

**BANQUE D'ÉPREUVES DUT-BTS
-SESSION 2014-**

É P R E U V E

D'ÉLECTRICITE - ÉLECTRONIQUE

CODE ÉPREUVE : 968

Tous appareils électroniques interdits (y compris calculatrice)

Documents interdits

DURÉE DE L'ÉPREUVE : 2H30

Avertissement concernant l'ensemble de l'épreuve :

Pour chaque question, indiquez sur le document-réponse si les affirmations sont vraies ou fausses.

Lorsqu'une question comporte un résultat numérique à vérifier, ce résultat doit être considéré comme « vrai » si l'égalité est vérifiée à $\pm 5\%$.

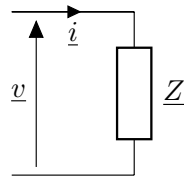
La calculatrice et tous documents sont interdits.

ÉLECTRICITÉ GÉNÉRALE – SYSTÈMES LINÉAIRES

Question 1

À une grandeur sinusoïdale $x(t) = \sqrt{2}X \cos(\omega t + \varphi)$ avec $X > 0$, on associe la grandeur complexe $\underline{x} = X \cdot e^{j\varphi}$, avec $j^2 = -1$. On note \underline{x}^* le complexe conjugué de \underline{x} . La valeur efficace de la grandeur est notée X et son argument (ou phase) est noté φ .

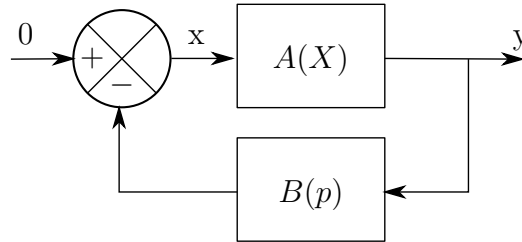
On considère une charge d'impédance complexe \underline{Z} en adoptant les conventions du schéma ci-dessous.



- (A) La tension $v(t)$ est donnée par l'expression $v(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re}(\underline{Z} \cdot \underline{i} \cdot e^{j\omega t})$.
- (B) La valeur efficace du courant est donnée par l'expression $i_{\text{eff}} = \left| \frac{\underline{v}}{\sqrt{2}\underline{Z}} \right|$.
- (C) La puissance active dissipée dans la charge est $P = |\underline{v}|^2 \operatorname{Re}\left(\frac{1}{\underline{Z}^*}\right)$.
- (D) L'argument de $\underline{i}/\underline{v}$ est l'opposé de celui de \underline{Z} .
- (E) Si l'impédance complexe de la charge varie avec la pulsation selon la loi $\underline{Z}(\omega) = \frac{j\omega}{1000 + j\omega/1000}$, on peut modéliser la charge par une résistance de $1 \text{ k}\Omega$ en parallèle d'une inductance de valeur 1 mH .

Question 2

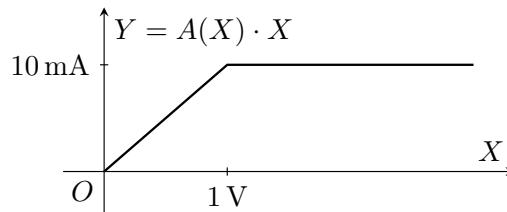
On s'intéresse à un oscillateur quasi-sinusoidal décrit par le schéma-bloc suivant.



La fonction de transfert $B(p)$ prend la forme

$$B(p) = \frac{R}{1 + 11RCp + 10LCp^2 + 10RLC^2p^3}.$$

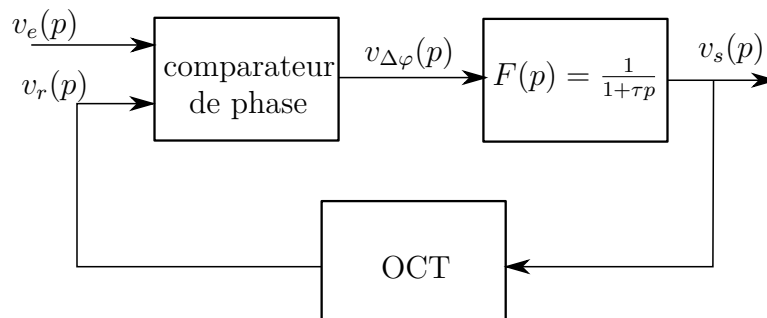
Le bloc $A(X)$ représente un gain non-linéaire pour les oscillations. Il n'introduit pas de déphasage et la relation entre l'amplitude Y des oscillations de sortie et celle X des oscillations d'entrée est représentée par le graphe suivant :



