 <p>ministère éducation nationale</p>	<p>Secrétariat Général</p> <p>Direction générale des ressources humaines</p> <p>Sous direction du recrutement</p>	<p>MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE</p>
--	---	---

Concours du second degré – Rapport de jury

Session 2009

Concours de l'agrégation externe

Section génie électrique

Rapport de jury présenté par François COSTA,
Professeur des universités

Président de jury

SOMMAIRE

- I. **Composition du Jury** : page 4
- II. **Données statistiques de la session** : page 5
- III. **Données statistiques des sessions 1999 à 2009** : page 6
- IV. **Épreuves d'admissibilité (écrit)** : page 8
 - Sujet d'automatique : page 8, corrigé : page 28
 - Sujet d'électronique : page 36, corrigé : page 75
 - Sujet d'électrotechnique : page 131, corrigé : page 175
- V. **Épreuves d'admission (oral)** : page 202
 - Épreuve de montage : page 204
 - Épreuve de dossier : page 210
 - Épreuve pédagogique : page 216
- VI. **Rapports de jury des sessions précédentes** : page 222
- VII. **Programme limitatif** : page 222
- VIII. **Arrêté fixant les modalités du concours** : page 222

I - Composition du Jury

Président : M. COSTA François, professeur des universités à l'I.U.F.M. de Créteil,

Vice-président : M. BERGMANN Claude, inspecteur général de l'éducation nationale,

Secrétaire général : M. M. VIOLLIN Samuel, I.A./I.P.R. académie de Créteil.

Membres du jury :

M. ARZELIER Denis, directeur de recherche CNRS au LAAS, Toulouse,

M. BARBOT, Jean-Pierre professeur des universités à l'E.N.S.E.A. de Cergy-Pontoise,

M. COHEN Patrick, I.A./I.P.R. académie de Bordeaux,

M. FERRIEUX Jean-Paul, professeur des universités à l'I.U.T. - Université de Grenoble 1,

Mme GIANNINI Frédérique, professeure agrégée à l'E.N.S.E.A de Versailles,

M. LADOUX Philippe, professeur des universités à l'E.N.S.E.E.I.H.T. de Toulouse,

Mme LEYMARIE Hélène, professeur agrégée à l'université Paul Sabatier de Toulouse,

M. NIEDERCORN Jean-Claude, professeur agrégé au L.T. de la Briquerie à Thionville,

M. OLLE Gérard professeur, agrégé au L.T. Déodat-de-Séverac à Toulouse,

M. POUJOULY Stéphane, professeur agrégé à l'I.U.T. de Cachan,

M. THAUVIN Jean-Pierre, professeur agrégé au lycée Louis-Armand à Paris,

.

II - Données statistiques de la session 2009

Nombre de postes	13
Nombre de candidats inscrits	273
Nombre de candidats ayant composé à la première épreuve	107
Nombre de candidats présents à toutes les épreuves d'admissibilité	102
Nombre de candidats admissibles	30
Moyenne du premier admissible	15,87
Moyenne du dernier admissible	05,36
Moyenne des admissibles	08,38
Moyenne des candidats ayant passé l'ensemble des épreuves d'admission	07,62
Nombre de candidats ayant choisi le domaine des courants faibles en montage	
Nombre de candidats ayant choisi le domaine des courants forts en montage	
Nombre de candidats admis	9
Moyenne du premier admis	19,93
Moyenne du dernier admis	08,70
Moyenne des admis	12,85

Rappel des domaines, relatifs au génie électrique, proposés au tirage au sort lors des épreuves d'admission pour l'épreuve de montage :

- domaine de l'électronique et des courants faibles
- domaine de l'électrotechnique et des courants forts

III. Données statistiques des sessions 1999 à 2009

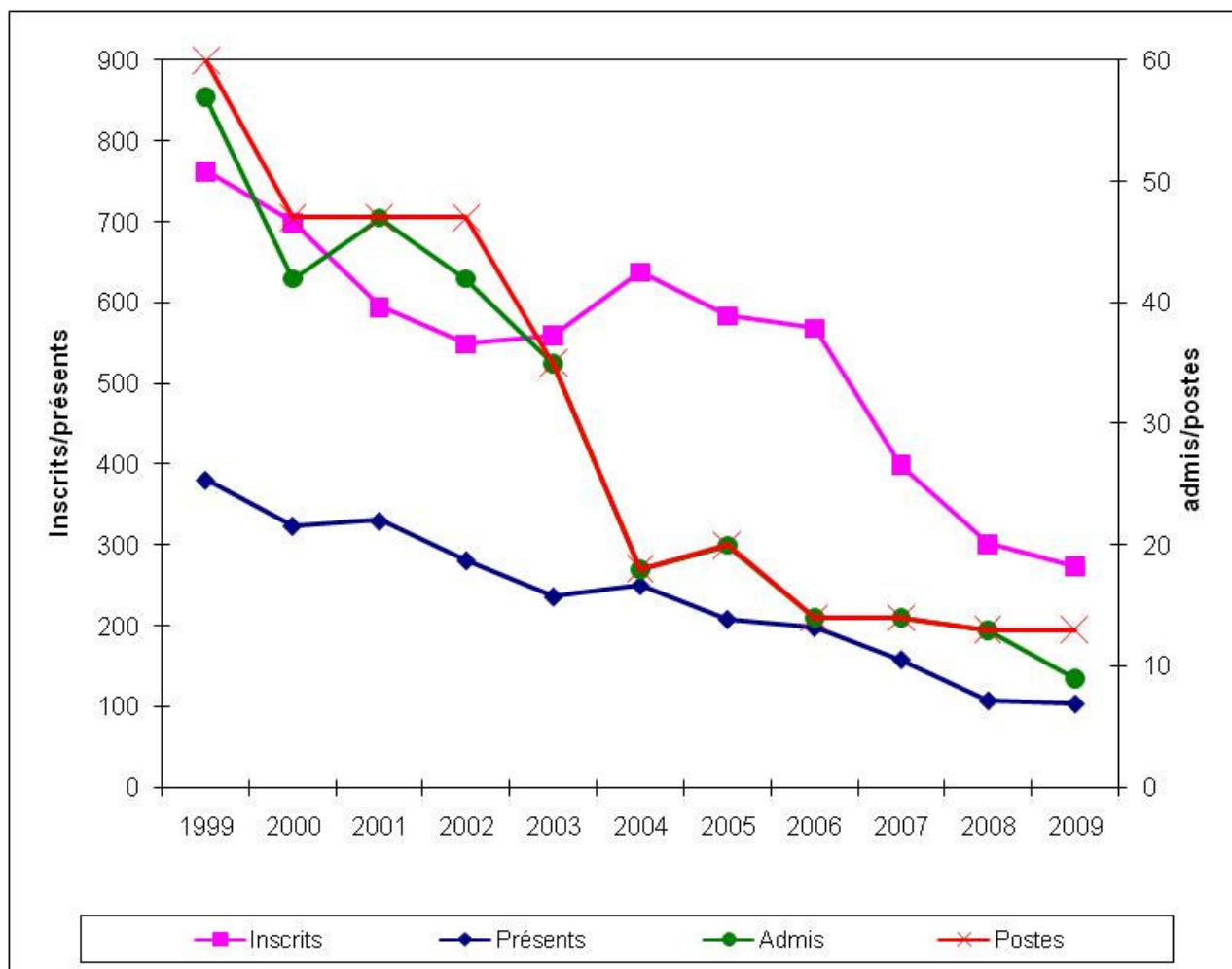
Sessions ->	1999	2000	2001	2002	2003	2004	2005	2006	2007	2008	2009
Nombre de postes	60	47	47	47	35	18	20	14	14	13	13
Électronique	26	20	20	20	15	8	Sans option				
Électrotechnique	34	27	27	27	20	10					
Nombre d'inscrits											
Électronique	433	381	306	260	282	331	Sans option				
Électrotechnique	330	318	289	289	277	307					
Total	763	699	595	549	559	638	584	568	399	301	273
Nombre de "présents"											
Électronique	214	170	156	131	110	128	Sans option				
Électrotechnique	167	154	173	150	126	122					
Total	381	324	330	281	236	250	208	198	158	107	102
							(*) ¹				
Nombre d'admissibles											
Électronique	48	42	41	43	31	20	Sans option				
Électrotechnique	57	51	50	46	40	25					
Total	105	93	91	89	71	45	50	35	35	36	30
Nombre d'admis											
Électronique	26	18	20	20	15	8	Sans option				
Électrotechnique	31	24	27	22	20	10					
Total	57	42	47	42	35	18	20	14	14	13	9
% / Nombre de postes	95%	89%	100%	89%	100%	100%	100%	100%	100%	100%	69,23
Nb de postes non pourvus	3	5	0	5	0	0	0	0	0	0	4
% Admis/présents	14,96	12,96	14,24	14,95	14,83	7,20	9,61	7,07	8,86	12,15	8,82
% Admis/inscrits	7,47	6,01	7,90	7,65	6,26	2,82	3,42	2,46	3,50	4,32	3,30

- Dès 2005 il s'agit du nombre de candidats ayant composé dans toutes les épreuves écrites.

¹ Seuls les candidats ayant composé dans toutes les épreuves écrites sont considérés comme étant présents
Page 5

Évolution de l'agrégation externe de génie électrique sur 11 ans

	1999	2000	2001	2002	2003	2004	2005	2006	2007	2008	2009
Nb d'inscrits	763	699	595	549	559	638	584	568	399	301	273
Nb de présents	381	324	330	281	236	250	208	198	158	107	102
Nb d'admis	57	42	47	42	35	18	20	14	14	13	9
Nb de postes	60	47	47	47	35	18	20	14	14	13	13
% Admis/présents	14,96	12,96	14,24	14,95	14,83	7,20	9,61	7,07	8,86	12,15	8,82
% Admis/inscrits	7,47	6,01	7,90	7,65	6,26	2,82	3,42	2,46	3,50	4,32	3,30



IV. Épreuves d'admissibilité (écrit)

Composition d'automatique et d'informatique industrielle –

Durée : 6 heures - coefficient 1

Cette année l'épreuve d'Automatique et d'Informatique Industrielle était dévolue à la modélisation, l'analyse et la commande d'un convertisseur multicellulaire série associé à une machine à courant continu. Cette problématique d'un point de vue pratique se positionne clairement dans le cadre des fortes puissances et d'un point de vue théorique dans le cadre des systèmes dynamiques à commutation, sous classe des systèmes dynamiques hybrides. Le type de convertisseur étudié pose un double problème de commande ; En effet il faut à la fois réguler ses variables internes (les tensions aux bornes des condensateurs flottants) et piloter sa charge. De plus les commandes sur un tel système sont de type tout ou rien, c'est-à-dire ouverture ou fermeture d'une cellule. Ainsi, l'épreuve comportait quatre parties indépendantes portant tour à tour sur des aspects de modélisation, de commandes classiques de la charge, de commandes à modes glissants et de commandes avancées tenant compte de la structure particulière du convertisseur.

Hormis quelques cas particuliers, les candidats comme l'an dernier ont éprouvé des difficultés dans la compréhension et l'analyse du fonctionnement spécifique des convertisseurs statiques d'énergie électrique. De même, si les concepts de base de l'approche de type fonction de transfert sont en général maîtrisés il n'en va pas de même avec l'approche par espace d'état où les lacunes en l'algèbre linéaire (calcul matriciel, ...) sont patentes. Enfin, les questions sur des sujets de réflexions pures n'ont été que très peu abordées.

La partie 1 a été traitée par un grand nombre de candidats, sans pour autant amener des réponses toujours satisfaisantes, notamment sur la partie Modulation de Largeur d'Impulsions. De même, la partie observabilité questions Q.1.14 à Q.1.16 n'a été que très peu abordée.

La partie 2 dédiée aux commandes classiques a été étudiée par une grande majorité des candidats mais certaines imprécisions dans les diagrammes de Bode et une mauvaise compréhension du rôle des correcteurs ont parfois conduit à des résultats surprenants.

Pour la partie 3 il est à déplorer, comme l'an dernier, que les définitions et les critères d'évaluation des propriétés de commandabilité et d'observabilité ne soient pas encore correctement maîtrisés. De même, pour certains la notion de dérivées semble lointaine et peu claire.

La partie 4 ne nécessitait aucun pré-requis si ce n'est de maîtriser la notion de séries convergentes. Cette dernière partie n'a que très peu été abordée.

Commandes d'un convertisseur multicellulaire série associé à une MCC.

Sommaire

PG Présentation Générale	2
PG.1 Tension Bloquée par cellule	2
PG.2 Courant commuté par une cellule	3
PG3 Relations décrivant le convertisseur	3
1 ^{ère} Partie : Modélisation et analyse du multicellulaire	7
2 ^{ème} Partie : Commandes classiques	10
3 ^{ème} Partie : Commande par modes glissants d'ordre 1	13
4 ^{ème} Partie : Commande d'ordre 2 et multicellulaire.	15
Document Réponse	17
Annexe	19

Avertissements :

Les quatre parties de cette composition sont indépendantes. Chaque partie devra être rédigée sur une (des) copie(s) séparée(s).

Inversement, le questionnement dans chaque partie est généralement progressif, il est donc recommandé, dans chaque partie, de traiter les questions dans l'ordre proposé.

Si au cours de l'épreuve, le candidat détecte ce qui lui semble être une erreur d'énoncé, il le signale par écrit dans sa copie et poursuit sa composition en indiquant précisément les raisons des initiatives qu'il a été amené à prendre.

Présentation Générale

Depuis, ces vingt dernières années, l'électronique de puissance, l'informatique industrielle et l'automatique ont fait des progrès considérables. Dans cette épreuve, nous proposons un thème permettant d'en appréhender directement les effets dans au moins deux des domaines (l'automatique et l'électronique de puissance). Ceci n'a été rendu possible que par l'évolution rapide des trois domaines, fortement liés dans cette application. Dans un but de simplification, nous considérerons une structure simple constituée basée sur un hacheur multicellulaire commandant une MCC.

Mais qu'est-ce qu'un convertisseur multicellulaire série ? Et a-t-il un intérêt industriel ?

Répondons en premier lieu à la première question.

Topologie du convertisseur multicellulaire série

Thierry MEYNARD et Henri FOCH (LEEI-ENSEEIH Toulouse) dans leurs Brevets n°91.09582 et 92.00652 donnent les principes d'un tel convertisseur. Un convertisseur multicellulaire série n'est pas la simple mise en série d'interrupteurs H_k , mais la mise en série de cellules de commutation $Cell_k$. La Figure PG. présente le convertisseur multicellulaire série dans sa version $n = 3$.

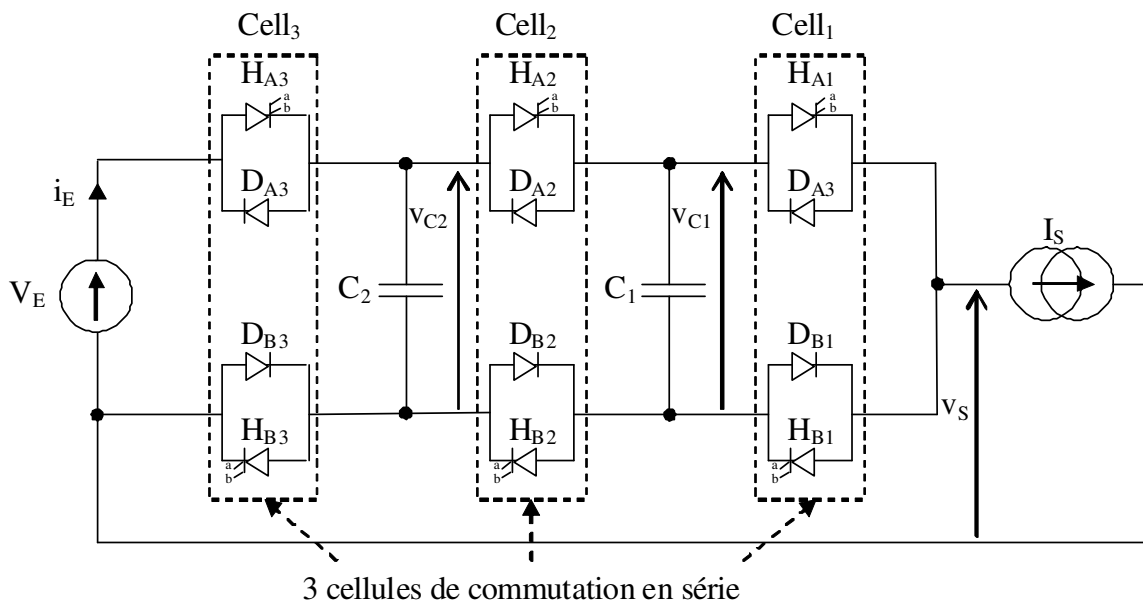


Figure PG. 1 : hacheur 2 quadrants utilisant trois cellules commandées en série

PG.1. Tension bloquée par une cellule

Chaque cellule ($Cell_k$, $k = 1$ à n) est encadrée par deux sources de tension intermédiaire v_{Ck} et v_{Ck-1} , avec $v_{C0} = 0$ et $v_{Cn} = V_E$. Dans cette présentation générale, nous supposons la valeur moyenne des tensions v_{Ck} (v_{Ck} , $k = 0$ à n) parfaitement maîtrisée. La figure PG 2 isole une cellule quelconque dans son contexte immédiat et rappelle ses deux seules configurations stables.

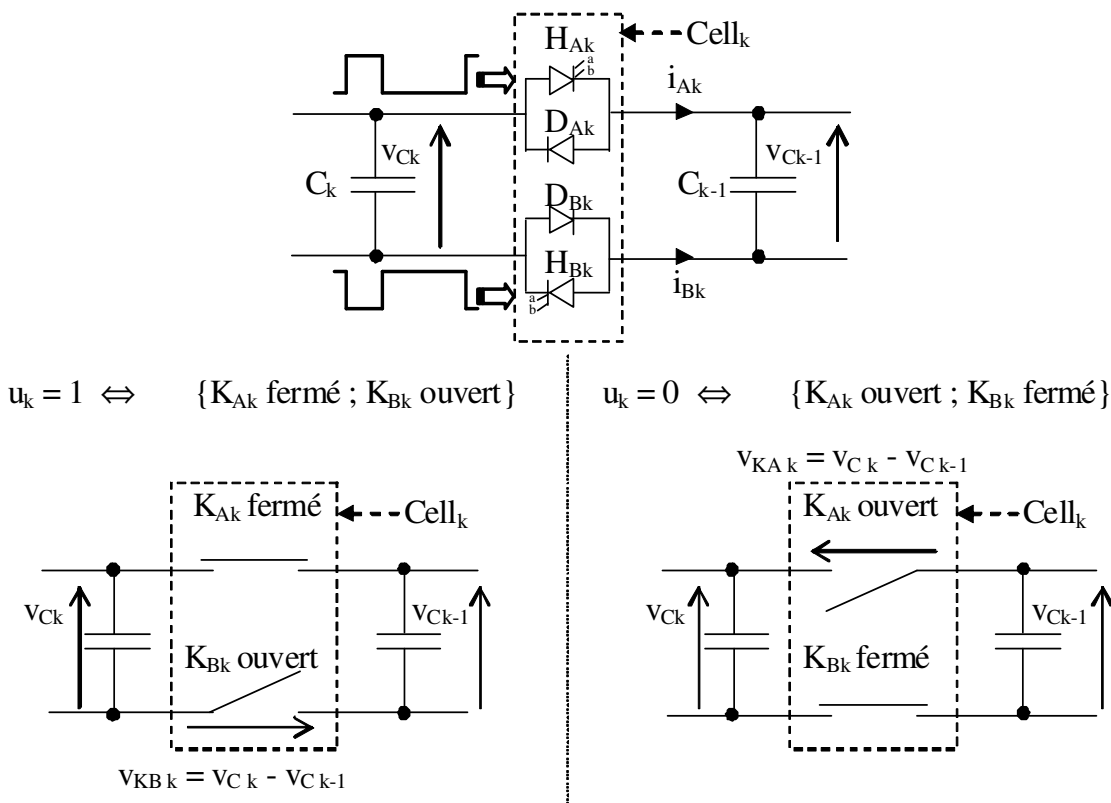


figure PG 2 : cellule cell_k et ses deux configurations stables (u_k = 0 et u_k = 1)

On remarque en particulier que l'interrupteur bloqué doit tenir la tension v_{cellk}, telle que :

$$v_{cellk} = v_{Ck} - v_{Ck-1}$$

Dans le cadre de l'utilisation de (2n) interrupteurs K_k de calibre identique, comme on le verra dans la réponse à la deuxième question, il faut obtenir la même contrainte en tension pour toutes les cellules. Soit :

$$v_{cellk} = \frac{V_E}{n}$$

D'où une répartition régulièrement étagée des tensions internes :

Nota : les condensateurs C_k sont pré-chargés à l'origine sous la tension v_{Ck}=V_E/n.

PG.2. Courant commuté par une cellule

Le courant i_s prélevé par la source de courant aval est une variable continue dans le temps (la charge est fortement inductive); quelles que soient les commutations des cellules, il doit pouvoir circuler. En l'occurrence, en partant de la source de courant i_s et en remontant vers la source de tension V_E, on constate que i_s est aiguillé par les différentes cellules, et, selon leur état, circule ou non à travers les condensateurs C₁ à C_n.

$$i_{Ak} = u_k i_s$$

$$i_{Bk} = (1-u_k) i_s$$

PG.3. Relations décrivant le convertisseur

La tension v_S appliquée à la source de courant i_s résulte du choix des n commandes u_k :

$$v_S = \sum_{k=1}^n v_{KBk} = \sum_{k=1}^n u_k v_{cellk}$$

Dans le cas particulier où les n tensions cellulaires sont identiques, on a :

$v_S = \frac{V_E}{n} \sum_{k=1}^n u_k$	(0.1)
--	-------

L'évolution des tensions internes v_{Ck} ($k = 1$ à $n-1$) est donnée par la valeur du courant i_{Ck} de chaque condensateur C_k . Celui-ci est lui-même déterminé par la configuration de ses deux cellules adjacentes (cf. Figure PG. 3) :

$i_{Ck} = i_{A_{k+1}} - i_{A_k} = i_s (u_{k+1} - u_k)$	(0.2)
--	-------

$v_{Ck} = v_{Ck}(0) + \int_0^t \frac{i_{Ck}}{C_k} dt$	(0.3)
---	-------

La tension $v_{Ck}(t)$ n'évolue que lorsque les deux commandes de ses cellules adjacentes diffèrent. Et dans ce cas, elle évolue avec une dérivée proportionnelle, au signe près, au courant de charge i_s .

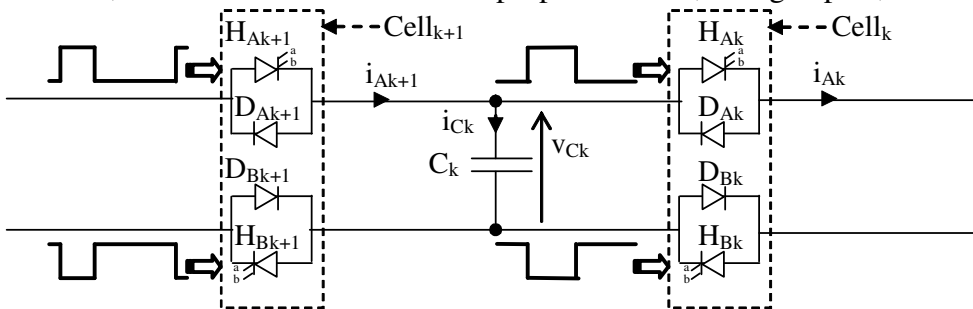


Figure PG. 3 : causes de l'évolution de la tension v_{Ck} aux bornes du condensateur C_k .

