

Concursul Studentesc Tudor Tănăsescu, Ediția 2023

Problema nr (... p)

Gabriel Petrașuc, Marius Neag, Universitatea Tehnică Cluj-Napoca

Circuitul din figura 1 este un oscilator în punte Wien cu buclă de control a amplitudinii oscilațiilor. Amplificatorul operațional poate fi considerat ideal, cu excepția faptului că excursia tensiunii de ieșire și intervalul permis pentru tensiunea de mod comun la intrare sunt limitate la domeniul $[0, V_{DD}]$. Dioda D_1 poate fi considerată ideală, cu excepția tensiunii de prag nenule, $V_{D_{on}} = 0,6V$. Pentru tranzistorul NMOS se cunoaște $V_{TH} = 0,6V$, $k = \mu C_{ox}W/L = 6,25 \cdot 10^{-3} A/V^2$. Tranzistorul NMOS operează în regim liniar (triadă) atunci când oscilatorul funcționează în regim staționar. Se cunosc valorile elementelor de circuit: $C = 15nF$, $R = 5,3k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_1 = 4,6k\Omega$, $C_1 = 640nF$. $V_{DD} = 10V$, $V_{CM} = 0,5V$ și $I_1 = 32\mu A$.

Se cere:

- Valoarea de curent continuu a tensiunii din nodul CTRL, V_{CTRL_OSC} , pentru care se obțin oscilații întreținute la ieșirea circuitului. Pentru acest punct analiza se poate face pe o versiune simplificată a circuitului, din care lipsesc elementele D_1 , C_1 , I_1 , dar se aplică o sursă de tensiune de curent continuu V_{CTRL_OSC} între nodul CTRL și masă. (2p)
- Explicați pe scurt funcționarea buclei de control a amplitudinii oscilațiilor. Exemplificați desenând (aproximativ) cronogramele tensiunilor V_{OUT} și V_{CTRL} în regim normal de funcționare, indicând coordonatele principalelor puncte ale cronogramelor. (3p)
- Expresia tensiunii V_{OUT} în regim normal de funcționare (oscilații armonice întreținute, cu amplitudinea stabilită de bucla de control analizată la punctul b)). (2p)
- Explicați pe scurt (nu neapărat cu relații matematice) mecanismul de amorsare al oscilațiilor (pornirea circuitului). (1p)
- Desenați (aproximativ) cronogramele tensiunilor V_{OUT} și V_{CTRL} indicând coordonatele principalelor puncte, considerând că circuitul este pornit la momentul t_0 , din starea definită de figura 2. (2p)

