

**ECOLE POLYTECHNIQUE
ECOLES NORMALES SUPERIEURES**

CONCOURS D'ADMISSION 2026

**MERCREDI 15 AVRIL 2026
08h00 - 12h00
FILIERE MPI - Epreuve n° 5
PHYSIQUE MPI**

Durée : 4 heures

***L'utilisation des calculatrices n'est pas
autorisée pour cette épreuve***

Déviation d'un astéroïde par percussio

On se contentera de réponses courtes.

L'impact d'un astéroïde ou d'une comète sur la Terre pourrait engendrer une catastrophe planétaire. Dans le cadre d'un programme mondial de défense planétaire, les astronomes recensent les géocroiseurs, ces objets célestes susceptibles d'entrer en collision avec la Terre. En cas de danger, une des solutions envisagées est de dévier la trajectoire de l'objet céleste en le percutant avec un engin spatial envoyé depuis la Terre.

Afin de valider cette solution, l'agence spatiale américaine a lancé la mission DART, acronyme anglais signifiant "test de déviation d'un astéroïde double". La cible choisie est un astéroïde nommé Dimorphos, en orbite (à une altitude d'environ un kilomètre) autour d'un autre astéroïde plus gros nommé Didymos. La modification observée de la période de révolution de Dimorphos autour de Didymos à la suite de l'impact a montré que celui-ci pouvait avoir un effet significatif, et que la déviation par percussio est une solution envisageable pour dévier la trajectoire d'un géocroiseur.

Ce problème décrit plusieurs aspects de la mission DART. Dans la partie I, on caractérise l'orbite de Didymos autour du Soleil. Dans la partie II, on montre comment lancer un engin spatial (qu'on nomme DART) depuis la Terre pour qu'il entre en collision avec Dimorphos. La partie III étudie le principe du moteur ionique embarqué à bord de DART afin de le mettre sur la trajectoire voulue. La partie IV est consacrée à la modélisation de l'impact de DART avec Dimorphos, et à l'exploitation des données obtenues à l'issue de la mission.

On supposera dans tout ce problème que la Terre est en mouvement circulaire uniforme autour du Soleil à la distance $r_0 = 150 \times 10^6$ km et à la vitesse $v_0 = 30$ km·s⁻¹. On supposera également que l'orbite de Didymos est dans le même plan que celle de la Terre, et parcourue dans le même sens.

I – Orbite de Didymos autour du Soleil

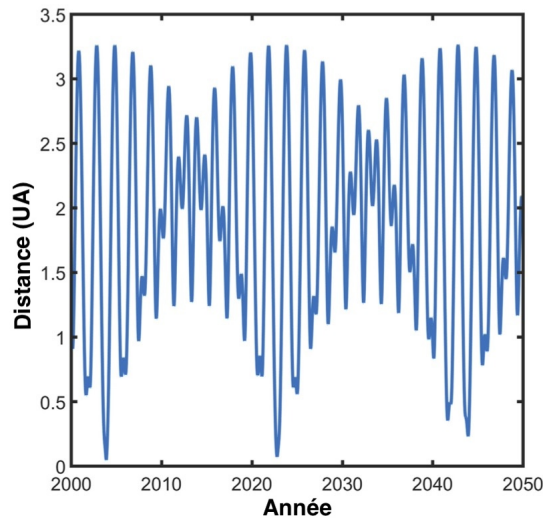


FIGURE 1 – Évolution de la distance séparant la Terre de Didymos entre les années 2000 et 2050, en unités de la distance Terre-Soleil r_0 , dite Unité Astronomique. [Extrait de "Trajectory options for the DART mission", par J. A. Atchison et al., *Acta Astronautica* (2016), vol. 123, p. 330.]

Dans cette partie préliminaire, nous allons, grâce à la figure 1, estimer quelques caractéristiques de l'orbite de Didymos.

1. Rappeler en vertu de quel principe le mouvement d'une planète ou d'un astéroïde sous l'attraction du Soleil est dans un plan contenant celui-ci.

2. Didymos décrit une orbite elliptique autour du Soleil. Sa distance minimale au Soleil (correspondant au point de l'orbite dit "périhélie") est $r_{\min} = 1,01 r_0$. Le fait que $r_{\min}$ soit très proche de r_0 explique que Didymos passe parfois très près de la Terre, comme on le voit sur la figure 1, notamment en 2022, qui est l'année choisie pour l'impact. Dédurre de la figure une estimation du demi-grand axe de l'orbite de Didymos.

