DS3 (Électronique, corrigé)

1. CENTRALE // PSI // 2026 : Multiplicateur numérique à modulation d'amplitude

Q.1 La condition de Nyquist-Shannon s'écrit $\boxed{f_e = \frac{1}{T_e} \geq 2F}$ **(1pt)**

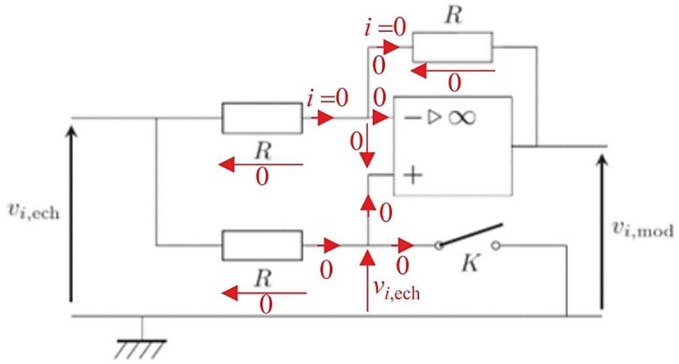
Q.2 L'expression de la rampe est $s_r(t) = \frac{2U_0}{T_e}(t - nT_e) - U_0$. À $t = nT_e$, $s_r(t) = -U_0 < u_n$ donc le comparateur renvoie $S(nT_e) = +V_{sat}$, puis s_r augmente jusqu'à atteindre la valeur u_n et alors S bascule à $-V_{sat}$. **(1pt explication)**

Ceci se produit à l'instant $nT_e + \alpha_n T_e$ donc la durée $\alpha_n T_e$ vérifie $s_r(\alpha_n T_e + nT_e) = u_n$, d'où $\boxed{\alpha_n = \frac{u_n + U_0}{2U_0}}$ **(1pt)**

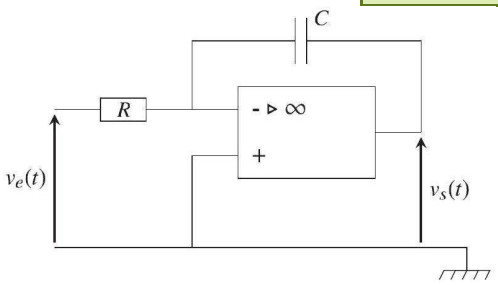
Q.3 Comme $\varepsilon = V^+ - V^- = 0$ pour un A.L.I idéal en fonctionnement linéaire, et que le courant d'entrée $i^- = 0$, on a $\boxed{v_i(t) = -Ri(t)}$ **(1 pt)**. Il s'agit d'un **convertisseur courant-tension.** **(0,5pt)**

Q.4 Lorsque $S(t) > 0$, donc pour $t \in [nT_e, nT_e + \alpha_n T_e]$, l'interrupteur K est fermé $(V^+ = 0)$, on a donc un **montage inverseur** ($\varepsilon = V^+ - V^- = 0$), donc $\boxed{v_{i,\text{mod}} = -v_{i,\text{ech}}}$ **(1pt)**

Lorsque $S(t) < 0$, donc pour $t \in [nT_e + \alpha_n T_e, (n+1)T_e]$, l'interrupteur K est ouvert. Comme $i^+ = 0$, on n'a pas de courant dans la résistance connectée à +, donc $V^+ = v_{i,\text{ech}} = V^-$, donc il n'y a pas de courant non plus dans la résistance connectée entre l'entrée du montage et -, et, puisque $i^- = 0$, pas de courant non plus dans la résistance qui boucle entre - et la sortie de l'A.L.I, d'où $\boxed{v_{i,\text{mod}} = v_{i,\text{ech}}}$ **(1pt) + (0,5pt justification)**



Q.5 Le montage **intégrateur inverseur** ci-dessous **(0,5pt)** convient, avec $\boxed{v_s(t) = -\frac{1}{RC}\int_{t_0}^{t} v_e(u)\mathrm{d}u + v_s(t_0)}$ **(1pt)**



Q.6 On a pour $t \in \left[nT_e, nT_e + \alpha_n T_e\right]$: $\nu_{i,\text{mod}} = -\nu_{i,\text{ech}} = Ri_n$ et pour $t \in \left[nT_e + \alpha_n T_e, (n+1)T_e\right]$: $\nu_{i,\text{mod}} = +\nu_{i,\text{ech}} = -Ri_n$, donc $v_{m,n} = -\frac{1}{\tau}\int_{nT_e}^{nT_e+\alpha_n T_e} Ri_n \mathrm{d}u - \frac{1}{\tau}\int_{nT_e+\alpha_n T_e}^{(n+1)T_e} (-Ri_n)\mathrm{d}u = \frac{Ri_n T_e}{\tau}\left[1-2\alpha_n\right]$, avec $\alpha_n = \frac{u_n + U_0}{2U_0} \Leftrightarrow 2\alpha_n = 1 + \frac{u_n}{U_0}$ **(1pt, intégrale)** soit : $\boxed{v_{m,n} = -\frac{RT_e}{\tau U_0} u_n i_n}$ **(1pt)** La tension est bien proportionnelle au produit $u_n i_n$ **(0,5pt)**

Q.7 Aux basses fréquences $H \to 0$ et aux hautes fréquences $H \to 1$, il s'agit donc d'un **filtre passe-haut du troisième ordre**. **(1pt)**

Q.8 Il s'agit d'un **amplificateur inverseur** de gain $\boxed{G = \frac{v_s}{\underline{v}} = -\frac{R'}{R}}$ **(1pt)**

La condition d'auto-oscillation (critère de Barkhausen) : $G \cdot H = 1$ donne $H = 1/G \in \mathbb{R}^- \Rightarrow \boxed{\omega_{\text{osc}} = \frac{1}{RC\sqrt{6}} \text{ et } G = -29}$ **(2pt)**

