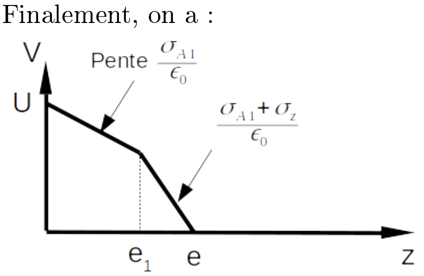
Devoir de synthèse de Physique

2ème année, 25 Janvier 2019 : Correction et barême

Partie 1 : Le transistor MOS	**Points**	**Total question**
Question 1 **Symétries** : puisque les armatures sont considérées comme infinies, quel que soit M situé dans l'espace inter-armatures, tout plan parallèle à $(\vec{u}_y, \vec{u}_z)$ passant par M est plan de symétrie de la distribution de charges, ainsi que tout plan parallèle à $(\vec{u}_x, \vec{u}_z)$. Le champ électrique ne possède donc qu'une composante le long de (Oz) : $\vec{E} = E_z(x, y, z,)\, \vec{u}_z$	1	2
Invariances : la distribution de charges est invariante par translation le long de (Ox) et de (Oy), le champ électrique ne dépend donc ni de x ni de y.	1	
Question 2 On prend une boîte de Gauss cylindrique d'axe (Oz) (ou parallélépipède rectangle dont les arêtes sont parallèles aux axes du repère) avec deux surfaces S **dans** les armatures => dessin avec la surface envisagée et les densités de charge σ_{AO} et σ_{B0} indiquées	1	3
Le théorème de Gauss implique : $\oiint \vec{E}.\vec{dS} = \dfrac{(\sigma_{A0} + \sigma_{B0})S}{\epsilon_0}$	1	
Le champ est nul dans les armatures métalliques, le flux est nul à travers la surface cylindrique d'axe Oz donc : $0 = \dfrac{(\sigma_{A0} + \sigma_{B0})S}{\epsilon_0}$ D'où il vient $\sigma_{A0} = -\sigma_{B0}$	1	
Question 3 On doit utiliser : $\vec{\nabla}.\vec{E} = \dfrac{\rho}{\epsilon_0} = 0$ car il n'y a pas (nulle part) de charge volumique .	1	4
La divergence se réduit à : $\dfrac{\partial E_z}{\partial z} = 0$	1	
D'où il vient : $E_z = A =$ constante	1	
Le théorème de Coulomb (ou les relations de passage) donnent la valeur du champ juste au dessus de l'armature (A) où : $E_z = \dfrac{\sigma_{A0}}{\epsilon_0}$ Donc, le champ étant constant, cette valeur est la même dans tout l'espace interarmature.	1	
Question 4 On a : $U = \displaystyle\int_0^e \vec{E}.dz\vec{u}_z = \int_0^e \frac{\sigma_{A0}}{\epsilon_0} dz = \frac{\sigma_{A0}}{\epsilon_0} e$	1	3
Donc : $U = \dfrac{Q_{A0}}{\epsilon_0 S} e$ et $\dfrac{U}{Q_{A0}} = \dfrac{1}{\epsilon_0 S} e$ donc $C = \dfrac{\epsilon_0 S}{e}$	2	

