Partie 1 : Compteur d'impulsions

ENSTIM « Petites Mines » 2002 PCSI/PC

1- L'AO est à priori saturé, car c'est l'entrée non inverseuse qui est reliée à la sortie.

2- En régime permanent, les potentiels sont constants et le courant est nul dans R, donc $V_+ = -V_0 < V_- = 0$, donc $V_s = -E$.

3- L'énergie d'un condensateur, donc sa tension, est une fonction continue du temps (sauf si le circuit ne comporte ni résistance, ni autoinductance).

Le changement de V_e fait que $V_- = -U$ tandis que $V_+ = -V_0$, donc que $V_- < V_+$, donc que l'AO bascule : $V_s = E$.

Comme la tension aux bornes du condensateur est continue, V_+ devient $2E - V_0$.

Le retour de V_e à 0 n'entraîne pas de basculement immédiatement, puisque $V_+ > V_-$.

4- Soit i le courant traversant la résistance mesuré vers le haut :

$i = C\dfrac{d(V_+ - V_s)}{dt} = -\dfrac{V_+ + V_0}{R}$ où V_s est constant tant que $V_+ > 0$.

$V_+ = -V_0 + A\exp(-t/RC)$ où A est déterminé par la condition initiale $V_+(t=0) = 2E - V_0 = A - V_0 \Rightarrow A = 2E$.

Donc, tant que $V_+ > 0$, $V_+ = -V_0 + 2E\exp(-t/RC)$.

L'AO bascule quant $V_+ = 0 \Rightarrow t = t_0 = RC\ln\dfrac{2E}{V_0}$; $C = \dfrac{t_0}{R\ln\dfrac{2E}{V_0}} = \dfrac{10^{-3}}{10^3\ln 12} = 0{,}402\,\mu F$.

A l'instant t_0, V_s bascule de E à $-E$; comme la tension aux bornes du condensateur est continue, V_+ bascule de 0 à $-2E$. Ensuite, V_+ revient à $-V_0$ suivant une exponentielle en $\exp(-t/RC)$.

Ce circuit est appelé monostable parce qu'il n'a qu'un état stable pour une valeur donnée de V_e.

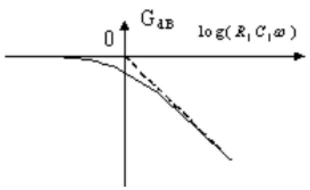
5- Soit $T = 1/f$; $V_m = \langle V_s \rangle = \dfrac{t_0 E + (T - t_0)\times -E}{T} = E(2ft_0 - 1)$.

6- Le courant est le même dans R_1 et dans C_1 : $\dfrac{V_1}{R_1 + \dfrac{1}{jC_1\omega}} = \dfrac{V_2}{\dfrac{1}{jC_1\omega}} \Rightarrow \underline{H} = \dfrac{1}{1 + jR_1C_1\omega}$

$$G_{dB} = 20\log|\underline{H}| = -10\log[1 + (R_1C_1\omega)^2]$$

Le graphe de G_{dB} est voisin de ses deux asymptotes d'équations $G_{dB} = 0$ et $G_{dB} = -20\log(R_1C_1\omega)$. Ce filtre est un filtre passe-bas.

7- Le filtre doit laisser passer la composante continue et arrêter la composante alternative. Il faut $R_1C_1\omega >> 1$. Alors $V_L = V_m - (-E) = 2ft_0E$ qui est proportionnel à f.



8- Le compteur reçoit entre 200/60 et 16000/60 impulsions par seconde.

Donc V_L varie de $\dfrac{2\times 200\times 10^{-3}\times 6}{60} = 0{,}04\,V$ à $\dfrac{2\times 16000\times 10^{-3}\times 6}{60} = 3{,}2\,V$.

Il faut que $f > 200\,\text{min}^{-1} \Rightarrow R_1C_1\omega >> 1$, donc

$C_1 >> \dfrac{1}{2\pi R_1 f} = \dfrac{60}{2\pi\times 200\times 10^6} \Rightarrow C_1 >> 48\,nF$.

En fait, un voltmètre réglé en continu affiche souvent la valeur moyenne de la tension qu'il subit. Le filtre n'est nécessaire que quand le moteur tourne au voisinage de 100 tours par minute (en supposant que le moteur ne cale pas), car alors le voltmètre fluctuerait.

