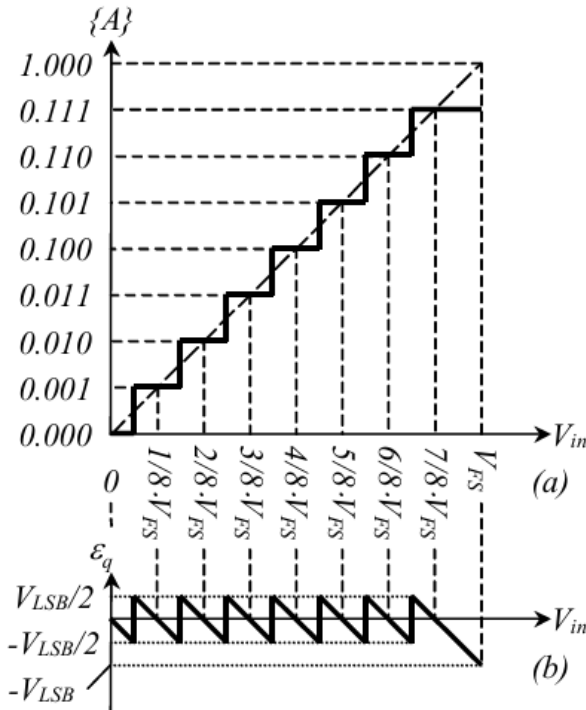


Figura 5.1: Caracteristica ideală de transfer a unui CAN de 3 biți – rotunjire (a) și eroarea de cuantizare (b) [1].

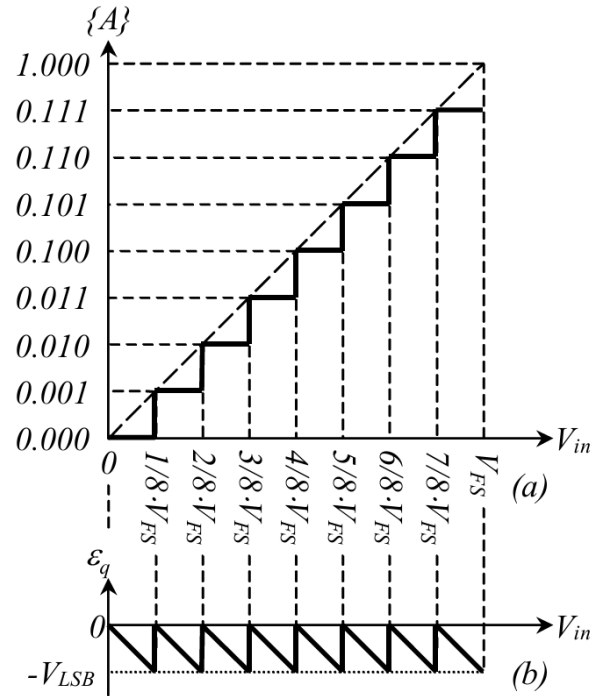


Figura 5.2: Caracteristica ideală de transfer a unui CAN de 3 biți – trunchiere (a) și eroarea de cuantizare (b) [1].

5.2.2 Parametri statici (de regim staționar)

Parametri statici se reportează la **mărimea analogică (de intrare)**.

- **Rezoluția absolută:** $R_{abs} = V_{LSB} = \frac{V_{FS}}{2^n}$.
- **Rezoluția relativă:** $R_{rel} = \frac{1}{2^n}$.
- **Precizia absolută/relativă** – include toate erorile.
- **Erori:**
 - **Eroare de offset:** Deplasarea întregii caracteristici.
 - **Eroare de câștig:** Modifică panta caracteristicii.
 - **Eroare de liniaritate integrală:** Abatere generală față de forma ideală (liniară).
 - **Eroare diferențială:** Abatere generală față de forma ideală (liniară). Poate duce la coduri lipsă sau nemonotonie.

5.2.3 Parametrii dinamici (de regim tranzitoriu)

- **Timpul de conversie t_c :**
 - Intervalul de timp de la comanda „Start Conversie” până când rezultatul este disponibil la ieșire.
 - Depinde de arhitectura internă a CAN-ului și de frecvența ceasului.
- **Frecvența maximă de conversie (sau de eșantionare):**
 - Indică de câte ori pe secundă se poate face o conversie completă.
 - La unele CAN-uri (ex. cu arhitectură *pipeline*) poate fi mai mare decât $1/t_c$ deoarece mai multe conversii se suprapun în faze diferite.
 - Este limitată și de timpul de stabilizare al etajului de eșantionare/memorare.

Important: Frecvența maximă de conversie determină viteza maximă cu care sistemul poate urmări semnale variabile în timp.

5.2.4 Formule utile pentru CAN unipolar binar de n biți

$$V_{in} \in [0, V_{FS}) \quad (5.3)$$

$$NV_{\{A\}} = 2^n \quad (5.4)$$

$$V_{LSB} = \frac{V_{FS}}{2^n} \quad (5.5)$$

5.3 CAN bipolar

- Permite și valori negative ale tensiunii de intrare.
- Domeniul se dublează față de CAN unipolar, dar rezoluția se înjumătățește, pentru același număr de biți.
- Parametrii sunt similari cu cei a CAN unipolar.

5.3.1 Formule utile pentru CAN bipolar binar de $n + 1$ biți

$$V_{in} \in \begin{cases} [-V_{FS}, V_{FS}) & \text{pentru BD și C2} \\ (-V_{FS}, V_{FS}) & \text{pentru MS și C1} \end{cases} \quad (5.6)$$

$$NV_{\{A\}} = 2^{n+1} \quad (5.7)$$

$$V_{LSB} = \frac{2 \cdot V_{FS}}{2^{n+1}} = \frac{V_{FS}}{2^n} \quad (5.8)$$

5.4 Principii constructive ale CAN

Tehnica principală (de bază) de funcționare:

- Domeniul analogic V_{in} se împarte în subintervale egale de mărime V_{LSB} .
- Se atribuie un cod numeric fiecărui subinterval.
- Se determină subintervalul în care se află V_{in} .
- Se generează codul asociat.

5.4.1 Clasificarea CAN-urilor

Tip CAN	Viteză	Rezoluție	Exemple de utilizare
Paralel (Flash)	Foarte mare	Mică (8–10 biți)	Aplicații de mare viteză, de exemplu achiziții video și radar
Cu reacție (ex: RAS)	Medie	Medie (8–16 biți)	Sisteme de control și instrumentație generală
Intermediar (ex: Sigma-Delta)	Mică–medie	Mare (16+ biți)	Achiziții de mare precizie și măsurarea semnalelor cu bandă redusă
Pipeline	Mare–foarte mare	Medie (8–16 biți)	Comunicații și sisteme de mare viteză

Observație: În alegerea unui CAN există un compromis între viteza de conversie, rezoluție, consumul de putere, complexitate și cost.

5.5 CAN ultrarapid (paralel / flash)

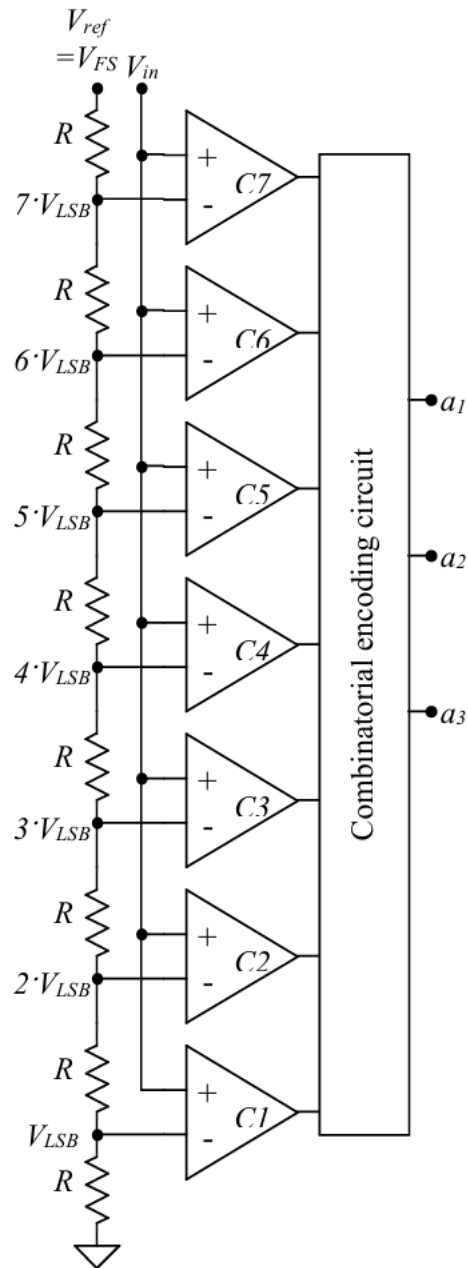


Figura 5.3: CAN paralel unipolar, 3 biți [1].

Principiu: Se utilizează $2^n - 1$ comparatoare pentru a compara direct V_{in} cu $2^n - 1$ tensiuni de comparație, generate printr-un divizor rezistiv multiplu.

- Comparatoarele funcționează în paralel $\rightarrow$ conversie într-un singur pas (o perioadă de tact).
- Ieșirile comparatoarelor sunt codificate de un circuit combinațional.

5.5.1 Avantaje

- Timp de conversie extrem de mic (cea mai rapidă arhitectură).
- Ideal pentru frecvențe foarte mari: până la 800 MHz (CMOS), 10 GHz (bipolar).
- Implementare facilă în tehnologie monolitică.

5.5.2 Limitări

- Creștere exponențială a complexității cu numărul de biți.
- Offsetul comparatoarelor poate duce la comportament nemonotonic.
- Variația impedanței de intrare afectează acuratețea.

5.5.3 Considerații de proiectare

- Sursa de semnal trebuie să aibă impedanță de ieșire mică.
- Poate necesita AO sau buffer la intrare.
- Timpul de eșantionare și slew rate-ul afectează performanța în frecvență.

5.5.4 Observații

- Se poate transforma într-un CAN **bipolar** prin conectarea divizorului rezistiv între $+V_{ref}$ și $-V_{ref}$. Codul rezultat poate fi în **binar deplasat** sau **C2** (complementarea MSB).
- Se poate realiza cuantizarea prin rotunjire, modificând valoarea primei și a ultimei rezistențe: $\frac{3R}{2}$ conectată la V_{ref} și $\frac{R}{2}$ la GND .
- Nu se folosește cod BCD în CAN paralel.
- Exemple de circuite: MAX104, MAX108

- Funcționează corect dacă:

$$\left| \frac{dV_{in}}{dt} \right| \leq \left(\frac{dV_{CMP}}{dt} \right)_{max} = \frac{V_{LSB}}{T_{CK}} \quad (5.9)$$

- Nu este recomandat în sisteme de achiziții de date cu multiplexare.

5.6.3 CAN cu Registru de Aproximări Succesive (RAS)

- În fiecare pas, domeniul se înjumătățește (algoritm de tip „binary search”).
- După fiecare tact se determină câte un bit din rezultat, începând cu bitul de semnificație maximă.
- Timp de conversie constant: $t_c = n \cdot T_{CK}$.
- Necesită un etaj de eșantionare și memorare pentru ca V_{in} să rămână constant pe durata conversiei.
- Foarte utilizat în practică, inclusiv în sisteme de achiziții de date multiplexate.
- Exemple de circuite: ADS7040, ADS7056

Tip CAN	Timp conversie	Predictibil	Precizie	Observații
Numărare	variabil	nu	bună	Simplu dar lent
Urmărire (delta)	1 tact (după „prindere”)	parțial	foarte bună	Instabil la variații rapide ale semnalului
RAS	fix (n tacti)	da	foarte bună	Necesită circuit de Sample and Hold; recomandat în practică

5.7 CAN cu reacție, comparare în curent, unipolar

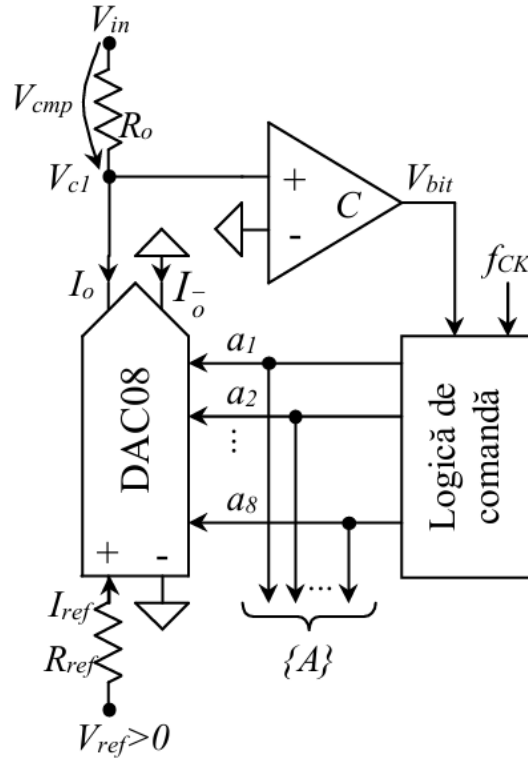


Figura 5.5: CAN cu reacție. Comparare în curent [1].

Idee generală: compararea se face indirect, prin diferența dintre V_{in} și căderea de tensiune pe un rezistor R_o , produsă de curentul de ieșire al CNA. Se compară $V_{cl} = V_{in} - V_{cmp}$, cu $0 \rightarrow$ echivalent cu compararea V_{in} cu V_{cmp} .

- **Avantaj principal:** se elimină amplificatorul operațional (AO), componenta cu cea mai mare întârziere din buclă, timpul total de reacție într-un CAN cu AO fiind:

$$t_{tot} = t_{LC} + t_{CNA} + t_{AO} + t_{COMP} \quad (5.10)$$

Dacă $T_{CK} < t_{tot}$, conversia este eronată.

Datorită **Slew Rate** (SR) AO-ului din etajul de ieșire al CNA:

- Este limitată viteza de reacție (sau timpul de propagare prin reacție).
- Dacă SR e prea mic, rezultatul final este greșit deoarece V_{cmp} nu atinge valoarea corectă suficient de repede.

Echivalență funcțională

- Evoluția rezultatelor și a semnalului V_{bit} este identică cu cea de la compararea în tensiune.

- Se pot implementa următoarele topologii:
 - Cu numărător ireversibil
 - Cu numărător reversibil
 - Cu RAS

Observații suplimentare CAN cu reacție

- Se poate implementa în configurație bipolară (CNA adaptat și aceeași logică de comandă $\Rightarrow$ cod **BD**).
- Codul **C2** se obține prin complementarea MSB (la configurație bipolară).

5.8 CAN cu mărime intermediară

Definiție: Un CAN cu mărime intermediară este un convertor care transformă semnalul analogic de intrare într-o mărime intermediară (frecvență, factor de umplere sau durată), măsurată apoi numeric, obținând astfel o rezoluție foarte bună la un timp mare de conversie. Toate CAN-urile cu mărime intermediară sunt integrative.

5.8.1 CAN tensiune-frecvență

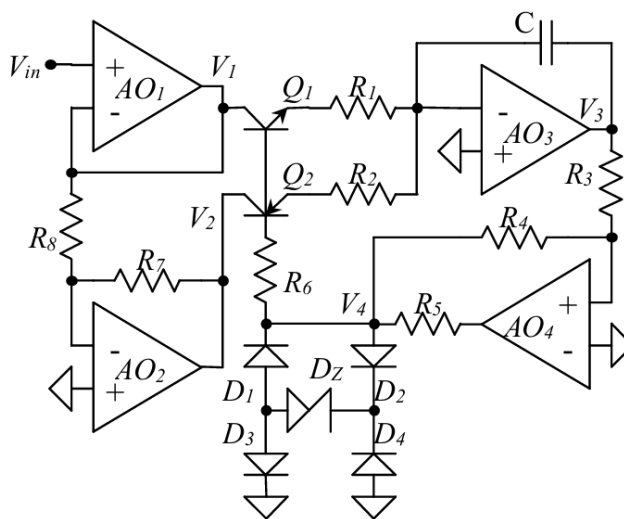


Figura 5.6: Convertor tensiune-frecvență [1].

Idee generală: se transformă V_{in} într-un semnal periodic cu frecvență f , care este măsurată cu un frecvențmetru numeric. Rezultatul numeric este proporțional cu media integrată a valorilor semnalului $V_{in}(t)$.

A. Etaje componente

1. Conversor tensiune–frecvență, schema bloc a etajului analogic (Fig. 5.6)

- AO_1, AO_2 – repetoare.
- AO_3 – integrator inversor.
 - **Faza 1:** V_3 scade liniar de la $V_{3,H}$.
 - **Faza 2:** V_3 crește liniar de la $V_{3,L}$.
- AO_4 – Trigger Schmitt neinversor $\rightarrow$ generează impulsuri.
- Q_1 și Q_2 – tranzistori care comută între cele două faze:
 - **Faza 1:** $V_4 = V_{4,H} \Rightarrow Q_1$ saturat, Q_2 blocat.
 - **Faza 2:** $V_4 = V_{4,L} \Rightarrow Q_1$ blocat, Q_2 saturat.
- Grupul $D_1 \dots D_4$ folosește DZ pentru stabilizarea nivelurilor de ieșire ale V_4 .

Frecvența rezultată:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{V_{in}}{\Delta V_3 \cdot R \cdot C} \quad (5.11)$$

2. Frecvențmetru numeric folosit pentru măsurarea frecvenței [1]

- Numără f_{in} timp de $t_c = \frac{2^n}{f_{CK}}$.
- Stochează rezultatul final $\{N\} = f_{in} \cdot \frac{2^n}{f_{CK}}$.

B. Funcția de transfer

- Pentru V_{in} constant:

$$\{N\} = \frac{V_{in} \cdot 2^n}{\Delta V_3 \cdot R \cdot C \cdot f_{CK}} = \frac{V_{in}}{V_{LSB}} \quad (5.12)$$

$$\{A\} = \frac{\{N\}}{2^n} = \frac{V_{in}}{\Delta V_3 \cdot R \cdot C \cdot f_{CK}} = \frac{V_{in}}{V_{FS}} \quad (5.13)$$

- Pentru $V_{in}(t)$ variabil:

$$\{A\} = \frac{1}{V_{FS}} \cdot \frac{1}{t_c} \cdot \int_{t_0}^{t_0+t_c} V_{in}(t) dt \quad (5.14)$$

Important: CAN-ul tensiune–frecvență este un convertor **integrativ**, deoarece rezultatul final este proporțional cu **media semnalului** $V_{in}(t)$ pe durata conversiei.

Exemple de circuite

- AD652, AD7740, AD7741.

5.8.2 CAN cu echilibrare de sarcină

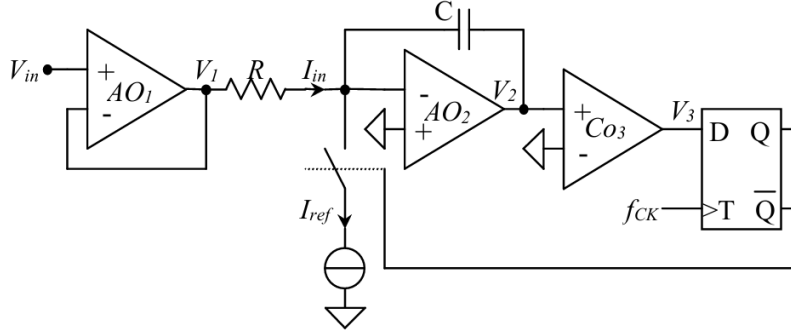


Figura 5.7: Convertor PWM cu echilibrare de sarcină [1].

Descriere generală: Convertor analog–numeric integrativ, ce folosește un modulator PWM cu echilibrare de sarcină. Mărimea numerică de ieșire este proporțională cu media integrală a semnalului de intrare $V_{in}(t)$, pe durata conversiei.

A. Schema bloc simplificată (Fig. 5.7)

- AO_1 – repetor adaptor de impedanță: $V_1 = V_{in}$.
- AO_2 – integrator inversor: produce $V_2(t)$.
- Comparator CO_3 – compară V_2 cu 0 $\rightarrow$ generează V_3 .
- Bistabil D – activează comutatorul K doar la fronturi active (crescătoare).
- K – conectează intermitent I_{ref} în circuit.

B. Funcționare

- **Faza 1:** doar I_{in} încarcă condensatorul $\rightarrow V_2$ scade până când ajunge să fie negativ.
- **Faza 2:** se introduce $I_{ref} \rightarrow V_2$ crește până când revine la $V_{2,H}$.
- Se repetă în cicluri sincronizate cu ceasul $\rightarrow$ PWM.
- Condiții:

$$V_{in}(t) > 0 \rightarrow I_{in}(t) > 0; \quad I_{ref}(t) = 2 \cdot I_{in,FS} = 2 \cdot \frac{V_{in,FS}}{R} \quad (5.15)$$

Timpul de conversie:

$$t_c = 2^{n+1} \cdot T_{CK} \quad (5.16)$$

C. Echilibrarea sarcinilor

- **Faza 1 și 2:**

$$Q_{in} = \int_{t_0}^{t_0+t_c} I_{in}(t) dt = \{N\} \cdot I_{ref} \cdot T_{CK} \quad (5.17)$$

• **Faza 2:**

$$Q_{ref} = \{N\} \cdot I_{ref} \cdot T_{CK} \quad (5.18)$$

$$Q_{in} = Q_{ref} \rightarrow \{A\} = \frac{V_{in,med}}{V_{FS}} \quad (5.19)$$

D. Modulator în frecvență și factor de umplere

- Se folosește un frecvențmetru numeric [1].
- Dacă impulsurile au durată fixă $\rightarrow$ număr $\{N\}$ modulat în frecvență.
- Dacă impulsurile pot varia $\rightarrow$ modulator în factor de umplere.

$$FU_{FS} = \frac{\{N\}_{FS} \cdot T_{CK}}{t_c} = \frac{1}{2} \quad (5.20)$$

5.8.3 CAN cu dublă rampă

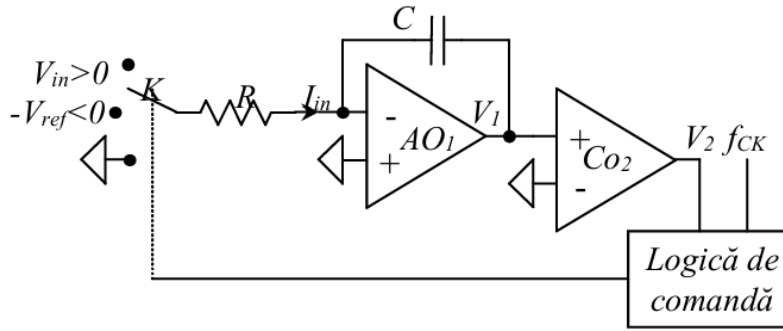


Figura 5.8: CAN cu dublă rampă [1].

Descriere: Conversor integrativ în două faze, utilizat în aparate de măsură pentru precizie ridicată. Mărimă intermediară: timp.

A. Schema bloc simplificată

- AO_1 – integrator inversor: produce $V_1(t)$.
- Comparator CO_2 – compară V_1 cu 0 $\rightarrow$ generează V_2 .
- Logică de comandă pentru comutatorul K .

B. Etape de funcționare

- **Faza 1 (durată t_x):** V_{in} este integrat $\rightarrow V_1$ crește sau scade:

$$V_1(t_x) = -\frac{t_x}{R \cdot C} \cdot \frac{1}{t_x} \cdot \int_0^{t_x} V_{in}(t) dt = -\frac{t_x}{R \cdot C} \cdot V_{in,med} \quad (5.21)$$

- **Faza 2 (durată t_r):** Se aplică V_{ref} de polaritate opusă $\rightarrow V_1$ revine la 0:

$$0 = V_1(t_x + t_r) = V_{1,max} + \frac{V_{ref} \cdot t_r}{R \cdot C} \quad (5.22)$$

- Se măsoară $t_r (= t_x \cdot \frac{V_{in,med}}{V_{ref}})$ cu un numărător [1] $\rightarrow$ rezultatul final este proporțional cu V_{in} .

Funcția de transfer

$$\{N\} = \frac{t_r}{T_{CK}} = 2^n \cdot \frac{V_{in,med}}{V_{ref}}; \quad \{A\} = \frac{V_{in,med}}{V_{ref}} \quad (5.23)$$

C. Avantaje și limitări

- **Avantaje:** precizie ridicată, insensibil la zgomot.
- **Limitări:** viteză scăzută, sensibilitate la deriva termică a lui R și C .

D. Extensie pentru coduri bipolare

- Se însumează o tensiune constantă cu $\frac{V_{FS}}{2}$.

- **Cod BD (binar deplasat):**

$$\{A'\}_{BD} = 2 \cdot \{A\} - 1 \quad (5.24)$$

$\rightarrow$ domeniu extins: $V'_{in} \in [-V_{FS}/2; +V_{FS}/2] = [-V'_{FS}; +V'_{FS}]$

- **Cod BCD-MS:**

- Deosebirea apare prin faptul că la finalul primei faze (de durată t_x , tensiunea V_1 (și valoarea ei finală $V_{1,max}$) poate fi negativă sau pozitivă, în funcție de semnul V_{in}).
- Codul numeric este exprimat în BCD.
- Bitul de semn se decide la sfârșitul fazei 1.
- Conversia se realizează cu comutarea între $+V_{ref}$ și $-V_{ref}$ în faza 2.

Exemple de circuite

- TC7109A

5.9 Probleme

5.9.1 Probleme model

Problema 5.1:

Eroarea de offset a unui CAN unipolar modifică graficul caracteristicii de transfer a convertorului:

- paralel cu cel ideal, **deplasat orizontal**
- paralel cu cel ideal, **deplasat vertical**
- se schimbă panta și graficul trece prin intersecția axelor de coordonate
- se schimbă panta și graficul nu trece prin intersecția axelor de coordonate

Soluție: Eroarea de **offset** a unui convertor analog-numeric (CAN) unipolar se manifestă printr-o deplasare a caracteristicii de transfer pe axa tensiunii de intrare (V_{in}). Astfel:

- Caracteristica rămâne **paralelă** cu cea ideală, deoarece panta nu se modifică.
- Învelitoarea caracteristicii este **deplasată pe orizontală** cu o valoare corespunzătoare offsetului (V_{off}).

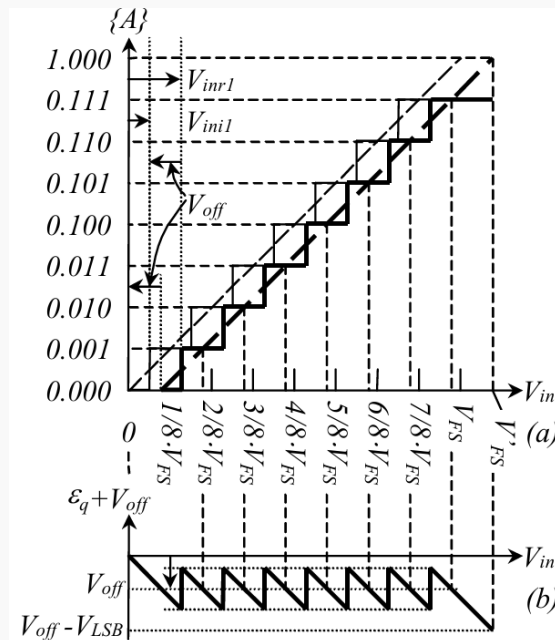


Figura 5.9: Caracteristica de transfer cu eroarea de offset (CAN de 3 biți) (a) și suma erorilor de cuantizare și offset (b) [1].

Răspuns corect

a) paralel cu cel ideal, deplasat orizontal

Problema 5.2:

Un CAN cu RAS de 8 biți primește la intrare un semnal periodic cu frecvența $f = 10kHz$. Semnalul curpinde fundamentală și armonicele până la a 7-a inclusiv. Se dorește supraeșantionarea cu factor 8 (cu frecvența de eșantionare de 8 ori mai mare decât cea cerută de teorema eșantionării). Se cere:

- Să se determine frecvența de tact necesară CAN-ului.
- Pentru $V_{FS} = 10V$, varianta cu comparare în tensiune, care este Slew Rate-ul minim al AO? (se neglijează timpul de propagare prin toate celelalte componente).

Variante suplimentare ale problemei

Problema se poate rezolva și pentru următoarele variante:

- **Varianta I:** 8 biți; până la a 9-a inclusiv
- **Varianta II:** 9 biți; până la a 7-a inclusiv
- **Varianta III:** 9 biți; până la a 9-a inclusiv

Cerințele rămân aceleași.

Soluție:

- Timpul de conversie la CAN cu RAS ($n = 8$ biți):

$$t_c = n \cdot T_{CK} = n \cdot \frac{1}{f_{CK}}$$

Condiție pentru funcționare corectă (frecvența maximă de eșantionare este limitată de timpul de conversie): $f_e \leq \frac{1}{t_c}$

Pentru reconstruirea corectă a semnalului eșantionat, trebuie respectată teorema lui Nyquist: $f_e \geq 2 \cdot f_{max}$

La limită: $f_e = 2 \cdot f_{max}$ și $f_e = \frac{1}{t_c}$ unde f_{max} este cea mai mare frecvență semnificativă conținută în semnal.

$f_{max} = n_a \cdot f_s$ cu n_a ordinul armonicii

Dacă folosesc și un grad de supraeșantionare n_e : $f_{max} = n_a \cdot n_e \cdot f_s$

$$\Rightarrow 2 \cdot n_a \cdot n_e \cdot f_s = \frac{f_{CK}}{n} \Rightarrow f_{CK} = 2 \cdot n_a \cdot n_e \cdot f_s \cdot n$$

$$\rightarrow f_{CK} = 2 \cdot 7 \cdot 8 \cdot 10kHz \cdot 8 = 8.96MHz$$

- Pentru primul pas, în situația cea mai defavorabilă, salt la $V_{FS}/2$ în T_{CK} .

$$SR_{min} = \frac{V_{FS}/2}{T_{CK}} = \frac{V_{FS}}{2} \cdot f_{CK} = 5V \cdot 8.96MHz = 44.8 \frac{V}{\mu s}$$

Varianta I

a)

$$f_{CK} = 2 \cdot 9 \cdot 8 \cdot 10kHz \cdot 8 = 11.52MHz$$

b)

$$SR_{min} = 5V \cdot 11.52MHz = 57.6 \frac{V}{\mu s}$$

Varianta II

a)

$$f_{CK} = 2 \cdot 7 \cdot 8 \cdot 10kHz \cdot 9 = 10.08MHz$$

b)

$$SR_{min} = 5V \cdot 10.08MHz = 50.4 \frac{V}{\mu s}$$

Varianta III

a)

$$f_{CK} = 2 \cdot 9 \cdot 8 \cdot 10kHz \cdot 9 = 12.96MHz$$

b)

$$5V \cdot 12.96MHz = 64.8 \frac{V}{\mu s}$$

5.9.2 Probleme propuse (Teorie)
Problema 5.3:

Eroarea de câștig a unui CAN unipolar modifică graficul caracteristicii de transfer a convertorului:

- a) paralel cu cel ideal, **deplasat orizontal**
- b) paralel cu cel ideal, **deplasat vertical**
- c) se schimbă panta și graficul trece prin intersecția axelor de coordonate
- d) se schimbă panta și graficul nu trece prin intersecția axelor de coordonate

Problema 5.4:

Eroarea de liniaritate a unui CAN unipolar modifică graficul caracteristicii de transfer a convertorului:

- a) graficul e neliniar și trece prin punctele de coordonate (0,0), respectiv (1, V_{FS})
- b) graficul e neliniar și trece prin punctul de coordonate (0,0), dar nu și prin punctul de coordonate (1, V_{FS})
- c) graficul e neliniar și trece prin punctul de coordonate (1, V_{FS}), dar nu și prin punctul de coordonate (0,0)
- d) graficul e neliniar și nu trece prin punctele de coordonate (0,0), respectiv (1, V_{FS})

Problema 5.5:

Eroarea de "coduri lipsă" a unui CAN unipolar este cauzată de:

- a) suprapunerea efectelor erorilor de offset, câștig și liniaritate
- b) un caz particular al erorii de offset
- c) un caz particular al erorii de câștig
- d) un caz particular al erorii de liniaritate

Problema 5.6:

Un Convertor Analog-Numeric paralel de n biți:

- a) conține $2^n - 1$ comparatoare
- b) conține un singur comparator
- c) realizează o conversie în maximum 2^n pași
- d) conține 2^n comparatoare

Problema 5.7:

Un Convertor Analog-Numeric cu reacție, cu logică de comandă de tip "numărător", de n biți:

- a) conține $2^n - 1$ comparatoare
- b) conține un singur comparator
- c) realizează o conversie în maximum 2^n pași
- d) determină câte un bit în fiecare pas

Problema 5.8:

Un Convertor Analog-Numeric cu reacție, "cu urmărire", de n biți:

- a) conține $2^n - 1$ comparatoare
- b) conține un singur comparator
- c) realizează o conversie în maximum 2^n pași
- d) determină câte un bit în fiecare pas

Problema 5.9:

Un Convertor Analog-Numeric cu reacție, cu logică de comandă de tip "Registru de Aproximări Succesive", de n biți:

- a) conține $2^n - 1$ comparatoare
- b) conține un singur comparator
- c) realizează o conversie în maximum 2^n pași
- d) determină câte un bit în fiecare pas

Problema 5.10:

Un Convertor Analog-Numeric cu mărime intermediară:

- a) generează un număr de ieșire proporțional cu media (integrala) tensiunii de intrare, pe durata măsurării
- b) generează un număr de ieșire proporțional cu valoarea instantanee a tensiunii de intrare, la momentul de start al măsurării
- c) este un convertor rapid
- d) determină câte un bit în fiecare pas

Problema 5.11:

Un Convertor Analog-Numeric “dublă rampă”:

- a) utilizează frecvența ca mărime intermediară
- b) utilizează timpul ca mărime intermediară
- c) în prima perioadă, de durată constantă, integrează tensiunea de referință
- d) în prima perioadă, de durată constantă, integrează tensiunea de intrare

Problema 5.12:

Un Convertor Analog-Numeric cu echilibrare de sarcină:

- a) utilizează frecvența ca mărime intermediară
- b) utilizează timpul ca mărime intermediară
- c) compensează sarcina injectată în condensatorul C de curentul de intrare cu cea extrasă de curentul de referință
- d) în prima perioadă, de durată constantă, integrează tensiunea de intrare

Problema 5.13:

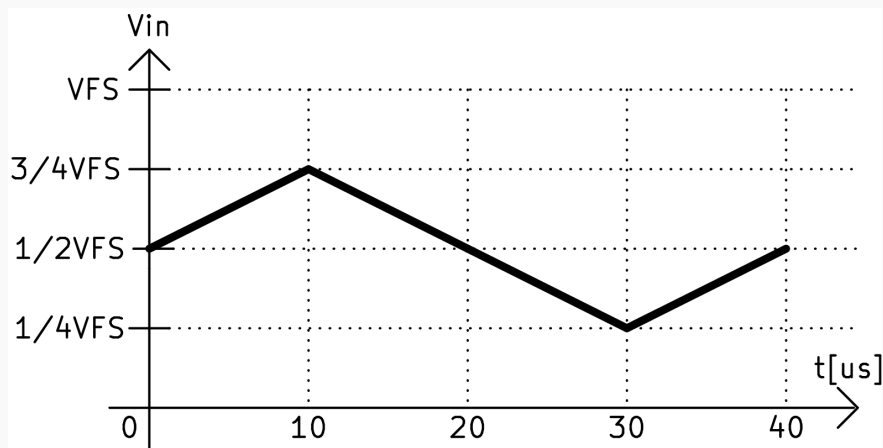
Un Convertor Analog-Numeric cu reacție, cu logică de comandă de tip “Registru de Aproximări Succesive”, de n biți:

- a) necesită utilizarea unui etaj “Sample & Hold” dacă semnalul de intrare este rapid variabil
- b) funcționează pe principiul înjumătățirii
- c) este un convertor lent
- d) realizează o conversie în $2^n - 1$ pași

5.9.3 Probleme propuse (Aplicații)

Problema 5.14:

Se dă evoluția tensiunii V_{in} :



Știind că sunt **6 biți** se cere:

- Semnalul din figură se aplică la intrarea unui CAN cu mărime intermediară-frecvență. Știind că durata conversiei este 1 secundă, care este rezultatul primei conversii (în binar, fracționar)?
- Semnalul din figură se aplică la intrarea unui CAN cu RAS care are $T_{CK,RAS} = 6\mu s$ și etaj S&H ideal ($t_{set} = 0$). Care este rezultatul primei conversii (în binar, fracționar) și cât durează aceasta?
- Repetăți subpunctul b) pentru un CAN cu RAS fără etaj S&H și reprezentați grafic V_{comp} .
- Care este valoarea V_{LSB} , rezoluției absolute și relative pentru subpunctul anterior?

Variante suplimentare ale problemei

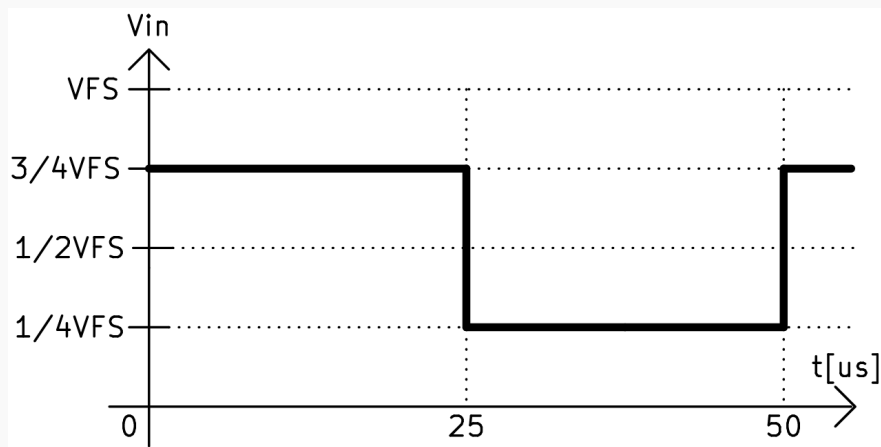
Problema se poate rezolva și pentru următoarele variante:

- **Varianta I:** 7 biți și $T_{CK,RAS} = 6\mu s$.
- **Varianta II:** 7 biți și $T_{CK,RAS} = 7\mu s$.
- **Varianta III:** 6 biți și $T_{CK,RAS} = 7\mu s$.

Cerințele rămân aceleași.

Problema 5.15:

Se dă evoluția tensiunii V_{in} :



Știind că sunt **6 biți** se cere:

- Semnalul din figură se aplică la intrarea unui CAN cu mărime intermediară-frecvență. Durata conversiei este 1 secundă. Care este rezultatul primei conversii (în binar, fracționar)?
- Semnalul din figură se aplică la intrarea unui CAN cu RAS care are $T_{CK,RAS} = 6\mu s$ și etaj S&H ideal ($t_{set}=0$). Care este rezultatul primei conversii (în binar, fracționar) și cât durează aceasta?
- Repetăți subpunctul b) pentru un CAN cu RAS fără etaj S&H și reprezentați grafic V_{comp} .
- Care este valoarea V_{LSB} , rezoluției absolute și relative pentru subpunctul anterior?

Variante suplimentare ale problemei

Problema se poate rezolva și pentru următoarele variante:

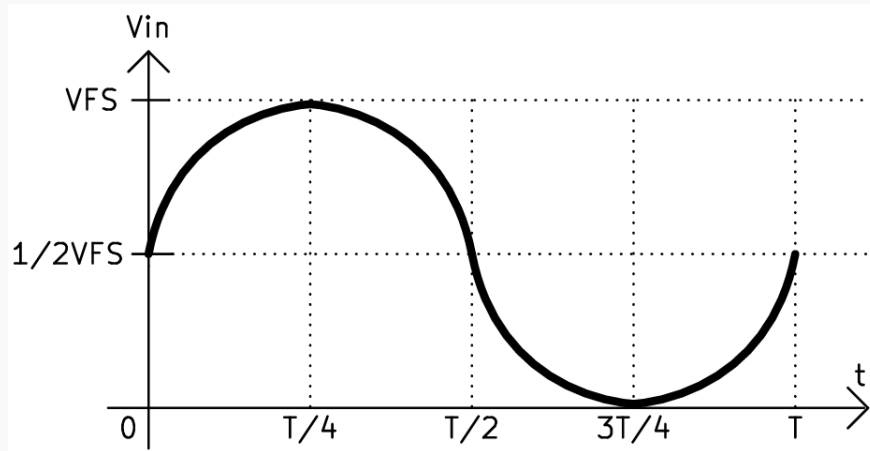
- **Varianta I:** 7 biți și $T_{CK,RAS} = 6\mu s$.
- **Varianta II:** 7 biți și $T_{CK,RAS} = 7\mu s$.
- **Varianta III:** 6 biți și $T_{CK,RAS} = 7\mu s$.

Cerințele rămân aceleași.

Problema 5.16:

Se utilizează circuitul proiectat în **Problema 4.32** (considerat ca un bloc, fără evidențierea structurii interne) în proiectarea unui CAN cu reacție, cu urmărire. Se consideră $f_{CK} =$

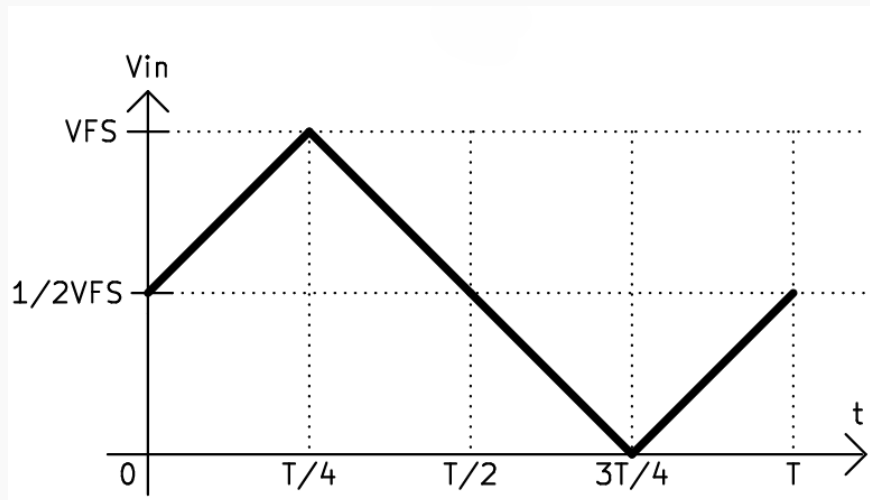
100kHz. La intrarea CAN-ului se aplică un semnal ca în figura de mai jos. Să se deseneze schema electrică a CAN-ului și să se afle care este frecvența maximă a semnalului de intrare care poate fi urmărit corect?



Problema 5.17:

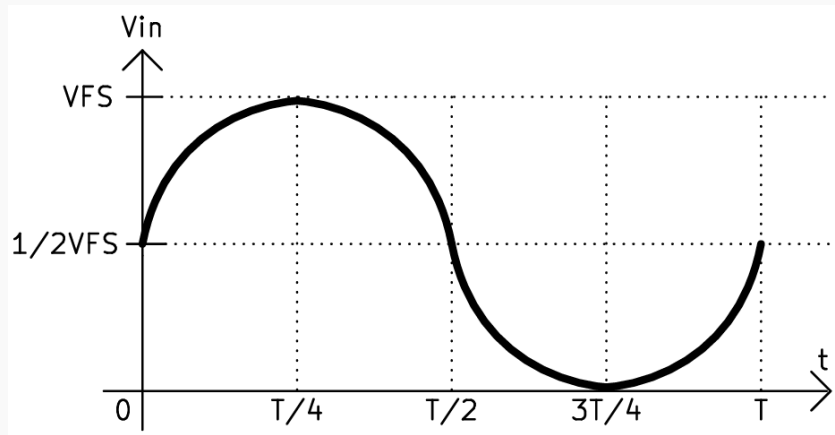
Un proiectant trebuie să decidă tipul de CAN folosit. Alternativele sunt: CAN cu urmărire sau cu RAS. Semnalul de intrare este de tipul celui din figura de mai jos.

