

Devoir surveillé de Sciences Physiques n°1 du 21-09-2023

— Durée : 4 heures —

Problème n° 1 – Détection optique dans un AFM

X MP 2020

La microscopie à sonde locale permet de caractériser une surface à l'échelle nanométrique, voire sub-nanométrique. Un microscope à force atomique (AFM, selon son abréviation anglaise) effectue cette caractérisation à travers l'interaction qui s'exerce entre la surface (incluant d'éventuels éléments adsorbés, molécules, film,...) et une pointe de détection de très faible dimension, amenée dans son proche voisinage. Le déplacement de cette sonde par rapport à la surface permet de dresser une cartographie de cette interaction. Nous nous intéresserons à la chaîne de détection.

A. Détection de la flèche

Reportons-nous au dispositif optique décrit figure 1. La surface supérieure de la lame, dans le voisinage de son extrémité B , est métallisée par un dépôt de chrome. Le faisceau LASER, visant le point B_0 , s'y réfléchit puis est intercepté par le plan de détection disposé perpendiculairement au faisceau de référence (lame non fléchie). Les déformations restent toujours faibles, le point B est considéré comme ayant la même abscisse L que le point B_0 . De même, le point B' est supposé rester confondu avec le point B . Le point P_0 désigne le point d'incidence, sur le plan de détection, du faisceau réfléchi de référence. Le point P_1 désigne celui correspondant à l'état de déformation (f, θ) de la lame où f est la flèche de la lame lors de sa déformation. Nous notons $\Delta = P_0P_1$ l'écart algébrique à la situation de référence et d la distance du point B_0 au plan de détection. Enfin, nous n'envisageons que des situations telles que $|\Delta| \ll d$.

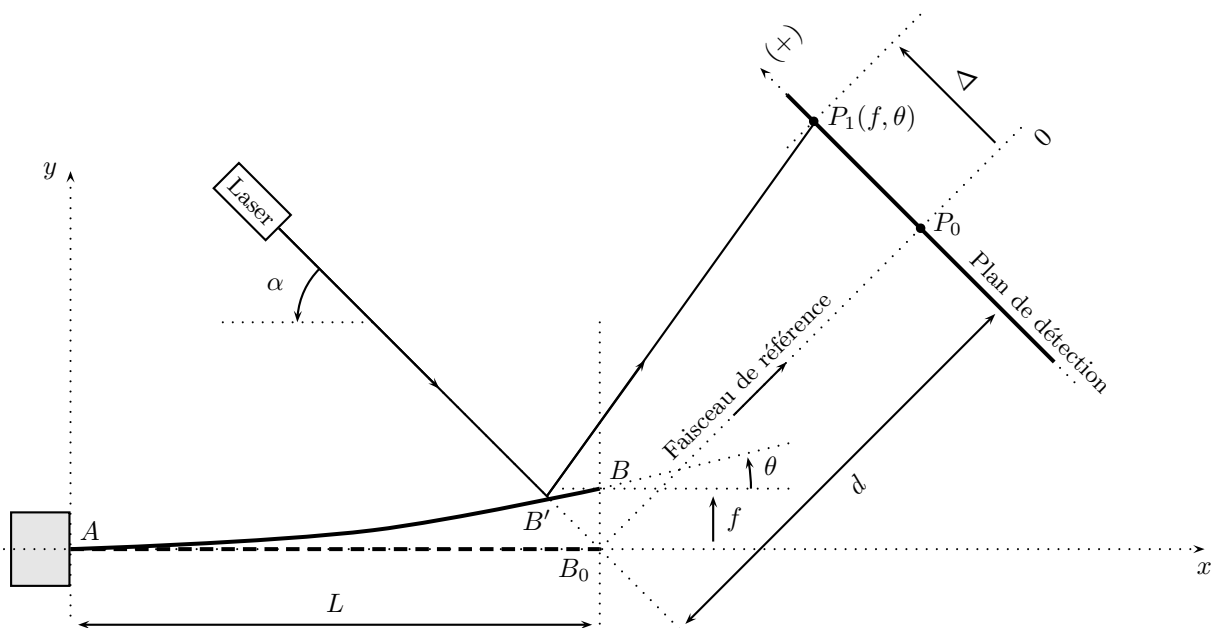


FIGURE 1 – La position de la tache LASER, centrée au point $P_1(f, \theta)$ du plan de détection, est image de l'état de déformation de la lame.

1. Nous rappelons que $|\theta| \ll 1$. Par ailleurs, la configuration est telle que $d \ll L$. Exprimer l'écart Δ en fonction de l'angle θ et de la distance d , dans ces conditions.

2. Le laser utilisé émet dans le domaine visible et la distance d est fixée à 10 cm. Nous considérons que le diamètre du faisceau, au niveau de la surface de réflexion de la lame, est égal à la largeur b de la lame ($b = 20 \mu\text{m}$). Estimer algébriquement puis numériquement le diamètre $2a_d$ de la tache lumineuse formée par le faisceau laser sur le plan de détection. On précisera le raisonnement tenu.