Après avoir succinctement étudié le principe du convertisseur multicellulaire série essayons de répondre à la deuxième question, A-t-il un intérêt industriel ?

Avantages et inconvénients du convertisseur multicellulaire série

Les convertisseurs multicellulaires sont déjà une réalité industrielle ; ce principe est actuellement exploité dans la chaîne de traction d'une locomotive. Les photos ci-dessous sont issues d'une présentation à l'AVAMIP (www.avamip.fr/conference_25_01/AVAMIPshorter.ppt).



Figure PG.4 : module à GTO du hacheur d'entrée 1.5MW pour une locomotive de 6 MW utilisant 4 hacheurs multicellulaires.

Ceci est dû à leurs nombreux avantages :

- Minimisation du $\frac{\partial V_s}{\partial t}$,
- Fréquence de l'ondulation de tension de sortie multipliée par n et amplitude divisée par n , ce qui permet de diviser les valeurs des composants de filtrage en n^2 ,
- Modularité, avec une même unité de base (la cellule) on peut couvrir une large gamme de tensions d'alimentation en ajoutant le nombre de cellules nécessaires.

Une implantation industrielle plus importante du convertisseur multicellulaire série se heurte à son principal inconvénient, la complexité de sa commande. L'un des problèmes majeurs d'un tel système étant l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs (notamment en régime transitoire). C'est

en partie ce que nous étudierons dans cette épreuve, pour ceci nous considérerons la maquette de laboratoire suivante :

Présentation de la maquette expérimentale

Comme l'indique la figure PG.5, le but ici sera simplement de commander en vitesse une machine à courant continu à excitation séparée, mais ici en utilisant comme hacheur, une structure multicellulaire quatre quadrants.

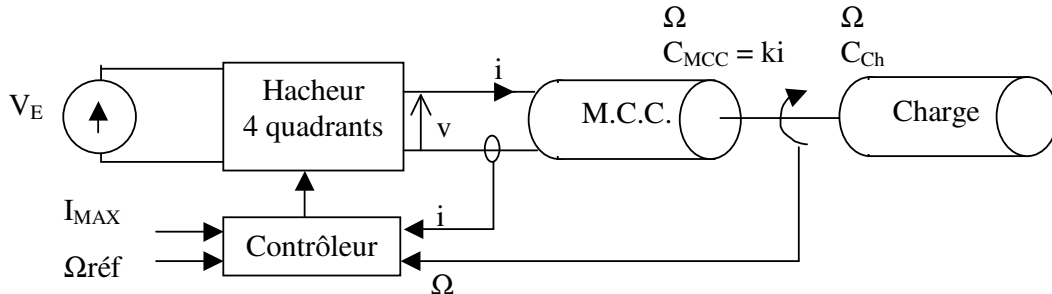


Figure PG.5 : maquette expérimentale

Le hacheur quatre quadrants est constitué comme représenté à la figure PG.6.

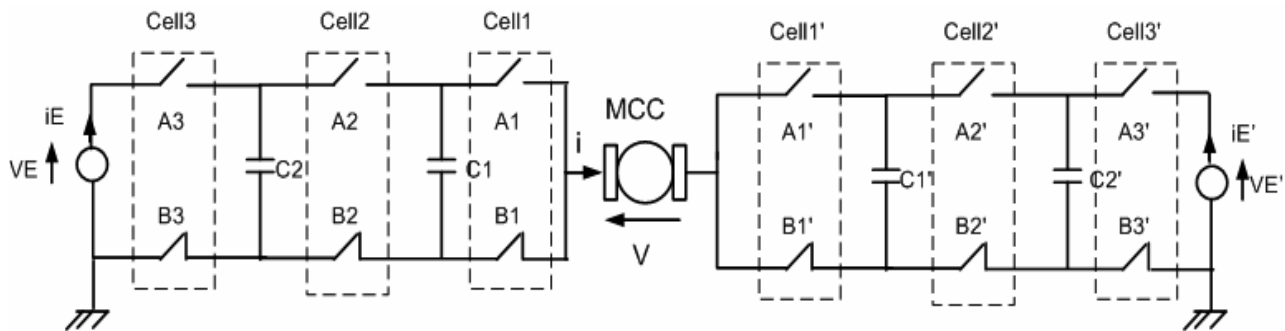


Figure PG.6 : structure du hacheur multicellulaire

Dans toutes les parties de cette épreuve (à l'exception de la fin de la partie 4) les commutations seront considérées comme instantanées et parfaites.

1^{ère} Partie : Modélisation et Analyse du hacheur multicellulaire

Afin de simplifier l'étude, dans cette partie nous ne considérerons et ne modéliserons qu'un hacheur deux quadrants à 3 cellules sur charge R L (Figure 1.1)

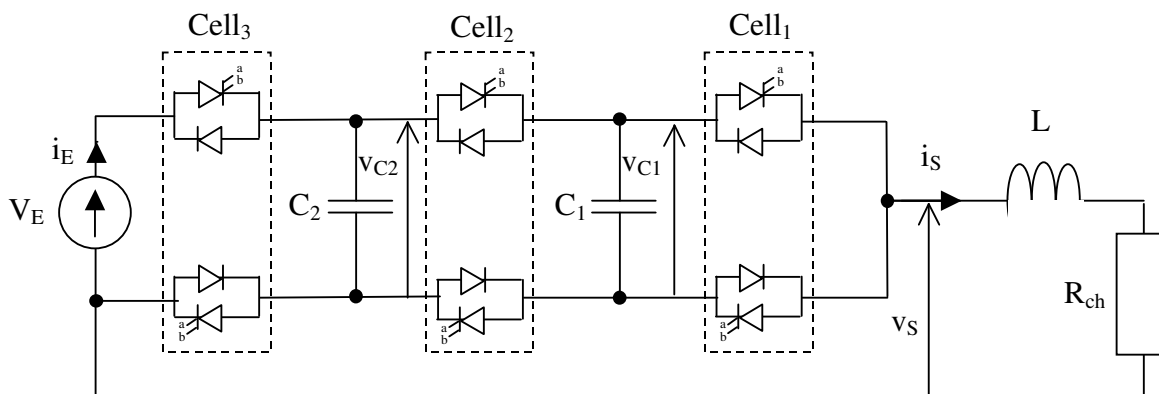


Figure 1.1 : schéma de principe du hacheur tri-cellulaire

Les cellules de commutation $Cell_i$ avec i allant de 1 à 3 sont caractérisées par u_i .

On a $u_i = 1$ lorsque l'interrupteur supérieur est fermé et l'inférieur ouvert. De même on a $u_i = 0$ lorsque l'interrupteur supérieur est ouvert et l'interrupteur inférieur fermé.

Le vecteur de commande des trois cellules est noté U et est défini comme suit :

$$U = (u_1, u_2, u_3)^T \quad (1.1)$$

Nota : $(.)^T$ dénote la transposée d'un vecteur.

Les valeurs numériques sont les suivantes :

Alimentation	Filtre interne	Charge	
V_E	C_i	L	R_{ch}
400 V	33 μ F	5 mH	30 Ω

Donner les expressions de V_S en fonction de V_E , V_{C1} et V_{C2}

Q.1.1 pour $U = (1,1,1)^T$,

Q.1.2 pour $U = (0,0,0)^T$,

Q.1.3 pour $U = (1,0,1)^T$.

Q.1.4 Donner l'expression de V_S en fonction de V_E , V_{C1} , V_{C2} , u_1 , u_2 et u_3 pour

$$U = (u_1, u_2, u_3)^T$$

Q.1.5 Donner l'équation différentielle de la tension aux bornes de chaque condensateur en fonction de i_s et $U = (u_1, u_2, u_3)^T$.

Q.1.6 Donner l'équation différentielle de i_s en fonction de V_S , R_{ch} et L .

Hypothèse 1 : Le hacheur multicellulaire est équilibré $V_{C1} = \frac{V_E}{3}$ et $V_{C2} = \frac{2V_E}{3}$ (valeur nominale des tensions aux bornes des condensateurs) et i_s est constant.

Q.1.7 Sous l'hypothèse 1 qu'elle est la condition sur le cycle $\underline{U} = (U_1, U_2, \dots, U_k)$ pour que les condensateurs restent proches de leur valeur nominale en régime établi (répétition du cycle).

Sous l'hypothèse 1, le système est contrôlé à l'aide de la commande MLI (Modulation de Largeur d'Impulsions) décalée suivante (figure 1.2)

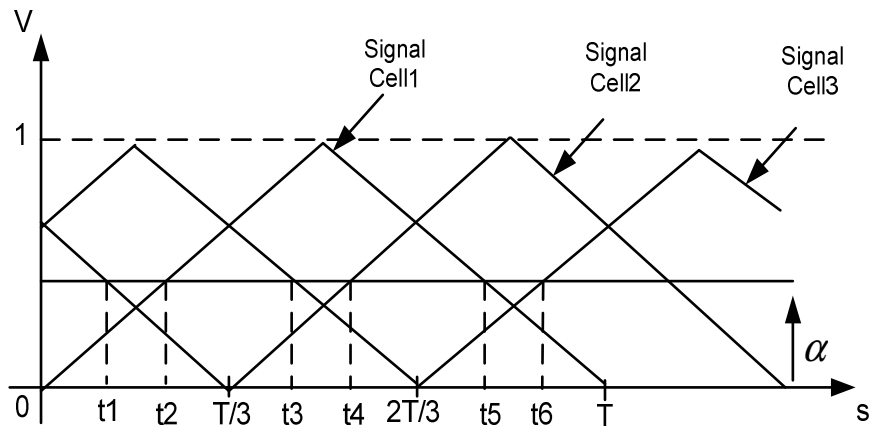


Figure 1.2 : définition des ordres de commandes MLI

Nota : Pour des raisons technologiques, notamment la contrainte d'un temps minimal entre l'ouverture et la fermeture d'une cellule α est compris entre 0.01 et 0.99 et les cellules sont à l'état 1 si leur signal respectif (Signal Cell_i) a une tension supérieure à la tension de consigne α .

Q.1.8 Démontrer que la condition trouvée à la question Q.1.7 est vérifiée pour la commande MLI décalée de la figure 1.2.

Q.1.9 Sous l'hypothèse 1, calculer la valeur moyenne de V_s sur un cycle en fonction de α .

Q.1.10 La charge a les valeurs suivantes $R_{ch} = 30\Omega$ et $L = 5mH$. Sous l'hypothèse 1 calculer la valeur moyenne de i_s .

Q.1.11 Calculer l'amplitude du fondamental de l'ondulation de i_s pour une période du cycle de la figure 1.2 de $50\mu s$ et pour $\alpha = 0,5$. Cette amplitude est-elle inférieure à 1% de la valeur moyenne $\langle i_s \rangle$?

Nota : L'amplitude du fondamental d'un signal carré d'amplitude crête à crête de 2 est de $\frac{4}{\pi}$.

Les dernières questions de cette partie de modélisation sont consacrées à l'obtention d'un modèle instantané par espace d'état du hacheur multicellulaire et de sa charge et ceci sans hypothèse simplificatrice autre que celle de commutations instantanées et parfaites des cellules.

Q1.12 Donner la représentation d'état instantanée $\overset{o}{x}$, de l'ensemble convertisseur multicellulaire plus charge en choisissant comme vecteur d'état $x := (x_1, x_2, x_3)^T = (V_{C1}, V_{C2}, i_s)^T$, comme vecteur d'entrée $U = (u_1, u_2, u_3)^T$ et comme vecteur de sortie (grandeur mesurée) $y = x_3 = i_s$.

Nota : $\overset{o}{x}$ représente la dérivée par rapport au temps du vecteur x .

Q.1.13 Cette représentation d'état est-elle linéaire ?

Q.1.14 Pour $U = U_a = (1,0,0)^T$ le système est-il observable ?

Q.1.15 Pour $U = U_b = (0,0,1)^T$ le système est-il observable ?

Q.1.16 Une séquence de commande composée de U_a et U_b contient-elle suffisamment d'informations pour permettre d'observer les tensions aux bornes des capacités ? Justifier votre réponse.

2^{ème} Partie : Commandes classiques

Dans cette partie, nous considérons le système de la figure PG.6, Le hacheur quatre quadrants associé à une machine à courant continu (MCC). On pose $E = V_E = V_{E'}$.

Dans cette partie, le hacheur est piloté par une MLI et est supposé être équilibré (Les tensions aux bornes des capacités sont nominales) et le courant i_s constant sur tout cycle de la MLI.

Ceci nous conduit à une expression de la tension V aux bornes de la machine à courant continu égale à :

$$V = \beta E = (\alpha_1 - \alpha_2)E \quad (2.1)$$

Avec α_1 le rapport cyclique du hacheur qui se trouve à la droite de la MCC sur la figure PG.6 et α_2 le rapport cyclique du hacheur qui se trouve à gauche de la MCC sur cette même figure.

L'actionneur du dispositif expérimental est un moteur à courant continu à deux paires de pôles, de tension nominale $U_{nom} = 220$ V et de puissance nominale $P_{nom} = 3$ kW dont le modèle est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = k i + C_{ch}$$

$$L \frac{di}{dt} = v - R i - k \Omega$$

où Ω est la vitesse angulaire du moteur et i le courant de son induit (rotor).

Les paramètres électromécaniques identifiés sont :

$$R = 1 \text{ } \Omega$$

$$L = 10 \text{ mH}$$

$$J = 0,1 \text{ Nms}^2/\text{rad}$$

$$k = 1,27 \text{ Vs/rad}$$

L'interface de puissance est alimentée par une tension continue $E = V_E = V_{E'} = 400$ V fournie par un redresseur à facteur de puissance unitaire connecté au réseau monophasé (230 V / 50 Hz). Le couple de charge C_{ch} est considéré comme une perturbation qu'il faudra rejeter. Nous le considérons soit nul (Cas 1), soit constant et égal à $C_{ch}(t) = C_{ch0} w(t)$, avec $w(t)$ l'échelon unitaire $C_{ch0} = 20$ Nm (cas 2). Les frottements sont considérés comme négligeables.

Q.2.1 Compléter le schéma bloc donné dans le document réponse N°1

Q.2.2 En considérant le couple de charge C_{ch} nul, donner l'expression de la fonction de transfert : $\frac{\Omega(p)}{\beta(p)} = H(p)$.

Q.2.3 Faire l'application numérique et calculer les pôles de la fonction de transfert $H(p)$.

Q.2.4 Exprimer la fonction de transfert $\frac{\Omega(p)}{C_{ch}(p)} = G(p)$ pour une consigne $\beta=0$.

Q.2.5 Faire l'application numérique et calculer les pôles de la fonction de transfert $G(p)$.

Q.2.6 Dans le cas 1, pour un signal de commande $\beta(t) = \beta_0 w(t)$ avec : $\beta_0 = 0,5$, exprimer littéralement la vitesse angulaire $\Omega(t)$ pour $t \rightarrow +\infty$. (Toute utilisation de théorèmes dont les hypothèses ne sont pas vérifiées, sera considérée comme fausse).

Q.2.7 Faire l'application numérique.

Q.2.8 Dans le cas 2, pour un signal de commande $\beta(t) = \beta_0 w(t)$ avec : $\beta_0 = 0,5$, exprimer littéralement la vitesse angulaire $\Omega(t)$ pour $t \rightarrow +\infty$. (Toute utilisation de théorèmes dont les hypothèses ne sont pas vérifiées, sera considérée comme fausse).

Q.2.9 Faire l'application numérique.

Q.2.10 Le système est-il sensible aux perturbations de couple de charge ?

Nous disposons maintenant d'une génératrice tachymétrique pour mesurer la vitesse angulaire $\Omega(t)$ son gain est $K_T = 0,0637 \text{Vrad}^{-1}\text{s}$ et nous bouclons le système de la façon représentée à la figure 2.1.

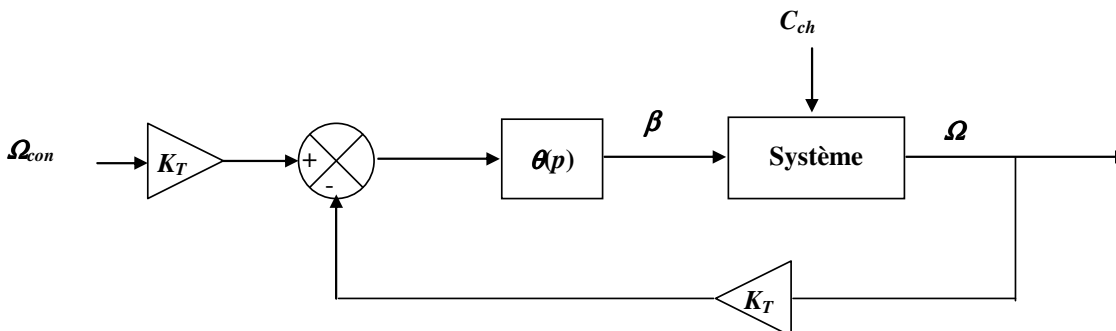


Figure 2.1 : Schéma bloc avec retour tachymétrique.

Q.2.11 Sur le document réponse N°1, compléter le schéma 'système équivalent bouclé avec retour unitaire'.

Q.2.12 Dans un premier temps, le contrôleur $\theta(p)$ est un simple gain γ et le couple de charge est considéré comme nul (cas 1). Calculer le gain qui assure une pulsation de coupure à 0dB de 100rad/s .

Q.2.13 La marge de phase est-elle suffisante ?

Q.2.14 Tracer le diagramme de Bode gain et phase du système bouclé pour cette valeur de G , sur le document réponse joint N°2.

Q.2.15 Toujours dans le cas 1, pour la valeur de gain trouvée en considérant une consigne de 78.5rad/s , calculer la vitesse angulaire $\Omega(t)$ pour $t \rightarrow +\infty$. (Toute utilisation de théorèmes dont les hypothèses ne sont pas vérifiées, sera considérée comme fausse).

Q.2.16 Dans le cas 2, pour la valeur de gain trouvé en considérant une consigne de 78.5rad/s calculer la vitesse angulaire $\Omega(t)$ pour $t \rightarrow +\infty$. (Toute utilisation de théorèmes dont les hypothèses ne sont pas vérifiées, sera considérée comme fausse).

Q.2.17 Le système bouclé est-il sensible aux perturbations de couple de charge ?

Q.2.18 On pose maintenant $\theta(p) = \gamma + \frac{\chi}{p}$ avec $\chi = 1$. Calculer γ pour que la pulsation de coupure à 0dB soit toujours égale à 100rad/s. (Nota le contrôleur est alors de type Proportionnel Intégral).

Q.2.19 Calculer la nouvelle marge de phase. Semble t'elle suffisante ?

Q.2.20 Le système bouclé avec ce contrôleur Proportionnel Intégral (PI) est-il sensible au couple de charge, justifier la réponse.

3^{ème} Partie : Commande par modes glissants d'ordre 1

Rappels :

La réalisation d'une loi de commande par modes glissants comporte deux étapes. Tout d'abord, il s'agit de définir une surface S dans l'espace d'état (définie par une fonction contrainte $s(t,x,u)$) telle que, en régime de glissement (état verrouillé sur cette surface), le système ait le comportement escompté. Dans un second temps, il s'agit de synthétiser une loi de commande discontinue agissant sur la dérivée première de la variable de glissement et faisant en sorte que la surface de glissement S soit attractive (au moins localement). Si elle existe, l'unique commande $V_{\acute{e}q}$ qui contraint les trajectoires du système à évoluer exactement sur la surface de glissement est appelée la commande équivalente et est solution de :

$$\frac{ds}{dt} = 0$$

Précisons que ce que nous entendons par commande équivalente $V_{\acute{e}q}$ est la commande qui assure strictement et à tout instant : $s = 0$.

Ainsi, dans le cas idéal d'un système sans incertitude et commandé avec une fréquence de commutation infinie $V_{\acute{e}q}$ est égale à V . Aussi, si la réalisation le permet, la commande V par modes glissants se décompose généralement en deux termes :

$$V = V_{\acute{e}q} + V_{disc}$$

où $V_{\acute{e}q}$ représente la partie commande équivalente et où V_{disc} est l'action discontinue qui assure la convergence en temps fini vers la surface S et le rejet d'une certaine classe de perturbations (« matching condition » condition de recouvrement). A cette fin, l'amplitude de la discontinuité doit être supérieure aux bornes dans lesquelles évoluent les incertitudes de modèles et les perturbations.

Q.3.1 À partir des équations mécaniques et électriques du moteur données en 2^{ème} partie donner une représentation du système sous forme d'état.

$\dot{Z} = AZ + BV + DC_{ch} \quad \text{et} \quad y = \Omega = z_1 = CZ$	(3.1)
---	-------

Avec le vecteur d'état $Z := (z_1, z_2)^T = (\Omega, i)^T$, $A \in \mathfrak{R}^{2 \times 2}$, $B \in \mathfrak{R}^2$, $D \in \mathfrak{R}^2$ et $C \in \mathfrak{R}^{1 \times 2}$.

Q.3.2 Le système est-il commandable (on considérera le couple de charge nul, cas 1 de la partie 2) ? Justifier la réponse.

Q.3.3 Le système est-il observable (on considérera le couple de charge nul, cas 1 de la partie 2) ? Justifier la réponse.

On désire que la vitesse du moteur Ω suive une trajectoire de référence $\Omega_{réf}$ au moins deux fois dérivable. Pour cela on va contraindre le système à évoluer sur une surface $s(t)$ choisie comme suit :

$$s(t) = (\Omega - \Omega_{réf}) + \tau \frac{d(\Omega - \Omega_{réf})}{dt}$$

Q.3.4 Calculer l'évolution de $\xi := \Omega - \Omega_{réf}$ sur la surface de contrainte. On prendra comme condition initiale : $\xi_0 = \Omega - \Omega_{réf} \neq 0$.

Q.3.5 Quelle est la condition sur τ pour que l'écart $\xi = \Omega - \Omega_{ref}$ entre les deux trajectoires tende vers zéro ?

Q.3.6 Calculer la dérivée de $s(t)$ (notée : $\frac{ds(.)}{dt}$) en fonction des variables V , Ω , Ω_{ref} , $\frac{d\Omega_{ref}}{dt}$, $\frac{d^2\Omega_{ref}}{dt^2}$, i , C_{ch} et de leurs dérivées.

Pour démontrer que la surface $s(t)$ est attractive, nous pouvons définir une fonction $\vartheta = \frac{s(t)^2}{2}$ qui traduit l'écart entre l'état du système et la surface $s(t) = 0$ (ceci est en relation avec le théorème de Lyapunov 1892).

Q.3.7 Calculer la dérivée de ϑ (i.e $s \frac{ds(.)}{dt}$), pour que $s(t)$ soit attractive il faut que la dérivée de ϑ soit négative.