3. Dédurre de la valeur du demi-grand axe une estimation de la période T de révolution de Didymos autour du Soleil, en années.

4. Validez votre estimation de T en exploitant les données de la figure 1.

II – Orbite de DART autour du Soleil

5. On lance l'engin spatial DART, de masse m , depuis la Terre. On l'envoie suffisamment loin pour qu'il échappe à l'attraction gravitationnelle de la Terre et ne soit plus sensible qu'à celle du Soleil, et on le place dans un premier temps sur la même orbite que la Terre. Que vaut alors sa vitesse autour du Soleil ?

On modifie ensuite légèrement l'orbite de DART afin qu'il atteigne sa cible. Pour cela, on lui communique pendant un bref instant une impulsion parallèle à la direction du Soleil, qui lui donne une vitesse radiale v_1 , avec $|v_1| \ll v_0$, sans changer sa vitesse orthoradiale. Sous l'effet de cette impulsion, la trajectoire n'est plus circulaire, mais elliptique.

6. Quelle est la variation de son moment cinétique par rapport au Soleil ?

7. Quelle est la modification de son énergie mécanique par rapport au Soleil ? En déduire la variation du demi-grand axe au premier ordre en $|v_1|/v_0$, en négligeant les corrections du second ordre.

Nous allons maintenant étudier en détail la modification de la trajectoire par deux méthodes.

Première méthode : utilisation de l'énergie potentielle effective

8. On rappelle que le mouvement radial $r(t)$ dans un champ de gravitation newtonien est celui d'une particule à une dimension soumise à une énergie potentielle effective $E_{p,\text{eff}}(r)$. Établir l'expression de $E_{p,\text{eff}}(r)$ et l'exprimer en fonction de m , r_0 , v_0 et r .

9. Comment, à partir de l'énergie potentielle effective, retrouve-t-on le rayon de l'orbite circulaire ? Vérifiez que vous obtenez le résultat attendu.

10. On considère maintenant des trajectoires faiblement elliptiques, telles que $r(t) = r_0 + r_1(t)$ avec, pour tout temps t , $|r_1(t)| \ll r_0$. Pour ces trajectoires, $r(t)$ présente des oscillations de faible amplitude autour de r_0 . En utilisant l'expression de $E_{p,\text{eff}}(r)$ obtenue plus haut, déterminer la pulsation ω de ces petites oscillations en fonction de r_0 et v_0 .

11. On veut que l'aphélie de l'orbite de DART, défini comme le point de l'orbite où sa distance au Soleil est maximale, coïncide avec le périhélie de l'orbite de Didymos (voir question 2) ce qui permet un impact. Est-on bien dans le cadre de l'approximation faite à la question précédente ?

12. En utilisant l'expression de $r_1(t)$, déterminer la valeur numérique de $|v_1|$ permettant de réaliser cet objectif.

13. Que vaut la période de la trajectoire elliptique de DART ? Comment aurait-on pu obtenir ce résultat sans calcul ?

14. L'impulsion radiale permettant à DART de passer sur une orbite elliptique lui a été communiquée le 24 décembre 2021. DART a atteint sa cible Dimorphos le 26 septembre 2022, soit trois quarts d'une année plus tard. En déduire si l'impulsion radiale était dirigée vers le Soleil ou dans le sens opposé.

Seconde méthode : constantes du mouvement

On repère un point du plan de la trajectoire par un système de coordonnées polaires (r, θ) centré sur le Soleil. On désigne par $(\vec{e}_r, \vec{e}_\theta)$ les vecteurs unitaires de base.

- 15.** On définit le vecteur $\vec{T} = \vec{v} - B\vec{e}_\theta$, où $\vec{v}$ est le vecteur vitesse et B une constante. Montrer que pour une trajectoire donnée, il existe une valeur de B telle que le vecteur $\vec{T}$ soit constant, et déterminer son expression, en y faisant apparaître le moment cinétique.
- 16.** Déterminer B et $\vec{T}$ pour l'orbite circulaire de rayon r_0 .
- 17.** Dessinez une orbite elliptique, en précisant la position du Soleil et le sens de parcours. Suivant lequel des deux axes de l'ellipse le vecteur $\vec{T}$ est-il dirigé ? Précisez son sens sur votre dessin.
- 18.** On applique maintenant ces résultats à l'orbite elliptique de DART après qu'une vitesse radiale v_1 lui a été communiquée. Quelles sont les expressions de B et $|\vec{T}|$ dans ce cas, en fonction de v_0 et v_1 ?
- 19.** Déterminer la vitesse de DART au périhélie et à l'aphélie en fonction de v_0 et v_1 .
- 20.** Quelle constante du mouvement permet de relier la vitesse à la distance au Soleil en ces deux points ? En déduire l'expression de la distance au Soleil à l'aphélie en fonction de r_0 , v_0 et v_1 .
- 21.** Vérifier qu'on retrouve bien le résultat de la question **12** dans la limite où $|v_1| \ll v_0$.