Se consideră că un CAN cu urmărire funcționează corect dacă poate urmări tensiunea de intrare, respectiv un CAN cu RAS funcționează corect dacă eșantionează corect inclusiv armonica a 5-a a tensiunii de intrare. Cel mai bun este CAN-ul care funcționează corect la frecvența mai mare a semnalului de intrare (pentru aceeași frecvență a semnalului de tact). În funcție de numărul de biți necesari, care este CAN-ul ales?



Variante suplimentare ale problemei

Problema se poate rezolva și pentru următoarea variantă:

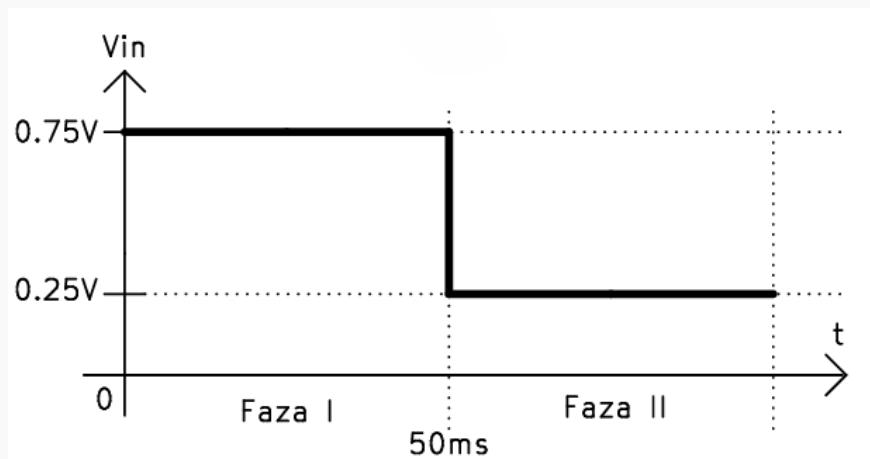


Cerințele rămân aceleași.

Problema 5.18:

Un CAN cu urmărire, unipolar, în cod BCD, pe 3 cifre, are $V_{FS} = 1V$, $f_{CK} = 100kHz$. Compararea se face **în tensiune**. Tensiunea de intrare este reprezentată în **figura de mai jos**.

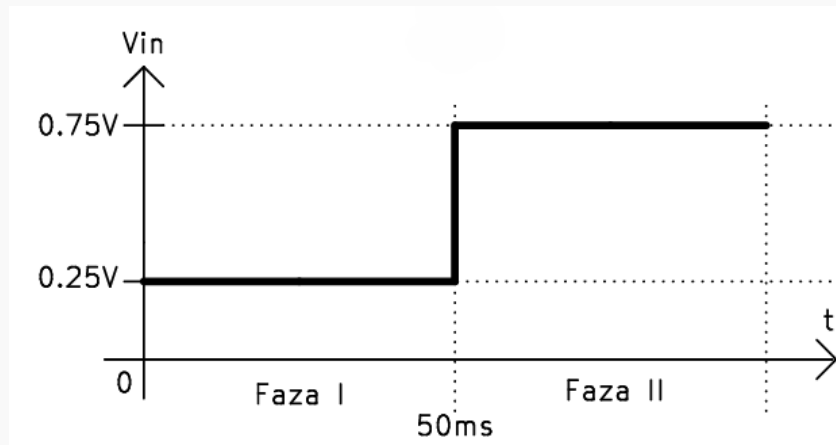
- Care este valoarea rezoluției absolute și celei relative?
- Să se deseneze evoluția $V_{cmp}(V_1)$ suprapusă peste graficul V_{in} .
- Ce valoare au rezultatele conversiilor pe durata fazei I?
- Dar pe durata celei de-a doua faze?
- Cât durează "incertitudinea" la trecerea de la o fază la cealaltă?



Variante suplimentare ale problemei

Problema se poate rezolva și pentru următoarele variante:

- **Varianta I:** Compararea se face **în curent**. Tensiunea de intrare este reprezentată în **enunțul inițial al problemei**.
- **Varianta II:** Compararea se face **în tensiune**. Tensiunea de intrare este reprezentată în **figura de mai jos**.

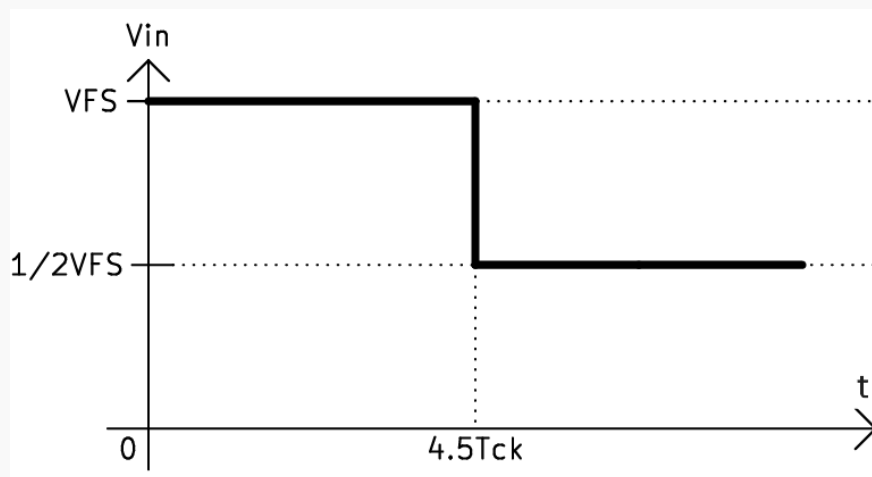


- **Varianta III:** Compararea se face **în curent**. Tensiunea de intrare este reprezentată în **Varianta II**.

Cerințele rămân aceleași.

Problema 5.19:

Un CAN unipolar, cu RAS, comparare în tensiune, cu $V_{FS} = 10V$, $f_{CK} = 1MHz$, $n = 7$ biți, are la intrare semnalul din figura de mai jos. Prima conversie începe la $t_0 = 0$.



- a) Care este valoarea V_{LSB} , R_{abs} , R_{rel} ?
- b) Care este Slew rate-ul (SR) minim al amplificatorului operațional (AO) inclus?
- c) Să se reprezinte grafic V_{cmp} , pe același grafic cu V_{in} .
- d) Care este timpul necesar pentru prima conversie?
- e) Care este rezultatul final al primei conversii (binar, fracționar)?
- f) Care este rezultatul final al celei de-a doua conversii (binar, fracționar)?

Variante suplimentare ale problemei

Problema se poate rezolva și pentru următoarele variante:

- **Varianta I:** $V_{FS} = 10V$; $n = 6$ biți.
- **Varianta II:** $V_{FS} = 5V$; $n = 7$ biți.
- **Varianta III:** $V_{FS} = 5V$; $n = 6$ biți.

Cerințele rămân aceleași.

Problema 5.20:

La intrarea unui CAN cu reacție cu urmărire de 8 biți, cu comparare în tensiune, cu $f_{CK} = 256MHz$, $V_{FS} = 6.4V$, se aplică un semnal de forma:

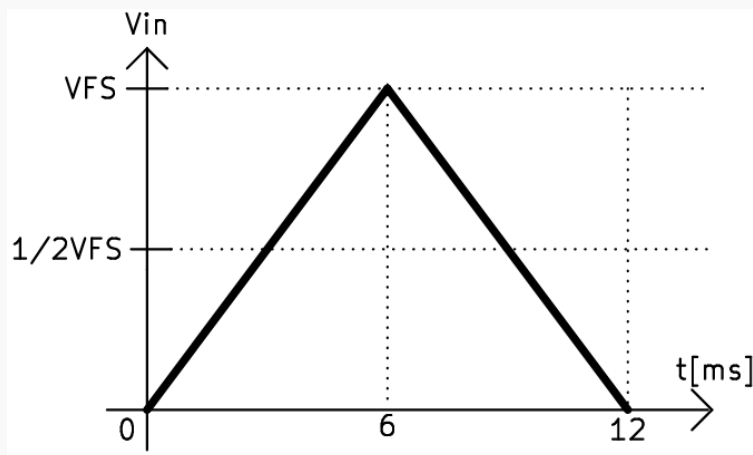
$$V_i(t) = \frac{V_{FS}}{2} + \frac{V_{FS}}{\pi} \cdot \sin(2\pi \cdot 10^6 \cdot t).$$

Se cere:

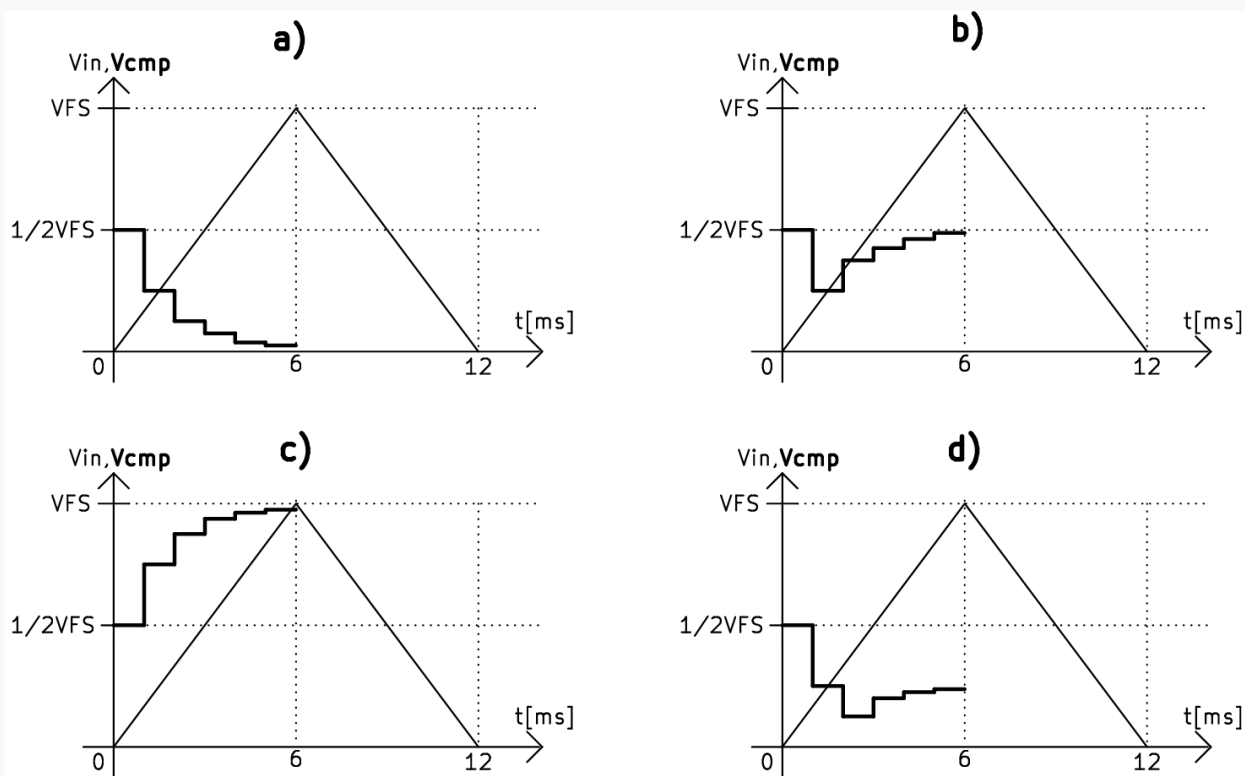
- a) Ce SR_{min} trebuie să aibă AO-ul folosit?
- b) Să se verifice dacă semnalul $V_i(t)$ poate fi urmărit.
- c) Să se reprezinte grafic primele două perioade ale $V_i(t)$ și suprapus tensiunea de comparație.
- d) În montaj, poarta inversoare dintre CU și CD se defectează, ieșirea fiind forțată la „0” logic. Să se redeseneze V_{comp} în aceste condiții și primele două perioade ale $V_i(t)$.

Problema 5.21:

La intrarea unui CAN unipolar, pe 6 biți, cu logică de comandă de tip RAS, care are frecvența de tact de $1kHz$ și face comparația în tensiune, se aplică semnalul din figura de mai jos. Conversia începe la $t = 0$. Componentele din care este construit CAN sunt considerate ideale.



Graficul corect al tensiunii de comparație V_{cmp} , pe durata primei conversii, este:



Rezultatul primei conversii este:

- a) 000000
- b) 111111
- c) 011111
- d) 001111

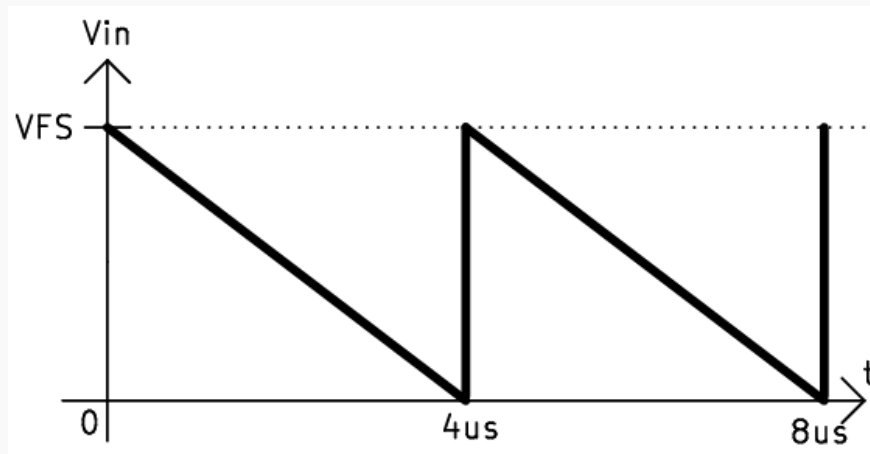
Durata primei conversii este:

- a) 8ms
- b) 6μs
- c) 6ms
- d) 8μs

Problema 5.22:

Un CAN cu RAS, unipolar, cu comparaire în tensiune, $f_{CK} = 1MHz$, de $n = 7$ biți, $V_{FS} = 10.24V$.

- Care este valoarea V_{LSB} , R_{abs} , R_{rel} ?
- Cât durează o conversie?
- Semnalul aplicat la intrare este cel din figura de mai jos. Să se reprezinte tensiunea de comparație împreună cu V_{in} , pentru primele două conversii. Prima conversie începe la $t = 0$, a doua imediat după ce se termină prima.



- Care este rezultatul primei conversii (binar, întreg)?

Variante suplimentare ale problemei

Problema se poate rezolva și pentru următoarele variante:

- Varianta I:** $n = 7$ biți; $V_{FS} = 15.36V$.
- Varianta II:** $n = 9$ biți; $V_{FS} = 10.24V$.
- Varianta III:** $n = 9$ biți; $V_{FS} = 15.36V$.

Cerințele rămân aceleași.

Problema 5.23:

La intrarea unui CAN unipolar, cu reacție, cu urmărire, de 10 biți, se aplică semnalul: $V_{in} = V_1(t) + V_2(t)$. Se cere:

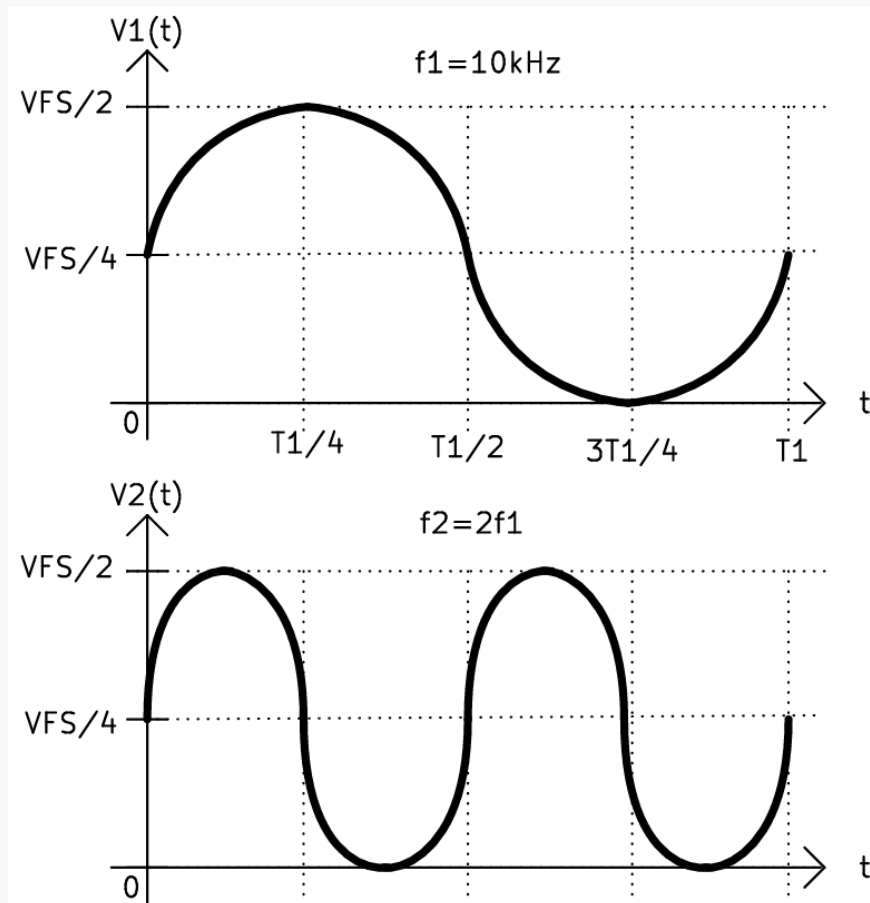
- Cât este $f_{CK,min}$ pentru urmărire corectă?
- Cât este SR_{min} la comparaire în tensiune? ($V_{FS} = 10V$)

Variante suplimentare ale problemei

Problema se poate rezolva și pentru următoarele variante:

- **Varianta I:** $V_{in} = V_1(t) - V_2(t)$.
- **Varianta II:** $V_{in} = -V_1(t) + V_2(t)$.
- **Varianta III:** $V_{in} = -V_1(t) - V_2(t)$.

Cerințele rămân aceleași.

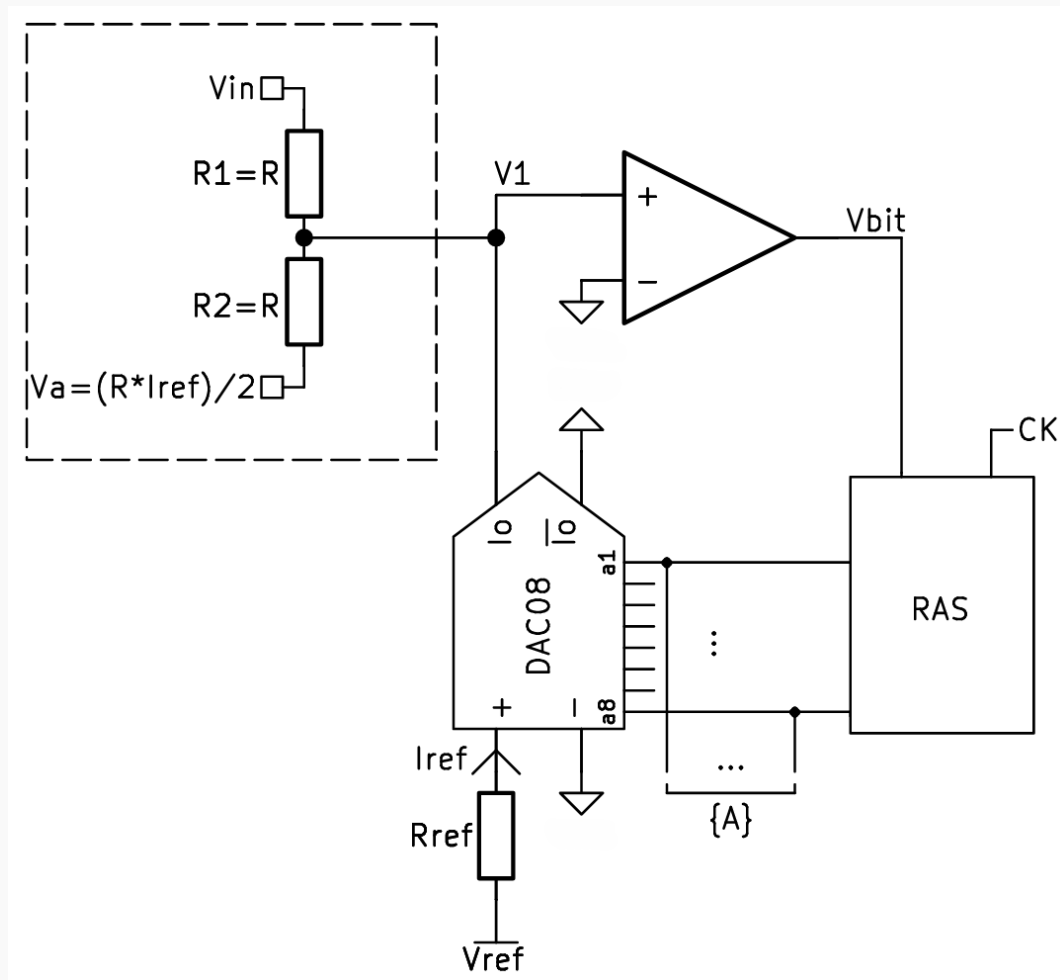

Problema 5.24:

Se dă schema electrică de mai jos. Se cere:

- Să se specifice polaritatea tensiunii V_{ref} .
- Să se exprime: $V_1(V_{in}, I_{ref}, \{A\})$. Hint: construiți modelul Thevenin pentru porțiunea cuprinsă în dreptunghiul punctat.
- La încheierea unei conversii, RAS găsește numărul $\{A_{final}\}$, care asigură condiția:

$V_1 \approx 0$ ($\pm 1V_{LSB}$). În aceste condiții, să se exprime $V_{in}(I_{ref}, R, \{A_{final}\})$.

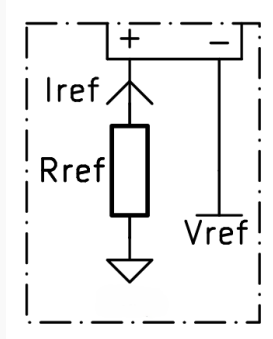
- d) Să se facă o schimbare de variabilă de la $\{A\}$ (unipolar) la $\{A'\}$ (bipolar). În ce cod bipolar este exprimat $\{A'\}$?
- e) Să se exprime $\{A'\}(V_{in}, R, I_{ref})$ (funcția de transfer a CAN-ului bipolar).
- f) Ce modificări trebuie aduse schemei pentru cod C2?
- g) Cât trebuie să fie frecvența f_{CK} pentru ca un semnal sinusoidal de intrare cu frecvența $f_{in} = 50kHz$, să poată fi eșantionat la limita teoremei eșantionării?



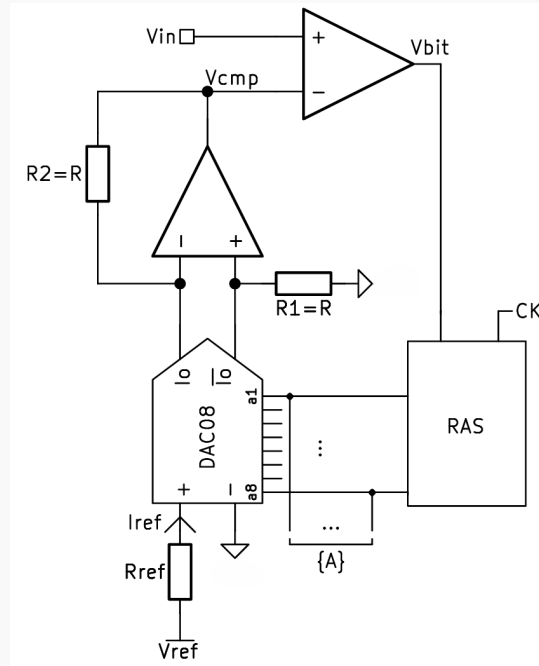
Variante suplimentare ale problemei

Problema se poate rezolva și pentru următoarele variante:

- **Varianta I:** Schemă electrică la fel ca în enunțul inițial, dar pentru intrarea de referință a DAC08, vezi schema de mai jos; b) (...) $V_1(V_{in}, I_{ref}, \{A\})$; c) (...) $V_1 \approx 0 \quad (\pm 1V_{LSB})$.



- **Varianta II:** Schema electrică de mai jos; b) (...) $V_{cmp}(I_{ref}, \{A\})$; c) (...) $V_{cmp} \approx V_{in} \quad (\pm 1V_{LSB})$.



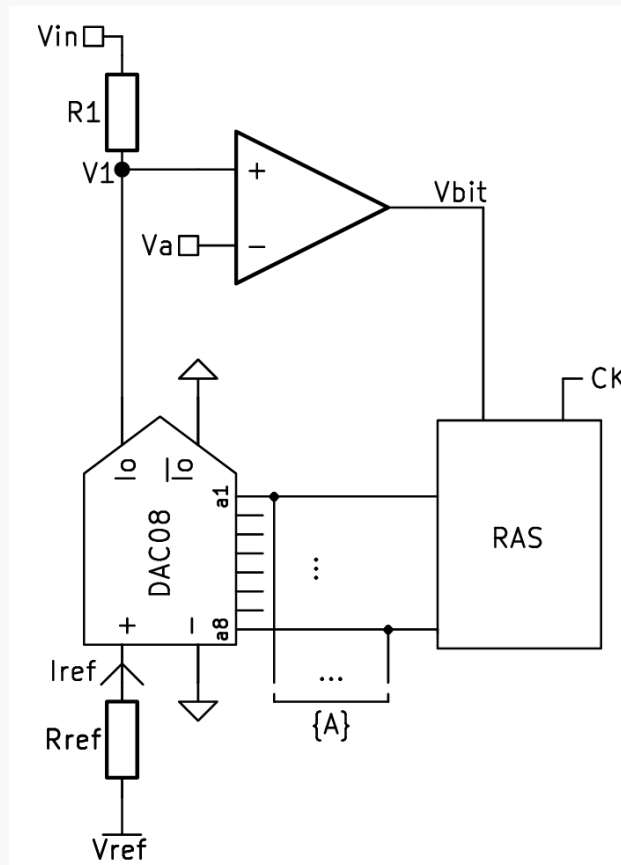
- **Varianta III:** Schemă electrică la fel ca în **Varianta II**, dar pentru intrarea de referință a DAC08, vezi schema de la Varianta I; b) (...) $V_{cmp}(I_{ref}, \{A\})$; c) (...) $V_{cmp} \approx V_{in} \quad (\pm 1V_{LSB})$.

Cerințele rămân aceleași.

Problema 5.25:

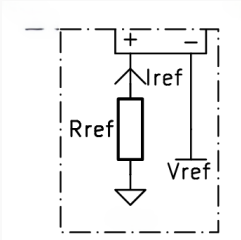
Se dă schema electrică de mai jos. Știind $V_a = -\frac{I_{ref} \cdot R_1}{2}$ și $R_1 = R_{ref}$, se cere:

- Care este polaritatea V_{ref} pentru funcționare corectă?
- Notăm $\{A_{inst}\} = \{A_{instantaneu}\}$, valoarea $\{A\}$ în timpul conversiei (la fiecare pas al conversiei). $\{A_{fin}\} = \{A_{final}\}$ - valoarea $\{A\}$ la sfârșitul unei conversii = rezultatul conversiei. Să se exprime $V_1(V_{in}, V_{ref}, R_{ref}, \{A_{inst}\})$.
- Să se exprime condiția pentru $V_{bit} = 1$, respectiv $V_{bit} = 0$ (de tipul $V_{in} \lessgtr f(V_{ref}, R_{ref}, \{A_{inst}\})$).
- Să se facă schimbarea de variabilă $\{A'\} = 2 \cdot \{A\} - 1$. Ce cod bipolar folosește CAN-ul? (inecuațiile de la punctul c).
- RAS funcționează identic cu un CAN unipolar, astfel că la finalul conversiei pentru $\{A'_{fin}\}$, $V_1 = V_a$ (cu aproximarea de $\pm 1LSB$ acceptată). Să se exprime relația $\{A'_{fin}\} = f(V_{in})$.
- Cât este V_{FS} ca funcție de V_{ref} ? (pentru $\{A'\}$).
- $V_{in} \in ?$ (domeniul de definiție al V_{in}).



Problema se poate rezolva și pentru următoarele variante:

- **Varianta I:** Schemă electrică la fel ca în enunțul inițial; $R_1 = 2 \cdot R_{ref}$.
- **Varianta II:** Schemă electrică la fel ca în enunțul inițial, dar pentru intrarea de referință a DAC08, vezi schema de mai jos; $R_1 = R_{ref}$.

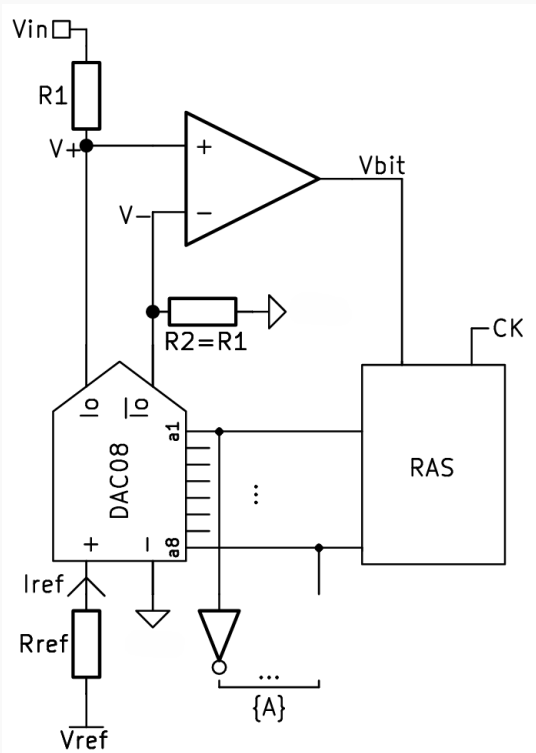


- **Varianta III:** Schemă electrică la fel ca în enunțul inițial, dar pentru intrarea de referință a DAC08, vezi schema de la Varianta II; $R_1 = 2 \cdot R_{ref}$.

Cerințele rămân aceleași.

Problema 5.26:

Se dă următoarea schemă electrică:



Se cere:

- Să se exprime algebric V_+ , respectiv V_- în funcție de V_{in} , $\{A\}$, V_{ref} , R_{ref} .
- Să se exprime condiția pentru care $V_{bit} = „1”$ logic, respectiv $V_{bit} = „0”$ logic, condiția fiind de tipul $V_{in} \leq f\{A\}$.
- Să se facă schimbarea de variabilă de la $\{A\}$ (unipolar) la $\{A'\}$ (bipolar). (Demonstrați CAN bipolar).
- Să se proiecteze schema pentru: $V_{FS} = 3V$ și $V_{ref} = 5V$. Se vor calcula (alege) valori pentru rezistențele $R_1 = R_2$, R_{ref} , tensiunile de alimentare ale DAC08 și tensiunile de alimentare ale comparatorului.
- Cât trebuie să fie frecvența semnalului de ceas f_{CK} , pentru ca semnalul de intrare V_{in} cu frecvența $f_{in} = 100kHz$, să poată fi eșantionat cu factor de supraeșantionare $F_S = 8$?

Variante suplimentare ale problemei

Problema se poate rezolva și pentru următoarele variante:

- Varianta I:** d) (...) $V_{FS} = 3V$ și $V_{ref} = 3V$.
- Varianta II:** d) (...) $V_{FS} = 2V$ și $V_{ref} = 5V$.
- Varianta III:** d) (...) $V_{FS} = 2V$ și $V_{ref} = 3V$.

Cerințele rămân aceleași.

Problema 5.27:

Pentru digitizarea unui semnal vocal într-un sistem de medie performanță (interfon), cerințele sunt:

- amplitudinea vârf la vârf a semnalului audio de intrare este de $1V$. Pentru evitarea utilizării unui CAN bipolar, semnalul de intrare se decalează cu un offset pozitiv de $0.5V$, astfel încât să se încadreze în domeniul $[0V; 1V]$.
- rezoluția de conversie trebuie să fie egală sau mai bună decât 0.1% din domeniu.
- frecvența maximă utilă a semnalului de intrare: $5kHz$.
- gradul de supraeșantionare = 4.
- CAN-ul ales este de tipul: numărător.

Se cere:

- Să se calculeze valorile numerice pentru:

- numărul de biți ai CAN;
 - frecvența de tact.
- b) Să se proiecteze CAN (schema și valorile componentelor), utilizând CI AD7520, cu comparație în tensiune.
- c) Pentru CAN proiectat, să se calculeze codul numeric de ieșire (hexazecimal, întreg, unipolar) pentru valorile instantanee ale tensiunii de intrare de $0.75V$, respectiv $0.25V$ (V_{in} constant pe durata conversiei).
- d) Să se demonstreze că valorile numerice obținute pot fi interpretate simplu, conform unui cod bipolar (ca și cum semnalul de intrare ar fi fără offset, cuprins în domeniul $[-0.5V; 0.5V]$). Care este acest cod?
- Ce valori numerice ar corespunde în acest caz tensiunilor de intrare de $+0.25V$, respectiv $-0.25V$? (hexazecimal, întreg, bipolar)

Variante suplimentare ale problemei

Problema se poate rezolva și pentru următoarele variante:

- **Varianta I:** frecvența maximă utilă a semnalului de intrare: $5kHz$. CAN-ul ales este de tipul: urmărire.
- **Varianta II:** frecvența maximă utilă a semnalului de intrare: $3kHz$. CAN-ul ales este de tipul: numărător.
- **Varianta III:** frecvența maximă utilă a semnalului de intrare: $3kHz$. CAN-ul ales este de tipul: urmărire.

Cerințele rămân aceleași.

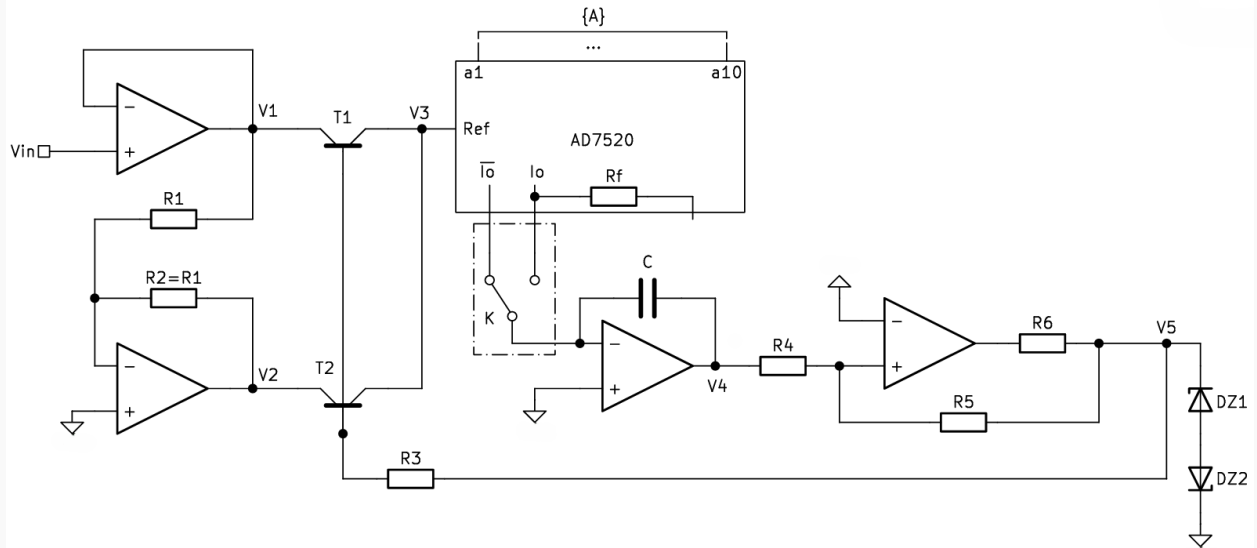
Problema 5.28:

Se dă schema electrică de mai jos, având $V_{in} > 0$ și $K \rightarrow \overline{I_o}$; $I_o \rightarrow GND$. Se cere:

- a) Să se completeze simbolul grafic al tranzistoarelor T_1, T_2 (emitorul) pentru funcționare corectă.
- b) Să se reprezinte grafic evoluția în timp a tensiunilor V_3, V_4, V_5 .
- c) Să se calculeze expresia analitică a frecvenței semnalului V_5 : $f_{out}(V_{in}, \{A\})$.

- d) Să se proiecteze schema pentru:
- $$\begin{cases} |V_{in}| \in [0; 10V] \\ f_{out} \in [0; 10kHz] \\ V_{ali} = \pm 15V \end{cases} .$$

$$R_1 = R_2 = ?; C = ?; R_3 = ?; R_4 = ?; R_5 = ?; R_6 = ?; DZ_1 = DZ_2 = ?$$



Variante suplimentare ale problemei

Problema se poate rezolva și pentru următoarele variante:

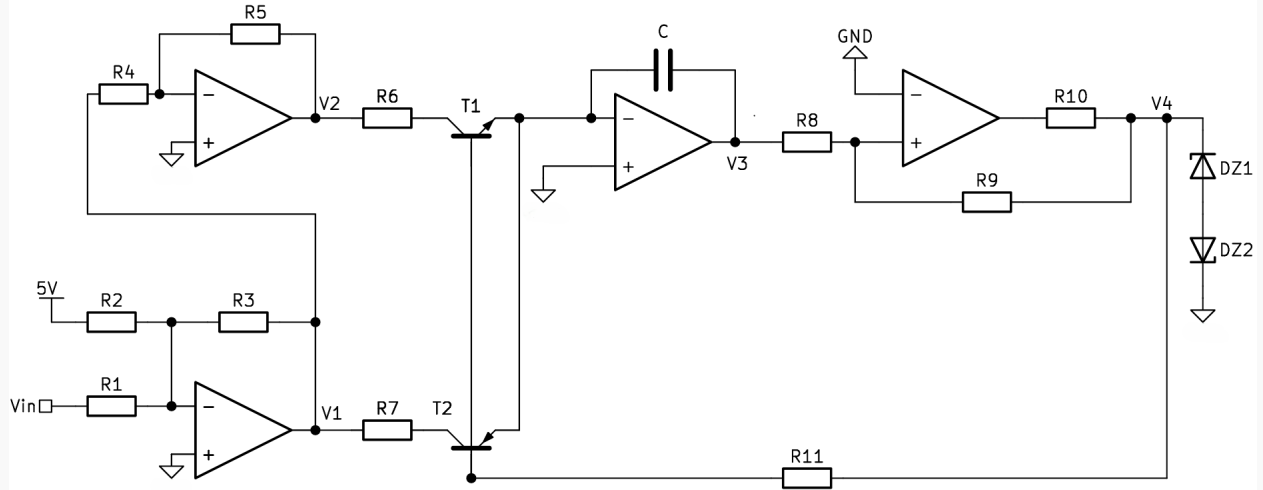
- **Varianta I:** $V_{in} < 0$ și $K \rightarrow \bar{I}_o$; $I_o \rightarrow GND$.
- **Varianta II:** $V_{in} > 0$ și $K \rightarrow I_o$; $\bar{I}_o \rightarrow GND$.
- **Varianta III:** $V_{in} < 0$ și $K \rightarrow I_o$; $\bar{I}_o \rightarrow GND$.

Cerințele rămân aceleași.

Problema 5.29:

Se dă schema electrică de mai jos. $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = 10k\Omega$, $R_8 = R_9 = 10k\Omega$, $R_{11} = 620k\Omega$, $R_{10} = 1.6k\Omega$, $DZ_1 = DZ_2 = 6.2V$, $R_6 = R_7 = 10k\Omega$.

- Să se exprime $V_1(V_{in})$, $V_2(V_{in})$. Dacă $V_{in} \in (-5V; 5V)$, să se determine domeniul de variație al lui V_1 și V_2 .
- Să se reprezinte diagrama de timp pentru V_3 și V_4 , cu $V_{in} = ct$. Să se arate că frecvența semnalului V_4 este o funcție liniară dependentă de V_{in} .
- Să se dimensioneze C pentru $f_{in} \in (0; 4096Hz)$.
- Semnalul V_4 se aplică la intrarea unui frecvențmetru binar (numărător binar validat să numere pulsurile într-o perioadă de 1 secundă). Să se demonstreze că ansamblul formează un CAN bipolar și să se specifice codul bipolar.
- Care este numărul de biți, R_{abs} și R_{rel} ?



Variante suplimentare ale problemei

Problema se poate rezolva și pentru următoarele variante:

- **Varianta I:** $R_6 = R_7 = 5k\Omega$; c) (...) $f_{in} \in (0; 4096Hz)$.
- **Varianta II:** $R_6 = R_7 = 10k\Omega$; c) (...) $f_{in} \in (0; 8192Hz)$.
- **Varianta III:** $R_6 = R_7 = 5k\Omega$; c) (...) $f_{in} \in (0; 8192Hz)$.

Cerințele rămân aceleași.