Q.9 Le gain $|G| = \frac{R_{\text{com}}}{R}$ doit être une fonction **décroissante** de A_{osc} afin de stabiliser les oscillations donc c'est l'expression $\boxed{R_{\text{com}} = R_0 + \frac{r}{1 + \frac{A_{\text{osc}}}{V_0}}}$ qui convient. **(1pt)**

On doit prendre $\boxed{R_{\text{com}} = 29R = 145\ \text{k}\Omega}$ **(0,5pt)**

et donc $\boxed{r = \left(R_{\text{com}} - R_0\right) \cdot \left(1 + \frac{A_{\text{osc}}}{V_0}\right) = 20 \times \left(1 + \frac{7}{5}\right) = 48\ \text{k}\Omega}$ **(1pt)**

2. CENTRALE // MPI // 2024 : Microphone de guitare électrique

I Aspect électrique

Q.1 À basses fréquences, la bobine et le condensateur se comportent respectivement comme un fil et un interrupteur ouvert. Le courant dans le circuit est nul et $\lim\limits_{\omega\to 0} s(t) = e(t)$ **(0,5pt)**

À hautes fréquences, le condensateur se comporte comme un fil. On a donc $\lim\limits_{\omega\to+\infty} s(t) = 0$ **(0,5pt)**

On peut conclure que le filtre est du **type passe-bas du deuxième ordre** (une bobine et un condensateur). **(0,5pt)**

Q.2 On reconnaît un diviseur de tension :

la fonction de transfert du micro est $\underline{H}(j\omega) = \dfrac{\underline{s}}{\underline{e}} = \dfrac{\dfrac{1}{jC\omega}}{R + jL\omega + \dfrac{1}{jC\omega}} = \dfrac{1}{1 - LC\omega^2 + jRC\omega}$ **(1pt)**

Q.3 On identifie les différentes grandeurs en comparant les expressions de la fonction de transfert trouvée plus tôt et donnée dans l'énoncé : $\begin{cases} H_0 = 1 \\ \omega_0 = \dfrac{1}{\sqrt{LC}} \\ RC = \dfrac{1}{Q\omega_0} = \dfrac{\sqrt{LC}}{Q} \Rightarrow Q = \dfrac{1}{R}\sqrt{\dfrac{L}{C}} \end{cases}$ **(1,5pt)**

Q.4 Un phénomène de résonance apparaît lorsque le gain $G = |\underline{H}| = \dfrac{1}{\sqrt{\left(1 - \dfrac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + Q^2\dfrac{\omega^2}{\omega_0^2}}} = \dfrac{1}{\sqrt{f(\omega)}}$ passe par un maximum.

Étudions la fonction $f(\omega) = \left(1 - \dfrac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \dfrac{\omega^2}{Q^2\omega_0^2}$: $\dfrac{df}{d\omega} = -\dfrac{4\omega}{\omega_0^2}\left(1 - \dfrac{\omega^2}{\omega_0^2} - \dfrac{1}{2Q^2}\right)$. **(1pt étude du gain)**

Ainsi, si $Q > \dfrac{1}{\sqrt{2}}$ **(0,5pt)**, la dérivée s'annule et l'étude des variations de f permet de montrer que G est maximal pour :

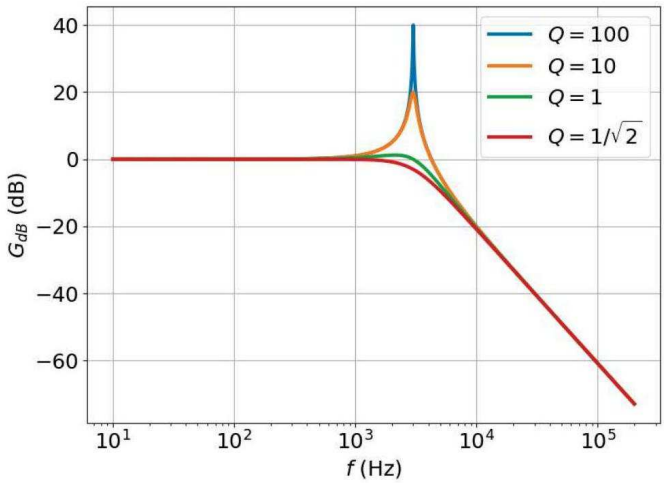
$\omega_r = \omega_0\sqrt{1 - \dfrac{1}{2Q^2}}$ **(1pt)**

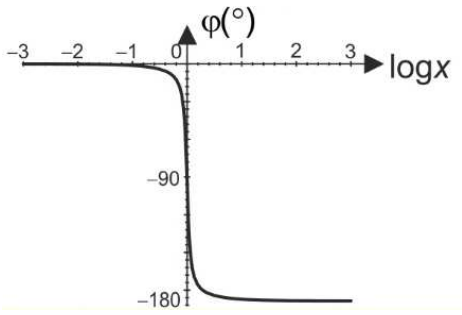
Q.5 Étude asymptotique :

— B.F ($\omega << \omega_0$) : $\underline{H}(j\omega) \sim 1 \Rightarrow G_{dB} \sim 0$ et $\varphi = \arg(\underline{H}) \sim 0$

— H.F ($\omega >> \omega_0$) : $\underline{H}(j\omega) \sim -\dfrac{1}{LC\omega^2} \Rightarrow G_{dB} \sim -40\log\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right) = -40\log x$ et $\varphi \sim -\pi$: pente de - 40 dB/décade pour le gain

— Pour $\omega = \omega_0$, $G_{dB}(\omega_0) = 20\log Q$ et $\varphi = -\dfrac{\pi}{2}$





(1pt étude du gain et du déphasage + 1pt pour le tracé du gain + 1pt pour le tracé du déphasage)