Présentation.

On souhaite fabriquer une tension sinusoïdale sans recourir à un oscillateur quasi sinusoïdal (type pont de Wien), comme le font certains générateurs de fonctions analogiques du commerce. La stratégie étudiée ici procède en deux temps : on produit d'abord, à l'aide d'un *oscillateur à relaxation*, un signal périodique non sinusoïdal facile à générer (créneau ou dents de scie); on en extrait ensuite le signal souhaité par filtrage. Le sujet comporte trois parties. La partie I met en place l'amplificateur opérationnel *en commutation*; la partie II construit l'oscillateur et en détermine la période; la partie III compare les signaux du point de vue de leur « sinusoïdalisation » par filtrage. Les parties sont assez largement indépendantes.

Cahier des charges.

On prend pour référence les garanties d'un générateur de fonctions analogique du commerce (oscillateur à relaxation + conformateur à diodes) : distorsion harmonique du sinus *symétrique* THD $\lesssim 1\%$ en bande audio (jusqu'à $\approx 2\%$ vers 200 kHz), symétrie réglable de ≈ 20 à 80% (voir les références en annexe). On évaluera à la fin dans quelle mesure le montage étudié s'en approche.

Données et conventions.

- AO (amplificateur opérationnel, aussi noté ALI, amplificateur linéaire intégré) idéaux : courants d'entrée nuls ($i_+ = i_- = 0$), gain différentiel infini.
- Alimentation symétrique $\pm V_{cc}$ avec $V_{cc} = 15\text{ V}$; tension de saturation $V_{sat} (\approx V_{cc})$.
- Diodes ordinaires : tension de seuil $V_d \approx 0,6\text{ V}$. Diodes Zener : tension de Zener V_z .
- Signal d'entrée (lorsqu'il existe) sinusoïdal : $e(t) = E_m \sin(\omega t)$, avec $E_m < V_{sat}$.
- Hypothèse quasi statique : la fréquence est assez basse pour négliger les effets dynamiques (vitesse de balayage finie de l'AO, retards de commutation); les caractéristiques de transfert et les cycles relevés *en fonctionnement* se confondent alors avec ceux obtenus en régime *statique*.

Partie I — L'amplificateur opérationnel en commutation

Rappel. En régime *linéaire*, un AO idéal bouclé de façon appropriée impose $\varepsilon = V_+ - V_- = 0$. Dans cette partie on étudie l'autre mode de fonctionnement, le *régime saturé* (ou de commutation), pour lequel cette hypothèse *n'est plus valable*.

1. Rappeler, pour un AO idéal, la relation entre V_s et $\varepsilon = V_+ - V_-$ en régime saturé. Représenter l'allure de la caractéristique $V_s(\varepsilon)$ et faire apparaître sur le graphe les différents *domaines de fonctionnement* de l'AO (linéaire, saturé haut, saturé bas).

A. Comparateur simple.

On considère le montage de la figure 1.

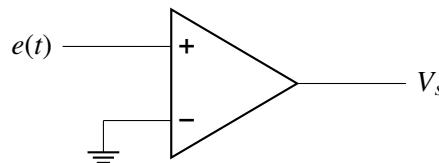


FIGURE 1 – Comparateur simple.

2. Déterminer la caractéristique de transfert $V_s(e)$ et la représenter. Combien de seuils présente-t-elle ?

3. On applique $e(t) = E_m \sin(\omega t)$ avec $E_m < V_{sat}$. Tracer, sur un même axe de temps, $e(t)$ et $V_s(t)$. Quelle opération de *mise en forme* ce montage réalise-t-il ?