Problema 5.30:

În figura de mai jos, punctul **P** se leagă la **B**. Numărul aplicat la intrarea montajului este $\{B\} \in [0; 1)$, exprimat pe 9 biți. Numărul pe care îl „vede” CNA AD7520 este $\{A\} \in [0; 1)$, exprimat pe 10 biți, obținut ca în figură. Se cere:

- a) Să se arate că, în cele 2 faze de funcționare ale circuitului, numărul $\{A\}$ poate fi exprimat:

Faza I:

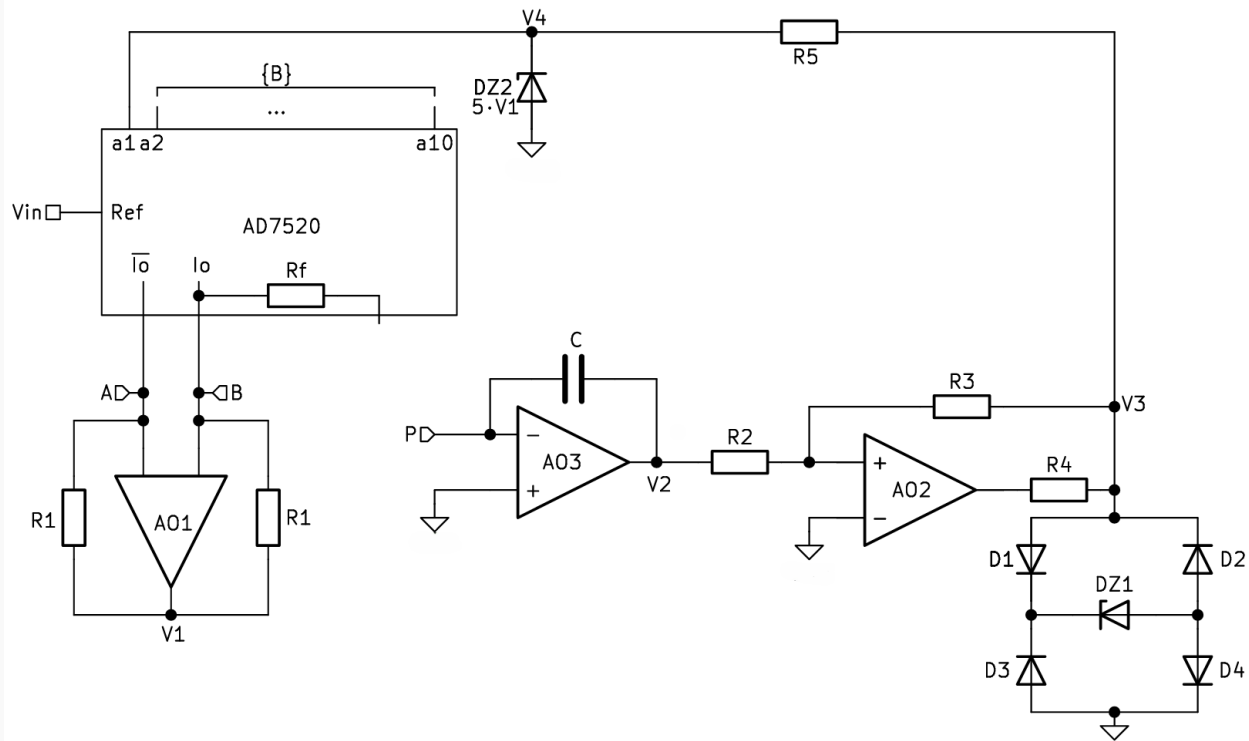
$$\{A\} = \frac{1}{2} + \frac{\{B\}}{2}$$

Faza II:

$$\{A\} = \frac{\{B\}}{2}$$

- b) Să se completeze simbolul grafic al AO1 (intrările inversoare și neinversoare).
- c) Să se reprezinte grafic evoluția în timp a tensiunilor V_2 , V_3 , V_4 . Să se aleagă polaritatea lui V_{in} (+ sau -) pentru ca schema să oscileze.
- d) Să se calculeze expresia analitică a frecvenței semnalului v_3 , funcție de V_{in} și $\{B\}$.

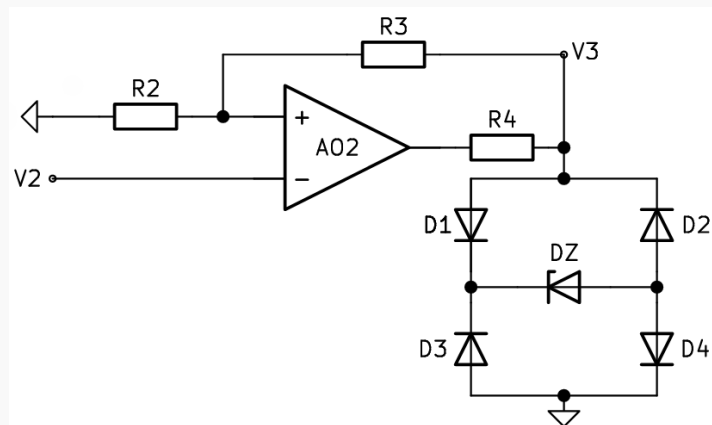
- e) Să se proiecteze schema pentru $|V_{in}| = 10V$, $f_{out} \in [0; 10kHz)$, tensiunile de alimentare $\pm 15V$. (R_1 , R_2 , R_3 , R_4 , R_5 , C , DZ_1).



Variante suplimentare ale problemei

Problema se poate rezolva și pentru următoarea variantă:

$P \Leftrightarrow A$; Circuitul între V_2 și V_3 :

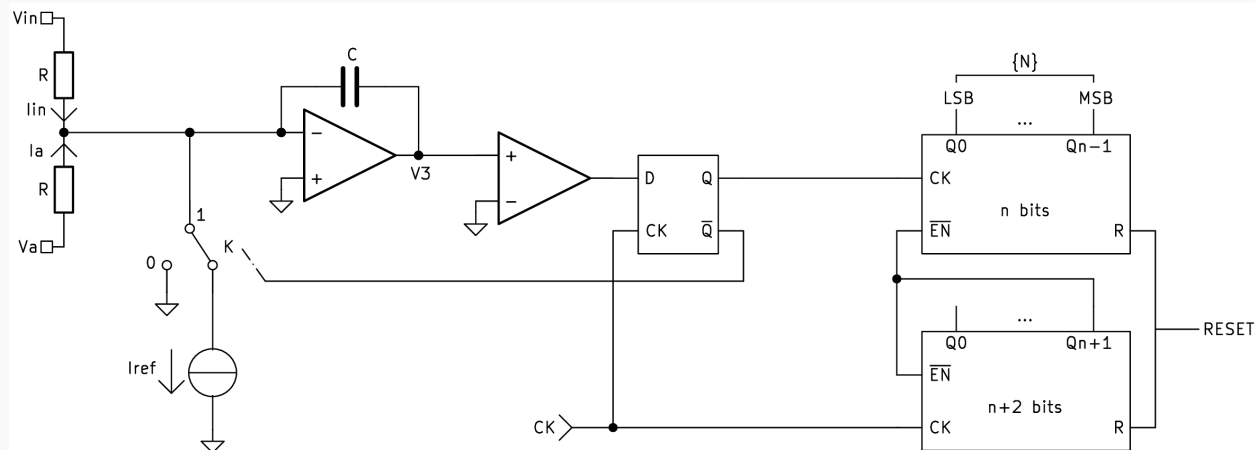


Cerințele rămân aceleași.

Problema 5.31:

Se dă schema electrică de mai jos. $V_{in} \in [-V_{FS}; V_{FS}]$; $V_a = V_{in,FS}$; $I_{ref} = \frac{4 \cdot V_{FS}}{R}$.

$$\begin{cases} \overline{Q} = 1 \Rightarrow K = 1 \\ \overline{Q} = 0 \Rightarrow K = 0 \end{cases} \cdot V_{in} \text{ este constant pe durata conversiei.}$$



Se cere:

- Ecuția $V_3(t)$ pentru $K = 0$.
- Ecuția $V_3(t)$ pentru $K = 1$.
- Să se compare pantele $V_3(t)$ pentru fazele $K = 0$, respectiv $K = 1$.
- Să se reprezinte grafic în funcție de timp $V_3(t)$, D , Q , CK .
- Cât durează o conversie? (durata validării numărătoarelor)
- Cât este cantitatea de sarcină injectată de $I_{in} + I_a$ pe durata unei conversii?
- Cât este cantitatea de sarcină extrasă de I_{ref} pe durata unei conversii?
- Care este conținutul numărătorului de n biți la sfârșitul unei conversii? (exprimat ca număr întreg $\{N\}$; expresie algebrică în funcție de V_{in} , etc.).
- În expresia de la punctul anterior, exprimați numărul $\{A\}$, fracționar, unipolar, cu aceiași biți ca numărul $\{N\}$.
- Să se facă schimbarea de variabilă $\{A\}' = 2 \cdot \{A\} - 1$. În ce cod bipolar lucrează CAN-ul?
- Să se aleagă f_{CK} astfel încât, pentru $n = 12$, $t_{conv} = 4.096ms$.
 - Să se proiecteze R și C pentru $I_{ref} = 2mA$, $V_3 \in [-1V; 2V]$; $V_{FS} = 1V$.
- Cât este SR_{min} al AO?

Capitolul 6

Soluții

6.1 Reprezentarea electrică a numerelor

Problema 2.4

Într-o reprezentare binară **unipolară** a numerelor întregi, toți cei n biți sunt folosiți pentru a reprezenta mărimea (valoarea absolută) a unui număr pozitiv.

- Numărul minim reprezentabil este 0
- Numărul maxim reprezentabil este $2^n - 1$
- Numărul total de valori distincte este 2^n

Exemplu pentru $n = 3$:

Reprezentare binară	Valoare zecimală
000	0
001	1
010	2
011	3
100	4
101	5
110	6
111	7

Există $2^3 = 8$ valori, cuprinse în intervalul $[0, 2^3 - 1] = [0, 7]$.

Răspuns corect

d) 2^n valori distincte cuprinse în intervalul $[0, 2^n - 1]$

Problema 2.5

Codul **BCD (Binary Coded Decimal)** reprezintă fiecare cifră zecimală folosind exact **4 biți**.

Dacă avem un număr de biți de forma $n = 4k + i$, atunci:

- Cei $4k$ biți pot reprezenta k cifre zecimale $\rightarrow 10^k$ valori posibile

- Cei i biți rămași pot reprezenta 2^i combinații binare

Prin urmare, numărul total de combinații distincte este:

$$10^k \cdot 2^i$$

Răspuns corect

d) $10^k \cdot 2^i$ valori distincte

Problema 2.6

Într-o reprezentare binară **unipolară pe numere subunitare**, toți cei n biți sunt alocați fracției binare.

Numărul are forma (ecuația 2.5):

$$\{A\} = 0, a_1 a_2 \dots a_n = a_1 \cdot 2^{-1} + a_2 \cdot 2^{-2} + \dots + a_n \cdot 2^{-n}$$

- Numărul minim reprezentabil este 0
- Numărul maxim este $1 - 1\text{LSB} = 1 - 2^{-n}$
- Numărul total de valori posibile este 2^n

Răspuns corect

d) 2^n valori distincte în intervalul $[0; 1 - 1\text{LSB}]$

Problema 2.7

În codul **Mărime și Semn (MS)**, primul bit este **bitul de semn**, iar restul biților reprezintă **modulul** (valoarea absolută).

Astfel:

- Atât pentru numerele pozitive, cât și pentru cele negative, modulul este reprezentat în binar natural.
- Diferența dintre ele este doar **bitul de semn**: '0' pentru pozitiv, '1' pentru negativ

Răspuns corect

b) numai bitul de semn complementar

Problema 2.8

În reprezentarea binară bipolară în **binar deplasat (Binary Offset)**, pentru a obține numărul negativ egal în modul cu numărul pozitiv:

- Se **complementează toți biții** numărului pozitiv (Complement față de 1), inclusiv bitul de semn.
- Apoi se **adună un LSB**.

Răspuns corect

c) la numărul obținut prin complementarea tuturor biților se adună un LSB

Problema 2.9

În reprezentarea binară bipolară cu **Complement față de 2**, pentru a obține numărul negativ egal în modul cu numărul pozitiv:

- Se **complementează toți biții** numărului pozitiv (Complement față de 1), inclusiv bitul de semn.
- Apoi se **adună 1LSB** (adică se adună cu un cod care are bit de „1” doar pe poziția LSB).

Răspuns corect

c) la numărul obținut prin complementarea tuturor biților se adună un LSB

Problema 2.10

În reprezentarea binară bipolară în **Complement față de 1**, pentru a obține numărul negativ egal în modul cu numărul pozitiv::

- Se **complementează toți biții** numărului pozitiv, inclusiv bitul de semn.

Răspuns corect

a) toți biții complementari

6.2 Convertoare Numeric-Analogice (CNA)

Problema 3.3

Eroarea de câștig apare atunci când panta caracteristicii CNA-ului este diferită de panta ideală. Aceasta înseamnă că factorul de proporționalitate s-a modificat.

Consecințe:

- Caracteristica de transfer are o **pantă diferită de cea ideală**.
- Dar **continuă să treacă prin origine** (dacă nu există și eroare de offset).

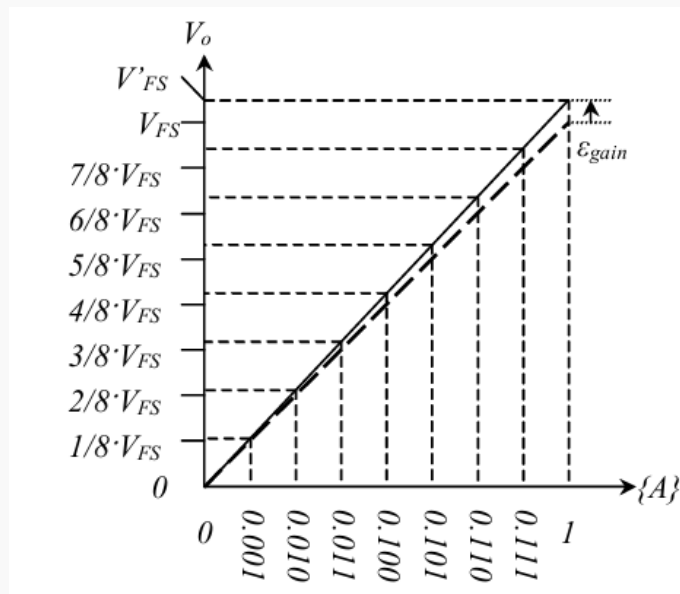


Figura 6.1: Caracteristica de transfer afectată de eroarea de câștig (CNA de 3 biți) [1].

Răspuns corect

c) se schimbă panta și graficul trece prin intersecția axelor de coordonate

Problema 3.4

Eroarea de liniaritate apare atunci când diferența dintre două valori de ieșire corespunzătoare unor coduri binare succesive nu este constantă.

Consecințe:

- Caracteristica de transfer devine **neliniară**,
- Dacă nu există eroare de offset sau eroare de câștig, **graficul continuă să treacă prin punctele:**

$$(0, 0) \quad \text{și} \quad (1, V_{FS})$$

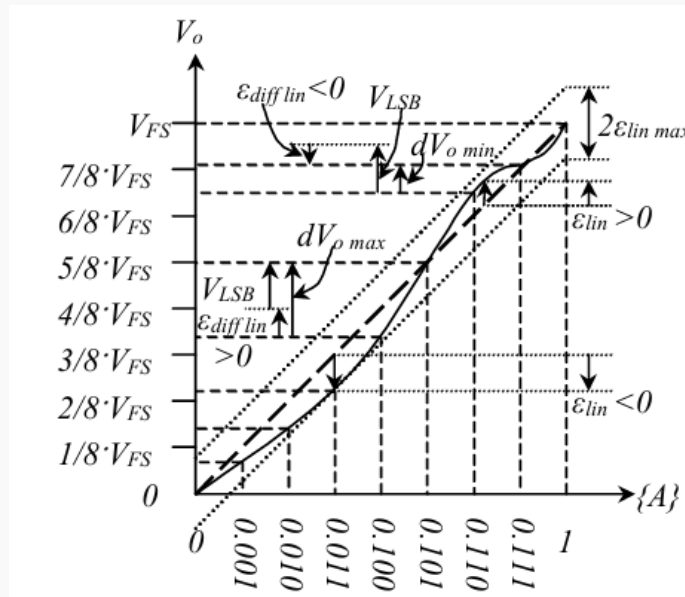


Figura 6.2: Caracteristica de transfer afectată de eroarea de liniaritate (CNA de 3 biți) [1].

Răspuns corect

a) graficul e neliniar și trece prin punctele de coordonate (0,0), respectiv (1, V_{FS})

Problema 3.5

Monotonia caracteristicii de transfer a unui CNA presupune că, pe măsură ce valoarea numerică de la intrare crește, și tensiunea de ieșire crește proporțional cu modificarea valorii de intrare.

Eroarea de monotonie apare atunci când caracteristica de transfer nu mai este crescătoare, adică există zone în care creșterea valorii binare duce la o **scădere a valorii analogice de ieșire**.

Această eroare este un caz special de **eroare de liniaritate diferențială (DNL)**, mai exact atunci când:

$$\varepsilon_{\text{diff,lin}} < -1V_{LSB}$$

Prin urmare, eroarea de monotonie este:

un caz particular al erorii de liniaritate

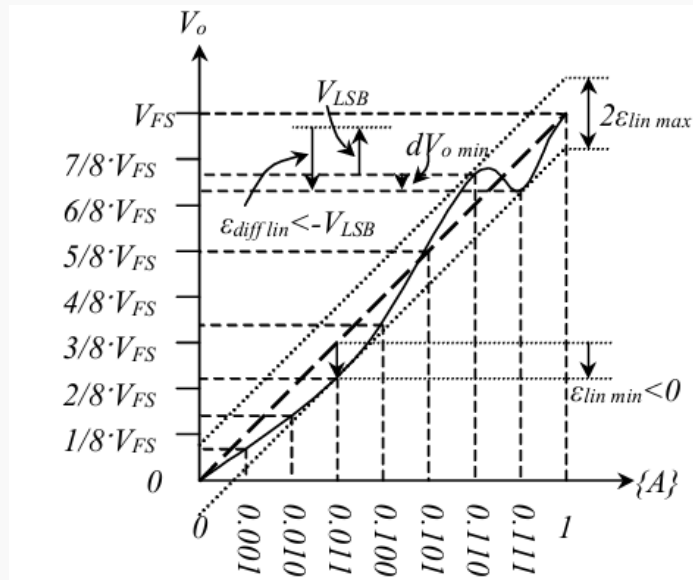


Figura 6.3: Caracteristică de transfer nemonotonă (CNA de 3 biți) [1].

Răspuns corect

d) un caz particular al erorii de liniaritate

Problema 3.6

Fenomenul de **glitch** (sau „ciupitură”) apare în timpul comutării simultane a mai multor biți din codul de intrare.

Cauza: Biții unui număr binar se propagă prin circuite diferite cu timpi de reacție (timp de propagare) ușor diferiți. Astfel, la ieșirea convertorului apar **valori intermediare tranzitorii incorecte**, care generează o „ciupitură” de tensiune (glitch).

Fenomenul este accentuat atunci când:

- biți semnificativi și nesemnificativi comută în sensuri opuse,
- bitul cel mai semnificativ (MSB) comută cu întârziere (cel mai mare glitch).

Este o eroare de sincronizare digitală.

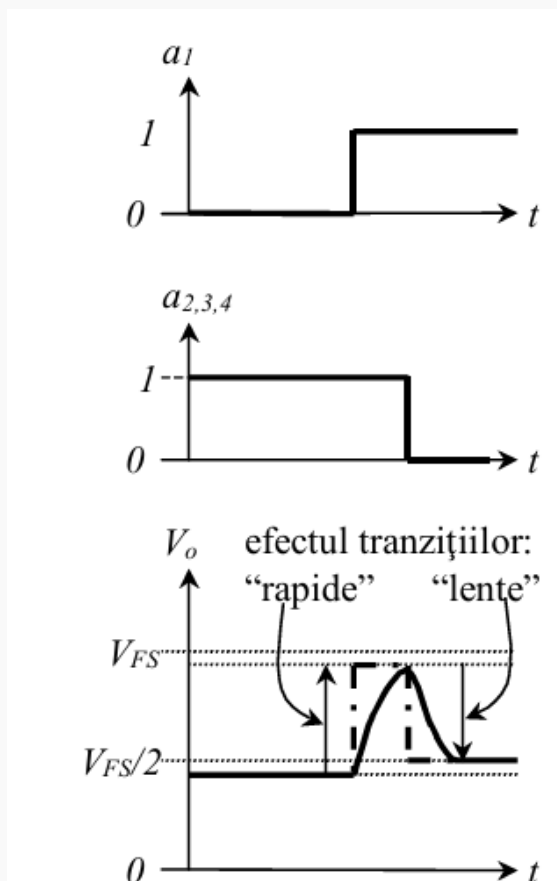


Figura 6.4: Glitch 0111 $\rightarrow$ 1000; CNA de 4 biți [1].

Răspuns corect

a) timpii diferiți de tranziție între stările logice ale biților de intrare

Problema 3.7

Timpul de stabilire (settling time) reprezintă timpul necesar pentru ca semnalul de ieșire al unui convertor numeric-analogic (CNA) să ajungă și să rămână în interiorul unei benzi de eroare maxim acceptată (de exemplu $\pm \frac{1}{2}V_{LSB}$) față de valoarea ideală, după ce intrarea s-a schimbat. Timpul de stabilire (sau timpul de conversie) se referă la ieșirea CNA-ului, deci la domeniul analogic.

Este un parametru important care caracterizează răspunsul tranzitoriu al CNA-ului, în special pentru aplicații de mare viteză.

Prin definiție:

Timpul de stabilire = intervalul de timp dintre schimbarea intrării și momentul când ieșirea rămâne stabilă în banda de eroare admisă.

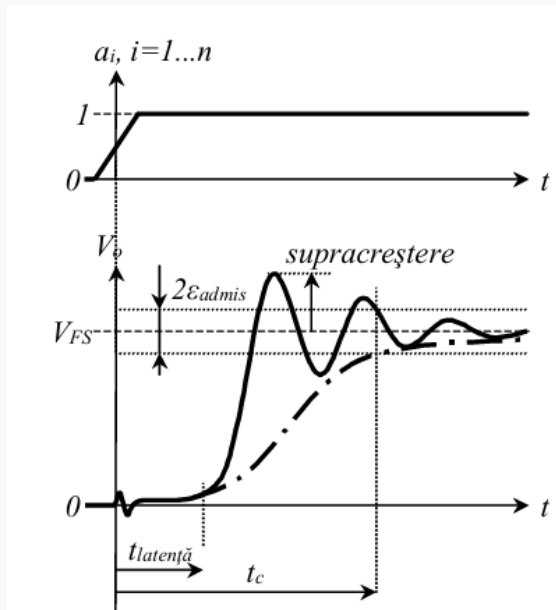


Figura 6.5: Definirea timpului de stabilire [1].

Răspuns corect

b) timpul scurs de la schimbarea stării intrărilor până la stabilizarea tensiunii de ieșire cu eroare mai mică decât cea admisă.

Problema 3.8

Codul **Binar Deplasat (Offset Binar)** este o reprezentare bipolară. Pentru un convertor cu **9 biți** ($(n + 1) = 9$), **8 biți** sunt folosiți pentru reprezentarea modulului, iar **1 bit** reprezintă semnul. Domeniul tensiunii de ieșire este $[-V_{FS}; +V_{FS} - V_{LSB}]$.

În cazul unui CNA bipolar, rezoluția absolută (adică valoarea V_{LSB}) se calculează astfel:

$$V_{LSB} = \frac{2 \cdot V_{FS}}{2^{n+1}} = \frac{2 \cdot 5.12 \text{ V}}{512} = \frac{10.24 \text{ V}}{512} = 0.02 \text{ V} = \boxed{20 \text{ mV}}$$

Răspuns corect

a) 20 mV

Problema 3.9

Codul **Complement față de 2 (C2)** este o reprezentare bipolară, cel mai des folosită pentru reprezentarea numerelor cu semn. Domeniul tensiunii de ieșire este bipolar: $\in [-V_{FS}; +V_{FS} - V_{LSB}]$.

Conform formulei (3.11) pentru un CNA bipolar binar de $(n + 1)$ biți (aici $(n + 1) = 9$):

$$V_{LSB} = \frac{2 \cdot V_{FS}}{2^{n+1}} = \frac{2 \cdot 5.12 \text{ V}}{512} = \boxed{20 \text{ mV}}$$

Răspuns corect

a) 20 mV

Problema 3.10

Codul **Complement față de 1 (C1)** este o reprezentare bipolară, asemănătoare cu codul Mărime și Semn (MS), în care există două reprezentări pentru zero. Graficul caracteristicii de transfer este simetric, iar domeniul tensiunii de ieșire este bipolar: $\in [-(V_{FS} - V_{LSB}); +V_{FS} - V_{LSB}]$.

Conform formulei generale pentru un CNA bipolar binar de $(n + 1) = 9$ biți:

$$V_{LSB} = \frac{2 \cdot V_{FS}}{2^{n+1}} = \frac{2 \cdot 5.12 \text{ V}}{512} = \boxed{20 \text{ mV}}$$

Răspuns corect

a) 20 mV

Problema 3.11

Numărul 80_{16} în binar este:

$$80_{16} = 1000\ 0000 \quad (8 \text{ biți})$$

Pentru o reprezentare pe **9 (8+1) biți în cod Mărime și Semn (MS)**, numărul complet este:

$$0\ 1000\ 0000_{MS}$$

unde:

- Primul bit (0) indică faptul că numărul este **pozitiv**,
- Ceilalți 8 biți reprezintă modulul: $1000\ 0000 = 128$

Calculăm valoarea rezoluției absolute:

$$R_{abs} = V_{LSB} = \frac{V_{FS}}{2^8} = \frac{5.12 \text{ V}}{256} = 0.02 \text{ V}$$

Rezultă tensiunea de ieșire:

$$V_o = +128 \cdot 0.02 \text{ V} = \boxed{2.56 \text{ V}}$$

Răspuns corect

d) 2.56 V

Problema 3.12

Numărul dat este 80_{16} . Acesta este numărul aplicat la intrarea convertorului.

Reprezentarea este în cod **Binar Deplasat (Offset Binar)**, pe **9 (8+1) biți**. Se scrie numărul 80_{16} pe 9 biți:

$$0\ 1000\ 0000_{BD}$$

Se observă că bitul cel mai semnificativ (bitul de semn) este **0**, ceea ce reprezintă **polaritate negativă** în BD. Astfel, se fac următorii pași pentru biții de modul (restul de 8 biți):

- Se complementează biții și se obține: 0111 1111
- Se adună un LSB și se obține: 1000 0000

CNA-ul va interpreta numărul astfel: -128

Valoarea V_{LSB} este dată de:

$$V_{LSB} = \frac{2 \cdot V_{FS}}{2^{8+1}} = \frac{2 \cdot 5.12\text{ V}}{512} = 0.02\text{ V}$$

Rezultă că tensiunea de ieșire a convertorului este:

$$V_o = -128 \cdot 0.02\text{ V} = \boxed{-2.56\text{ V}}$$

Răspuns corect

c) -2.56 V

Problema 3.13

Numărul dat este 80_{16} . Acesta este numărul aplicat la intrarea convertorului.

Reprezentarea este în cod **Complement față de 2**, pe **9 (8+1) biți**. Se scrie numărul 80_{16} pe 9 biți:

$$0\ 1000\ 0000_{C2}$$

Se observă că bitul cel mai semnificativ (bitul de semn) este **0**, ceea ce reprezintă **polaritate pozitivă** în C2. Astfel, cei 8 biți de modul ai numărului nu se schimbă.

CNA-ul va interpreta numărul astfel: $+128$

Valoarea V_{LSB} este dată de:

$$V_{LSB} = \frac{2 \cdot V_{FS}}{2^{8+1}} = \frac{2 \cdot 5.12 \text{ V}}{512} = 0.02 \text{ V}$$

Rezultă că tensiunea de ieșire a convertorului este:

$$V_o = 128 \cdot 0.02 \text{ V} = \boxed{2.56 \text{ V}}$$

Răspuns corect

b) 2.56 V

Problema 3.14

Numărul 80_{16} este dat. Pe **9 (8+1)** biți, această valoare devine:

$$0 \ 1000 \ 0000_{C1}$$

Primul bit este 0, deci în cod **Complement față de 1 (C1)**, valoarea este considerată **pozitivă**, iar codul de modul este reprezentat în binar natural.

Cei 8 biți de modul se transformă în zecimal folosind suma ponderată de coeficienți binari (formula 2.4):

$$10000000 = 128$$

Se calculează V_{LSB} :

$$V_{LSB} = \frac{2 \cdot V_{FS}}{2^{8+1}} = \frac{2 \cdot 5.12}{512} = 0.02 \text{ V}$$

Rezultă tensiunea de ieșire:

$$V_o = 128 \cdot 0.02 = \boxed{2.56 \text{ V}}$$

Răspuns corect

b) 2.56 V

Problema 3.15

Într-un convertor pe **9 (8+1)** biți cu reprezentare **Mărime și Semn (MS)**, avem:

- 1 bit pentru semn (0 = pozitiv, 1 = negativ),
- 8 biți pentru modul (valoarea absolută).

Valoarea pentru V_{LSB} este:

$$V_{LSB} = \frac{V_{FS}}{2^8} = \frac{5.12 \text{ V}}{256} = 0.02 \text{ V}$$

Pentru a obține tensiunea $V_o = -3.84 \text{ V}$, se determină valoarea numerică:

$$\{N\} = \frac{-3.84}{0.02} = -192$$

Reprezentarea în MS:

- semn = 1 (negativ),
- modulul = 192 $\rightarrow$ în binar natural: 11000000

Așadar, codul pe 9 (8+1) biți este: 1 1100 0000_{MS}

Convertim în hexazecimal:

$$111000000_{MS} = \boxed{1C0_{16}}$$

Răspuns corect

b) $1C0_{16}$

Problema 3.16

V_{LSB} este:

$$V_{LSB} = \frac{2 \cdot V_{FS}}{2^{8+1}} = \frac{10.24 \text{ V}}{512} = 0.02 \text{ V}$$

Tensiunea cerută este:

$$V_o = -3.84 \text{ V} \Rightarrow \text{Valoare numerică} = \frac{-3.84}{0.02} = -192$$

Reprezentarea în Offset Binar (pe **(8+1) biți**) se obține astfel:

- Bitul de semn este 0 (număr negativ) $\Rightarrow$ se plasează pe poziția cea mai semnificativă din cod.
- Biții de modul (1100 0000) se obțin astfel:
 - Se complementează biții numărului pozitiv egal în modul (192): 0011 1111
 - Se adună un LSB: 0100 0000

Reprezentarea finală este: 0 0100 0000_{BD} = $\boxed{40_{16}}$

Răspuns corect

d) 40_{16}

Problema 3.17

Convertorul funcționează pe **9 (8+1) biți** în cod **Complement față de 2 (C2)**, în regim bipolar.

V_{LSB} este:

$$V_{LSB} = \frac{2 \cdot V_{FS}}{2^{8+1}} = \frac{2 \cdot 5.12}{512} = 0.02 \text{ V}$$

Tensiunea de ieșire dorită este:

$$V_o = -3.84 \text{ V} \Rightarrow \text{Valoare numerică} = \frac{-3.84}{0.02} = -192$$

Reprezentarea în C2 (pe **(8+1) biți**) se obține astfel:

- Bitul de semn este 1 (număr negativ) $\Rightarrow$ se plasează pe poziția cea mai semnificativă din cod.
- Biții de modul (1100 0000) se obțin astfel:
 - Se complementează biții numărului pozitiv egal în modul (192): 0011 1111
 - Se adună un LSB: 0100 0000

Reprezentarea finală este: $1\ 0100\ 0000_{BD} = \boxed{140_{16}}$

Răspuns corect

a) 140_{16}

Problema 3.18

Convertorul utilizează cod **Complement față de 1 (C1)**, pe **9 (8+1) biți**. În această reprezentare:

- Bitul de semn este 1 pentru numere negative,
- Modulul valorii se obține prin complement față de 1 (complementarea bit cu bit).

Se calculează V_{LSB} :

$$V_{LSB} = \frac{2 \cdot V_{FS}}{2^{8+1}} = \frac{10.24}{512} = 0.02 \text{ V}$$

Tensiunea cerută este:

$$V_o = -3.84 \text{ V} \Rightarrow \text{Valoare numerică} = \frac{-3.84}{0.02} = -192$$

Reprezentarea în C1 (pe **(8+1) biți**) se obține astfel:

- Bitul de semn este 1 (număr negativ) $\Rightarrow$ se plasează pe poziția cea mai semnificativă din cod.
- Biții de modul se obțin astfel:

– Se complementează biții numărului pozitiv egal în modul (192): 0011 1111

Reprezentarea finală este: $1\ 0011\ 1111_{C1} = \boxed{13F_{16}}$

Răspuns corect

c) $13F_{16}$

Problema 3.19

Date inițiale:

- Număr total de biți: $7 + 1 = 8$ (1 bit de semn)
- $n = 7$ (numărul de biți de modul)
- $V_{FS} = 8V$

a) Calculul rezoluției

$$V_{LSB} = \frac{V_{FS}}{2^n} = \frac{V_{FS}}{128}$$

Se înlocuiește în formulă:

$$R_{abs} = V_{LSB} = \frac{8V}{128} = 0.0625V = 62.5mV$$

$$\text{Rezoluție relativă} = R_{rel} = \frac{1}{2^n} = \frac{1}{128} \approx 0.0078 = 0.78\%$$

b) Ce număr hexazecimal întreg trebuie aplicat pentru $V_{OUT} = -3V$?

$$V_{OUT} = \{N\} \cdot V_{LSB} \Rightarrow \{N\} = \frac{-3V}{V_{LSB}}$$

Se înlocuiește în formulă:

$$\{N\} = \frac{-3}{0.0625} = -48$$

Reprezentare în cod MS (Mărime și Semn)

$$48 = 110000$$

- Se păstrează modulul și se adaugă bitul de semn (1): $1011\ 0000_{MS}$
- Cod hexazecimal: $\boxed{B0h}$

Varianta I

a)

$$V_{LSB} = \frac{4.8V}{128} = 0.0375V = 37.5mV$$

b)

$$\{N\} = \frac{-3}{0.0375} = -80$$

Reprezentare în cod C1 (Complement față de 1): $80 = 1010000$

- Se complementează biții de modul: 0101111
- Se adaugă bitul de semn (1): $1010\ 1111_{C1}$
- Cod hexazecimal: AFh

Varianta II

a)

$$V_{LSB} = \frac{9.6V}{128} = 0.075V = 75mV$$

b)

$$\{N\}_{10} = \frac{-3}{0.075} = -40$$

Reprezentare în cod BD (Binar Deplasat): $40 = 0101000$

- Se complementează biții de modul: 1010111
- Se adună 1LSB: 1011000
- Bit de semn (0): $0101\ 1000_{BD}$
- Cod hexazecimal: 58h

Varianta III

a)

$$V_{LSB} = \frac{3.2V}{128} = 0.025V = 25mV$$

b)

$$\{N\}_{10} = \frac{-3}{0.025} = -120$$

Reprezentare în cod C2 (Complement față de 2): $120 = 1111000$

- Se complementează biții de modul: 0000111
- Se adună 1LSB: 0001000
- Bit de semn (1): $1000\ 1000_{C2}$
- Cod hexazecimal: 88h

Problema 3.20

- Număr biți de modul: $n = 6$
- $V_{LSB} = 30 \text{ mV}$

a) $\{N\} = 3Ch \Rightarrow 0111100 \Rightarrow 60$

Cod C1:

Bit de semn: 0 $\Rightarrow$ număr pozitiv

$$V_{OUT} = \{N\} \cdot V_{LSB} = 60 \cdot 30 \text{ mV} = 1.8 \text{ V}$$

b) $\{N\} = 70h \Rightarrow 1110000 \Rightarrow 112$

Cod C1:

Bit de semn: 1 $\Rightarrow$ număr negativ

Modul (după coplementarea biților): $001111 = 15$

$$V_{OUT} = -15 \cdot 30 \text{ mV} = -450 \text{ mV}$$

c) $V_{OUT} = -1.8 \text{ V}$

$$\{N\} = \frac{V_{OUT}}{V_{LSB}} = \frac{-1.8}{0.03} = -60$$

Cod C1:

Modul: $60 = 111100$ (6 biți)

Se complementează biții: $000011 \Rightarrow$ Se adaugă bitul de semn (1) $\Rightarrow 100\,0011_{C1} = 43h$

Varianta

a)

Cod BD:

Bit de semn: 0 $\Rightarrow$ număr negativ

Biții de modul: $111100 \rightarrow 000100_{BD}$

$$\Rightarrow \{N\} = -4 \rightarrow V_{OUT} = -4 \cdot 30 \text{ mV} = -120 \text{ mV}$$

b)

Cod BD:

$$\{N\} = 112 \Rightarrow V_{OUT} = (112 - 64) \cdot 30 \text{ mV} = 48 \cdot 30 \text{ mV} = 1.44 \text{ V}$$

c)

Cod BD:

Numărul este negativ. Modulul: $60 = 111100$

Se complementează biții: $\Rightarrow 000011$. Se adună 1LSB: $\Rightarrow 00100$

Bitul de semn: 0 $\Rightarrow 000\,0100_{BD} \Rightarrow 04h$

Problema 3.21

(7 + 1) biți. $NV_{\{A\}} = 2^{7+1}$

a) Rezoluție absolută și relativă

$$R_{abs} = V_{LSB} = \frac{V_{FS}}{2^n} \Rightarrow R_{abs} = V_{LSB} = \frac{5.12}{2^7} = \frac{5.12}{128} = 0.04 V$$

$$R_{rel} = \frac{1}{2^n} \Rightarrow R_{rel} = \frac{1}{2^7} = 0.0078$$

b) $V_o = 3.84 V$

Folosim relația:

$$V_o = \{N\} \cdot V_{LSB} \Rightarrow \{N\} = \frac{V_o}{V_{LSB}}$$

$$\Rightarrow \{N\} = \frac{3.84}{0.04} = 96$$

Reprezentare hexazecimală:

96 = 1100000 și bitul de semn este 1 $\Rightarrow$ cod complet: 1110 0000_{BD}

$$\Rightarrow \boxed{E0h}$$

c) $V_o = -3.84 V$

$$\{N\} = \frac{-3.84V}{V_{LSB}} \Rightarrow \{N\} = -96$$

Pentru BD:

- Reprezentarea numerelor negative folosește bitul de semn 0.
- Cod complet: 0001 0000_{BD}

$$\Rightarrow \boxed{10h}$$

Varianta

(6 + 1) biți.

a)

$$R_{abs} = V_{LSB} = \frac{5.12}{2^6} = \frac{5.12}{64} = 0.08 V \quad R_{rel} = \frac{1}{2^6} = 0.015$$

b)

$$\{N\} = \frac{3.84}{0.08} = 48 \Rightarrow$$

48 = 110000 și bitul de semn este 0 $\Rightarrow$ cod complet: 011 0000_{C2} $\Rightarrow \boxed{30h}$

c)

$$\{N\} = \frac{-3.84V}{V_{LSB}} \Rightarrow \{N\} = -48$$

Pentru C2:

- Modulul: 48 = 110000
- Se complementează biții: 001111
- Se adună 1LSB: 010000
- Se adaugă bitul de semn 1: 101 0000_{C2} $\Rightarrow \boxed{50h}$

Problema 3.22

- Număr total de biți: $8 + 1$
- Reprezentare în cod **C2** (Complement față de 2)
- $\{N\} = 20h$, iar $V_{OUT} = 960 \text{ mV}$

a) Calculul lui V_{LSB}

$20h = 000100000_{C2} = 32 \Rightarrow$ pentru că bit de semn = 0 $\Rightarrow$ număr pozitiv

$$V_{LSB} = \frac{V_{OUT}}{\{N\}} = \frac{960 \text{ mV}}{32} = 30 \text{ mV}$$

b) Rezoluția absolută și relativă

- Rezoluția absolută: $R_{abs} = V_{LSB} = 30 \text{ mV}$
- Rezoluția relativă:

$$R_{rel} = \frac{1}{2^n} = \frac{1}{2^8} = 0.0039$$

c) Tensiunea de capăt de scală V_{FS}

$$V_{FS} = V_{LSB} \cdot 2^8 = 30 \text{ mV} \cdot 256 = 7.68 \text{ V}$$

d) Ce număr hexazecimal întreg corespunde la $V_{OUT} = -960 \text{ mV}$?

$$\{N\}_{10} = \frac{V_{OUT}}{V_{LSB}} = \frac{-960 \text{ mV}}{30 \text{ mV}} = -32$$

Conversia în cod $C2$:

- Modul: $32 = 00100000$
- Se completează biții: 11011111
- Se adună 1LSB: 11100000
- Rezultatul final (în cod C2, 8+1 biți (cu bitul de semn)): 111100000_{C2}

$$\Rightarrow \boxed{1E0h}$$

Problema 3.23

Total biți = 7 (6+1); cod C2; $V_{LSB} = 150 \text{ mV}$

a) Domeniul de definiție al tensiunii de ieșire

$$V_{OUT} \in [-V_{LSB} \cdot 2^6, V_{LSB} \cdot (2^6 - 1)]$$

$$V_{OUT} \in [-150 \text{ mV} \cdot 64, 150 \text{ mV} \cdot 63] = [-9.6 \text{ V}, 9.45 \text{ V}]$$

b) Pentru $\{N\} = 32h$

$$32h = 0110010_{C2} \Rightarrow \text{bit de semn} = 0 \Rightarrow \text{număr pozitiv}$$

$$\{N\} = 50$$

$$V_{OUT} = \{N\} \cdot V_{LSB} = 50 \cdot 150 \text{ mV} = 7.5 \text{ V}$$

c) Pentru $V_{OUT} = -3 \text{ V}$

$$\{N\} = \frac{V_{OUT}}{V_{LSB}} = \frac{-3 \text{ V}}{150 \text{ mV}} = -20$$

Conversie în cod $C2$:

- Modul: $20 = 010100$
- Se completează biții: 101011
- Se adună 1LSB: 101100
- Se adaugă bitul de semn $= 1 \Rightarrow 1101100_{C2}$

$$\Rightarrow \boxed{6Ch}$$

Problema 3.24

Total biți $= 8 (7+1)$; cod $C1$; $V_{FS} = 6.4 \text{ V}$

$$\text{a) } V_{LSB} = R_{abs} = \frac{V_{FS}}{2^n} = \frac{6.4V}{2^7} = \frac{6.4V}{128} = 50 \text{ mV}$$

$$R_{rel} = \frac{1}{2^7} = \frac{1}{128} = 0.0078$$

$$\text{b) } \{N\} = \frac{V_o}{V_{LSB}} = \frac{3V}{50 \text{ mV}} = 60 = 3C_h = 00111100_{C1}$$

Dacă $V_o = -3V \Rightarrow \{N\} = -60 \Rightarrow \text{număr negativ în } C1$:

- Modul (7 biți): $60 = 0111100$
- Se completează biții: 1000011
- Se adaugă bitul de semn 1: $\Rightarrow 11000011_{C1}$

$$\Rightarrow \boxed{C3h}$$

6.3 Principii constructive ale CNA

Problema 4.3

Context:

- Rețea ponderată binar cu 5 ramuri: $2R, 4R, 8R, 16R, 32R$
- Nu există rezistență de închidere

Calculul impedanței echivalente:

Impedanța echivalentă văzută din nodul de ieșire spre toate ramurile în paralel se calculează astfel:

$$\frac{1}{R_{echiv}} = \frac{1}{2R} + \frac{1}{4R} + \frac{1}{8R} + \frac{1}{16R} + \frac{1}{32R}$$

Factorizăm:

$$\frac{1}{R_{echiv}} = \frac{1}{R} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8} + \frac{1}{16} + \frac{1}{32} \right)$$

Suma este o progresie geometrică:

$$\frac{1}{R_{echiv}} = \frac{1}{R} \cdot \left(1 - \frac{1}{2^5} \right) = \frac{1}{R} \cdot \frac{31}{32}$$

$$\Rightarrow R_{echiv} = \frac{R}{\frac{31}{32}} = \frac{32}{31} \cdot R$$

Notă:

Dacă rețeaua ar include și o rezistență de închidere de valoare $2^n R$ (în acest caz $32R$), impedanța echivalentă totală s-ar ajusta și ar deveni R . Însă în absența ei, impedanța rămâne mai mare decât R și este dependentă de n .

Problema 4.4

Analiză:

- Doar ramurile legate la V_{ref} (când comutatorul e închis) participă în rețea.
- Ramurile cu comutatorul **deschis** sunt flotante.
- Deci, impedanța echivalentă a rețelei depinde de **ramurile conectate la V_{ref}** .

Exemple:

- Dacă toate comutatoarele sunt deschise (toate ramurile în aer) $\rightarrow$ doar rezistența de închidere $\rightarrow$ impedanța = $32R$
- Dacă doar a_1 este închis $\rightarrow$ impedanța = $2R \parallel 32R$

- Dacă a_1 și a_2 sunt închise $\rightarrow$ impedanța = $2R \parallel 4R \parallel 32R$
- Dacă toate sunt închise $\rightarrow 2R \parallel 4R \parallel 8R \parallel 16R \parallel 32R \parallel 32R$

$\rightarrow$ Impedanța echivalentă depinde de ramurile conectate la V_{ref} (de starea comutatorilor).