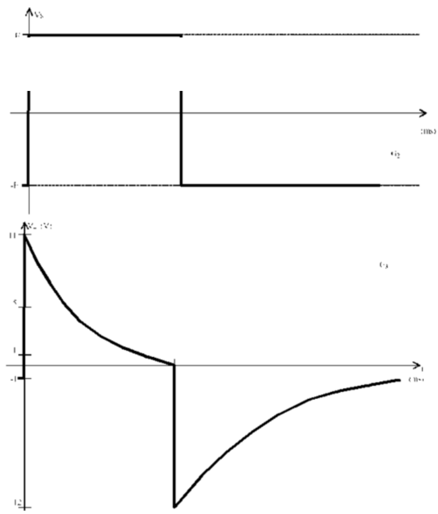
Compléments de correction

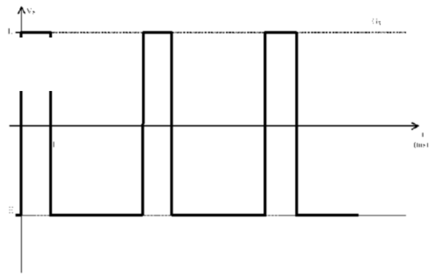
2. t -> +∞ $i_c = dU_c/dt = 0$, autrement dit le condesateur équivaut à un interrupteur ouvert car U_c est constante (condensateur chargé ou déchargé) t -> +∞ équivaut à ω -> 0, donc $i_R = i_+ = 0$ -> $U_R = 0$ et $V_+ = -V_0$ et $\varepsilon = V_+ - V_- = -V_0 < 0$ -> Vs = - E

3. Pour le basculement : avant $Uc(0^-) = V_+ - V_S = -V_0 + E$ en saturation basse et ensuite saturation haute : $Uc(0^+) = V_+(0^-) - V_S = V_+(0^-) - E$ donc par continuité $V_+(0^-) = 2E - V_0$

Partie 2 : Communications

CCINP 2019 PSI





Quatrième partie. Aspects communication.

1 Communication radio, modulation d'amplitude

21. L'amplitude de l'enveloppe varie entre $U\cdot(1-m)$ et $U\cdot(1+m)$. Graphiquement, on lit $U\cdot(1-m)\approx 3$ V et $U\cdot(1+m)\approx 7$ V, soit $\dfrac{1-m}{1+m}\approx\dfrac{3}{7}$, *i.e.* $7-7\cdot m\approx 3+3\cdot m$ d'où $\underline{m\approx 0{,}4}$.

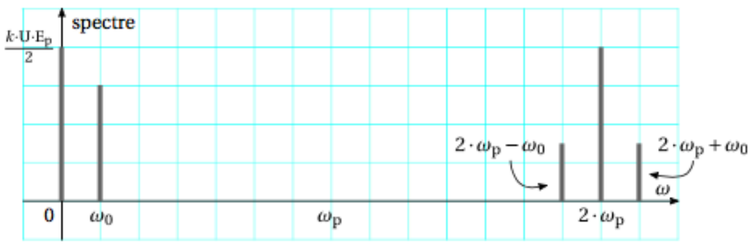
    Pour l'enveloppe, $T_0\approx 6{,}5$ ms d'où $f_0\approx\dfrac{10000}{65}\approx\dfrac{10000}{200/3}\approx\underline{150\text{ Hz}}$.

    Pour la porteuse, $20\cdot T_p\approx 12$ ms d'où $f_p\approx\dfrac{20000}{12}\approx\underline{1{,}7\text{ kHz}}$.

22. k s'exprime $\underline{\text{en V}^{-1}}$. Pour le AD633, généralement utilisé en Travaux Pratiques, $\underline{k=0{,}1\text{ V}^{-1}}$.

23. En sortie de multiplieur, on a :

$$\begin{aligned}
s_m(t) &= k\cdot U\cdot(1+m\cdot\cos(\omega_0\cdot t))\cdot\cos(\omega_p\cdot t)\cdot E_p\cdot\cos(\omega_p\cdot t)\\
&= k\cdot U\cdot E_p\cdot\big(\cos(\omega_p\cdot t)+m\cdot\cos(\omega_0\cdot t)\cdot\cos(\omega_p\cdot t)\big)\cdot\cos(\omega_p\cdot t)\\
&= \frac{k\cdot U\cdot E_p}{4}\cdot\big(m\cdot\cos\big((2\cdot\omega_p+\omega_0)\cdot t\big)+m\cdot\cos\big((2\cdot\omega_p-\omega_0)\cdot t\big)\\
&\qquad +2\cdot m\cdot\cos(\omega_0\cdot t)+2\cdot\cos(2\cdot\omega_p\cdot t)+2\big).
\end{aligned}\quad (39)$$



▲ **Figure C3.** Allure du spectre.