Q.6 On trace expérimentalement les diagrammes de Bode en mesurant à l'aide d'un oscilloscope le gain et le déphasage de la sortie par rapport à l'entrée pour différentes fréquences imposées par le signal d'entrée. **(0,5pt)**

Ici, la seule tension que l'on peut mesurer expérimentalement est la tension $s(t)$ en sortie du microphone, la force électromotrice $e(t)$ n'étant pas accessible. Il est donc impossible de tracer les diagrammes de Bode du micro de guitare. **(0,5pt)**

Q.7 On se place en régime stationnaire : on reconnaît un diviseur de tension : $\boxed{H_0' = \dfrac{r}{R+r} = \dfrac{1}{1+\dfrac{R}{r}}}$ **(1pt)**

Ainsi en augmentant la valeur de r, soit la valeur du gain statique, le guitariste augmente le volume du son émis par la guitare. **(0,5pt)**

Q.8 Pour une association parallèle : $\boxed{Z = \dfrac{1}{jC\omega + \dfrac{1}{R+jL\omega}} = \dfrac{R+jL\omega}{1-LC\omega^2+jRC\omega}}$ **(1pt)**

Q.9 On a de nouveau une structure de diviseur de tension : $\underline{U}_r = \dfrac{rE}{r+Z}$ et $\underline{U}_Z = \dfrac{ZE}{r+Z}$ et donc $\boxed{\underline{Z} = r\dfrac{\underline{U}_Z}{\underline{U}_r}}$ **(1pt)**

Q.10 À basses fréquences $\underline{Z} \simeq R$ donc $\boxed{R \simeq r\dfrac{\underline{U}_Z}{\underline{U}_r}}$ **(1pt)**

On lit $R_{\text{Fender}} / r \simeq 1,3$ et $R_{\text{Dynasonic}} / r \simeq 0,7$

A.N : $\boxed{R_{\text{Fender}} \simeq 13\ \text{k}\Omega \text{ et } R_{\text{Dynasonic}} \simeq 7\ \text{k}\Omega}$ **(1pt)**

Q.11 Pour $f = 1$ kHz, le schéma électrique du micro peut être modélisé par un dipôle *RL* série, il vient donc :

$Z \simeq R + jL\omega \Rightarrow |Z|^2 = \left(r\left|\dfrac{\underline{U}_Z}{\underline{U}_r}\right|\right)^2 \simeq R^2 + L^2\omega^2$ d'où $\boxed{L \simeq \dfrac{1}{\omega}\sqrt{\left(r\left|\dfrac{\underline{U}_Z}{\underline{U}_r}\right|\right)^2 - R^2}}$ **(1pt)**

On lit alors les valeurs du rapport $\underline{U}_Z / \underline{U}_r$ pour $f = 1$ kHz : $\boxed{\left(\underline{U}_Z / \underline{U}_r\right)_{\text{Fender}} \simeq 6,0}$ et $\boxed{\left(\underline{U}_Z / \underline{U}_r\right)_{\text{Dynasonic}} \simeq 1,3}$ **(1pt)**

A.N : $\boxed{L_{\text{Fender}} \simeq \dfrac{1}{2\pi\times10^3}\sqrt{\left(10^4\times6\right)^2 - \left(13\times10^3\right)^2} \simeq 9\ \text{H}}$ et $\boxed{L_{\text{Dynasonic}} \simeq \dfrac{1}{2\pi\times10^3}\sqrt{\left(10^4\times1,3\right)^2 - \left(7\times10^3\right)^2} = 1,7\ \text{H}}$ **(1pt)**

Q.12 Si $\omega \simeq \omega_0$ et $Q >> 1$, on a $Z = R\dfrac{1+jQ\dfrac{\omega}{\omega_0}}{1-\dfrac{\omega^2}{\omega_0^2}+j\dfrac{\omega}{Q\omega_0}} \Rightarrow \boxed{Z \simeq R\dfrac{jQ\dfrac{\omega}{\omega_0}}{1-\dfrac{\omega^2}{\omega_0^2}}}$ **(0,5pt)**, avec la pulsation propre $\omega_0 = \dfrac{1}{\sqrt{LC}}$ et la fréquence propre $f_0 = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$.

Pour $\omega = \omega_0$, on a $\boxed{Z_{max} \simeq Q^2 R}$ **(0,5pt)**

La valeur maximale de $|Z|$ est atteinte pour $\omega \simeq \omega_0$, cela correspond aussi à la valeur maximale de $\left|\dfrac{U_Z}{U_r}\right|$. Ainsi, en lisant la valeur de fréquence f_0 correspondant au maximum de $\left|\dfrac{U_Z}{U_r}\right|$ sur le digramme de Bode on peut obtenir la valeur $\boxed{C = \dfrac{1}{4\pi^2 L f_0^{\,2}}}$ **(0,5pt)** pour les deux micros.

A.N : On lit $f_{0\,\text{Fender}} \simeq 3$ kHz et $f_{0\,\text{Dynasonic}} \simeq 30$ kHz, d'où :

$\boxed{C_{\text{Fender}} = \dfrac{1}{4\pi^2 \times 9 \times (3\times 10^3)^2} = 310 \text{ pF}}$ et $\boxed{C_{\text{Dynasonic}} = \dfrac{1}{4\pi^2 \times 1{,}7 \times (3\times 10^4)^2} = 17 \text{ pF}}$ **(1pt)**

On tire Q de la relation $Q \simeq \sqrt{\dfrac{Z_{max}}{R}}$ **(0,5pt)** avec $Z_{max,\,\text{Fender}} \simeq 200r \simeq 2\cdot 10^6\ \Omega$ et $Z_{max,\,\text{Dynasonic}} \simeq 2000r \simeq 2\cdot 10^7\ \Omega$:

$\boxed{Q_{\text{Fender}} \simeq \sqrt{\dfrac{2\cdot 10^6}{13\cdot 10^3}} \simeq 12}$ et $\boxed{Q_{\text{Dynasonic}} \simeq \sqrt{\dfrac{2\cdot 10^7}{7\cdot 10^3}} \simeq 53}$ **(1pt)**

II Numérisation et traitement du signal

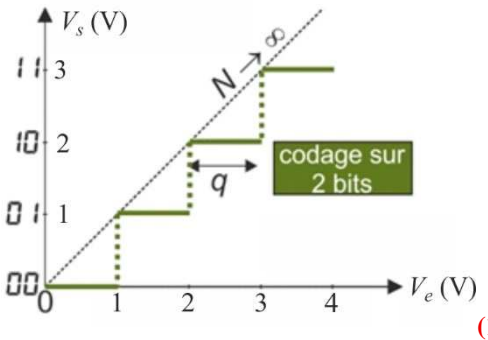
Q.13 A0, A1 et A2 ne sont pas bouclés, ils fonctionnent **en comparateurs** et renvoient en sortie $+V_{sat}$ si $\varepsilon = V^+ - V^- > 0$ et $-V_{sat}$ si $\varepsilon = V^+ - V^- < 0$ **(1pt)**

Q.14 Les intensités des courants d'entrée des A.L.I sont nulles **(0,5pt)** . On peut donc utiliser des ponts diviseur de tension pour exprimer V_0, V_1 et V_2 car les quatre résistances R sont en série :

$\boxed{V_0 = \dfrac{R}{4R}V_{cc} = \dfrac{V_{cc}}{4} \quad V_1 = \dfrac{2R}{4R}V_{cc} = \dfrac{V_{cc}}{2} \quad V_2 = \dfrac{3R}{4R}V_{cc} = \dfrac{3V_{cc}}{4}}$ **(1pt)**

Q.15 Voici la table de vérité : **(0,5pt pour les 4 première colonnes puis 0,5pt par colonne)**

	S_0	S_1	S_2	$b_1 = S_1$	$\overline{S_1}$	S_3	b_2	sortie V_s en base 10
$0 < V_e < \dfrac{V_{cc}}{4}$	0	0	0	0	1	0	0	$(00)_2 = 0$
$\dfrac{V_{cc}}{4} < V_e < \dfrac{V_{cc}}{2}$	1	0	0	0	1	1	1	$(01)_2 = 1$
$\dfrac{V_{cc}}{2} < V_e < \dfrac{3V_{cc}}{2}$	1	1	0	1	0	0	0	$(10)_2 = 2$
$\dfrac{3V_{cc}}{4} < V_e < V_{cc}$	1	1	1	1	0	0	1	$(11)_2 = 3$



(1pt graphe)

Il s'agit d'une quantification linéaire par défaut sur 2 bits **(1pt)**

Q.16 Un convertisseur flash sur 2 bits permet d'avoir 4 nombre binaires différents. Le convertisseur flash a alors besoin de 3 amplificateurs linéaires intégrés pour couper l'intervalle de tension du signal analogique en 4.

Pour un convertisseur flash sur 24 bits, il faut donc $\boxed{2^{24}-1=16777215}$ amplificateurs linéaires intégrés. **(1pt)**

Q.17 Le montage est un **suiveur** qui permet d'utiliser la cellule *RC* en **sortie ouverte** car $i^+=0$. **(1pt)**

On a pour un A.L.I idéal en fonctionnement linéaire ($\varepsilon=0$) : $\boxed{\underline{V_s}=\underline{u_c}=\dfrac{1}{1+jRC\omega}\underline{V_e}}$ **(1pt)**

On passe dans le domaine temporelle (avec $V_e(t)=Cte$ car ses variations temporelles sont très lentes devant $\tau=RC$) :

$u_c(t)+\tau\dfrac{\mathrm{d}u_c}{\mathrm{dt}}(t)=V_e \Rightarrow u_c(t)=\lambda \mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}+V_e$ or à $t=0$, le condensateur est déchargé, donc $u_c(0^+)=u_c(0^-)=0$, donc :

$\boxed{u_c(t)=V_e\left(1-\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}\right)}$ **(1pt)**

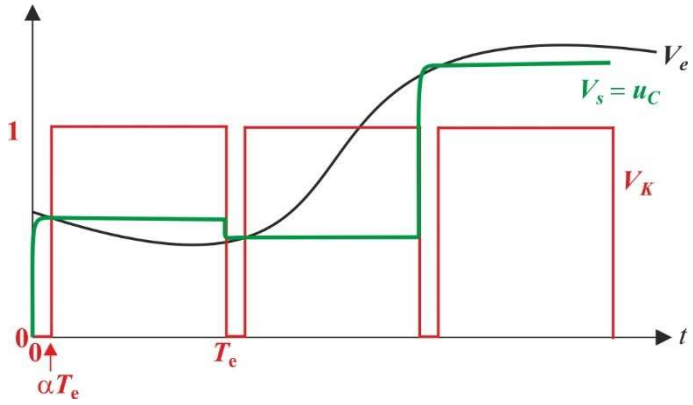
On résout $u_c(t_1)=0{,}99V_e$: $\boxed{t_1=\tau\ln 100=4{,}6\tau=4{,}6RC}$ **(0,5pt)**

Q.18 Pour que u_c diffère de V_e de moins de 1% à chaque front ascendant, il faut que la durée αT_e soit supérieure à t_1 :

$\alpha T_e=\dfrac{\alpha}{f_e}>t_1=4{,}6RC \Leftrightarrow \boxed{RC<\dfrac{\alpha}{4{,}6f_e}}$ **(1pt)**