Notă:

Ramurile deschise nu sunt legate la GND, ele sunt complet deconectate și nu pot conduce curent (sunt lăsate „în aer”).

Problema 4.5

Avantajele schemei 2:

- **Impedanță constantă văzută la intrarea inversoare a AO:**
Intrarea inversoare a AO este un **nod virtual**, menținut la un potențial constant (0 V). Astfel, impedanța văzută în acest punct este:

$$Z_{in} = \text{constantă} = R_f \parallel (\text{rezistența echivalentă rețea})$$

care nu depinde de combinația binară de intrare. Semnalul digital de comandă (biții) nu influențează impedanța văzută la ieșirea rețelei.

- **Imunitate la zgomot:**
În **schema 2**, comutatoarele care sunt comandate de un bit cu valoarea 0 conectează rezistențele direct la masă (0 V), eliminând ramurile flotante. Astfel, întreaga rețea este imună la efectele zgomotelor externe (interferențe electromagnetice).
În schimb, în **schema 1**, ramurile neutilizate rămân „în aer” și pot introduce erori nedorite în semnalul analogic.

Problema 4.6

O impedanță constantă văzută de sursa V_{ref} înseamnă că, indiferent de valorile biților $a_1, a_2, \dots, a_n$, rezistențe conectate la V_{ref} formează un circuit echivalent cu aceeași rezistență totală.

Schema 1 (rețea ponderată cu comutare în tensiune):

În această schemă, dacă un bit $a_i = 0$, comutatorul conectează rezistența respectivă la masă.

$\Rightarrow$ Impedanța văzută de V_{ref} depinde de codul binar ce comandă comutatoarele analogice.

Schema 2 (rețea ponderată cu comutare în curent):

Din punctul de vedere al sursei V_{ref} , fiecare rezistență este **întotdeauna conectată**. Curentul circulă tot timpul prin fiecare ramură indiferent de starea biților.

$\Rightarrow$ Impedanța văzută de V_{ref} este constantă.

Schema 2 are impedanță constantă văzută de sursa de referință V_{ref} , deoarece toate

rezistențele rămân conectate în rețea, indiferent de valoarea biților de intrare. Rezistențele sunt parcurse tot timpul de curenți, rezultând un regim termic și inductiv constant.

Problema 4.7

Tranzistoarele **multiemitor** au suprafețele joncțiunilor bază proporționale cu curentul care le străbate și sunt generatoare de curent.

Avantaje:

- Asigură **densități de curent egale** prin joncțiunile bază-emitor $\Rightarrow$ potențiale în emitor constante.

Problema 4.8

Coeficientul termic al unei diode Zener arată cât de mult se modifică tensiunea de străpungere cu temperatura.

Important:

- Sub 5.6V domină **efectul Zener** $\Rightarrow$ coeficient negativ.
- Peste 6.8V domină **efectul de avalanșă** $\Rightarrow$ coeficient pozitiv.

În intervalul 5.6V – 6.8V:

- Cele două efecte se compensează parțial.
- Coeficientul termic poate fi **aproape nul**, dar **variază în funcție de curentul de polarizare**.

Concluzie: Coeficientul termic este dependent de curentul de polarizare și de tehnologia utilizată. Diodele din acest interval sunt adesea alese pentru aplicații cu cerințe ridicate de stabilitate termică.

Problema 4.9

Rețeaua R–2R este o configurație folosită în convertoare numeric-analogice (CNA). În această schemă, fiecare bit al codului de intrare controlează un comutator care conectează ramura fie la V_{ref} , fie la masă.

Aceasta înseamnă că:

- Rețeaua este „atacată” în tensiune, nu în curent.
- Fiecare ramură este conectată la o tensiune fixă (GND sau V_{ref}).
- Impedanța echivalentă văzută de amplificatorul operațional este constantă.

Concluzie: Rețeaua R–2R din figura dată este comandată în tensiune.

Notă: În figura originală, comutatoarele sunt controlate de biți $a_n, \dots, a_3, a_2, a_1$, care conectează rezistențele 2R la V_{ref} sau la masă, demonstrând o comandă în tensiune.

Problema 4.10

În această schemă, rețeaua R–2R este alimentată cu o tensiune de referință V_{ref} , iar comutatoarele controlează calea curentului către GND sau prin R_f pentru a produce V_o .

Ce înseamnă asta:

- Curentul de referință este **injectat în rețeaua rezistivă**.
- Biții controlează **calea curentului**.

Concluzie: Rețeaua R–2R din această figură este „atacată” în **curent**.

Problema 4.11

În această schemă, fiecare ramură verticală este alimentată de o **sursă de curent ideală**, care furnizează un curent constant.

Ce înseamnă asta:

- Curentul este fix, indiferent de tensiunea la borne.
- Comutatoarele decid dacă acel curent ajunge în rețea sau este drenat direct la masă.
- Dacă $a_i = 1, \forall i = 1...n$, **curentul prin fiecare rezistor rămâne constant**.

Observație importantă:

- Rețeaua fiind R–2R, **în orice nod în care comutatorul este în poziția „1” (activ)**, impedanța văzută de sursa de curent este **constantă (R)**.

Concluzie: Rezistențele din rețea sunt parcurse de un curent constant datorită utilizării surselor de curent, iar rețeaua R–2R asigură o impedanță constantă în fiecare nod, asigurând astfel funcționarea stabilă a circuitului.

Problema 4.12

Convertorul AD7520 este un CNA CMOS de 10 biți cu următoarele caracteristici:

- Conține o rețea de rezistențe **R–2R integrată, comutată în curent**, realizată monolitic.
- Rețea polarizată **extern**.
- Valoarea nominală a rezistenței: **$R = 10\text{ k}\Omega$** .
- Sensul curentului prin comutatoare este **bidirecțional**. Tensiunea de referință poate avea ambele polarități.
- Include intern rezistența de reacție, pentru conectare la un amplificator operațional în configurație reacție negativă.
- Timp de stabilire: **500ns**.

Problema 4.13

DAC08 este un CNA de 8 biți, cu următoarele caracteristici:

- Este realizat în **tehnologie bipolară**, fiind rapid și stabil.
- Conține o rețea de rezistențe de tip **R–2R integrată, comutată în curent**.
- Rețea polarizată **intern**.
- Valoarea nominală a rezistenței: **$R = 1.2\text{ k}\Omega$** , nemăsurabilă la bornele de ieșire.
- Timp de stabilire: **100ns**.

Problema 4.14

Circuitul cu AO conectat la intrarea de referință a DAC08 este configurat cu **reacție negativă**, pentru a controla curentul de referință.

- Reacția negativă stabilizează curentul de referință.
- Asigură funcționare liniară și corectă a sursei de curent din DAC08.
- Evită oscilațiile și creșteri nedorite ale tensiunii de ieșire.

Concluzie: Reacția negativă este esențială pentru precizia și stabilitatea convertorului DAC08.

Problema 4.15

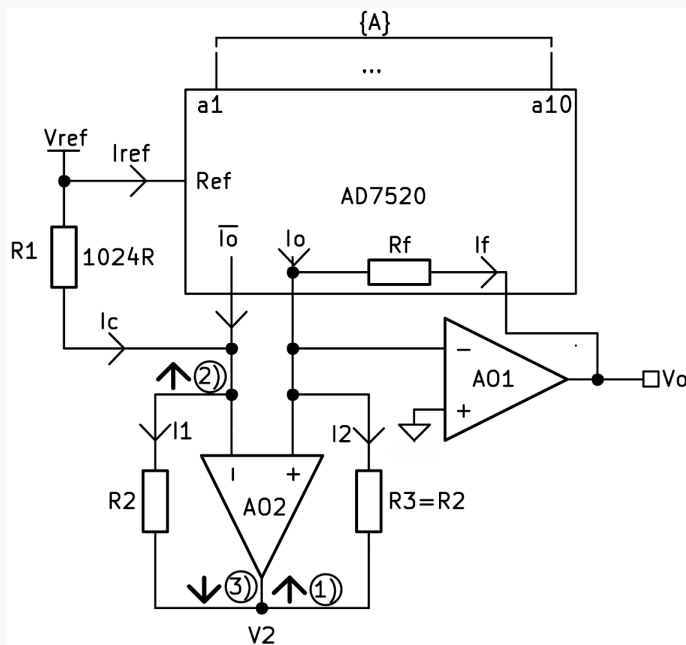
Spre deosebire de DAC08, convertorul AD7520 nu are un amplificator operațional la intrarea de referință.

- Intrarea de referință este conectată direct pe rețeaua R–2R integrată.

Concluzie: Nu există schemă echivalentă cu reacție pentru această intrare. Nu se aplică reacție negativă sau pozitivă.

Problema 4.16

a) Schema electrică:



Pasul 1: Se presupune că tensiunea la ieșirea AO2 crește ușor (o perturbație).

Pasul 2: Prin urmare, va crește și tensiunea de la borna inversoare (–). Tensiunea de la borna neinversoare (+) nu crește (este ținută la 0V de reacția negativă a AO1).

Pasul 3: Tensiunea de la ieșirea AO2 tinde să scadă (formula generală pentru un AO: $V_2 = A \cdot (V_+ - V_-)$. V_- fiind o tensiune care crește și $V_+ = 0V$ (GND), potențialul V_2 va scădea), demonstrând astfel efectul reacției negative.

SAU:

- AO2 are ambele reacții.
- AO1 are reacție negativă care menține borna „+” a AO2 la 0V (GND).
- Așadar, predomină reacția negativă la AO2.

b) $V_o = -I_f \cdot R_f$ $I_f = I_o - I_2$ și $I_1 = I_2$ AO2 - reacție negativă și $R_2 = R_3$

$$I_1 = \bar{I}_o + I_c = I_2 \Rightarrow I_f = I_o - \bar{I}_o - I_c \quad I_c = \frac{V_{ref}}{1024R} = \frac{I_{ref}}{1024} \text{ dacă } R = R_e = 10k\Omega$$

$$\Rightarrow I_f = I_{ref} \cdot (\{A\} - \{\bar{A}\} - 1LSB)$$

$$\Rightarrow V_o = -I_{ref} \cdot (\{A\} - \{\bar{A}\} - 1LSB) \cdot R_f$$

$$\Rightarrow V_o = -\frac{V_{ref}}{R_e} \cdot (\{A\} - \{\bar{A}\} - 1LSB) \cdot R_f \text{ și } \{\bar{A}\} = 1 - \{A\} - 1LSB ; R_f = R_e$$

$$\Rightarrow V_o = -V_{ref} \cdot (\{A\} - 1 + \{A\} + 1LSB - 1LSB) = -V_{ref} \cdot (2 \cdot \{A\} - 1) = -V_{ref} \cdot \{A\}_{BD}$$

Codul în care funcționează CNA-ul este **Binar Deplasat (BD)**, cu $\{A\}_{BD} = 2 \cdot \{A\} - 1$.

c) $V_{ref} = 5.12V$

$$V_{alim-} < -5.12V \quad V_{alim+} > 5.12V$$

$$R = R_2 = R_3 = R_f = R_e = 10k\Omega$$

Problema 4.17

a) $V_{o1}(t) = -V_{in}(t) \cdot \frac{R_f}{R_e} \cdot \{A\} = -V_{in}(t) \cdot \{A\} = -Ampl_{in} \cdot \{A\} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{in} \cdot t)$

$$V_{o2}(t) = -V_{in}(t) \cdot \frac{R_1}{R_e} \cdot \{\bar{A}\} = -Ampl_{in} \cdot \frac{R_1}{R_e} \cdot \{\bar{A}\} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{in} \cdot t) =$$

$$-Ampl_{in} \cdot \frac{R_1}{R_e} \cdot (1 - \{A\} - 1LSB) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{in} \cdot t)$$

b)
$$\begin{cases} Ampl_{V_{o1}} = Ampl_{in} \cdot \{A\} \\ Ampl_{V_{o2}} = Ampl_{in} \cdot \frac{R_1}{R_e} \cdot (1 - \{A\}) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} Ampl_{max,V_{o1}} = Ampl_{in} \\ Ampl_{max,V_{o2}} = \frac{R_1}{R_e} \cdot Ampl_{in} \end{cases}$$

$$Ampl_{max,V_{o2}} = \frac{1}{2} \cdot Ampl_{max,V_{o1}} \rightarrow \frac{R_1}{R_e} = \frac{1}{2} \rightarrow R_1 = \frac{R_e}{2} = \frac{10k\Omega}{2} = 5k\Omega$$

c) $Ampl_{in}(\{A\}) = Ampl_{in} \cdot \frac{R_1}{R_e} \cdot (1 - \{A\}) \Rightarrow \{A\} = \frac{R_1}{R_e} \cdot (1 - \{A\})$

$$\{A\} = \frac{1}{2} \cdot (1 - \{A\}) \rightarrow 2 \cdot \{A\} = 1 - \{A\} \rightarrow \{A\} = \frac{1}{3} = 0.01010101$$

d) $Ampl_{V_{o1},LSB} = \frac{Ampl_{max,V_{o1}}}{2^n} = \frac{Ampl_{in}}{2^{10}} = \frac{5V}{1024} \approx 5mV$

e) $Ampl_{V_{o2},LSB} = \frac{Ampl_{max,V_{o2}}}{2^n} = \frac{Ampl_{in} \cdot \frac{R_1}{R_e}}{2^{10}} = \frac{5V \cdot \frac{1}{2}}{1024} \approx 2.5mV$

Varianta I

b)

$$Ampl_{max,V_{o2}} = \frac{1}{2} \cdot Ampl_{max,V_{o1}} \rightarrow \frac{R_1}{R_e} = \frac{1}{2} \rightarrow R_1 = \frac{R_e}{2} = \frac{10k\Omega}{2} = 5k\Omega$$

c)

$$\{A\} = \frac{1}{2} \cdot (1 - \{A\}) \rightarrow 2 \cdot \{A\} = 1 - \{A\} \rightarrow \{A\} = \frac{1}{3} = 0.01010101$$

d)

$$Ampl_{V_{o1},LSB} = \frac{10V}{1024} \approx 10mV$$

e)

$$Ampl_{V_{o2},LSB} = \frac{2.5V \cdot \frac{1}{2}}{1024} \approx 1.25mV$$

Varianta II

b)

$$Ampl_{max,Vo2} = 2 \cdot Ampl_{max,Vo1} \rightarrow \frac{R_1}{R_e} = 2 \rightarrow R_1 = 2 \cdot R_e = 2 \cdot 10k\Omega = 20k\Omega$$

c)

$$\{A\} = 2 \cdot (1 - \{A\}) \rightarrow \{A\} = 2 - 2 \cdot \{A\} \rightarrow \{A\} = \frac{2}{3} = 0.10101010$$

d)

$$Ampl_{Vo1,LSB} = \frac{5V}{1024} \approx 5mV$$

e)

$$Ampl_{Vo2,LSB} = \frac{5V \cdot 2}{1024} \approx 10mV$$

Varianta III

b)

$$Ampl_{max,Vo2} = 2 \cdot Ampl_{max,Vo1} \rightarrow \frac{R_1}{R_e} = 2 \rightarrow R_1 = 2 \cdot R_e = 2 \cdot 10k\Omega = 20k\Omega$$

c)

$$\{A\} = 2 \cdot (1 - \{A\}) \rightarrow \{A\} = 2 - 2 \cdot \{A\} \rightarrow \{A\} = \frac{2}{3} = 0.10101010$$

d)

$$Ampl_{Vo1,LSB} = \frac{10V}{1024} \approx 10mV$$

e)

$$Ampl_{Vo2,LSB} = \frac{2.5V \cdot 2}{1024} \approx 5mV$$

Problema 4.18

 a) $\{N_1\} = 2^9 + \{N\} \Rightarrow \{N_1\} = 512 + \{N\}; \{N\} \Rightarrow 7$ biți întreg.

$$I_o = I_{ref} \cdot \frac{\{N_1\}}{2^n} \Rightarrow I_o = I_{ref} \cdot \frac{\{N_1\}}{2^{10}} \Rightarrow I_o = \frac{V_3}{R_1 + R_e} \cdot \frac{\{N_1\}}{2^{10}}$$

 unde R_e este rezistența echivalentă a rețelei interne văzută dinspre referință.

$$V_{in} = -I_o \cdot R_f = -\frac{V_3}{R_1 + R_e} \cdot \frac{\{N_1\}}{2^{10}} \cdot R_f \Rightarrow V_{in} = -V_3 \cdot \frac{R_f}{R_1 + R_e} \cdot \frac{\{N_1\}}{2^{10}}$$

$$\Rightarrow V_3 = -V_{in} \cdot \frac{R_1 + R_e}{R_f} \cdot \frac{2^{10}}{\{N_1\}} \quad \text{unde unde } R_f = R_e = R = 10 \text{ k}\Omega$$

 b) **Domeniul** $V_3 \rightarrow V_{alimAO} = \pm 15V, R_1 = 20k \rightarrow V_3$ poate lua valori între $\pm 15V$

$$V_{3max} \leq 15V; \quad V_{3min} \geq -15V$$

 c) $\{N_1\} = 512 + \{N\} \quad (a_4 \dots a_{10} \Rightarrow 2^7 = 128) \{N\} - 7$ biți întreg.

$$\{N_1\} = 512 + 128 = 640$$

$$V_{in} = 15V \cdot \frac{10k}{30k} \cdot \frac{640}{2^{10}} = 3.125V$$

 $V_{in} \in (-V_{in}, +V_{in})$ pentru că V_3 poate să fie pozitiv sau negativ

d) $\{M\} \rightarrow 10$ biți întreg

$$V_o = -I_{ref} \cdot R_e \cdot \frac{\{M\}}{2^{10}} = -V_3 \cdot \frac{R_e}{R_2 + R_e} \cdot \frac{\{M\}}{2^{10}} \Rightarrow V_o = \frac{R_1 + R_e}{R_2 + R_e} \cdot \frac{\{M\}}{\{N_1\}} \cdot V_{in}$$

e)

$$V_o = V_{in,max} \cdot \frac{R_1 + R_e}{R_2 + R_e} \cdot \frac{\{M_{FS}\}}{\{N_{1,min}\}}$$

$$V_o = 3.125 V \cdot \frac{30}{15} \cdot \frac{1024}{512} \Rightarrow V_o = 12.5 V$$

Varianta I

a)

$$\{N_1\} = 2^9 + 2^7 + \{N\} \Rightarrow \{N_1\} = 640 + \{N\}$$

c)

$$\{N_1\} = 640 + \{N\} \Rightarrow \{N_1\} = 640 + 128 = 768 \Rightarrow V_{in} = 15V \cdot \frac{10k}{30k} \cdot \frac{768}{2^{10}} = 3.75V$$

e)

$$V_o = 3.75 V \cdot \frac{30}{20} \cdot \frac{1024}{640} \Rightarrow V_o = 9 V$$

Varianta II

a)

$$\{N_1\} = 2^9 + 2^8 + \{N\} \Rightarrow \{N_1\} = 768 + \{N\}$$

c)

$$\{N_1\} = 768 + \{N\} \Rightarrow \{N_1\} = 768 + 128 = 896 \Rightarrow V_{in} = 15V \cdot \frac{10k}{30k} \cdot \frac{896}{2^{10}} = 4.375V$$

e)

$$V_o = 4.375 V \cdot \frac{30}{25} \cdot \frac{1024}{768} \Rightarrow V_o = 7 V$$

Varianta III

a)

$$\{N_1\} = 2^9 + 2^8 + 2^7 + \{N\} \Rightarrow \{N_1\} = 896 + \{N\}$$

c)

$$\{N_1\} = 896 + \{N\} \Rightarrow \{N_1\} = 896 + 128 = 1024 \Rightarrow V_{in} = 15V \cdot \frac{10k}{30k} \cdot \frac{1024}{2^{10}} = 5V$$

e)

$$V_o = 5 V \cdot \frac{30}{30} \cdot \frac{1024}{896} \Rightarrow V_o = 5.71 V$$

Problema 4.19

a) $V_{LSB} = \frac{V_{ES}}{2^n} = \frac{V_{ES}}{2^9} \Rightarrow V_{LSB} = \frac{7.68V}{2^9} = 15 mV$

$$R_{abs} = V_{LSB} \Rightarrow R_{rel} = \frac{1}{2^n} = \frac{1}{2^9}$$

b) $\{N\} = \frac{V_o}{V_{LSB}}$

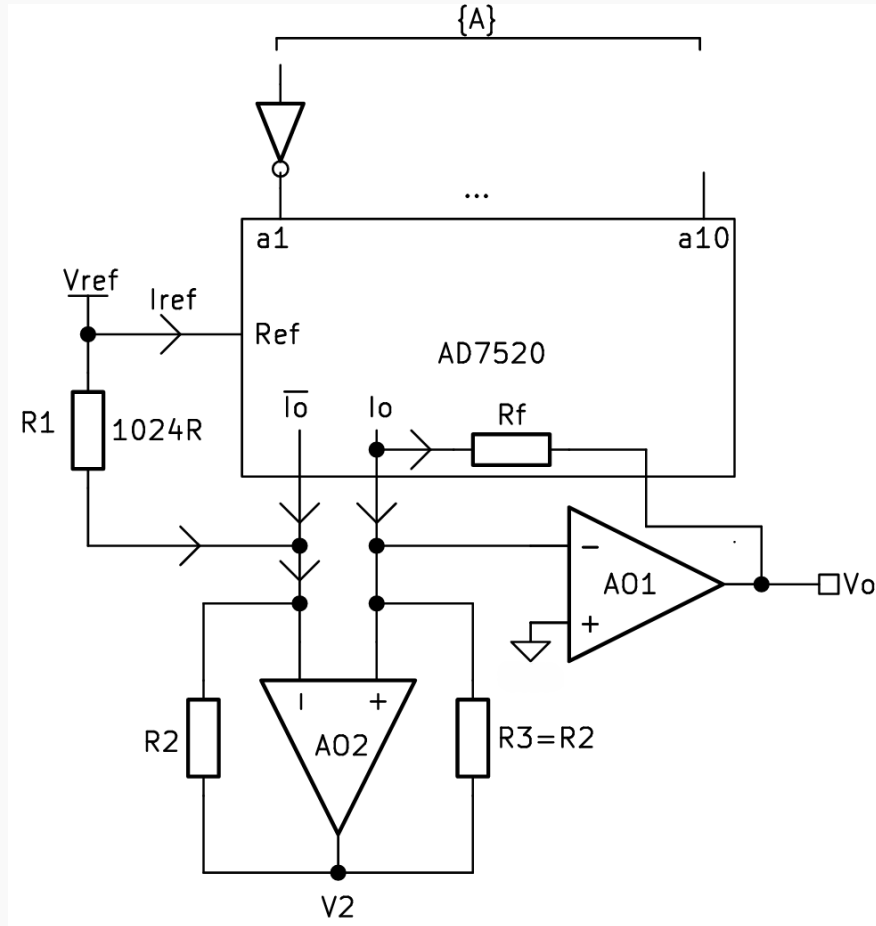
$$\{N\} = \frac{2000 mV}{15 mV} = +133 = 00\ 1000\ 0101_{C2} = 085_h$$

c) Pentru că $V_o = -2V \Rightarrow \{N\} = -133 \Rightarrow C2$ se obține astfel:

- Se complementează biții de modul (9 biți).
- Se adună un LSB.
- Se adaugă bitul de semn pe poziția cea mai semnificativă.

$$\{N\} = 11\,0111\,1011_{C2} = 37B_h$$

d) Schema electrică:



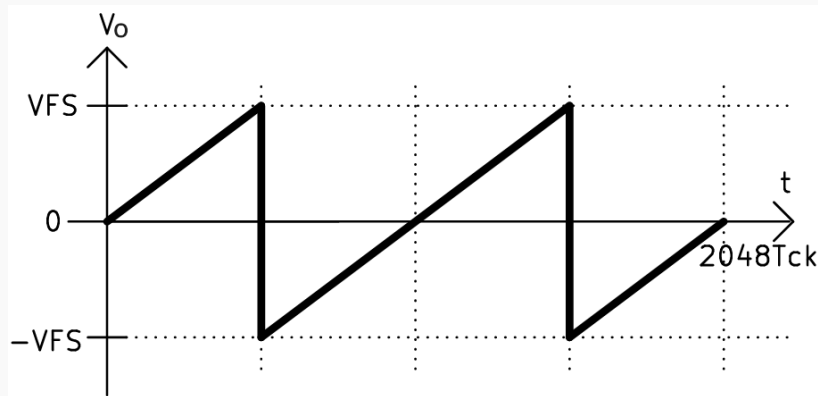
$$V_o = -V_{ref}(2 \cdot \{A\} - 1) = -V_{ref} \cdot \{A'\}_{BD}$$

$$R_1 = 10.24\,M\Omega, \quad V_{ref} = -V_{FS} \Rightarrow V_{ref} = -7.68\,V$$

$$R_2 = R_3 \quad I_{ref} = \frac{V_{ref}}{R_e} = \frac{V_{ref}}{10k}$$

$$\text{Pentru } R_2 = R_3 = 10k \rightarrow V_{2,max} = -V_{ref} > 0 \pm V_{ali.AO} > V_{FS}$$

e) Reprezentare grafică:


Varianta I

a)

$$V_{LSB} = \frac{7.68 V}{2^9} = 15 mV$$

b)

$$\{N\} = \frac{2000 mV}{15 mV} = +133 = 0\ 1000\ 0101_2 = 10\ 1000\ 0101_{BD} = 285_h$$

c)

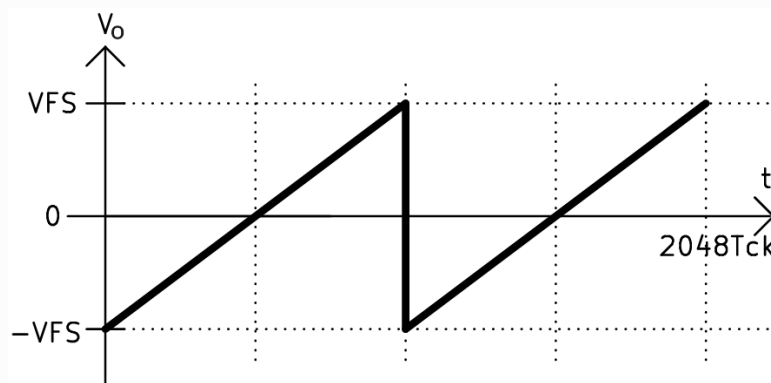
$$\{N\} = -133 \Rightarrow \text{în BD: } \{N\} = 01\ 0111\ 1011_{BD} = 17B_h$$

d)

Schema electrică (cf. rezolvării inițiale, fără inversor pe MSB).

$$V_{ref} = -7.68 V$$

e)



Varianta II

a)

$$V_{LSB} = \frac{2.56 V}{2^9} = 5 mV$$

b)

$$\{N\} = \frac{2000 mV}{5 mV} = +400 = 1\ 1001\ 0000_2 = 01\ 1001\ 0000_{C2} = 190_h$$

c)

$$\{N\} = -400 \Rightarrow \text{în } C2: \{N\} = 10\ 0111\ 0000_{C2} = 270_h$$

d)

Schema electrică (cf. rezolvării inițiale). $V_{ref} = -2.56 V$

e)

(cf. rezolvării inițiale)

Varianta III

a)

$$V_{LSB} = \frac{2.56 V}{2^9} = 5 mV$$

b)

$$\{N\} = \frac{2000 mV}{5 mV} = +400 = 1\ 1001\ 0000_2 = 11\ 1001\ 0000_{BD} = 390_h$$

c)

$$\{N\} = -400 \Rightarrow \text{în } BD: \{N\} = 00\ 0111\ 0000_{BD} = 070_h$$

d)

Schema electrică (cf. rezolvării inițiale, fără inversor pe MSB).

$$V_{ref} = -2.56 V$$

e)

(cf. Varianta II)

Problema 4.20

a) Să se exprime $V_3(V_{in}, R_1, \{N\})$

$$\{N_1\} = 2^9 + 2^8 + \{N\} = 768 + \{N\}; \{N\} \Rightarrow 6 \text{ biți întreg.}$$

$$V_{out} = -I_o \cdot R = -I_{ref} \cdot R \cdot \{A\} = -V_{ref} \cdot \frac{R}{R} \cdot \{A\} = -V_{ref} \cdot \{A\}$$

$$I_{ref} = \frac{V_{ref}}{R}$$

$$I_o = I_{ref} \cdot \frac{\{N_1\}}{2^n} \Rightarrow I_o = I_{ref} \cdot \frac{\{N_1\}}{2^{10}} \Rightarrow I_o = \frac{V_3}{R_1 + R_e} \cdot \frac{\{N_1\}}{2^{10}}$$

unde R_e este rezistența echivalentă a rețelei interne văzută dinspre referință.

$$V_{in} = -I_o \cdot R_f = -\frac{V_3}{R_1 + R_e} \cdot \frac{\{N_1\}}{2^{10}} \cdot R_f \Rightarrow V_{in} = -V_3 \cdot \frac{R_f}{R_1 + R_e} \cdot \frac{\{N_1\}}{2^{10}}$$

$$\Rightarrow V_3 = -V_{in} \cdot \frac{R_1 + R_e}{R_f} \cdot \frac{2^{10}}{\{N_1\}} \quad \text{unde } R_f = R_e = R = 10 \text{ k}\Omega$$

b) **Domeniul** $V_3 \rightarrow V_{limAO} = \pm 15V, R_1 = 20k \rightarrow V_3$ poate lua valori între $\pm 15V$

$$V_{3max} \leq 15V; \quad V_{3min} \geq -15V$$

c) Pentru V_{in}

Pornim de la formula determinată anterior:

$$V_{in} = -V_3 \cdot \frac{R}{R_1 + R} \cdot \frac{\{N_1\}}{2^{10}}$$

$$\{N_1\} = 768 + \{N\} \quad (a_5 \dots a_{10} \Rightarrow 2^6 = 64) \{N\} - 6 \text{ biți întreg.}$$

$$\{N_1\} = 768 + 64 = 832$$

$$V_{in} = 15V \cdot \frac{10k}{30k} \cdot \frac{832}{2^{10}} = 4.0625V$$

$V_{in} \in (-V_{in}, +V_{in})$ pentru că V_3 poate să fie pozitiv sau negativ

d) $V_o(V_{in}, \{N\}, \{M\}, R_1, R_2)$

$\{M\} \rightarrow 10 \text{ biți întreg}$

$$V_o = -I_{ref} \cdot R_e \cdot \frac{\{M\}}{2^{10}} = -V_3 \cdot \frac{R_e}{R_2 + R_e} \cdot \frac{\{M\}}{2^{10}} \Rightarrow V_o = \frac{R_1 + R_e}{R_2 + R_e} \cdot \frac{\{M\}}{\{N_1\}} \cdot V_{in}$$

e) Valoarea maximă pentru V_o

$$V_0 = V_{in,max} \cdot \frac{R_1 + R_e}{R_2 + R_e} \cdot \frac{\{M\}}{\{N_{1,min}\}}$$

$\rightarrow$ pentru determinarea valorilor maxime am ales N_1 cu valoarea minimă.

$$V_o = 4.0625V \cdot \frac{30}{15} \cdot \frac{1024}{768} \Rightarrow V_o = 10.833V$$

Varianța I

a)

$$\{N_1\} = 2^9 + 2^8 + 2^6 + \{N\} = 768 + 64 = 832 + \{N\}$$

c)

$$\{N_1\} = 832 + \{N\} \Rightarrow \{N_1\} = 832 + 64 = 896 \Rightarrow V_{in} = 15V \cdot \frac{10k}{30k} \cdot \frac{896}{2^{10}} = 4.375V$$

e)

$$V_o = 4.375V \cdot \frac{30}{20} \cdot \frac{1024}{832} \Rightarrow V_o = 8.0769V$$

Varianta II

a)

$$\{N_1\} = 896 + \{N\}$$

c)

$$\{N_1\} = 896 + \{N\} \Rightarrow \{N_1\} = 896 + 64 = 960 \Rightarrow V_{in} = 15V \cdot \frac{10k}{30k} \cdot \frac{960}{2^{10}} = 4.6875V$$

e)

$$V_o = 4.6875V \cdot \frac{30}{25} \cdot \frac{1024}{896} \Rightarrow V_o = 6.4285V$$

Varianta III

a)

$$\{N_1\} = 960 + \{N\}$$

c)

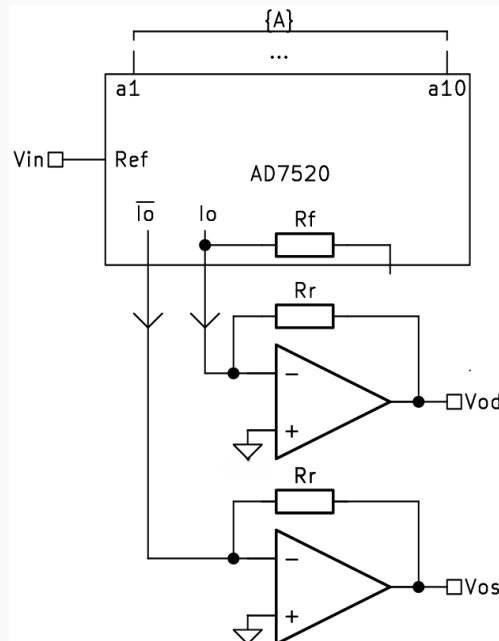
$$\{N_1\} = 960 + \{N\} \Rightarrow \{N_1\} = 960 + 64 = 1024 \Rightarrow V_{in} = 15V \cdot \frac{10k}{30k} \cdot \frac{1024}{2^{10}} = 5V$$

e)

$$V_o = 5V \cdot \frac{30}{30} \cdot \frac{1024}{960} \Rightarrow V_o = 5.333V$$

Problema 4.21

- a) Din cerință se observă că cele două tensiuni de ieșire au o dependență complementară față de $\{A\}$. Astfel, pentru $\{A\} = 0$ rezultă $V_{od} = 0$ și $V_{os} = V_{omax}$, iar pentru $\{A\} = 1$ rezultă $V_{od} = V_{omax}$ și $V_{os} = 0$. Prin urmare, V_{od} este direct proporțională cu $\{A\}$, iar V_{os} este proporțională cu valoarea complementară a acestuia. În consecință, V_{od} este ponderată cu $\{A\}$, iar V_{os} cu $1 - \{A\}$, unde $1 - \{A\} = \{\bar{A}\}$. Deci, V_{od} este proporțională cu $I_o = I_{ref} \cdot \{A\}$, iar V_{os} este proporțională cu $\bar{I}_o = I_{ref} \cdot \{\bar{A}\}$. Schema electrică:



- b) $V_{ali+} > V_{omax}$; $V_{ali-} < -V_{omax}$

Formula de calcul a tensiunii de ieșire este:

$$V_o = -V_{in} \cdot \frac{R_r}{R_e}$$

Iar

$$R_r = R_e \cdot \frac{V_{omax}}{V_{inmax}} = 40k\Omega$$

Varianta I

a)

Schema electrică: (cf. rezolvării inițiale, cu V_{od} și V_{os} interschimbate.)

b)

$$R_r = 40k\Omega$$

Varianta II

a)

Schema electrică: (cf. rezolvării inițiale).

b)

$$R_r = 20k\Omega$$

Varianta III

a)

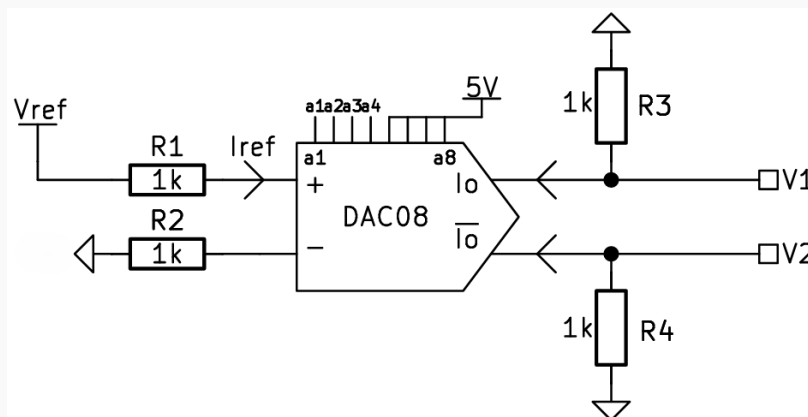
Schema electrică: (cf. rezolvării inițiale, cu V_{od} și V_{os} interschimbate.)

b)

$$R_r = 20k\Omega$$

Problema 4.22

Schema electrică:



Reprezentarea grafică pentru I_o :

Răspuns corect

b)

Reprezentarea grafică pentru $\bar{I}_o$:

Răspuns corect

d)

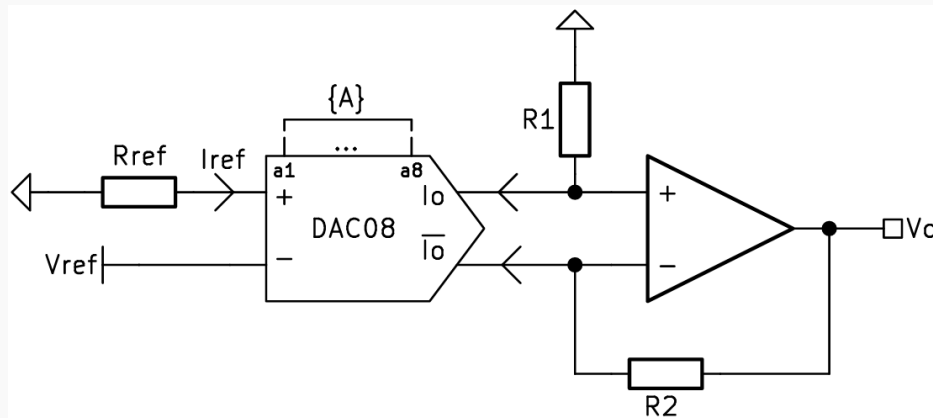
Schemele care generează tensiuni de ieșire egale în modul cu cele din schema inițială:

Răspuns corect

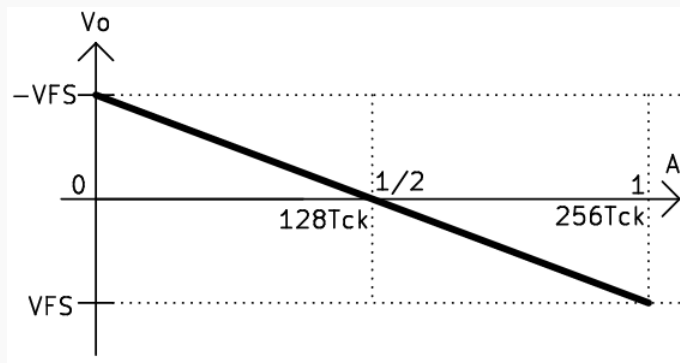
c) d)

Problema 4.23

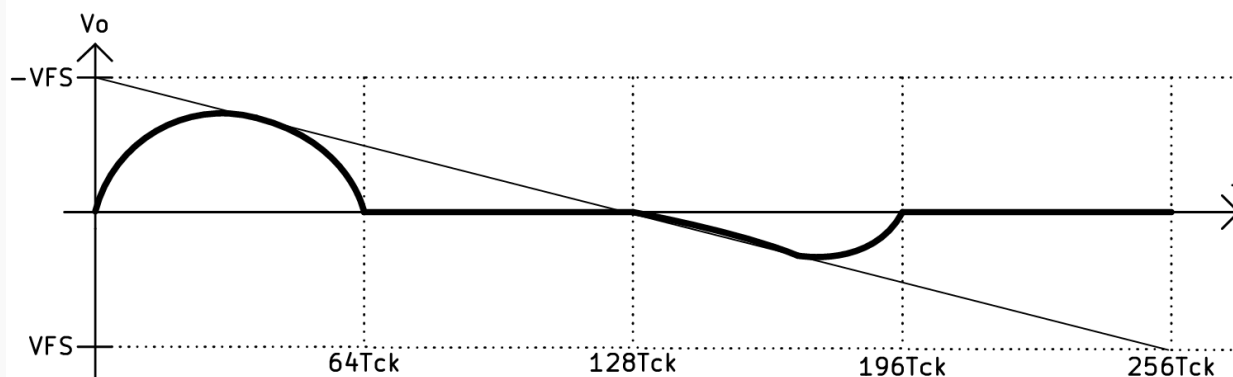
Schema electrică:



- a) $V_o = \bar{I}_o \cdot R - I_o \cdot R = R \cdot (\bar{I}_o - I_o)$ $I_o = I_{ref} \cdot \{A\}; \bar{I}_o = I_{ref} \cdot \{\bar{A}\}$
 $I_{ref} = -\frac{V_{ref}}{R_{ref}} \Rightarrow V_o = V_{ref} \cdot \frac{R}{R_{ref}} \cdot (2 \cdot \{A\} - 1) \rightarrow \{A'\} = 2 \cdot \{A\} - 1 \rightarrow BD$
- b) $R_{ref} = -\frac{V_{ref}}{I_{ref}} = \frac{2.5V}{2mA} = 1.25k\Omega$
 $V_{FS} = -V_{ref} \cdot \frac{R}{R_{ref}} \rightarrow R = R_1 = R_2 = \frac{V_{FS}}{V_{ref}} \cdot R_{ref} = \frac{2V}{2.5V} \cdot 1.25k\Omega = 1k\Omega$
- c) $V_o = V_{ref} \cdot \frac{R_1}{R_{ref}} \cdot (2 \cdot \{A\} - 1)$



$$d) V_{in}(t) = V_{ref} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{64} \cdot f_{CK} \cdot t\right) \rightarrow f_{signal} = \frac{f_{CK}}{128} \rightarrow T_{signal} = 128 \cdot T_{CK}$$



Problema 4.24

$$a) V_{LSB} = R_{abs} = \frac{V_{FS}}{2^n} \quad (n = \text{număr biți pentru valoarea absolută})$$

$$V_{LSB} = R_{abs} = \frac{5.12V}{2^7} = 40 \text{ mV} \quad \text{și} \quad R_{rel} = \frac{1}{2^7}$$

b)

$$V_o = 1.92V \Rightarrow \{N\} = \frac{V_o}{V_{LSB}} = \frac{1.92V}{40mV} = 48$$

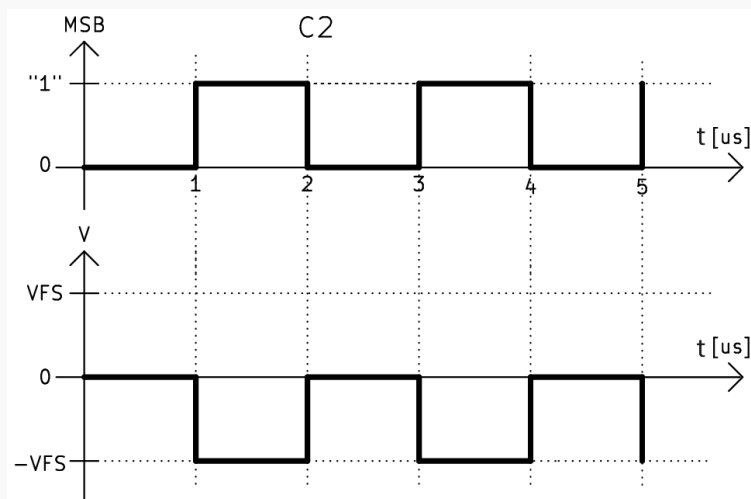
Reprezentare: 00110000_{C2} (7+1 biți)