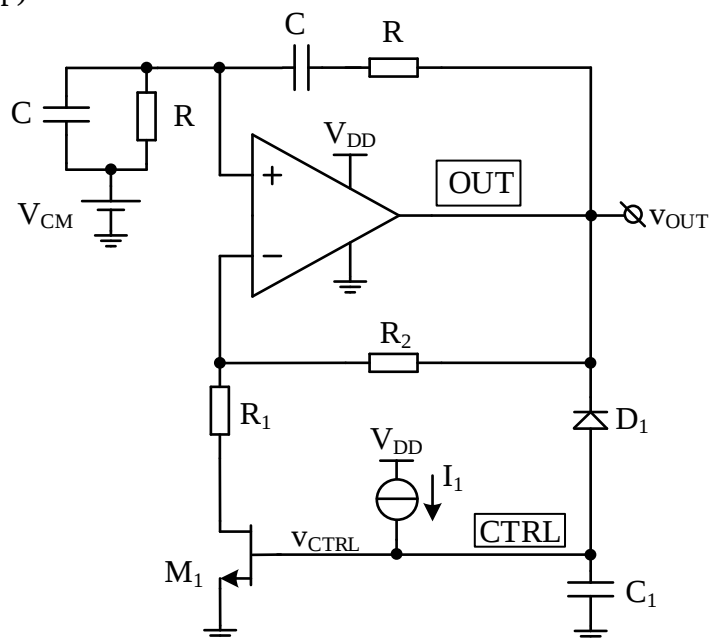


Figura 1. Oscilator armonic în punte Wien

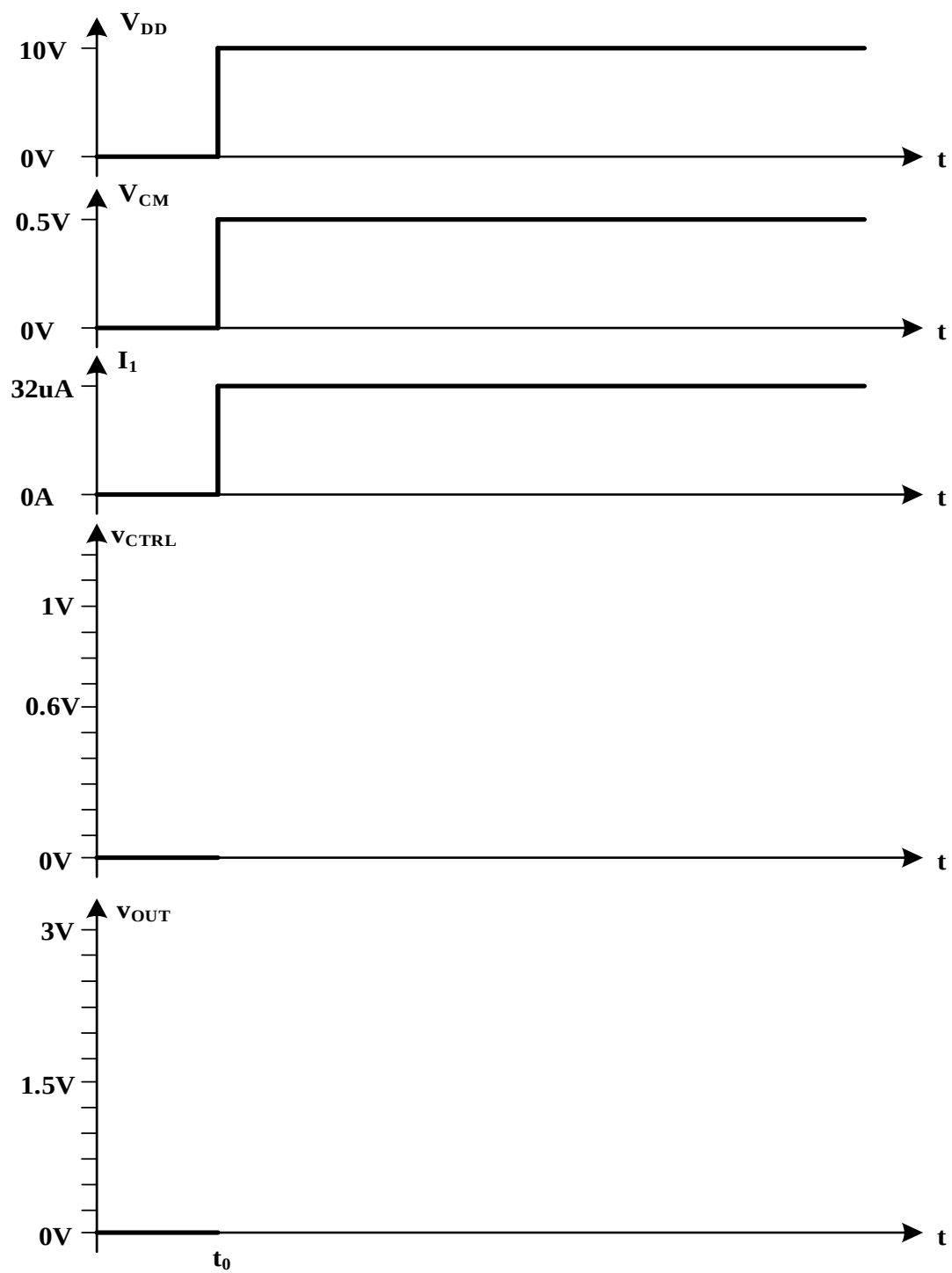
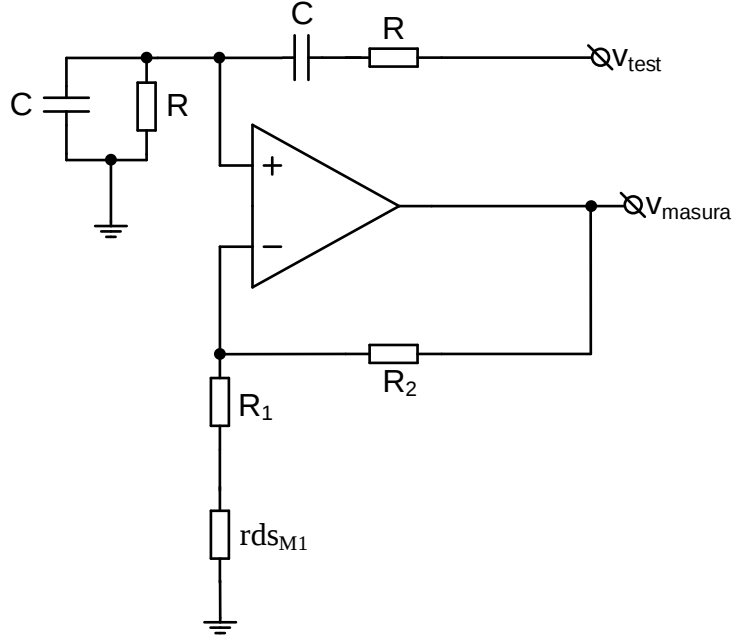


Figura 2. Cronogramele principalelor semnale din circuit

Rezolvare

- a) Circuitul echivalent de semnal mic, cu bucla de reacție pozitivă întreruptă la ieșirea amplificatorului liniar:



$$T(s) = \frac{v_{masura}}{v_{test}} \quad (1)$$

$$T(s) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1 + r_{ds_{M1}}}\right) \frac{1}{3 + sRC + \frac{1}{sRC}} \quad (2)$$

$$T(s) \xrightarrow{s=j\omega} T(j\omega) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1 + r_{ds_{M1}}}\right) \frac{1}{3 + j\omega RC - \frac{j}{\omega RC}} \quad (3)$$

Relația lui Barkausen, condiția de fază ($\varphi(T(\omega_{osc})) = 0$) : (4)

$$\omega_{osc}RC - \frac{1}{\omega_{osc}RC} = 0 \Rightarrow \omega_{osc} = \frac{1}{RC} \Rightarrow f_{osc} = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$T(\omega_{osc}) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1 + r_{ds_{M1}}}\right) \frac{1}{3} \quad (5)$$

Relația Barkausen, condiția de modul ($|T(\omega_{osc})| = 1$) (6)

$$\left(1 + \frac{R_2}{R_1 + r_{ds_{M1}}}\right) \frac{1}{3} = 1$$

Rezultă condiția de oscilație în raport cu rds_{M1} : (7)

$$rds_{M1_OSC} = 400\Omega$$

Pentru condiția de oscilație în raport cu V_{CTRL}

$$rds_{M1} = \frac{1}{\mu C_{OX} \frac{W}{L} (V_{CTRL} - V_{TH})} \quad (8)$$

$$\Rightarrow V_{CTRL_OSC} = \frac{1}{\mu C_{OX} \frac{W}{L} rds_{M1_OSC}} + V_{TH} = 1V$$

b). În primul rând, trebuie demonstrată dependența $|T(\omega_{osc})| = f(\widehat{V_{out}})$. La punctul a). s-a demonstrat dependența $|T(\omega_{osc})| = f(V_{CTRL})$ – vezi ec. (5) și (8). Elementele de circuit D_1 , C_1 și I_1 implementează dependența valorii medii a tensiunii v_{CTRL} de amplitudinea tensiunii de ieșire, $\widehat{V_{out}}$:

- cât timp v_{OUT} este mai mare decât $(v_{CTRL} - V_{Don})$ D_1 este blocată iar v_{CTRL} crește liniar în timp, pe măsură ce condensatorul C_1 este încărcat de sursa de curent I_1 :

$$v_{CTRL}(t) = v_{CTRL}(t_0) + \frac{I_1}{C_1}(t - t_0) \quad (9)$$

- atunci când v_{OUT} coboară sub valoarea $(v_{CTRL} - V_{Don})$, dioda D_1 se deschide, forțând C_1 să se descarce. Astfel, v_{CTRL} urmărește variația v_{OUT} , atât timp cât valoarea lui v_{OUT} descrește.