A présent, nous posons $V = V_{connue} + V_{disc}$, avec V_{connue} la partie de la commande qui est en fonction de variables mesurées et de paramètres connus. **Attention**, V_{connue} n'est qu'une partie de la commande équivalente $V_{eq.}$, en effet seul les termes connus et/ou accessibles à la mesure de V_{eq} sont ici pris en compte. Ainsi, les termes évaluables grâce aux mesures sont i et Ω et les paramètres connus avec une précision acceptable sont k , L , R , τ . Dans la dérivée de ϑ , même si $\frac{d\Omega_{ref}(.)}{dt}$ et $\frac{d^2\Omega_{ref}(.)}{dt^2}$ sont connus car imposés par l'utilisateur, ils ne peuvent pas être utilisés dans V_{connue} car l'inertie J est un paramètre inconnu et variable mais borné $J \in [0.1Nms^2 / rad, 1Nms^2 / rad]$, ici nous considérons un contexte plus général qu'à la partie 2 (par exemple le cas où la charge entraînée est un rouleau de papier). Nous posons donc :

$$V_{connue} = k \Omega + \left(R - \frac{L}{\tau} \right) i$$

Q.3.8 Soit $V_{disc} = -\lambda \text{sign}(s)$ quelle est la condition sur λ pour que la dérivée de ϑ soit négative ?

En considérant λ bien choisi, en première approximation et en considérant le pire cas, nous obtenons :

$$\frac{d\vartheta}{dt} = -\frac{s\lambda}{2} \text{sign}(s)$$

Q.3.9 Exprimer le temps de convergence de ϑ vers zéro en fonction de $\vartheta(0) = \vartheta_0$.

Q.3.10 Que ce passera t-il après ce temps ?

Les convertisseurs, qu'ils soient multicellulaires ou non ont des fréquences d'échantillonnage finies ce qui provoque des oscillations autour de la surface $s(t) = 0$, ce phénomène est appelé broutement (chattering en anglais).

Q.3.11 Quel est l'avantage d'un convertisseur multicellulaire par rapport à un convertisseur statique classique vis-à-vis du phénomène de broutement ?

4^{ème} Partie : Commande d'ordre 2 et convertisseur multicellulaire.

Dans les années 80 l'école Russe a proposé de nouvelles commandes par modes glissants qui permettent de s'affranchir du phénomène de broutement ou/et de commander des systèmes avec un degré relatif supérieur à 1 (i.e. différence entre l'ordre du dénominateur et du numérateur dans la fonction de transfert). C'est l'une de ces commandes que nous étudierons dans cette partie, nous montrerons aussi que le multicellulaire permet de la réaliser directement (sans passer par une Modulation de Largeur d'Impulsions).

Principe :

Nous désirons avoir une commande u continue et garantir une convergence en temps fini, pour cela nous pouvons utiliser la commande suivante ('twisting control' Levant 1993) :

$\dot{u} = -u$	si $ u > u_{\max}$	(4.1)
$\dot{u} = -\alpha_M \text{sign}(\sigma(t))$	si $ u \leq u_{\max}$ et $\sigma \dot{\sigma} > 0$	(4.2)
$\dot{u} = -\alpha_m \text{sign}(\sigma(t))$	si $ u \leq u_{\max}$ et $\sigma \dot{\sigma} \leq 0$	(4.3)

Avec σ la nouvelle surface de contrainte.

Q.4.1 Quel est le rôle de l'équation (4.1) ?

Maintenant, pour étudier les propriétés de cette commande, nous l'appliquons à un simple intégrateur et nous obtenons la représentation d'état suivante :

$\dot{x}_1 = x_2$	(5.4)
$\dot{x}_2 = u$	(5.5)

Avec x_1 la sortie de l'intégrateur, $x_2 = u$ et la surface de contrainte $\sigma = x_1 - x_{1des}$ où x_{1des} est une valeur constante de consigne désirée sur la sortie de l'intégrateur. Il nous faut donc atteindre le point d'équilibre $\sigma = \dot{\sigma} = 0$ et ceci en temps fini.

Q.4.2 En supposant qu'à l'instant initial $\sigma(0) = 0$ et $\dot{\sigma}(0) = x_2(0) > 0$ avec $u_{\max} > x_2(0)$ quelle sera, juste après l'instant initial, la commande constante ($\alpha_m, -\alpha_m, \alpha_M$ ou $-\alpha_M$) appliquée au système ?

Q.4.3 Cette commande est appliquée jusqu'à l'instant t_1 où la droite $\dot{\sigma}(t) = 0$ est atteinte. Calculer cet instant t_1 et la valeur de $\sigma(t_1)$.

Q.4.4 Quelle sera, juste après l'instant t_1 la commande constante ($\alpha_m, -\alpha_m, \alpha_M$ ou $-\alpha_M$) appliquée au système ?

Q.4.5 Cette commande est appliquée jusqu'à l'instant $t_2 + t_1$ où la droite $\sigma(t) = 0$ est atteinte. Calculer en fonction de $x_2(0)$, les valeurs de t_2 et de $\sigma(t_2 + t_1)$.

Q.4.6 Quelle sera, juste après l'instant $t_2 + t_1$ la commande constante ($\alpha_m, -\alpha_m, \alpha_M$ ou $-\alpha_M$) appliquée au système ?

Q.4.7 Cette commande est appliquée jusqu'à l'instant $t_1 + t_2 + t_3$ où la droite $\sigma(t) = 0$ est atteinte. Calculer en fonction de $x_2(0)$, les valeurs de t_1 et $\sigma(t_1 + t_2 + t_3)$.

Q.4.8 Trouver les relations de récurrences liants respectivement t_{2k+1} à t_{2k-1} et t_{2k+2} à t_{2k} .

Afin de simplifier les notations, nous posons : $T_k = \sum_{i=1}^k t_i$.

Q.4.9 Trouver les relations de récurrences liant respectivement $\sigma(T_{2k+1})$ à $\sigma(T_{2k-1})$ et $\sigma(T_{2k+2})$ à $\sigma(T_{2k})$.

Q.4.10 Quelle est la condition sur α_M et α_m pour que $\sigma(t)$ et $\dot{\sigma}(t)$ convergent vers zéro ?

Q.4.11 Calculer littéralement $T_{+\infty}$

Q.4.12 Quelle est la condition sur α_M et α_m pour que $T_{+\infty} = \sum_{i=1}^{+\infty} t_i$ soit fini et donnez l'expression simplifiée de $T_{+\infty}$.

Dans un convertisseur multicellulaire comme dans tous les convertisseurs de puissance pour des raisons technologiques évidentes, la période d'échantillonnage ne peut être nulle, soit δ la valeur minimale de la période d'échantillonnage du convertisseur multicellulaire (la période vue de la charge et non la période d'échantillonnage de chaque cellule).

Q.4.13 Quel type d'erreur obtient-on sur $\sigma(t)$ et $\dot{\sigma}(t)$? Indiquer simplement en le justifiant si l'erreur est en $O(\delta^0)$, $O(\delta^1)$, $O(\delta^2)$, $O(\delta^3)$ ou $O(\delta^4)$.

Pour des raisons évidentes de rejet de perturbations, dans un cas pratique α_m doit être plus grand que l'influence des perturbations sur le système. De même, toujours pour des raisons de robustesse de considération du pire cas, le paramètre α_M doit être choisi tel que $\alpha_M > 4\alpha_m$.

Q.4.14 De combien de cellules faut-il augmenter chaque multicellulaire de la figure 1.5 pour pouvoir réaliser une commande de type 'Twisting control' ?

TRANSFORMEE de LAPLACE et TRANSFORMEE en Z

Pierre-Simon Laplace, mathématicien français (1749-1827). Laplace entra à l'université de Caen à 16 ans. Très vite il s'intéressa aux mathématiques et fut remarqué par d'Alembert. En analyse, il introduisit la fonction potentielle et les *coefficients de Laplace*. Il travailla également beaucoup sur les équations aux différences et sur les équations différentielles. Contrairement aux apparences, l'utilisation de la *transformée de Laplace* pour la résolution d'équations différentielles n'est pas due à Laplace, mais à Heaviside

Soit $f(t)$ une fonction du temps, sa transformée de Laplace $F(p)$ est définie par :

$$F(p) = L(f(t)) = \int_0^{+\infty} f(t).e^{-p.t} .dt$$

De même on peut définir la transformée de Laplace inverse donnant l'image $f(t)$ de $F(p)$ par :

$$L^{-1}(F(p)) = \frac{1}{2.\pi.j} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} F(p).e^{p.t} .dp$$

Pour une fonction discrète $f(kT)$, sa transformée en z $F(z)$ est définie par :

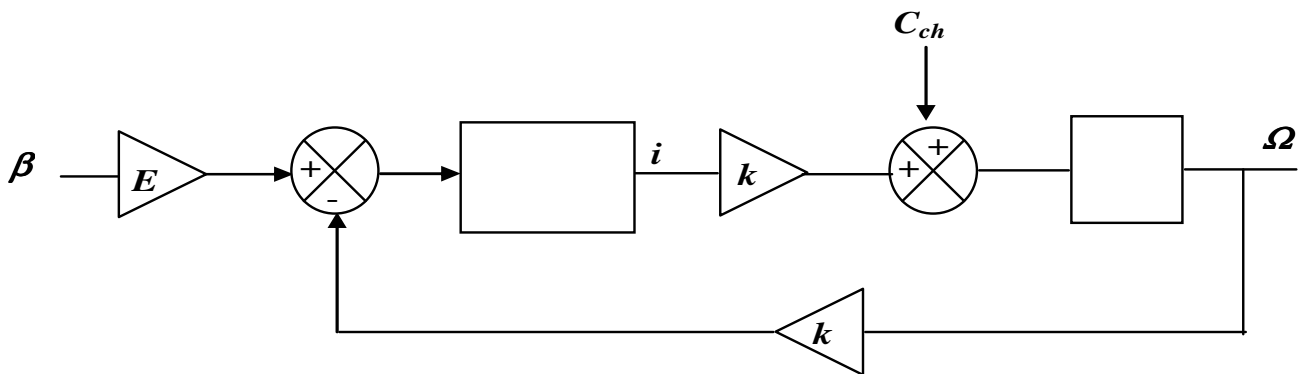
$$F(z) = Z(f(t)) = \sum_{k=0}^{\infty} f(k.T).z^{-k}$$

Table des principales transformées

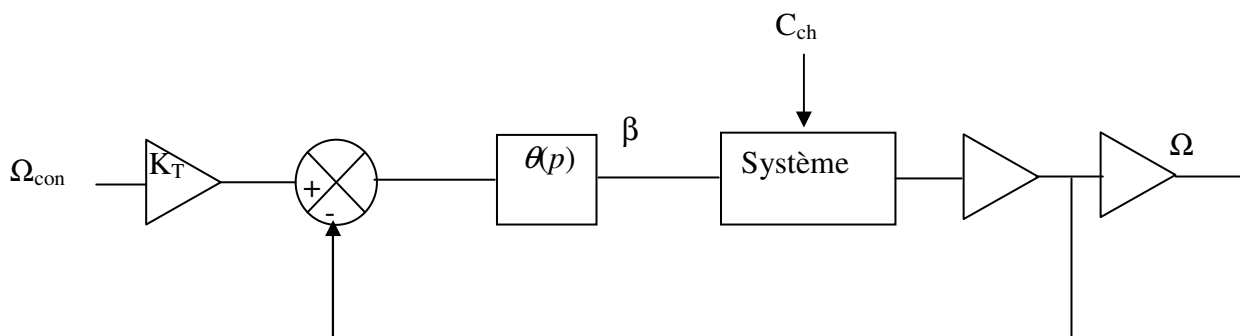
$f(t)$	$F(p)$	$F(z)$
1	$\frac{1}{p}$	$\frac{z}{z-1}$
$a.t$	$\frac{a}{p^2}$	$\frac{a.T.z}{(z-1)^2}$
$b.e^{-a.t}$	$\frac{b}{p+a}$	$\frac{b.z}{z-e^{-a.T}}$
$\frac{c}{b-a}.(e^{-a.t} - e^{-b.t})$	$\frac{c}{(p+a).(p+b)}$	$\frac{c}{b-a}.\left(\frac{z}{z-e^{-a.T}} - \frac{z}{z-e^{-b.T}}\right)$
$\frac{1}{a-b}.(a.c.e^{-a.t} - b.c.e^{-b.t})$	$\frac{p.c}{(p+a).(p+b)}$	$\frac{1}{a-b}.\left(\frac{a.c.z}{z-e^{-a.T}} - \frac{b.c.z}{z-e^{-b.T}}\right)$
$\frac{1}{a-b}(((c-a).e^{-a.t} - (c-b).e^{-b.t}))$	$\frac{p+c}{(p+a).(p+b)}$	$\frac{1}{a-b}.\left(\frac{(c-a).z}{z-e^{-a.T}} - \frac{(c-b).z}{z-e^{-b.T}}\right)$

DOCUMENT REPONSE N°1

Question 2.1

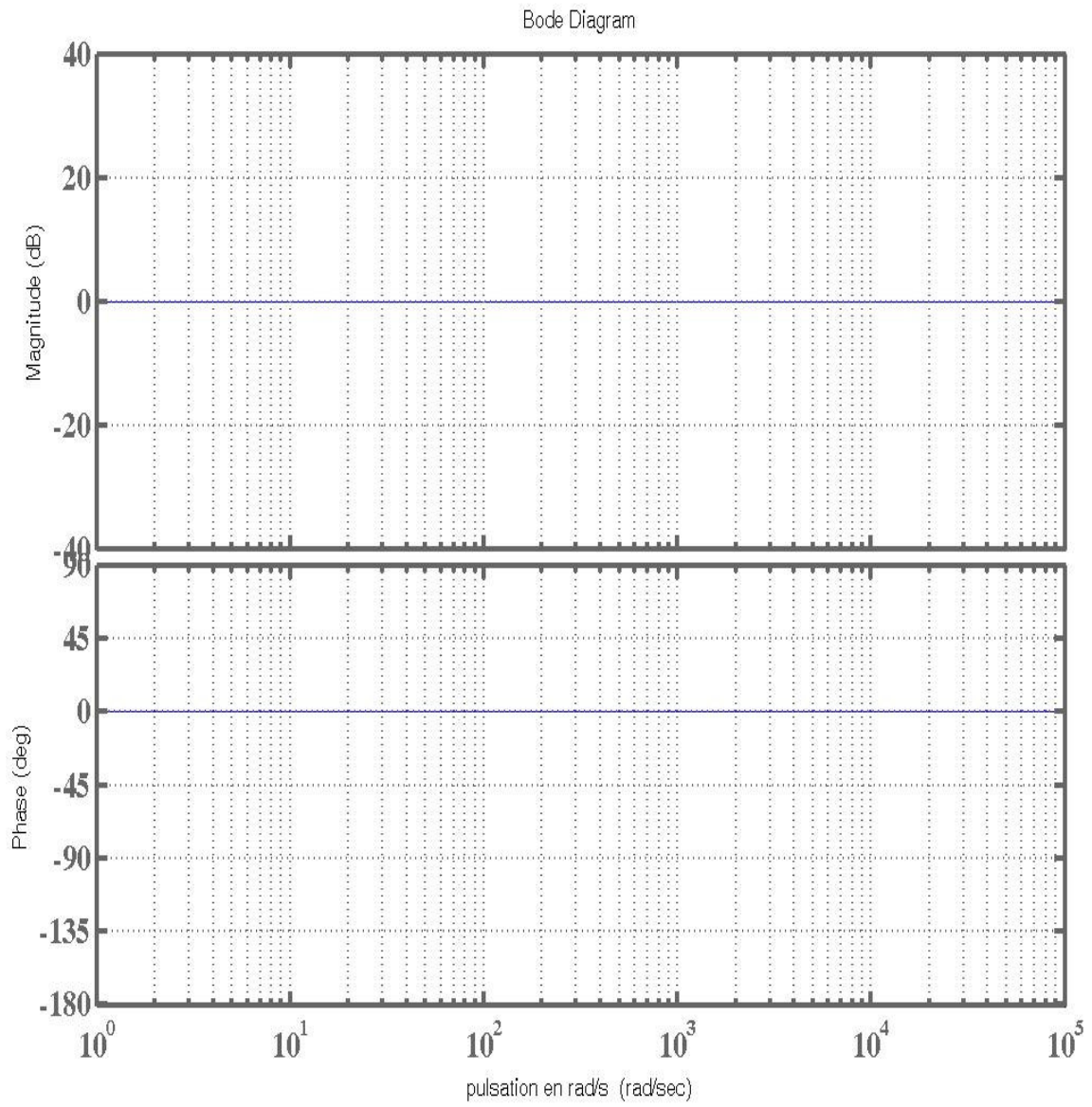


Question 2.11



DOCUMENT REPOSE N°2

Question 2.14



1^{ère} Partie

Q.1.1 $V_S = V_E$

Q.1.2 $V_S = 0$

Q.1.3 $V_S = V_E - V_{C2} + V_{C1}$

Q.1.4 $V_S = u_3 V_E - (u_3 - u_2) V_{C2} - (u_2 - u_1) V_{C1}$

Q.1.5 $\frac{dV_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1} i_s (u_2 - u_1)$ et $\frac{dV_{c2}}{dt} = \frac{1}{C_2} i_s (u_3 - u_2)$

Q.1.6 $L \frac{di_s}{dt} + R_{ch} i_s = V_s$

Q.1.7 Il faut que les temps de charge et décharge des condensateurs soient égaux donc d'après Q.1.5, il faut que le temps durant lequel $u_3 < u_2$ corresponde au temps durant lequel $u_3 > u_2$, idem pour $u_1 < u_2$ et $u_1 > u_2$.

Q.1.8 par symétrie, on s'aperçoit que ceci est toujours vérifié

Condensateur C1	Condensateur C2	Durée	U ^T
0	décharge	t2-t1	1,1,0
charge	décharge	t3-t2	0,1,0
charge	0	t4-t3	0,1,1
0	charge	t5-t4	0,0,1
décharge	charge	t6-t5	1,0,1
décharge	0	T+t1 - t6	1,0,0

Q.1.9 $V_{smoy} = \alpha V_E = 200V$

Q.1.10 $i_{smoy} = \frac{\alpha V_E}{R_{ch}} = 6.67A$

Q.1.11 On a $V_{fond} = \frac{2V_E}{3\pi} = 84.88 V$. Ainsi, l'amplitude du fondamental des oscillations en

courant est égale à $i_{fond} = \frac{2V_E}{3\pi} \frac{1}{(R_{Ch}^2 + (L_{ch} \omega_{Ch})^2)^{0.5}}$ avec $\omega_c = 3\omega$ d'où $i_{fond} = 0.135mA$ donc très inférieure à 1% du courant moyen.

Q1.12 on a :

$$\frac{dx_1}{dt} = \frac{1}{C_1} x_3 (u_2 - u_1)$$

$$\frac{dx_2}{dt} = \frac{1}{C_2} x_3 (u_3 - u_2)$$

$$\frac{dx_3}{dt} = \frac{1}{L_{ch}}(-R_{ch}x_3 + u_3V_E - x_2(u_3 - u_2) - x_1(u_2 - u_1))$$

Avec $y = x_3$.

Q1.13 Cette représentation d'état n'est pas linéaire, il y a des produits commandes variables d'état.

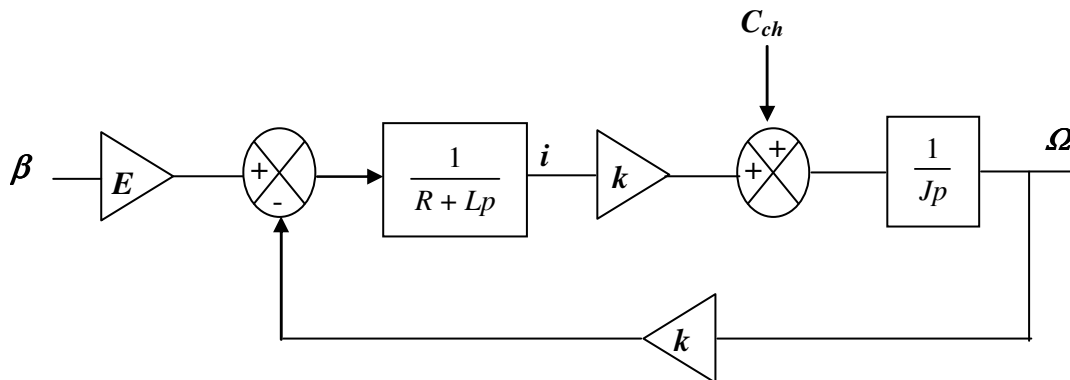
Q.1.14 Le système n'est pas observable. L'information, sur la tension aux bornes du condensateur, C_1 n'est pas accessible par la simple dérivation du courant dans la charge.

Q.1.15 Le système n'est pas observable. L'information, sur la tension aux bornes du condensateur, C_2 n'est pas accessible par la simple dérivation du courant dans la charge.

Q.1.16 Oui, il est alors observable, car U_a nous permet d'observer la tension aux bornes de C_1 et U_b nous permet d'observer la tension aux bornes de C_2 . Le critère du rang, de la matrice d'observabilité, est un critère pour les systèmes linéaires, donc inadapté ici.

2^{ème} Partie

Q.2.1



Q.2.2 nous trouvons

$$H(p) = \frac{kE}{Jp(R + Lp) + k^2}$$

Q2.3

$$H(p) = \frac{kE}{Jp(R + Lp) + k^2} = \frac{508}{10^{-3} p^2 + 0.1p + 1.612} \text{ on trouve des pôles égaux à } -79.7993 \text{ et à } -20.2007.$$

Q.2.4

$$G(p) = \frac{(R + Lp)}{Jp(R + Lp) + k^2}$$

Q.2.5

$$G(p) = \frac{(R + Lp)E}{Jp(R + Lp) + k^2} = \frac{+400 + 4p}{10^{-3} p^2 + 0.1p + 1.612}$$

on trouve des pôles égaux à -79.7993 et à -20.2007 cf. dénominateur inchangé.

Q.2.6 Les pôles étant stables, on a le droit d'utiliser le théorème de la valeur finale

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \Omega(t) = \lim_{p \rightarrow 0^+} p \frac{kE}{Jp(R + Lp) + k^2} \frac{0.5}{p} = \frac{508 * 0.5}{1.612}$$

Q.2.7 On obtient $\Omega(\infty) = 157.5682 \text{rad/s} = 1504,73 \text{tr/min}$.

Q.2.8 On utilise le théorème de la valeur finale, aussi dans le cas 2, les pôles sont stables. On

a

$$\Omega(p) = \frac{(R + Lp)C_{ch}(p)}{Jp(R + Lp) + k^2} + \frac{Ek\beta(p)}{Jp(R + Lp) + k^2}$$

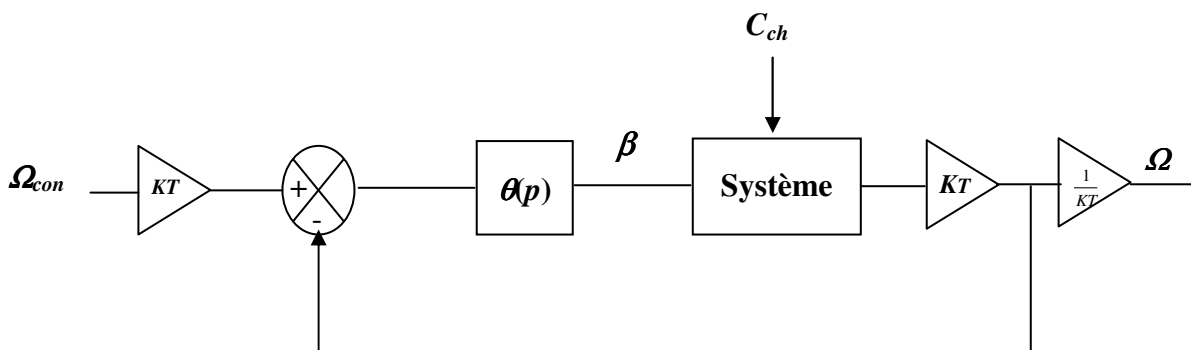
D'où

$$\lim_{p \rightarrow 0^+} p\Omega(p) = \lim_{p \rightarrow 0^+} \frac{(R + Lp)C_{ch0}}{Jp(R + Lp) + k^2} + \frac{Ek\beta_0}{Jp(R + Lp) + k^2} = \frac{20 + 508 * 0.5}{1.612}$$

Q.2.9 On obtient $\Omega(\infty) = 169.97 \text{rad/s} = 1623 \text{tr/min}$.