Q.19 Quand *K* est ouvert, il n'y a plus de courant dans le condensateur donc $\boxed{\dfrac{\mathrm{d}u_c}{\mathrm{dt}}=0\Rightarrow V_s=u_c=Cte}$ **(1pt)**

L'intérêt de l'échantillonneur bloqueur est de « prélever » pendant une durée très brève un échantillon du signal analogique et de « bloquer » sa valeur pendant le reste de la période d'échantillonnage. **(0,5pt)**



(1,5pt graphe)

Q.20 Quand I est ouvert, on a $\underline{V_C} = \dfrac{\dfrac{1}{jC\omega}}{R_A + R_B + \dfrac{1}{jC\omega}}\underline{V_{cc}} = \dfrac{1}{1 + j(R_A + R_B)C\omega}\underline{V_{cc}}$

$$\leftrightarrow V_C + (R_A + R_B)C\frac{\mathrm{d}V_C}{\mathrm{d}t} = V_{cc}$$ **(1pt)**

Quand I est fermé, on a $\underline{V_C} = \dfrac{\dfrac{1}{jC\omega}}{R_B + \dfrac{1}{jC\omega}} \times 0 = \dfrac{1}{1 + jR_BC\omega} \times 0$

$$\leftrightarrow V_C + R_BC\frac{\mathrm{d}V_C}{\mathrm{d}t} = 0$$ **(1pt)**

Comme précédemment, l'état de R et S dépend de la valeur de V_C qui est comparé à $V_{cc}/3$ et $2V_{cc}/3$:

	R	S
$0 < V_C < V_{cc}/3$	0	1
$V_{cc}/3 < V_C < 2V_{cc}/3$	0	0
$V_C > 2V_{cc}/3$	1	0

(1,5pt comparateurs + tableau)

a) Initialement : $\boldsymbol{R = 0, S = 1, Q = 1}$, I est ouvert et $V_C = 0$ donc V_C, solution de $V_C + (R_A + R_B)C\dfrac{\mathrm{d}V_C}{\mathrm{d}t} = V_{cc}$, est :

$V_C = V_{cc}\left[1 - e^{-\frac{t}{(R_A+R_B)C}}\right]$. V_C croît exponentiellement de 0 à V_{cc}.

b) Pour $V_C = V_{cc}/3$, $\boldsymbol{R = 0, S = 0}$ (donc on reste dans l'état précédent : $\boldsymbol{Q = 1}$).

c) On a un basculement quand $V_C > 2V_{cc}/3$ (on reste très peu de temps dans cet état) : **R passe à 1, S reste égal à 0** ($\boldsymbol{Q = 0}$) donc I est fermé et par la suite : V_C, solution de $V_C + R_BC\dfrac{\mathrm{d}V_C}{\mathrm{d}t} = 0$ est :

$V_C = \dfrac{2V_{cc}}{3}e^{-\frac{t'}{R_BC}}$. V_C décroît exponentiellement de $2V_{cc}/3$ à 0.

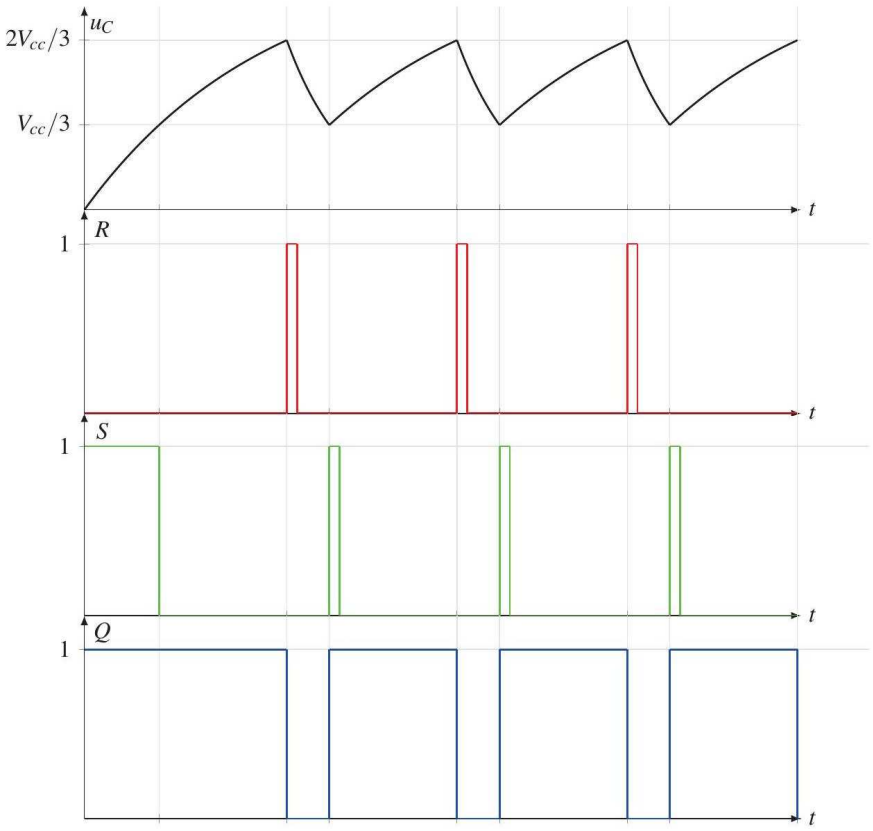
d) Pour $V_C = 2V_{cc}/3$, $\boldsymbol{R = 0, S = 0}$ donc on reste dans l'état précédent ($\boldsymbol{Q = 0}$).

On a un basculement quand $V_C = V_{cc}/3$ (on reste très peu de temps dans cet état) : **R reste égal à 0, S passe à 1** ($\boldsymbol{Q = 1}$) donc I est ouvert et par la suite : V_C, solution de $V_C + R_BC\dfrac{\mathrm{d}V_C}{\mathrm{d}t} = 0$, croît exponentiellement de $V_{cc}/3$ à V_{cc}.