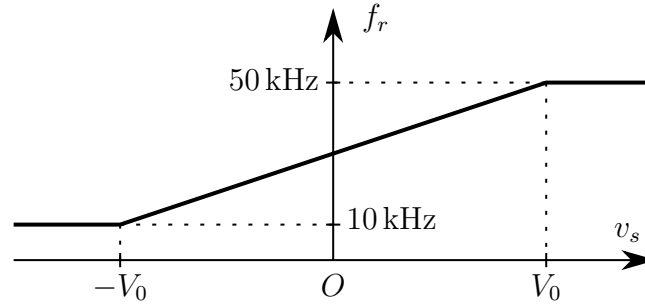
- (A) Pour réaliser le filtre $B(p)$, il faut au moins trois composants de réactance non-nulle.
- (B) La condition d'oscillation peut s'écrire $-A(X)R = 1 + 11RCj\omega + 10LC\omega^2 + j10RLC^2\omega^3$.
- (C) En cas d'oscillation, la pulsation est donnée par la relation $10LC\omega^2 = 11$.
- (D) Au démarrage des oscillations, le gain $A(X)$ vaut $10 \text{ m}\Omega$.
- (E) Pour $R = 1 \text{ k}\Omega$, l'amplitude X des oscillations ne dépasse pas 1 V .

Question 3

On considère la boucle à verrouillage de phase dont le schéma-bloc est le suivant :



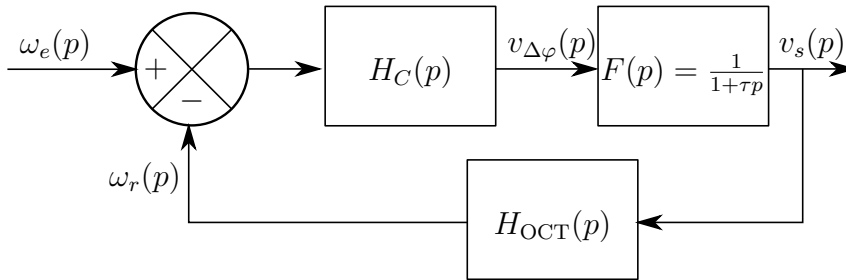
L'oscillateur contrôlé en tension (OCT) présente la caractéristique suivante :



Le signal d'entrée s'écrit $v_e(t) = V_0 \cos(\varphi_e(t))$ et le signal de retour s'écrit $v_r(t) = V_0 \cos(\varphi_r(t))$. Les pulsations instantanées d'entrée et de retour sont $\omega_e(t) = \frac{d\varphi_e}{dt}(t)$ et $\omega_r(t) = 2\pi f_r(t) = \frac{d\varphi_r}{dt}(t)$.

Le comparateur de phase donne un signal $v_{\Delta\varphi} = \frac{V_0}{2\pi}(\varphi_e - \varphi_r)$.

Autour du point de fonctionnement $V_s = 0$, la boucle est modélisée comme suit :



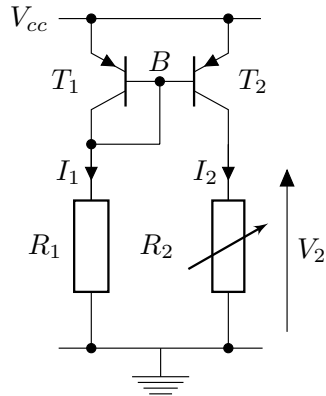
avec $H_C(p) = \frac{V_0}{2\pi p}$ et $H_{OCT}(p) = 2\pi K_{VCO}$.