B. Localisation par photodétection de la position du point P_1

Reportons-nous à la figure 2. La localisation du point P_1 , représentant le centre du faisceau laser intercepté par le plan de détection (plan apparaissant figure 1), est assurée par deux photodiodes PhD1 et PhD2 dont les surfaces photosensibles sont contiguës. La polarisation de ces photodiodes est telle que les courants I_1 et I_2 qui les traversent sont proportionnels au flux lumineux qu'elles reçoivent. Dans la situation de référence, le point P_0

se situe à la frontière entre ces deux surfaces et les photodiodes reçoivent alors, chacune, le même flux lumineux. Lorsque le point P_1 s'écarte du point P_0 , la dissymétrie qui apparaît est directement liée à l'écart Δ , lui-même image de l'état de déformation (f, θ) de la lame. Nous notons ϕ_1 et ϕ_2 les flux lumineux respectivement reçus par les photodiodes PhD1 et PhD2. Nous considérons que l'intensité lumineuse du faisceau laser est uniformément répartie sur sa section. Nous notons a_P le rayon de sa section au niveau de la surface photosensible.

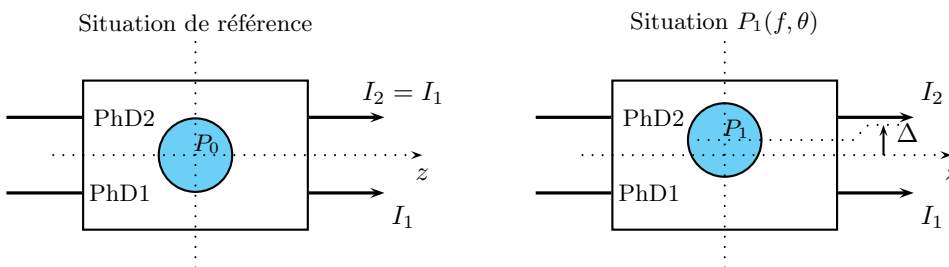


FIGURE 2 – Localisation du point $P_1(f, \theta)$ à l'aide de deux photodiodes PhD1 et PhD2. Le disque teinté de rayon a_P , de centre P_0 sur la figure de gauche et de centre P_1 sur celle de droite, représente la tache lumineuse formée par le faisceau laser sur le plan détection.

3. Nous définissons le contraste \mathcal{C} par le rapport :

$$\mathcal{C} = \frac{\phi_2 - \phi_1}{\phi_2 + \phi_1}$$

Exprimer ce contraste en fonction de l'écart Δ et du rayon a_P de la tache lumineuse, en se plaçant dans la limite $\Delta \ll a_P$.

4. Nous identifions a_p à a_d . Analyser la cause qui limite le contraste.

5. Notamment à cause de la dérive thermique de la cavité du laser, l'intensité lumineuse de ce dernier est susceptible de fluctuer (même sur de grandes échelles de temps). Expliquer alors pourquoi le contraste \mathcal{C} apparaît mieux adapté à la capture de l'écart Δ que simplement la différence $\Delta\phi = \phi_2 - \phi_1$.

C. Étude de la photodétection

Une photodiode est un dipôle électrocinétique non linéaire dont la caractéristique courant-tension est paramétrée par le flux lumineux (dans la gamme fréquentielle appropriée) que sa surface photosensible absorbe. La figure 3 symbolise ce composant. Soumis à la différence de potentiel V et absorbant le flux ϕ , ce photodétecteur est alors traversé par le courant $I = I(V, \phi)$.

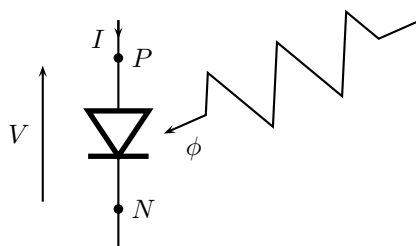


FIGURE 3 – Dipôle électrocinétique (PN) représentant une photodiode soumise à la différence de potentiel V et absorbant le flux lumineux ϕ . Il est alors traversé par le courant $I = I(V, \phi)$.

6. La sensibilité photonique du photodétecteur est définie par le rapport :

$$S = \left. \frac{\partial I}{\partial \phi} \right|_V \quad (\text{A} \cdot \text{W}^{-1})$$

Exprimer la sensibilité théorique S_{th} en considérant que chaque photon du flux lumineux ϕ génère, au sein de ce composant, une charge élémentaire e participant au courant I . Estimer S_{th} en adoptant les valeurs arrondies : $e = 1,5 \times 10^{-19} \text{ C}$ et $h = 5 \times 10^{-34} \text{ J} \cdot \text{s}$ (constante de PLANCK) et $\nu = 5 \times 10^{14} \text{ Hz}$ (fréquence de l'émission laser). Vérifier que le résultat obtenu est compatible avec la valeur de sensibilité déduite de la figure 4.

La réponse en courant de ce photodétecteur est (sensiblement) décrite par l'équation :