- atunci când v_{OUT} depășește vârful semi-alternanței negative dioda D_1 se închide (valoarea v_{OUT} începe să crească iar continuarea egalității de mai sus ar implica schimbarea sensului curentului prin diodă). Tensiunea v_{CTRL} atinge valoarea minimă:

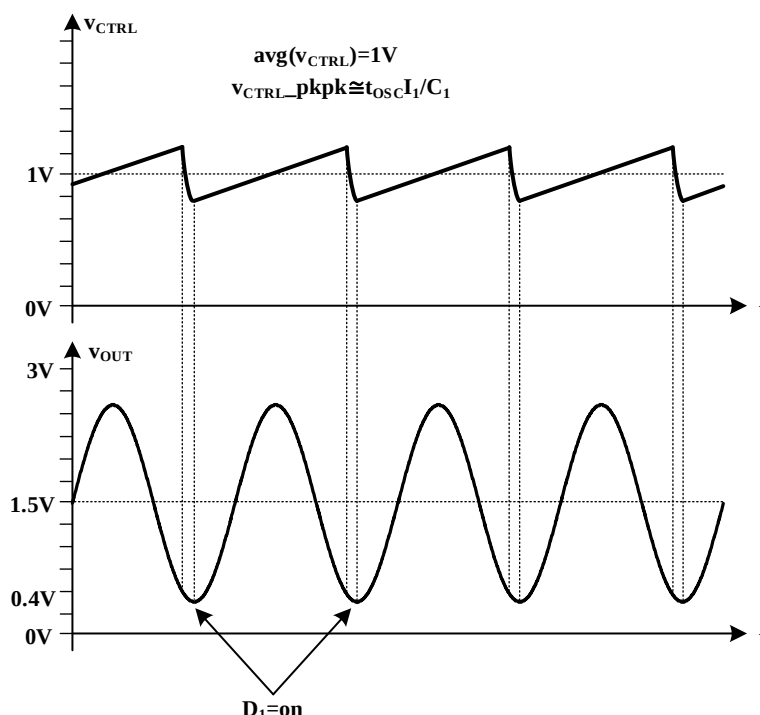
$$V_{CTRL_MIN} = v_{OUT_MIN} + V_{D_ON}. \quad (10)$$

În continuare v_{CTRL} începe să crească conform eq. (9), revenind la, și apoi depășind valoarea V_{CTRL_OSC} . Valoarea medie a tensiunii v_{CTRL} trebuie să rămână V_{CTRL_OSC} pentru a îndeplini condiția de oscilație. Aceasta determină valoarea V_{CTRL_MIN} , care la rândul ei, determină valoarea v_{OUT_MIN} , deci și amplitudinea v_{OUT} .

În al doilea rând trebuie demonstrat că bucla de control implementată de D_1 , C_1 , I_1 și M_1 realizează o reacție negativă, care corectează orice posibilă modificare a amplitudinii oscilațiilor. Pornind de starea de funcționare normală, cu amplitudinea oscilațiilor la valoarea nominală, să presupunem că dintr-un motiv oarecare amplitudinea oscilațiilor se modifică și urmărim răspunsul buclei de control:

- Dacă $\widehat{V_{out}}$ a crescut față de valoarea nominală, în perioada de timp în care D_1 este în conducție tensiunea v_{CTRL} coboară la valori mai mici decât în funcționare nominală (intervalul de timp în care dioda este în conducție este mai mare decât în cazul funcționării normale) $\Rightarrow$ valoarea rds_{M1} atinge valori mai mici $\Rightarrow$ câștigul buclei (și câștigul amplificatorului neinvertor tensiune) descrește $\Rightarrow \widehat{V_{out}}$ descrește.
- Dacă $\widehat{V_{out}}$ a descrescut față de valoarea nominală, în perioada de timp în care D_1 este în conducție tensiunea v_{CTRL} înregistrează valori mai mari decât în funcționare nominală (intervalul de timp în care dioda este în conducție este mai mic decât în

cazul funcționării normale) => valoarea r_{dsM1} atinge valori mai mari => câștigul buclei (și câștigul amplificatorului neinvertor tensiune) crește => $\widehat{V_{out}}$ crește.



c). Dacă sunt îndeplinite condițiile (5) și (6) tensiunea de ieșire este o sinusoidă cu frecvența $f_{osc} = \frac{1}{2\pi RC} = 2\text{kHz}$. Nivelul de curent continuu este setat de sursa de tensiune continuă V_{CM} , a cărei valoare apare la ieșire amplificată de câștigul amplificatorului de tensiune neinvertor implementat de AO, R_2 și $(R_1 + r_{dsM1})$.

$$V_{OUT_DC} = V_{CM} \left(1 + \frac{R_2}{R_1 + r_{dsM1}} \right) = 3 V_{CM} = 1,5V \quad (11)$$

Valoarea minimă a tensiunii v_{OUT} rezultă din ec.(10) aproximând $V_{CTRL_MIN} \simeq 1V$. Din $v_{OUT_MIN} \simeq 0,4V$ și $V_{OUT} = 1,5V$ rezultă că amplitudinea sinusoidei este aproximativ 1.1V. Astfel se ajunge la expresia tensiunii de ieșire:

$$v_{OUT} = 1,5 + 1,1 \sin(2\pi 2000t) \quad (12)$$

d) Pot fi identificate trei etape:

1. Până la deschiderea tranzistorului M_1 = intervalul de timp t_0 - t_1 . Condensatorul C_1 este încărcat de sursa de curent I_1 până când v_{CTRL} atinge valoarea $V_{TH}=0.6V$. M_1 blocat implică $r_{dsM1} \rightarrow \infty$, deci câștigul amplificatorului de tensiune neinvertor este 1. Ca urmare nu este îndeplinită condiția (6) și circuitul nu oscilează. Tensiunea v_{OUT} este menținută la valoarea constantă 0,5V.

2. De la deschiderea tranzistorului M_1 până la îndeplinirea condiției de oscilație (8) = intervalul de timp t_1 - t_2 . Condensatorul C_1 continuă să fie încărcat de sursa de curent constant I_1 , tensiunea v_{CTRL} crescând linear în timp de la V_{TH} spre V_{CTRL_OSC} (adică de la 0.6V la 1V). Ca urmare rezistența echivalentă drenă-sursă a tranzistorului M_1 descrește, iar câștigul amplificatorului de tensiune neinvertor implementat de AO, R_2 și $(R_1 + r_{dsM1})$ crește de la 1 spre 3. Deoarece

condiția de oscilație (8) nu este îndeplinită pe parcursul acestui interval, circuitul nu oscilează dar valoarea tensiunii v_{OUT} crește de la 0,5V spre 1,5V datorită creșterii amplificării.