24. Pour récupérer le signal (composante à ω_0), il faut réaliser un filtrage passe-bas ($\omega_c\gtrsim\omega_0$) puis éventuellement un filtrage passe-haut ($\omega_c\ll\omega_0$) pour éliminer la composante continue.

2 Communication radio, modulation de fréquence

25. La rétroaction sur la borne inverseuse est un indice de stabilité du montage.

26. Ayant $i_+=i_-=0$, on peut appliquer la relation du pont diviseur de tension :

$$V_+=V_d\cdot\frac{R_4}{R_3+R_4},\quad (40)$$

et :

$$(V_--V_m)=(V_s-V_m)\cdot\frac{R_1}{R_1+R_2},\quad (41)$$

d'où :

$$V_-=V_m+\frac{R_1}{R_1+R_2}\cdot(V_s-V_m)=V_m\cdot\frac{R_2}{R_1+R_2}+V_s\cdot\frac{R_1}{R_1+R_2}.\quad (42)$$

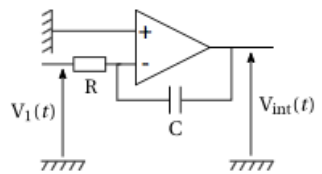
En régime linéaire, $V_+=V_-$ donc :

$$\boxed{V_d\cdot\frac{R_4}{R_3+R_4}=V_m\cdot\frac{R_2}{R_1+R_2}+V_s\cdot\frac{R_1}{R_1+R_2}.}\quad (43)$$

On prend $\boxed{R_1=R_2=R_3=R_4}$. La relation précédente se simplifie alors en :

$$\boxed{V_s=V_d-V_m.}\quad (44)$$

27. On peut réaliser un montage intégrateur comme suit :



▲ **Figure C4.** Montage intégrateur.

On a alors $\underline{V}_{int}=-\dfrac{1}{j\cdot R\cdot C\cdot\omega}\cdot\underline{V}_1$, soit en notation réelle :

$$\boxed{\frac{dV_{int}}{dt}(t)=-\frac{1}{R\cdot C}\cdot V_1(t).}\quad (45)$$

Remarque. En pratique, la tension de décalage de l'ALI (continue) créé une dérive de la tension de sortie de l'intégrateur. On préfère donc un montage dit « pseudo-intégrateur », dans lequel on ajoute un conducteur ohmique de grande résistance (*e.g.* 10 MΩ) en parallèle avec le condensateur.

28. On connait $V_1 = V_{1m} \cdot \cos(\omega_1 \cdot t)$ et $V_2 = V_{2m} \cdot \cos(\omega_2 \cdot t)$, d'où :

$$\boxed{V_d = V_{2m} \cdot \cos\left(\omega_2 \cdot t - \frac{\pi}{2}\right) = V_{2m} \cdot \sin(\omega_2 \cdot t),} \tag{46}$$

et $V_m(t) = k \cdot V_{int}(t) \cdot V_2(t)$ avec $V_{int}(t) = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot \frac{V_{1m}}{\omega_1} \cdot \sin(\omega_1 \cdot t)$, d'où :

$$V_m(t) = -k \cdot \frac{1}{R \cdot C \cdot \omega_1} \cdot V_{1m} \cdot V_{2m} \cdot \sin(\omega_1 \cdot t) \cdot \cos(\omega_2 \cdot t). \tag{47}$$

La tension en sortie est donc donnée par :

$$\begin{aligned} V_s(t) &= V_d(t) - V_m(t) \\ &= V_{2m} \cdot \sin(\omega_2 \cdot t) + k \cdot \frac{1}{R \cdot C \cdot \omega_1} \cdot V_{1m} \cdot V_{2m} \cdot \sin(\omega_1 \cdot t) \cdot \cos(\omega_2 \cdot t) \\ &= V_{2m} \cdot \left(\sin(\omega_2 \cdot t) + k \cdot \frac{1}{R \cdot C \cdot \omega_1} \cdot V_{1m} \cdot \sin(\omega_1 \cdot t) \cdot \cos(\omega_2 \cdot t)\right). \end{aligned} \tag{48}$$