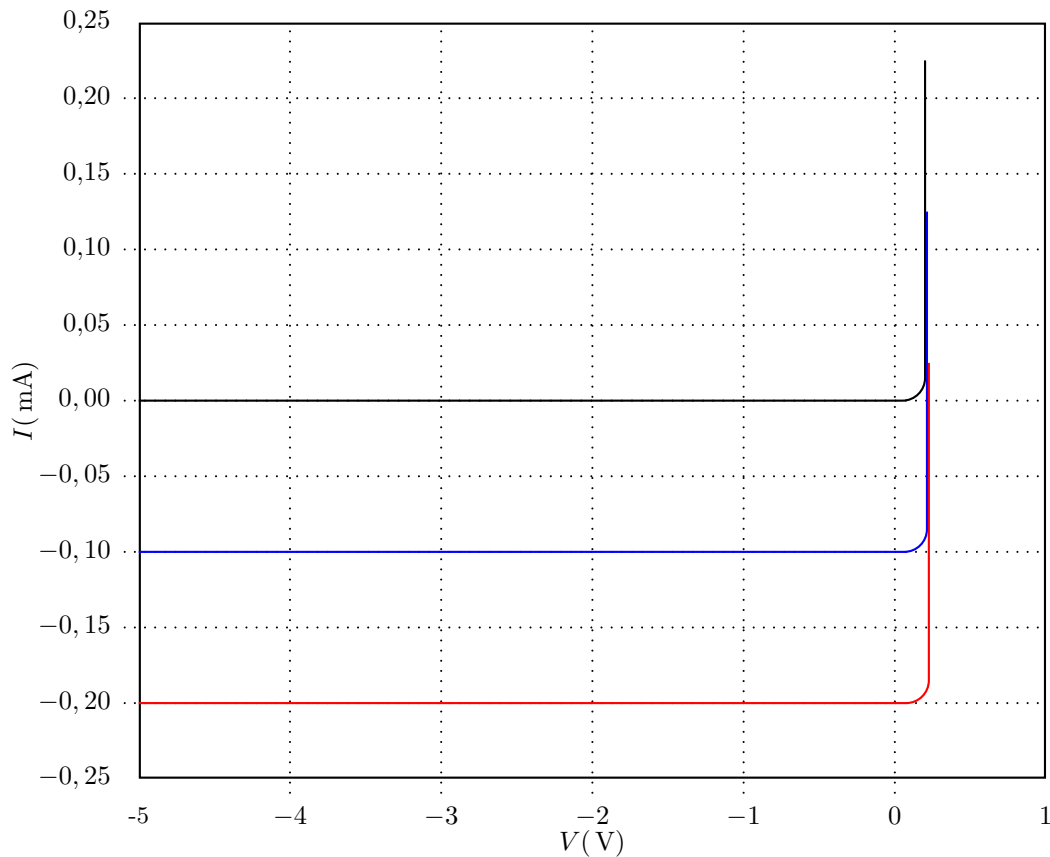


FIGURE 4 – Influence du flux lumineux sur la caractéristique courant-tension de la photodiode. Du haut vers le bas : $\phi = 0 \text{ mW}$, $\phi = 0,5 \text{ mW}$ et $\phi = 1 \text{ mW}$.

$$I(V, \phi) = I_{inv} \left(\exp \frac{V}{V_T} - 1 \right) - I_{ph}(\phi)$$

avec $V_T \simeq 25 \text{ mV}$ à une température voisine de 300 K .

Le courant I_{inv} est une constante positive (de l'ordre de quelques nA). Le courant d'origine photonique $I_{ph}(\phi)$, également positif, est considéré ne dépendre que du flux lumineux ϕ et lui être proportionnel. La figure 4 représente la caractéristique courant-tension d'une photodiode pour trois valeurs de flux. La valeur la plus élevée ($\phi = 1 \text{ mW}$) correspond à la puissance lumineuse du laser utilisé.

Ce photodétecteur est placé dans le circuit de polarisation présenté figure 5. La différence de potentiel U est délivrée par un générateur de tension continue (idéal). Pour la photodiode considérée, elle ne doit pas être inférieure à $U = -5 \text{ V}$.

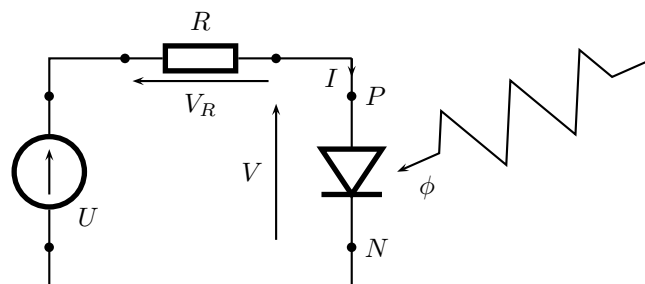


FIGURE 5 – Circuit de polarisation de la photodiode à l'aide d'une source de tension imposant la différence de potentiel continue U ($U = \text{Cste} < 0$) et d'une résistance R .

7. Illustrer, à partir du réseau de caractéristiques $I(V, \phi) = I_\phi(V)$ paramétré par le flux ϕ (figure 4), la construction graphique du point de fonctionnement (Q) adopté par le système, correspondant aux valeurs $U = -5 \text{ V}$, $\phi = 0,5 \text{ mW}$ et $R = 20 \text{ k}\Omega$.

8. La résistance R joue le rôle de convertisseur courant-tension $I \rightarrow V_R = RI$. Nous souhaitons que la différence de potentiel V_R permette la mesure d'un flux lumineux susceptible de varier dans la gamme $[0; 1] \text{ mW}$. Déterminer la valeur de la résistance R qui réalise le meilleur compromis, pour $U = -5 \text{ V}$.

L'équation $I(V, \phi)$ ne décrit la réponse du photodétecteur qu'en régime statique (tension V et flux ϕ constants). En régime variable, la photodiode révèle un comportement capacitif. Dans la situation considérée ($U < 0$), nous la modélisons par un générateur de courant ($-I_{ph}(\phi)$) commandé (linéairement) par le flux ϕ et comportant, en parallèle, une capacité C que nous considérerons comme indépendante de V . La figure 6 présente ce modèle.

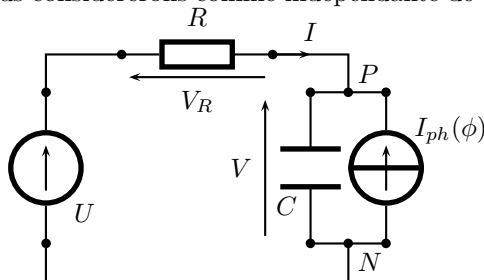


FIGURE 6 – Modélisation de la photodiode (dipôle PN) en régime dynamique, placée dans son circuit de polarisation ($U = \text{Cste} < 0; R$).