4. En pratique, $e(t)$ est entaché d'un bruit de faible amplitude. Expliquer qualitativement pourquoi, *au voisinage du seuil*, la sortie peut basculer plusieurs fois de façon intempestive; représenter les allures de $e(t)$ et $V_s(t)$ au passage du seuil pour une tension $e(t)$ bruitée.

B. Comparateur à hystérésis non inverseur.

On réalise le montage de la figure 2 : l'entrée $e(t)$ attaque l'entrée *non inverseuse* à travers R_1 , la sortie est ramenée sur cette même entrée à travers R_2 , et l'entrée inverseuse est reliée à la masse.

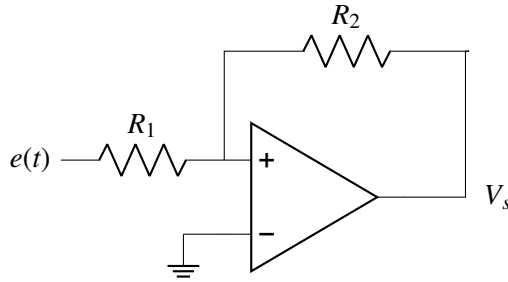


FIGURE 2 – Comparateur à hystérésis non inverseur.

5. Exprimer le potentiel V_+ de l'entrée non inverseuse en fonction de e , V_s , R_1 et R_2 .
6. En déduire, selon la valeur de $V_s \in \{+V_{\text{sat}}, -V_{\text{sat}}\}$, la valeur de e qui provoque le basculement. Montrer qu'il existe *deux* seuils, $\pm V_b$ avec $V_b = \frac{R_1}{R_2} V_{\text{sat}}$, et préciser dans quel sens se fait chaque basculement.
7. Représenter le cycle d'hystérésis $V_s(e)$ (on prendra soin d'indiquer le sens de parcours). Donner la largeur du cycle. Tracer également les chronogrammes de $e(t)$ et $V_s(t)$ pour une entrée sinusoïdale $e(t) = E_m \sin(\omega t)$ ($E_m > V_b$).
8. En quoi ce montage résout-il le problème soulevé à la question 4 ? Donner la condition sur l'amplitude du bruit pour que la sortie ne bascule plus de façon parasite.

C. Inversion des bornes.

On échange à présent les rôles des deux entrées : $e(t)$ attaque l'entrée *inverseuse*, tandis qu'un pont diviseur (R_1 de l'entrée + vers la masse, R_2 de l'entrée + vers la sortie) fixe le potentiel de l'entrée non inverseuse (figure 3).

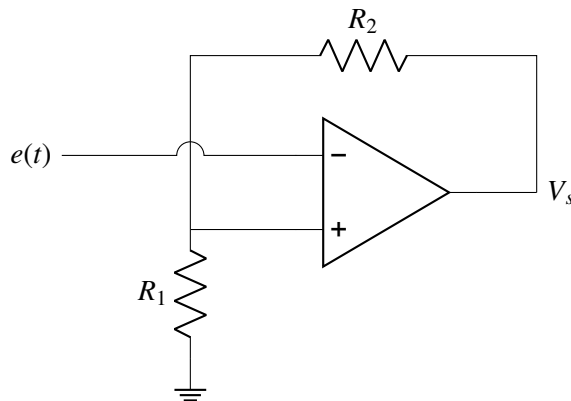


FIGURE 3 – Comparateur à hystérésis inverseur.

9. Exprimer V_+ en fonction de V_s , puis déterminer les seuils de basculement. On posera $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$. Représenter le nouveau cycle $V_s(e)$ et préciser en quoi il diffère de celui de la figure 2. Tracer aussi les chronogrammes de $e(t)$ et $V_s(t)$ pour $e(t) = E_m \sin(\omega t)$.
10. résumer sous forme de tableau les différences et les points communs de ces deux bascules.

D. Écrêtage de la sortie par diodes Zener.

La tension V_{sat} est mal définie (elle dépend de l'alimentation, de la charge, de l'exemplaire d'AO). Pour