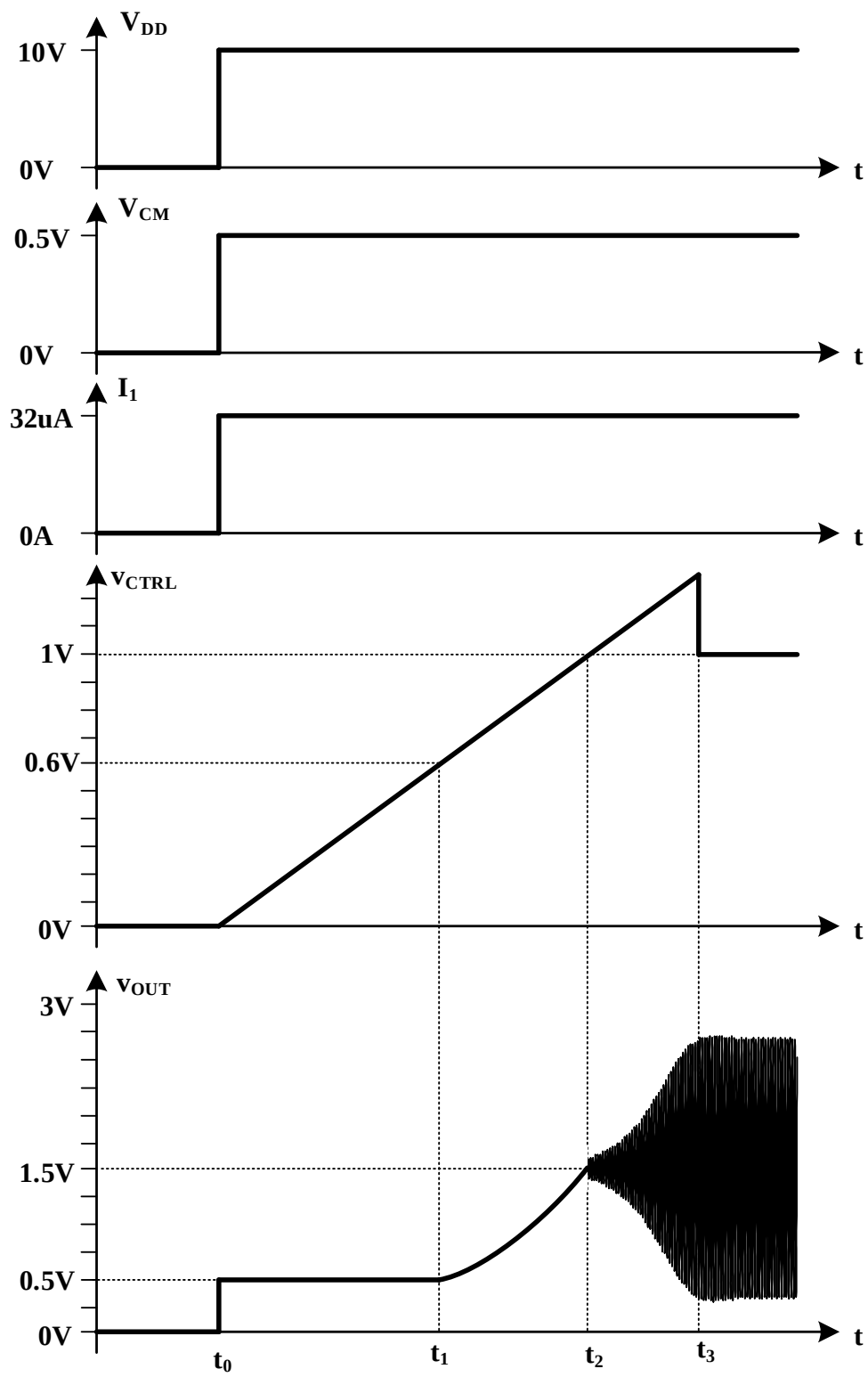
3. De la îndeplinirea condițiilor de oscilație și până la atingerea regimului normal de operare = intervalul de timp t_2-t_3

La momentul t_2 v_{CTRL} atinge valoarea V_{CTRL_OSC} și ambele condiții de oscilație (6) și (8) sunt îndeplinite. Circuitul începe se oscileze iar amplitudinea oscilațiilor crește în timp deoarece valoarea tensiunii v_{CTRL} continuă să crească (sursa I_1 continuă să încarce condensatorul C_1), ceea ce duce la creșterea câștigului amplificatorului implementat de AO, R_2 și $(R_1 + r_{dsM1})$. La momentul t_3 amplitudinea v_{OUT} atinge nivelul necesar deschiderii diodei D_1 – deci a activării mecanismului de control a amplitudinii. În continuare avem cronogramele de la punctul b).

e). Lățimea celor două intervale de timp descrise este:

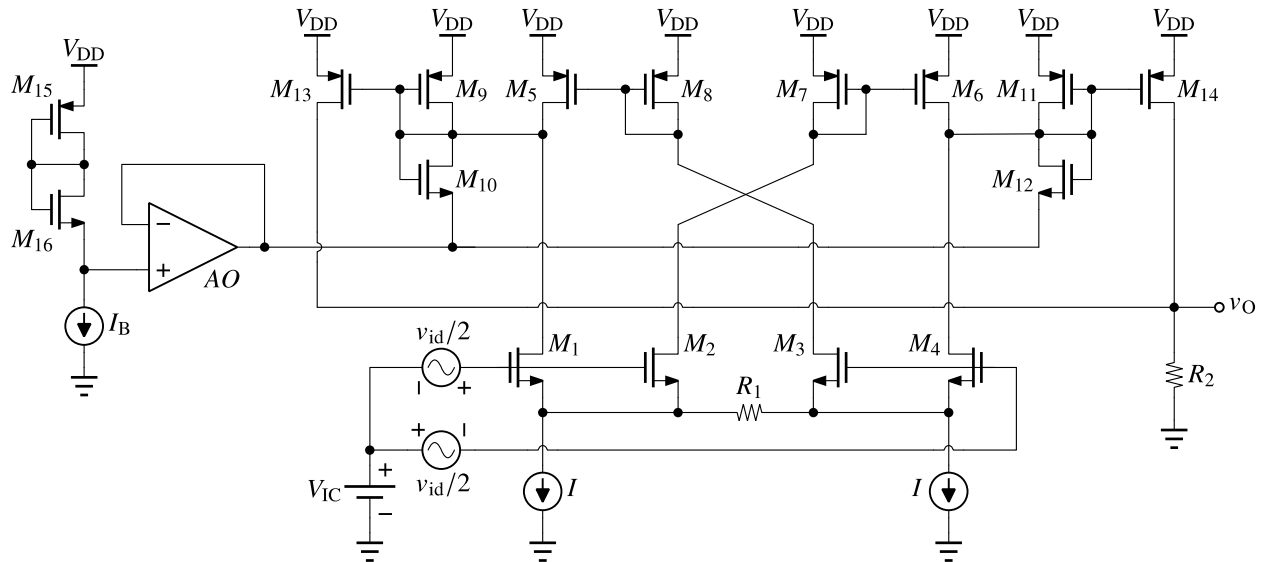
$$t_1 - t_0 = \frac{V_{TH}C_1}{I_1} = 12ms \quad (13)$$

$$t_2 - t_1 = \frac{(1V - V_{TH})C_1}{I_1} = 8ms \quad (14)$$



Problema nr. 1 (10p)

ș.l. dr. ing. Arcadie CRACAN, conf. dr. ing. Neculai COJAN, ETTI, Iași



În circuitul din figură AO este ideal, iar pentru toate tranzistoarele din circuit se va neglija rezistența de ieșire ($r_{ds} \rightarrow \infty$). Toate tranzistoarele de același tip sunt identice. Sursele de curent constant I_B și I sunt ideale. Valoarea curentului I_B este nenulă, dar foarte mică. Circuit este alimentat cu o singură sursă notată V_{DD} . V_{IC} reprezintă tensiunea de curent continuu din intrare, iar v_{id} reprezintă tensiunea de semnal din intrare.