Valoare în hexazecimal: $\{N\} = 00110000_{C2} = 30_h$

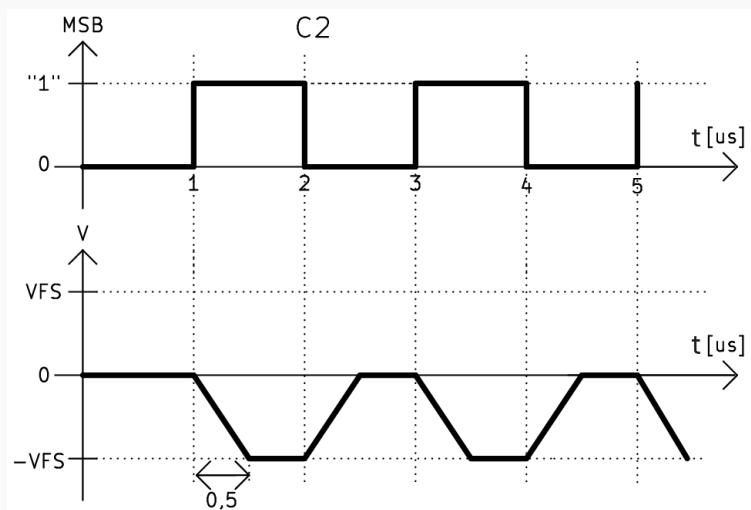
$$c) \text{ Pentru } V_{out} = -1.92V \Rightarrow \{N\} = -48$$

$$\Rightarrow \{N\} = 11010000_{C2} = D0_h$$

d) Grafic MSB și V_{out} :



e) Grafic MSB și V_{out} :



Varianta I

a)

$$V_{LSB} = R_{abs} = \frac{5.12V}{2^9} = 10 \text{ mV} \quad \text{și} \quad R_{rel} = \frac{1}{2^9}$$

b)

$$0011000000_{C2} \text{ (9+1 biți)} \Rightarrow \{N\} = 0011000000_{C2} = 0C0_h$$

c)

$$\{N\} = 1101000000_{C2} = 340_h$$

d)

(cf. rezolvării inițiale)

e)

(cf. rezolvării inițiale)

Varianta II

a)

$$V_{LSB} = R_{abs} = \frac{5.12V}{2^7} = 40 \text{ mV} \quad \text{și} \quad R_{rel} = \frac{1}{2^7}$$

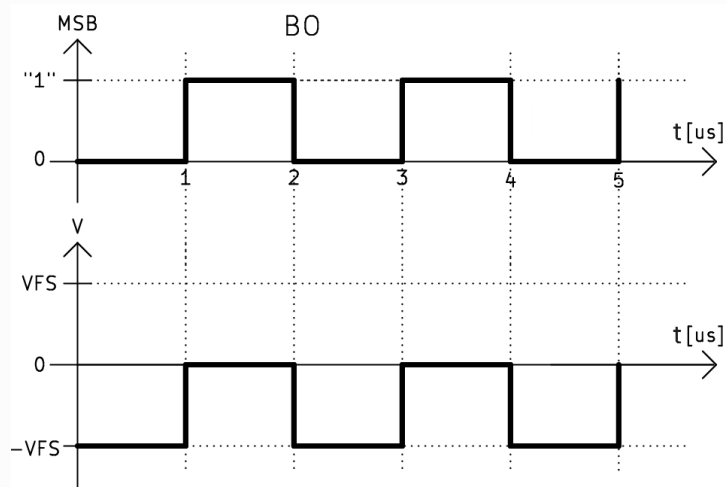
b)

$$10110000_{OB} \text{ (7+1 biți)} \Rightarrow \{N\} = 10110000_{OB} = 0B0_h$$

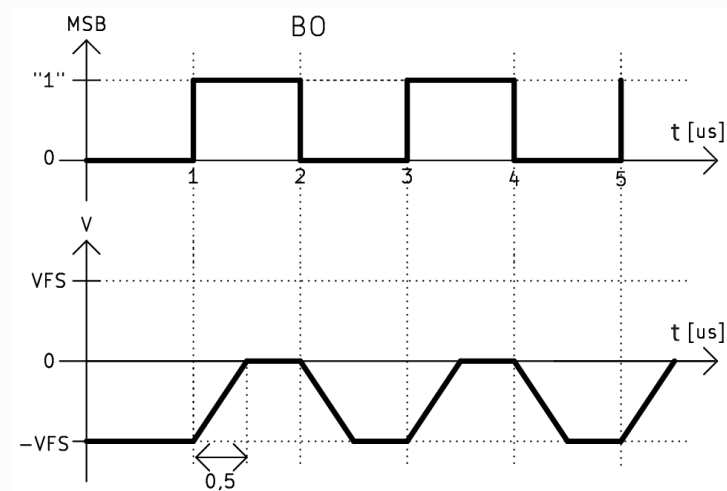
c)

$$\{N\} = 01010000_{OB} = 50_h$$

d)

 Grafic MSB și V_{out} :


e)

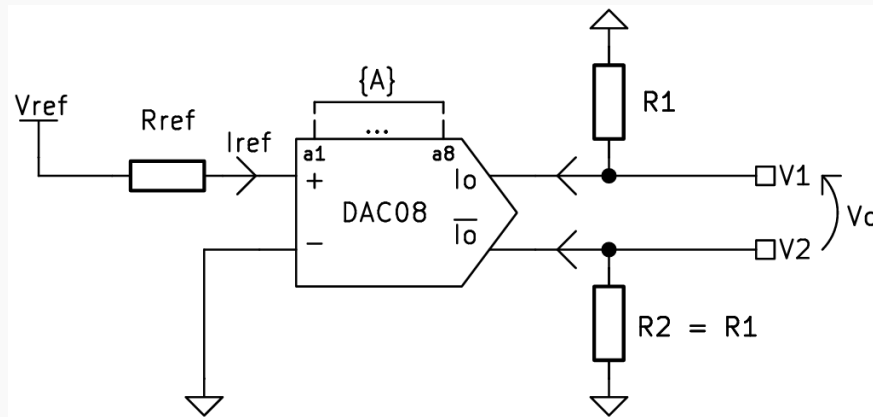
 Grafic MSB și V_{out} :


Varianta III

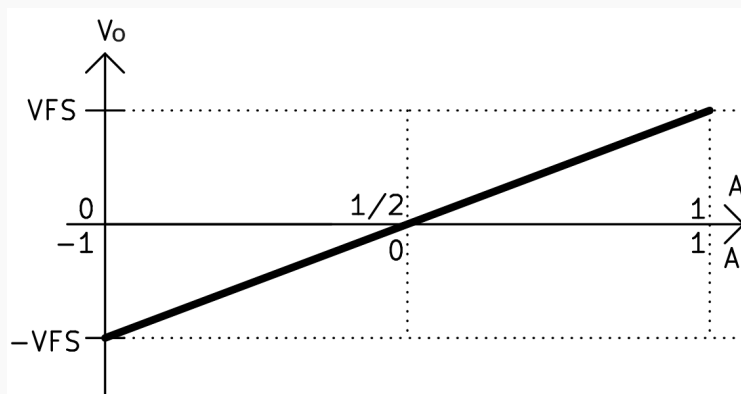
- a)
 $V_{LSB} = R_{abs} = \frac{5.12V}{2^9} = 10 \text{ mV}$ și $R_{rel} = \frac{1}{2^9}$
- b)
 $1011000000_{OB} \text{ (9+1 biți)} \Rightarrow \{N\} = 1011000000_{OB} = 2C0_h$
- c)
 $\{N\} = 0101000000_{OB} = 140_h$
- d)
 (cf. Varianta II)
- e)
 (cf. Varianta II)

Problema 4.25

Schema electrică:



- a) $V_o = V_2 - V_1 = -R_2 \cdot \bar{I}_o + R_1 \cdot I_o = R_1 \cdot (I_o - \bar{I}_o)$
 $V_o = R_1 \cdot \frac{V_{ref}}{R_{ref}} \cdot (\{A\} - \{\bar{A}\}) = V_{ref} \cdot \frac{R_1}{R_{ref}} (2 \cdot \{A\} - 1 + 1\text{LSB})$
 $V_o \cong V_{ref} \cdot \frac{R_1}{R_{ref}} (2 \cdot \{A\} - 1) = V_{ref} \cdot \frac{R_1}{R_{ref}} \cdot \{A'\}$, unde $\{A'\} = 2 \cdot \{A\} - 1 \Rightarrow \text{cod BD}$
- b) $V_{FS} = V_{ref} \cdot \frac{R_1}{R_{ref}}$



$$c) R_{ref} = \frac{V_{ref}}{I_{ref}} \Rightarrow R_{ref} = \frac{6V}{2mA} = 3k\Omega$$

$$R_1 = R_2 = \frac{V_{FS}}{V_{ref}} \cdot R_{ref} \Rightarrow R_1 = R_2 = \frac{V_{FS}}{I_{ref}} \Rightarrow R_1 = \frac{4V}{2mA} = 2k\Omega$$

$$d) R_{abs} = \frac{2 \cdot V_{FS}}{2 \cdot 2^8} = \frac{V_{FS}}{2^7} \Rightarrow R_{abs} = \frac{4V}{128} = 31.25 mV$$

$$R_{rel} = \frac{2}{2^8} = \frac{1}{2^7} = \frac{1}{128} = 0.0078125$$

$$e) \{N\} = \frac{V_o}{V_{LSB}} = 2^7 \cdot \frac{V_o}{V_{FS}}$$

$$\text{Modul: } \{N\} = 128 \cdot \frac{3}{4} = 96 = 1100000 \Rightarrow \{N\}_{BD} = 1110\ 0000_{BD} = E0_h$$

$$f) \{N\} = 0010\ 0000_{BD} = 20_h$$

Varianta I

c)

$$R_{ref} = \frac{6V}{2mA} = 3k\Omega \quad R_1 = \frac{6V}{2mA} = 3k\Omega$$

d)

$$R_{abs} = \frac{6V}{128} = 46.875 mV$$

e)

$$\text{Modul: } \{N\} = 128 \cdot \frac{3}{6} = 64 = 1000000 \Rightarrow \{N\}_{BD} = 1100\ 0000_{BD} = C0_h$$

f)

$$\{N\} = 0100\ 0000_{BD} = 40_h$$

Varianta II

c)

$$R_{ref} = \frac{3V}{2mA} = 1.5k\Omega \quad R_1 = \frac{4V}{2mA} = 2k\Omega$$

d)

$$R_{abs} = \frac{4V}{128} = 31.25 mV$$

e)

$$\text{Modul: } \{N\} = 128 \cdot \frac{3}{4} = 96 = 1100000 \Rightarrow \{N\}_{BD} = 1110\ 0000_{BD} = E0_h$$

f)

$$\{N\} = 0010\ 0000_{BD} = 20_h$$

Varianta III

c)

$$R_{ref} = \frac{3V}{2mA} = 1.5k\Omega \quad R_1 = \frac{6V}{2mA} = 3k\Omega$$

d)

$$R_{abs} = \frac{6V}{128} = 46.875 mV$$

e)

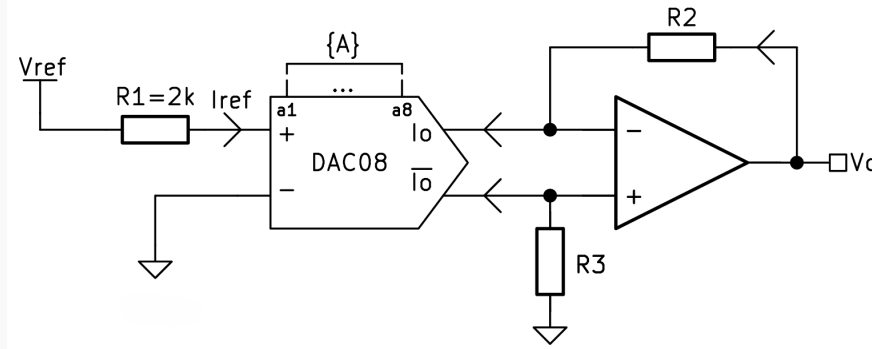
$$\text{Modul: } \{N\} = 128 \cdot \frac{3}{6} = 64 = 1000000 \Rightarrow \{N\}_{BD} = 1100\ 0000_{BD} = C0_h$$

f)

$$\{N\} = 0100\ 0000_{BD} = 40_h$$

Problema 4.26

$$a) V_o = -\bar{I}_o \cdot R_3 + I_o \cdot R_2 = R_2 \cdot I_{ref} \cdot (\{A\} - \{\bar{A}\}) = V_{ref} \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot (2 \cdot \{A\} - 1) \Rightarrow \text{BD}$$



$$b) V_{FS} = V_{ref} \cdot \frac{R_2}{R_1} = 4V \cdot \frac{2k\Omega}{2k\Omega} = 4V$$

$$V_{LSB} = R_{abs} = \frac{V_{FS}}{2^n} \quad (n + 1 = 8) \Rightarrow V_{LSB} = \frac{4V}{128} = 31.25mV$$

$$R_{rel} = \frac{1}{2^n} = \frac{1}{128} = 0.0078125$$

$$c) V_{ali,neg} = -I_{ref} \cdot R_3 - 0.4V - 2V - I_{ref} \cdot R_e =$$

$$\Rightarrow V_{ali,neg} = -2mA \cdot 2k\Omega - 2.4V - 2mA \cdot 1.2k\Omega = -8.8V \quad I_{ref} = \frac{V_{ref}}{R_{ref}}$$

$$d) \{A_{max}\} = 0.99_h = \frac{99_h}{100_h} = \frac{153}{256} \approx 0.6 \quad (2 \cdot \{A_{max}\} - 1) = (1.2 - 1) = 0.2$$

$$V_o = V_{FS} \cdot (2 \cdot \{A_{max}\} - 1) = 4V \cdot 0.2 = 0.8V$$

Varianta I

b)

$$V_{FS} = 4V \cdot \frac{1k\Omega}{2k\Omega} = 2V \quad V_{LSB} = \frac{2V}{128} = 15.625mV$$

c)

$$V_{ali,neg} = -2mA \cdot 1k\Omega - 2.4V - 2mA \cdot 1.2k\Omega = -6.8V$$

d)

$$V_o = 2V \cdot 0.2 = 0.4V$$

Varianta II

b)

$$V_{FS} = 2V \cdot \frac{2k\Omega}{2k\Omega} = 2V \quad V_{LSB} = \frac{2V}{128} = 15.625mV$$

c)

$$V_{ali,neg} = -1mA \cdot 2k\Omega - 2.4V - 1mA \cdot 1.2k\Omega = -5.6V$$

d)

$$V_o = 2V \cdot 0.2 = 0.4V$$

Varianta III

b)

$$V_{FS} = 2V \cdot \frac{1k\Omega}{2k\Omega} = 1V \quad V_{LSB} = \frac{1V}{128} = 7.8125mV$$

c)

$$V_{ali,neg} = -1mA \cdot 1k\Omega - 2.4V - 1mA \cdot 1.2k\Omega = -4.6V$$

d)

$$V_o = 1V \cdot 0.2 = 0.2V$$

Problema 4.27

$$a) V_{LSB} = R_{abs} = \frac{V_{FS}}{2^n} \text{ iar } R_{rel} = \frac{1}{2^n} = \frac{1}{2^7}$$

$$\text{Pentru domeniul } [-5.12V, +5.12V]: V_{LSB} = R_{abs} = \frac{5.12V}{2^7} = 40mV$$

b) Pentru a determina codul aplicat la intrare pentru care se obține o tensiune de $V_o = 2V$, folosim formula:

$$\{N\} = \frac{V_o}{V_{LSB}}$$

$$\text{Domeniu: } [-5.12V; +5.12V) \Rightarrow V_{LSB} = 40mV$$

$$\{N\} = 50 = 0110010 \Rightarrow \text{Reprezentare C2 : } 00110010_{C2} = 32h = 50$$

c) Se dorește determinarea valorii necesare la intrare pentru obținerea unei tensiuni de $V_o = -2V$.

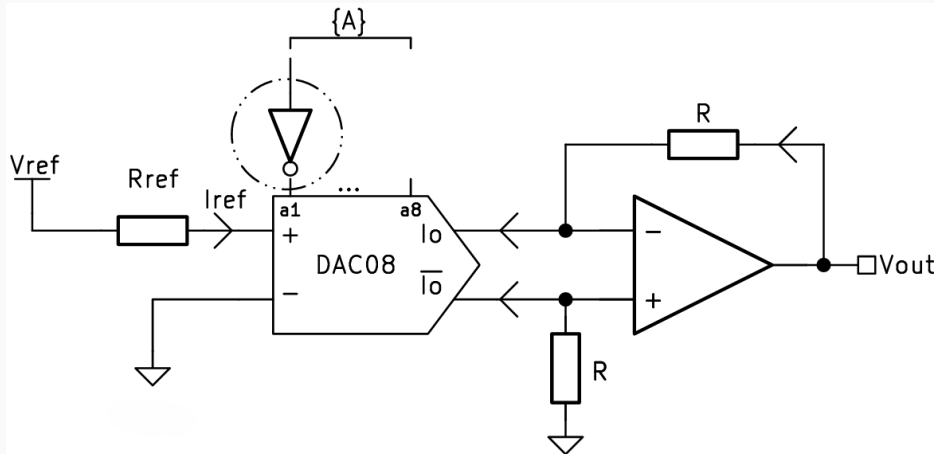
$$\{N\} = \frac{V_o}{V_{LSB}} \Rightarrow \{N\} = \text{număr negativ}$$

$$V_{LSB} = 40mV \Rightarrow \{N\} = -50 \Rightarrow \text{Reprezentare C2 : } 11001110_{C2} = CEh = 206$$

d) Schema electrică:

$$\{A\} = 0.a_1a_2...a_8$$

$$\{A\}_{C2} = a_1.a_2a_3...a_8$$



Formula de calcul a tensiunii de ieșire este:

$$V_o = -\bar{I}_o \cdot R + I_o \cdot R = R \cdot I_{ref}(2\{A\} - 1) = R \cdot \frac{V_{ref}}{R_{ref}} \cdot \{A\}$$

Se presupune: $I_{ref} = 2 \text{ mA} \Rightarrow V_{ref} = 5 \text{ V}$, deci $R_{ref} = 2.5 \text{ k}\Omega$

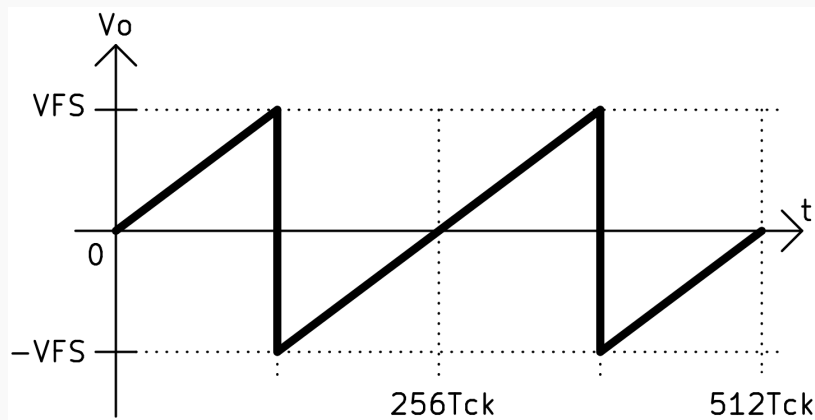
$$R = \frac{V_{FS}}{I_{ref}} = \frac{5.12 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 2.56 \text{ k}\Omega$$

Tensiunile de alimentare necesare:

- $V_{ALI+} \geq 5 \text{ V}$
- $V_{ALI-} \leq -(V_{FS} + V_K(0.4 \text{ V}) + V_{CE}(1 \text{ V}) + I_{ref} \cdot 1.2 \text{ k}(2.4 \text{ V}))$

$$\Rightarrow V_{EE} = V_{ALI-} = -(5.12 + 3.8) = -8.92 \text{ V}$$

e) Reprezentare grafică:



Varianta I

a)

Pentru domeniul $[-2.56 \text{ V}, +2.56 \text{ V}]$: $V_{LSB} = R_{abs} = \frac{2.56 \text{ V}}{2^7} = 20 \text{ mV}$

b)

$\{N\} = 100 = 1100100 \Rightarrow \text{Reprezentare C2 : } 01100100_{C2} = 64h = 100$

c)

$\{N\} = -100 \Rightarrow \text{Reprezentare C2 : } 10011100_{C2} = 9Ch = 156$

d)

Schema electrică: (cf. rezolvării inițiale).

$$R = \frac{V_{FS}}{I_{ref}} = \frac{2.56 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 1.28 \text{ k}\Omega$$

$$V_{EE} = V_{ALI-} = -(2.56 + 3.8) = -6.26 \text{ V}$$

e)

(cf. rezolvării inițiale).

Varianta II

a)

 Pentru domeniul $[-5.12\text{V}, +5.12\text{V}]$: $V_{LSB} = R_{abs} = \frac{5.12\text{V}}{2^7} = 40\text{ mV}$

b)

 $\{N\} = 50 = 0110010 \Rightarrow$ Reprezentare BD : $10110010_{\text{BD}} = B2h = 178$

c)

 $\{N\} = -50 \Rightarrow$ Reprezentare BD : $01001110_{\text{BD}} = 4Eh = 78$

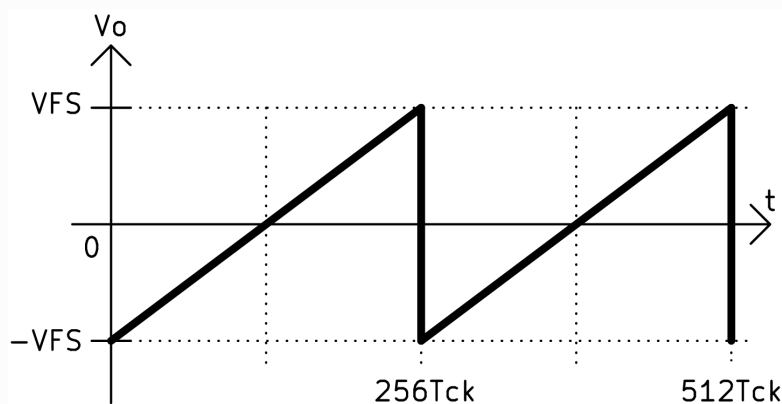
d)

Schema electrică: (cf. rezolvării inițiale, fără inversor pe MSB).

$$R = \frac{V_{FS}}{I_{ref}} = \frac{5.12\text{V}}{2\text{mA}} = 2.56\text{ k}\Omega$$

$$V_{EE} = V_{ALI-} = -(5.12 + 3.8) = -8.92\text{ V}$$

e)


Varianta III

a)

 Pentru domeniul $[-2.56\text{V}, +2.56\text{V}]$: $V_{LSB} = R_{abs} = \frac{2.56\text{V}}{2^7} = 20\text{ mV}$

b)

 $\{N\} = 100 = 1100100 \Rightarrow$ Reprezentare BD : $11100100_{\text{BD}} = E4h = 228$

c)

 $\{N\} = -100 \Rightarrow$ Reprezentare BD : $00011100_{\text{BD}} = 1Ch = 28$

d)

Schema electrică: (cf. rezolvării inițiale, fără inversor pe MSB).

$$R = \frac{V_{FS}}{I_{ref}} = \frac{2.56\text{V}}{2\text{mA}} = 1.28\text{ k}\Omega$$

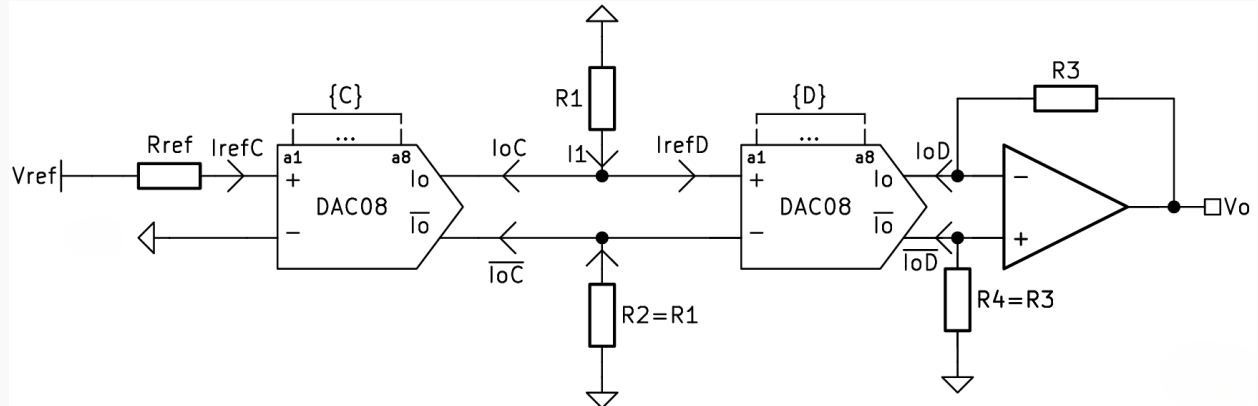
$$V_{EE} = V_{ALI-} = -(2.56 + 3.8) = -6.26\text{ V}$$

e)

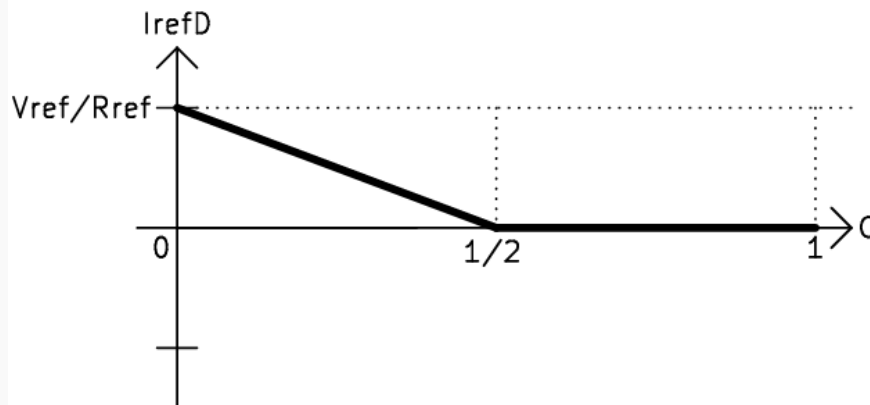
(cf. Varianta II).

Problema 4.28

a) $I_{refC} = \frac{V_{ref}}{R_{ref}}$



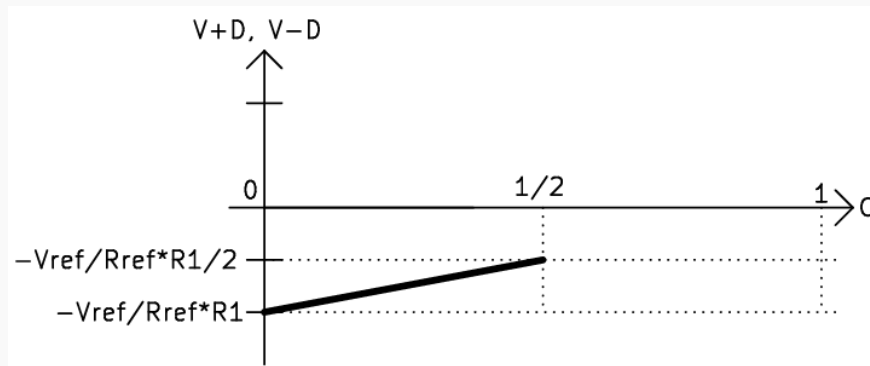
Deoarece $V_+ = V_-$ (la al doilea DAC08) $\Rightarrow -I_1 \cdot R_1 = -\overline{I_{0C}} \cdot R_1 \rightarrow I_1 = \overline{I_{0C}}$
 $I_{refD} = I_1 - I_{0C} = I_{refC} \cdot (\{\overline{C}\} - \{C\}) = -\frac{V_{ref}}{R_{ref}} \cdot (2 \cdot \{C\} - 1)$



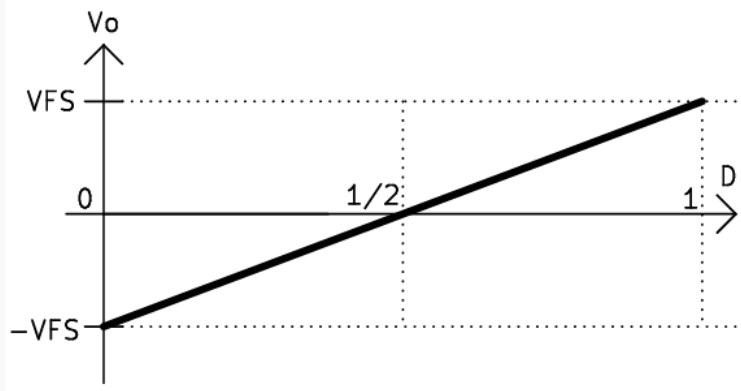
$\rightarrow \{C\} \in [0; \frac{1}{2})$ pentru funcționare corectă.

b) $V_{+D} = -\overline{I_{0C}} \cdot R_1 = -I_1 \cdot R_1 \quad V_{-D} = -\overline{I_{0C}} \cdot R_1$

$$V_{+D} = V_{-D} = \frac{V_{ref}}{R_{ref}} \cdot R_1 \cdot (\{C\} - 1)$$



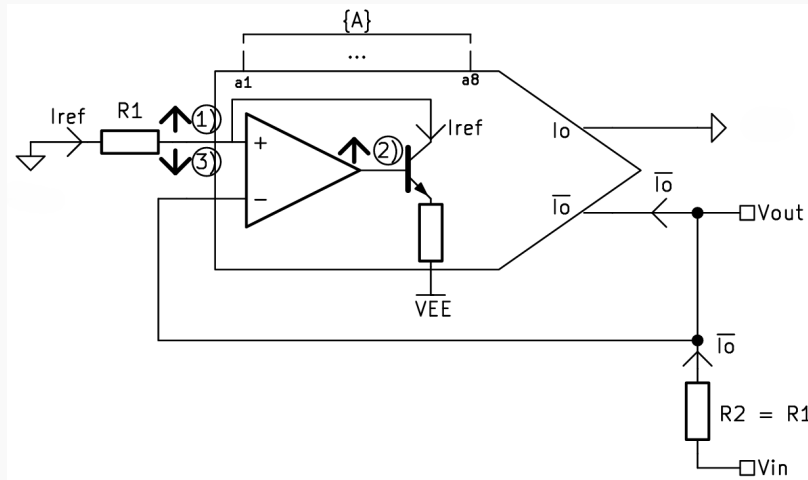
$$\begin{aligned}
 c) \quad V_o &= I_{oD} \cdot R_3 - \overline{I_{oD}} \cdot R_3 = R_3 \cdot (I_{oD} - \overline{I_{oD}}) = R_3 \cdot I_{refD} \cdot (\{D\} - \{\overline{D}\}) \\
 &\rightarrow V_o = -\frac{V_{ref}}{R_{ref}} \cdot R_3 \cdot (2 \cdot \{C\} - 1) \cdot (2 \cdot \{D\} - 1) \\
 \{C\} = \frac{1}{4} &\rightarrow V_o = -\frac{V_{ref}}{R_{ref}} \cdot R_3 \cdot \left(-\frac{1}{2}\right) \cdot (2 \cdot \{D\} - 1) \quad V_{FS} = \frac{V_{ref}}{2 \cdot R_{ref}} \cdot R_3
 \end{aligned}$$



$$\{C\} = \frac{3}{4} \rightarrow \text{nu e posibil}$$

Problema 4.29

- a) $V_{out} < 0V$, pentru că V_{out} este conectată la borna „-” și are rol de referință negativă.
- b) Schemă pentru demonstrație:



Pasul 1: Presupunem că tensiunea la borna „+” (V^+) a DAC08 crește ușor (o perturbare).

Pasul 2: Tensiunea de la ieșirea AO tinde să crească $\Rightarrow$ tensiunea din baza tranzistorului crește $\Rightarrow$ curentul de colector I_{ref} va crește.

Pasul 3: Pentru că $I_{ref} = \frac{0V - V^+}{R_1} \Rightarrow$ tensiunea V^+ va scădea, demonstrând astfel efectul reacției negative.

c)

$$V_{out} = V_{in} - \overline{I_o} \cdot R_2 = V_{in} - I_{ref} \cdot \{A\} \cdot R_1 = V_{in} + V_{out} \{A\}$$

$$V_{out}(1 - \{A\}) = V_{in} \quad V_{out} = \frac{V_{in}}{1 - \{A\}} = \frac{V_{in}}{\{A\}}$$

$$I_{ref} = -\frac{V_{out}}{R_1}$$

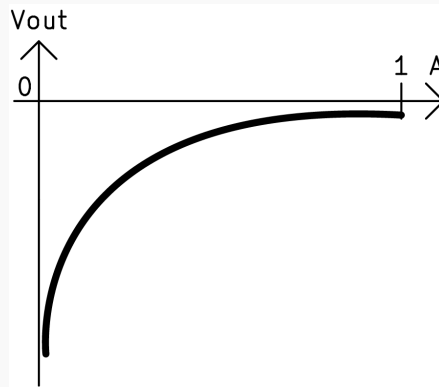
 d) $V_{in} < 0V$, pentru a păstra $V_{out} < 0V$.

e)

$$V_{alim-} = V_{out,min} - 2V = -2V - 2V = -4V$$

f)

$$\{A\} = \frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{20mV}{2V} = 0.01$$

 g) $V_{out}(\{A\})$


Varianta I

e)

$$V_{alim-} = V_{out,min} - 2V = -2V - 2V = -4V$$

f)

$$\{A\} = \frac{50mV}{2V} = 0.025$$

Varianta II

e)

$$V_{alim-} = V_{out,min} - 2V = -4V - 2V = -6V$$

f)

$$\{A\} = \frac{20mV}{4V} = 0.005$$

Varianta III

e)

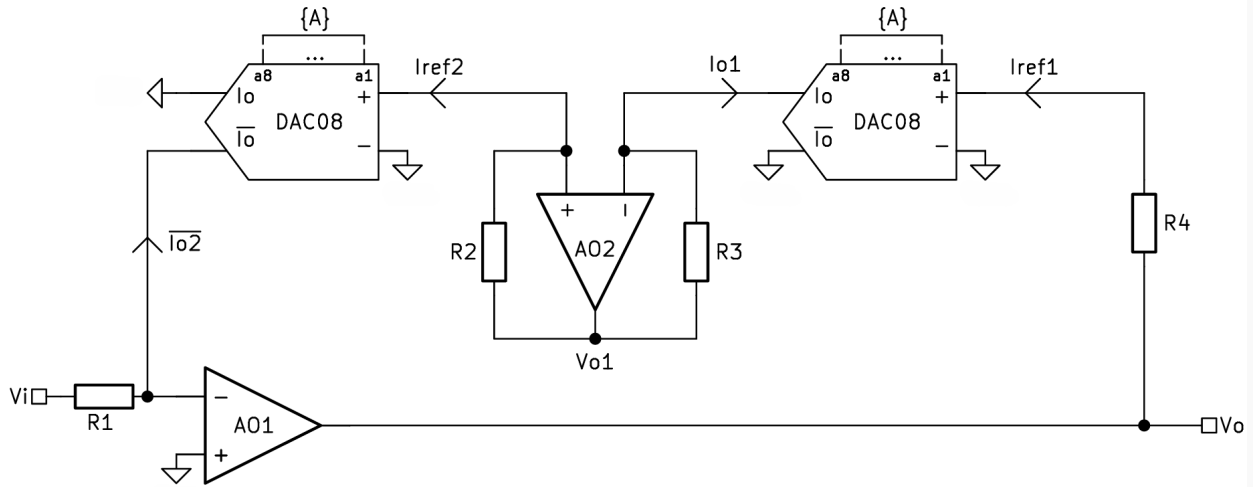
$$V_{alim-} = V_{out,min} - 2V = -4V - 2V = -6V$$

f)

$$\{A\} = \frac{50mV}{4V} = 0.0125$$

Problema 4.30

- a) La intrările DAC08 avem reacție „puternic” negativă care va impune în cazul AO2 să funcționeze reacția negativă (dacă se conectează borna neînversoare a AO2 la intrarea DAC08), determinând sensul curentului I_{ref2} (pentru funcționare corectă). Pentru a determina sensul corect al curentului $\overline{I_{o2}}$, V_{in} trebuie conectat la borna inversoare a AO1 $\Rightarrow$ reacție negativă.



- b) (punctul a).

$$c) \begin{cases} I_{o1} = I_{ref1} \cdot \{A\} = \frac{V_o}{R_4} \cdot \{A\} \\ \overline{I_{o2}} = I_{ref2} \cdot \{\overline{A}\} = I_{o1} \cdot \{\overline{A}\} \text{ pentru c\`a } R_2 = R_3 \end{cases}$$

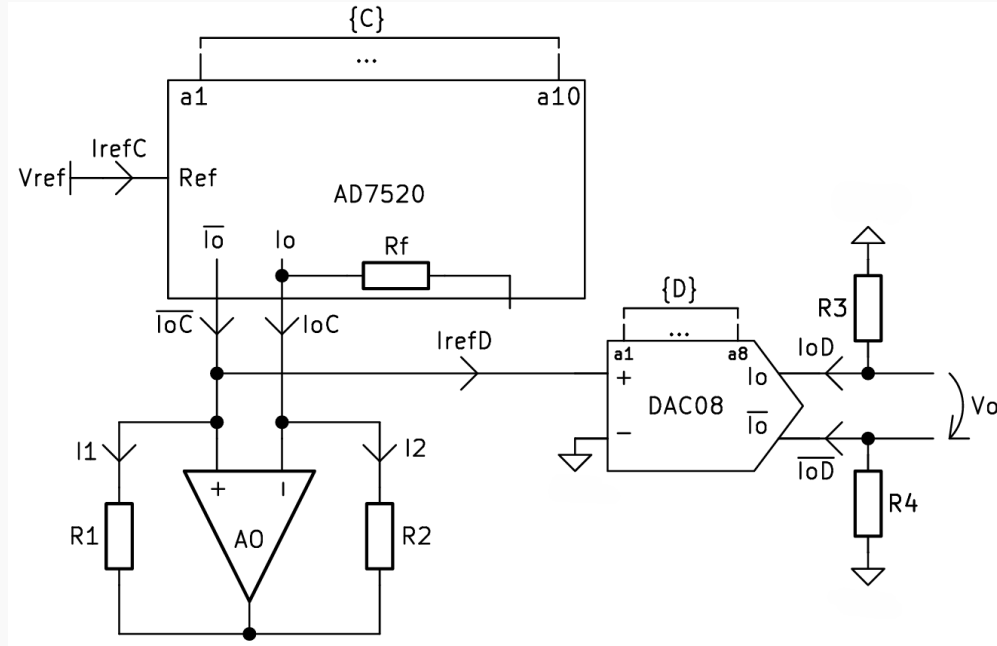
$$V_i = \overline{I_{o2}} \cdot R_1 = \frac{V_o}{R_4} \cdot \{A\} \cdot (1 - \{A\}) \cdot R_1 \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_4}{R_1 \cdot \{A\} \cdot (1 - \{A\})}$$

- d) Amplificarea minimă: $\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_4}{R_1 \cdot 0.25} = 4 \cdot \frac{R_4}{R_1}$, la $\{A\} = 0.10000000$.

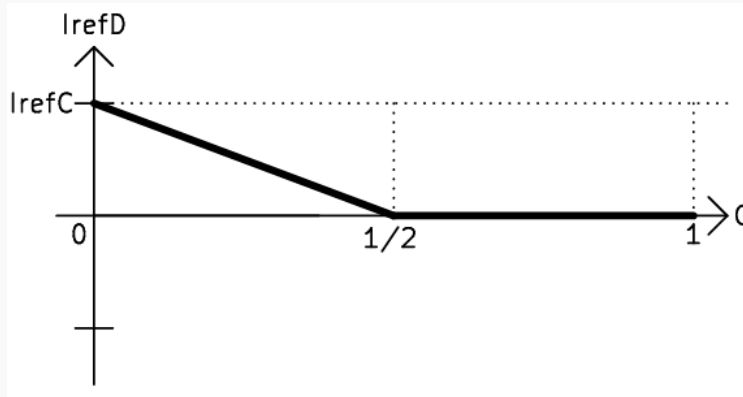
- e) Amplificarea maximă: $\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_4}{R_1 \cdot 0.0038} = 263 \cdot \frac{R_4}{R_1}$, la $\{A\} = 0.00000001$.

Problema 4.31

- a) La intrarea DAC08 avem reacție „puternic” negativă, care inhibă reacția pozitivă a AO $\Rightarrow$ devine dominantă reacția negativă. Așadar, V^+ al AO2 se conectează la pinul V^+ al etajului de referință DAC08.



- b) $I_{oC} = I_2 \rightarrow R_2 \cdot I_2 = R_1 \cdot I_1 \rightarrow I_1 = I_{oC}$
 $\overline{I_{oC}} = I_{refD} + I_1 = I_{refD} + I_{oC} \rightarrow I_{refD} = \overline{I_{oC}} - I_{oC} = I_{refC} \cdot (1 - 2 \cdot \{C\})$



$\rightarrow \{C\} \in [0; \frac{1}{2})$ pentru funcționare corectă (păstrarea sensului curenților).