Question 5 A.N. $C = 0.21$ fF	2	2
Question 6 On prend une boîte de Gauss similaire à la question 2, mais cette fois avec une face perpendiculaire à l'axe (Oz) située à la côte z comprise entre 0 et e. Cette fois, le flux de $\vec{E}$ à travers cette boîte de Gauss vaut $E_z S$ D'après le théorème de Gauss on peut donc écrire : **Si** $z < e_1$ $E_z S = \frac{\sigma_{A1} S}{\epsilon_0} \implies E_z = \frac{\sigma_{A1}}{\epsilon_0}$ **Si** $z > e_1$ $E_z S = \frac{(\sigma_{A1} + \sigma_z) S}{\epsilon_0} \implies E_z = \frac{\sigma_{A1} + \sigma_z}{\epsilon_0}$	2 1 1+1	5
Question 7 Le champ électrique ne possède qu'une composante normale à l'interface contenant σ_z. La composante tangentielle est donc nulle et nécessairement continue La composante normale du champ $\vec{E}$ au voisinage de $z = e_1$ subit une discontinuité de : $\vec{E}(e_1^+) - \vec{E}(e_1^-) = \frac{\sigma_{A1} + \sigma_z}{\epsilon_0} - \frac{\sigma_{A1}}{\epsilon_0} = \frac{\sigma_z}{\epsilon_0}$ ce qui est bien conforme aux relations de passage connues.	1 2	3
Question 8 On a : $U = \int_0^e \vec{E}.dz\vec{u}_z = \int_0^{e_1} \frac{\sigma_{A1}}{\epsilon_0} dz + \int_{e_1}^{e} \frac{\sigma_{A1} + \sigma_z}{\epsilon_0} dz = \frac{\sigma_{A1}}{\epsilon_0} e_1 + \frac{\sigma_{A1} + \sigma_z}{\epsilon_0}(e - e_1)$ $U = \frac{\sigma_{A1}}{\epsilon_0} e + \frac{\sigma_z}{\epsilon_0}(e - e_1)$ d'où $\sigma_{A1} = \frac{\epsilon_0 U}{e} - \sigma_z (1 - \frac{e_1}{e})$ Sans la présence de σ_z le même calcul donne : $\sigma_{A0} = \frac{\epsilon_0 U}{e}$ On a donc $\Delta\sigma = -\sigma_z (1 - \frac{e_1}{e})$	 3 2 1	6
Question 9 On sait que $\vec{E} = -\vec{\nabla} V$. Donc la pente de la chute de potentiel entre $z = 0$ et $z = e$ est proportionnelle à la valeur du champ. $z < e_1 : V(z) = -\frac{\sigma_{A1}}{\epsilon_0} z + A$ $z > e_1 : V(z) = -\frac{\sigma_{A1} + \sigma_z}{\epsilon_0} z + B$ Avec les conditions aux limites imposées, on a : $A = U$ Avec la continuité des potentiels, on peut trouver aussi : $A = \frac{\sigma_{A1}}{\epsilon_0} e + \frac{\sigma_z}{\epsilon_0}(e - e_1) = U$ $B = \frac{\sigma_{A1} + \sigma_z}{\epsilon_0} e$ Finalement, on a :  	2 2 3	7

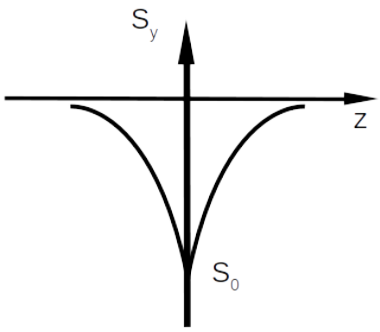
Question 10 **Bonus** : dans les conditions imposées : $\sigma_z > 0$, la présence de la charge fixe fait diminuer le courant dans le canal, et donc la puissance disponible pour les applications.	2	2 (bonus)
Question 11 Dans l'espace interarmatures, en utilisant le théorème de Gauss intégral avec la même boîte de Gauss que dans la question 6, on trouve : $\oiint \epsilon \vec{E}.\vec{dS} = \sigma_{A2}$ donc : $E_z = \frac{\sigma_{A2}}{\epsilon_1}$ si $z < e_1$ $E_z = \frac{\sigma_{A2}}{\epsilon_2}$ si $e_1 < z < e$	1	5
On a donc : $U = \int_0^e \vec{E}.dz\vec{u}_z = \int_0^{e_1} \frac{\sigma_{A2}}{\epsilon_1} dz + \int_{e_1}^{e} \frac{\sigma_{A2}}{\epsilon_2} dz = \frac{\sigma_{A2}}{\epsilon_1} e_1 + \frac{\sigma_{A2}}{\epsilon_2}(e - e_1)$	2	
Ce qui donne : $C = \frac{S}{\frac{e_1}{\epsilon_1} + \frac{e - e_1}{\epsilon_2}}$	1	
A épaisseur e égale, la capacité est au moins 4 fois plus grande avec cet empilement.	1	
Question 12 **Première solution :** On considère une petite portion du canal d'épaisseur dz et de volume $WLdz$. Cette portion subit toute la chute de tension V_{SD} et est traversée par une fraction dI du courant. Sa résistance élémentaire dR s'écrit donc : $dR = \frac{V_{SD}}{dI}$ $dI = \vec{j}(z).\vec{dS}$ On prend une surface $dS = Wdz$ orientée par $\vec{u}_y$ On a donc : $dI = j(z)Wdz$ Par ailleurs dans ce même élément : $V_{DS} = \int \vec{E}_{SD}.\vec{dl} = \int E_{SD}dy = \int \rho(z)j(z)dy$ $V_{DS} = (\rho_0 - \alpha z)j(z)L$		6
Ce qui donne $dR = \frac{(\rho_0 - \alpha z)j(z)L}{j(z)Wdz} = \frac{(\rho_0 - \alpha z)L}{Wdz}$	3	
On associe les éléments dR **en parallèle** $\frac{1}{R} = \int \frac{1}{dR} = \frac{Wdz}{L(\rho_0 - \alpha z)} = -\frac{W}{\alpha L}\left[ln(\rho_0 - \alpha z)\right]_{-a}^{0} = -\frac{W}{\alpha L} ln \frac{\rho_0}{\rho_0 + \alpha a}$ Donc $R = \frac{\alpha L}{W\, ln(1 + \frac{\alpha a}{\rho_0})}$	3	
Seconde solution : (accepter l'une ou l'autre) $I = \iint_S \vec{j}(z).\vec{dS} = \iint_S \frac{E_{SD}}{\rho(z)} Wdz = \iint_S \frac{WE_{SD}dz}{(\rho_0 - \alpha z)} = -\frac{WE_{SD}}{\alpha}(ln\frac{\rho_0}{\rho_0 + \alpha a})$	(3)	
D'où $R = \frac{E_{SD}L\alpha}{WE_{SD}ln(1 + \frac{\rho_0}{\alpha a})} = \frac{\alpha L}{W\, ln(1 + \frac{\alpha a}{\rho_0})}$	(3)	
Question 13 Application numérique : $R = 14\ \Omega$ (attention : $10^{-4}\ \Omega.cm = 10^{-6}\ \Omega.m$)	2	2
	Total	48+2