Se cere:

1. (3p) Expresia curenților din PSF (curent continuu) prin tranzistoarele M_{10} și M_{12} .
2. (1p) Tensiunea din PSF în ieșirea circuitului, V_O .
3. (4p) Considerând transconductanța tranzistoarelor M_1, M_2, M_3 și M_4 notată cu g_m , să se determine $v_o(v_{id})$.
4. (2p) Desenați forma de undă a tensiunii v_o pentru o perioadă T a semnalului sinusoidal v_{id} din intrare.

Soluție

1.

În PSF $v_{id} = 0$, tranzistoarele M_1 , M_2 , M_3 și M_4 au aceeași tensiune grilă-sursă $V_{GS} = V_{GS1} = V_{GS2} = V_{GS3} = V_{GS4}$ și, fiind identice, vor avea același curent de drenă $I_1 = I_2 = I_3 = I_4 = I/2$ (prin rezistorul R_1 nu circulă curent de punct static).

Curentul din M_2 se închide prin dioda M_7 și este oglindit prin tranzistorul M_6 . Curentul din M_3 se închide prin dioda M_8 și este oglindit în M_5 .

Scriind Kirchhoff de curenți în nodul din drenele tranzistoarelor M_1 și M_5 se obține $I_5 - I_1 + I_9 - I_{10} = 0$,

$$\text{iar de aici, ținând cont că } I_5 = I_1 \Rightarrow I_9 = I_{10} = I_{9,10} \quad (0,5p)$$

În mod similar se poate arăta că $I_{11} = I_{12} = I_{11,12}$. (0,5p)

Considerând bucla formată din V_{SG15} , V_{GS16} , scurt-circuitul virtual de la intrarea AO, V_{GS10} , V_{SG9} , se poate scrie:

$$V_{SG15} + V_{GS16} = V_{SG9} + V_{GS10} \quad (1p)$$

Deoarece tranzistoarele de același tip sunt identice, considerând o dependență pătratică între curentul de drenă și tensiunea grilă-sursă, putem scrie:

$$\sqrt{\frac{2I_B}{k_p}} + |V_{THP}| + \sqrt{\frac{2I_B}{k_n}} + V_{THN} = \sqrt{\frac{2I_{9,10}}{k_p}} + |V_{THP}| + \sqrt{\frac{2I_{9,10}}{k_n}} + V_{THN},$$

$$\text{de unde rezultă că } I_{9,10} = I_B. \quad (0,5p)$$

$$\text{În mod similar se poate arăta că } I_{11,12} = I_B. \quad (0,5p)$$

2.

Tranzistoarele M_9 și M_{13} , respectiv M_{11} și M_{14} formează oglinzi de curent, prin urmare $I_{13} = I_{14} = I_B$, iar V_O se scrie:

$$V_O = R_2 \cdot (I_{13} + I_{14}) = 2R_2 I_B \cong 0 \text{ (datorită precizării } I_B \rightarrow 0) \quad (1p)$$

3.

În semnal, odată cu variația tensiunii pe mod diferențial de la intrarea circuitului, vor varia curenții prin tranzistoarele M_1 , M_2 , M_3 și M_4 . Având în vedere că tranzistoarele M_1 și M_2 , respectiv M_3 și M_4 sunt comandate identic, acestea vor avea curenți egali. Pe alternanța pozitivă (v_{id}^+) putem scrie $i_1 = i_2 = \frac{I}{2} + \Delta i$, iar $i_3 = i_4 = \frac{I}{2} - \Delta i$, unde prin Δi s-a notat curentul de semnal.

În nodul din drenele tranzistoarelor M_5 și M_1 avem:

$$i_9 - i_{10} = i_1 - i_5 = \frac{I}{2} + \Delta i - \left(\frac{I}{2} - \Delta i\right) = 2\Delta i \Rightarrow i_9 = i_{10} + 2\Delta i$$

Prin urmare, pe alternanța pozitivă, curentul prin tranzistorul M_9 va crește, iar prin tranzistorul M_{10} va scădea. Tranzistorul M_9 va intra mai puternic în conducție, iar tranzistorul M_{10} se va bloca. Putem spune că tranzistorul M_9 va prelua variația de curent din nodul din drenele tranzistoarelor M_5 și M_1 , cu alte cuvinte:

$$i_9 \cong 2\Delta i, i_{10} \cong 0 \quad (1p)$$

În nodul din drenele tranzistoarelor M_6 și M_4 funcționarea este complementară:

$$i_{11} - i_{12} = i_4 - i_6 = \frac{I}{2} - \Delta i - \left(\frac{I}{2} + \Delta i\right) = -2\Delta i \Rightarrow i_{12} = i_{11} + 2\Delta i$$

Pe alternanța pozitivă curentul prin tranzistorul M_{12} va crește, iar prin tranzistorul M_{11} va scădea, M_{12} intrând mai puternic în conducție, iar M_{11} blocându-se. Putem spune că pe alternanța pozitivă M_{12} va prelua întreaga variație a curentului din nodul drenelor tranzistoarelor M_6 și M_4 :

$$i_{11} \cong 0, i_{12} \cong 2\Delta i \quad (1p)$$

Dar $i_{13} = i_9$, iar $i_{14} = i_{11}$, și putem scrie:

$$v_o = R_2(i_{13} + i_{14}) = R_2(i_9 + i_{11}) \cong R_2(2\Delta i + 0) = 2R_2\Delta i \quad (0,5p)$$