- (A) Quelle que soit la valeur prise par $\varphi_e - \varphi_r$, la fréquence de retour f_r est comprise entre 10 kHz et 50 kHz.
- (B) Pour $V_0 = 1$ V, la constante K_{VCO} vaut 40 kHz V⁻¹.
- (C) La fonction de transfert en boucle fermée $v_s(p)/\omega_e(p)$ est un passe-bas du second ordre dont la pulsation propre est τ^{-1} .
- (D) L'amplification statique du système est nulle.
- (E) Pour un amortissement de valeur $m = 0,5$, en réponse à une variation de type échelon sur l'entrée ω_e , la tension v_s présentera un dépassement avant de se stabiliser vers une valeur constante.

ÉLECTRONIQUE ANALOGIQUE

Question 4

On considère le circuit représenté dans le schéma suivant.



Données :

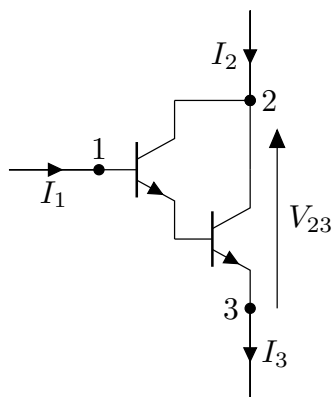
- Transistors identiques:
 - $\beta = 100$
 - $V_{EB} \approx 600 \text{ mV}$
 - $V_{CEsat} = 1,5 \text{ V}$
- $R_1 = 9,4 \text{ k}\Omega$
- $V_{cc} = 10 \text{ V}$

L'effet Early des transistors est négligé.

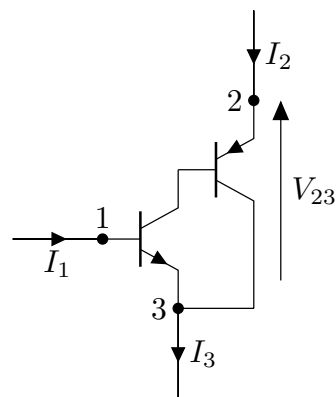
- (A) Le transistor T_1 fonctionne en régime linéaire.
- (B) La valeur de la résistance R_2 a une influence sensible sur le courant I_1 .
- (C) Le courant I_2 est indépendant de R_2 tant que $V_2 \leq 8,5 \text{ V}$.
- (D) Le transistor T_1 dissipe une puissance de $0,6 \text{ mW}$ ($\pm 5\%$).
- (E) Quelle que soit la valeur de R_2 , les deux transistors dissipent une puissance identique.

Question 5

On considère les deux montages amplificateurs de courant continu présentés ci-dessous. Le montage (a) est composé de deux transistors bipolaires de type NPN tandis que le montage (b) mélange des transistors bipolaires de type NPN et PNP.



(a)



(b)

Tous les transistors possèdent des caractéristiques identiques, qu'ils soient de type NPN ou PNP :

- Amplification de courant β
- Tension base-émetteur en conduction $|V_{BE0}| = 600 \text{ mV}$
- Tension collecteur-émetteur de saturation $|V_{CEsat}| = 1 \text{ V}$

(A) Avec $\beta \gg 1$ et une tension $V_{23} = 2 \text{ V}$, les deux montages sont caractérisés par la relation

$$I_2 \approx I_3 \approx \beta^2 I_1.$$

(B) Le montage (a) se comporte comme un transistor bipolaire de type NPN.

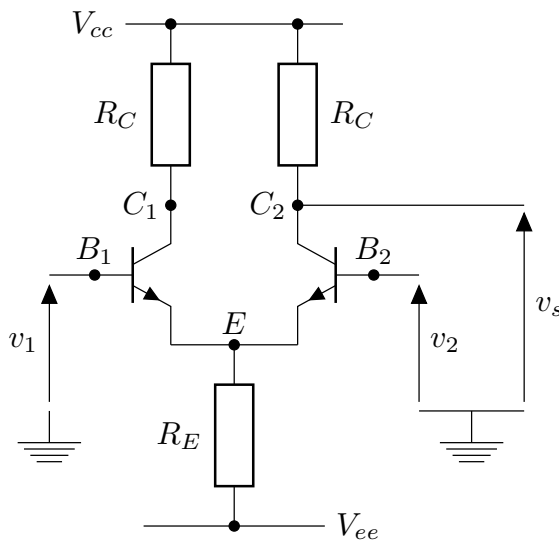
(C) Le montage (b) se comporte comme un transistor bipolaire de type PNP.