Or, d'après le formulaire, $a \cdot \cos(\omega_2 \cdot t) + b \cdot \sin(\omega_2 \cdot t) = \sqrt{a^2 + b^2} \cdot \sin(\omega_2 \cdot t + \varphi)$ avec $\tan(\varphi) = a/b$, donc en posant $a = \frac{k \cdot V_{1m}}{R \cdot C \cdot \omega_1} \cdot \sin(\omega_1 \cdot t)$ et $b = 1$, on obtient :

$$\boxed{V_s(t) = V_{2m} \cdot \sqrt{1 + \epsilon^2 \cdot \sin^2(\omega_1 \cdot t)} \cdot \sin(\omega_2 \cdot t + \varphi),} \tag{49}$$

avec $\boxed{\tan(\varphi) = \frac{k \cdot V_{1m}}{R \cdot C \cdot \omega_1} \cdot \sin(\omega_1 \cdot t)}$ et $\boxed{\epsilon = \frac{k \cdot V_{1m}}{R \cdot C \cdot \omega_1}}$.

29. Pour ϵ et φ petits devant 1, $V_s(t) = V_{2m} \cdot \sin(\omega_2 \cdot t + \varphi)$ avec $\varphi \approx \frac{k \cdot V_{1m}}{R \cdot C \cdot \omega_1} \cdot \sin(\omega_1 \cdot t)$, soit :

$$\boxed{m = \frac{k \cdot V_{1m}}{R \cdot C \cdot \omega_1}.} \tag{50}$$

30. La phase instantanée est donnée par $\Psi(t) = \omega_2 \cdot t + \frac{k \cdot V_{1m}}{R \cdot C \cdot \omega_1} \cdot \sin(\omega_1 \cdot t)$ donc :

$$\Omega(t) = \frac{d\Psi}{dt}(t) = \omega_2 + \frac{k \cdot V_{1m}}{R \cdot C} \cdot \cos(\omega_1 \cdot t), \tag{51}$$

soit :

$$\boxed{\Omega(t) = \omega_2 + \frac{k}{R \cdot C} \cdot V_1(t).} \tag{52}$$

Il existe une relation linéaire entre la fréquence instantanée du signal modulé et le signal à transmettre, d'où le terme « modulation de fréquence ».

3 Effet de l'ionosphère, positionnement satellite et taille des antennes

31. Pour $\omega < \omega_p$, il n'y a **pas propagation** de l'onde dans l'ionosphère, donc pas de communication possible avec un satellite. Par contre, tout le rayonnement est réfléchi, ce qui permet, par suite de réflexions entre la surface des océans et l'ionosphère, de transporter des informations sur de grandes distances à la surface de la Terre (**propagation ionosphérique**). La fréquence f_1 correspond donc à la radio MA, et la fréquence f_3 à la communication par satellite.

32. 100 MHz correspond à $\lambda = c/f \approx 3$ m, soit une antenne de environ 75 cm.

L'antenne d'un GPS est plus courte (quelques centimètres, parfois noyée dans le boitier), soit une fréquence environ 10 fois plus grande *i.e.* environ 1 GHz, ce qui convient pour une communication par satellite.

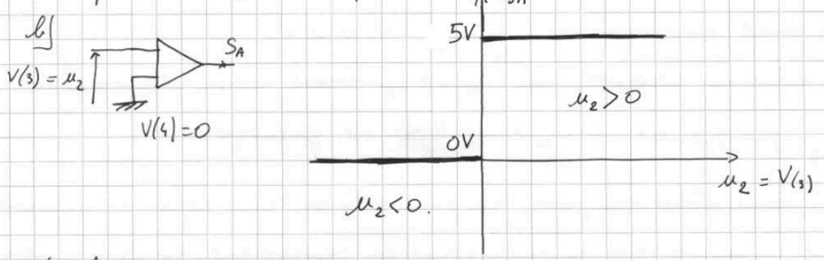
Partie 3 : Numérisation d'un signal analogique

Centrale MP 2015

A) 1) La plus petite durée mesurable est $\boxed{10^{-9}\,s}$. C'est la précision maximale : $\boxed{1\text{ ns}}$.