Determinarea lui $\Delta i(v_{id}^+)$ se face pe semi-circuitul de mod diferențial. Ținând cont de faptul că transconductanța tranzistoarelor este g_m și că Δi este jumătate din curentul care circulă prin R_1 , rezultă

$$\Delta i = \frac{1}{2} \frac{2g_m}{1 + 2g_m \frac{R_1}{2}} \cdot \frac{v_{id}^+}{2} = \frac{g_m}{1 + g_m R_1} \cdot \frac{v_{id}^+}{2}$$

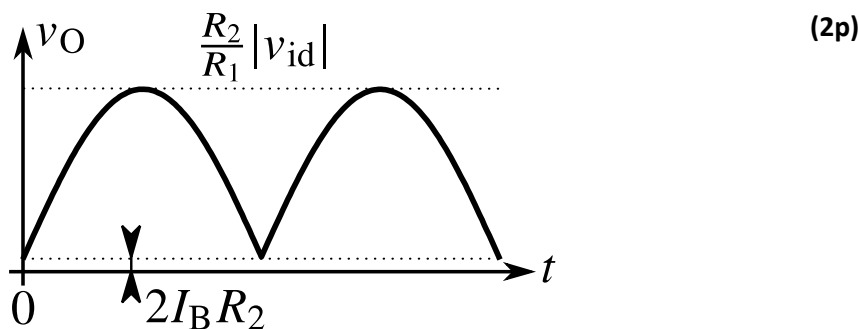
În final, $v_o(v_{id})$ se scrie

$$v_o = 2R_2 \cdot \frac{g_m}{1 + g_m R_1} \cdot \frac{v_{id}^+}{2} = \frac{g_m R_2}{1 + g_m R_1} v_{id}^+ \quad (1p)$$

Dacă $g_m R_1 \gg 1$ atunci v_o se poate scrie $v_o \cong \frac{R_2}{R_1} v_{id}^+$

Procedând similar, pentru alternanța negativă (v_{id}^-) se obține $v_o \cong \frac{R_2}{R_1} (-v_{id}^-)$ (0,5p)

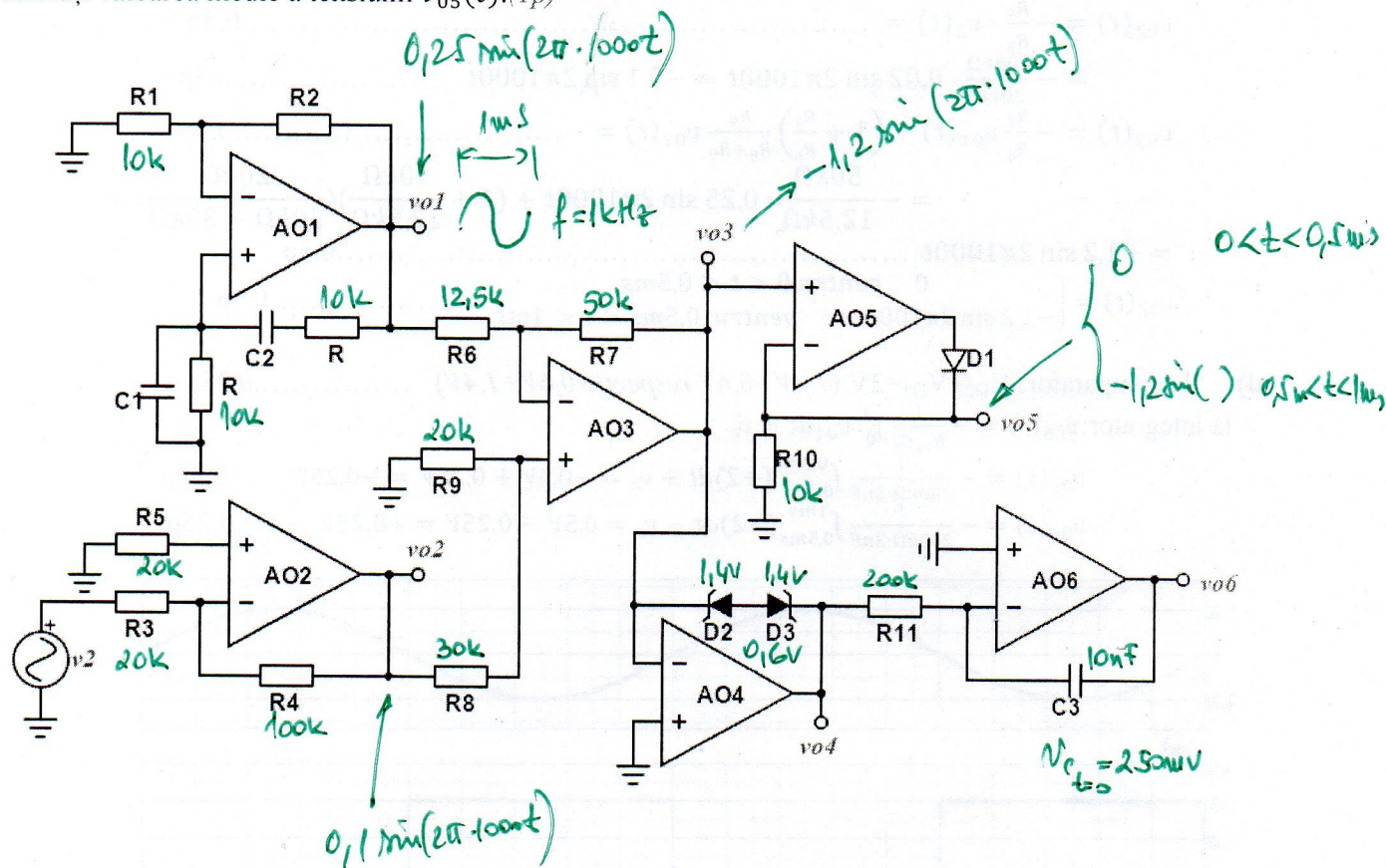
4.



P2

Înfiguraalăturată se se cunosc: $R=R_1=R_{10}=10\text{k}\Omega$, $R_3=R_5=R_9=20\text{k}\Omega$, $R_4=100\text{k}\Omega$, $R_6=12,5\text{k}\Omega$, $R_7=50\text{k}\Omega$, $R_8=30\text{k}\Omega$, $R_{11}=200\text{k}\Omega$, $C_3=10\text{nF}$, dioda D_1 se considerăidealăiar diodele D_2 și D_3 au tensiunea inversă de polarizare de $1,4\text{V}$, iar la polarizare directă tensiunea de deschidere a joncțiunii este de 600mV . Toate amplificatoarele sunt ideale și alimentate cu $\pm 5\text{V}$. Corecția externă a lui AO5 nu este arătată în figură. Pentru configurația lui AO6 se știe că $v_c=250\text{mV}$ la $t=0$.