9. Dans le cadre de cette étude en régime dynamique, le courant $I_{ph}(\phi)$ devient une fonction (supposée connue) du temps t , par l'intermédiaire du flux ϕ . Établir l'équation différentielle vérifiée par le courant I .

10. Exprimer puis calculer la fréquence de coupure f_{cp} de ce photodétecteur dans son circuit de polarisation. On adoptera les valeurs suivantes : $R = 25 \text{ k}\Omega$ et $C = 40 \text{ pF}$.

11. La résistance R intervient dans l'expression du facteur de conversion courant-tension du photodétecteur, ainsi que dans celle de sa fréquence de coupure. Commenter le compromis qui apparaît entre sensibilité et temps de réponse. Les fréquences propres de vibration de la lame sont voisines de la fréquence propre $f_{p0} \simeq 100 \text{ kHz}$.

Problème n° 2 – Loi de Moore

Centrale MP 2015

Le premier circuit intégré composé de quelques transistors a été réalisé en 1958 par JACK KIBLY. Un circuit intégré se compose d'une plaque de silicium dont on a localement modifié les propriétés électriques grâce au dopage afin de créer des transistors interconnectés. Depuis lors les avancées technologiques, ainsi que les avancées en physique fondamentale ont permis de multiplier le nombre de transistors sur un circuit intégré : de 2 300 transistors en 1971, ce nombre est passé à $2,6 \times 10^9$ en 2013.

L'augmentation des performances de stockage est allée de pair. Il fallait une petite armoire pour stocker un disque dur d'un mégaoctet en 1964, actuellement un téraoctet (10^{12} octets) tient dans une main. En 1965 GORDON MOORE, un des fondateurs de la société Intel, énonce une conjecture (première loi de MOORE) :

La complexité des circuits intégrés d'entrée de gamme double tous les ans.

Dans ce problème on étudie quelques aspects de la physique et de la chimie dans les ordinateurs, qui ont permis la réalisation de la loi de MOORE jusqu'à nos jours.

Conseils généraux :

- Les applications numériques seront faites avec un nombre de chiffres significatifs adapté.
- Les données numériques sont fournies en fin d'énoncé.
- Les quatre parties du problème sont largement indépendantes, mais les données numériques fournies dans les différentes parties sont susceptibles d'être utilisées dans toutes les parties.
- Certaines questions, repérées par la fonte sans serif comme ici, ne sont pas guidées. Elles nécessitent plus de temps pour élaborer un modèle ou un raisonnement, le barème en tient compte.

A. Numérisation avant stockage

Dans tout système de stockage numérique de données, la première étape est celle de la numérisation. Les signaux du monde réel sont analogiques, pour les transformer en signaux numériques on utilise un convertisseur numérique analogique, noté CAN par la suite. Au cœur de tous les convertisseurs se trouve un compteur (noté F sur la figure 7), commandé par un signal d'horloge (noté D) qui incrémente le compteur à chaque bip d'horloge (le compteur est lui même commandé par une logique de commande notée E). La fréquence du signal d'horloge est de l'ordre de quelques GHz, on la suppose parfaitement stable. Le compteur compte à partir de zéro, dès que la commande de compter lui a été donnée, au rythme imposé par le signal d'horloge. Il fournit en sortie un nombre codé sur N bits.

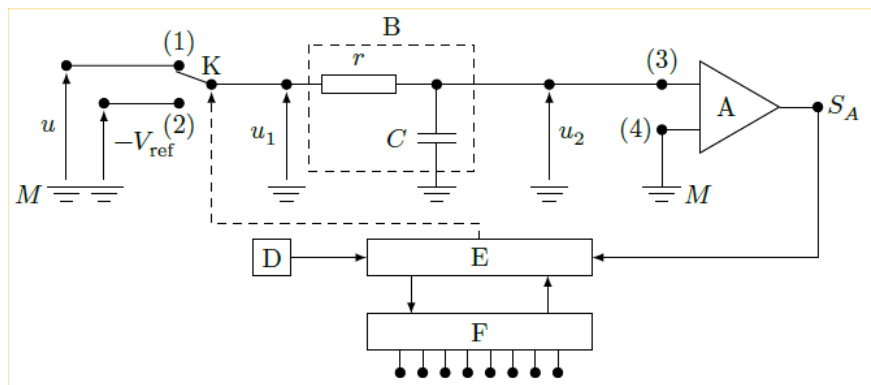


FIGURE 7 – CAN de type série

1. Avec quelle précision maximale mesure-t-on une durée à l'aide d'un compteur dont le signal d'horloge a une fréquence $f_{ck} = 1 \text{ GHz}$?

L'architecture des premiers CAN était de type série, elle est modélisée par le dispositif schématisé sur la figure 7. La tension positive u dont la valeur est comprise entre 0 V et V_{ref} ($V_{ref} = 2 \text{ V}$), supposée constante pendant la durée de la numérisation, est convertie en un nombre s_N . Le convertisseur est composé d'un circuit r, C formant le bloc B, d'un comparateur A, et d'éléments intégrés parmi lesquels le bloc logique de commande E, le générateur de signal d'horloge D et le compteur sur N bits F. Les résistances d'entrée des blocs A, E et F sont infinies. Le module A compare les potentiels des nœuds (3) et (4). Lorsque $V_{(3)} > V_{(4)}$, son potentiel de sortie V_{SA} est au niveau haut, de sorte que $v_{SA} = V_{SA} - V_M = 5 \text{ V}$. Lorsque $V_{(3)} < V_{(4)}$, son potentiel de sortie est au niveau bas ($v_{SA} = 0 \text{ V}$). Il commande ainsi le bloc logique E. l'interrupteur K est commandé par le bloc logique E, ce qui est symbolisé par un trait pointillé.