On a par la suite un régime établi (périodique). V_C oscille entre $V_{cc}/3$ et $2V_{cc}/3$ en dépassant légèrement ces valeurs pendant une durée très faible où R ou S basculent.

(2pt si le principe est compris)

On peut donc réaliser le tracé ci-après :



(2pt)

Q.21 À partir du chronogramme précédent, on peut voir que le temps à l'état haut du signal Q, après mise sous tension, est proportionnel à la durée caractéristique de charge du condensateur $(R_A + R_B)C$, et le temps à l'état bas de ce même signal est proportionnel à la durée caractéristique de décharge du condensateur $R_B C$. Ainsi le rapport cyclique α, défini ici comme le rapport du temps de l'état bas sur une période est $\boxed{\alpha = \dfrac{R_B}{R_A + 2R_B} = \dfrac{1}{2 + \dfrac{R_A}{R_B}}}$ **(2pt)**

On a $\boxed{\alpha << 1 \text{ si } R_A >> R_B}$ **(1pt)**

3. MINES-PONTS // PSI // 2022 : Conditionnement d'un signal

I Bloc oscillateur

Q.1 Un A.L.I possède une grande impédance d'entrée, donc des courants de polarisation quasi nuls $i^+ = i^- = 0$

Un A.L.I idéal possède en outre un **gain différentiel infini : $\varepsilon = 0$ en régime linéaire (0,5pt)**
Les **A.L.I (A1) et (A2)** fonctionnent en **régime linéaire car leur rétroaction est effectuée sur la borne inverseuse (0,5pt)**
L'**A.L.I (A3)** fonctionne en **régime saturé car sa rétroaction a lieu sur la borne non-inverseuse (0,5pt)**

Q.2 L'A.L.I (A1) est inséré dans un montage amplificateur inverseur : $V^+ = 0 = V^- = \dfrac{\dfrac{v_e}{R_1} + \dfrac{v_1}{R_2}}{\dfrac{1}{R_1} + \dfrac{1}{R_2}}$

$$v_1 = -\frac{R_2}{R_1} v_e$$ **(1pt)**

L'A.L.I (A2) est inséré dans un montage intégrateur : $\underline{V^+} = 0 = \underline{V^-} = \dfrac{\dfrac{\underline{v_1}}{R} + jC\omega \underline{v_2}}{\dfrac{1}{R} + jC\omega} \Leftrightarrow \underline{v_2} = -\dfrac{\underline{v_1}}{jRC\omega}$

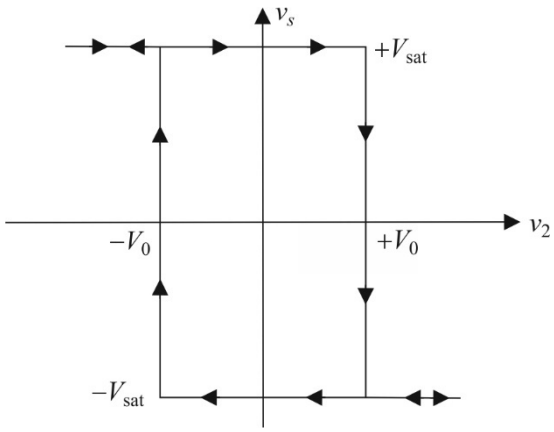
$$v_2 = -\frac{1}{RC}\int v_1(t)\mathrm{d}t$$ **(1pt)**

Q.3 On a pour l'A.L.I (A3) : $\varepsilon = V^+ - V^- = \dfrac{R_3}{R_3 + R_4} v_s - v_2$ avec $v_s = \pm V_{\text{sat}}$ selon la valeur de ε.

— Supposons $v_s = +V_{\text{sat}} \Leftrightarrow \varepsilon > 0 \Leftrightarrow v_2 < \dfrac{R_3}{R_3 + R_4} v_s \Rightarrow v_2 < \dfrac{R_3}{R_3 + R_4} V_{\text{sat}} = V_0$ **(1pt)**

— Supposons $v_s = -V_{\text{sat}} \Leftrightarrow \varepsilon < 0 \Leftrightarrow v_2 > \dfrac{R_3}{R_3 + R_4} v_s \Rightarrow v_2 > -\dfrac{R_3}{R_3 + R_4} V_{\text{sat}} = -V_0$ **(1pt)**

Ainsi, si $v_2 > V_0$, $v_s = -V_{\text{sat}}$ et reste à cette valeur tant que $v_2 > -V_0$, et si $v_2 < -V_0$, $v_s = +V_{\text{sat}}$ et reste à cette valeur tant que $v_2 < V_0$.
On peut ainsi tracer le cycle ci-contre :
(1pt si cycle juste + 0,5pt sens de parcours)



Il s'agit du **comparateur à hystérésis inverseur** (v_s décroît de $+V_{\text{sat}}$ à $-V_{\text{sat}}$ quand v_2 augmente, et croît de $-V_{\text{sat}}$ à $+V_{\text{sat}}$ quand v_2 diminue). **(1pt)**

Q.4 On a $v_s = v_e$.

Supposons qu'à $t = 0$ v_s bascule de $-V_{\text{sat}}$ à $+V_{\text{sat}}$: $v_2(0) = -V_0$. On a par la suite $v_1 = -\dfrac{R_2}{R_1} V_{\text{sat}}$ et donc :

$v_2(t) = +\dfrac{R_2}{R_1 RC} V_{\text{sat}} \cdot t - V_0$ puisque $t \to v_2(t)$ est **continue (0,5pt)** (c'est la tension aux bornes du condensateur qui boucle l'entrée inverseuse et la sortie de A2).