Q.2.10 Oui, il suffit de comparer les réponses aux questions Q.2.7 et Q.2.9.

Q.2.11



Q.2.12

La fonction de transfert en boucle ouverte est

$$H_{\gamma}(p) = \frac{EkK_T\gamma}{Jp(R + Lp) + k^2}.$$

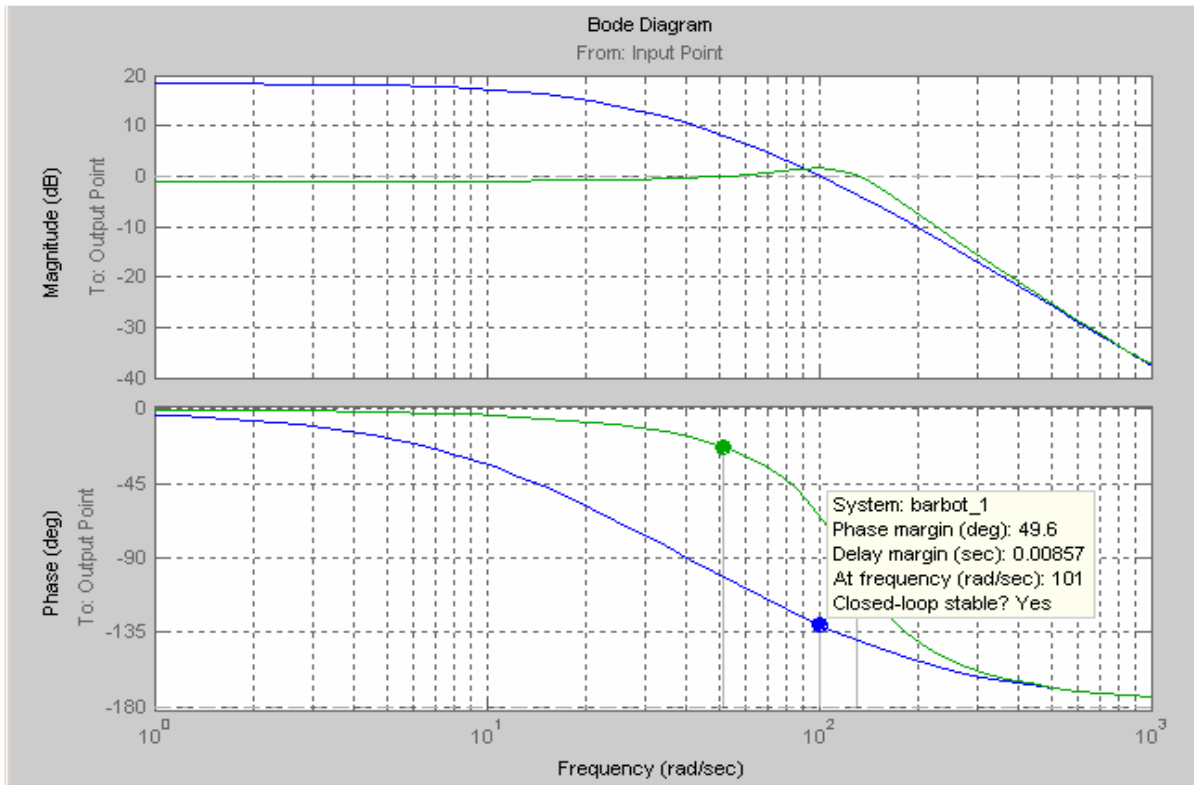
Et pour $\omega = 100 \text{ rad/s}$ on veut

$$1 = \frac{EkK_T\gamma}{\sqrt{(JR\omega)^2 + (k^2 - JL\omega^2)^2}} \text{ On trouve } \gamma = 0.4097 \approx \frac{1}{2.5}.$$

Q.2.13 la marge de phase est égale à $\arcsin\left(\frac{JR\omega}{\sqrt{(JR\omega)^2 + (k^2 - JL\omega^2)^2}}\right) = 48.88^\circ \approx 49^\circ.$

Q.2.14

La fonction de transfert en boucle fermée est $H_{BF}(p) = \frac{EkK_T\gamma}{Jp(R + Lp) + k^2 + EkK_T\gamma}$



Q.2.15 La marge de phase étant de +48%, donc stable, on peut utiliser le théorème de la valeur finale.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \Omega(t) = \lim_{p \rightarrow 0^+} p \frac{80.89}{0.001p^2 + 0.1p + 82.51} \frac{78.5}{p} = 76.965 \text{ rad/s}$$

Q.2.16 Pour les mêmes raisons qu'en Q.2.15, on peut utiliser le théorème de la valeur finale.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \Omega(t) = \lim_{p \rightarrow 0^+} p \left(\frac{80.89}{0.001p^2 + 0.1p + 82.51} \frac{78.5}{p} + \frac{0.0637(1 + 0.01p)}{0.001p^2 + 0.1p + 82.51} \frac{20}{p} \right) = 76.98 \text{ rad/s}$$

Q.2.17 Oui il est très légèrement sensible.

Q.2.18 Nous obtenons $\gamma \approx 0.4097$

Q.2.19 La marge de phase est de $48.88 - 1.3982 = 47.4818^\circ \approx 47.50^\circ$

Q.2.20 Le système n'est plus sensible aux perturbations de couple, car il y a un intégrateur pur en aval de la perturbation.

3^{ème} Partie

Q.3.1

$$A = \begin{pmatrix} 0 & \frac{k}{J} \\ -\frac{k}{L} & -\frac{R}{L} \end{pmatrix}, \quad B = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{pmatrix}, \quad D = \begin{pmatrix} \frac{1}{J} \\ 0 \end{pmatrix} \text{ et } C = (1, 0)$$

Q.3.2.

$$\text{Rang } C(AB) = \text{Rang}(B, AB) = \text{Rang} \begin{pmatrix} 0 & \frac{k}{JL} \\ \frac{1}{L} & -\frac{R}{L^2} \end{pmatrix} \text{ est égal à 2, donc commandable.}$$

Q.3.3

$$\text{Rang } O(AC) = \text{Rang} \begin{pmatrix} C \\ CA \end{pmatrix} = \text{Rang} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{pmatrix} \text{ est égale à 2, donc observable.}$$

Q.3.4

$$\xi(t) = e^{-t/\tau} \xi(0)$$

Q.3.5

Pour que l'évolution sur la surface soit stable, il faut que $\tau < 0$.

Q.3.6

$$\frac{ds(\cdot)}{dt} = \frac{k}{J} z_2 + \frac{C_{Ch}}{J} - \frac{d\Omega_{ref}}{dt} + \tau \left(\frac{k}{LJ} v - \frac{kR}{LJ} z_2 - \frac{k^2}{JL} z_1 - \frac{d^2\Omega_{ref}}{dt^2} \right).$$

Q.3.7

$$\frac{d\vartheta}{dt} = s \frac{ds(\cdot)}{dt} = s \left(\frac{k}{J} z_2 + \frac{C_{Ch}}{J} - \frac{d\Omega_{ref}}{dt} + \tau \left(\frac{k}{LJ} v - \frac{kR}{LJ} z_2 - \frac{k^2}{JL} z_1 - \frac{d^2\Omega_{ref}}{dt^2} \right) \right).$$

Q.3.8

On trouve alors

$$\frac{d\vartheta}{dt} = s \frac{ds(\cdot)}{dt} = s \left(\frac{C_{Ch}}{J} - \frac{d\Omega_{ref}}{dt} + \tau \left(-\frac{k}{LJ} \lambda \text{sign}(s(t)) - \frac{d^2\Omega_{ref}}{dt^2} \right) \right).$$

D'où, la condition est

$$\lambda > \left| \frac{C_{Ch}}{J} - \frac{d\Omega_{ref}}{dt} - \tau \frac{d^2\Omega_{ref}}{dt^2} \right|.$$

Q.3.9

$$\frac{d\vartheta}{dt} = \frac{-\lambda}{2} \sqrt{\vartheta} \quad \text{d'où en intégrant : } \vartheta(t) = \left(\frac{-\lambda}{4} t + \sqrt{\vartheta_0} \right)^2, \text{ on obtient le temps qu'il faut pour atteindre}$$

$$\vartheta=0. \text{ Ce temps est : } t = \frac{4}{\lambda} \sqrt{\vartheta_0}.$$

Q.3.10

Après ce temps, le système évoluera sur la surface de glissement $s(t)=0$.

Q.3.11

La fréquence, vue par la charge, sera plus élevée et l'amplitude des discontinuités peut être un multiple

de $\frac{V_E}{k}$ avec k le nombre de cellules. Ainsi, le phénomène de broutement (chattering en anglais) est très fortement atténué.

4^{ème} Partie

Q.4.1 Le rôle de l'équation 4.1 est de borner u .

Q.4.2 Ce sera $-\alpha_M$.

Q.4.3 On trouve $t_1 = \frac{x_2(0)}{\alpha_M}$ et $\sigma(t_1) = \frac{x_2(0)^2}{2\alpha_M}$.

Q.4.4 Ce sera $-\alpha_m$.

Q.4.5 On trouve $t_2 = \frac{x_2(0)}{\sqrt{\alpha_M \alpha_m}}$ et $\sigma(t_1 + t_2) = -\sqrt{\frac{\alpha_m}{\alpha_M}} x_2(0)$.

Q.4.6 Ce sera α_M .

Q.4.7 On trouve $t_3 = \sqrt{\frac{\alpha_m}{\alpha_M}} \frac{x_2(0)}{\alpha_M}$ et $\sigma(t_1 + t_2 + t_3) = \sqrt{\frac{\alpha_m}{\alpha_M}} \frac{x_2(0)^2}{2\alpha_M}$.

Q.4.8 En comparant les relations précédentes, on obtient

$$\frac{t_{2k+1}}{t_{2k-1}} = \sqrt{\frac{\alpha_m}{\alpha_M}} \text{ et } \frac{t_{2k}}{t_{2k-2}} = \sqrt{\frac{\alpha_m}{\alpha_M}}.$$

Q.4.9 On obtient les mêmes relations

$$\frac{\sigma(T_{2k+1})}{\sigma(T_{2k-1})} = \sqrt{\frac{\alpha_m}{\alpha_M}} \text{ et } \frac{\sigma(T_{2k})}{\sigma(T_{2k-2})} = \sqrt{\frac{\alpha_m}{\alpha_M}}.$$

Q.4.10 La relation est $\sqrt{\frac{\alpha_m}{\alpha_M}} < 1$ donc $\alpha_m < \alpha_M$.

Q.4.11 La solution littérale est

$$T_\infty = \sum_{i=1}^{\infty} \left(\sqrt{\frac{\alpha_m}{\alpha_M}} \right)^i \left(\frac{1}{\alpha_m} + \frac{1}{\sqrt{\alpha_m \alpha_M}} \right) x_2(0)$$

Q.4.12 Pour que $T_{+\infty}$ soit borné, il faut simplement que $\alpha_m < \alpha_M$. Alors, on obtient

$$T_\infty = \frac{1}{1 - \sqrt{\frac{\alpha_m}{\alpha_M}}} \left(\frac{1}{\alpha_m} + \frac{1}{\sqrt{\alpha_m \alpha_M}} \right) x_2(0).$$

Q.4.13 D'après les relations, ayant servies à établir Q.4.3 et Q.4.5, on trouve que $\sigma(t) = O(\delta^2)$ et $\dot{\sigma}(t) = O(\delta)$.

Q.4.14 Il faut avoir au moins cinq cellules par multicellulaire, sur la figure 1.5, il n'y a que 3 cellules, donc il en faut deux cellules de plus.

Composition d'électronique

Durée : 6 heures - coefficient 1

L'épreuve d'électronique de la session 2009 a pour support un système de sécurité pour plateforme pétrolière.

Le système se compose de modules interconnectés par un bus permettant de véhiculer l'énergie entre les modules ainsi que les informations nécessaires au pilotage de l'ensemble (en utilisant un bus CAN).

Les connaissances scientifiques dans les domaines de la physique d'un premier cycle universitaire sont nécessaires pour aborder ce sujet.

Le sujet permet, en partant des principes physiques de base, de définir le modèle d'un générateur constitué d'un panneau solaire.

L'utilisation de l'énergie produite et la gestion de son stockage dans une batterie sont abordés ensuite.

La mise en sécurité de la plateforme nécessite de disposer de capteurs spécifiques. On se propose d'étudier un détecteur explosimétrique, un détecteur de température et un détecteur de niveau. Certains de ces capteurs sont déportés en utilisant des liaisons par boucle de courant.

L'interconnexion des modules et leur dialogue avec le système informatique de la plateforme nécessite l'usage d'un réseau Ethernet et du bus CAN déjà cité.

La première partie du sujet a été abordée par la plupart des candidats avec beaucoup d'erreurs sur les premières applications numériques. La correspondance entre eV et Joule n'est pas connue. Les questions relevant des semi-conducteurs sont traitées de façon trop superficielle alors que les connaissances attendues sont élémentaires. Les candidats ayant abordés les questions sur les panneaux solaires ont globalement répondu correctement. Le principe physique des capteurs à effet hall n'est pas connu par une majorité des candidats. Les correcteurs ont relevés de nombreuses confusions entre la protection d'une décharge profonde et la protection contre une surcharge de la batterie. Les réponses à ces questions exigeaient une bonne lecture et une analyse du programme de traitement implanté dans le microcontrôleur.

La deuxième permet de mettre en évidence, le fonctionnement d'un échange de données utilisant le bus CAN et un réseau Ethernet pour la communication avec une base de données.

Après une étude des principes et des protocoles utilisés, on demande de mettre en évidence les contraintes associées à la couche physique du bus CAN.

Quelques questions concernant les principes de paramétrage d'un réseau Ethernet IP et l'étude du principe logiciel de connexion à une base de données n'ont été que très peu abordés bien que ces connaissances fassent partie du référentiel du BTS IRIS.

Globalement, bon nombre de candidats n'ont pas traités cette partie et parmi ceux qui l'ont traitée, on constate de graves lacunes sur la connaissance des principes de base (ligne de transmission, protocoles...).

La troisième partie est consacrée à la mise en œuvre des capteurs. Elle a été traitée superficiellement par un grand nombre de candidat.

Sur les premières questions impliquant des amplificateurs opérationnels en mode linéaire, les calculs ont été assez bien menés mais les conclusions sont rarement pertinentes. Des

erreurs de calculs sont faciles à repérer en regardant simplement les homogénéités des formules.

La mise en œuvre du circuit AD8231 est souvent bâclée : la liste des tâches à effectuer manque généralement.

Si les relations entre les courants dans l'émetteur ont été trouvées, le rôle de la résistance R7 n'a pas été abordé. Il en va de même pour la tension de sortie de l'échantillonneur bloqueur.

L'utilisation du transistor MOS à déplétion n'a pas été expliqué, et la régulation de courant bien rarement et maladroitement présentée. Le calcul de la tension aux bornes de la diode zener a été globalement traité correctement, même si l'utilité de la tension U_{ref} n'a pas été abordée.

Le phénomène piézo-électrique a été expliqué par la plupart des candidats de manière très grossière. La fonction de transfert a été généralement abordée et calculée avec plus ou moins de facilité. Le diagramme de Bode a été rarement dessiné mais les tracés sont corrects (hormis le décalage de phase souvent oublié). La fréquence caractéristique du réjecteur a bien souvent été confondue avec la fréquence mesurée par le marqueur.

Présentation



Le support de l'étude qui va suivre est un **système de sécurité autonome** destiné à être embarqué sur des plateformes pétrolières. Il peut s'agir aussi bien de plateformes « offshore » que de plateformes mobiles à chenilles utilisées pour les gisements terrestres de petites tailles (on déplace la plateforme de gisement en gisement).



Pour ce type d'installation, il est essentiel de disposer d'un système de sécurité **modulaire** et **autonome** en énergie :

- La modularité permet au dispositif de s'adapter, tout en utilisant les mêmes composants de base, à des installations très diverses de part la nature des dispositifs de sécurité à piloter.
- L'autonomie permet de s'affranchir des sources d'énergies usuelles en cas de problèmes.

La société qui commercialise ce type de produit, propose, pour les projets de ses clients, des fonctionnalités très variées et capables de s'adapter aux systèmes les plus divers. Parmi les fonctionnalités de bases on peut citer :

- Les alimentations autonomes ou secourues qui permettent de garantir la disponibilité de la chaîne de sécurité.
- Les affichages disponibles sous formes de textes, d'indicateur ou d'éclairage de secours.
- Les capteurs pour les différentes grandeurs que l'on souhaite mesurer (température, présence de gaz, détecteurs d'inclinaison...).
- Les dispositifs de supervision permettant de consigner les informations relevées et de piloter les composants du système.

La modularité est à la base de la conception de ce type de système car ce sont en général des équipements unitaires ou de petites séries qu'il faut pouvoir produire rapidement.

La société a choisi de proposer une gamme de modules simples s'interconnectant par un bus « système » permettant de véhiculer à la fois l'énergie nécessaire et les informations en utilisant pour ces dernières le bus de terrain CAN.

On représente ci-dessous la solution élaborée pour une plateforme pétrolière « offshore ». C'est cette structure qui servira de support à notre étude.

Le bus de communication et d'énergie est constitué d'un bus CAN pour les informations et de lignes d'alimentations permettant la distribution d'énergie aux autres modules.

L'alimentation autonome est constituée de batteries rechargées par un panneau solaire orientable.

Le dispositif d'affichage permet d'afficher sous forme de texte, des messages visibles à grande distance.

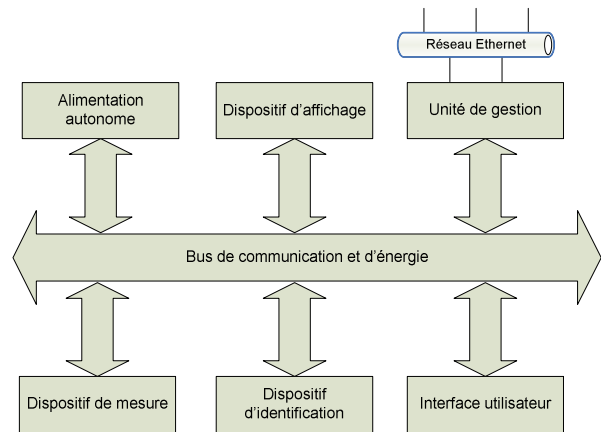
Le dispositif de mesure permet la mesure de différentes grandeurs physiques au moyen de capteurs spécifiques (température, présence de gaz, inclinaison, fumées...).

Le dispositif d'identification permet de centraliser les accès des personnels dans les différentes zones de sécurité de la plateforme.

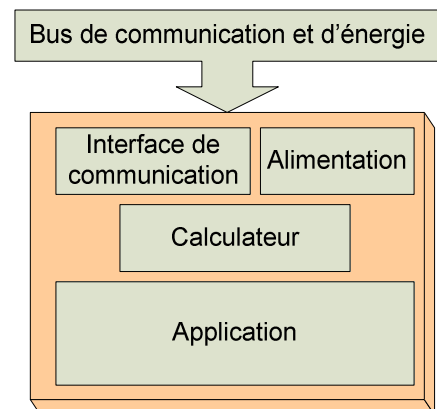
L'interface utilisateur, optionnelle, permet d'utiliser une interface homme machine (IHM) constituée d'un clavier de 12 touches et d'un afficheur de 2 lignes de 16 caractères.

L'unité de gestion permet de piloter l'ensemble du système de sécurité en se raccordant au bus CAN. L'accès au réseau Ethernet permet l'ouverture du système vers le réseau informatique de la plateforme.

Les différents sous-ensembles du système qui se raccordent au bus de communication et d'énergie utilisent le schéma fonctionnel suivant :



- Une interface de communication qui permet au calculateur d'échanger des informations sur le bus de communication CAN.
- Une alimentation qui permet de prélever, à partir d'une source externe ou depuis le bus, l'énergie nécessaire. L'alimentation est dite autonome si toute l'énergie est puisée sur le bus, elle est mixte si une partie de l'énergie provient d'une autre source et elle est indépendante si aucune énergie n'est issue du bus.
- Un calculateur dont la nature dépend des performances et des fonctionnalités attendues.
- L'application embarquée qui caractérise le sous-ensemble (capteurs, affichage, dialogue...).



Questionnement

L'épreuve se compose de 3 parties indépendantes.

A l'intérieur de chaque partie, de nombreuses questions sont également indépendantes.

Le candidat est donc invité à lire rapidement et entièrement l'énoncé avant de commencer à composer afin de bien répartir le temps de composition entre les différentes parties.

Une rédaction soignée, une écriture lisible et des résultats encadrés seront appréciés par les correcteurs.

Si au cours de l'épreuve, le candidat détecte ce qui lui semble être une erreur d'énoncé, il le signale par écrit dans sa copie et poursuit sa composition en indiquant précisément les raisons des initiatives qu'il a été amené à prendre.

Sommaire

A- Production de l'énergie.

Dans cette partie, on se propose d'étudier certains aspects de la chaîne de production et de stockage de l'énergie.

B- Transmission de données.

Cette partie portera surtout sur l'étude de certains aspects de la transmission de données sur un bus CAN et un réseau Ethernet.

C- Les capteurs.

Plusieurs types de capteurs sont présentés dans cette partie. L'étude et la mise en œuvre de ces derniers seront étudiés aux travers de questions diverses.

Production de l'énergie

L'alimentation du système est prise en charge par le module énergie (alimentation autonome). Ce dernier est associé à un panneau solaire et à un ensemble de batteries au plomb. Les puissances mises en jeu dépendent de l'autonomie envisagée pour le système.

Dans le cas de notre étude, on dispose des informations suivantes :

Le panneau solaire fournit une puissance nominale de 140W et ce, dans le cas le plus favorable.

Les batteries, associées en parallèle, ont une tension de service de 12V. Cette tension sera distribuée sur le bus système.

Le module délivre, une tension fixe de 8V destinée à l'alimentation des autres modules connectés au bus. Cette tension sera distribuée sur le bus système.

Le module est raccordé au bus de communication (CAN) du bus système afin de permettre sa supervision à distance.

Dans l'étude qui suit nous allons aborder différents aspects du fonctionnement du module énergie.

Le panneau solaire.



Le panneau solaire est constitué d'un ensemble de cellules photovoltaïques destinées à produire une tension et un courant exploités par le module énergie.

Nous allons dans la suite déterminer les performances d'un tel générateur.

Potentiel solaire.

Le Soleil est une « petite étoile » de 696 000 km de rayon (R_S) et de masse $1,99 \times 10^{30}$ kg. Sa température intérieure, supérieure à 10 millions de degrés, permet aux réactions nucléaires de fusion de transformer à chaque seconde environ 6 millions de tonnes de sa masse en énergie rayonnée dans l'espace.