2. Préciser ce qu'on appelle masse dans un montage électrique. Représenter le graphe de la tension $v_{SA} = V_{SA} - V_M$ en fonction de u_2 .

3. Partant d'une situation où le condensateur est déchargé, E commande à l'instant $t = 0$ la mise en position (1) de l'interrupteur K. L'interrupteur reste dans cette position pendant une durée $t_1 = \frac{2^N - 1}{f_{ck}}$ qui correspond à un cycle complet de comptage du compteur sur N bits. Étudier u_2 en fonction du temps entre $t = 0$ et t_1 . Faire apparaître une constante τ , homogène à un temps, caractéristique du bloc B.

Pour toute la suite, on choisit les valeurs de r et C de sorte que $t_1 \ll \tau$.

4. Donner alors l'expression simplifiée de u_2 en fonction du temps, ainsi que le lien simplifié entre u_1 et $\frac{du_2}{dt}$. Quelle est alors la fonction du bloc B? Que vaut v_{SA} entre 0 et t_1 ?

5. Le bloc de commande fait basculer l'interrupteur K en position (2) à l'instant t_1 et déclenche le comptage. Celui-ci dure jusqu'à l'instant $t_1 + t_2$ tel que le signal v_{SA} soit modifié. Exprimer t_2 en fonction de u , t_1 et V_{ref} . Représenter sur un même graphe u_2 et u_1 en fonction du temps, entre $t = 0$ et $t = t_1 + t_2$. Quel est le lien entre s_N et t_2 ?

6. Quelle est la durée maximale de la conversion analogique numérique pour un convertisseur 8 bits commandé par un signal d'horloge de fréquence $f_{ck} = 1 \text{ GHz}$? En déduire une condition sur la fréquence des signaux qu'on peut numériser avec un tel convertisseur. Commenter.

Les convertisseurs plus récents ont une architecture parallèle. La figure 8 représente un convertisseur 3 bits, qui convertit une tension u qui vérifie $0 < u < V_{ref}$. Il est composé de 7 comparateurs, d'une logique de commande de résistances de valeur $r, 2r$ et $3r$. Les comparateurs ont une impédance d'entrée infinie et délivrent un signal logique qui est au niveau haut lorsque la patte reliée à u a un potentiel supérieur à celui de la patte reliée à V_{ref} par l'intermédiaire des résistances.

7. Expliquer le fonctionnement de ce convertisseur. On note u_N la tension numérisée, reconstituée à partir de s_N . Comment passe-t-on de s_N à u_N ?

8. Pour un convertisseur 8 bits, combien faut-il de comparateurs? Quels sont les avantages et inconvénients comparés des convertisseurs série et parallèle ?

9. La figure 9 représente le signal numérisé s_N en fonction de la tension à numériser u . Que vaut N dans l'exemple donné? Donner les valeurs de s_N en base 2 et de u_N pour $u = 1,28 \text{ V}$. Quel type d'erreur induit la numérisation? Préciser l'écart maximal entre la valeur de la tension numérisée u_N et u .