Partie 2 : les moteurs synchrones	**Points**	**Total question**

Question 1 Direction : Le plan perpendiculaire à l'axe (Ox) passant par O est un plan de symétrie de la distribution de courant. Le champ magnétique est donc perpendiculaire à ce plan (ou : tous les plans contenant l'axe... avec rédaction correcte). D'où $B(\vec{O}) = B_x\vec{u}_x$ Sens : En outre, d'apres la figure 4, dans la base cylindrique $(u_r,\ u_\theta,\ u_x)$, le courant i dans les solénoides, tourne dans le sens θ positif autour de l'axe Ox. Le théorème d'Ampere, implique donc que le champ $\vec{B}$ créé par les deux solénoides est orienté dans le sens positif de l'axe Ox.	2 2	4
Question 2 Schéma simplifié du système électrique $\underline{u(t)} = (R_0 + R + jL\omega_0)\ \underline{i_1}$ $\underline{u(t)} = (R_0 + R + jL\omega_0 + \dfrac{1}{jC\omega_0})\ \underline{i_2}$ Exiger que l'équation soit en complexe (obligatoire pour la suite) D'où : $I_1 = \dfrac{U_0}{\sqrt{(R+R_0)^2 + (L\omega_0)^2}}$ $I_2 = \dfrac{U_0}{\sqrt{(R+R_0)^2 + (L\omega_0 - \frac{1}{C\omega_0})^2}}$ Et $\varphi_1 = arctan(\dfrac{L\omega_0}{R+R_0})$ $\varphi_2 = arctan(\dfrac{L\omega_0 - \frac{1}{C\omega_0}}{R+R_0})$ En cas d'erreur de signe, compter juste si tout est cohérent (si la seule faute est de ne pas avoir pris en compte le « moins » dans l'expression donnée de i_1 et i_2).	1 1+1 1+1 1+1	7
Question 3 Pour avoir $I_1 = I_2$ il faut $(L\omega_0)^2 = (L\omega_0 - \frac{1}{C\omega_0})^2$ Soit : $C = \dfrac{1}{2L\omega_0^2}$	2	2
Question 4 Le champ $\vec{B}$ est obtenu par le principe de superposition : $\vec{B_T} = KI_1cos(\omega_0 t - \varphi_1)\ \vec{u}_x + KI_2cos(\omega_0 t - \varphi_2)\ \vec{u}_y$ Mais comme $I_1 = I_2$ et $\varphi_2 = \varphi_1 + \frac{\pi}{2}$, on peut écrire : $\vec{B_T} = KI_1cos(\omega_0 t - \varphi_1)\ \vec{u}_x + KI_1sin(\omega_0 t - \varphi_1)\ \vec{u}_y$	1 1	2
Question 5 On peut ré-écrire $\vec{B}$ sous la forme : $\vec{B_T} = KI_1cos(\omega_0 t - \varphi_1)\ \vec{u}_x + KI_1sin(\omega_0 t - \varphi_1)\ \vec{u}_y = B_x\ \vec{u}_x + B_y\ \vec{u}_y$ Or $B_x^2 + B_y^2 = K^2I_1^2$ est l'équation d'un cercle de rayon KI_1. Le champ décrit bien un cercle (accepter toute formulation équivalente).	2	2
Question 6 $\theta(t) = (\omega - \omega_0)t + \theta_0$	1	1
Question 7 $\left\Vert\vec{\Gamma}\right\Vert = M_0 \left\Vert\vec{B_T}\right\Vert\ \left\vert sin(\vec{M}, \vec{B_T})\right\vert = M_0 \left\Vert\vec{B_T}\right\Vert\ \left\vert sin\left[(\omega-\omega_0)t + \theta_0\right]\right\vert$ Le moteur ne peut fonctionner que pour $\omega = \omega_0$ car sinon la valeur moyenne de la valeur algébrique du couple est nulle.	1 1	2