En première approximation, le Soleil rayonne globalement comme un corps noir de température $T_S = 5\,777$ K. Le flux d'énergie $d\Phi$ émis par unité de temps pour une surface dS de Soleil est donné par la loi de Stéphan-Boltzmann :

$$M_S = \frac{d\Phi}{dS} = \sigma T^4$$

$$\sigma = \frac{2\pi^5 k^4}{15c^2 h^3}$$

où M_S (W · m⁻²) émittance énergétique, T (K) température absolue, k (J · K⁻¹) constante de Boltzmann ($k = 1,38 \times 10^{-23}$ J · K⁻¹), c (m · s⁻¹) vitesse de la lumière ($c = 3 \times 10^8$ m · s⁻¹), h (J · s) constante de Planck ($h = 6,62 \times 10^{-34}$ J · s).

La conservation de l'énergie totale Φ_S émise par le Soleil par unité de temps s'écrit :

$$\Phi_S = 4\pi R_S^2 M_S = 4\pi D_{TS}^2 E_{SC}$$

Φ_S (W) flux solaire,
 D_{TS} (km) distance moyenne Terre-Soleil ($D_{TS} = 149,6 \times 10^6$ km),
 E_{SC} (W · m⁻²) flux d'énergie incident par unité de temps au niveau de la Terre.

E_{SC} correspond à la densité du flux d'énergie incidente reçue par unité de temps par un plan de front de terre. On l'appelle généralement l'éclairement ou constante solaire.

Q1 - Déterminer la constante solaire E_{sc} .

L'atmosphère terrestre va absorber une partie de cette énergie et cette absorption dépendra de la zone géographique considérée.

Conversion photon-électron

Le rayonnement solaire est constitué de photons transportant une énergie donnée par la relation :

$$E = h\nu = h \frac{c}{\lambda}$$

E (J) énergie,
 λ (m) longueur d'onde
 ν (Hz) fréquence.

Q2 - L'énergie solaire, au niveau du sol terrestre, est, pour une grande partie, disponible dans la gamme des longueurs d'ondes visibles (0,4 à 0,78 μm). Déterminer, pour ces 2 limites, le niveau d'énergie mis en jeu (les résultats seront exprimés en eV).

Le flux de photons par seconde et par centimètre carré $N(\lambda)$ de longueur d'onde λ est donné par la relation :

$$N_{(\lambda)} = M \frac{\lambda}{hc} d\lambda$$

$N(\lambda)$ ($\text{cm}^{-2} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \mu\text{m}$) flux de photons,
 $d\lambda$ (μm) tranche de longueur d'onde (de largeur 1 μm en général (largeur spectrale normalisée))
 M ($\text{eV} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{cm}^{-2}$) le flux d'énergie par unité de temps

Q3 - Exprimer N en fonction de M , E et $d\lambda$ puis déterminer, pour les 2 limites du spectre visible, le flux de photons obtenu si on prend pour M la valeur de la constante solaire.

Pour convertir en énergie les photons obtenus avec l'énergie solaire, il faut que ces derniers puissent être absorbés par un matériau. Dans celui-ci, on a alors obtention d'une énergie thermique et d'une énergie potentielle.

L'énergie potentielle (qui nous intéresse ici) est transmise aux électrons et si elle est correctement collectée, permet de produire du courant.

On donne sur le document réponse R-Q4 une représentation souvent utilisée pour expliquer l'excitation des électrons dans un atome et ce pour différentes familles de matériaux.

Q4 - On demande de compléter ce document en y plaçant les légendes (semi-conducteur, métal, isolant) et les mots clés suivants : bande de valence, bande interdite, bande de conduction, gap, niveau de Fermi.

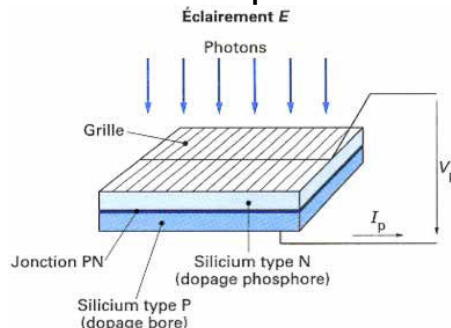
On demande de rappeler (sur votre copie) la définition des termes : bande de valence, bande interdite, bande de conduction, gap, niveau de Fermi

Q5 - On demande pourquoi les semi-conducteurs sont les plus aptes à permettre une conversion photon-électron. Le silicium (dont la largeur du gap, E_g est de l'ordre de 1,17 eV) peut-il convenir ?

Les photons dont l'énergie est supérieure à E_g peuvent faire passer un électron de la bande de valence dans la bande de conduction laissant ainsi un trou dans la bande de valence. L'électron et le trou ainsi libérés doivent rapidement être collectés pour participer ensuite à la conduction électrique avant leur recombinaison.

Q6 - Comment peut-on collecter les électrons libérés lors de la conversion photon-électron ?

On donne l'aspect d'une cellule photovoltaïque :
On peut aisément calculer le courant de conversion d'une cellule idéale à partir des hypothèses et des calculs précédents.



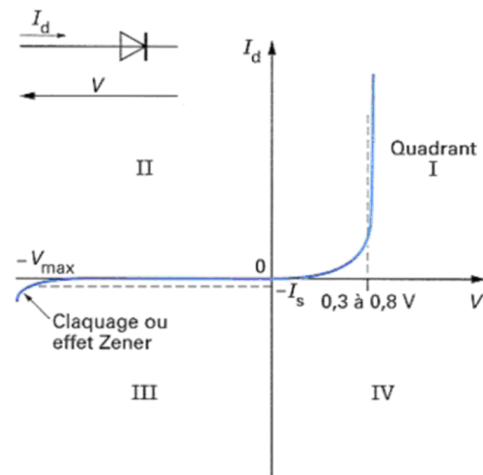
Q7 - On demande de calculer quel serait le courant produit par un faisceau incident composé d'un flux de $3,2 \times 10^{17}$ photons par centimètre carré et par seconde ?

On aborde maintenant le principe de fonctionnement et les équations fondamentales de la jonction PN en nous limitant aux rappels et aux équations nécessaires au fonctionnement de la cellule photovoltaïque.

Si l'on polarise une jonction PN, on obtient la caractéristique $I_d = f(V)$ donnée. Le modèle mathématique associé à cette caractéristique est également donné.

$$I_d = I_s \left(\exp \frac{V}{\eta V_T} - 1 \right)$$

I_s (A) courant d'obscurité des porteurs minoritaires (saturation),
 V_T (V) potentiel thermique (25 mV à 20°C),
 η coefficient dépendant du matériau qui, dans le cas des cellules photovoltaïques au silicium, a pour valeur 1.



Si l'on soumet une jonction PN de faible épaisseur à un flux lumineux, des paires électron-trou sont créées par les photons dont l'énergie est supérieure à la largeur de la bande interdite du matériau.

Il en résulte une augmentation du courant inverse de saturation proportionnelle au flux lumineux. Physiquement, cet effet se traduit de deux manières selon le quadrant de fonctionnement du dispositif :

- dans le 3^{ème} quadrant, la jonction PN travaille dans le mode photoconducteur. Le courant inverse varie alors en fonction de l'éclairement;

- dans le 4^{ème} quadrant, le système fonctionne en générateur dont le courant de court-circuit est proportionnel à l'éclairement et dont la tension à vide est celle de la diode en polarisation directe (0,5 à 0,8 V pour Si) ; c'est la cellule photovoltaïque à jonction PN.

•

Q8 - On demande de représenter l'évolution de la caractéristique de la diode dans le cas d'une cellule photovoltaïque (on précisera en représentant la courbe pour 3 valeurs d'éclairement).

Nous allons maintenant nous intéresser uniquement au quadrant IV pour la réalisation de générateurs photovoltaïques à partir de cellules photovoltaïques.

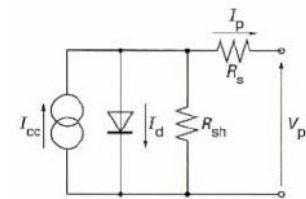
Pour cela, nous allons représenter les caractéristiques dans un nouveau repère $I_p = f(V_p)$ où le courant de saturation inverse est compté positivement. I_{cc} représente le courant de court-circuit et V_{C_0} la tension en circuit ouvert de la cellule photovoltaïque.

Q9 - On demande de représenter, dans ce nouveau repère, la caractéristique de la diode dans le cas d'une cellule photovoltaïque.

On demande d'en déduire l'équation de la caractéristique ainsi que le schéma équivalent.

Le schéma équivalent de la cellule photovoltaïque réelle tient compte d'effets résistifs parasites dus à la fabrication et qui sont représentés sur le schéma équivalent par deux résistances :

- une résistance série R_s représentant les diverses résistances de contacts et de connexions ;
- une résistance R_{sh} (shunt) en parallèle sur le générateur de courant qui caractérise les divers courants de fuite dus à la diode et aux effets de bords de la jonction.



Q10 - On demande de représenter, pour plusieurs valeurs de l'éclairement, la caractéristique réelle de la diode dans le cas d'une cellule photovoltaïque.

On repérera, pour une des courbes les 3 parties qui la constituent :

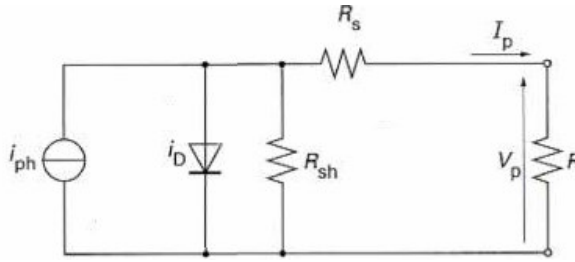
- la zone (a) où la cellule se comporte comme un générateur de courant I_{cc} proportionnel à l'éclairement ;
- la zone (b) où la cellule se comporte comme un générateur de tension V_{C_0} ;
- la zone (c) où l'impédance interne du générateur varie rapidement.

La cellule photovoltaïque est un générateur de puissance finie dont le maximum, pour un éclairement donné, correspond au point de contact avec l'hyperbole d'iso-puissance.

Tracer, sur le graphique précédent, la courbe de charge optimale en fonction des niveaux d'éclairement.

En pratique, un panneau solaire est composé d'un grand nombre de cellules élémentaires placées en série pour augmenter I_p et en parallèle pour augmenter V_{C_0} .

Q11 - Que devient le schéma équivalent de base suivant si on utilise un panneau constitué de n_p branches constituées chacune de n_s cellules de base ?



Lors de la mise en série et en parallèle de cellules élémentaires réelles, on doit résoudre des problèmes dus au déséquilibre du fonctionnement qui peut résulter de caractéristiques différentes ou plus simplement d'un éclairage différent (occultation d'une ou plusieurs cellules).

Q12 - Lors de la mise en série de plusieurs cellules que se passe-t-il si une cellule est totalement occultée et comment remédier à cet inconvénient ?

Q13 - Lors de la mise en parallèle de plusieurs cellules que se passe-t-il si une cellule ou un ensemble de cellules ont des seuils plus faibles (ou si on a une occultation de cellules) ? Comment remédier à cet inconvénient ?

Q14 - Proposer un schéma permettant de « protéger » les cellules d'un panneau constitué d'une matrice de cellules élémentaires.

On donne la documentation partielle du panneau utilisé dans notre cas :

High-efficiency photovoltaic module using silicon cells

Performance		Electrical Characteristics ²		SX3140
Rated power (P_{max})	140W	Maximum power (P_{max}) ³		140W
Nominal voltage	12V	Voltage at P_{max} (V_{mp})		17.5V
		Current at P_{max} (I_{mp})		8.0A
		Warranted minimum P_{max}		127.4W
		Short-circuit current (I_{sc})		8.2A
		Open-circuit voltage (V_{oc})		22.0V

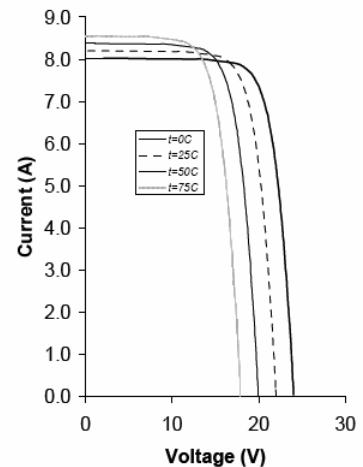
Mechanical Characteristics

Dimensions Length: 1510mm (59.4") Width: 674mm (26.5") Depth: 50mm (1.97")

Weight 12.0 kg (26.5 pounds)

Solar Cells 36 cells (156mm x 156mm) in a 4x9 matrix connected in series

Diodes *IntegraBus*TM technology includes Schottky by-pass diodes integrated into the printed circuit board bus



Q15 - Sachant que pour un panneau $R_s = n_s \cdot r_s / n_p$ (n_s nombre de cellule en série, n_p nombre de branches en parallèle et r_s la valeur de la résistance série d'une cellule élémentaire), déterminer la valeur de R_s si r_s vaut 0,2 ohm.

En utilisant la courbe du constructeur, vérifier en donnant un ordre de grandeur de la résistance de sortie R_s du panneau utilisé en générateur de tension.

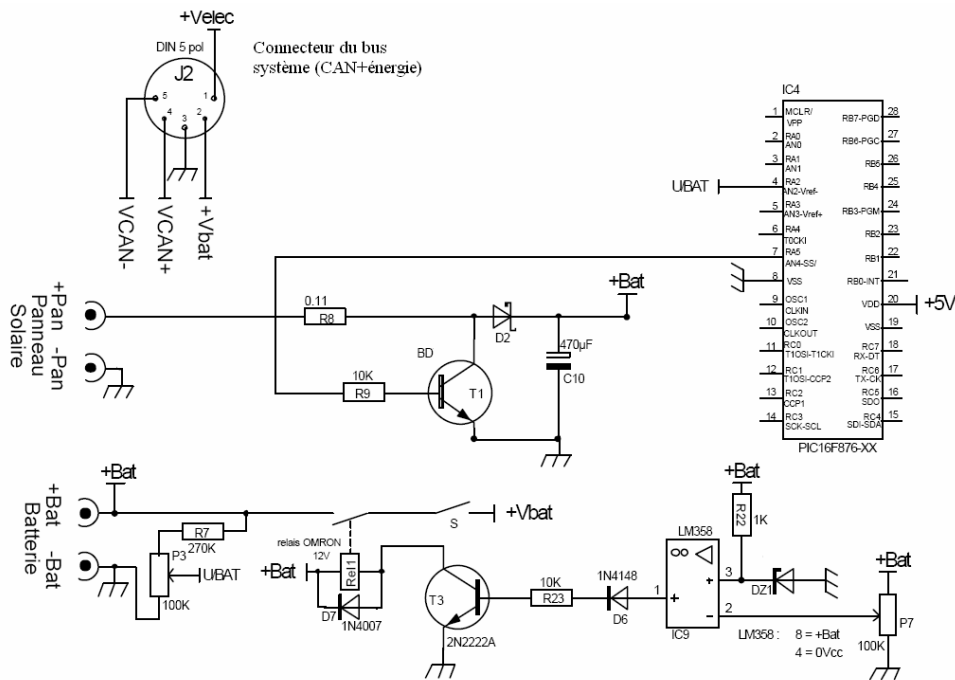
La charge de la batterie.

Pour stocker l'énergie, on utilise un ensemble de batteries au plomb spécifiques dites « semi-stationnaires à décharge lente ». Elles présentent la particularité de supporter une décharge jusqu'à 80% de leur capacité tout en permettant d'avoir 500 à 600 cycles de charge (avec ce type d'utilisation, une batterie de démarrage classique ne supporte que quelques dizaines de cycles).

Pour assurer une durée de vie importante aux batteries utilisées, il convient de respecter 2 limitations importantes :

- La tension d'une batterie ne doit pas dépasser 13,7V (ce qui correspond à la pleine charge)
- La tension d'une batterie ne doit pas être inférieure à 11,4V (ce qui correspond à la décharge profonde)

On donne un schéma partiel du module énergie qui présente les éléments permettant de respecter ces contraintes.



On donne quelques extraits du programme de traitement :

```
.....
int16          en_vbat;
//tension de batterie
.....
int            full;
//indicateur de charge
complète
int            empty;
//indicateur de décharge
.....
#define        ON
output_low(PIN_A5)
#define        OFF
output_high(PIN_A5)

/* programme principal */
void main()
{
    init();          //valeur pleine
    échelle 5V sur 10 bits
    while (1)
    {
        .....
        gest_bat();
        mesure();
        .....
    }
}

/* définitions des fonctions */
void gest_bat(){
    if (en_vbat > 137){
        full = 1;
        OFF;      //limitation de
la charge de la batterie
    }
    if (en_vbat < 134) {
        full = 0;
        ON;       //activation de
la charge
    }
    if (en_vbat < 115){empty =
1;}
    else {empty = 0;}
    .....
}

void mesure(){
    .....
    set_adc_channel(2);
    delay_us(100);
    a=read_adc();
    en_vbat = (a*20)/100;
    .....
}
```

Q16 - Justifier le choix des composants de la structure utilisée pour mesurer la tension aux bornes de la batterie. Indiquer la valeur optimale du réglage en tenant compte du traitement réalisé sur la donnée par le microcontrôleur.

Q17 - Préciser comment on protège la batterie contre une surcharge. On indiquera le rôle des composants et on précisera comment dimensionner les composants dont la valeur n'est pas précisée.

Q18 - La majorité des circuits électroniques sont alimentés par la tension +Vbat. Préciser comment on protège la batterie contre une décharge profonde. On indiquera le rôle des composants, on précisera comment dimensionner les composants dont la valeur n'est pas précisée et on indiquera la ou les valeurs à régler s'il y a lieu.

Que pensez-vous du choix de cette structure ? Quelles améliorations peut-on apporter ?

Le contrôle du bon fonctionnement du module énergie est assuré par la surveillance :

- de la tension aux bornes de la batterie (voir ci-dessus),
- de la tension aux bornes du panneau solaire,
- du courant délivré par le panneau solaire,
- du courant délivré par la batterie.

Ces informations sont soit utilisées par le microcontrôleur local du module énergie soit transmises via le bus CAN à un module de supervision.

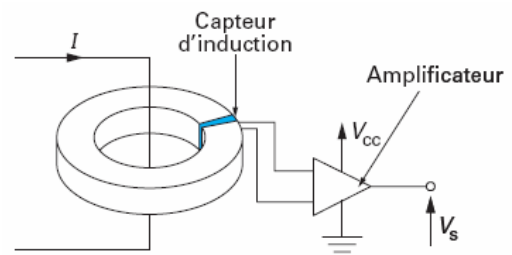
Nous allons maintenant nous intéresser à la mesure des courants. Après une analyse des principes physiques mis en jeu, on se propose d'analyser la mise en œuvre du capteur dans le cas de notre module.

Le principe utilisé par le capteur est basé sur la proportionnalité entre le champ d'induction B et le courant qui le crée I .

Un capteur d'induction est placé dans l'entrefer du circuit magnétique. Il mesure le champ d'induction créé par le passage du courant I .

Le rôle du circuit magnétique est de concentrer les lignes de champ dans l'entrefer, ce qui accroît sa sensibilité et limite l'influence du décentrage du conducteur central.

Le circuit magnétique doit présenter de faibles pertes pour éviter un échauffement et avoir un champ rémanent faible.



Q19 - On demande d'exprimer le champ magnétique B disponible dans l'entrefer lors du passage d'un courant I en fonction des caractéristiques du circuit magnétique.

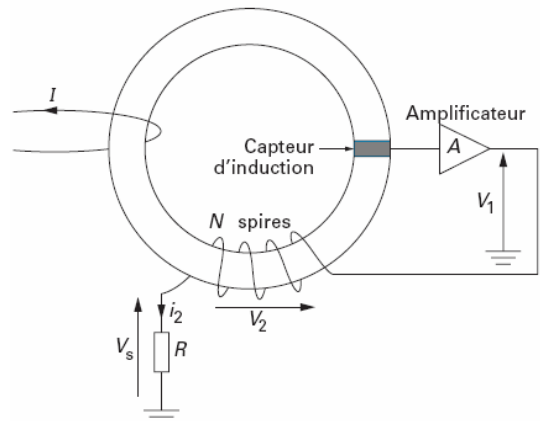
Si le capteur placé dans l'entrefer fournit une tension du type $V_s = k.B$ en déduire $V_s = f(I)$ en fonction de L_e (longueur moyenne du circuit magnétique) et μ_e (perméabilité équivalente du circuit magnétique).

Q20 - Après avoir rappelé la courbe caractérisant l'évolution du champ magnétique B dans le circuit magnétique en fonction de l'intensité I (ou H), indiquer quel défaut majeur comporte ce principe de mesure.

On se propose de modifier le capteur afin de travailler, dans le matériau magnétique, à flux nul (on parlera de capteur à compensation de flux).

On utilise le schéma de principe ci-contre.

On suppose que la tension $V_1 = k.B$ où k est un coefficient constant.

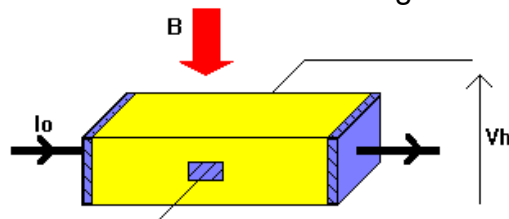


Q21 - Indiquer comment on peut travailler à flux nul dans le cas de ce capteur.

Quel est l'intérêt de ce principe par rapport au précédent ?

Déterminer la tension de sortie V_s en fonction de I et des différents éléments caractérisant le capteur.

Le capteur d'induction utilisé dans les principes précédents est un capteur à effet Hall dont on présente une vue simplifiée mettant en évidence les grandeurs en jeu :



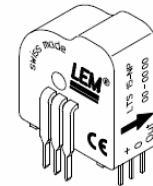
Q22 - Après avoir indiqué la nature des matériaux présentant ce phénomène et les causes de ce dernier, on demande d'énoncer le principe de l'effet Hall.

On propose la notice partielle du capteur utilisé dans notre cas.

Current Transducer LTS 15-NP

$I_{PN} = 5 - 7.5 - 15 \text{ A}$

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed, mixed, with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



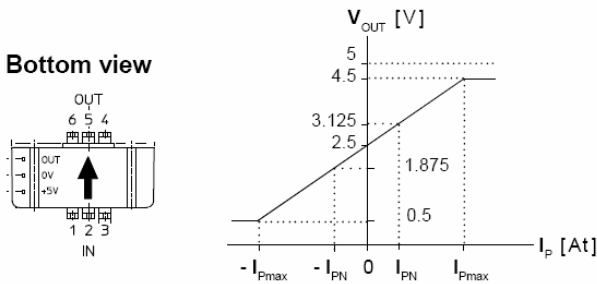
Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	15	At
V_{OUT}	Analog output voltage	$I_p = 0$ 2.5 ¹⁾	V
		$\pm I_{PN}$ 2.5 \pm 0.625	V
N_S	Number of secondary turns ($\pm 0.1 \%$)	2000	
R_L	Load resistance	≥ 2	k Ω
R_{IM}	Internal measuring resistance ($\pm 0.5 \%$)	83.33	Ω
TCR_{IM}	Thermal drift of R_{IM}	< 50	ppm/K
V_C	Supply voltage ($\pm 5 \%$)	5	V
I_C	Current consumption @ $V_C = 5 \text{ V}$	Typ 20 + I_S	mA

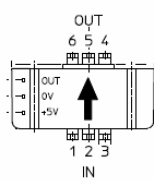
Features

- Closed loop (compensated) multi-range current transducer using the Hall effect
- Unipolar voltage supply
- Compact design for PCB mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0
- Incorporated measuring resistance
- Extended measuring range.