(D) Dans une application où une faible tension base-émetteur est requise, on préférera le montage (a).

(E) Pour les deux montages, une tension $V_{23} = 1,2 \text{ V}$ permet le fonctionnement sans saturation des transistors.

Question 6

On étudie le montage différentiel sans charge de sortie présenté ci-dessous.



Données :

- Transistors identiques:
 - $\beta = 100$
 - $V_{BE} \approx 600 \text{ mV}$
 - $V_{CEsat} = 1,5 \text{ V}$
- $R_C = 600 \Omega$
- $R_E = 9,4 \text{ k}\Omega$
- $V_{cc} = -V_{ee} = 10 \text{ V}$

L'effet Early des transistors est négligé.

Dans un premier temps, on s'intéresse à la polarisation, lorsque $v_1 = v_2 = 0 \text{ V}$.

(A) Avec les valeurs données, les deux transistors fonctionnent en mode saturé.

Dans un second temps, on s'intéresse au mode commun, caractérisé par $v_1 = v_2$.

(B) La tension v_s augmente lorsque v_1 et v_2 augmentent en même temps.

(C) Avec une résistance base-émetteur en petit signal de l'ordre de $5 \text{ k}\Omega$, on peut affirmer que le gain de tension petit signal en mode commun est peu sensible à la polarisation.

Enfin, on s'intéresse au mode différentiel, caractérisé par $v_1 = -v_2$.

(D) La tension v_s diminue lorsque v_2 augmente et que v_1 diminue.

(E) En mode différentiel petit signal, le courant traversant R_E croît avec v_2 .

ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE

Question 7

On souhaite réaliser une inductance de lissage de valeur $L = 5 \text{ mH}$ qui doit supporter des tensions efficaces de 50 V et des courants continus de 1 A .

- (A) L'inductance permet d'assurer une variation de courant inférieure à 50 mA lorsque une tension continue de 20 V est appliquée à ses bornes pendant $5 \mu\text{s}$.

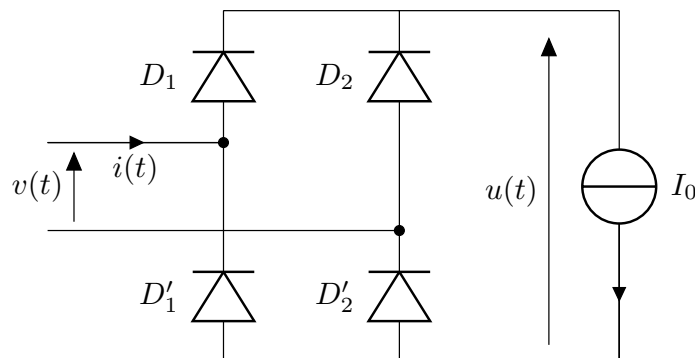
On envisage de réaliser l'inductance à l'aide d'un circuit ferromagnétique possédant les caractéristiques suivantes.

(Réductance) ⁻¹	Section effective	longueur effective	Saturation magnétique
$A_L = \mathcal{R}^{-1} = 0,5 \mu\text{H}$	$S_e = 5 \text{ mm}^2$	$l_e = 25 \text{ mm}$	$B_{\text{max}} = 1 \text{ T}$

- (B) Une perméabilité magnétique de $4\pi 10^{-7} \text{ Hm}^{-1}$ pour le matériau ferromagnétique est une valeur crédible.
- (C) On peut réduire la réductance du circuit magnétique en usinant un entrefer.
- (D) Pour atteindre la valeur d'inductance souhaitée, 100 tours de bobinage sont nécessaires.
- (E) Si une tension sinusoïdale de valeur efficace 50 V et de fréquence $f = 100 \text{ kHz}$ est appliquée aux bornes d'un bobinage comportant 100 tours, le circuit magnétique ne sera pas saturé.

Question 8

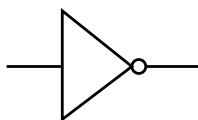
On s'intéresse à un pont de diodes double monophasé (aussi appelé pont de Graetz) alimentant une charge se comportant comme une source de courant continu $I_0 = 10 \text{ A}$. Le pont est alimenté par un réseau de tension sinusoïdale $v(t)$ dont la valeur efficace est $V = 100 \text{ V}$. Les diodes en conduction présentent une tension de seuil $V_0 = 1 \text{ V}$. La situation est décrite par le schéma ci-dessous.