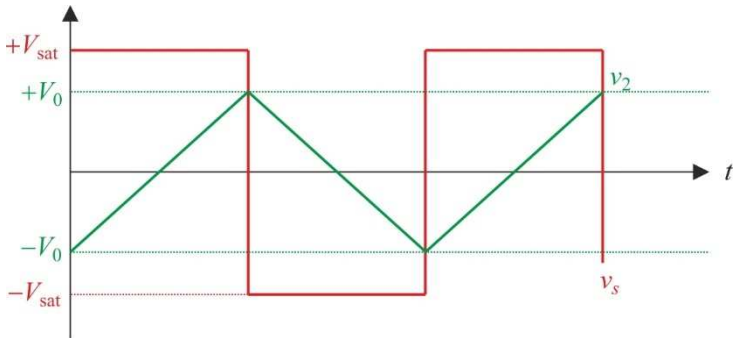
v_s bascule de $+V_{\text{sat}}$ à $-V_{\text{sat}}$ à t_1 tel que $v_2(t_1) = +V_0 \Rightarrow t_1 = 2RC \dfrac{V_0}{V_{\text{sat}}} \dfrac{R_1}{R_2}$. On a par la suite $v_1 = +\dfrac{R_2}{R_1} V_{\text{sat}}$ et donc :

$v_2(t) = -\dfrac{R_2}{R_1 RC} V_{\text{sat}} \cdot (t - t_1) + V_0$

v_s rebascule de $-V_{\text{sat}}$ à $+V_{\text{sat}}$ à t_2 tel que $v_2(t_2) = -V_0 \Rightarrow t_2 = t_1 + 2RC \dfrac{V_0}{V_{\text{sat}}} \dfrac{R_1}{R_2} = 2t_1 = 4RC \dfrac{V_0}{V_{\text{sat}}} \dfrac{R_1}{R_2}$.

On retrouve alors le même état du système qu'à $t=0$ donc les oscillations sont périodiques de période $T=4RC\dfrac{V_0}{V_{sat}}\dfrac{R_1}{R_2}$, soit :

$$\boxed{T=4RC\frac{R_3}{R_3+R_4}\frac{R_1}{R_2}}$$ **(2pt raisonnement + 1pt période)**



(1pt)

Q.5 Avec $R_1=R_2$ et $R_3=R_4$, on a $T=\dfrac{1}{f}=2RC\Rightarrow$ $\boxed{C=\dfrac{1}{2Rf}=\dfrac{1}{2\times10^3\times2\cdot10^3}=2,5\cdot10^{-7}\ \text{F}=0,25\ \mu\text{F}=250\ \text{nF}}$ **(1pt)**

La modification de la fréquence est possible en prenant ***R* variable**. **(0,5pt)**

L'amplitude de $v_t(t)=v_2(t)$ est $E=V_0=\dfrac{R_3}{R_3+R_4}V_{sat}$; elle peut être modifiée à l'aide des résistances R_3 et R_4.

Pour obtenir le rapport désiré, il faut $\boxed{\dfrac{R_3}{R_3+R_4}=0,22\Leftrightarrow1+\dfrac{R_4}{R_3}=\dfrac{1}{0,22}\Leftrightarrow\dfrac{R_4}{R_3}=3,5\Leftrightarrow\dfrac{R_3}{R_4}=0,28}$ **(1pt)**

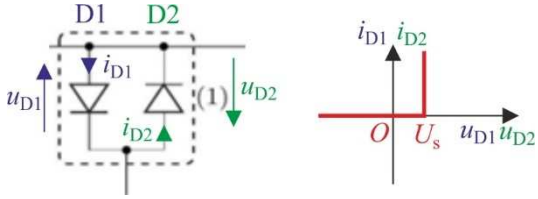
II Conformateur à diodes

Q.6 Pour $0\le\theta=t/T\le1/4$, la fonction cherchée est linéaire : $v_t(\theta)=\alpha\theta$ avec $v_t(1/4)=E$ $\boxed{\Rightarrow v_t(\theta)=4E\cdot\theta}$ **(1pt)**

Q.7 Supposons D_1 passante. On a alors $u_{D_1}=U_s$ mais alors :

$u_{D_2}=-u_{D_1}=-U_s$ donc D_2 est bloquée et vice-versa. **(1pt raisonnement)**

Les deux diodes ne peuvent conduire le courant simultanément.

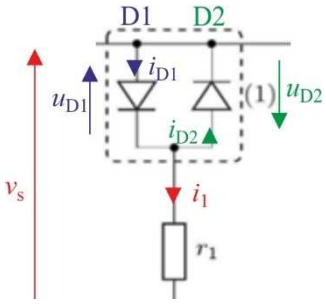


Q.7 Si D_1 est passante, D_2 est bloquée donc $u_{D_1}=U_s$ et $i_{D_2}=0\Rightarrow i_1=i_{D_1}\ge0$. On a alors :

$v_s=u_{D_1}+r_1i_1=U_s+r_1i_1\ge U_s$. **(1pt)**

Si D_2 est passante, D_1 est bloquée donc $u_{D_2}=U_s$ et $i_{D_1}=0\Rightarrow i_1=-i_{D_2}\le0$. On a alors :

$v_s=-u_{D_2}+r_1i_1=-U_s+r_1i_1\le-U_s$. **(1pt)**



En conclusion :
— si $v_s\le-U_s$ seule D_2 conduit et $i_1\le0$
— si $v_s\ge U_s$ seule D_1 conduit et $i_1\ge0$
— si $-U_s\le v_s\le U_s$ les deux diodes sont bloquées et $i_1=0$. On a $U_1=U_s$

(1pt conclusion)