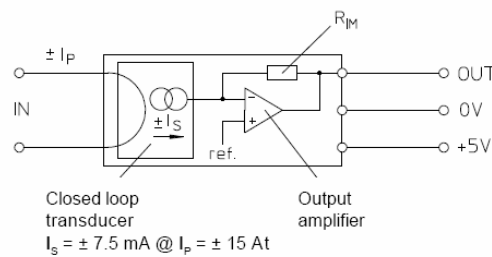
Output Voltage - Primary Current



Bottom view



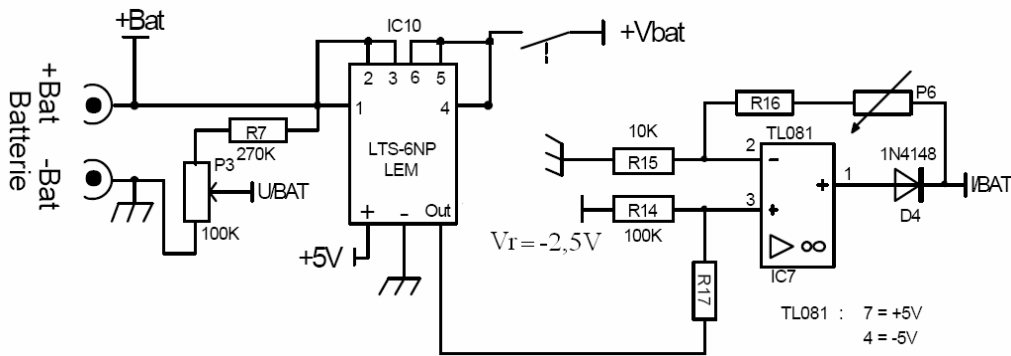
Operation principle



Number of primary turns	Primary nominal r.m.s. current I_{PN} [A]	Nominal output voltage V_{OUT} [V]	Primary resistance R_p [m Ω]	Primary insertion inductance L_p [μ H]	Recommended connections
1	± 15	2.5 ± 0.625	0.18	0.013	
2	± 7.5	2.5 ± 0.625	0.81	0.05	
3	± 5	2.5 ± 0.625	1.62	0.12	

Q23 - Le capteur utilisé dispose de plusieurs calibres de mesures. On demande d'expliquer le principe utilisé pour fixer les calibres et l'impact du choix sur les caractéristiques du capteur.

La mesure des courants, depuis les entrées analogiques, par le microcontrôleur nécessite d'adapter le niveau de tension issu du capteur. On propose le montage suivant :



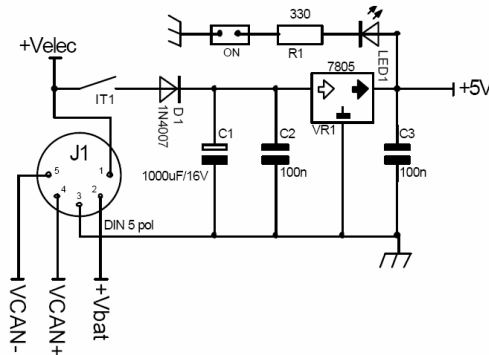
La sortie I/BAT fournit la tension V_{IBAT} à une entrée analogique du microcontrôleur.

- Q24 - Après avoir expliqué les implications de la présence de la diode D4, on demande :**
D'établir l'équation de V_{IBAT} en fonction de I (le courant à mesurer) et des éléments du montage.
De choisir judicieusement la valeur de R17 et de simplifier l'équation précédente.
D'en déduire un choix des valeurs des composants R16 et P6.

Alimentation des modules du système.

La plupart des modules du système, sont alimentés depuis la partie énergie du bus système et nécessite le plus souvent une tension de 5V pour l'électronique embarquée avec un courant inférieur à 1A.

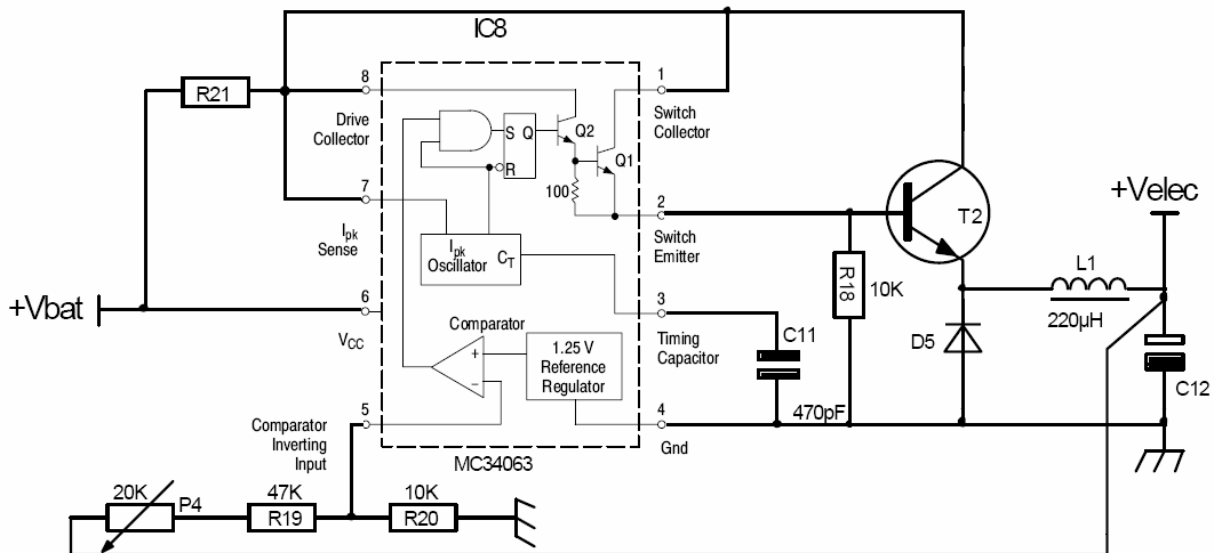
On utilise alors le montage suivant :



- Q25 - +Velec est une tension continue de +8V. Montrer pourquoi il n'est pas judicieux d'utiliser directement +Vbat pour fournir la tension de 5V ?**

Afin d'optimiser l'usage de l'énergie stockée dans la batterie, on réalise une conversion continu/continu afin de produire la tension +Velec au niveau du module énergie depuis la tension de batterie +Vbat.

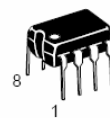
On propose le montage suivant sur lequel on a reporté le schéma interne du circuit intégré utilisé (MC34063) :



La valeur de la résistance R21 doit être fixée à $(0,3/I)$ où I désigne le courant maximal que l'on souhaite avoir dans T2.

On donne quelques extraits de la notice du circuit IC8 :

MC34063

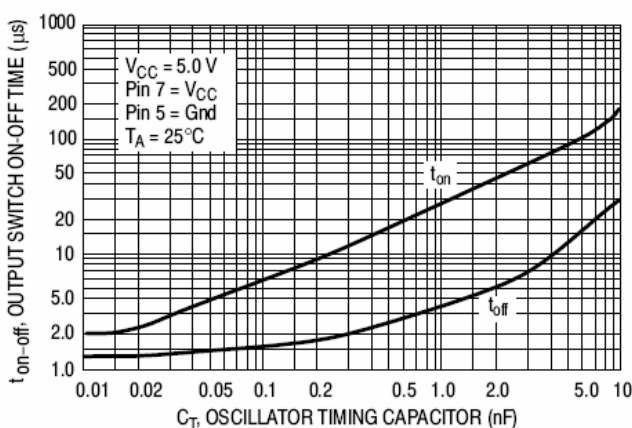


PDIP-8

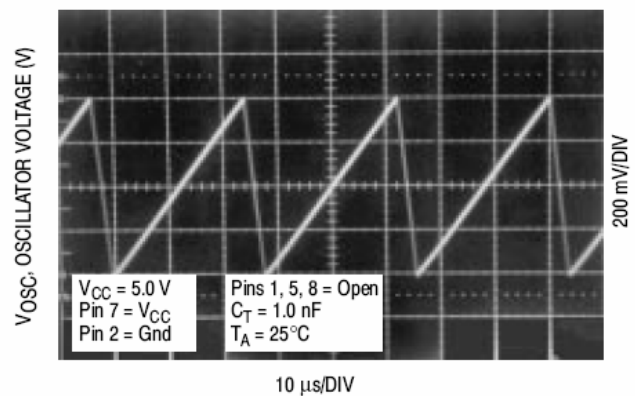
DC-to-DC Converter Control Circuits

The MC34063A Series is a monolithic control circuit containing the primary functions required for DC-to-DC converters. These devices consist of an internal temperature compensated reference, comparator, controlled duty cycle oscillator with an active current limit circuit, driver and high current output switch. This series was specifically designed to be incorporated in Step-Down and Step-Up and Voltage-Inverting applications with a minimum number of external components. Refer to Application Notes AN920A/D and AN954/D for additional design information.

- Operation from 3.0 V to 40 V Input
- Low Standby Current
- Current Limiting
- Output Switch Current to 1.5 A
- Output Voltage Adjustable
- Frequency Operation to 100 kHz
- Precision 2% Reference



Output Switch On-Off Time versus Oscillator Timing Capacitor



Timing Capacitor Waveform

Q26 - A partir des valeurs proposées sur le schéma précédent, en déduire la fréquence de fonctionnement de l'horloge de commande.

Q27 - On souhaite obtenir $+V_{e\text{lec}} = 8\text{V}$, déterminer la valeur de réglage de P4.

Expliquer le fonctionnement de la commande du transistor T2.

On suppose, dans la suite, que la charge appliquée sur la sortie $V_{e\text{lec}}$ est une résistance R et qu'elle consomme 10A. Nous souhaitons avoir une ondulation maximale de 0,5V sur cette sortie. La tension V_{bat} est supposée égale à 13V. On négligera la présence du condensateur C12 dans un premier temps.

Nous allons déterminer les composants dont la valeur n'est pas indiquée.

Q28 - On demande de déterminer la tension aux bornes de la charge R en régime permanent en boucle ouverte. Que se passe-t-il en boucle fermée ?

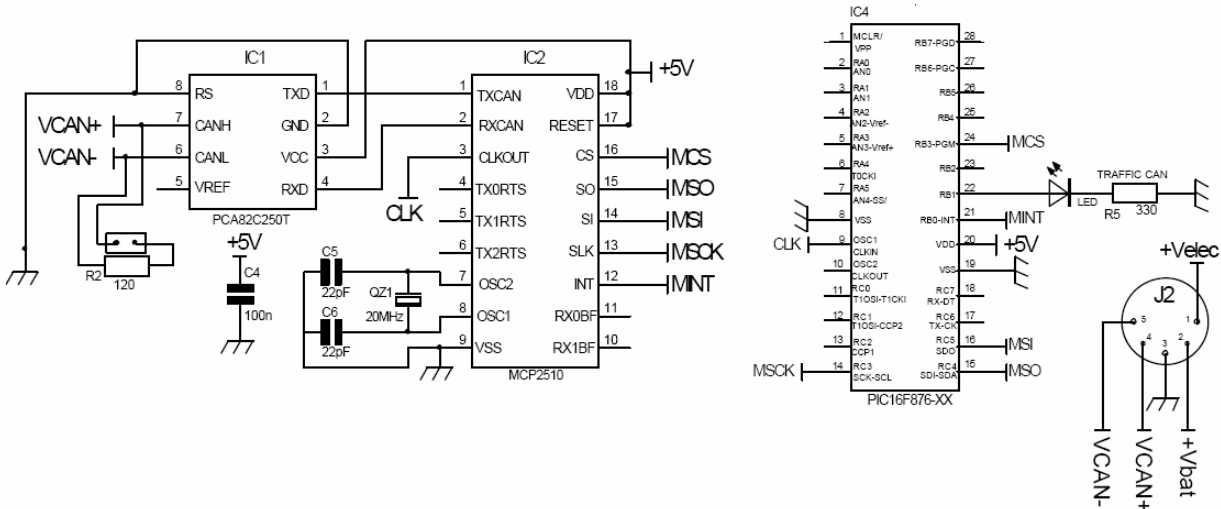
Q29 - Comment dimensionner le condensateur de filtrage C12 ?

Q30 - Que peut-on dire de la valeur maximale du courant dans le transistor T2 ?

Comment peut-on le limiter à 1,2 fois sa valeur nominale ?

Transmission des données

L'aspect modulaire du système étudié réside dans le fait de disposer de modules de différentes natures. Tous les modules sont interconnectés via le bus système qui assure, en plus de la distribution d'énergie, l'échange de données grâce au bus CAN. Construit sur un modèle similaire, la plupart des modules de base utilisent l'architecture suivante en ce qui concerne l'échange des données :



Dans l'étude qui suit nous allons aborder différents aspects concernant la transmission des données.

Principe de fonctionnement du bus CAN.

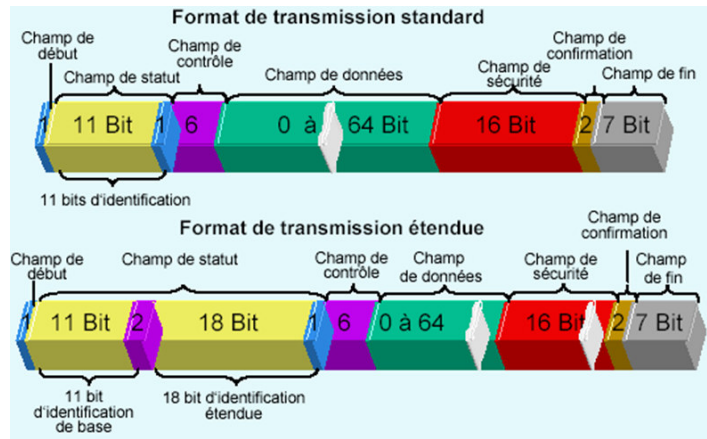
Dans cette partie, on se propose de rappeler les principes de base qui régissent l'utilisation du bus CAN en tant qu'outil de transmission pour des données numériques.

Q31 - On demande de représenter la topologie physique d'interconnexion des modules au bus CAN.

Traditionnellement dans les réseaux, on pratique un adressage de nœud : chaque hôte sur le réseau possède son adresse et lorsqu'il envoie un message à une autre station, il précise sa propre adresse (adresse émetteur) et l'adresse du destinataire. Parce que l'adressage de nœud n'offre pas une bonne élasticité (il faut connaître les adresses et de ce fait toute modification au réseau entraîne une redécouverte de celles-ci), on a adopté pour le bus CAN un adressage d'objet utilisant des identifiants ou ID.

Le protocole CAN comporte deux sous-spécifications qui diffèrent au niveau de la taille de l'ID :

Trame standard (CAN 2.0A) avec un ID sur 11 bits,
 Trame étendue (CAN 2.0B) avec un ID sur 29 bits. CAN 2.0B assure la compatibilité ascendante avec la précédente version.



Q32 - Comment s'effectuent les échanges entre équipements sur le bus CAN ?

Parce que, pour les réseaux non déterministes classiques, les collisions peuvent avoir un effet catastrophique sur le flux des données, le bus CAN utilise une technique de bits dominants et récessifs.

Le bus peut prendre deux états :

- état dominant (correspondant à un niveau logique 0),
- état récessif (correspondant à un niveau logique 1).

En cas de transmission simultanée (par deux nœuds) de deux niveaux différents, c'est l'état dominant qui l'emporte.

Le bus CAN utilise une méthode d'arbitrage bit à bit pour l'accès au bus. Cette méthode est appelée CSMA/CR.

Q33 - Que veulent dire ces abréviations ?

Si 3 équipements N_i , qui ont pour identifiant respectivement 01101111001, 01001111001 et 01100101001 transmettent simultanément, qu'obtient-on sur le bus ?

On donne sur le document réponse R-Q34 un extrait du document ISO représentant, pour le modèle OSI, le détail des sous-couches concernées par les spécifications du bus CAN.

Q 34 - On demande, sur le document réponse R-Q34 :

- de représenter le modèle OSI à 7 couches et de situer les sous-couches présentées par rapport aux couches du modèle OSI à 7 couches.
- de compléter la colonne SPECIFICATION en délimitant les sous-couches concernées par les spécifications du protocole CAN.
- de compléter, la colonne IMPLEMENTATION, afin d'y faire figurer les 3 composants du schéma structurel donné précédemment.

Etude de la couche physique utilisée par le bus CAN.

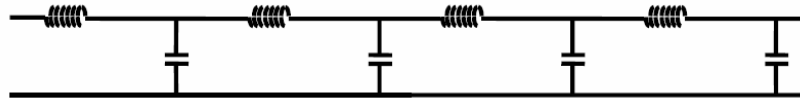
La couche physique requiert une attention toute particulière car c'est elle qui, dans un environnement industriel, conditionne la fiabilité et les performances des transmissions. De nombreux paramètres et choix technologiques doivent être pris en considération lors de sa mise en place.

La ligne de transmission.

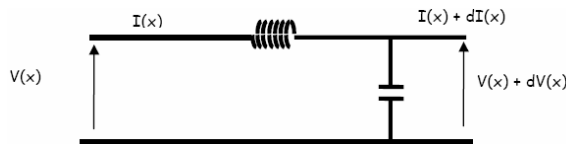
Pour le bus CAN, comme pour la plupart des modes de transmission, le support utilisé doit être considéré comme une ligne de transmission car sa longueur n'est pas suffisamment faible devant la longueur d'onde des signaux transmis.

On est obligé de tenir compte de la vitesse de propagation des grandeurs électriques qui est forcément inférieure à la vitesse de la lumière.

Par conséquent, à un instant donné, tensions et courants ne seront pas identiques en tout point d'un conducteur, comme on a l'habitude de l'admettre dans ce qu'on appelle l'approximation des états quasi-stationnaires.

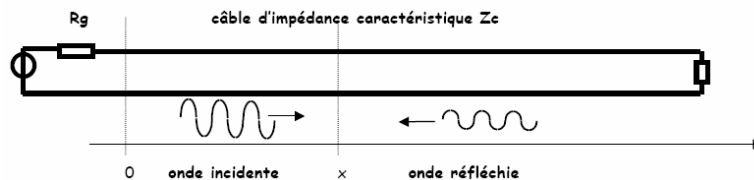


On peut considérer que la ligne est formée d'une infinité de tronçons de longueur infiniment petite dx . Un tel élément de ligne est essentiellement caractérisé par une inductance L et une capacité C (on néglige les résistances et admittances de pertes). La longueur de ce tronçon étant petite vis-à-vis de la longueur d'onde, on peut l'étudier comme un circuit électrique classique.



Bien que le bus CAN véhicule une information numérique par le biais de signaux numériques, on se propose de qualifier les problèmes d'impédance en régime sinusoïdal.

Q35 - Montrer que, pour une entrée sinusoïdale, la tension sur la ligne est la somme de deux termes qui représentent deux ondes progressives se propageant en sens contraire.



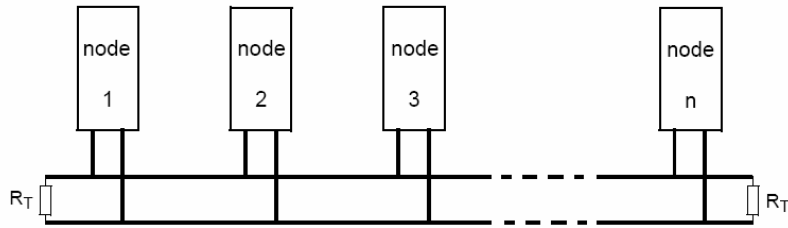
Q36 - Dédire des calculs précédents la valeur de l'impédance caractéristique Z_c et vérifier que, si le câble utilisé présente une capacité linéique de 30pF et une inductance linéique de $0,1\mu\text{H}$, on retrouve bien la valeur préconisée pour le bus CAN.

Le nombre d'équipements sur le bus.

La norme CAN impose des contraintes liées à la longueur du bus, à la vitesse de transmission et au nombre d'équipements connectés.

Nous allons vérifier comment les structures physiques utilisées influent sur ces paramètres.

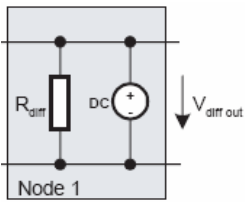
Dans le cas général, on utilise l'organisation ci-dessous :



On donne le schéma équivalent du moteur de bus utilisé :

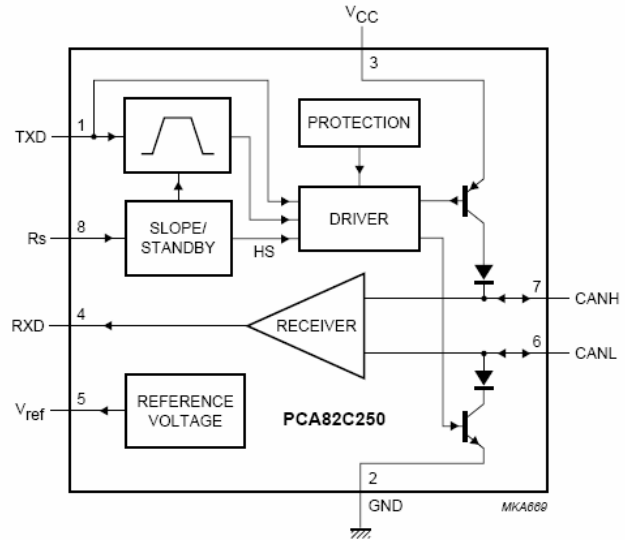
Le constructeur indique qu'un émetteur peut piloter une charge R_L de valeur minimale 45Ω .

Le schéma équivalent d'un nœud émetteur est le suivant :



où $V_{diff out} \text{ mini} = 1,5V$

Le schéma équivalent d'un récepteur se réduit à $R_{diff} = 20k\Omega$ avec $V_{diff in} \text{ min} = 0,75V$



Q37 - Que peut-on dire de l'état des transistors pour un nœud émetteur et un nœud récepteur ? (dans le cas normal où on a un seul nœud qui émet).

Compléter, sur le document réponse R-Q37, le schéma électrique équivalent d'un bus CAN comportant un émetteur et n récepteurs. Les deux résistances R_w représentent la résistance des fils du bus.

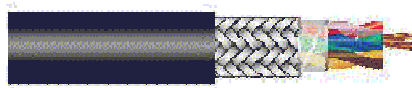
Q38 - En supposant que les résistances R_w sont négligeables devant les autres résistances, déterminer le nombre de nœuds n_{max} que l'on peut connecter sur un bus CAN.

Le choix du câble.

On se propose de déterminer l'influence du câble utilisé sur la longueur du bus et ce pour un nombre n d'équipements connectés.

On donne, ci-dessous, un extrait de la notice du constructeur pour le câble.

Gaine PVC gris ou noir



Ame cuivre étamé

Emploi Câble de liaison pour électronique, informatique, asservissements, régulation, mesures et signalisation, lorsque les signaux doivent être protégés des perturbations et parasites extérieurs.
Particulièrement destiné aux marchés d'exportation.

Caractéristiques Excellente atténuation de la diaphonie par torsadage des conducteurs en paires.
Antiparasitage par blindage général.