- (A) Les diodes D_1 et D_2' conduisent ensemble lorsque D_2 et D_1' sont bloquées.
- (B) La tension redressée $u(t)$ est constante.
- (C) La puissance fournie à la charge est $P = \frac{2}{\pi} V I_0$.
- (D) Chaque diode dissipe 10 W sous forme de chaleur.
- (E) La valeur efficace de $i(t)$ est $I_0/2$.

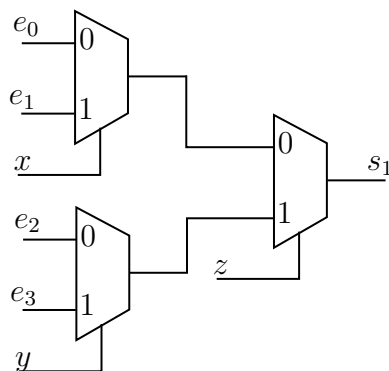
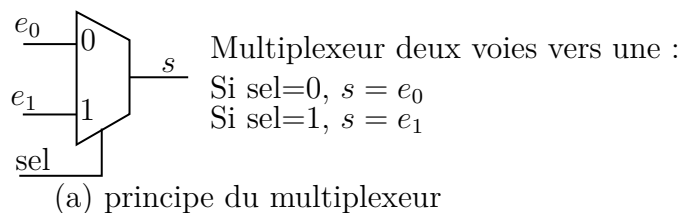
ÉLECTRONIQUE NUMÉRIQUE

Dans toute cette partie, le symbole "+" représente le OU logique et le "." représente le ET logique, et le \oplus représente le OU EXCLUSIF. La seule porte logique représentée est la porte inverseuse représentée ci-dessous.

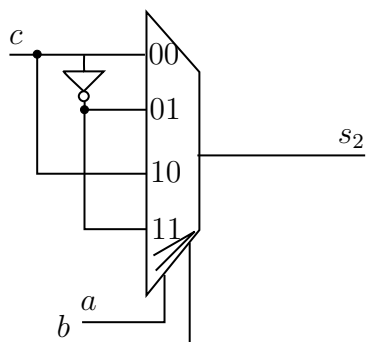


Question 9

On rappelle qu'un multiplexeur est un composant comportant p entrées de sélection, 2^p entrées de multiplexage, et une sortie. La sortie recopie l'entrée sélectionnée. La figure ci-dessous représente un multiplexeur (a) deux voies vers une ainsi que deux montages (b) et (c).



(b) association de trois multiplexeurs.
x, y et z sont pour le moment inconnus.



(c) montage avec un multiplexeur 4 vers 1.
a est câblé sur le MSB des entrées de sélection.

(A) L'équation de sortie d'un multiplexeur deux voies vers une peut s'écrire $s = \overline{\text{sel}} \cdot e_0 + \text{sel} \cdot e_1$.

On veut employer le schéma (b) ci-dessus pour faire un multiplexeur quatre voies vers une dont la table de sélection est la suivante.

sel ₁ sel ₀	00	01	10	11
s	e ₀	e ₁	e ₂	e ₃

(B) Pour faire ce multiplexeur quatre voies vers une, il faut $x = y = \text{sel}_0$.

(C) Pour faire ce multiplexeur quatre voies vers une, il faut $z = \text{sel}_1$.

(D) Le schéma (c) ci-dessus permet de réaliser un « ou exclusif » entre les variables a, b et c.

(E) Le schéma (c) ci-dessus permet de réaliser un additionneur binaire trois bits.