- Precizați în ce configurație lucrează fiecare din cele 6 amplificatoare. (1,25p)
- Proiectați valorile lui C_1 , C_2 și R_2 a.î. frecvența semnalului v_{o1} sa fie 1kHz . (2p)
- Dacăamplitudineasemnalului v_{o1} e $0,25\text{V}$, iar $v_2(t)$ are expresia: $v_2(t) = 0,02 \sin(2\pi 1000t)[\text{V}]$, deduceți expresiile lui $v_{o2}(t)$, $v_{o3}(t)$ și $v_{o5}(t)$. (3p)
- Reprezentați cantitativ și sincron formele de undă ale semnalelor: $v_{o3}(t)$, $v_{o4}(t)$, $v_{o5}(t)$ și $v_{o6}(t)$. (4,75p)
- Calculați valoarea medie a tensiunii $v_{o5}(t)$. (1p)



Rezolvare:

a) AO_1 = oscilator curetea Wien 0,25p

AO_2 = inversor 0,25p

AO_3 = diferențial 0,25p

AO_4 = comparator (cu limitarea tensiunii de ieșire) 0,25p

AO_5 = redresor de precizie monoalternanță 0,25p

AO_6 = integrator 0,25p

b) rețea Wien $\Rightarrow f_{osc} = \frac{1}{2\pi \cdot RC}$ unde $C_1 = C_2 = C = \frac{1}{2\pi Rf} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 10^3 \Omega \cdot 10^3 Hz} = 15,9 nF$ 1p

rețea Wien $\Rightarrow A_V = 3$; $A_V = 1 + \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = 2 \Rightarrow R_2 = 20 k\Omega$ 1p

c) $v_{01}(t) = 0,25 \sin 2\pi \cdot 1000t$ 0,5p

$v_{02}(t) = -\frac{R_4}{R_3} \cdot v_2(t) =$ 0,5p

$= -\frac{100 k\Omega}{20 k\Omega} \cdot 0,02 \sin 2\pi 1000t = -0,1 \sin 2\pi 1000t$ 0,5p

$v_{03}(t) = -\frac{R_7}{R_6} v_{01}(t) + \left(1 + \frac{R_7}{R_6}\right) \frac{R_9}{R_8 + R_9} v_{02}(t) =$ 0,5p

$= -\frac{50 k\Omega}{12,5 k\Omega} \cdot 0,25 \sin 2\pi 1000t + \left(1 + \frac{50 k\Omega}{12,5 k\Omega}\right) \left(\frac{20 k\Omega}{20 k\Omega + 30 k\Omega}\right) =$

$= -1,2 \sin 2\pi 1000t$ 0,5p

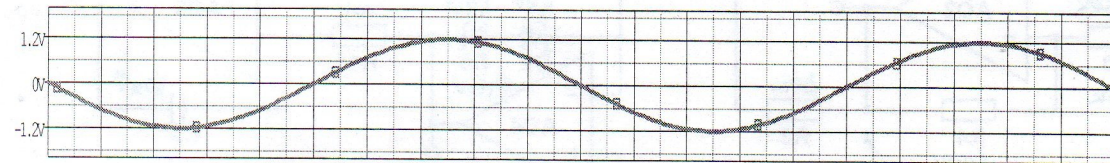
$v_{05}(t) = \begin{cases} 0 & \text{pentru } 0 < t < 0,5 ms \\ -1,2 \sin 2\pi 1000t & \text{pentru } 0,5 ms < t < 1 ms \end{cases}$ 0,5p

d) la comparator: $V_{D2} + V_{D3} = 2V$ ($1,4V + 0,6V$ respectiv $0,6V + 1,4V$) 0,25p

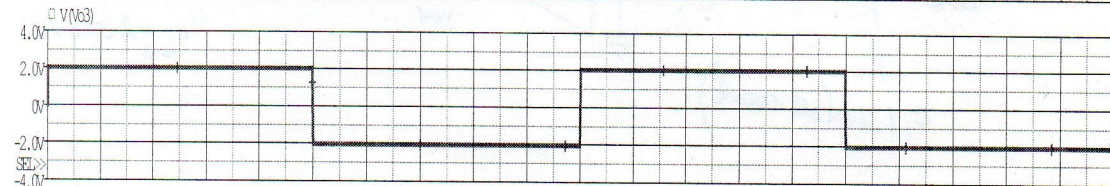
la integrator: $v_{06}(t) = -\frac{1}{R_{11}C_3} \int_0^T v_{04} dt \pm v_c$

$v_{06}(t) = -\frac{1}{200 k\Omega \cdot 3 nF} \int_0^{0,5 ms} (+2) dt + v_c = -0,5V + 0,25V = -0,25V$ 0,25p

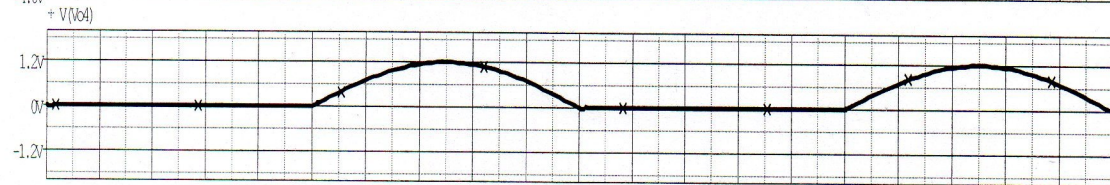
$v_{06}(t) = -\frac{1}{200 k\Omega \cdot 3 nF} \int_{0,5 ms}^{1 ms} (-2) dt - v_c = 0,5V - 0,25V = +0,25V$ 0,25p



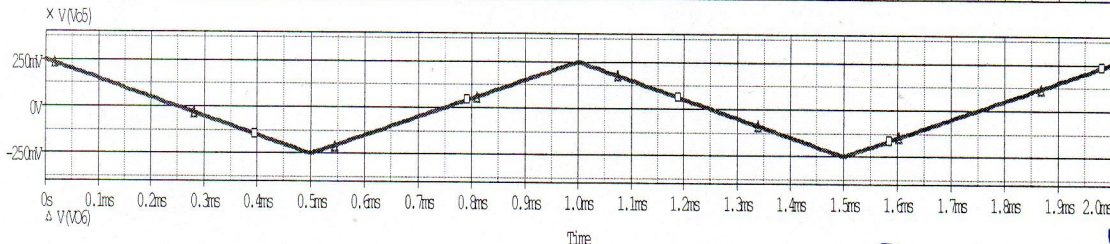
1p



1p



1p



1p

$$\int_a^b \sin(ax) dx = -\frac{1}{a} \cos(ax) \Big|_a^b$$

e) $v_{05}(t) = \begin{cases} 0 & \text{pentru } 0 < t < 0,5 ms \\ -1,2 \sin 2\pi 1000t & \text{pentru } 0,5 ms < t < 1 ms \end{cases}$

$$V_{os_{med}} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{os}(t) dt = \frac{1}{0,5 ms} \int_{0,5 ms}^{1 ms} (-1,2) \sin(2\pi \cdot 1000t) dt$$

$$V_{os_{med}} = \frac{1,2}{2\pi \cdot 1000} (1 - (-1)) = \frac{1,2}{\pi}$$

$$= -\frac{1,2}{2\pi \cdot 1000} \left[-\cos(2\pi \cdot 1000t) \right]_{0,5 ms}^{1 ms} = \frac{1,2}{\pi}$$