Construction Ame en cuivre étamé multibrins style 1061.
Isolation en PVC semi-rigide, épaisseur de 0,25 mm, diamètre du conducteur isolé 1,0 à 1,5 mm.
Identification des conducteurs par code couleur international. Câble constitué d'un toron de 1 à 12 paires, maintenu par un ruban de polyester transparent.
Blindage général par tresse de cuivre étamé, taux de recouvrement env. 85%.

Résistant aux huiles et hydrocarbures, utilisable dans une large plage de températures.

Rayon de courbure minimum 5 x le diamètre extérieur du câble.

Conditionnement Habituellement en couronnes de 100 m.

CARACTERISTIQUES A 20° C					
Type AWG	28	26	24	22	20
Section en mm ²	0.09	0.14	0.22	0.34	0.56

Composition de l'âme:					
nombre de brins	7	7	7	7	7
diamètre en mm	0.13	0.16	0.20	0.25	0.32
Tension de service max.en V	300	300	300	300	300
Tension d'essai c/c en V	1500	1500	1500	1500	1500
Résistance linéique en Ohm/km	210	149	93	55	34
Résistance diélectrique en MOhm/km	100	153	153	153	153
Capacité c/c + blind.à la terre en pF/m	72	84	96	100	108

Q39 - On demande de déterminer la longueur maximale L_{max} du bus, si l'on utilise du câble de type AWG24 ou du câble AWG22 et ce pour $n=25$, $n=50$ et $n=100$ (n nombre d'équipements connectés).

Conclusion ?

La vitesse de transmission.

Le bus CAN propose pour les équipements des vitesses de transmission normalisées qui varient entre 10kb/s et 1Mb/s. L'arbitrage au niveau du bit, impose une contrainte de longueur maximale du bus.

Q40 - Montrer que le principe d'arbitrage utilisé impose que le "Temps Bit" soit supérieur à 2 fois la durée de propagation (notée t_p) à travers le câble.

Déterminer les longueurs maximales du câble dans le cas d'une transmission à 128kb/s et à 1Mb/s si l'on considère que la vitesse de propagation des ondes dans les câbles est de l'ordre de 200 000km/s.

Synthèse sur la couche physique.

Q41 - Des questions précédentes, déduire un exemple de méthode de choix des caractéristiques physiques du bus CAN.

Utilisation du bus CAN.

On donne ci-dessous un extrait du programme de gestion du module énergie :

```
#include "can.c"           //driver can

/* identifiants bus can */
#define i_ren  0x301       //émission vers le module de contrôle
#define i_rmain 0x300     //réception depuis le module de contrôle

/* variables du système */
int16 en_ve;              //tension d'entrée
int16 en_vs;              //tension de sortie
int16 en_ie;              //courant d'entrée
int16 en_is;              //courant de sortie
int charge;               //indicateur de charge
int full;                 //indicateur de charge complète
int empty;                //indicateur de décharge

/* déclaration des fonctions */
void init();
void gest_can();
void gestion();           //mesure et gestion de la charge de la batterie

#define led_on output_high(PIN_B1)
#define led_off output_low(PIN_B1)
.....
/* programme principal */
void main()
{
    can_init();           //initialisation périphérique
    .....
    while (1)
    {
        led_off;
        gestion();
        gest_can();
    }
}

/* définitions des fonctions */

void gestion(){ .....}

void gest_can(){
    if ( can_kbhit() ){ //y a t il des données dans le buffer ?...
        if(can_getd(crx_id, &ctxbuf[0], crx_len, rxstat)){ //...si oui lecture des données
            if (crx_id == i_rmain) {
                led_on;           // change la LED system
                ctxbuf[0]=en_ve;
                ctxbuf[1]=en_ie;
                ctxbuf[2]=en_is;
                ctxbuf[3]=en_vs;
                ctxbuf[4]=charge;
                ctxbuf[5]=full;
                ctxbuf[6]=empty;
                can_putd(i_ren, &ctxbuf[0], 7,1,1,0); //réponse avec 7 octets de buffer
            }
        }
    }
}
```


Q42 - On demande, après analyse du programme principal, d'expliquer comment on utilise le bus CAN dans cet exemple. On précisera les fonctions utilisées et leur rôle et on indiquera les types de trames utilisées dans cet exemple.

Que peut-on dire de l'origine et du destinataire des informations ?

Q43 - En utilisant :

- la représentation d'une trame vue précédemment (format classique et non étendue)
- le fait que la vitesse sur le bus soit de 128kb/s
- le fait que le demandeur (unité de gestion) envoie une trame de request toutes les secondes

On demande de calculer T le taux d'occupation du bus (en %) lié à cet échange.

Utilisation du réseau Ethernet.

L'unité de gestion du système de sécurité utilise un ordinateur plus performant que le microcontrôleur PIC des modules de base.

Ce ordinateur est construit autour d'une carte processeur PC104 et d'une carte disposant d'une interface CAN permettant la connexion au bus système.

La carte processeur dispose d'une interface Ethernet et utilise comme système d'exploitation Windows CE.

Le réseau Ethernet dispose de 2 routeurs dont l'adresse est respectivement 172.17.200.1 et 172.17.100.1 et de 2 serveurs DNS dont l'adresse est respectivement 172.17.200.2 et 172.17.100.2

L'interface Ethernet du ordinateur utilise l'adresse IP 172.17.1.100 et le masque est fixé à 255.255.128.0

Q44 - Comment peut-on caractériser le type de réseau Ethernet utilisé en ce qui concerne l'adressage IP?

Q45 - Comment doit-on compléter les paramètres Ethernet pour notre ordinateur ?

Le calculateur dialogue avec un serveur dont le nom est S1. Le calculateur exécute une application dont on donne quelques extraits du code source ci-dessous.

```

.....
using namespace MySql::Data::MySqlClient;

int main() {
.....
    string connStr = "server=S1;user id=root; password=; database=energie; pooling=false";

    MySqlConnection cn = new MySqlConnection( connStr );
    try
    {
        cn->Open();
    }
    catch (MySqlException^ ex)
    {
        Console::WriteLine("connexion impossible: ", ex );
    }
.....
    try
    {
        string query1 = "SELECT * FROM vbat";
        OleDbCommand c1 = new OleDbCommand(query1, cn);

        OleDbDataReader myReader;
        myReader = c1.Command->ExecuteReader();
        while (myReader->Read()) {
            Console::WriteLine("{0}, {1}, {2}", myReader->GetInt32(0), myReader->GetString(1),
myReader->GetString(2));
        }
        myReader->Close();
    }
    catch (Exception^)
    {
        Console::WriteLine("Echec lors de la lecture!");
    }
.....
    try
    {
        string data1 = "vbat";
        string data2 = "time";
        string data3 = "data";
        string query2 = "INSERT INTO vbat (time,data) VALUES (" + data1 + ", " + data2 + ", " +
data3 + ")";

        OleDbCommand c2 = new OleDbCommand(query2, cn);
        c2->ExecuteNonQuery();
    }
    catch (Exception^)
    {
        Console::WriteLine("L'enregistrement existe deja !");
    }
.....
    cn->Close();
}

```

Q46 - Que peut-on dire de la fonction de S1 (du moins de celle qui correspond à l'activité du calculateur) ?

Préciser le rôle des zones délimitées par des pointillés.

Qualifier les zones de texte commençant par SELECT et INSERT.

Donner un exemple de l'utilisation du langage objet dans cet extrait de code.

A quoi servent les zones try...catch... ?

Le paramétrage DNS, cité précédemment, est-il indispensable dans le cas de notre calculateur ?

Les capteurs

En ce qui concerne la partie applicative, de nombreux modules sont disponibles afin de permettre l'utilisation de différents capteurs. Pour ces capteurs, on distingue :

Les capteurs « monobloc » qui sont directement intégrés dans le module. L'électronique de traitement et le capteur sont solidaires du module lui-même.

Les capteurs déportés qui sont éloignés du module et qui échangent l'information avec le module au moyen d'une liaison à boucle de courant ou autre.

Dans l'étude qui suit nous allons aborder différents aspects concernant l'utilisation de ces capteurs.

Etude d'un détecteur explosimétrique.

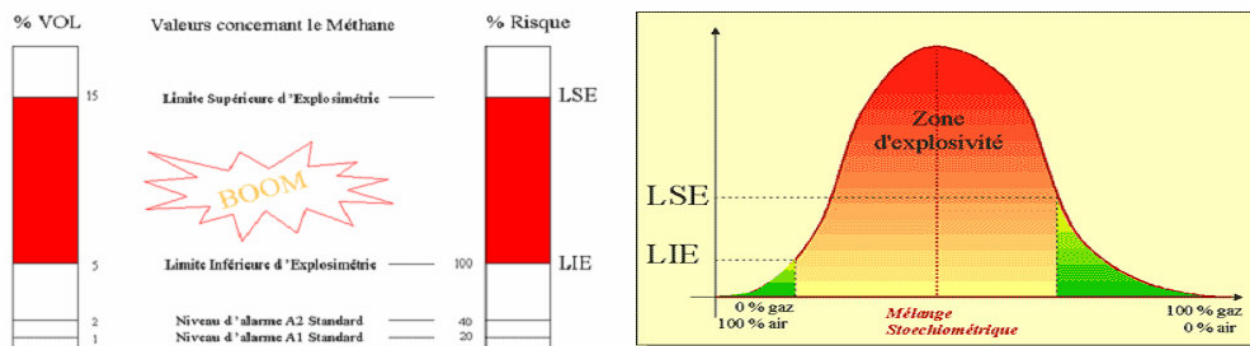
Les gaz aux vapeurs combustibles (groupe des hydrocarbures saturés...) sont, entre autres, caractérisés par les grandeurs suivantes :

LIE : C'est la concentration en volume d'un gaz, à partir de laquelle il peut être enflammé.

LSE : C'est la concentration maximale en volume d'un gaz, au dessus de laquelle il ne peut être enflammé.

Densité : Densité relative par rapport à l'air.

Pour détecter un risque d'explosion, il faut mesurer la concentration du gaz et détecter quand elle atteint la valeur LIE. On donne, en exemple, le cas du méthane :



Noms	Formule	LIE%	LSE%	Densité
Méthane	CH ₄	5	15	0,6
Ethane	C ₂ H ₆	3,1	12,45	1
Propane	C ₃ H ₈	2,1	10,1	1,6
Butane	C ₄ H ₁₀	1,86	8,41	2,1

Les détecteurs de gaz de la série 300 sont destinés à la détection de gaz aux vapeurs combustibles.

Ils sont basés sur l'oxydation catalytique du platine et ils utilisent le principe du catharomètre qui permet de déterminer la concentration d'un gaz en mesurant la conductibilité thermique.



On dispose deux filaments métalliques identiques à l'intérieur d'une cellule antidéflagrante. Cette dernière est baignée par le gaz dont on veut mesurer la concentration.

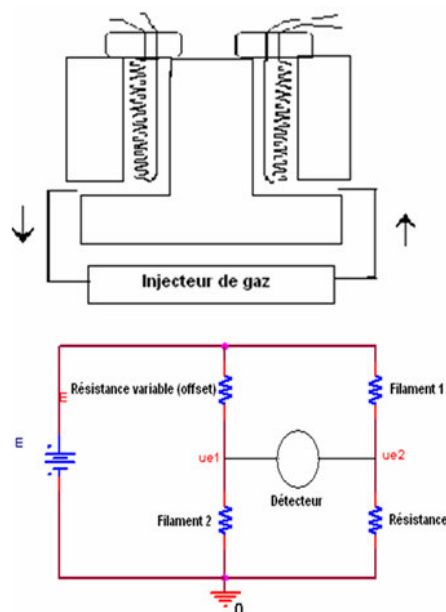
Les filaments ont une résistance électrique qui varie avec la conductivité thermique du gaz entourant les filaments.

Si le gaz arrivant sur les filaments est de l'air, les filaments présentent une résistance R_0 .

Si le gaz arrivant sur les filaments est par exemple du propane, la conductivité du gaz autour des filaments est différente. Les filaments présentent alors une résistance R_c qui est fonction de la concentration du gaz injecté.

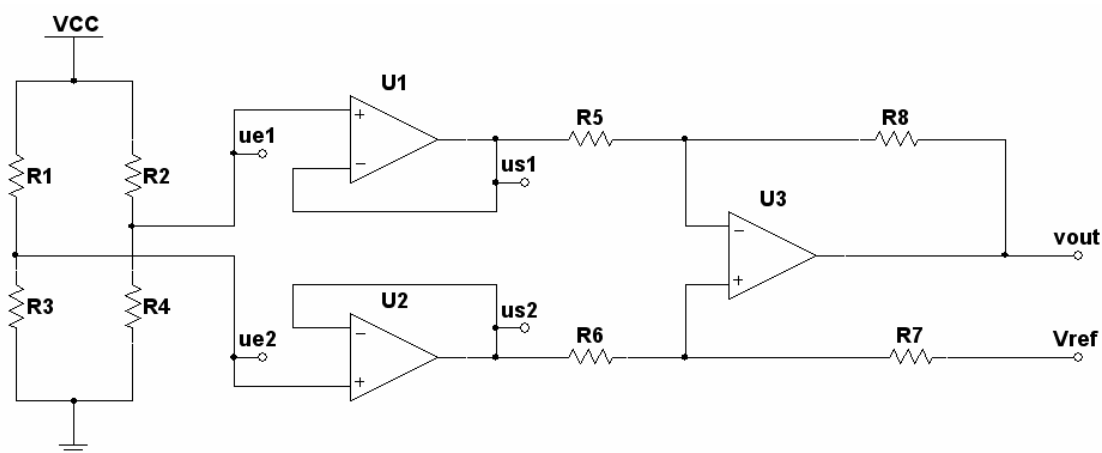
La détection est réalisée en utilisant un pont de Wheatstone. Le courant injecté est de l'ordre de 340mA.

Le pont est équilibré quand le gaz est de l'air. Tout déséquilibre indique la présence de gaz à vapeur combustible et la quantification de se déséquilibre permet d'en déduire la concentration.



On se propose d'étudier les performances de la structure électronique qui permet de produire la tension qui sera appliquée à l'entrée de conversion analogique/numérique du microcontrôle du module afin d'être convertie puis transmise sur le bus CAN.

Dans un premier temps nous utilisons le circuit suivant où les amplificateurs sont alimenté entre 0 et V_{cc} :



Q47 - Déterminer l'expression de v_{out} en fonction de ue_1 , ue_2 et V_{ref} et des éléments du montage.

Q48 - On donne $R_1=R_4=r$ et $R_2=R_3=r+dr$ où R_2 et R_3 désigne les filaments du capteur présenté ci-dessus. De plus, on $R_5=R_6=R$ et $R_7=R_8=k.R$

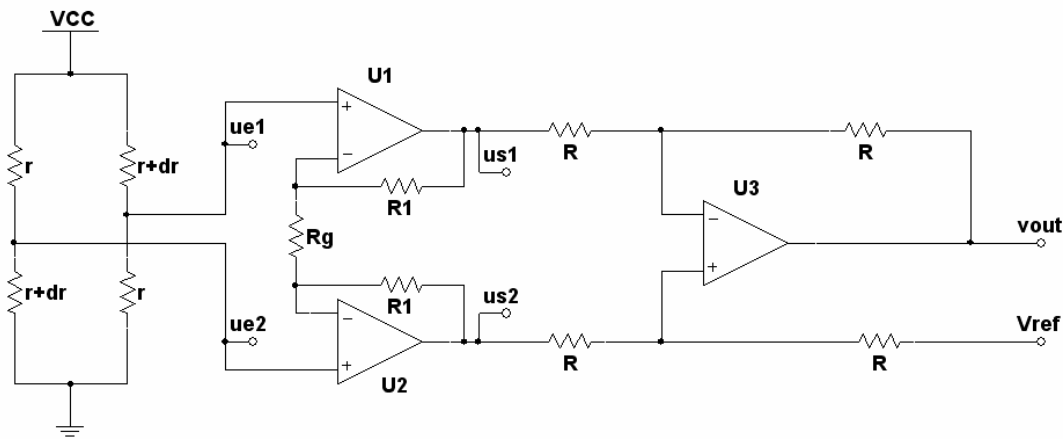
Déterminer l'expression de v_{out} en fonction de r , dr , V_{ref} , V_{cc} et k .

Que peut-on dire de l'utilité de V_{ref} ?

Comment choisir les amplificateurs et le gain k dans le cas ou on souhaite une dynamique maximale en sortie si $|dr|_{max}=0,05.r$?

Quel est le principal inconvénient du montage précédent ?

On utilise maintenant le montage suivant :



Q49 - Déterminer la tension v_{out} en fonction de V_{ref} , V_{cc} et dr .

Q50 - Quel est l'avantage de cette structure par rapport à la précédente ?

En fait, la mise en œuvre des principes développés ci-dessus, est grandement facilitée par l'utilisation de composants spécialisés comme celui dont on donne ci-dessous un extrait de la notice :



Zero Drift, Digitally Programmable Instrumentation Amplifier

AD8231

FEATURES

Digitally/pin programmable gain

$G = 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128$

Specified from -40°C to $+125^{\circ}\text{C}$

$50 \text{ nV}/^{\circ}\text{C}$ maximum input offset drift

$10 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ maximum gain drift

Excellent dc performance

80 dB minimum CMR, $G = 1$

$15 \mu\text{V}$ maximum input offset voltage

500 pA maximum bias current

$0.7 \mu\text{V p-p}$ noise (0.1 Hz to 10 Hz)

Good ac performance

2.7 MHz bandwidth, $G = 1$

$1.1 \text{ V}/\mu\text{s}$ slew rate

Rail-to-rail input and output

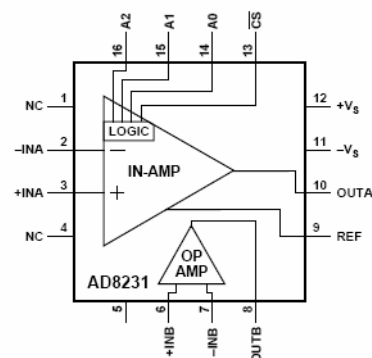
Shutdown/multiplex

Extra op amp

Single supply range: 3 V to 6 V

Dual supply range: $\pm 1.5 \text{ V}$ to $\pm 3 \text{ V}$

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



GENERAL DESCRIPTION

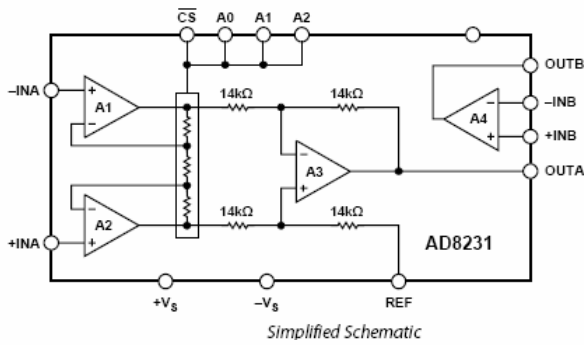
The AD8231 is a low drift, rail-to-rail, instrumentation amplifier with software programmable gains of 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, or 128. The gains are programmed via digital logic or pin strapping.

The AD8231 is ideal for applications that require precision performance over a wide temperature range, such as industrial temperature sensing and data logging. Because the gain setting resistors are internal, maximum gain drift is only $10 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$. Because of the auto-zero input stage, maximum input offset is $15 \mu\text{V}$ and maximum input offset drift is just $50 \text{ nV}/^{\circ}\text{C}$. CMRR is also guaranteed over temperature at 80 dB for $G = 1$, increasing to 110 dB at higher gains.

The AD8231 also includes an uncommitted op amp that can be used for additional gain, differential signal driving or filtering. Like the in-amp, the op amp has an auto-zero architecture, rail-to-rail input, and rail-to-rail output.

The AD8231 includes a shutdown feature that reduces current to a maximum of $1 \mu\text{A}$. In shutdown, both amplifiers also have a high output impedance. This allows easy multiplexing of multiple amplifiers without additional switches.

The AD8231 is specified over the extended industrial temperature range of -40°C to $+125^{\circ}\text{C}$. It is available in a $4 \text{ mm} \times 4 \text{ mm}$ 16-lead LFCSP (chip scale).



CS	A2	A1	A0	Gain
Low	Low	Low	Low	1
Low	Low	Low	High	2
Low	Low	High	Low	4
Low	Low	High	High	8
Low	High	Low	Low	16
Low	High	Low	High	32
Low	High	High	Low	64
Low	High	High	High	128
High	X	X	X	No change

AMPLIFIER ARCHITECTURE

The AD8231 is based on the classic 3-op amp topology. This topology has two stages: a preamplifier to provide amplification, followed by a difference amplifier to remove the common-mode voltage. Figure shows a simplified schematic of the AD8231. The preamp stage is composed of Amplifier A1, Amplifier A2, and a digitally controlled resistor network. The second stage is a gain of 1 difference amplifier composed of A3 and four 14 kΩ resistors. Amplifier A1, Amplifier A2, and Amplifier A3 are all zero drift, rail-to-rail input, rail-to rail-output amplifiers.

The AD8231 design makes it extremely robust over temperature. The AD8231 uses an internal thin film resistor to set the gain. Since all of the resistors are on the same die, gain temperature drift performance and CMRR drift performance are better than can be achieved with topologies using external resistors. The AD8231 also uses an auto-zero topology to null the offsets of all its internal amplifiers. Since this topology continually corrects for any offset errors, offset temperature drift is nearly nonexistent.

The AD8231 also includes a free operational amplifier. Like the other amplifiers in the AD8231, it is a zero drift, rail-to-rail input, rail-to-rail output architecture.

GAIN SELECTION

The AD8231's gain is set by voltages applied to the A0, A1, and A2 pins. To change the gain, the CS pin must be driven low. When the CS pin is driven high, the gain is latched, and voltages at the A0 to A2 pins have no effect. Table shows the different gain settings.

The time required for a gain change is dominated by the settling time of the amplifier. The AD8231 takes about 200 ns to switch gains, after which the amplifier begins to settle.

Q51 - Proposer le schéma structurel permettant la mise en œuvre du composant présenté dans le cadre de l'utilisation de notre capteur.

On précisera les connexions à effectuer ainsi que la liste des tâches à effectuer par le microcontrôleur afin d'obtenir le fonctionnement souhaité.

Etude d'un capteur de température à boucle de courant.

La boucle de courant 4-20 mA permet la transmission d'un signal analogique sur une grande distance sans perte ou modification de ce signal. Elle est devenue un standard industriel car elle est très précise et n'est pas affectée par la résistance des fils et par les variations de la tension d'alimentation.

Cette technique permet à notre système d'utiliser des capteurs éloignés du module de mesure.

Pour réaliser la boucle 4-20 mA, il faut au moins 4 éléments : l'émetteur, l'alimentation de la boucle, les fils de la boucle et le récepteur. Ces 4 éléments sont connectés ensemble pour former une boucle.