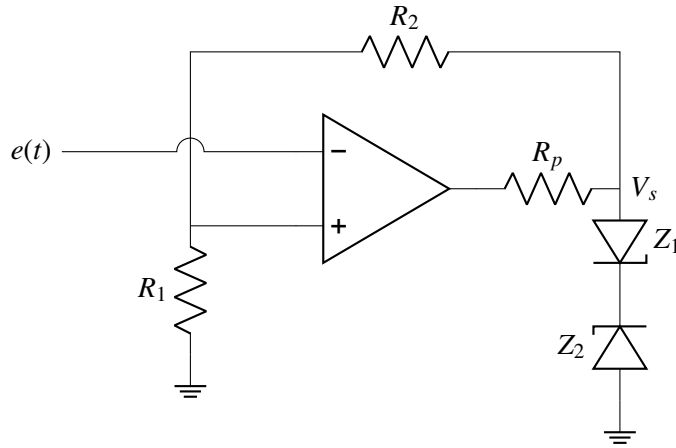


FIGURE 4 – Sortie écrêtée par deux Zener tête-bêche (R_p limite le courant).

fixer proprement l'amplitude de la sortie, on place en sortie deux diodes Zener *tête-bêche* en série (figure 4), débitant dans la boucle.

11. Lorsque la sortie de l'AO tend vers $+V_{\text{sat}}$, préciser laquelle des deux Zener fonctionne en *claquage* (régime Zener) et laquelle est passante en direct. En déduire que la tension utile est écrêtée à $|V_s| = V_z + V_d \equiv V_0$, *indépendante* de V_{sat} . Quel est l'intérêt de disposer d'une amplitude de sortie ainsi fixée ? *Dans toute la suite, on remplace V_{sat} par V_0 pour l'amplitude des créneaux.*

Partie II — L'oscillateur à relaxation

On associe le comparateur à hystérésis *non inverseur* de la partie IB (sortie u_1 , amplitude $\pm V_0$) et un *intégrateur* à AO (sortie u_2). La sortie u_2 de l'intégrateur commande l'entrée du comparateur; la sortie u_1 du comparateur alimente l'intégrateur (figure 5).

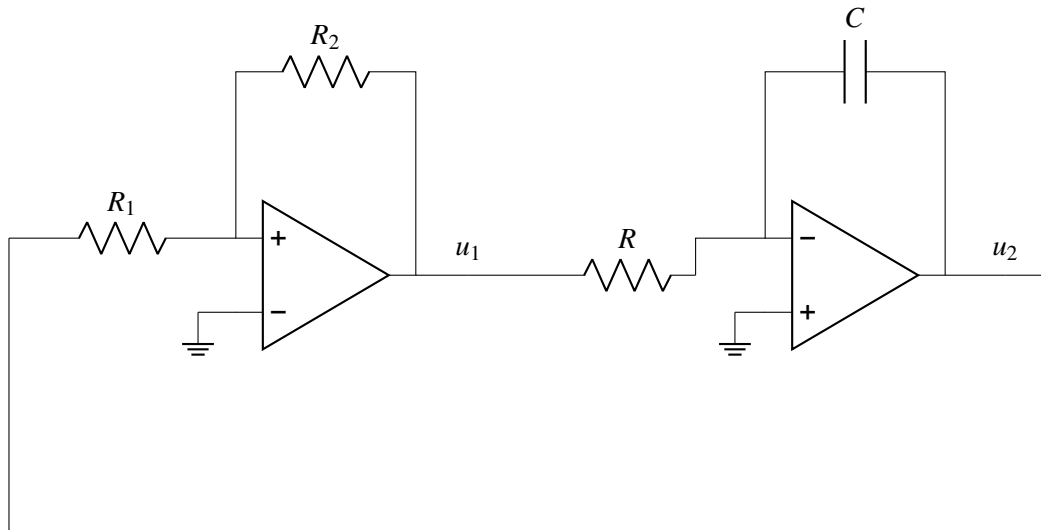


FIGURE 5 – Oscillateur à relaxation : comparateur à hystérésis (gauche) + intégrateur (droite). Le créneau u_1 pilote l'intégrateur; le signal u_2 referme la boucle sur le comparateur.

A. L'intégrateur seul.

12. Justifier que l'AO de l'intégrateur fonctionne en régime *linéaire*. Établir alors la relation

$$\frac{du_2}{dt} = -\frac{u_1}{RC}.$$

Que devient cette relation lorsque u_1 est constant, égal à $\pm V_0$?

B. Fonctionnement de l'oscillateur.

13. On suppose qu'à $t = 0^+$, la sortie du comparateur vient de basculer à $u_1 = +V_0$. Décrire les évolutions de u_2 et de u_1 pour $t > 0$: on établira les *expressions exactes* de $u_2(t)$ et $u_1(t)$ sur *chaque* demi-alternance.