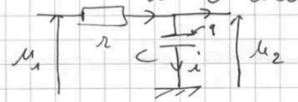
2) a) La masse est l'ensemble de tous les points portés au même potentiel, choisi nul par convention ; c'est le point de référence des potentiels.

b)



3) A $t=0$ $u_1 = u$

Bloc B i 0 à cause de A qui a une résistance d'entrée infinie



$u_1 = ri + u_2$ et $u_2 = \frac{q}{C} = \frac{\int i\,dt}{C}$ d'où $i = C\frac{du_2}{dt}$.

d'où $rC\frac{du_2}{dt} + u_2 = u_1$

ESSM $u_{2_0} = Ae^{-t/\tau}$ où $\tau = rC$

SP $u_{2_p} = u_1 = u$

SG $u_2 = u_1 + Ae^{-t/\tau}$

or à $t=0$ $q=0$ donc $u_2 = 0$ d'où $\boxed{u_2 = u(1-e^{-t/\tau})}$

B) 1) a) Si $t_1 \ll \tau$ $e^{-t_1/\tau} = 1 - t_1/\tau$. et $\forall t<t_1$; $e^{-t/\tau} = 1 - t/\tau$

d'où $\boxed{u_2 = u\frac{t}{\tau}}$ ou $\boxed{\frac{du_2}{dt} = \frac{u_1}{\tau}}$

b) B est un bloc intégrateur.

c) u étant >0 $u_2(t_1) > 0$ donc $\boxed{v_{SA} = 5V}$

2) a) A $t=t_1$ $v_2 = u\frac{t_1}{\tau}$.

A $t>t_1$ $u_1 = -V_{ref}$ d'où (en supposant $t_2 \ll \tau$)

$u_2(t) = \underbrace{u\frac{t_1}{\tau}}_{\text{ordonnée à l'origine} = u_2 \text{ initiale}} - V_{ref}\left(\frac{t-t_1}{\tau}\right)$ pour respecter la C.I. parce que $\boxed{\frac{du_2}{dt} = \frac{u_1}{\tau}}$ reste vrai

pente $-\frac{V_{ref}}{\tau} = \frac{u_1}{\tau}$

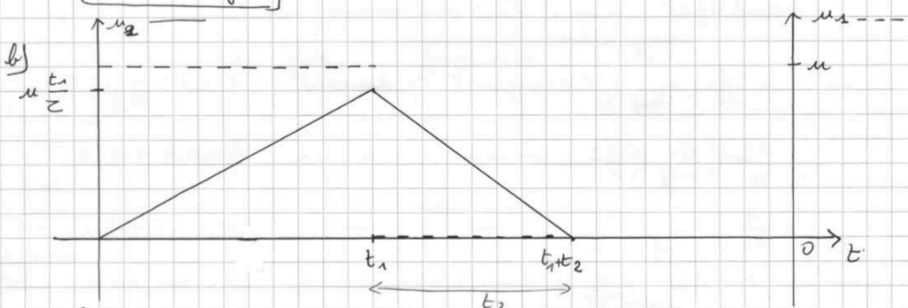
Soit $\boxed{u_2(t) = u\frac{t_1}{\tau} - \frac{V_{ref}}{\tau}(t-t_1)}$

t_1+t_2 est l'instant où u_2 devient ≤ 0.

$0 = u\frac{t_1}{\tau} - \frac{V_{ref}(t_2+\cancel{t_1})}{\tau} + \cancel{\frac{V_{ref}t_1}{\tau}}$.

$\boxed{t_2 = \frac{u\,t_1}{V_{ref}}}$

b)



c) Le compteur commence à t_1 et avance de 1 tous les $\frac{1}{f_{ck}}$

A t_2+t_1, il a avancé de $\frac{t_2}{1/f_{ck}} = s_N$ (on prend la partie entière en fait $E(\ )$).

$\boxed{s_N = E(f_{ck}(t_2))}$

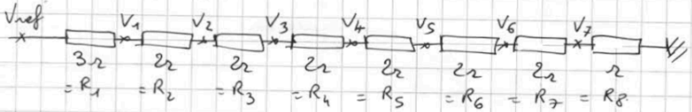
3) $(t_1+t_2)_{max} = 2t_1 = 2(2^N-1)/f_{ck}$ $N=8$ $f_{ck} = 1\,GHz$

d'où $\boxed{t_{max} = 0{,}51\ \mu s}$ (durée totale) Soit une période $f_{tmin} = 2{,}0\cdot10^6\,Hz$.