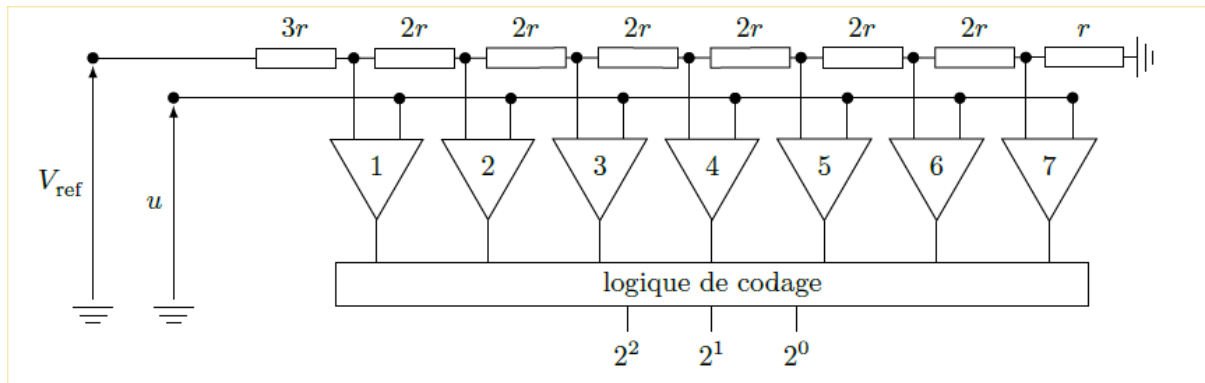


FIGURE 8 – CAN de type parallèle

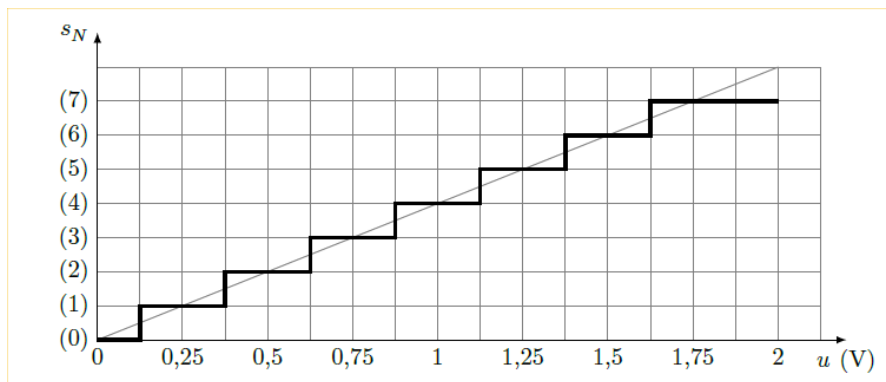


FIGURE 9 – Tension numérisée

On souhaite enregistrer un signal musical avec une haute fidélité. Le signal à échantillonner possède des harmoniques très élevées, qui risquent de nuire à la qualité de l'enregistrement. Avant la numérisation, le signal doit être filtré. Un document en annexe fournit les spécifications du LMF100, qui est un composant intégré. Il réalise différents types de filtrages, selon les branchements qu'on lui applique. Dans ce document, la grandeur s est égale à $j\omega$ où ω est la pulsation des signaux sinusoïdaux et $j^2 = -1$.

- 10. Quel type de filtre doit-on utiliser et pourquoi ? Préciser la bande de fréquences qu'il doit sélectionner.
- 11. Proposer une valeur de la fréquence d'échantillonnage adaptée à la situation.

12. Quatre essais ont été réalisés en laboratoire, à quatre fréquences différentes, avec un filtre d'ordre 2 réalisé avec le LMF100. Sur les quatre oscillogrammes relevés à la figure 10, $s_2(t)$ désigne la tension de sortie du filtre et $s_1(t)$ la tension d'entrée. Déduire de ces quatre essais la nature du filtre testé, ainsi que ses caractéristiques : fréquence propre, fréquence de coupure, facteur de qualité. Expliciter clairement la démarche et commenter les résultats obtenus.

B. Les matériaux

La liste des matériaux présents dans un ordinateur est très longue, nous en étudierons deux : le cuivre et le silicium. Le cuivre car il est présent dans les fils de connexions, le silicium, car il est le matériau de base de toute l'industrie des semi-conducteurs, sans la maîtrise de sa purification et de sa constitution en monocristal, il n'y aurait pas d'ordinateurs tels que nous les connaissons.

Le cuivre est un métal très bon conducteur de l'électricité. On envisage dans un premier temps un atome de cuivre considéré isolément, dans son état fondamental.

- 13. Combien d'électrons possède un atome de cuivre ? Combien d'électrons de valence possède-t-il ?
- 14. Comment se répartissent les électrons sur les niveaux d'énergie accessibles ?

On considère désormais les atomes de cuivre assemblés dans un cristal. Les électrons sont des particules indiscernables, une conséquence du principe d'exclusion de PAULI est alors la démultiplication des niveaux d'énergie accessibles aux électrons, qui se répartissent en bandes de niveaux très voisins. On distingue les deux bandes d'énergie les plus hautes, la bande de valence d'énergie maximale E_V et la bande de conduction d'énergie minimale E_C , voir la figure 11.