14. Représenter sur un même graphe, en régime établi, les deux signaux $u_1(t)$ (créneau) et $u_2(t)$. Préciser la valeur crête de chacun. On rappelle que les seuils du comparateur non inverseur valent $\pm \frac{R_1}{R_2} V_0$.

15. Le comparateur reçoit sur son entrée le signal u_2 et délivre u_1 . Représenter sa caractéristique $u_1(u_2)$. Y faire figurer les seuils $\pm \frac{R_1}{R_2} V_0$, les niveaux $\pm V_0$, et indiquer, en s'appuyant sur les chronogrammes de la question précédente, le *sens* dans lequel le point de fonctionnement parcourt ce cycle au cours d'une période.

16. À partir de l'*expression exacte* de $u_2(t)$ établie sur une demi-alternance, établir la période T des oscillations. Montrer que

$$T = 4RC \frac{R_1}{R_2},$$

Commenter.

17. *Application numérique.* On prend $R = 10 \text{ k}\Omega$, $C = 50 \text{ nF}$ et $R_1/R_2 = 1/2$. Calculer la fréquence f_0 des oscillations et l'amplitude crête du signal u_2 si $V_0 = V_{sat}$. Commenter la valeur numérique de f_0 , notamment au regard de l'hypothèse du préambule.

18. Préciser l'effet de l'écrêtage Zener (partie ID) sur l'amplitude de u_2 d'une part, sur la période T d'autre part.

C. Introduction d'une diode : asymétrie.

On modifie l'intégrateur en plaçant, *en parallèle* sur la résistance R , l'association en série d'une diode et d'une résistance R' (figure 6), de sorte que le chemin du courant — donc la constante de temps d'intégration — diffère selon le signe de u_1 .

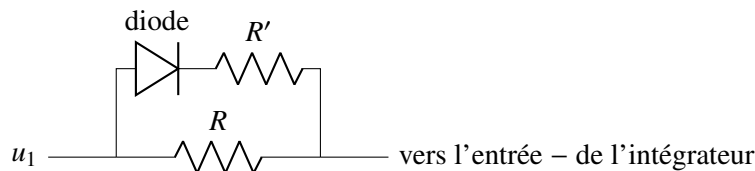


FIGURE 6 – Diode d'asymétrie en parallèle sur R : les deux sens de courant ne « voient » pas la même résistance.

19. Selon le signe de u_1 , la diode est passante ou bloquée : donner la résistance effective d'intégration dans chaque cas (on négligera V_d devant V_0) et en déduire les deux durées — montée et descente — de u_2 . Montrer que le *rapport cyclique* du créneau (fraction de la période pendant laquelle $u_1 = +V_0$) vaut

$$\alpha = \frac{R'}{R + 2R'} \quad \left(\leq \frac{1}{2} \right).$$

Vérifier qu'en l'absence de diode (branche ouverte, $R' \rightarrow \infty$) le signal redevient *symétrique* ($\alpha = \frac{1}{2}$). Quelle valeur de R' faut-il choisir pour obtenir $\alpha = \frac{1}{3}$?

20. Pour cette valeur ($\alpha = \frac{1}{3}$), tracer les chronogrammes de $u_1(t)$ et $u_2(t)$ (en respectant les durées relatives des deux phases). Tracer également la caractéristique de transfert $u_1 = f(u_2)$ du comparateur, en indiquant le sens de parcours. La diode modifie-t-elle cette caractéristique ? Commenter.

Partie III — Filtrage : obtention du signal sinusoïdal

En sortie de l'oscillateur, on dispose du *créneau* u_1 (sortie du comparateur) et du *triangle* u_2 (sortie de l'intégrateur). Selon que la diode d'asymétrie (partie II C) est *absente* ou *présente*, ces deux signaux sont *symétriques* (rapport cyclique $\alpha = \frac{1}{2}$) ou *asymétriques* ($\alpha \neq \frac{1}{2}$). On compare les *quatre* situations — u_1 et u_2 , *sans* et *avec* diode — du point de vue de la synthèse d'un sinus par filtrage passe-bas.

21. Expliquer pourquoi un filtre passe-bas *idéal*, de fréquence de coupure comprise entre f_0 et $2f_0$, appliqué à l'un ou l'autre de ces signaux, délivrerait une tension *rigoureusement* sinusoïdale de fréquence f_0 . Pourquoi un filtre *réel* (d'ordre fini) ne le peut-il pas exactement ?