Or d'après le critère de Shannon-Nyquist, il faut $f_{éch} > 2 f_{signal}$. donc ici

$\boxed{\text{Signal} < 10 MH_z}$ C'est limité aux signaux basses fréquences

C) 1) On va calculer $V_1, V_2, V_3 \dots V_7$, les tensions de l'autre patte des comparateurs 1, 2, … 7.



On utilise la formule du pont diviseur de tension ($i_{entrée} = 0$ pour les comparateurs)

$V_7 = V_{ref} \dfrac{R_8}{R_1 + R_2 + \dots R_8} = V_{ref} \dfrac{r}{16 r}$ $\quad V_7 = \dfrac{V_{ref}}{16}$

$V_6 = V_{ref} \dfrac{R_7 + R_8}{R_1 + R_2 + \dots R_8}$ $\quad V_6 = \dfrac{3}{16} V_{ref}$

$V_5 = \dfrac{5}{16} V_{ref}$ $\quad V_4 = \dfrac{7}{16} V_{ref}$

$V_3 = \dfrac{9}{16} V_{ref}$ $\quad V_2 = \dfrac{11}{16} V_{ref}$ $\quad V_1 = \dfrac{13}{16} V_{ref}$

si $u > V_i$ le comparateur i a un potentiel de sortie au niveau haut (1) et si $u < V_i$ au niveau bas (0).
codage utilisé

Ainsi si $\dfrac{13}{16} < \dfrac{u}{V_{ref}}$, les comparateurs donnent 1111111 qui sera traduit en $7 = 2^2 + 2^1 + 2^0$

$\dfrac{11}{16} < \dfrac{u}{V_{ref}} < \dfrac{13}{16}$ ——— 0111111 ——— en $6 = 2^2 + 2^1$

$\dfrac{9}{16} < \dfrac{u}{V_{ref}} < \dfrac{11}{16}$ ——— 0011111 ——— en $5 = 2^2 + 2^0$

$\dfrac{7}{16} < \dfrac{u}{V_{ref}} < \dfrac{9}{16}$ ——— 0001111 ——— en $4 = 2^2$

$\dfrac{5}{16} < \dfrac{u}{V_{ref}} < \dfrac{7}{16}$ ——— 0000111 ——— en $3 = 2^1 + 2^0$

$\dfrac{3}{16} < \dfrac{u}{V_{ref}} < \dfrac{5}{16}$ ——— 0000011 ——— en $2 = 2^1$

$\dfrac{1}{16} < \dfrac{u}{V_{ref}} < \dfrac{3}{16}$ ——— 0000001 ——— en $1 = 2^0$

$0 < \dfrac{u}{V_{ref}} < \dfrac{1}{16}$ ——— 0000000 ——— en $0 = 0$

On fait donc une conversion sur 3 bits avec 7 comparateurs $= 2^3 - 1$

s_N vaut entre 1 et 7; $\boxed{u_N = \dfrac{2 s_N}{16} V_{ref}}$ $= \dfrac{s_N}{8} V_{ref}$ par ex $u_N = \dfrac{6}{16} V_{ref}$ pour $\dfrac{5}{16} V_{ref} < u < \dfrac{7}{16} V_{ref}$.

2) Il faut $2^8 - 1 = 255$ comparateurs

D) 1) $N = 3$ (de 0 à 7, comme au C) 1))

2) $u = 1{,}28$ V $\quad s_N = 5$ en base 10

$= 2^2 + 2^0$

$\boxed{s_N = 101}$ en base 2.

$\boxed{u_N = 1{,}25 \text{ V}} = \dfrac{5}{8} V_{ref} = \dfrac{5}{8} \times 2V$.

3) L'écart maximal est $\dfrac{1}{16} V_{ref} = 0{,}125$ V

La numérisation arrondit car s_N est forcément entier tandis que $\dfrac{u}{V_{ref}/8}$ pas forcément. $u_N = s_N \dfrac{V_{ref}}{8}$ est quantifié.