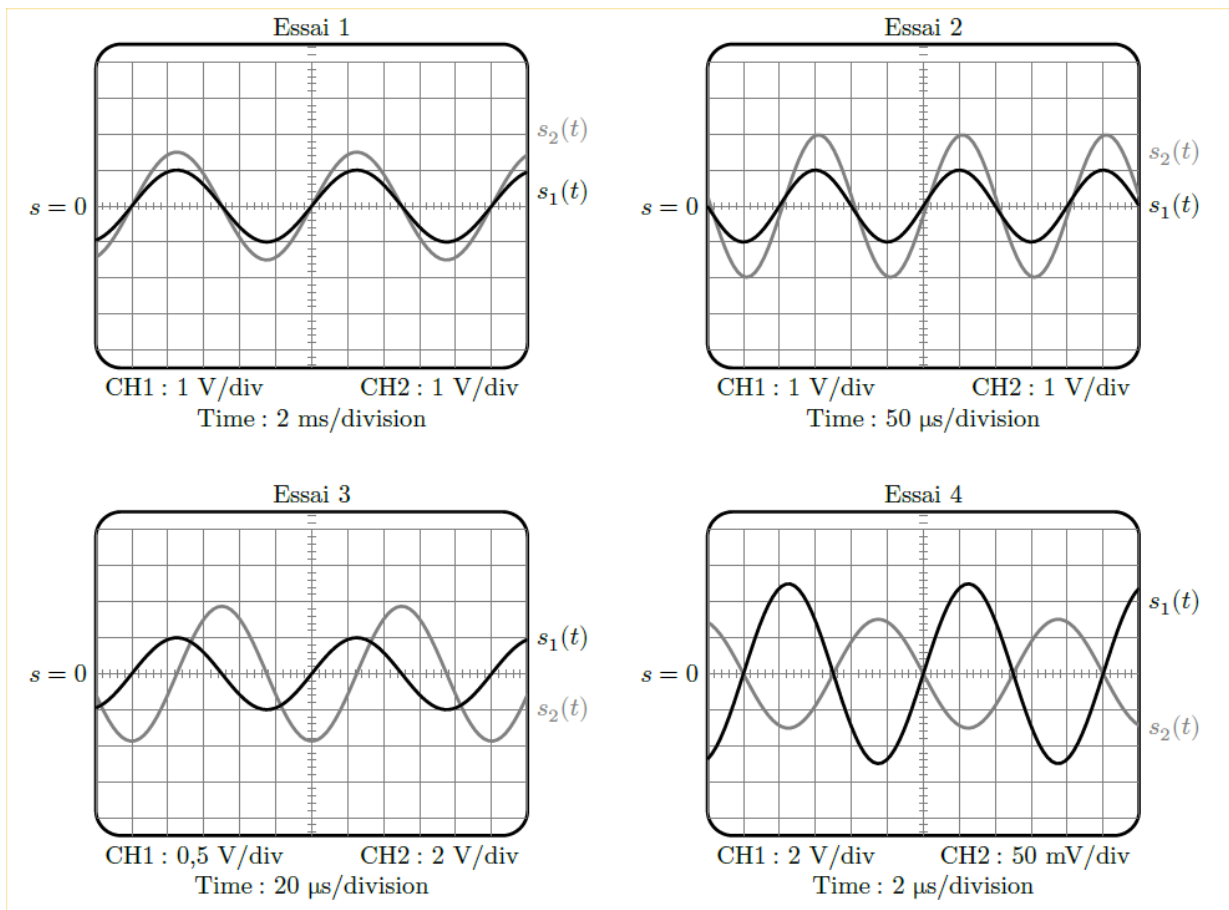


FIGURE 10 – Étude du filtre

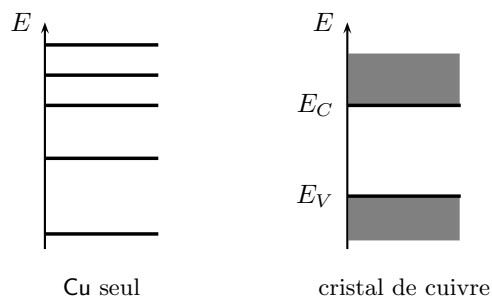


FIGURE 11 – Modèle des bandes

Lorsqu'un électron est dans la bande de conduction, il n'est plus attaché à un atome particulier du cristal, il est délocalisé, et peut se déplacer à l'intérieur du réseau, comme le ferait une molécule dans un gaz. On parle alors d'électron de conduction. Lorsqu'un électron est dans la bande de valence, il est attaché à un atome particulier du cristal et ne peut pas s'en détacher.

Lorsqu'un électron est dans la bande de valence, il est attaché à un atome particulier du cristal et ne peut pas s'en détacher. La loi de distribution des électrons dans les niveaux d'énergie est la loi de FERMI-DIRAC, selon laquelle la probabilité $F(U_i)$ pour un électron d'occuper le niveau d'énergie U_i est :

$$F(U_i) = \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{U_i - E_F}{kT}\right)}$$

où E_F est une constante caractéristique du matériau, homogène à une énergie, appelée niveau d'énergie de FERMI, k est la constante de BOLTZMANN et T la température du cristal à l'équilibre thermique.

15. Dans un conducteur $E_F > E_C$, représenter la fonction $F(U_i)$ pour $U_i > E_C$, pour une valeur quelconque de la température et pour $T \rightarrow 0$.

16. En déduire une propriété remarquable du cuivre.

Pour réaliser un microprocesseur, on doit disposer d'un morceau de silicium monocristallin, dans lequel on introduit très précisément diverses impuretés. On s'intéresse ici au silicium. Le silicium cristallise, comme le carbone, en un cristal covalent qui a la structure du diamant. C'est à dire que les atomes de silicium occupent les nœuds d'une maille CFC et les centres de la moitié des sites tétraédriques.

17. Représenter la maille de silicium, calculer son paramètre de maille. Calculer la plus petite distance entre deux atomes de silicium. La structure est-elle compacte ?

18. Le modèle des bandes exposé pour le cuivre s'applique aussi au silicium. Mais dans le cas du silicium, le niveau d'énergie de FERMİ E_F se situe dans la bande interdite : $E_V < E_F < E_C$. Comment se comporte le silicium à très basse température ? Justifier que la conductivité du silicium croît avec la température.

Annexe 1

Constante d'Avogadro

$$N_a = 6,02 \times 10^{23} \text{ mol}^{-1}$$

Constante de Boltzmann

$$k = 1,38 \times 10^{-23} \text{ J}\cdot\text{K}^{-1}$$

Constante universelle des gaz parfaits

$$R = 8,31 \text{ J}\cdot\text{K}^{-1}\cdot\text{mol}^{-1}$$

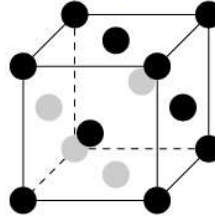
Masse d'un électron

$$m_e = 9,1 \times 10^{-31} \text{ kg}$$

Expression du facteur de Boltzmann

$$\exp\left(-\frac{e}{kT}\right)$$

Maille d'un réseau cubique faces centrées

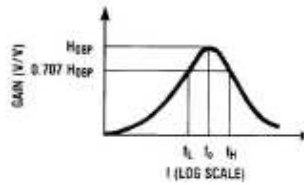
*Données sur le cuivre et le silicium*

	Cu	Si
Numéro atomique	29	14
Masse atomique relative (g·mol ⁻¹)	63,546	28,0855
Température de fusion (°C)	1083	1410
Température d'ébullition (°C)	2567	2355
État de la matière à 20 °C et 1 bar	solide	solide
Densité à 20 °C (g·cm ⁻³)	8,92	2,33
Niveaux d'oxydation	1 ou 2	-4 ou 4
Électronégativité	1,75	1,74
Rayon atomique (pm)	127,8	117,6
Configuration électronique	[Ar]3d ¹⁰ 4s ¹	[Ne]3s ² 3p ²
Énergie d'ionisation (eV)	7,7264	8,1517
Fraction de masse dans le géosphère (%)	0,01	25,8
Conductivité électrique (S·m ⁻¹)	59,6×10 ⁶	2,52×10 ⁻⁴
Conductivité thermique (W·m ⁻¹ ·K ⁻¹)	401	148
Chaleur massique (J·kg ⁻¹ ·K ⁻¹)	380	700