Les décompositions en série de Fourier du créneau u_1 et du triangle u_2 , en fonction du rapport cyclique α , sont rassemblées en **annexe** (avec le schéma de chaque signal). On y prendra $\alpha = \frac{1}{2}$ sans diode et $\alpha = \frac{1}{3}$ avec diode.

22. Pour chacun des deux signaux symétriques (u_1 et u_2 , pour $\alpha = \frac{1}{2}$), indiquer quels rangs harmoniques sont présents (pairs, impairs) caractériser les deux premiers harmoniques : rang, fréquence et amplitude relative au fondamental. On rassemblera les résultats dans un tableau.

23. Reprendre la question précédente pour les signaux asymétriques (u_1 et u_2 , pour $\alpha = \frac{1}{3}$), en étudiant cette fois les trois premiers harmoniques.

Le filtre : structure de Sallen–Key.

On réalise le passe-bas actif du second ordre de la figure 7 (AO en régime linéaire, montage suiveur), avec deux résistances R_f et deux condensateurs C_f identiques.

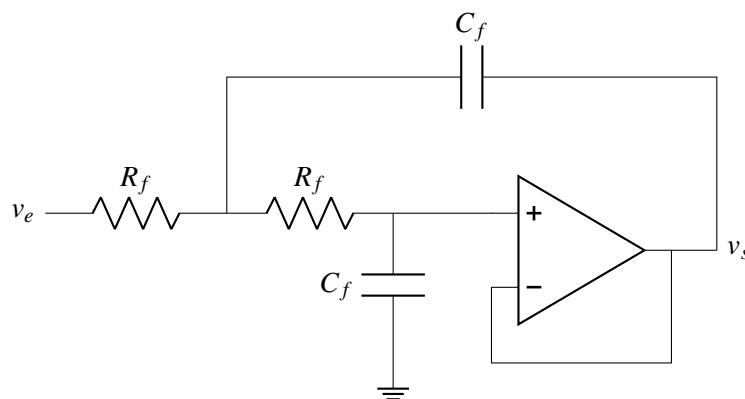


FIGURE 7 – Filtre passe-bas actif de Sallen–Key (gain unité).

24. Établir la fonction de transfert $\underline{H}(j\omega) = \underline{v_s}/\underline{v_e}$. Montrer qu'elle se met sous la forme

$$\underline{H} = \frac{1}{1 + 2jR_fC_f\omega - (R_fC_f\omega)^2},$$

en identifiant la pulsation propre ω_0 et le facteur de qualité Q . Quelle est la nature de ce filtre ?

25. On choisit la pulsation propre du filtre *égale* à deux fois celle du fondamental : $\omega_0 = 2\omega$ (fréquence de coupure f_0). Calculer le module exact $|\underline{H}(mf_0)|$ d'un harmonique de rang m , et le mettre sous la forme la plus simple. En particulier, que vaut le gain $|\underline{H}(f_0)|$ sur le *fondamental* ?

26. En déduire le *taux de distorsion harmonique* en sortie de filtre,

$$d = \frac{\sqrt{\sum_{n \geq 2} a_n^2}}{a_1} \quad (\text{amplitudes après filtrage}),$$

On ne considèrera que les *deux* premiers harmoniques, pour les deux signaux symétriques et les *trois* premiers harmoniques pour les signaux asymétriques.

Présenter les résultats dans un tableau 2×2 .

27. Commenter les valeurs trouvées par rapport à la garantie constructeur. Identifier le meilleur candidat pour la synthèse d'un sinus symétrique. Conclure.

28. Concernant le sinus asymétrique, en admettant que le taux de distortion pour un tel signal est de l'ordre de 9% , identifier le meilleur candidat pour la synthèse d'un sinus asymétrique.

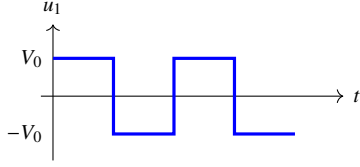
29. Pour atteindre les 1% , le constructeur insère un dispositif entre l'oscillateur à relaxation et le filtre. Avez-vous une idée de dispositif ?

Fin de l'énoncé.