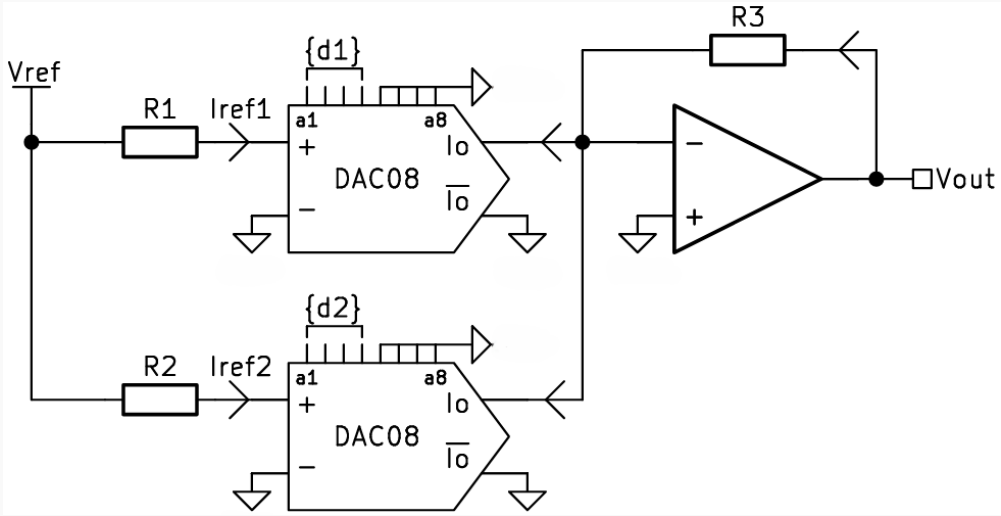
- c) $\begin{cases} V_3 = -I_{oD} \cdot R_3 \\ V_4 = -\overline{I_{oD}} \cdot R_4 \end{cases} \rightarrow V_o = V_3 - V_4 = R \cdot (-I_{oD} + \overline{I_{oD}})$

$$V_o = R \cdot I_{refD} \cdot (-\{D\} + \{\overline{D}\}) = R \cdot I_{refC} \cdot (2 \cdot \{C\} - 1) \cdot (2 \cdot \{D\} - 1)$$

$$\begin{cases} \{C\} = \frac{1}{4} \rightarrow V_o = -R \cdot I_{refC} \cdot \frac{2 \cdot \{D\} - 1}{2} \\ \{C\} = \frac{3}{4} \rightarrow \text{nu e posibil} \end{cases}.$$

Problema 4.32

Schema electrică:



$$V_{ref} = 10V$$

$$\{d_1\} = \text{MSD, număr întreg}; \{d_2\} = \text{LSD, număr întreg}$$

Pentru determinarea unui raport de $\frac{1}{10}$ între R_1 și R_2 (determinarea numărului mai semnificativ în baza 10):

$$\begin{cases} R_1 = 2.5k\Omega \\ R_2 = 25k\Omega \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} I_{ref1} = 4mA \\ I_{ref2} = 0.4mA \end{cases}$$

$$V'_{FS} = I'_{oFS} \cdot R_3 = I_{ref1} \cdot \frac{10}{16} \cdot R_3 \rightarrow R_3 = \frac{V'_{FS} \cdot 16}{10 \cdot I_{ref1}} = \frac{10V \cdot 16}{10 \cdot 4mA} = 4k\Omega$$

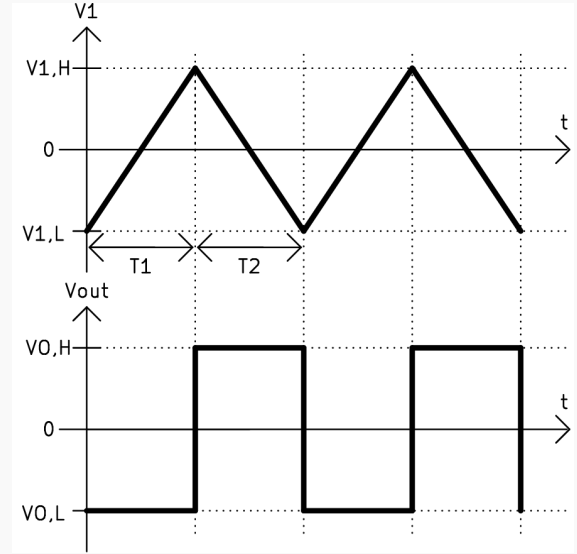
$$V_{LSB} = R_{abs} = \frac{V_{FS}}{NV_{\{A\}}} = \frac{10V}{100} = 100mV \quad R_{rel} = \frac{1}{NV_{\{A\}}} = \frac{1}{100} = 0.01$$

Problema 4.33

a) Dioda Zener (DZ) funcționează la polarizare inversă, deci trebuie conectată invers.

b) Se consideră:

- $\Delta V_{out} = V_{O,H} - V_{O,L}$ - histerzis la ieșirea AO2
- $\Delta V_1 = V_{1,H} - V_{1,L}$ - valoarea vârf-la-vârf a semnalului de la intrarea AO2
- R_e - rezistența echivalentă a rețelei interne AD7520



AO1 este un integrator, iar AO2 este un comparator Schmidt neinvertor. Semnalul este triunghiular la $V_1(t)$ și dreptunghiular la $V_{out}(t)$.

$$V_{O,H} = -V_{O,L} = V_z + 1.2V$$

Pragurile comparatorului AO2 sunt:

$$V_{1,L} = -V_{O,H} \cdot \frac{R_1}{R_2}, \quad V_{1,H} = -V_{O,L} \cdot \frac{R_1}{R_2} = -V_{1,L}$$

Etajul care cuprinde AO1 este un integrator. Considerând valorile inițiale, $V_{1,L} < 0$ și $V_{O,L} < 0$, integratorul produce o rampă crescătoare:

$$V_1(t) = V_{1,L} - V_{O,L} \cdot \frac{t}{R_e \cdot C}$$

Se ajunge la $V_{1,H}$ după durata T_1 :

$$V_{1,H} = V_{1,L} - V_{O,L} \cdot \frac{T_1}{R_e \cdot C}$$

$$T_1 = -\frac{V_{1,H} - V_{1,L}}{V_{O,L}} \cdot (R_e \cdot C)$$

Când $V_{out}(t) = V_{O,H}$, integratorul produce o rampă descrescătoare:

$$V_1(t) = V_{1,H} - V_{O,H} \cdot \frac{t}{R_e \cdot C}$$

După durata T_2 , $V_1(t)$ ajunge la $V_{1,L}$, cauzând comparatorul să comute la nivelul low:

$$V_{1,L} = V_{1,H} - V_{O,H} \cdot \frac{T_2}{R_e \cdot C}$$

$$T_2 = \frac{V_{1,H} - V_{1,L}}{V_{O,H}} \cdot (R_e \cdot C) = T_1$$

Și: $T = T_1 + T_2 = 2 \cdot T_2$

Frecvența de ieșire:

$$f_{out}(\{A\}) = \frac{1}{T} = \frac{V_{O,H}}{2 \cdot 2 \cdot \frac{R_1}{R_2} \cdot (R_e \cdot C)} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{\{A\}}{4 \cdot (R \cdot C)}$$

știind că $R_e = \frac{V_{ref}}{I_o} = \frac{R}{\{A\}}$

c) Se cunosc:

$$\Delta V_1 = V_{1,H} - V_{1,L} = 8 \text{ V}, \quad V_{CC} = \pm 15 \text{ V}$$

Comparatorul AO2 este de tip Schmidt neinvertor, iar pragurile histerezei sunt determinate de raportul rezistivelor din rețeaua de reacție:

$$\Delta V_1 = \Delta V_{out} \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

Pentru limitarea ieșirii AO2:

$$V_{O,H} = V_Z + 1.2V, \quad V_{O,L} = -V_Z - 1.2V \Rightarrow \Delta V_{out} = 2V_Z + 2.4V$$

Presupunem:

$$V_Z = 5.6 \text{ V} \quad (\text{valoare sigură sub limita de saturație a AO2})$$

Atunci:

$$\Delta V_1 = (2V_Z + 2.4V) \cdot \frac{R_1}{R_2} \Rightarrow 8 = 13.6 \cdot \frac{R_1}{R_2} \Rightarrow \frac{R_1}{R_2} = 0.588$$

Alegem valori standard:

$$R_2 = 6.8 \text{ k}\Omega \Rightarrow R_1 = 0.588 \cdot 6.8 \text{ k}\Omega = 4 \text{ k}\Omega$$

Rezistența R_3 (în serie cu dioda Zener) este necesară pentru limitarea curentului și poate avea o valoare tipică de: $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$

Rezultate finale:

- $R_1 = 4 \text{ k}\Omega$
- $R_2 = 6.8 \text{ k}\Omega$
- $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$
- Diodă Zener DZ: $V_Z = 5.6 \text{ V}$

- d) Se cere valoarea condensatorului C , astfel încât, pentru codul $\{A\} = 1$, să se obțină o frecvență de ieșire $f_{out} = 50 \text{ kHz}$.

Frecvența semnalului de ieșire este dată de relația:

$$f_{out}(\{A\}) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{4 \cdot R_e \cdot C}$$

unde R_e este rezistența echivalentă a rețelei R-2R interne văzută de la **ieșire**, iar $\{A\}$ este valoarea codului binar aplicat CNA-ului. Rezistența echivalentă este:

$$R_e = \frac{V_{ref}}{I_o} = \frac{R}{\{A\}} = \frac{10k\Omega}{1} = 10k\Omega$$

Prin urmare:

$$f_{out} = \frac{1}{T} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{4 \cdot R \cdot C}$$

$$\rightarrow 50kHz = \frac{6.8k\Omega}{4k\Omega} \cdot \frac{1}{4 \cdot 10k\Omega \cdot C} \Rightarrow C = \frac{1.7}{2 \cdot 10^9} = 85 \cdot 10^{-11} \text{ F} \Rightarrow \boxed{C = 850 \text{ pF}}$$

- e) Circuitul $\beta A741$ este un amplificator operațional de uz general, cu performanțe modeste în ceea ce privește viteza de reacție. În aplicația de față, cele două amplificatoare operaționale AO1 și AO2 sunt utilizate astfel:

- AO1 funcționează ca un **integrator** – trebuie să răspundă corect la o variație liniară a semnalului și să mențină fidelitatea formei triunghiulare;
- AO2 este un **comparator cu reacție pozitivă** (Schmitt trigger) – trebuie să comute rapid între nivelurile de saturație atunci când tensiunea de intrare trece pragul.

Pentru o frecvență de lucru de $f_{out} = 50 \text{ kHz}$, de exemplu, semnalele implicate (triunghiular și dreptunghiular) au perioade scurte și variații rapide. Astfel, sunt necesare amplificatoare operaționale cu:

- **viteză de răspuns mare** (slew rate ridicat);
- **lățime de bandă suficientă** pentru a urmări corect semnalele de 50 kHz ;
- **timp de comutare mic** (în special pentru AO2).

$\beta A741$ are un slew rate tipic de $0.5 \text{ V}/\mu\text{s}$, ceea ce nu este suficient pentru a urmări un semnal triunghiular de amplitudine $\pm 5 \text{ V}$, de exemplu, la 50 kHz , unde panta necesară este de ordinul:

$$\text{Slew Rate}_{\text{minim}} = \frac{2 \cdot V_{pp}}{T/2} = \frac{2 \cdot 10 \text{ V}}{10 \mu\text{s}} = 1 \text{ V}/\mu\text{s}$$

De asemenea, timpul de comutare al $\beta A741$ nu permite tranziții clare în regim de comparator la această frecvență.

Concluzie: amplificatorul operațional $\beta A741$ **nu este potrivit** pentru a fi utilizat în această aplicație, din cauza limitărilor privind viteza de reacție, panta de ieșire și comportamentul în regim de comutare rapidă.

f) Amplificatorul AO2 este supus la variații abrupte ale semnalului de intrare și trebuie să comute rapid între nivelurile $V_{out,H}$ și $V_{out,L}$. Acest lucru impune:

- **slew rate mare;**
- **timp de răspuns mic;**
- **lățime de bandă suficientă** pentru a reproduce semnalul dreptunghiular.

În schimb, AO1 primește un semnal treaptă și generează o rampă – variația este lentă și nu necesită timp de răspuns extrem de mic.

Concluzie: AO2 trebuie să fie mai rapid decât AO1, pentru că realizează comutarea semnalului și impune precizia tranzițiilor rapide în circuit.

g) AD7520 este un CNA de 10 biți, cu ieșire în curent, realizat în tehnologie CMOS. Acesta permite aplicarea unei tensiuni de referință pozitive sau negative, deoarece comutatorii săi CMOS interni pot conduce curentul în ambele sensuri. Această caracteristică este esențială în schema oscilatorului, unde tensiunea de referință aplicată rețelei R–2R își poate schimba semnul (pozitiv/negativ) în funcție de starea comparatorului AO2.

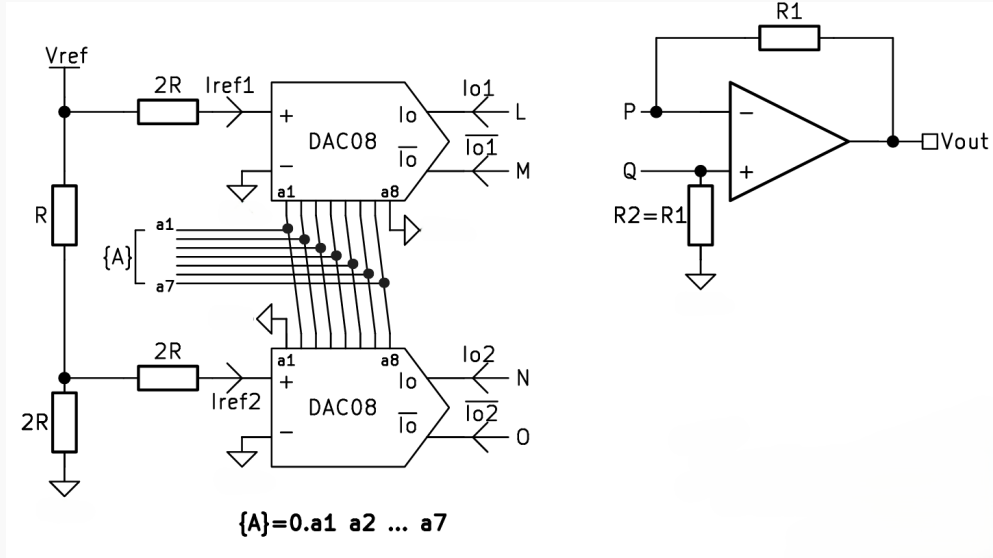
DAC08, în schimb, este un CNA de 8 biți, realizat în tehnologie bipolară. Din acest motiv:

- DAC08 acceptă doar tensiune de referință **pozitivă** (pe borna „+”, sau negativă pe borna „-”), deoarece comutatorii săi interni permit un singur sens de curent.
- are o rezoluție de patru ori mai mică ($2^8 = 256$ niveluri față de $2^{10} = 1024$);
- frecvența minimă de ieșire generabilă de oscilator crește (mai puțin control în gama joasă);

Aceste aspecte fac DAC08 incompatibil funcțional cu această aplicație, în care tensiunea de referință se modifică între valori pozitive și negative în mod continuu, iar o rezoluție ridicată este necesară pentru controlul fin al frecvenței de ieșire.

Problema 4.34

Schema electrică:



- a) Reacția negativă la intrările DAC08 stabilește $V_+ = V_- = 0V$ (tensiune egală la borna inversoare, respectiv neinversoare a DAC08).

$$I_{ref1} = \frac{V_{ref}}{2 \cdot R}; \quad I_{ref2} = \frac{\frac{V_{ref}}{2 \cdot R}}{2} = \frac{V_{ref}}{4 \cdot R}$$

- b) $LSB_1 = 0 \Rightarrow \{A_1\} = \{A\}$

$$\begin{cases} I_{o1} = I_{ref1} \cdot \{A_1\} = I_{ref1} \cdot \{A\} = \frac{V_{ref}}{2 \cdot R} \cdot \{A\} \\ \overline{I_{o1}} = I_{ref1} \cdot \overline{A_1} = I_{ref1} \cdot \{\overline{A}\} = \frac{V_{ref}}{2 \cdot R} \cdot (1 - \{A\} - 1LSB) \quad \text{cu } 1LSB = 2^{-7} \end{cases}$$

- c) $MSB_2 = 0 \Rightarrow \{A_2\} = 0.0a_1a_2\dots a_7 = \frac{\{A\}}{2}$

$$\begin{cases} I_{o2} = I_{ref2} \cdot \{A_2\} = I_{ref2} \cdot \frac{\{A\}}{2} = \frac{V_{ref}}{8 \cdot R} \cdot \{A\} \\ \overline{I_{o2}} = I_{ref2} \cdot \{\overline{A_2}\} = I_{ref2} \cdot (1 - \{A_2\} - 1LSB) = I_{ref2} \cdot (1 - \frac{\{A\}}{2} - 1LSB) = \\ \frac{V_{ref}}{4 \cdot R} \cdot (1 - \frac{\{A\}}{2} - 1LSB) \quad \text{cu } 1LSB = 2^{-8} \end{cases}$$

- d) $V_+ = -I_Q \cdot R_2 \quad V_{out} = V_- + I_P \cdot R_1 = R_1 \cdot (I_P - I_Q)$

$$\Rightarrow I_P = I_{o1}; I_Q = I_{o2} \rightarrow V_{out} = R_1 \cdot (I_{o1} - I_{o2}) = R_1 \cdot \frac{V_{ref}}{R} \cdot \left(\frac{\{A\}}{2} - \frac{A}{8} \right) = V_{ref} \cdot \frac{R_1}{R} \cdot \frac{3}{8} \cdot \{A\}$$

- e) $R = \frac{V_{ref}}{2 \cdot I_{ref1}} = \frac{5V}{4mA} = 1.25k\Omega$

$$V_{o,max} = V_{ref} \cdot \frac{R_1}{R} \cdot \frac{3}{8} \rightarrow R_1 = \frac{V_{o,max}}{V_{ref}} \cdot R \cdot \frac{8}{3} = \frac{3V}{5V} \cdot 1.25k\Omega \cdot \frac{8}{3} = 2k\Omega$$

Considerând structura internă a DAC08:

 Se alege pentru calculul V_{EE} primul DAC08 care are curentul de referință mai mare:

$$V_{EE} < V_M - V_K - V_{CE} - V_{Ri} \quad \begin{cases} V_K \approx 0.4V \\ V_{CE} \approx 1V \\ V_R = I_{ref} \cdot R_i = 2mA \cdot 1.2k\Omega = 2.4V \end{cases} \Rightarrow V_{EE} =$$

$$V_{ALI-} < V_M - 3.8V$$

$$V_{M,min} = -R_2 \cdot I_{o2,FS} = -R_2 \cdot \frac{I_{ref2}}{2} = -2k\Omega \cdot 0.5mA = -1V \Rightarrow V_{EE,max} = -4.8V$$

Varianta I

d)

$$I_P = I_{o1}; I_Q = \overline{I_{o2}} \rightarrow V_{out} = R_1 \cdot (I_{o1} - \overline{I_{o2}}) = V_{ref} \cdot \frac{R_1}{R} \cdot \left(\frac{\{A\}}{2} - \frac{1}{4} + \frac{\{A\}}{8} + 2^{-10} \right) =$$

$$V_{ref} \cdot \frac{R_1}{R} \cdot \left(\frac{5}{8} \cdot \{A\} - \frac{1}{4} - 2^{-10} \right)$$

e)

$$V_{o,max} = V_{ref} \cdot \frac{R_1}{R} \cdot \frac{3}{8} \rightarrow R_1 = \frac{V_{o,max}}{V_{ref}} \cdot R \cdot \frac{8}{3} = \frac{3V}{5V} \cdot 1.25k\Omega \cdot \frac{8}{3} = 2k\Omega$$

$$V_{M,min} = -R_2 \cdot \overline{I_{o2,FS}} = -R_2 \cdot I_{ref2} = -2k\Omega \cdot 1mA = -2V \Rightarrow V_{EE,max} = -5.8V$$

Varianta II

d)

$$I_P = \overline{I_{o1}}; I_Q = I_{o2} \rightarrow V_{out} = R_1 \cdot (\overline{I_{o1}} - I_{o2}) = V_{ref} \cdot \frac{R_1}{R} \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{A}{2} - 2^{-8} - \frac{\{A\}}{8} \right) =$$

$$V_{ref} \cdot \frac{R_1}{R} \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{5}{8} \cdot \{A\} - 2^{-8} \right)$$

e)

$$V_{o,max} = V_{ref} \cdot \frac{R_1}{R} \cdot \frac{1}{2} \rightarrow R_1 = \frac{V_{o,max}}{V_{ref}} \cdot R \cdot 2 = \frac{3V}{5V} \cdot 1.25k\Omega \cdot 2 = 1.5k\Omega$$

$$V_{M,min} = -R_2 \cdot I_{o2,FS} = -R_2 \cdot \frac{I_{ref2}}{2} = -1.5k\Omega \cdot 0.5mA = -0.75V \Rightarrow$$

$$V_{EE,max} = -4.55V$$

Varianta III

d)

$$I_P = \overline{I_{o1}}; I_Q = \overline{I_{o2}} \rightarrow V_{out} = R_1 \cdot (\overline{I_{o1}} - \overline{I_{o2}}) = V_{ref} \cdot \frac{R_1}{R} \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{\{A\}}{2} - 2^{-8} - \frac{1}{4} + \right.$$

$$\left. \frac{\{A\}}{8} + 2^{-10} \right) = V_{ref} \cdot \frac{R_1}{R} \cdot \left(\frac{1}{4} - \frac{3}{8} \cdot \{A\} - 3 \cdot 2^{-10} \right)$$

e)

$$V_{o,max} = V_{ref} \cdot \frac{R_1}{R} \cdot \frac{1}{4} \rightarrow R_1 = \frac{V_{o,max}}{V_{ref}} \cdot R \cdot 4 = \frac{3V}{5V} \cdot 1.25k\Omega \cdot 4 = 3k\Omega$$

$$V_{M,min} = -R_2 \cdot \overline{I_{o2,FS}} = -R_2 \cdot I_{ref2} = -3k\Omega \cdot 1mA = -3V \Rightarrow$$

$$V_{EE,max} = -6.8V$$

6.4 Convertoare Analog-Numerice (CAN)

Problema 5.3

Eroarea de câștig a unui convertor analog-numeric (CAN) unipolar afectează **panta caracteristicii de transfer**, fără modificarea punctului de origine – caracteristica reală trece tot prin originea axelor (0,0).

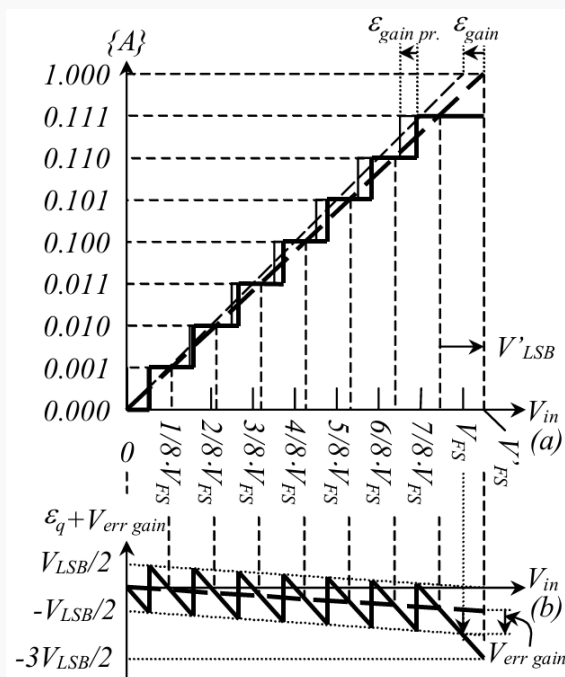


Figura 6.6: Caracteristica de transfer afectată de eroarea de câștig (CAN de 3 biți) [1].

Răspuns corect

c) se schimbă panta și graficul trece prin intersecția axelor de coordonate

Problema 5.4

Eroarea de **liniaritate** a unui convertor analog-numeric (CAN) unipolar apare atunci când canalele de cuantizare nu mai sunt distribuite uniform pe domeniul de intrare (neliniaritatea graficului).

- Această eroare **nu modifică** valorile capăt ale caracteristicii de transfer: (0,0) și (1, V_{FS}).
- În schimb, între aceste puncte, **învelitoarea caracteristicii nu mai este o linie dreaptă**.
- „Lățimea treptelor” din caracteristica de transfer, adică distanța între două *niveluri de tranziție* adiacente, nu este constantă, dar suma acestor distanțe este V_{FS} (liniaritate).

integrală).

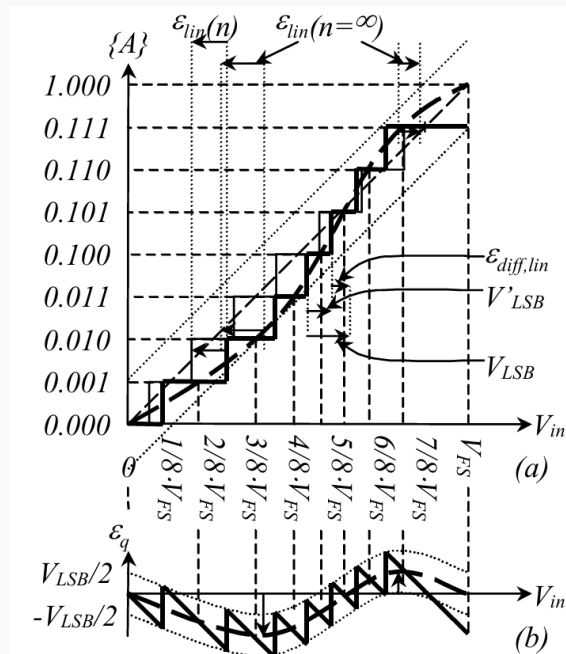


Figura 6.7: Caracteristica de transfer afectată de eroarea de liniaritate (CAN de 3 biți) [1].

Răspuns corect

a) graficul e neliniar și trece prin punctele de coordonate (0,0), respectiv (1, V_{FS})

Problema 5.5

Eroarea de „coduri lipsă” apare atunci când anumite valori numerice (binare) posibile ale ieșirii CAN **nu sunt generate niciodată**, indiferent de valorile semnalului analogic de intrare. Această eroare este cauzată de variații mari ale distanțelor dintre nivelurile de tranziție, ceea ce poate duce la **lățimi de canal „zero”**, adică **caracteristica de transfer devine neliniară** și „pierde” coduri.

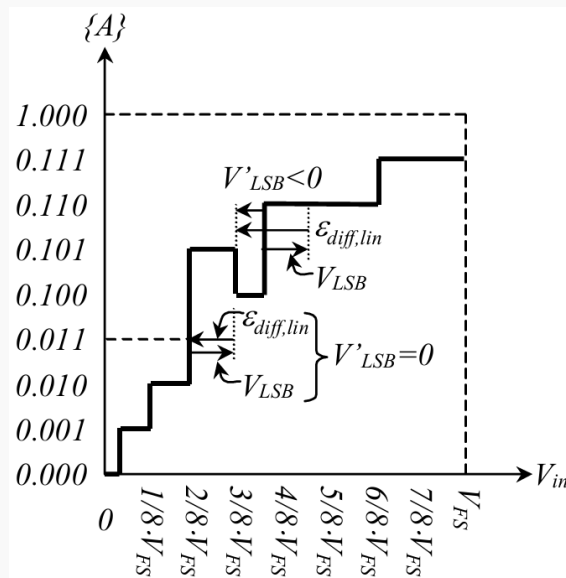


Figura 6.8: Caracteristica de transfer afectată de eroarea de „coduri lipsă” (CAN de 3 biți) [1].

Răspuns corect

d) un caz particular al erorii de liniaritate

Problema 5.6

Pentru un convertor Analog-Numeric paralel (numit și *flash ADC*) de n biți sunt necesare $2^n - 1$ niveluri de cuantizare, deci trebuie $2^n - 1$ **comparatoare** pentru a delimita intervalele de tensiune. Fiecare comparator compară tensiunea de intrare cu un prag de tensiune corespunzător unui nivel de cuantizare.

Răspuns corect

a) conține $2^n - 1$ comparatoare

Problema 5.7

Convertorul Analog-Numeric cu reacție, de tip „numărător”:

- folosește un **singur comparator** care compară succesiv tensiunea de intrare cu cea generată de un CNA.
- în cazul cel mai defavorabil ($V_{in} \approx V_{FS}$), conversia durează **maximum 2^n pași**.

Răspuns corect

b) c)

Problema 5.8

Convertorul Analog-Numeric cu reacție, „cu urmărire”:

- folosește un **singur comparator** care compară succesiv tensiunea de intrare V_{in} cu cea generată de un CNA.
- la fiecare pas, tensiunea de la ieșirea CNA-ului crește sau scade cu $1V_{LSB}$ pentru a „urmări” tensiunea de intrare.
- conversia se încheie când $V_{cmp} \approx V_{in}$ (în limita $[0; V_{LSB})$).

Răspuns corect

b) conține un singur comparator

Problema 5.9

Convertorul Analog-Numeric cu reacție, cu Registru de Aproximări Succesive (RAS):

- utilizează un **singur comparator**, care compară tensiunea de intrare V_{in} cu tensiunea generată de CNA.
- funcționează folosind principiul înjumătățirii domeniului.
- determină **câte un bit la fiecare pas**, de la MSB la LSB ($1 \text{ pas} = 1 T_{CK}$).
- conversia durează n pași pentru un convertor de n biți.

Răspuns corect

b) d)

Problema 5.10

Convertorul Analog-Numeric cu mărime intermediară:

- nu măsoară valoarea instantanee a tensiunii de intrare, ci produce un rezultat proporțional cu **media integrală** a semnalului de intrare în timpul măsurării (pe durata conversiei).
- un exemplu tipic este convertorul cu dublă rampă.

Răspuns corect

a) generează un număr de ieșire proporțional cu media (integrala) tensiunii de intrare, pe durata măsurării

Problema 5.11

Convertorul cu rampă dublă funcționează în două etape:

1. **Faza 1 (integrare):** tensiunea de intrare V_{in} este aplicată integratorului pentru o durată fixă t_x , determinând o variație liniară (graficul are pantă variabilă) a tensiunii la ieșirea integratorului.
2. **Faza 2 (deintegrare):** la intrarea integratorului se aplică o tensiune de referință V_{ref} de polaritate opusă; se măsoară timpul t_r necesar pentru ca tensiunea de la ieșirea integratorului să revină la zero (graficul are pantă constantă).

Rezultatul numeric (binar) este proporțional cu timpul t_r (durată variabilă).

Răspuns corect

b) d)

Problema 5.12

Convertorul cu echilibrare de sarcină funcționează astfel:

- un curent proporțional cu tensiunea de intrare încarcă un condensator C ,
- frecvența acestor impulsuri este ajustată astfel încât sarcina totală injectată să fie egală cu cea extrasă (**compensarea sarcinii**)

Răspuns corect

a) c)

Problema 5.13

Convertorul Analog-Numeric cu reacție, de tip *Registru de Aprox. Succesive (RAS)*, prezintă următoarele caracteristici:

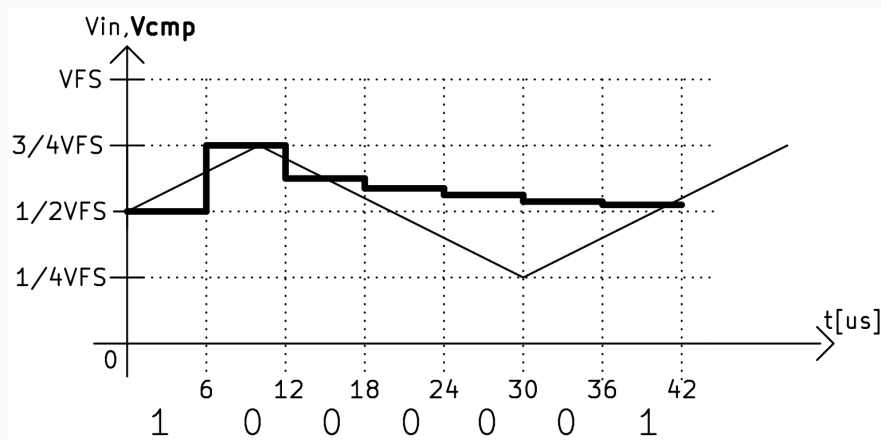
- **Etaj Sample & Hold** - este necesar dacă semnalul de intrare este rapid variabil, pentru a asigura stabilitatea pe durata celor n pași ai conversiei.
- **Principiul înjumătățirii** - domeniul de apartenență al V_{in} este înjumătățit la fiecare pas al conversiei. Conversia se realizează prin determinarea succesivă a fiecărui bit, începând cu MSB.

Răspuns corect

a) b)

Problema 5.14

- a) $\rightarrow$ integrativ (bazat pe valoarea medie a semnalului de intrare) $\rightarrow \{A\} = \frac{1}{2} = 0.100\dots$
- b) $\rightarrow$ S&H (bazat pe un eșantion al V_{in} (valoare instantanee), deci $\frac{1}{2} \cdot V_{FS}$, care rămâne constant pe durata conversiei (faza de hold)); teorie în subcapitolul 1.8.
 $\rightarrow \{A\} = \frac{1}{2} = 0.100\dots \quad t_{conv} = n \cdot T_{CK}$
 $\Rightarrow t_{conv} = 6 \cdot 6\mu s = 36\mu s$
- c) Rezultatele conversiei și evoluția V_{cmp} (pentru 7 biți):



$$\Rightarrow \{A\} = 0.100000$$

d) $V_{LSB} = R_{abs} = \frac{V_{FS}}{2^n} = \frac{V_{FS}}{2^6}$ și $R_{rel} = \frac{1}{2^n} = \frac{1}{2^6}$

Varianta I

- b)
 $t_{conv} = 7 \cdot 6\mu s = 42\mu s$
- c)
 Rezultatele conversiei și evoluția V_{cmp} : (cf. rezolvării inițiale).
 $\Rightarrow \{A\} = 0.1000001$
- d)
 $V_{LSB} = R_{abs} = \frac{V_{FS}}{2^7}$ și $R_{rel} = \frac{1}{2^7}$

Varianta II

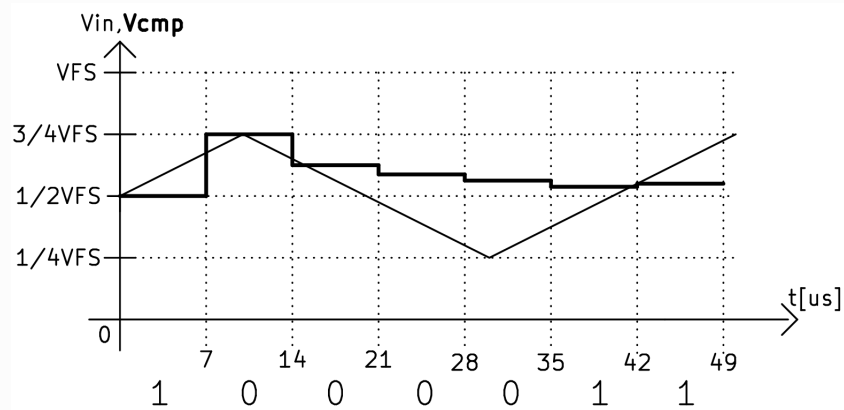
- b)
 $t_{conv} = 7 \cdot 7\mu s = 49\mu s$
- c)
 Rezultatele conversiei și evoluția V_{cmp} : (cf. Varianta III).
 $\Rightarrow \{A\} = 0.1000011$
- d)
 $V_{LSB} = R_{abs} = \frac{V_{FS}}{2^7}$ și $R_{rel} = \frac{1}{2^7}$

Varianta III

b)

$$t_{conv} = 6 \cdot 7\mu s = 42\mu s$$

c)

 Rezultatele conversiei și evoluția V_{cmp} (pentru 7 biți):


$$\Rightarrow \{A\} = 0.100001$$

d)

$$V_{LSB} = R_{abs} = \frac{V_{FS}}{2^6} \text{ și } R_{rel} = \frac{1}{2^6}$$

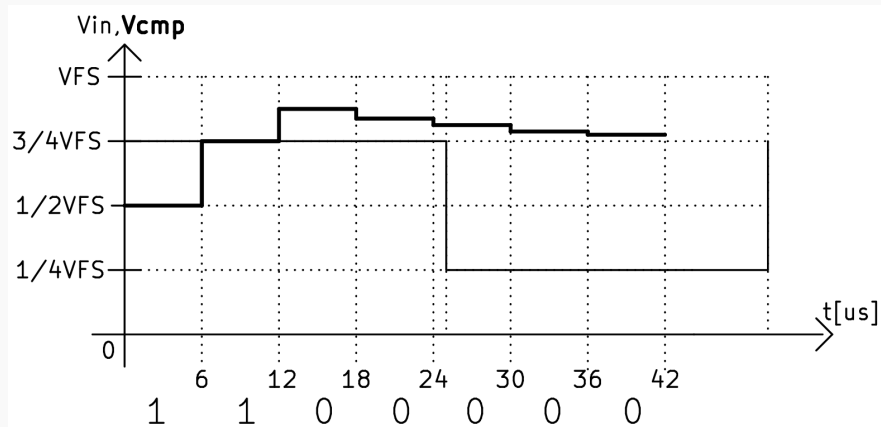
Problema 5.15

a) $\{A\} = \frac{V_{in,med}}{V_{FS}} = \frac{1}{2} = 0.100\dots$

b) $\{A\} = \frac{V_{in,SH}}{V_{FS}} = \frac{3}{4} = 0.1100\dots \quad t_{conv} = n \cdot T_{CK}$
 $\Rightarrow t_{conv} = 6 \cdot 6\mu s = 36\mu s$

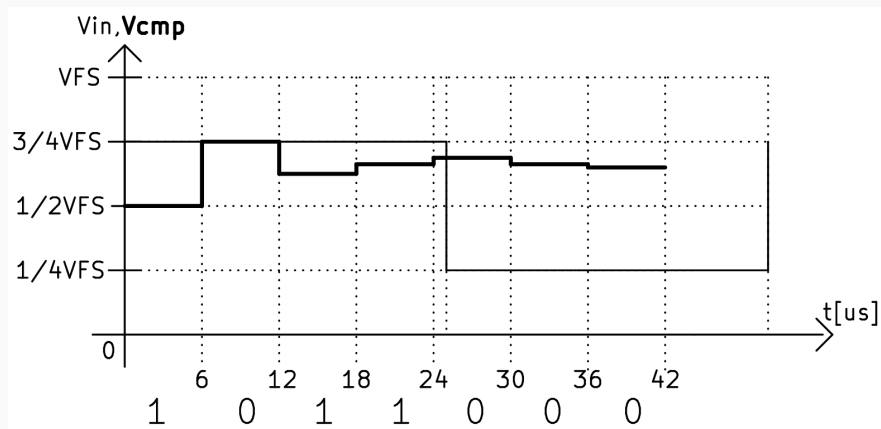
 c) Rezultatele conversiei și evoluția V_{cmp} (pentru 7 biți):

Soluție 1:



$$\Rightarrow \{A\} = 0.110000$$

Soluție 2:



$$\Rightarrow \{A\} = 0.101100$$

d) $V_{LSB} = R_{abs} = \frac{V_{FS}}{2^n} = \frac{V_{FS}}{2^6}$ și $R_{rel} = \frac{1}{2^n} = \frac{1}{2^6}$

Varianta I

b)

$$t_{conv} = 7 \cdot 6\mu s = 42\mu s$$

c)

Rezultatele conversiei și evoluția V_{cmp} :

Soluție 1: (cf. rezolvării inițiale).

$$\Rightarrow \{A\} = 0.1100000$$

Soluție 2: (cf. rezolvării inițiale).

$$\Rightarrow \{A\} = 0.1011000$$

d)

$$V_{LSB} = R_{abs} = \frac{V_{FS}}{2^7} \text{ și } R_{rel} = \frac{1}{2^7}$$

Varianta II

b)

$$t_{conv} = 7 \cdot 7\mu s = 49\mu s$$

c)

Rezultatele conversiei și evoluția V_{cmp} :

Soluție 1: (cf. Varianta III).

$$\Rightarrow \{A\} = 0.1100000$$

Soluție 2: (cf. Varianta III).

$$\Rightarrow \{A\} = 0.1010000$$

d)

$$V_{LSB} = R_{abs} = \frac{V_{FS}}{2^7} \text{ și } R_{rel} = \frac{1}{2^7}$$

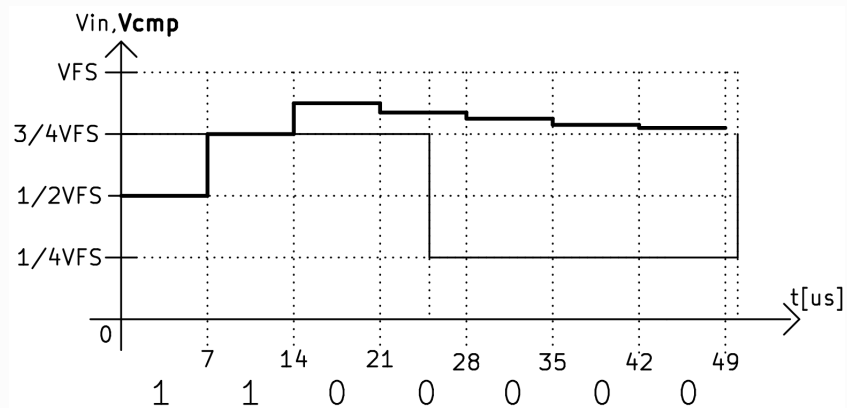
Varianta III

b)

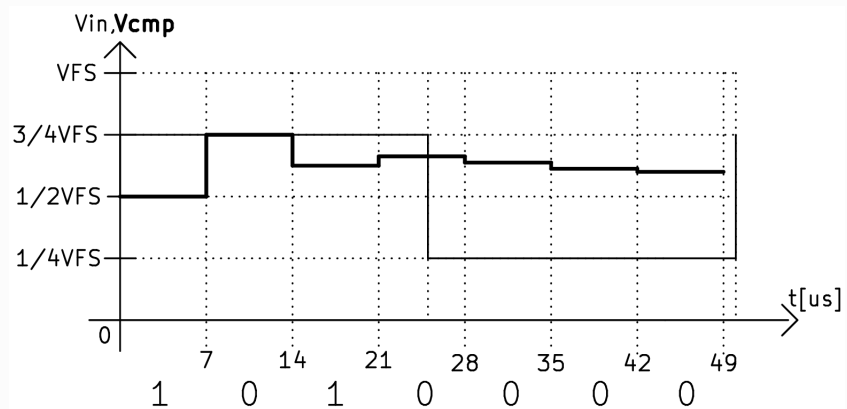
$$t_{conv} = 6 \cdot 7 \mu s = 42 \mu s$$

c)

 Rezultatele conversiei și evoluția V_{cmp} (pentru 7 biți):

Soluție 1:


$$\Rightarrow \{A\} = 0.110000$$

Soluție 2:


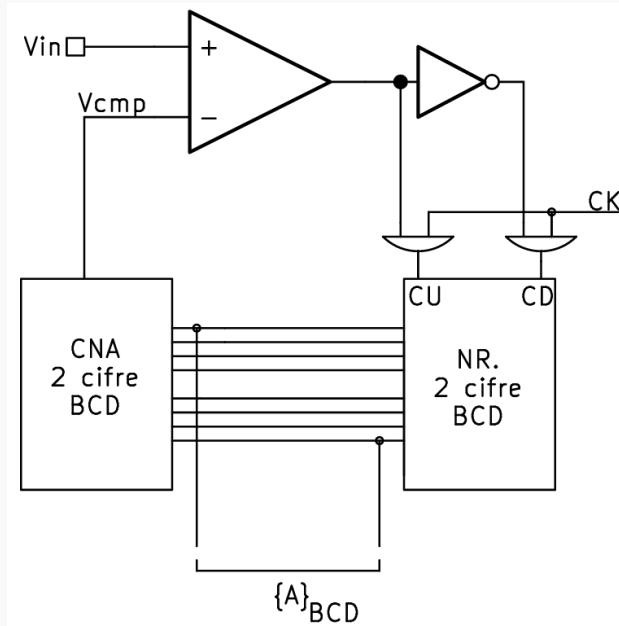
$$\Rightarrow \{A\} = 0.101000$$

d)

$$V_{LSB} = R_{abs} = \frac{V_{FS}}{2^6} \text{ și } R_{rel} = \frac{1}{2^6}$$

Problema 5.16

Se folosește circuitul proiectat la problema 4.32 pentru blocul „CNA 2 cifre BCD”. Schema electrică a CAN-ului cu urmărire:



$$\frac{dV_{cmp}}{dt} = \frac{V_{LSB}}{T_{CK}} = V_{LSB} \cdot f_{CK} = \frac{V_{FS}}{10^2} \cdot f_{CK} = 100mV \cdot 100kHz = 10 \frac{V}{\mu s}$$

(10^2 pentru că sunt 2 cifre BCD, deci 100 valori posibile)

$$V_{in}(t) = \frac{V_{ES}}{2} \cdot (1 + \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)) \rightarrow \frac{dV_{in}}{dt} = \frac{V_{ES}}{2} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \left(\frac{dV_{in}}{dt}\right)_{max} = \pi \cdot f \cdot V_{FS}$$