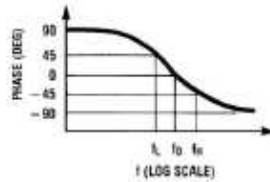
Annexe 2

Filtres réalisables avec le LMF100

$$H_{BP}(s) = \frac{H_{OBP} \frac{\omega_0}{Q} s}{s^2 + \frac{s\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$



(a)



(b)

$$Q = \frac{f_0}{f_H - f_L}; f_0 = \sqrt{f_L f_H}$$

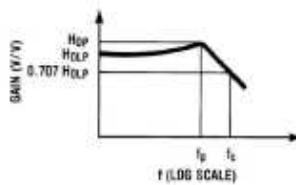
$$f_L = f_0 \left(\frac{-1}{2Q} + \sqrt{\left(\frac{1}{2Q}\right)^2 + 1} \right)$$

$$f_H = f_0 \left(\frac{1}{2Q} + \sqrt{\left(\frac{1}{2Q}\right)^2 + 1} \right)$$

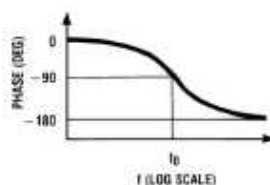
$$\omega_0 = 2\pi f_0$$

FIGURE 1. 2nd-Order Bandpass Response

$$H_{LP}(s) = \frac{H_{OLP} \omega_0^2}{s^2 + \frac{s\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$



(a)



(b)

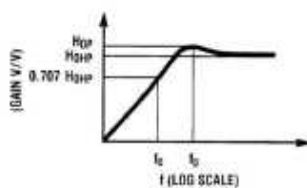
$$f_c = f_0 \times \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right) + \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right)^2 + 1}}$$

$$f_p = f_0 \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}$$

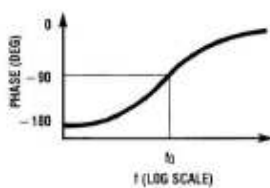
$$H_{OP} = H_{OLP} \times \frac{1}{Q \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}}$$

FIGURE 2. 2nd-Order Low-Pass Response

$$H_{HP}(s) = \frac{H_{OHP} s^2}{s^2 + \frac{s\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$



(b)



$$f_c = f_0 \times \left[\sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right) + \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right)^2 + 1}} \right]^{-1}$$

$$f_p = f_0 \times \left[\sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}} \right]^{-1}$$

$$H_{OP} = H_{OHP} \times \frac{1}{Q \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}}$$

FIGURE 3. 2nd-Order High-Pass Response

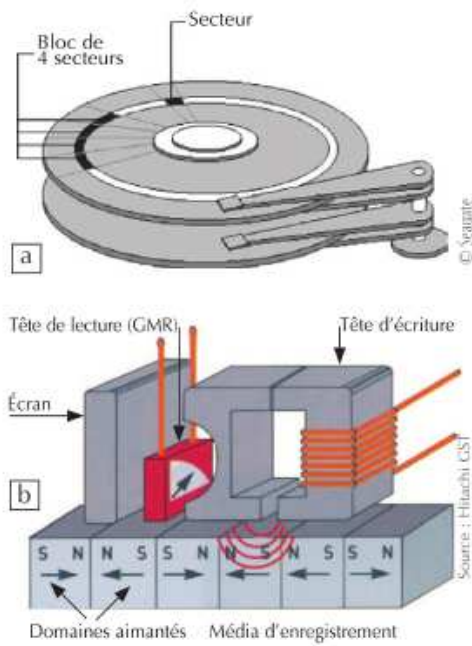
Annexe 3

Spécification du microprocesseur i7-4500U

Status	Launched
Launch Date	Q3'13
DMI2	5 GT/s
Processor Number	i7-4500U
# of Cores	2
# of Threads	4
Clock Speed	1.8 GHz
Max Turbo Frequency	3 GHz
Intel® Smart Cache	4 MB
Instruction Set	64-bit
Instruction Set Extensions	SSE 4.1/4.2, AVX 2.0
Lithography	22 nm
Max TDP	15 W
Recommended Customer Price	TRAY: \$393.00
Max Memory Size (dependent on memory type)	16 GB
Memory Types	DDR3L-1333/1600; LPDDR3-1333/1600
# of Memory Channels	2
Max Memory Bandwidth	25.6 GB/s
PCI Express Revision	2.0
PCI Express Configurations †	4x1, 2x4
Max # of PCI Express Lanes	12
Max CPU Configuration	1
T _{JUNCTION}	100°C
Package Size	40mm x 24mm x 1.5mm
Sockets Supported	FCBGA1168
Low Halogen Options Available	See MDDS

Annexe 4

Représentation schématique d'une tête de lecture et d'un disque dur



2. Schémas de principe d'un disque dur (a) et d'une tête de lecture/écriture magnétorésistive (b).

Évolution des capacités de stockage des disques durs au cours du temps