Question 10

Soient les fonctions logiques f et g définies par les tableaux de Karnaugh ci-dessous :

Fonction f					Fonction g				
$ab \backslash cd$	00	01	11	10	$ab \backslash cd$	00	01	11	10
00	1	1	1	1	00	1	0	1	1
01	0	1	0	1	01	1	0	0	0
11	0	1	0	1	11	1	0	0	0
10	1	1	1	1	10	1	0	1	1

- (A) L'équation simplifiée et optimale de f s'écrit $f = \bar{a} \cdot \bar{b} + \bar{c} \cdot d + \bar{c} \cdot d + a \cdot \bar{b}$.
- (B) L'équation simplifiée et optimale de g s'écrit $g = \bar{c} \cdot \bar{d} + \bar{b} \cdot \bar{d} + \bar{b} \cdot c$.
- (C) L'équation simplifiée et optimale de $f + g$ s'écrit $f + g = \bar{b} + \bar{c} + \bar{d}$.
- (D) L'équation simplifiée et optimale de $f \cdot g$ s'écrit $f \cdot g = \bar{b} \cdot c + \bar{b} \cdot \bar{d}$.
- (E) L'équation simplifiée et optimale de $f \oplus g$ s'écrit $f \oplus g = \bar{c} \cdot d + b \cdot \bar{d}$.

Question 11

On appelle code complément à deux (cc2) sur n bits le code défini par la formule suivante :

$$A = (a_{n-1} \dots a_0)_{cc2} = -a_{n-1}2^{n-1} + \sum_{i=0}^{n-2} a_i 2^i.$$

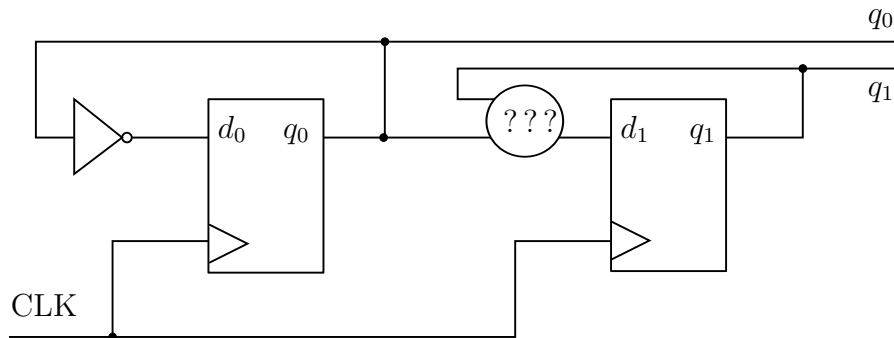
- (A) Ce code permet de représenter 2^{n-1} valeurs différentes appartenant à \mathbb{Z} .
- (B) Avec ce code, on peut représenter des valeurs entières comprises entre $1 - 2^{n-1}$ et 2^{n-1} .
- (C) Dans ce code, on peut représenter l'opposé d'une valeur avec la formule $-A = \bar{A} + 1$ où $\bar{A} = (\bar{a}_{n-1} \dots \bar{a}_0)_{cc2}$.
- (D) Si on réalise une addition entre deux grandeurs A et B en code complément à deux sur n bits selon le modèle de la figure ci-dessous, (les bits s_i désignent le résultat, r_i les retenues), alors r_n est un indicateur de débordement permettant de savoir si le résultat de l'opération correspond bien à $(A + B)_{cc2}$ sans débordement.

	r_n	r_{n-1}	r_{n-2}	\dots	r_2	r_1	
		a_{n-1}	a_{n-2}	\dots	a_2	a_1	a_0
$+$		b_{n-1}	b_{n-2}	\dots	b_2	b_1	b_0
	s_{n-1}	s_{n-2}	\dots	s_2	s_1	s_0	

- (E) En code complément à deux sur 8 bits, la valeur -5 se code par la séquence hexadécimale ($OxFB$).

Question 12

Soit le schéma partiel d'un compteur deux bits ci-dessous. Ce compteur comprend deux bascules D actives sur front montant. On souhaite que ce compteur compte en binaire naturel, c'est-à-dire que q_1q_0 répète la séquence suivante : $\{00; 01; 10; 11\}$.