Partie 4 : Elaboration d'un béton routier
CCINP 2020 MP

Q32. L'équation-bilan attendue s'écrit $\boxed{SiO_2(s) + 3CaCO_3(s) = Ca_3SiO_5(s) + 3CO_2(g)}$.

Q33. L'enthalpie standard de réaction se calcule en appliquant la loi de Hess :
$\Delta H^0_{r1} = -\Delta H^0_f(\mathrm{SiO_2}) - 3 \times \Delta H^0_f(\mathrm{CaCO_3}) + \Delta H^0_f(\mathrm{Ca_3SiO_5}) + 3 \times \Delta H^0_f(\mathrm{CO_2})$.
AN : $\boxed{\Delta H^0_{r1} = 419 \text{ kJ.mol}^{-1}}$.

Q36. L'énergie nécessaire à la production d'une tonne de $Ca_3SiO_5(s)$ pur est $Q_\mathrm{p} = \Delta H^0_{r1} \times \frac{m(\mathrm{Ca_3SiO_5})_\infty}{M(\mathrm{Ca_3SiO_5})}$.
AN : $\boxed{Q_\mathrm{p} = 1{,}8 \times 10^9 \text{ J}}$.

Q37. La réaction est supposée adiabatique et totale d'où
$\Delta H = \Delta H_{\text{réaction}} + \Delta H_{\text{échauffement}} = 0$
$\Delta H_{\text{réaction}} = \Delta H^0_{r2} \times n_0$ avec n_0 la quantité de matière initiale en méthane CH_4
$\Delta H_{\text{échauffement}} = (n(\mathrm{CO_2})_\infty \times C_{Pm}(\mathrm{CO_2}) + n(\mathrm{H_2O})_\infty \times C_{Pm}(\mathrm{H_2O}) + n(\mathrm{N_2})_\infty \times C_{Pm}(\mathrm{N_2})) \times (T_\infty - T_0)$
d'après le tableau d'avancement, $n(\mathrm{CO_2})_\infty = n_0$; $n(\mathrm{H_2O})_\infty = 2n_0$ et $n(\mathrm{N_2})_\infty = 8n_0$.
d'où l'expression de la température atteinte :
$T_\infty = T_0 + \frac{-\Delta H^0_{r2} \times n_0}{(C_{Pm}(\mathrm{CO_2}) + 2 \times C_{Pm}(\mathrm{H_2O}) + 8 \times C_{Pm}(\mathrm{N_2}))n_0}$
AN : $\boxed{T_\infty = 2760 \text{ K}}$.

Q38.

a) La quantité de matière en CO_2 produite correspond à celle liée produite lors de la réaction (1) et à celle engendrée par la réaction (2) dont on veut utiliser l'énergie thermique pour effectuer (1) :

$n(\mathrm{CO_2})_{\mathrm{tot}} = n(\mathrm{CO_2})_{(1)} + n(\mathrm{CO_2})_{(2)}$
avec $n(\mathrm{CO_2})_{(1)} = 3 \times n(\mathrm{Ca_3SiO_5}) = 3\frac{m(\mathrm{Ca_3SiO_5})}{M(\mathrm{Ca_3SiO_5})} = 1{,}3 \times 10^4$ mol
et $Q_\mathrm{p} = (C_{Pm}(\mathrm{CO_2}) + 2 \times C_{Pm}(\mathrm{H_2O}) + 8 \times C_{Pm}(\mathrm{N_2})) \times n(\mathrm{CO_2})_{(2)} \times (T_\infty - T_{(1)})$
soit $n(\mathrm{CO_2})_{(2)} = \frac{Q_\mathrm{p}}{(C_{Pm}(\mathrm{CO_2}) + 2 \times C_{Pm}(\mathrm{H_2O}) + 8 \times C_{Pm}(\mathrm{N_2})) \times (T_\infty - T_{(1)})}$
avec $T_\infty = 2760$ K et $T_{(1)} = 1700$ K
soit $n(\mathrm{CO_2})_{(2)} = 5{,}1 \times 10^3$ mol.
Finalement, on obtient $\boxed{n(\mathrm{CO_2})_{\mathrm{tot}} = 1{,}8 \times 10^4 \text{ mol}}$ (environ 800 kg de CO_2).

b) La production de 4,6 milliards de tonnes de ciment par an s'accompagne d'environ 4 milliards de tonnes de CO_2 par an.