Annexe A — Décompositions en série de Fourier

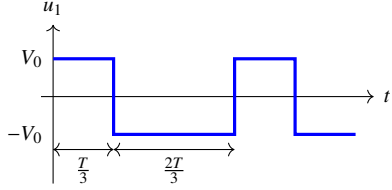
$$\omega = 2\pi/T, A = \frac{R_1}{R_2} V_0.$$

(a) Créneau symétrique ($\alpha = \frac{1}{2}$).



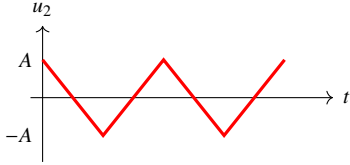
$$u_1(t) = \frac{4V_0}{\pi} \sum_{p=0}^{\infty} \frac{\sin((2p+1)\omega t)}{2p+1}.$$

(b) Créneau asymétrique ($\alpha = \frac{1}{3}$).



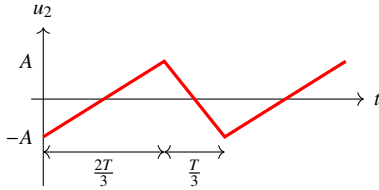
$$u_1(t) = -\frac{V_0}{3} + \frac{4V_0}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(k\pi/3)}{k} \cos\left(k\omega t - \frac{k\pi}{3}\right).$$

(c) Triangle symétrique ($\alpha = \frac{1}{2}$).



$$u_2(t) = \frac{8A}{\pi^2} \sum_{p=0}^{\infty} \frac{\cos((2p+1)\omega t)}{(2p+1)^2}.$$

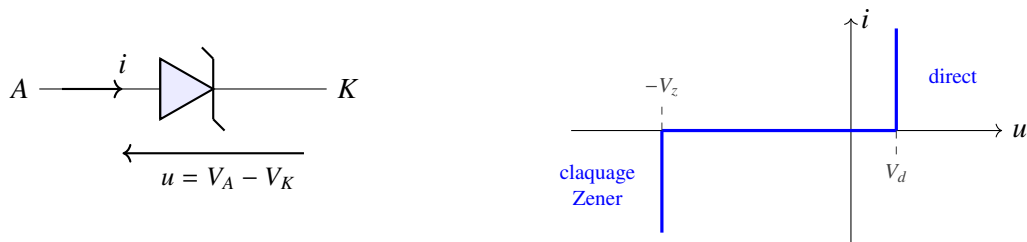
(d) Triangle asymétrique ($\alpha = \frac{1}{3}$).



$$u_2(t) = -\frac{9A}{\pi^2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(k\pi/3)}{k^2} \sin\left(k\omega t - \frac{k\pi}{3}\right).$$

Annexe B — Caractéristique de la diode Zener

Convention. On oriente le courant i dans le sens *passant* (de l'anode A vers la cathode K) et l'on définit la tension $u = V_A - V_K$. La caractéristique $i(u)$ ci-dessous correspond *exactement* à cette orientation du symbole.



En direct ($u > V_d \approx 0,6$ V) la diode conduit; en inverse elle bloque ($-V_z < u < V_d$, $i \approx 0$) jusqu'à la tension de Zener, puis entre en *claquage* pour $u < -V_z$ (le courant croît fortement, la tension restant $\approx -V_z$). Dans le montage d'écrtage (partie ID), l'une des Zener fonctionne en direct tandis que l'autre en claquage.

Références

1. Spécifications d'un générateur de fonctions analogique (type DF1641A) — P. Le Guen, pleguen.fr, rubrique « Générateurs de fonctions ».
2. Manuel des générateurs de fonctions LS3002B / LS3005B (2 et 5 MHz) : distorsion sinus 2 % typique à 1 kHz, symétrie triangle réglable de 20 à 80 %.
3. « Zener Diode Triangle-to-Sine Converter — Circuit Design Guide », *Industrial Monitor Direct* : conformateur à points de cassure, THD 1–3 %.
4. Générateur de fonctions à circuit intégré XR2206 (Exar) — notice d'application ; génération sinus par conformateur.
5. J. Candau, « Approximation sinusoïdale par conformateur à diodes », *Bulletin de l'Union des Physiciens* n° 758, vol. 87, novembre 1993.
6. ENERTEC / SCHLUMBERGER 4432 (générateur de fonctions universel 20 MHz) : fiche et photos sur radiomuseum.org ; manuels de service référencés sur archives.doctsf.com (sur demande).
7. Circuits intégrés générateurs de fonctions à relaxation + conformateur : ICL8038 (Intersil), MAX038 (Maxim) — notices techniques.