Condiția pentru funcționarea corectă a CAN-ului cu urmărire:

$$\left(\frac{dV_{in}}{dt}\right)_{max} = \frac{dV_{cmp}}{dt} \rightarrow \pi \cdot f_{max} \cdot V_{FS} = \frac{V_{FS}}{100} \cdot f_{CK} \Rightarrow f_{max} = \frac{f_{CK}}{100 \cdot \pi} = 318 Hz$$

Problema 5.17

Urmărire: $\frac{dV_{in}}{dt} \leq \frac{dV_{cmp}}{dt} \Rightarrow \frac{V_{FS}}{T/2} \leq \frac{V_{LSB}}{T_{tact}} = \frac{V_{FS}}{2^n \cdot T_{tact}} \Rightarrow 2f_{in, urmarire} \leq \frac{f_{tact}}{2^n}$

$$f_{in,urmarire} \leq \frac{f_{tact}}{2^{n+1}} \quad '=\text{' pentru } \max$$

RAS: Teorema Nyquist: $f_e \geq 2 \cdot n_{arm} \cdot f_{in} = 2 \cdot 5 \cdot f_{in}$

Timpul de conversie: $t_c = n \cdot t_{tact} = \frac{n}{f_{tact}}$

$$\text{Știind că } f_e \leq \frac{1}{t_c} \Rightarrow \frac{f_{tact}}{n} \geq f_{in,RAS} \cdot 10$$

$$f_{in,RAS} \leq \frac{f_{tact}}{10 \cdot n} \quad \text{'=' pentru max}$$

RAS mai bun dacă:

$$f_{in,RAS\max} > f_{in,urmarire\max} \Leftrightarrow \frac{f_{tact}}{10 \cdot n} > \frac{f_{tact}}{2^{n+1}} \Leftrightarrow 10 \cdot n < 2^{n+1} \Leftrightarrow n \geq 5$$

Varianta

Urmărire: $\left(\frac{dV_{in}}{dt}\right)_{max} \leq \frac{dV_{cmp}}{dt} \Rightarrow \left(\frac{2 \cdot \left(\frac{V_{FS}}{2}\right) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{in} \cdot t)}{dt}\right)_{max} \leq \frac{V_{LSB}}{T_{tact}} \Rightarrow$
 $\Rightarrow \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{in} \cdot V_{FS}}{2} = \pi \cdot V_{FS} \cdot f_{in} \leq \frac{V_{FS}}{2^n} \cdot f_{tact} \Rightarrow f_{in} \leq \frac{f_{tact}}{2^n \cdot \pi}$

$$f_{in,urmarire} \leq \frac{f_{tact}}{2^n \cdot \pi} \quad '=\text{' pentru max}$$

RAS: Teorema Nyquist: $f_e \geq 2 \cdot n_{arm} \cdot f_{in} = 2 \cdot 5 \cdot f_{in}$

Timpul de conversie: $t_c = n \cdot t_{tact} = \frac{n}{f_{tact}}$

Știind că $f_e \leq \frac{1}{t_c} \Rightarrow \frac{f_{tact}}{n} \geq f_{in} \cdot 10$

$$f_{in,RAS} \leq \frac{f_{tact}}{10 \cdot n} \quad '=\text{' pentru max}$$

RAS mai bun dacă:

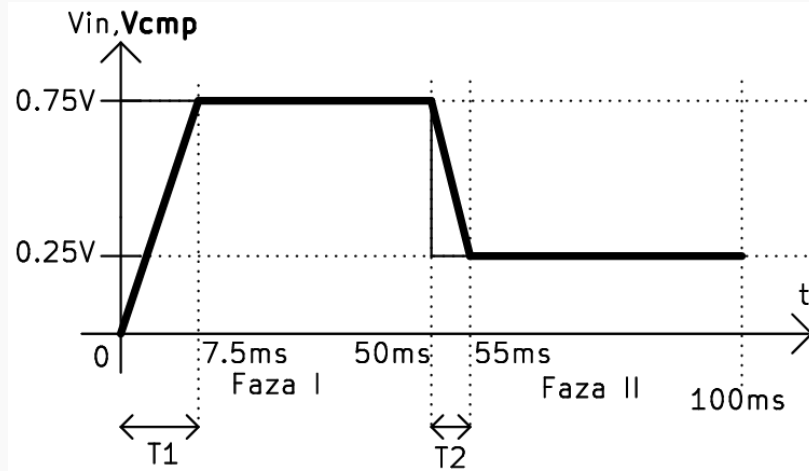
$$f_{in,RAS\ max} > f_{in,urmarire\ max} \Leftrightarrow \frac{f_{tact}}{10 \cdot n} > \frac{f_{tact}}{2^n \cdot \pi} \Leftrightarrow 10 \cdot n < 2^n \cdot \pi \Leftrightarrow n \geq 4$$

Problema 5.18

a) $R_{abs} = \frac{\Delta V_o}{NV_A} = \frac{V_{FS}}{10^3} = \frac{1V}{1000} = 1mV = V_{LSB}$

$$R_{rel} = \frac{R_{abs}}{V_{FS}} = \frac{1mV}{1V} = 10^{-3}$$

b) $\frac{dV_{cmp}}{dt} = \frac{V_{LSB}}{T_{CK}} = V_{LSB} \cdot f_{CK} = 10^{-3}V \cdot 100kHz = 100 \frac{V}{s} = 100 \frac{mV}{ms}$



$$T_1 = \frac{\Delta V_{in}}{\frac{dV_{cmp}}{dt}} = \frac{0.75V}{100mV/ms} = 7.5ms \quad T_2 = \frac{\Delta V_{in}}{\frac{dV_{cmp}}{dt}} = \frac{0.5V}{100mV/ms} = 5ms$$

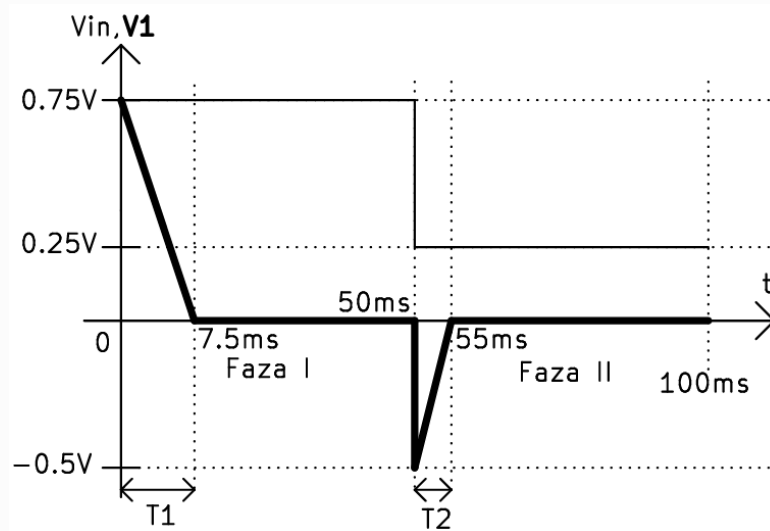
c) $\{A\} = \frac{V_{in}}{V_{FS}} = \frac{0.75V}{1V} = 0.75 = 0.0111\ 0101\ 0000_{BCD}$

d) $\{A\} = \frac{V_{in}}{V_{FS}} = \frac{0.25V}{1V} = 0.25 = 0.0010\ 0101\ 0000_{BCD}$

e) Vezi b); T_1 , T_2 .

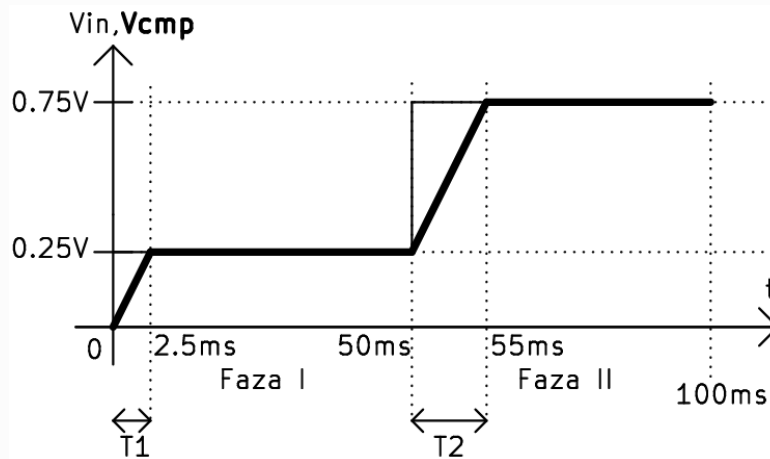
Varianta I

b)



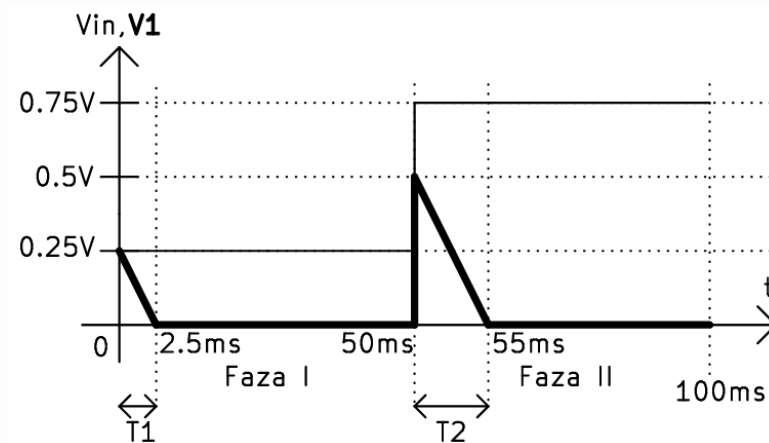
Varianta II

b)



Varianta III

b)



Problema 5.19

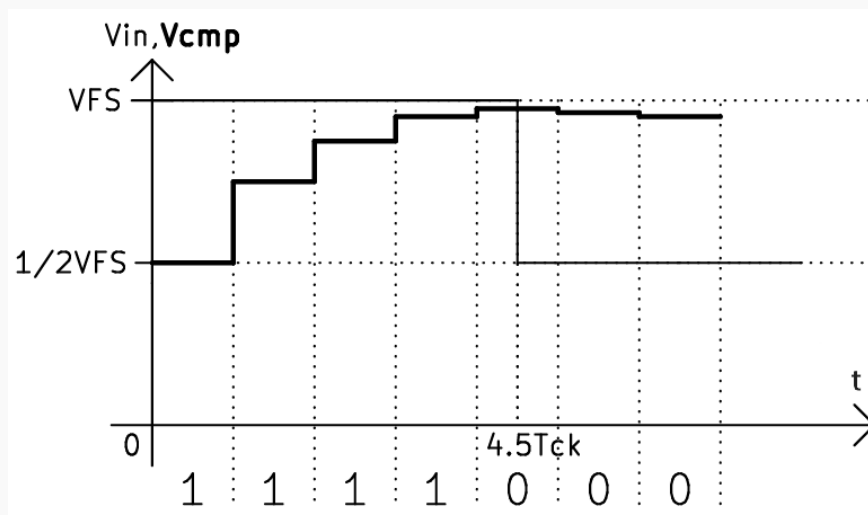
$$a) V_{LSB} = R_{abs} = \frac{V_{FS}}{2^n} = \frac{10V}{2^7} = \frac{10V}{128}.$$

$$R_{rel} = \frac{1}{2^n} = \frac{1}{2^7}.$$

 b) $SR_{min,AO} \Rightarrow$ corespunde „saltului” maxim al V_{cmp} :

$$SR_{min,AO} = \frac{\frac{V_{FS}}{2}}{T_{CK}} = \frac{V_{FS}}{2} \cdot f_{CK} = \frac{10V}{2} \cdot 1MHz = 5 \frac{V}{\mu s}.$$

c) Reprezentare grafică:



$$d) t_{conv} = n \cdot T_{CK} = 7\mu s.$$

$$e) \{A_1\} = 0.1111000.$$

f) $\{A_2\} = 0.1000000$.

Varianta I

a)

$$V_{LSB} = R_{abs} = \frac{10V}{2^6} = \frac{10V}{64} \quad R_{rel} = \frac{1}{2^6}.$$

b)

$$SR_{min,AO} = \frac{\frac{V_{FS}}{2}}{T_{CK}} = \frac{V_{FS}}{2} \cdot f_{CK} = \frac{10V}{2} \cdot 1MHz = 5 \frac{V}{\mu s}.$$

d)

$$t_{conv} = 6\mu s$$

e)

$$\{A_1\} = 0.111100.$$

f)

$$\{A_2\} = 0.1000000.$$

Varianta II

a)

$$V_{LSB} = R_{abs} = \frac{5V}{2^7} = \frac{5V}{128} \quad R_{rel} = \frac{1}{2^7}.$$

b)

$$SR_{min,AO} = \frac{\frac{V_{FS}}{2}}{T_{CK}} = \frac{V_{FS}}{2} \cdot f_{CK} = \frac{5V}{2} \cdot 1MHz = 2.5 \frac{V}{\mu s}.$$

d)

$$t_{conv} = 7\mu s$$

e)

$$\{A_1\} = 0.1111000.$$

f)

$$\{A_2\} = 0.1000000.$$

Varianta III

a)

$$V_{LSB} = R_{abs} = \frac{5V}{2^6} = \frac{5V}{64} \quad R_{rel} = \frac{1}{2^6}.$$

b)

$$SR_{min,AO} = \frac{\frac{V_{FS}}{2}}{T_{CK}} = \frac{V_{FS}}{2} \cdot f_{CK} = \frac{5V}{2} \cdot 1MHz = 2.5 \frac{V}{\mu s}.$$

d)

$$t_{conv} = 6\mu s$$

e)

$$\{A_1\} = 0.111100.$$

f)

$$\{A_2\} = 0.1000000.$$

Problema 5.20

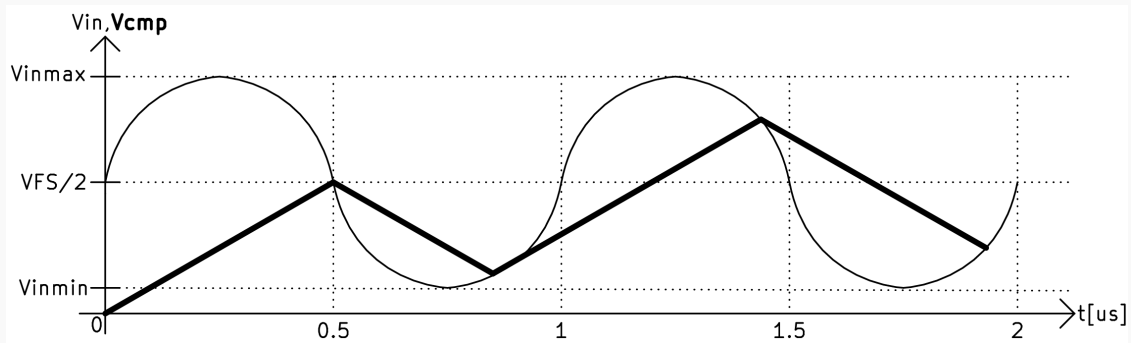
a) $SR_{min,AO} = \frac{V_{LSB}}{T_{CK}} = \frac{V_{FS}}{2^8} \cdot f_{CK} = \frac{6.4V}{256} \cdot 256MHz = 6.4 \frac{V}{\mu s}$

$$b) \left(\frac{dV_i}{dt}\right)_{max} = \frac{V_{FS}}{\pi} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^6 = \frac{2 \cdot V_{FS}}{10^{-6}} = 12.8 \frac{V}{\mu s}$$

$$\Rightarrow \left(\frac{dV_i}{dt}\right)_{max} > \frac{V_{LSB}}{T_{CK}} \Rightarrow V_i \text{ nu poate fi urmărit.}$$

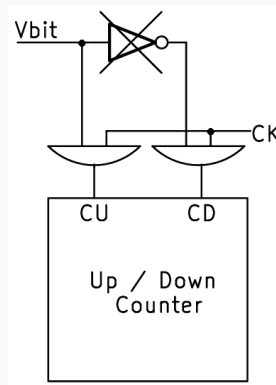
$$c) \text{ Viteza de variație a } V_{cmp}: \frac{V_{LSB}}{T_{CK}} = 6.4 \frac{V}{\mu s} \text{ și } V_{FS} = 6.4V$$

$$\text{Evoluția } V_{in} \text{ și } V_{cmp} \left(V_{inmax} = \frac{V_{FS}}{2} + \frac{V_{FS}}{\pi}, V_{inmin} = \frac{V_{FS}}{2} - \frac{V_{FS}}{\pi} \right):$$

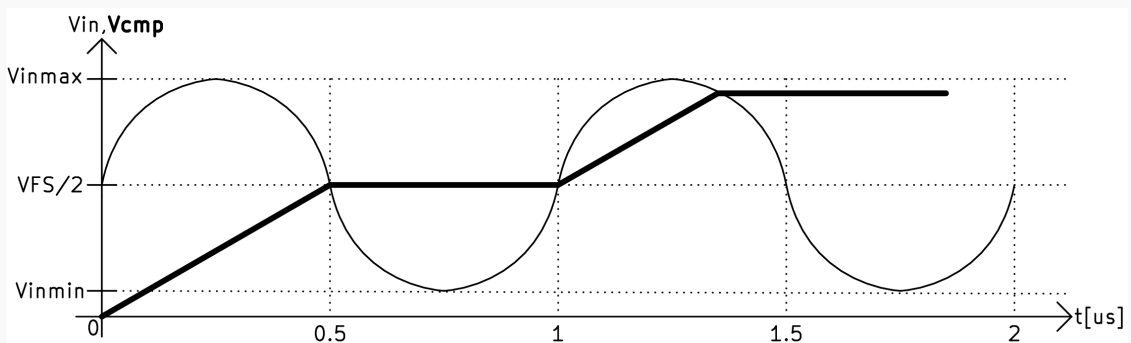


Panta crescătoare, respectiv descrescătoare a tensiunii V_{cmp} sunt identice.

d) Circuitul:



Evoluția V_{in} și V_{cmp} :



Problema 5.21

Graficul corect al tensiunii de comparație V_{comp} , pe durata primei conversii, este:

Răspuns corect

b)

Rezultatul primei conversii este:

Răspuns corect

c)

Durata primei conversii este:

Răspuns corect

c)

Problema 5.22

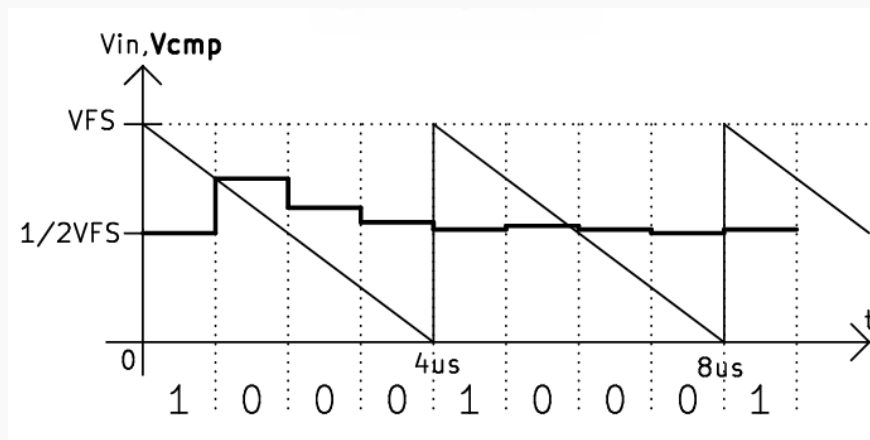
a) $V_{LSB} = R_{abs} = \frac{V_{FS}}{2^n} = \frac{10.24V}{2^7} = 80mV.$

$$R_{rel} = \frac{1}{2^n} = \frac{1}{2^7}.$$

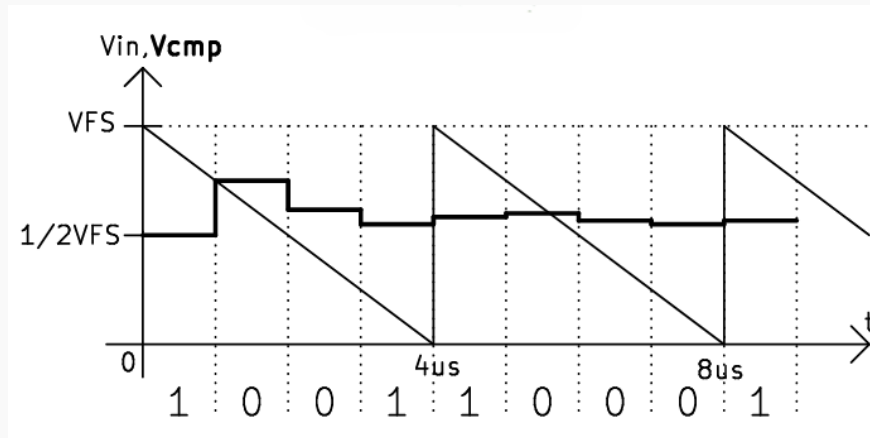
b) $t_{conv} = n \cdot T_{CK} = 7\mu s.$

c) Reprezentare grafică (pentru 9 biți):

Soluție 1:



Soluție 2:



d) $\{N\} = 1000100$ sau $\{N\} = 1001100$

Varianta I

a)

$$V_{LSB} = R_{abs} = \frac{15.36V}{2^7} = 120mV \quad R_{rel} = \frac{1}{2^7}$$

b)

$$t_{conv} = 7\mu s$$

d)

$$\{N\} = 1000100 \text{ sau } \{N\} = 1001100$$

Varianta II

a)

$$V_{LSB} = R_{abs} = \frac{10.24V}{2^9} = 20mV \quad R_{rel} = \frac{1}{2^9}$$

b)

$$t_{conv} = 9\mu s$$

d)

$$\{N\} = 100010001 \text{ sau } \{N\} = 100110001$$

Varianta III

a)

$$V_{LSB} = R_{abs} = \frac{15.36V}{2^9} = 30mV \quad R_{rel} = \frac{1}{2^9}$$

b)

$$t_{conv} = 9\mu s$$

d)

$$\{N\} = 100010001 \text{ sau } \{N\} = 100110001$$

Problema 5.23

$$V_1(t) = \frac{V_{FS}}{4} + \frac{V_{FS}}{4} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot t)$$

$$V_2(t) = \frac{V_{FS}}{4} + \frac{V_{FS}}{4} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot f_1 \cdot t)$$

$$V_1(t)' = \frac{V_{FS}}{2} \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot t)$$

$$V_2(t)' = V_{FS} \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \cos(4 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot t)$$

$$a) \left(\frac{dV_{in}(t)}{dt} \right)_{max} < \frac{V_{LSB}}{T_{CK}} \Rightarrow (V'_{in})_{max} < \frac{V_{FS}}{2^n \cdot T_{CK}}$$

$$V'_{in} = (V_1 + V_2)' = V'_1 + V'_2 = V_{FS} \cdot f_1 \cdot \pi \cdot \frac{3}{2}$$

$$\Rightarrow V_{FS} \cdot f_1 \cdot \pi \cdot \frac{3}{2} < \frac{V_{FS}}{2^n \cdot T_{CK}} \Rightarrow f_{CK,min} = 3 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot 2^{n-1} = 48.25 MHz$$

$$b) SR_{OA,min} = \frac{V_{LSB}}{T_{CK}} = \frac{V_{FS}}{2^n \cdot T_{CK}}$$

$$SR_{OA,min} = \frac{V_{FS} \cdot 2^n \cdot 3 \cdot \pi \cdot f_1}{2^n \cdot 2} = 0.471 \frac{V}{\mu s}$$

Varianta I

a)

$$V'_{in} = (V_1 - V_2)' = V'_1 - V'_2 = V_{FS} \cdot f_1 \cdot \pi \cdot \left(-\frac{1}{2}\right)$$

$$\Rightarrow f_{CK,min} = \pi \cdot f_1 \cdot 2^{n-1} = 16.084 MHz$$

b)

$$SR_{OA,min} = \frac{V_{FS}}{2} \cdot \pi \cdot f_1 = 0.157 \frac{V}{\mu s}$$

Varianta II

a)

(cf. Varianta I)

b)

(cf. Varianta I)

Varianta III

a)

(cf. rezolvării inițiale)

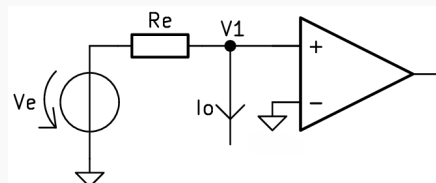
b)

(cf. rezolvării inițiale)

Problema 5.24

- a) $V_{ref} > 0V$ pentru a impune sensul curentului I_{ref} înspre borna „+” a CNA-ului (datorită reacției negative, tensiunea la borna „+” este egală cu cea de la borna „-”); $I_{ref} = \frac{V_{ref}}{R_{ref}}$

- b) Modelul echivalent Thevenin pentru porțiunea punctată:



$$V_e = \frac{V_{in} + V_a}{2}; \quad R_e = \frac{R}{2}; \quad V_e = \frac{V_{in}}{2} + \frac{R \cdot I_{ref}}{4}$$

$$V_+ = V_1 = V_e - R_e \cdot I_o = \frac{V_{in} + V_a - R \cdot I_{ref} \cdot \{A\}}{2} = \frac{1}{2} \cdot \left(V_{in} - \frac{R \cdot I_{ref}}{2} \cdot (2 \cdot \{A\} - 1) \right)$$

c)

$$V_{in} = \frac{R \cdot I_{ref}}{2} \cdot (2 \cdot \{A\} - 1)$$

d)

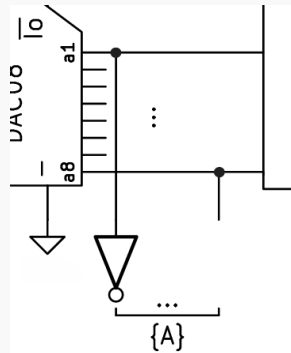
$$2 \cdot \{A\} - 1 = \{A'\} \rightarrow \text{BD}$$

$$V_{in} = \frac{R \cdot I_{ref}}{2} \cdot \{A'\}$$

e)

$$\{A'\} = V_{in} \cdot \frac{2}{R \cdot I_{ref}}$$

f) Complementare MSB - doar la ieșire.



$$\begin{cases} \text{Timpul de conversie: } t_c = n \cdot T_{CK} \\ \text{Teorema lui Nyquist (la limită): } f_e = 2 \cdot f_{in} \\ \text{Condiția pentru funcționare corectă: } f_e \leq \frac{1}{t_c} \Rightarrow \text{la limită: } f_e = \frac{f_{CK}}{n} \\ \Rightarrow f_{CK} = 2 \cdot n \cdot f_{in} = 16 \cdot f_{in} = 800 \text{ kHz} \quad (n = 7 + 1) \end{cases}$$

Varianta I

a)

$$V_{ref} < 0V; \quad I_{ref} = -\frac{V_{ref}}{R_{ref}}$$

b)

$$V_e = \frac{V_{in} + V_a}{2}; \quad R_e = \frac{R}{2}; \quad V_e = \frac{V_{in}}{2} + \frac{R \cdot I_{res}}{4}$$

$$V_+ = V_1 = V_e - R_e \cdot I_o = \frac{V_{in} + V_a - R \cdot I_{ref} \cdot \{A\}}{2} = \frac{1}{2} \cdot \left(V_{in} - \frac{R \cdot I_{ref}}{2} \cdot (2 \cdot \{A\} - 1) \right)$$

c)

$$V_{in} = \frac{R \cdot I_{ref}}{2} \cdot (2 \cdot \{A\} - 1)$$

d)

$$V_{in} = \frac{R \cdot I_{ref}}{2} \cdot \{A'\}$$

e)

$$\{A'\} = V_{in} \cdot \frac{2}{R \cdot I_{ref}}$$

Varianta II

a)

$$V_{ref} > 0V; \quad I_{ref} = \frac{V_{ref}}{R_{ref}}$$

b)

$$V_{cmp} = -\overline{I_o} \cdot R + I_o \cdot R = R \cdot I_{ref} \cdot (\{A\} - \{\overline{A}\}) = R \cdot I_{ref} \cdot (2 \cdot \{A\} - 1)$$

c)

$$V_{in} = R \cdot I_{ref} \cdot (2 \cdot \{A\} - 1)$$

d)

$$V_{in} = R \cdot I_{ref} \cdot \{A'\}$$

e)

$$\{A'\} = V_{in} \frac{1}{R \cdot I_{ref}}$$

Varianta III

a)

$$V_{ref} < 0V; \quad I_{ref} = -\frac{V_{ref}}{R_{ref}}$$

b)

$$V_{cmp} = -\overline{I_o} \cdot R + I_o \cdot R = R \cdot I_{ref} \cdot (\{A\} - \{\overline{A}\}) = R \cdot I_{ref} \cdot (2 \cdot \{A\} - 1)$$

c)

$$V_{in} = R \cdot I_{ref} \cdot (2 \cdot \{A\} - 1)$$

d)

$$V_{in} = R \cdot I_{ref} \cdot \{A'\}$$

e)

$$\{A'\} = V_{in} \frac{1}{R \cdot I_{ref}}$$

Problema 5.25

 a) $V_{ref} > 0V$ penru a impune sensul curentului I_{ref} înspre borna „+” a CNA-ului

(tensiunea la borna „+” este egală cu cea de la borna „-”); $I_{ref} = \frac{V_{ref}}{R_{ref}}$

b) $V_1 = V_{in} - I_o \cdot R_1 = V_{in} - I_{ref} \cdot \{A_{inst}\} \cdot R_1 = V_{in} - \frac{V_{ref}}{R_{ref}} \cdot \{A_{inst}\} \cdot R_1$; unde $\{A_{inst}\}$ este valoarea instantanee a numărului de ieșire $\{A\}$.

$$c) \begin{cases} V_{bit} = 1 \rightarrow V_1 > V_a \rightarrow V_{in} - I_{ref} \cdot \{A_{inst}\} \cdot R_1 > -\frac{I_{ref} \cdot R_1}{2} \rightarrow \\ V_{in} > \frac{I_{ref} \cdot R_1}{2} \cdot (2 \cdot \{A_{inst}\} - 1) \\ V_{bit} = 0 \rightarrow V_{in} < \frac{I_{ref} \cdot R_1}{2} \cdot (2 \cdot \{A_{inst}\} - 1) \end{cases}$$

$$d) \begin{cases} V_{bit} = 1 \rightarrow V_{in} > \frac{I_{ref} \cdot R_1}{2} \cdot \{A'_{inst}\} \\ V_{bit} = 0 \rightarrow V_{in} < \frac{I_{ref} \cdot R_1}{2} \cdot \{A'_{inst}\} \end{cases} \quad \text{unde } \{A'_{inst}\} = 2 \cdot (\{A_{inst}\} - 1) \Rightarrow \text{BD}$$

e) $V_1 = V_a \rightarrow V_{in} = \frac{I_{ref} \cdot R_1}{2} \cdot \{A'_{fin}\} \rightarrow \{A'_{fin}\} = \frac{V_{in}}{\frac{I_{ref} \cdot R_1}{2}}$; $V_{FS} = \frac{I_{ref} \cdot R_1}{2}$; unde $\{A'_{fin}\}$ este valoarea finală a numărului $\{A'\}$.

$$f) V_{FS} = \frac{I_{ref} \cdot R_1}{2} = \frac{V_{ref}}{2}$$

$$g) V_{in} \in [-V_{FS}; V_{FS}); \quad V_{in} \in \left[-\frac{V_{ref} \cdot R_1}{2 \cdot R_{ref}}; \frac{V_{ref} \cdot R_1}{2 \cdot R_{ref}}\right) \\ \Rightarrow V_{in} \in \left[-\frac{V_{ref}}{2}; \frac{V_{ref}}{2}\right)$$

Variantă I

$$a) V_{ref} > 0V \\ f) V_{FS} = V_{ref} \\ g) V_{in} \in [-V_{ref}; V_{ref})$$

Variantă II

$$a) V_{ref} < 0V \\ f) V_{FS} = \frac{V_{ref}}{2} \\ g) V_{in} \in \left[-\frac{V_{ref}}{2}; \frac{V_{ref}}{2}\right)$$

Variantă III

$$a) V_{ref} < 0V \\ f) V_{FS} = V_{ref} \\ g) V_{in} \in [-V_{ref}; V_{ref})$$

Problema 5.26

- a) $V_+ = V_{in} - I_o \cdot R_1 = V_{in} - V_{ref} \cdot \frac{R_1}{R_{ref}} \cdot \{A\}$
 $V_- = -\overline{I_o} \cdot R_1 = -V_{ref} \cdot \frac{R_1}{R_{ref}} \cdot \{\overline{A}\} = -V_{ref} \cdot \frac{R_1}{R_{ref}} \cdot (1 - \{A\})$
- b) $\begin{cases} V_{bit} = 1 \rightarrow V_+ > V_- \rightarrow V_{in} > V_{ref} \cdot \frac{R_1}{R_{ref}} \cdot (2 \cdot \{A\} - 1) \\ V_{bit} = 0 \rightarrow V_+ < V_- \rightarrow V_{in} < V_{ref} \cdot \frac{R_1}{R_{ref}} \cdot (2 \cdot \{A\} - 1) \end{cases}$
- c) $\{A'\} = 2 \cdot \{A\} - 1 \Rightarrow BD$
 $V_{in} = V_{ref} \cdot \frac{R_1}{R_{ref}} \cdot \{A'\} \rightarrow \{A'\} = \frac{V_{in} \cdot R_{ref}}{V_{ref} \cdot R_1} = \frac{V_{in}}{V_{FS}}$
- d) $I_{ref} = 2mA$ (curent recomandat); $R_{ref} = \frac{V_{ref}}{I_{ref}} = \frac{5V}{2mA} = 2.5k\Omega$
 $V_{FS} = I_{ref} \cdot R_1 \Rightarrow R_1 = R_2 = \frac{V_{FS}}{I_{ref}} = \frac{3V}{2mA} = 1.5k\Omega$
 Tensiunea de alimentare negativă a DAC08 V_{EE} sau V_{alim-} :
 $V_{+,min} = -V_{FS} - I_{oFS} \cdot R_1 = -2V_{FS} \quad V_{-,min} = -I_{oFS} \cdot R_1 = -V_{FS}$
 $V_{alim-} < V_{+,min} - V_{sw} - V_{Rs} = -2V_{FS} - 5V = -11V$
 Tensiunea de alimentare a comparatorului (alimentat bipolar):
 $V_{+,max} = V_{FS} \Rightarrow V_{alim+} > V_{FS} = 3V \Rightarrow V_{alim} = \pm 5V$
- e) $\begin{cases} \text{Timpul de conversie: } t_c = n \cdot T_{CK} \\ \text{Teorema lui Nyquist (la limită): } f_e = 2 \cdot f_{max} \\ \text{Condiția pentru funcționare corectă: } f_e \leq \frac{1}{t_c} \Rightarrow \text{la limită: } f_e = \frac{f_{CK}}{n} \end{cases}$
 $f_{CK} = 2 \cdot n \cdot f_{max} = 2 \cdot n \cdot F_s \cdot f_{in} = 2 \cdot 8 \cdot 8 \cdot 100kHz = 12.8MHz$

Varianta I

- d) $R_{ref} = \frac{3V}{2mA} = 1.5k\Omega \quad R_1 = R_2 = \frac{3V}{2mA} = 1.5k\Omega$
 $V_{alim-} < -11V \quad V_{alim+} > 3V$

Varianta II

- d) $R_{ref} = \frac{5V}{2mA} = 2.5k\Omega \quad R_1 = R_2 = \frac{2V}{2mA} = 1k\Omega$
 $V_{alim-} < -9V \quad V_{alim+} > 2V$

Varianta III

- d) $R_{ref} = \frac{3V}{2mA} = 1.5k\Omega \quad R_1 = R_2 = \frac{2V}{2mA} = 1k\Omega$
 $V_{alim-} < -9V \quad V_{alim+} > 2V$

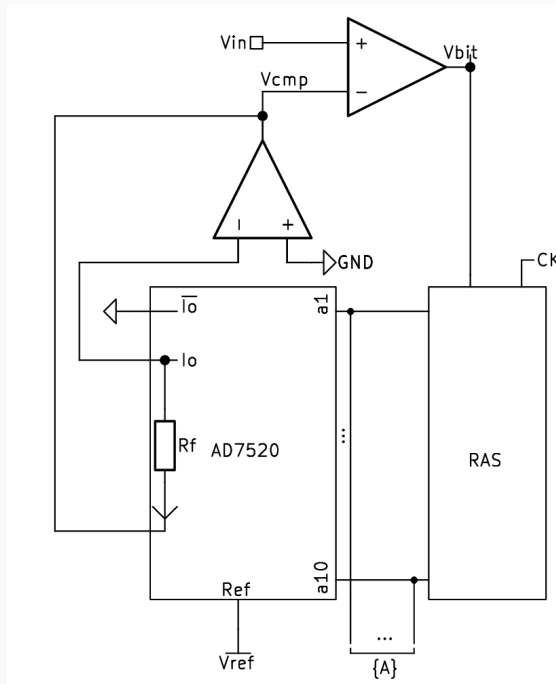
Problema 5.27

a) $R_{rel} = \frac{1}{2^n} < \frac{1}{1000} \Rightarrow n = 10.$

$$t_{c,max} = 2^n \cdot T_{CK} \quad f_c = \frac{f_{CK}}{2^n} \geq 2 \cdot f_{max} \cdot n_e$$

$$\Rightarrow f_{CK} \geq 2^{n+1} \cdot f_{max} \cdot n_e = 2048 \cdot 5kHz \cdot 4 = 40.96MHz$$

b) $V_{cmp} = \{A\} \cdot V_{ref}; V_{ref} < 0; V_{ref} = -V_{FS}$



c) $V_{FS} = 1V$

$$V_{in} = 0.75V \Rightarrow \{A\} = \frac{V_{in}}{V_{FS}} = \frac{3}{4} = 11\ 0000\ 0000 = 300_h$$

$$V_{in} = 0.25V \Rightarrow \{A\} = \frac{V_{in}}{V_{FS}} = \frac{1}{4} = 256 = 01\ 0000\ 0000 = 100_h$$

d) Binar Deplasat $\{A\}' = 2 \cdot \{A\} - 1; V_{FS}' = 0.5V$

$$V_{in} = 0.25V \Rightarrow \{A\} = \frac{1}{2} = 1.100000000; \quad \{N\} = 300_h$$

$$V_{in} = 0.75V \Rightarrow \{A\} = -\frac{1}{2} = 0.100000000; \quad \{N\} = 100_h$$

Varianta I

a)

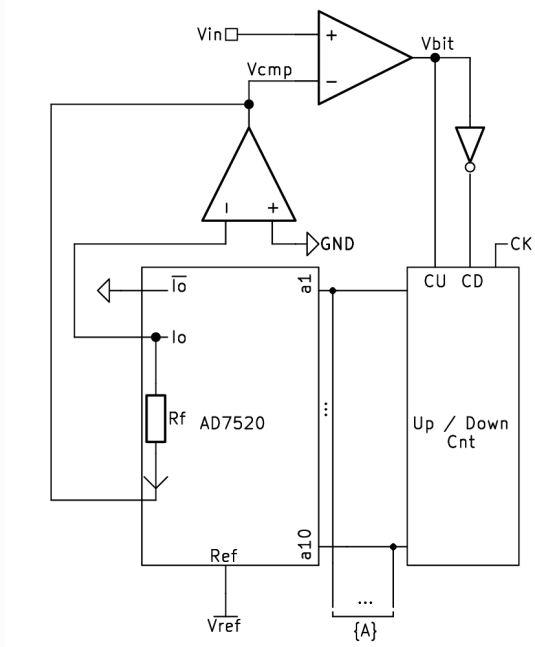
$$\left(\frac{dV_{in}}{dt}\right)_{max} = (0.5V \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{max} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_{max} \cdot t))_{max} = \pi \cdot f_{max} \cdot 1V$$

$$\frac{dV_{cmp}}{dt} = \frac{V_{LSB}}{T_{CK}} = \frac{V_{FS}}{2^n} \cdot f_{CK} = 1V \cdot 2^{-n} \cdot f_{CK}$$

$$\frac{dV_{cmp}}{dt} > \left(\frac{dV_{in}}{dt}\right)_{max} \Rightarrow f_{CK} > 2^n \cdot \pi \cdot f_{max} \approx 15MHz$$

b)

$$V_{cmp} = -\{A\} \cdot V_{ref}; V_{ref} < 0; V_{ref} = -V_{FS}$$


Varianta II

a)

$$f_{CK} \geq 2^{n+1} \cdot f_{max} \cdot n_e = 2048 \cdot 3kHz \cdot 4 = 24.576MHz$$

b)

(cf. rezolvării inițiale)

Varianta III

a)

$$\frac{dV_{cmp}}{dt} > \left(\frac{dV_{in}}{dt}\right)_{max} \Rightarrow f_{CK} > 2^n \cdot \pi \cdot f_{max} \approx 9MHz$$

b)

(cf. Varianta I)

Problema 5.28

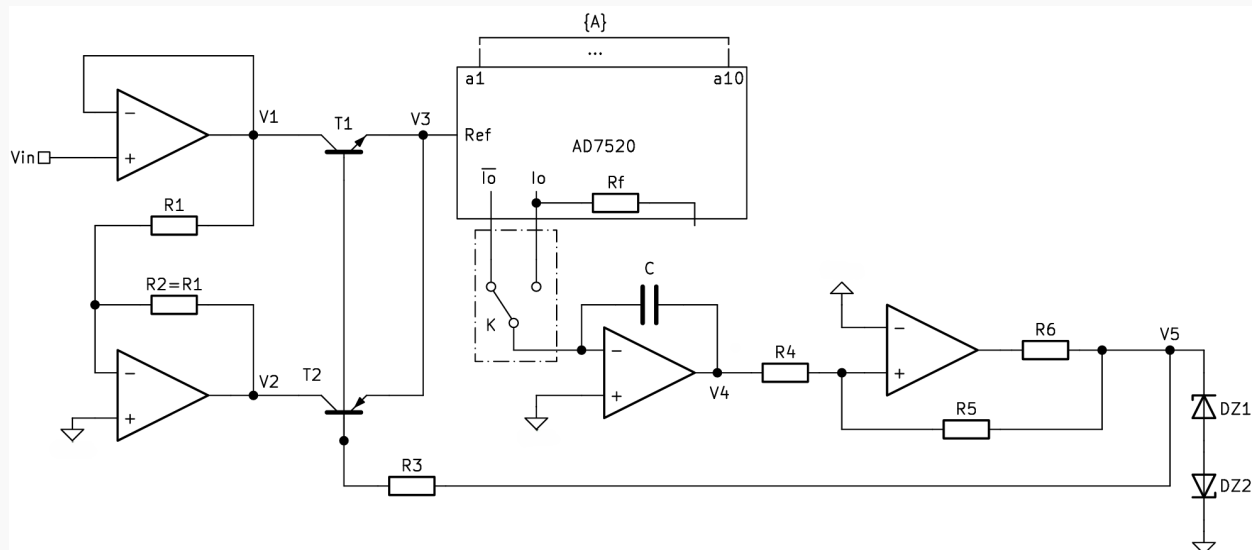
- a) Primul amplificator operațional (sus, stânga) este configurat ca repetor de tensiune, astfel încât $V_1 = V_{in}$. Al doilea amplificator operațional (jos, stânga), împreună cu rezistențele R_1 și $R_2 = R_1$, formează un amplificator inversor cu amplificare unitară, rezultând $V_2 = -V_{in}$.