Question 8 Le flux s'écrit : $\phi = \vec{B_T}.\vec{S} = \left\Vert \vec{B_T} \right\Vert S\ cos(\theta(t))$ On a alors $\frac{d\phi}{dt} = -S \left\Vert \vec{B_T} \right\Vert \mathring{\theta}(t) sin(\theta(t))$	1	1
Question 9 il y a induction dans le rotor car le flux varie avec le temps, qui se traduit par l'ajout d'un générateur de tension d'induction mutuelle dans le circuit électrique du rotor, donc variation de i due à cette tension supplémentaire (ou formulation équivalente).	2	2
Question 10 Le moment magnétique envoie du flux dans le stator également (lignes de champ créées par $\vec{M}$ qui sont envoyées dans le circuit du stator). Donc il faudrait rajouter également un terme d'induction mutuelle dans le circuit de la figure 5 (ou formulation équivalente).	2	2
Question 11 Schéma avec induction mutuelle quelle que soit la façon dont elle est notée dans le circuit (deux circuits avec une double flèche au dessus de laquelle on indique le coefficient d'induction mutuelle M, ou présence de générateurs d'induction dans les deux circuits). Equation électrique, avec toujours M le coefficient d'induction mutuelle : $u_r(t) = R_r i(t) + L_r \dfrac{di(t)}{dt} + M(t)\dfrac{d(i_1(t)+i_2(t))}{dt}$ Bonus si quelqu'un remarque que M varie avec le temps	2 2 2	4+2
	Total	29+2

Partie 3 : Ondes	**Points**	**Total question**
Question 1 L'onde se propage le long de Oy	1	1
Question 2 Elle n'est pas uniforme (son amplitude dépend des coordonnées de l'espace)(L'amplitude varie dans le plan d'onde).	1	1
Question 3 Elle est polarisée le long de Oy	2	2
Question 4 Elle est longitudinale (direction de polarisation = direction de propagation)	1	1
Question 5 On obtient la longueur d'onde avec $k\lambda = 2\pi$, soit $\lambda = 31.7$ cm La vitesse de propagation est obtenue par $k = \frac{\omega}{v}$ Donc $v = \dfrac{2\pi.915.10^6}{19.8}$ $v = 2.9.10^8\ m.s^{-1}$	1+1	2
Question 6 Si on se met le long de l'axe Oz, alors on a $x = 0$ et $y = 0$, si en plus on fixe $t = \frac{T}{2}$, alors il reste : $S_y = -S_0 e^{-\delta\|z\|}$	3	6 + 2 (bonus)

 	3 (dessin)	
Bonus si l'axe z possède des valeurs en cohérence avec la valeur de δ	2	
Question 7 Au point $O(0\,;0\,;0)$ l'expression de l'onde se réduit à : $\vec{S}(x,y,z,t) = S_0 cos(\omega t)\,\vec{u}_y$ S_y est donc un cosinus d'amplitude S_0	2	5
Le point $M(0\,;7.9\text{ cm}\,;0)$ est situé à $\lambda/4$, il vibre donc en quadrature par rapport au point O (la phase du cosinus est donc de $\pi/2$)	2	
Dessin associé aux deux ondes, déphasées de $\pi/2$ (vérifier que les fonctions dessinées sont bien en quadrature, temps de propagation $\frac{T}{4}$)	1	
	Total	18+2 (bonus)