TOTAL: 12 puncte

- a) 1,25p
- A1 = oscilator cu rețea VKen (0,25p)
 - A2 = Inversor (0,25p)
 - A3 = diferențial (0,25p)
 - A4 = comparator (0,25p)
 - A5 = redresor monoalternanță de precizie (0,25p)
 - A6 = Integrator (0,25p)

b) 2p

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \Rightarrow C = \frac{1}{2\pi R f} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^4 \cdot 10^3} = 15,9 \mu F \quad C_1 = C_2 = C \quad (1p)$$

$$A = 3 = 1 + \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = 2 \Rightarrow R_2 = 20k \Omega \quad (1p)$$

c) 3p

$$V_{01} = 0,25 \sin 2\pi \cdot 1000t$$

$$V_{02} = -\frac{R_4}{R_3} \cdot V_2(t) = -\frac{R_4}{R_3} \cdot 0,02 \sin 2\pi \cdot 1000t = -\frac{100k}{20k} \cdot 0,02 \sin 2\pi \cdot 1000t$$

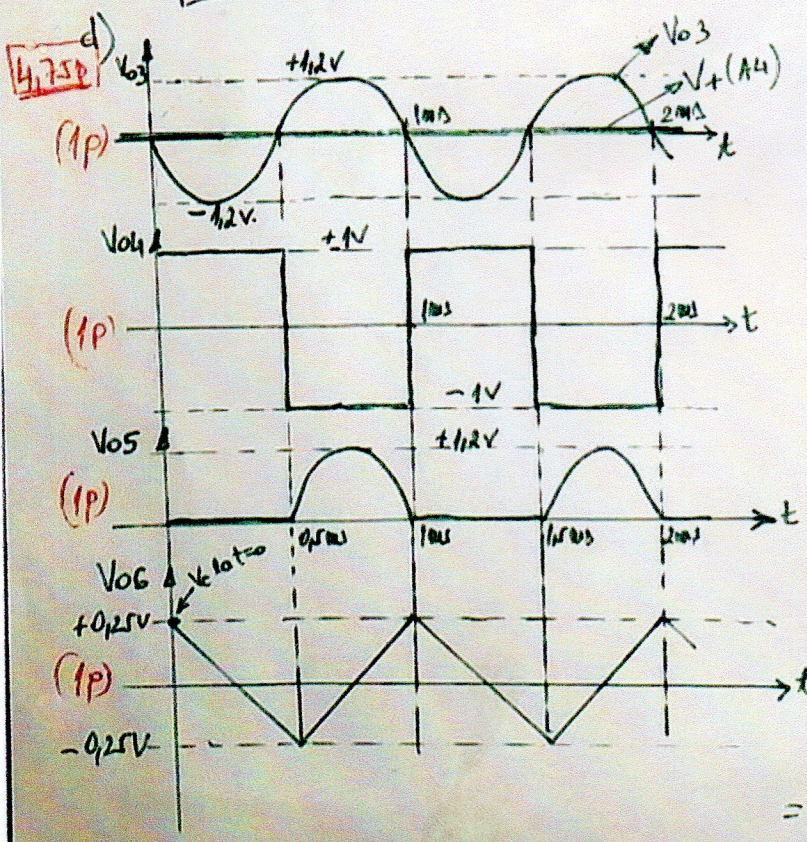
$$V_{02} = -0,1 \sin 2\pi \cdot 1000t \quad (1p)$$

$$V_{03} = -\frac{R_7}{R_6} \cdot V_{01}(t) + \left(1 + \frac{R_7}{R_6}\right) \cdot \frac{R_9}{R_8 + R_9} \cdot V_{02}(t) = -\frac{50k}{12,5k} \cdot 0,25 \sin 2\pi \cdot 1000t +$$

$$+ \left(1 + \frac{50k}{12,5k}\right) \cdot \frac{20k}{20k + 30k} \cdot (-0,1) \sin 2\pi \cdot 1000t = -\sin 2\pi \cdot 1000t - 0,2 \sin 2\pi \cdot 1000t$$

$$V_{03} = -1,2 \sin 2\pi \cdot 1000t \quad (1p)$$

$$V_{05} = \begin{cases} 0 & \text{pentru } 0 < t < 1ms \\ -1,2 \sin 2\pi \cdot 1000t & \text{pentru } 1ms < t < 1,5ms \end{cases} \quad (1p)$$



$V_{D2} + V_{D3} = 1V$. Comparatorul prin $(0,3 + 0,7)$ Dăsem limita la furtună $(0,7 + 0,3)$ de ieșire la 1V.

$$V_{06} = -\frac{1}{R_{11} \cdot C_3} \int_0^{1ms} V_{04}(t) \cdot V_C = -\frac{1}{2 \cdot 10^{-3}} \int_0^{1ms} 1dt \cdot V_C$$

$$= -0,5 + 0,25 = -0,25V \quad (0,25p)$$

$$V_{06} = -\frac{1}{R_{11} \cdot C_3} \int_{1ms}^{1,5ms} V_{04}(t) \cdot V_C = -\frac{1}{2 \cdot 10^{-3}} \int_{1ms}^{1,5ms} -1dt \cdot V_C$$

$$= +0,25V \quad (0,25p)$$

e) 1p

$$V_{05 \text{ MED}} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{05}(t) dt$$

$$= \frac{1}{10^{-3}} \int_{0,75ms}^{1,25ms} (-1,2) \sin(2\pi \cdot 1000t) dt$$

$$= \frac{-1,2}{2\pi \cdot 1000 \cdot 10^{-3}} \left[-\cos(2\pi \cdot 1000t) \right]_{0,75ms}^{1,25ms} = \frac{1,2}{\pi} = 0,38V$$