Tranzistoarele T_1 și T_2 funcționează ca un etaj push-pull, selectând polaritatea tensiunii de referință V_3 pentru convertorul AD7520, fiind comandate de tensiunea V_5 . Colectorul lui T_1 este conectat la V_1 , iar colectorul lui T_2 la V_2 .

Dacă $V_{in} > 0V$, atunci $V_1 > 0V$ și $V_2 < 0V$. În aceste condiții, când tensiunea de comandă V_5 se află în starea *HIGH*, tranzistoarele fiind bipolare, tranzistorul T_1 permite curentului să curgă de la V_1 către V_3 , de tip NPN, în timp ce T_2 este blocat (de tip PNP).

Când V_5 este *LOW*, tranzistorul T_2 conduce, iar tensiunea V_3 devine aproximativ egală cu V_2 .

Așadar, tranzistoarele T_1 și T_2 vor fi conectate ca în figura alăturată.



- b) Reprezentare grafică:

V_3 este tensiunea de referință pentru AD7520. Tensiunea maximă V_3 este aproximativ egală cu tensiunea V_1 , iar tensiunea minimă este aproximativ egală cu V_2 . Comutarea între tensiunea maximă și minimă este realizată de tranzistoarele T_1 , T_2 comandate de tensiunea V_5 .

V_4 este ieșirea unui integrator inversor fără pierderi, care are curentul de încărcare respectiv descărcare egal cu $\bar{I}_o$ și setează pragurile pentru comparatorul cu histereză.

V_5 este ieșirea unui amplificator neinversor cu histereză care are la intrare tensiunea V_4 . Valorile $V_{5,H}$ și $V_{5,L}$ sunt date de diodele $DZ1$, $DZ2$.

$$V_{5,H} = -V_{5,L} = V_z + V_d$$

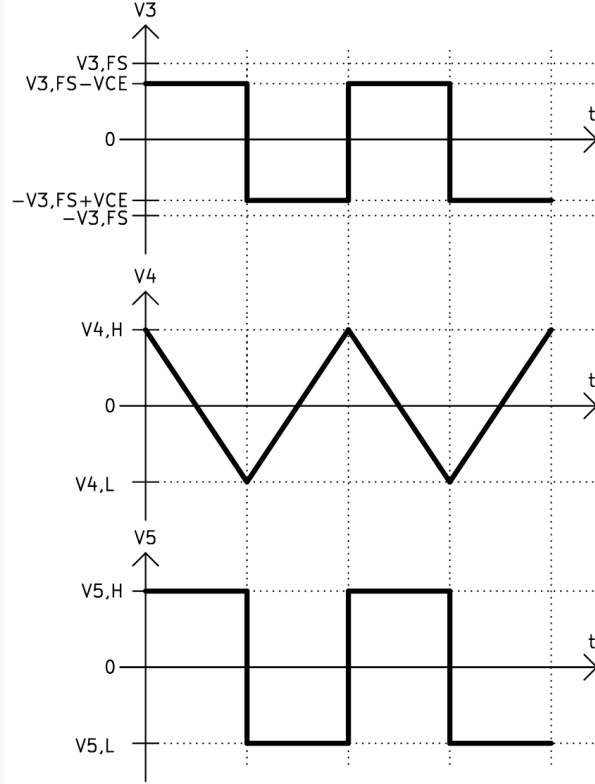
$$\frac{V_{4,H}}{R_4} + \frac{V_{5,L}}{R_5} = 0 \Rightarrow$$

$$\begin{cases} V_{4,H} = -\frac{R_4}{R_5} \cdot V_{5,L} = \frac{R_4}{R_5} \cdot (V_z + V_d) \\ V_{4,L} = -V_{4,H} = -\frac{R_4}{R_5} \cdot (V_z + V_d) \end{cases}$$

$$V_{4,H} - V_{4,L} = 2 \cdot \frac{R_4}{R_5} \cdot (V_z + V_d)$$

$$\Rightarrow \frac{R_4}{R_5} = \frac{2 \cdot V_{4,H}}{V_z + V_d};$$

$$\Rightarrow \frac{R_5}{R_4} \cdot \frac{1}{V_z + V_d} = \frac{1}{2 \cdot V_{4,H}}$$



$$c) I_o = \frac{V_3}{R_e} \cdot \{A\} \quad \bar{I}_o = \frac{V_3}{R_e} \cdot \{\bar{A}\} = \frac{V_3}{R_e} \cdot (1 - \{A\} - 1LSB)$$

$$T_1 \text{ și } T_2 = on, V_3 > 0$$

$$V_4(t) = -\frac{\bar{I}_o}{C} \cdot t + V_{4,H} \Rightarrow V_{4,L} = V_{4,H} - \frac{\bar{I}_o}{C} \cdot T_1$$

$$T_1 = \frac{V_{4,H} - V_{4,L}}{\bar{I}_o} \cdot C$$

$$\Rightarrow f_{out} = \frac{1}{2 \cdot T_1} = \frac{\bar{I}_o}{2 \cdot C} \cdot \frac{1}{V_{4,H} - V_{4,L}}$$

$$f_{out} = \frac{V_{in}}{2 \cdot R_e \cdot C} \cdot \frac{1}{V_{4,H} - V_{4,L}} \cdot (1 - \{A\} - 1LSB)$$

$$\Rightarrow f_{out} = \frac{V_{in}}{4 \cdot R_e \cdot C} \cdot \frac{R_5}{R_4} \cdot \frac{1}{V_z + V_d} \cdot (1 - \{A\} - 1LSB)$$

$$d) \begin{cases} V_z + V_d > V_{3,FS} + V_{BE} = 10V + 0.6V \\ V_z + V_d < V_{ali} = 15V \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_z = 12V \\ V_d = 0.6V \end{cases} \Rightarrow V_z + V_d = 12.6V \quad V_{4,H} =$$

$$10V \Rightarrow \frac{R_4}{R_5} = \frac{V_{4,H}}{V_z + V_d} = \frac{10}{12.6} \Rightarrow \begin{cases} R_4 = 10k\Omega \\ R_5 = 12.6k\Omega \end{cases}$$

$$R_6 - \text{limitează curentul } I_z \text{ la } 1mA \Rightarrow R_6 = \frac{V_{ali} - V_{5,H}}{I_z} = \frac{15V - 12.6V}{1mA} = 2.4k\Omega$$

$$I_3 > \frac{I_{ref}}{\beta} = \frac{|V_{3,FS}|}{R_e} \cdot \frac{1}{\beta} = \frac{10V}{10k} \cdot \frac{1}{\beta} = 10\mu A \text{ se alege } I_3 = 100\mu A$$

$$R_3 = \frac{V_{5,H} - V_{BE}}{I_3} = \frac{12.6V - 0.6V}{0.1mA} = 120k\Omega$$

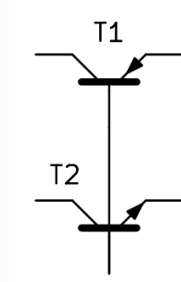
$$I_{2,FS} = \frac{|V_{3,FS}|}{R_1} = \frac{10V}{100k\Omega} = 0.1mA \Rightarrow R_1 = R_2 = 100k\Omega$$

$$f_{o,max} = \frac{V_{in,FS}}{4 \cdot R_e \cdot C} \cdot \frac{R_5}{R_4} \cdot \frac{1}{V_z + V_d} = \frac{10V}{20k\Omega \cdot C} \cdot \frac{1}{10V} \Rightarrow C = \frac{1}{f_{o,max} \cdot 20k\Omega} = \frac{1}{10 \cdot 20 \cdot 10^6} = 5\mu F$$

Varianta I

a)

Dacă $V_{in} < 0V$, atunci $V_1 < 0V$ și $V_2 > 0V$. În aceste condiții, când tensiunea de comandă V_5 se află în starea *HIGH*, tranzistoarele fiind bipolare, tranzistorul T_2 permite curentului să curgă de la V_2 către V_3 , de tip NPN, în timp ce T_1 este blocat (de tip PNP). Când V_5 este *LOW*, tranzistorul T_1 conduce, iar tensiunea V_3 devine aproximativ egală cu V_1 . Așadar, tranzistoarele T_1 și T_2 vor fi conectate ca în figura de mai jos.



c)

Aceeași demonstrație ca în **rezolvarea inițială**. Același rezultat, dar cu **minus**.

$$\Rightarrow f_{out} = \frac{-V_{in}}{4 \cdot R_e \cdot C} \cdot \frac{R_5}{R_4} \cdot \frac{1}{V_z + V_d} \cdot (1 - \{A\} - 1LSB)$$

Varianta II

a)

(cf. **rezolvării inițiale**).

c)

$$V_4(t) = -\frac{I_o}{C} \cdot t + V_{4,H} \Rightarrow V_{4,L} = V_{4,H} - \frac{I_o}{C} \cdot T_1$$

$$\Rightarrow T_1 = \frac{V_{4,H} - V_{4,L}}{I_o} \cdot C$$

$$f_{out} = \frac{1}{2 \cdot T_1} = \frac{I_o}{2 \cdot C} \cdot \frac{1}{V_{4,H} - V_{4,L}} \Rightarrow f_{out} = \frac{V_{in}}{2 \cdot R_e \cdot C} \cdot \frac{1}{V_{4,H} - V_{4,L}} \cdot \{A\}$$

$$\Rightarrow f_{out} = \frac{V_{in}}{4 \cdot R_e \cdot C} \cdot \frac{R_5}{R_4} \cdot \frac{1}{V_z + V_d} \cdot \{A\}$$

Varianta III

a)

 (cf. **Varianta I**).

c)

 Aceeași demonstrație ca în **Varianta II**. Același rezultat, dar cu **minus**.

$$\Rightarrow f_{out} = \frac{-V_{in}}{4 \cdot R_e \cdot C} \cdot \frac{R_5}{R_4} \cdot \frac{1}{V_z + V_d} \cdot \{A\}$$

Problema 5.29

 a) V_1 este tensiunea de ieșire a unui amplificator sumator inversor (cu câștig unitar):

$$V_1 = -(5V + V_{in}); \quad V_1 \in (0; -10V)$$

 V_2 este tensiunea de ieșire a unui amplificator inversor (cu câștig unitar) a cărei tensiune de intrare este V_1 :

$$V_2 = 5V + V_{in}; \quad V_2 \in (0; 10V)$$

b) Reprezentare grafică:

V_3 este ieșirea integratorului inversor fără pierderi. Tensiunea de pe condensatorul de pe reacție este egală cu tensiunea V_3 . Acesta se încarcă pe perioada T_1 la valoarea tensiunii $V_{3,H}$ și se descarcă pe perioada T_2 până la valoarea tensiunii $V_{3,L}$. Comutarea între stările de încărcare, respectiv descărcare, este realizată de tranzistoarele T_1, T_2 , comandate de tensiunea V_4 . V_4 este ieșirea unui amplificator neinversor cu histereză care are la intrare tensiunea V_3 . Valorile $V_{4,H}$ și $V_{4,L}$ sunt date de diodele $DZ1, DZ2$, $V_{4,H} = -V_{4,L} = V_{DZ1} + V_{DZ2}$.

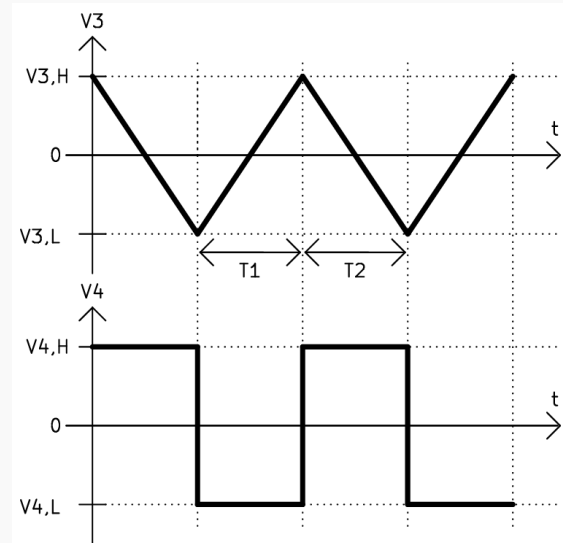
$$V_3 = V_{3,L} - \frac{V_1 \cdot t}{R_7 \cdot C} = V_{3,L} + \frac{V_{in} + 5V}{R_7 \cdot C} \cdot t$$

$$V_{3,H} - V_{3,L} = \frac{V_{in} + 5V}{R_7 \cdot C} \cdot T_1$$

$$\Rightarrow T_1 = \frac{(V_{3,H} - V_{3,L}) \cdot R_7 \cdot C}{V_{in} + 5V}$$

$$f_1 = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{1}{2 \cdot T_1}$$

$$\Rightarrow f_1 = \frac{V_{in} + 5V}{2 \cdot R_7 \cdot C \cdot (V_{3,H} - V_{3,L})}$$



$$c) \quad C = \frac{V_{in,max} + 5V}{2 \cdot R_7 \cdot (V_{3,H} - V_{3,L}) \cdot f_{max}} \Rightarrow$$

$$C = \frac{10V}{2 \cdot 10k\Omega \cdot 13.6V \cdot 4096Hz} = 8.9\mu F$$

- d) $\{N\} = f = (V_{in} + 5V) \cdot \frac{f_{max}}{10V};$
 $\frac{\{N\}}{f_{max}} - \frac{1}{2} = \frac{V_{in}}{10V} \rightarrow (\{A\} - \frac{1}{2}) = \frac{V_{in}}{10V} \rightarrow 2 \cdot \{A\} - 1 = \frac{V_{in}}{5V}$
 $2 \cdot \{A\} - 1 = \frac{V_{in}}{V_{FS}}; \quad V_{FS} = 5V \rightarrow BD$
- e) $n + 1 = \log_2 f_{max} \rightarrow n + 1 = 12.$
 $R_{rel} = \frac{1}{2^n} \quad R_{abs} = \frac{V_{FS}}{2^n}$

Varianta I

- c)
 $C = \frac{10V}{2.5k\Omega \cdot 13.6V \cdot 4096Hz} = 17.9\mu F$
- e)
 $n + 1 = 12$

Varianta II

- c)
 $C = \frac{10V}{2.10k\Omega \cdot 13.6V \cdot 8192Hz} = 4.48\mu F$
- e)
 $n + 1 = 13$

Varianta III

- c)
 $C = \frac{10V}{2.5k\Omega \cdot 13.6V \cdot 8192Hz} = 8.9\mu F$
- e)
 $n + 1 = 13$

Problema 5.30

a) **Faza I:**

$$V_3 = V_{3H}; V_4 = 5 \cdot V_1 = "1" = MSB = \frac{1}{2}$$

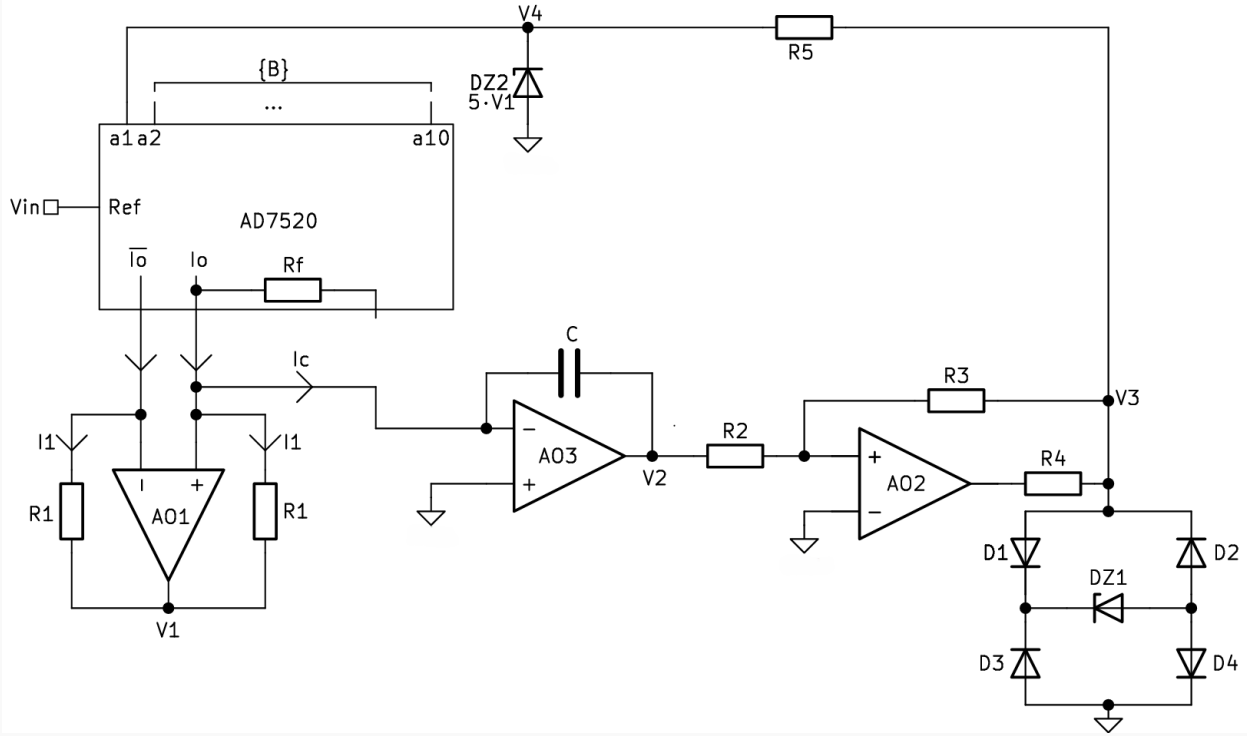
$$\Rightarrow \{A\} = \frac{1}{2} + \frac{\{B\}}{2} \rightarrow \text{deplasare 1 poziție spre stânga}$$

Faza II:

$$V_3 = V_{3L}; V_4 = -0.6V = "0"$$

$$\Rightarrow \{A\} = \frac{\{B\}}{2}$$

- b) $I_1 = \overline{I_o}; I_C = I_o - I_1 = I_o - \overline{I_o}$



$$c) I_C = I_o - \bar{I}_o = I_{ref} \cdot (\{A\} - \{\bar{A}\}) = I_{ref} \cdot (2 \cdot \{A\} - 1)$$

Faza I:

$$\{A\} = \frac{1}{2} + \frac{\{B\}}{2}$$

$$I_C = I_{ref} \cdot \{B\} = \frac{V_{in}}{R_e} \cdot \{B\} \text{ unde } R_e = 10k\Omega$$

$$V_2(t) = V_{2,0} - \frac{I_C}{C} \cdot t = V_{2,0} - \frac{V_{in}}{R_e \cdot C} \cdot \{B\} \cdot t$$

Faza II:

$$\{A\} = \frac{\{B\}}{2}$$

$$I_C = I_{ref} \cdot (\{B\} - 1) = -I_{ref} \cdot (1 - \{B\})$$

$$V_2(t) = V'_{2,0} - \frac{I_C}{C} \cdot t = V'_{2,0} + \frac{V_{in}}{R_e \cdot C} \cdot (1 - \{B\}) \cdot t$$

$$\Rightarrow V_{in} > 0$$

La basculare, Trigger-Schmitt are $V_+ = V_- \Rightarrow$

$$\Rightarrow V_2 = -\frac{R_2}{R_3} \cdot V_3 \Rightarrow \begin{cases} V_{2,L} = -\frac{R_2}{R_3} \cdot V_{3,H} \\ V_{2,H} = -V_{2,L} \end{cases}$$

$$V_{3,H} = V_{DZ1} + 1.2V = -V_{3,L}$$

$$V_{4,H} = 5 \cdot V_1; V_{4,L} = -0.6V$$

d) **Faza I:**

$$V_{2,L} = V_{2,H} - \frac{V_{in}}{R_e \cdot C} \cdot \{B\} \cdot T_1$$

$$\Rightarrow T_1 = \frac{(V_{2,H} - V_{2,L}) \cdot R_e \cdot C}{V_{in} \cdot \{B\}}$$

$$\Rightarrow T_1 = \frac{2 \cdot V_{2,H} \cdot R_e \cdot C}{V_{in} \cdot \{B\}}$$

Faza II:

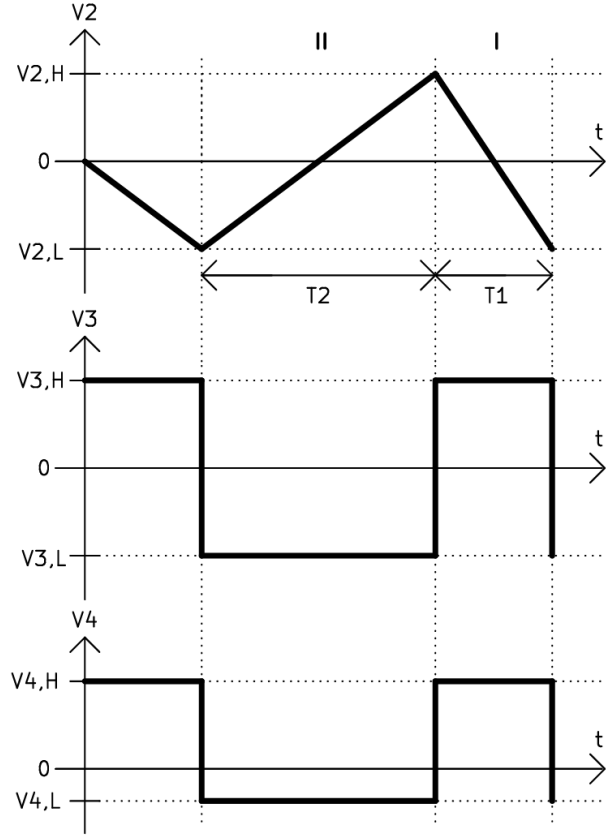
$$V_{2,H} = V_{2,L} + \frac{V_{in}}{R_e \cdot C} \cdot (1 - \{B\}) \cdot T_2$$

$$\Rightarrow T_2 = \frac{(V_{2,H} - V_{2,L}) \cdot R_e \cdot C}{V_{in} \cdot (1 - \{B\})}$$

$$\Rightarrow T_2 = \frac{2 \cdot V_{2,H} \cdot R_e \cdot C}{V_{in} \cdot (1 - \{B\})}$$

$$T = T_1 + T_2 = \frac{2 \cdot V_{2,H} \cdot R_e \cdot C}{V_{in} \cdot \{B\} \cdot (1 - \{B\})}$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{V_{in} \cdot \{B\} \cdot (1 - \{B\})}{2 \cdot V_{2,H} \cdot R_e \cdot C}$$



e) $V_1 = 10V; I_{1,FSmax} = I_{ref,max} = \frac{V_{in,max}}{R_e} = \frac{10V}{10k\Omega} = 1mA$

$$R_1 = \frac{V_1}{I_{1,FSmax}} = \frac{10V}{1mA} = 10k\Omega$$

$$V_{DZ1} \geq 5 \cdot V_1; V_{DZ1} = 5 \cdot V_1$$

$$V_{2,H} \leq V_{3,H}; V_{2,H} = 2.5V; \frac{R_2}{R_3} = \frac{V_{2,H}}{V_{3,H}} \approx 1 \Rightarrow R_2 = R_3 = 10k\Omega$$

$$\text{Se alege } I_4 = 5mA \Rightarrow R_4 = \frac{V_{ali} - V_{3,H}}{I_4} = \frac{15V - 5V}{5mA} = 2k\Omega$$

$$R_5 = \frac{V_{4,H} - V_{3,H}}{I_5} = \frac{0.6V}{5mA} = 120\Omega$$

$$f_{max} = 10kHz \text{ pentru } V_{in,max} = 10V; \Rightarrow \{B\} - \{B\}^2 = max$$

$$\Rightarrow 1 - 2 \cdot \{B\} = 0 \Rightarrow \{B\} = \frac{1}{2}$$

$$C = \frac{V_{in,max} \cdot (\{B\} \cdot (1 - \{B\}))_{max}}{2 \cdot V_{2,H} \cdot R_e \cdot f_{max}} = \frac{10V \cdot \frac{1}{4}}{2 \cdot 2.5V \cdot 10k\Omega \cdot 100kHz} = 500nF$$

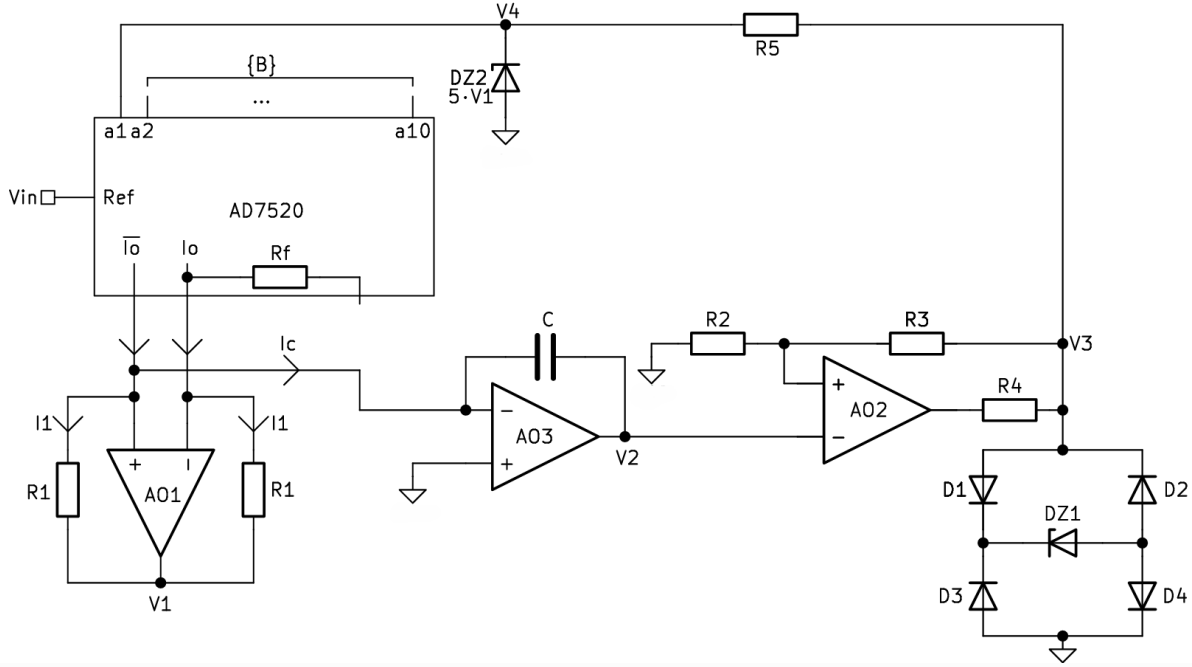
Varianta

a)

(cf. rezolvării inițiale)

b)

$$I_1 = I_o; I_C = \bar{I}_o - I_o = I_{ref} \cdot (\{\bar{A}\}) - \{A\} = \frac{V_{in}}{R_e} \cdot (1 - 2 \cdot \{A\})$$



c)

Faza I:

$$\{A\} = \frac{1}{2} + \frac{\{B\}}{2}$$

$$I_C = I_{ref} \cdot (-\{B\}) = -\frac{V_{in}}{R_e} \cdot \{B\} \text{ unde } R_e = 10k\Omega$$

$$V_2(t) = V_{2,0} - \frac{I_C}{C} \cdot t = V_{2,0} + \frac{V_{in}}{R_e \cdot C} \cdot \{B\} \cdot t$$

Faza II:

$$\{A\} = \frac{\{B\}}{2}$$

$$I_C = I_{ref} \cdot (1 - \{B\})$$

$$V_2(t) = V_{2,0} - \frac{I_C}{C} \cdot t = V_{2,0} - \frac{V_{in}}{R_e \cdot C} \cdot (1 - \{B\}) \cdot t$$

$$\Rightarrow V_{in} > 0$$

 La basculare, Trigger-Schmitt are $V_+ = V_- \Rightarrow$

$$\Rightarrow V_2 = \frac{R_2}{R_2 + R_3} \cdot V_3 \Rightarrow \begin{cases} V_{2,H} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} \cdot V_{3,H} \\ V_{2,L} = -V_{2,H} \end{cases}$$

$$V_{3,H} = V_{DZ1} + 1.2V = -V_{3,L} \quad V_{4,H} = 5 \cdot V_1; V_{4,L} = -0.6V$$

Varianta

d)

Faza I:

$$V_{2,H} = V_{2,L} + \frac{V_{in}}{R_e \cdot C} \cdot \{B\} \cdot T_1$$

$$\Rightarrow T_1 = \frac{(V_{2,H} - V_{2,L}) \cdot R_e \cdot C}{V_{in} \cdot \{B\}}$$

$$\Rightarrow T_1 = \frac{2 \cdot V_{2,H} \cdot R_e \cdot C}{V_{in} \cdot \{B\}}$$

Faza II:

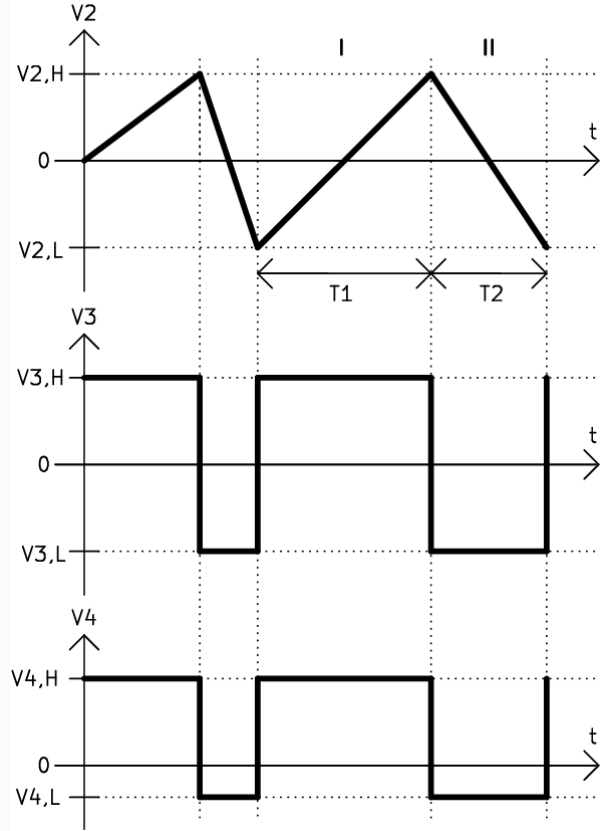
$$V_{2,L} = V_{2,H} - \frac{V_{in}}{R_e \cdot C} \cdot (1 - \{B\}) \cdot T_2$$

$$\Rightarrow T_2 = \frac{(V_{2,H} - V_{2,L}) \cdot R_e \cdot C}{V_{in} \cdot (1 - \{B\})}$$

$$\Rightarrow T_2 = \frac{2 \cdot V_{2,H} \cdot R_e \cdot C}{V_{in} \cdot (1 - \{B\})}$$

$$T = T_1 + T_2 = \frac{2 \cdot V_{2,H} \cdot R_e \cdot C}{V_{in} \cdot \{B\} \cdot (1 - \{B\})}$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{V_{in} \cdot \{B\} \cdot (1 - \{B\})}{2 \cdot V_{2,H} \cdot R_e \cdot C}$$



e)

(cf. rezolvării inițiale)

Problema 5.31

$$a) V_3(t) = V_{3,0} - \int_0^t (V_{in} + V_a) dt \cdot \frac{1}{R \cdot C} = V_{3,0} - \frac{V_{in} + V_a}{R \cdot C} \cdot t$$

$$V_3(t) = V_{3,0} - \frac{V_{in} + V_{FS}}{R \cdot C} \cdot t = V_{3,0} + P_0 \cdot t$$

$$b) V_3(t) = V'_{3,0} - \int_0^t (V_{in} + V_a) dt \cdot \frac{1}{R \cdot C} + \frac{I_{ref}}{C} \cdot t = V'_{3,0} + \frac{4 \cdot V_{FS} - V_{in} - V_{FS}}{R \cdot C} \cdot t = V'_{3,0} + P_1 \cdot t$$

$$c) P_0 = -\frac{V_{in} + V_{FS}}{R \cdot C}; V_{in} \in [-V_{FS}; +V_{FS})$$

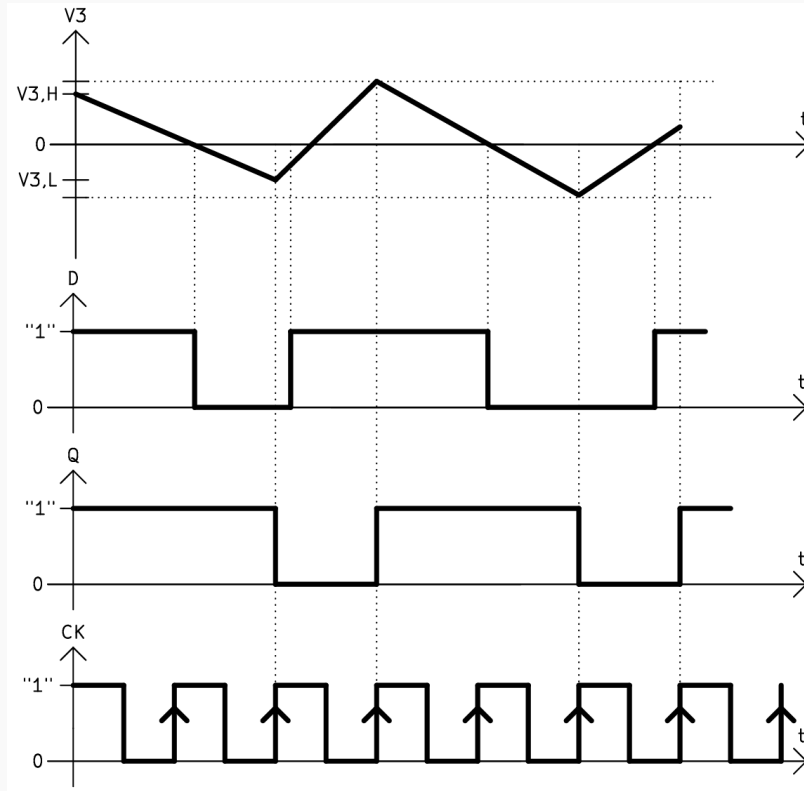
$$P_0 < 0; |P_0| < |P_{0,max}| = \frac{2 \cdot V_{FS}}{R \cdot C}$$

$$P_1 = \frac{3 \cdot V_{FS} - V_{in}}{R \cdot C}; V_{in} \in [-V_{FS}; +V_{FS})$$

$$P_1 > 0; P_1 > \frac{2 \cdot V_{FS}}{R \cdot C}$$

$$\Rightarrow P_1 > |P_0|$$

d) Reprezentări grafice:



e) $t_{conv} = 2^{n+1} \cdot T_{CK}$

f) $Q_i = t_{conv} \cdot (I_{in} + I_a) = 2^{n+1} \cdot T_{CK} \cdot \frac{V_{in} + V_{FS}}{R}$

g) $Q_{ref} = \{N\} \cdot T_{CK} \cdot I_{ref} = \{N\} \cdot T_{CK} \cdot \frac{4 \cdot V_{FS}}{R}$

h) $4 \cdot \{N\} \cdot V_{FS} = 2^{n+1} \cdot (V_{in} + V_{FS}); \{N\} = 2^n \cdot \frac{V_{in} + V_{FS}}{2 \cdot V_{FS}}$

i) $\{A\} = \frac{V_{in} + V_{FS}}{2 \cdot V_{FS}} = \frac{V_{in}}{2 \cdot V_{FS}} + \frac{1}{2}$

j) $2 \cdot \{A\} = \frac{V_{in}}{V_{FS}} + 1 \Rightarrow 2 \cdot \{A\} - 1 = \frac{V_{in}}{V_{FS}}$

$\{A\}' = \frac{V_{in}}{V_{FS}} \Rightarrow$ Offset Binar.

k) $2^{n+1} \cdot T_{CK} = t_{conv} \Rightarrow T_{CK} = \frac{t_{conv}}{2^{n+1}}; f_{CK} = \frac{2^{n+1}}{t_{conv}}$

$f_{CK} = \frac{8192}{4.096ms} = 2000kHz = 2MHz$

l) Situația cea mai defavorabilă (a):

$V_{3,0} = 0; V_{in} = V_{FS}; V_{3,F} = 0 - \frac{2 \cdot V_{FS}}{R \cdot C} \cdot T_{CK} = -1V$

Situația cea mai defavorabilă (b):

$V'_{3,0} = 0; V_{in} = -V_{FS}; V_{3,F} = 0 + \frac{4 \cdot V_{FS}}{R \cdot C} \cdot T_{CK} = 2V$

Echivalențe:

$$I_{ref} = \frac{4 \cdot V_{FS}}{R} \Rightarrow R = \frac{4 \cdot V_{FS}}{I_{ref}} = \frac{4V}{2mA} = 2k\Omega$$

$$C = \frac{2 \cdot V_{FS}}{-V_{3,min}} \cdot \frac{T_{CK}}{R} = \frac{2V}{1V} \cdot \frac{0.5\mu s}{2k\Omega} = 500pF$$

$$m) \quad P_{1,max} = \frac{4 \cdot V_{FS}}{R \cdot C} = \frac{4V}{2k\Omega \cdot 0.5nF} = 4 \frac{V}{\mu s} = SR_{min,AO}$$

Capitolul 7

Glosar de termeni (RO–EN)

Română	Engleză
Eșantionare	Sampling
Cuantizare	Quantization
Subeșantionare	Undersampling
Supraeșantionare	Oversampling
Alias (dedublare)	Aliasing
Filtru trece-jos (anti-alias)	Low-pass (anti-alias) filter
Eșantionare ideală	Ideal Sampling
Eșantionare reală	Real Sampling
Interpolare de grad 0	Zero-order Interpolation
Interpolare liniară	Linear Interpolation
Interpolare polinomială	Polynomial Interpolation
Circuit de eșantionare și memorare	Sample and Hold Circuit
Bit	Bit (binary digit)
Cel mai semnificativ bit	MSB – Most Significant Bit
Cel mai puțin semnificativ bit	LSB – Least Significant Bit
Cifra cea mai semnificativă	MSD – Most Significant Digit
Cifra cea mai puțin semnificativă	LSD – Least Significant Digit
Zecimal	Decimal
Binar	Binary
Hexazecimal	Hexadecimal
Octal	Octal
Zecimal codificat binar	BCD – Binary Coded Decimal
MS – Magnitudine-Semn	SM – Sign-Magnitude
C1 – Complement față de 1	C1 – One's Complement
C2 – Complement față de 2	C2 – Two's Complement
BD – Binar Deplasat	BO – Binary Offset
Capăt de scală	FS – Full Scale
CNA – Convertor Numeric-Analogic	DAC – Digital-to-Analog Converter
Rezoluție absolută	Absolute resolution
Precizia	Accuracy
Eroare de liniaritate integrală	INL – Integral Nonlinearity
Eroare de liniaritate diferențială	DNL – Differential Nonlinearity
Timp de stabilire	Settling time
Supracreștere	Overshoot
Timp de latență	Latency
Zgomot	Noise
Rețea de rezistențe ponderate	Weighted resistor network

Comutare în tensiune	Voltage switching
Comutare în curent	Current switching
Ponderare binară	Binary weighting
Ponderare nonbinară	Non-binary weighting
Model echivalent Thevenin	Equivalent Thevenin model
Tensiune echivalentă	Equivalent voltage
Rezistență echivalentă	Equivalent resistance
Rețea de rezistențe R-2R	R-2R ladder network
Principiul superpoziției	Superposition principle
Funcție de transfer	Transfer function
Tensiune de referință (V_{ref})	Reference voltage (V_{ref})
Curent de referință (I_{ref})	Reference current (I_{ref})
Excursie a tensiunii de ieșire	Output voltage swing
Amplificator operațional (AO)	Operational amplifier (Op-Amp)
Înterupător / Comutator	Switch / Commutator
Tranzistor MOS	MOS transistor
Tranzistor bipolar	Bipolar transistor
Împerechere a rezistențelor	Resistor matching
Toleranță	Tolerance
Variație termică	Thermal drift
Îmbătrânirea componentelor	Aging (of components)
Referință de tip band-gap	Band-gap reference
Referință cu diodă Zener	Zener diode reference
CNA bipolar	Bipolar DAC
Circuit multiplicator	Multiplier circuit
Circuit divizor	Divider circuit
Control numeric al balansului	Digital balance control
Generator de frecvență	Frequency generator
CAN – Convertor Analog-Numeric	ADC – Analog-to-Digital Converter
Cod de ieșire / Număr digital	Output code / Digital number
Caracteristică de transfer	Transfer characteristic
Eroare de cuantizare	Quantization error
Rotunjire	Rounding
Trunchiere	Truncation
Rezoluție relativă	Relative resolution
Timp de conversie (t_c)	Conversion time (t_c)
Frecvență de eșantionare	Sampling frequency
Eroare de offset	Offset error
Eroare de câștig	Gain error
Monotonie	Monotonicity
Coduri lipsă	Missing codes
CAN unipolar	Unipolar ADC
CAN bipolar	Bipolar ADC
CAN paralel (Flash)	Flash ADC
CAN cu registru de aproximări succesive (RAS)	Successive Approximation Register (SAR) ADC
CAN cu urmărire (Tracking)	Tracking ADC

CAN numărător	Counter ADC
CAN pipeline	Pipeline ADC
CAN Sigma-Delta	Sigma-Delta ADC
CAN tensiune-frecvență	Voltage-to-frequency ADC
CAN cu echilibrare de sarcină	Charge-balancing ADC
CAN cu dublă rampă	Dual-slope ADC
Buffer (adaptor de impedanță)	Buffer (impedance adapter)
Integrator	Integrator
Trigger Schmitt	Schmitt trigger
Bistabil (Flip-Flop)	Flip-flop (FF)
Divizor rezistiv	Resistive divider
Viteză de variație (Slew Rate, SR)	Slew rate (SR)
Imunitate la zgomot	Noise immunity

Referințe

- [1] M. Dăbâcan, *Bazele sistemelor de achiziții de date*. Cluj-Napoca: Editura Casa Cărții de Știință, 2004, ISBN: 973-686-565-7.
- [2] M. J. M. Pelgrom, *Analog-to-Digital Conversion*, a 4-a ed. Springer, 2022, ISBN: 978-3-030-90808-9. DOI: 10.1007/978-3-030-90808-9.
- [3] F. Marvasti, *Nonuniform Sampling: Theory and Practice*. Springer Science și Business Media, 2001, vol. 1, ISBN: 978-1-4615-1229-5. DOI: 10.1007/978-1-4615-1229-5.
- [4] M. Dăbâcan, L. Viman și V. Bande, *Bazele sistemelor de achiziții de date – Aplicații*. Cluj-Napoca: U.T. Press, 2021, ISBN: 978-606-737-534-3.
- [5] D. M. Harris și S. L. Harris, *Digital Design and Computer Architecture*, a 2-a ed. Morgan Kaufmann, 2013, ISBN: 978-0-12-394424-5.
- [6] J. F. Wakerly, *Digital Design: Principles and Practices*, a 5-a ed. Pearson, 2017, ISBN: 978-0-13-446009-3.
- [7] R. van de Plassche, *CMOS Integrated Analog-to-Digital and Digital-to-Analog Converters*, a 2-a ed. Kluwer Academic Publishers, 2017, ISBN: 978-1-4757-3768-4. DOI: 10.1007/978-1-4757-3768-4.
- [8] B. Razavi, *Principles of Data Conversion System Design*. IEEE Press, 2015, ISBN: 978-0-780-31093-3.