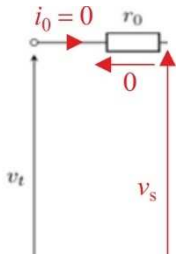
Q.8 Le bloc numéro 2 se comporte comme le bloc numéro 1, sauf que **l'association série de deux diodes identiques dans le même sens est équivalent à une seule diode de tension de seuil égale à $2U_s$.**

On a par le même raisonnement $\boxed{U_2=2U_s}$ **(1pt)**

Q.9 La tension maximale atteinte par la tension aux bornes d'une diode est U_s. On en déduit donc que la tension maximale de la cellule (3) est $\boxed{V_{max} = 3U_s}$ lorsque les trois diodes de droite sont passantes. **(1pt)**

Q.10 En $\theta = 0$, $s(\theta) \sim V_{max}\, 2\pi\theta$ or $v_t(\theta) = 4E \cdot \theta$, donc $3U_s \times 2\pi = 4E$ soit $\boxed{U_s = \frac{2E}{3\pi} \Leftrightarrow \frac{E}{U_s} = \frac{3\pi}{2}}$ **(1pt)**

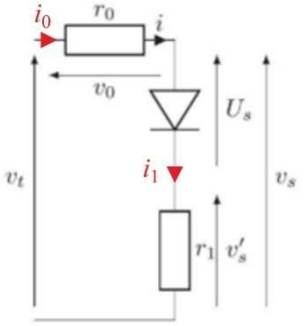
Q.11 Si $0 \le v_s < U_1 = U_s$, toutes les diodes sont bloquées. Comme et $i_s = 0$ d'après l'énoncé, le courant i_0 dans la résistance r_0 est nul. On en déduit donc que $\boxed{v_s = v_t = 4E \cdot \theta}$ **(1pt démonstration)**



On cherche alors θ_1 tel que $v_s(\theta_1) = U_1$ soit $4E \cdot \theta_1 = U_1 = U_s$. On en déduit :

$\boxed{\theta_1 = \frac{U_s}{4E} = \frac{1}{6\pi}}$ **(1pt)**

Q.12 Si $U_1 < v_s < U_2$, le courant dans r_2 est nul, pas celui dans r_1 : $i_0 = i_1$. On a donc le montage suivant et les relations :



$$\begin{cases} v_t = (r_0 + r_1) i_0 + U_s \Rightarrow i_0 = \dfrac{v_t - U_s}{r_0 + r_1} \Rightarrow v_s = r_1 \dfrac{v_t - U_s}{r_0 + r_1} + U_s \\ v_s = r_1 i_0 + U_s \end{cases}$$ **(1pt raisonnement)**

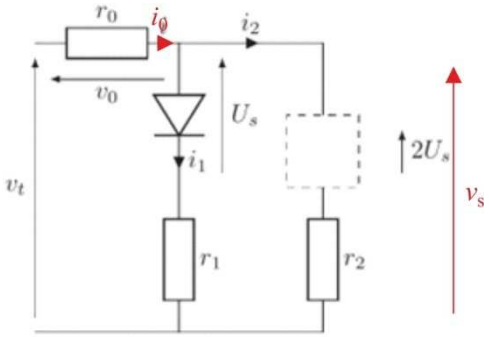
soit : $\boxed{v_s = \frac{r_1 v_t + r_0 U_s}{r_0 + r_1}}$ **(1pt)** avec $v_t = 4E \cdot \theta$:

$\boxed{v_s = \frac{4r_1 E \cdot \theta + r_0 U_s}{r_0 + r_1} = \frac{4E \cdot \theta + \rho_1 U_s}{1 + \rho_1}}$ **(1pt)**

On veut $\frac{dv_s}{d\theta}(\theta_1) = \frac{ds}{d\theta}(\theta_1) \Leftrightarrow \frac{4E}{1+\rho_1} = 2\pi V_{max} \cos(2\pi\theta_1)$ **(1pt raisonnement)** avec $V_{max} = 3U_s = \frac{2E}{\pi}$ et $\theta_1 = \frac{1}{6\pi}$

$\frac{1}{1+\rho_1} = \cos(1/3) \Leftrightarrow \boxed{\rho_1 = \frac{1}{\cos(1/3)} - 1}$ **(1pt)**

Q.13 Si $U_s < v_s < 3U_s$, le courant dans r_2 n'est pas nul : $i_0 = i_1 + i_2$. On a donc le montage suivant et les relations :



$$\begin{cases} v_t = r_0 i_0 + v_s = r_0 (i_1 + i_2) + v_s \\ v_s = r_1 i_1 + U_s \Rightarrow i_1 = \dfrac{v_s - U_s}{r_1} \\ v_s = r_2 i_2 + 2U_s \Rightarrow i_2 = \dfrac{v_s - 2U_s}{r_2} \end{cases}$$ **(1pt raisonnement)**

soit : $v_t = r_0 \frac{v_s - U_s}{r_1} + r_0 \frac{v_s - 2U_s}{r_2} + v_s = v_s \left[1 + \frac{r_0}{r_1} + \frac{r_0}{r_2}\right] - U_s \left[\frac{r_0}{r_1} + 2\frac{r_0}{r_2}\right]$ avec $v_t = 4E \cdot \theta$

$\boxed{v_s = \frac{4E \cdot \theta + U_s \left[\frac{r_0}{r_1} + 2\frac{r_0}{r_2}\right]}{1 + \frac{r_0}{r_1} + \frac{r_0}{r_2}}}$ **(1pt)**

Q.14 Si $\theta > \theta_3$, le bloc (3) laisse passer un courant et v_s atteint la valeur V_{max}, sa valeur est bloquée à $3U_1 = 3U_s$. **(1pt)**

Q.15 Les écarts peuvent être réduits en rajoutant des étapes. Ici, le système est constitué de 3 étages mais en en rajoutant plusieurs (à 4 diodes, puis à 5...), on peut affiner l'approximation du signal désiré. **(1pt)**