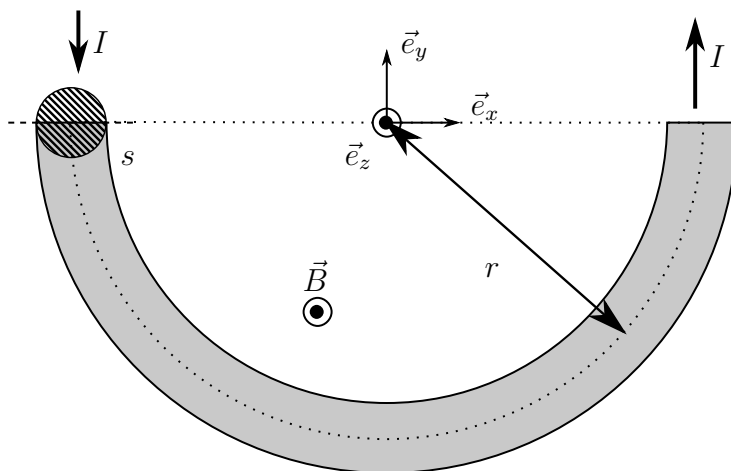


- (A) Dans un montage de type compteur synchrone n bits où la logique combinatoire est instantanée et où le temps d'établissement de la sortie d'une bascule vaut t_e , la fréquence d'horloge maximale vaut $f_{CLK}^{max} = \frac{1}{nt_e}$.
- (B) Dans la partie notée « ??? », l'équation doit être $d_1 = q_1 \cdot q_0$.
- (C) Dans la partie notée « ??? », l'équation doit être $d_1 = q_1 \oplus q_0$.
- (D) Si dans la partie notée « ??? » on met l'équation $d_1 = q_0$, on obtient alors un compteur comptant en code Gray $\{00; 01; 11; 10\}$.
- (E) En cascade deux compteurs réalisés selon ce modèle, on peut créer un compteur quatre bits.

ÉLECTROMAGNÉTISME

Question 13

Considérons un conducteur métallique en forme de demi-cercle de rayon $r = 10 \text{ cm}$, de section droite $s = 1 \text{ cm}^2$, traversé par un courant continu $I = 1 \text{ A} > 0$ et placé dans un champ d'induction magnétique \vec{B} statique et homogène. La situation est illustrée dans le schéma ci-dessous.

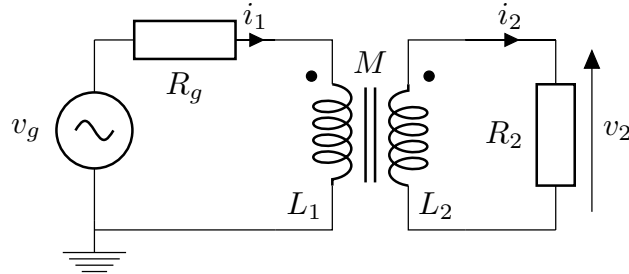


On suppose que la densité de courant j est homogène dans le conducteur.

- (A) La densité de courant j dans le conducteur est inversement proportionnelle à r .
- (B) Le mouvement macroscopique des électrons est opposé au sens du courant.
- (C) La résultante \vec{F}_L des forces de Laplace s'exerçant sur le conducteur est dirigée selon $-\vec{e}_y$.
- (D) La résultante \vec{F}_L des forces de Laplace est proportionnelle à I , $\|\vec{B}\|$ et r .
- (E) À l'intérieur du demi-cercle délimité par le trait pointillé, le champ d'induction magnétique créé par le courant I traversant le conducteur s'oppose à \vec{B} .

Question 14

On s'intéresse au couplage inductif en régime sinusoïdal entre deux lignes. Le modèle est décrit par le schéma ci-dessous. Le circuit parasite est représenté à gauche avec une source de tension v_g et le circuit victime est représenté à droite.



- (A) Le circuit victime a une influence sur le circuit parasite.
 (B) Le circuit victime est caractérisé par l'équation différentielle

$$L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} = R_2 i_2.$$

- (C) La fonction de transfert $H(\omega) = I_2(\omega)/I_1(\omega)$ est un passe-haut du premier ordre dont la pulsation de coupure est $\omega_2 = R_2/L_2$.
 (D) Pour $M = \sqrt{L_1 L_2}$, la fonction de transfert qui lie le courant $I_2(\omega)$ à la tension $V_g(\omega)$ est un passe-bande.
 (E) Pour $L_1 = L_2 = M = 1 \mu\text{F}$ et $R_2 = R_g = 100 \Omega$, des parasites de fréquence $f = 10 \text{ kHz}$ ont, sur le circuit victime, une influence négligeable comparée à celle produite par les parasites de fréquence $f = 50 \text{ MHz}$.