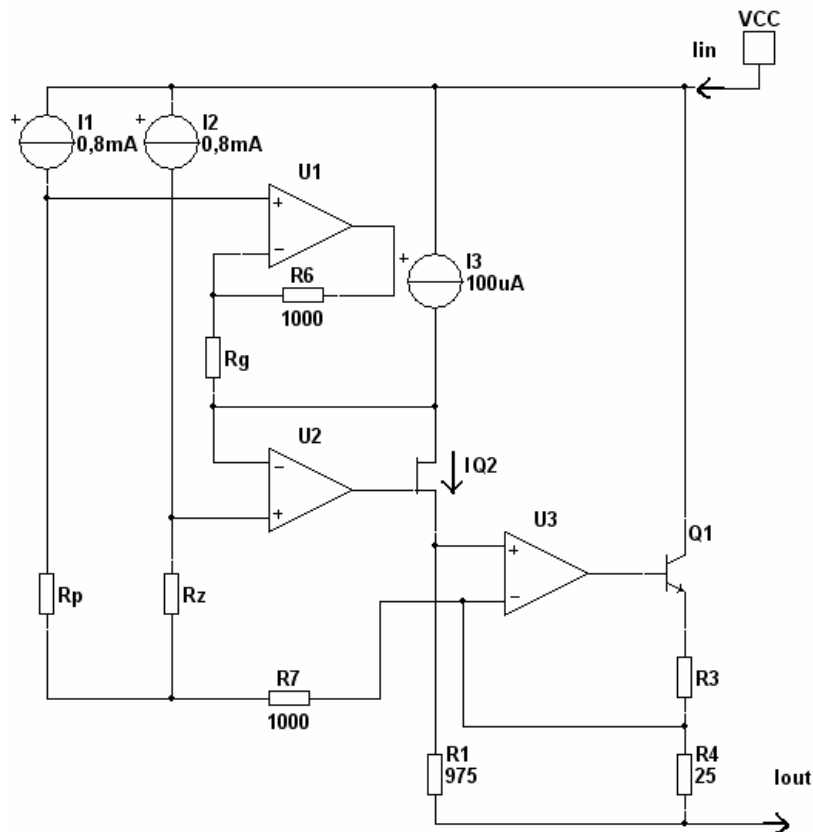
Q52 - Proposer un schéma de principe présentant ces différents éléments.

Le capteur utilisé est une résistance de type Pt100. Ce type de composant permet de faire des mesures dans une plage allant de -200 à +850 °C.

La norme DIN IEC 751 indique que l'on peut utiliser les équations suivantes pour calculer la valeur R(T) :

- -200 à 0 °C : $R(T) = 100 (1 + 3,90802 \cdot 10^{-3}T - 0,5802 \cdot 10^{-6}T^2 - 4,27350 \cdot 10^{-12}T^3)$

• 0 à 800 °C : $R(T) = 100 (1 + 3,90802 \cdot 10^{-3}T - 0,5802 \cdot 10^{-6}T^2)$
 avec R en Ω et T en °C
 On souhaite faire l'acquisition de températures allant de -100°C à +100°C.
 On donne le schéma de principe de l'émetteur.



La résistance Rp désigne la résistance de mesure Pt100.

Q53 - Déterminer le courant Iout dans le cas où le courant IQ2 se réduit à celui de la source de courant I3.

Q54 - Déterminer le courant IQ2 dans le cas général. En déduire le rôle et la valeur de la résistance Rz.

Q55 - Déterminer Iout dans le cas général en fonction de $V_{in} = V_{+U1} - V_{+U2}$ puis déterminer Rg.

Q56 - Que dire de lin par rapport à Iout si on néglige le courant dans R7 ?

En déduire le rôle de R7.

En pratique, la structure présentée est disponible sous forme de circuit intégré avec quelques améliorations.

On donne un exemple de circuit ci-dessous :



4-20mA CURRENT TRANSMITTER with Sensor Excitation and Linearization

XTR105

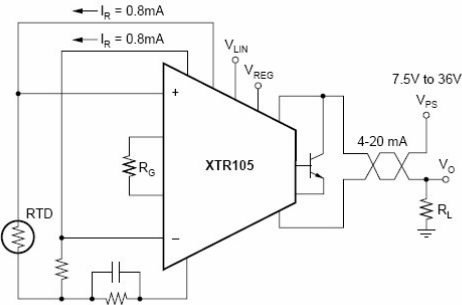
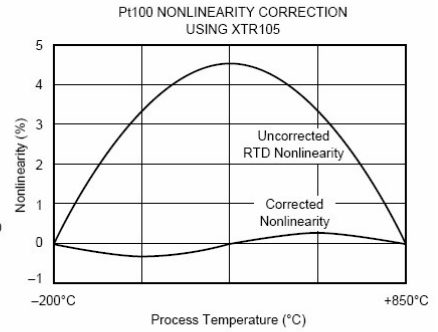
DESCRIPTION

The XTR105 is a monolithic 4-20mA, two-wire current transmitter with two precision current sources. It provides complete current excitation for Platinum RTD temperature sensors and bridges, instrumentation amplifier, and current output circuitry on a single integrated circuit.

Versatile linearization circuitry provides a 2nd-order correction to the RTD, typically achieving a 40:1 improvement in linearity.

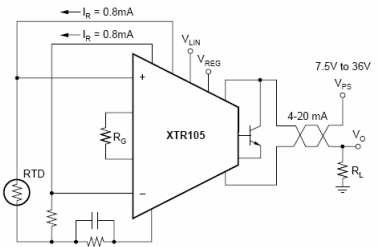
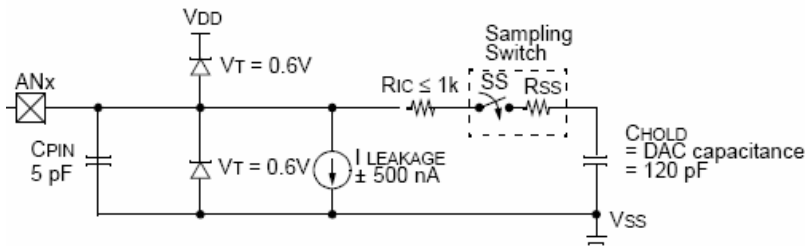
FEATURES

- LOW UNADJUSTED ERROR
- TWO PRECISION CURRENT SOURCES 800 μ A EACH
- RTD OR BRIDGE EXCITATION
- LINEARIZATION
- TWO OR THREE-WIRE RTD OPERATION
- LOW OFFSET DRIFT: 0.4 μ V/ $^{\circ}$ C
- LOW OUTPUT CURRENT NOISE: 30nA-p-p
- HIGH PSR: 110dB min
- HIGH CMR: 86dB min
- WIDE SUPPLY RANGE: 7.5V TO 36V



Instrumentation amplifier gain can be configured for a wide range of temperature or pressure measurements. Total unadjusted error of the complete current transmitter is low enough to permit use without adjustment in many applications. This includes zero output current drift, span drift and nonlinearity. The XTR105 operates on loop power supply voltages down to 7.5V.

Q57 - Sachant que l'entrée du microcontrôleur est constituée d'un échantillonneur bloqueur dont on donne un schéma équivalent :



Peut-on utiliser directement comme récepteur une résistance RL ?

On se propose pour notre boucle de mesure d'utiliser le récepteur ci-dessous :

LMP8270 High Common Mode, Gain of 20, Precision Voltage Difference Amplifier

General Description

The LMP8270 is a fixed gain differential amplifier with a -2V to 16V input common mode voltage range and a supply voltage range of 4.75V to 5.5V. The LMP8270 is part of the LMP® precision amplifier family which will detect, amplify and filter small differential signals in the presence of high common mode voltages. The gain is fixed at 20 and is adequate to drive an ADC to full scale in most cases. This gain is achieved in two stages, a preamplifier with a fixed gain of 10 and a second stage amplifier with a fixed gain of 2. The internal signal path between these two stages is brought out on two pins, A1 and A2, which provide a connection for a filter network.

The LMP8270 will function over an extended common mode input voltage range making the device suitable for applications with load dump events such as automotive systems.

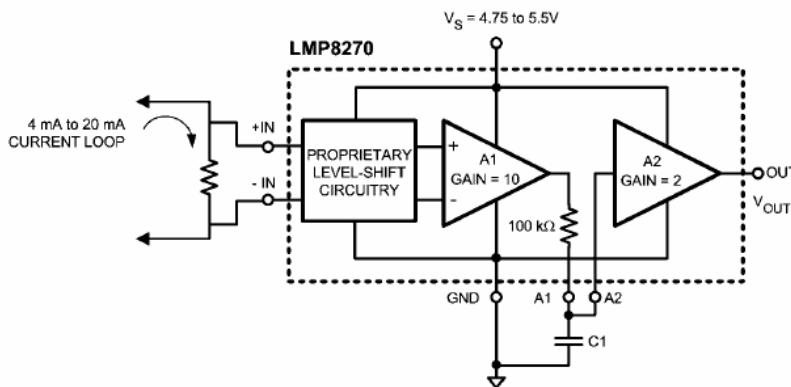
Features

Typical Values, $T_A = 25^\circ\text{C}$

■ Input offset voltage	±1 mV max
■ TCV_{OS}	±15 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ max
■ CMRR	80 dB min
■ Output voltage swing	Rail-to-rail
■ Bandwidth	80 kHz
■ Operating temperature range (ambient)	-40°C to 125°C
■ Supply voltage	4.75V to 5.5V
■ Supply current	1 mA

Applications

- Fuel injection control
- High and low side driver configuration current sensing
- Power management systems



Q58 - Déterminer, pour notre récepteur, la valeur à donner à la résistance de mesure du courant.

En déduire la plage d'excursion de V_{out} .

Q59 - Sachant qu'on utilise souvent des alimentations de 12V pour alimenter les boucles, quel est l'avantage important du LMP8270 qui est alimenté en 5V.

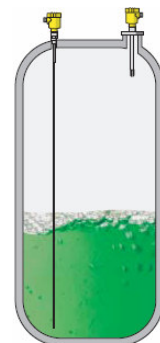
Etude d'un détecteur de niveau de remplissage.

Sur les sites industriels concernés par notre système, on dispose de cuves de stockage contenant des hydrocarbures liquéfiés sous pression (produits hautement explosifs). La détection du niveau de remplissage de ces cuves est un élément important de la sécurité du site (entre autre).

Le dispositif que nous allons étudier dans la suite permet de détecter ces niveaux. Nous avons, de plus une contrainte importante sur la fiabilité du dispositif de détection.

Le module de mesure connecté au bus CAN ne peut être placé, pour des raisons de sécurité, à proximité des cuves. On utilise un capteur placé sur la cuve qui dialogue avec le module au moyen d'une boucle de courant 4-20mA. Toute mesure doit garantir le bon fonctionnement du capteur déporté et de la liaison.

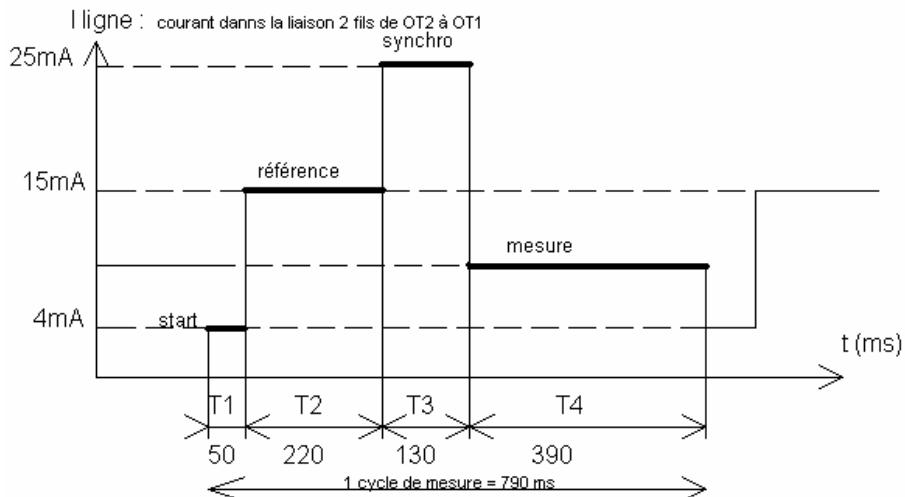
Dans la suite, on désignera par :



- Module : le module connecté au bus CAN ; ce dernier dispose toujours d'un microcontrôleur qui est chargé de gérer la mesure (en plus d'envoyer les données sur le bus CAN)
- Capteur : la partie du dispositif placé sur la cuve.

La procédure de mesure.

La procédure de mesure est déclenchée périodiquement par le microcontrôleur selon un cycle de 790ms représenté sur la figure suivante :



START : durée T1=50ms : Le module envoie un courant calibré à 4mA au capteur durant 50ms. Cette valeur et cette durée sont détectées par le capteur qui démarre un cycle de mesure.

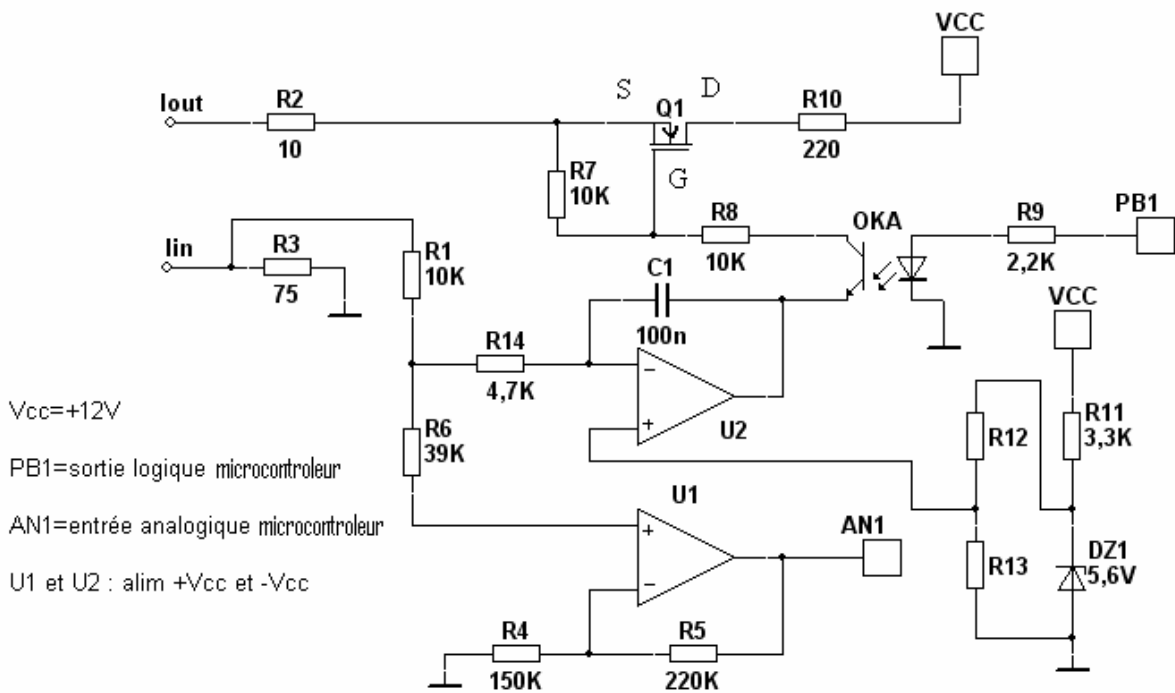
REFERENCE : durée T2=220ms : Le capteur envoie au module un courant calibré à 15mA durant 220ms. Ce courant permet au module de vérifier le fonctionnement général de l'électronique.

SYNCHRO : durée T3=130ms : Le capteur envoie sur ligne un courant de 25mA. Ce courant correspond à une information de détection de défaut s'il persiste plus de 130 ms.

MESURE : durée T4=390ms. Le capteur envoie au module le courant correspondant à la mesure. Il est compris entre 4 et 20 mA et représente la hauteur du liquide dans la cuve.

Etude du module de mesure.

On se propose d'analyser les structures permettant la mesure au niveau du module. On donne le schéma structurel simplifié suivant :



Q60 - Rappeler l'allure de la caractéristique $I_d = f(V_{gs})$ de Q1 lorsque V_{ds} est supérieur à $2 \cdot I_d \cdot R_{dson}$. Préciser le comportement de ce transistor quand OKA est bloqué et quand OKA est passant.

Q61 - Montrer qualitativement que l'on a une régulation du courant I circulant dans la boucle de courant si OKA est conducteur.

Sachant que le module ne fixe qu'un seul niveau de courant, quel doit être le courant I de cette boucle ?

En déduire la valeur des composants permettant d'obtenir cette valeur.

Q62 - Calculer, en fonction du courant de boucle I , la tension disponible sur l'entrée AN1 du microcontrôleur durant les différentes phases de la mesure.

Q63 - Comment le microcontrôleur procède-t-il pour effectuer une mesure ?

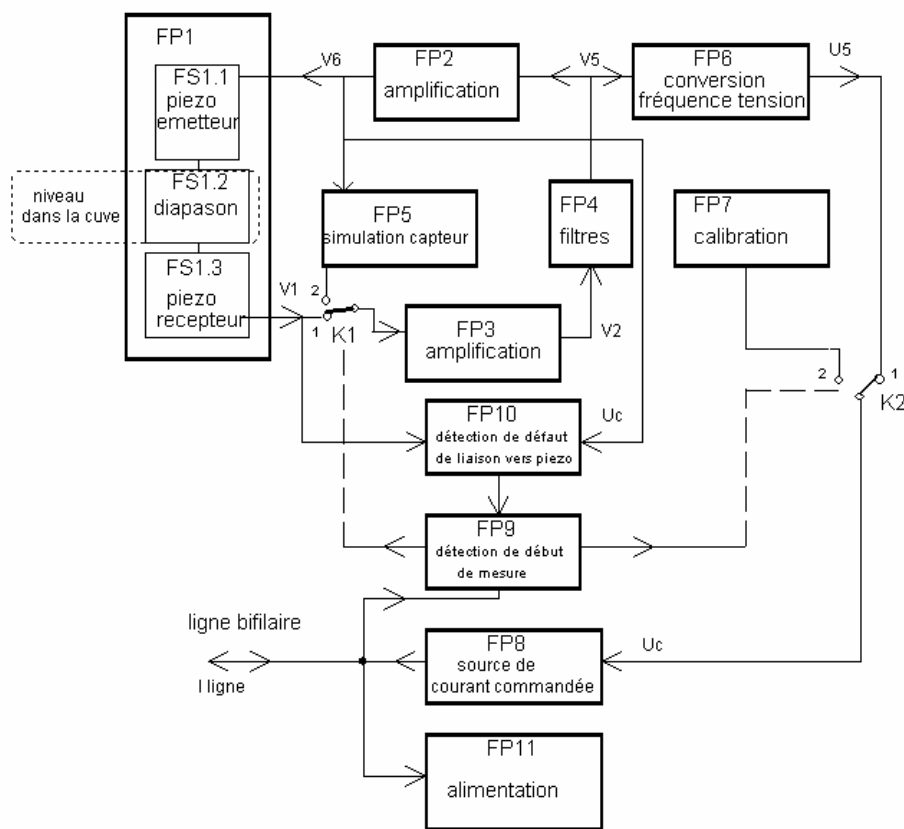
Etude du capteur.

Le capteur est un détecteur de niveau à lames vibrantes. L'élément vibrant est excité par des éléments piézo-électriques et oscille sur sa fréquence de résonance mécanique.

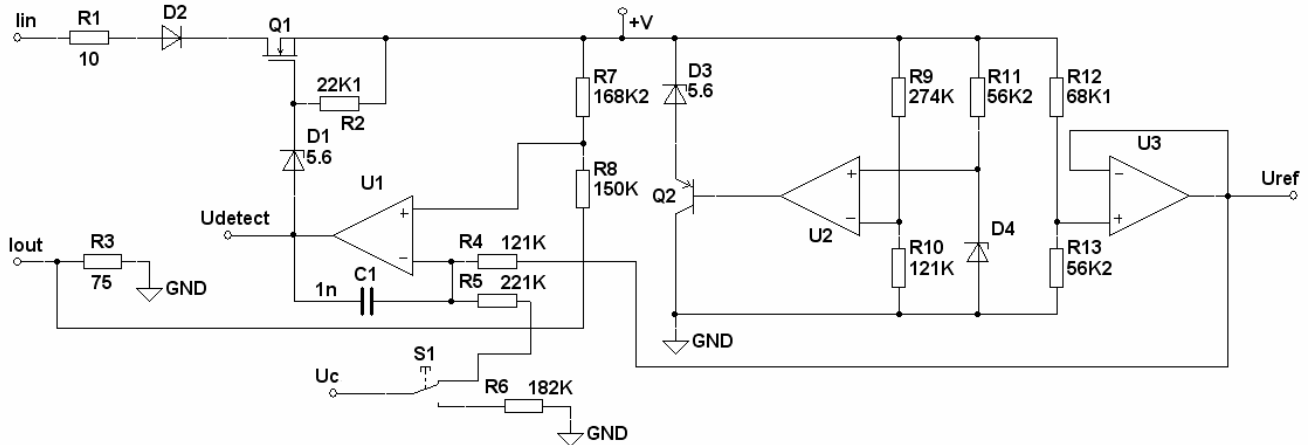
Le recouvrement de l'élément vibrant par le produit entraîne une variation de la fréquence de vibration. Celle-ci est détectée par l'étage électronique intégré puis convertie en un courant.

Le capteur doit être associé à la commande électronique spécifique évoquée précédemment.

On donne le schéma fonctionnel du capteur :



On donne le schéma structurel des fonctions FP8 et FP11 :



Les amplificateurs sont alimentés entre 0(GND) et la tension +V.

Q64 - On demande, après avoir validé le rôle de la structure construite autour de U2, de déterminer la valeur de D4 permettant d'avoir $+V=8,2V$.

Quelle est l'utilité de disposer de la tension Uref ?

Q65 - Expliquer le fonctionnement de la structure construite autour de Q1 et U1.

Pourquoi utiliser ce type de transistor pour Q1 ?

Calculer la valeur du courant de ligne en fonction de la tension Uc quand l'interrupteur est dans la position indiquée et cela dans le cas où le module de mesure n'injecte aucun courant dans la boucle.

Pendant la phase de mesure la tension Uc évolue entre les deux valeurs indiquées sur le document réponse R-Q65.

Compléter le document réponse, en y plaçant les courants obtenus.

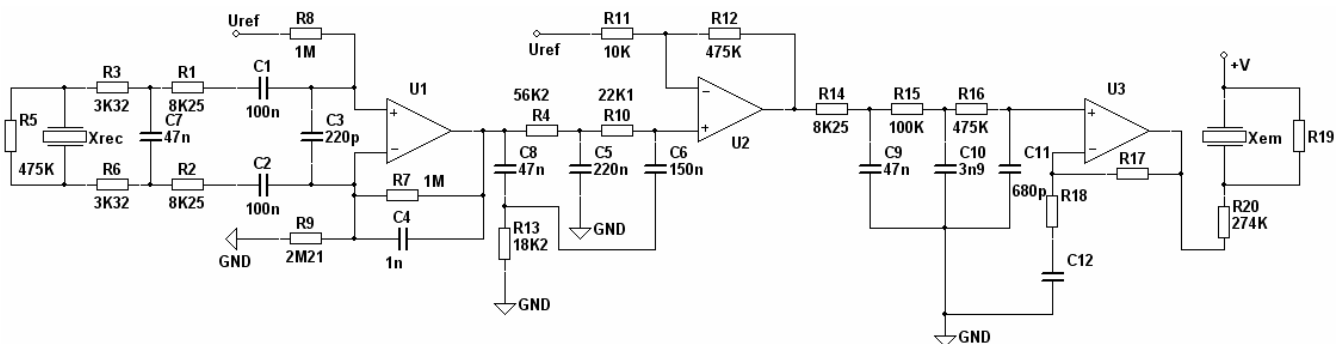
Que devient le courant de ligne quand l'interrupteur connecte R6 ?

Q66 - Quelle est l'ordre de grandeur de la tension Udetect lorsque le générateur de courant opère dans les cas d'une régulation du courant ?

Que devient la tension Udetect quand le module de mesure injecte un courant de 4 mA ?

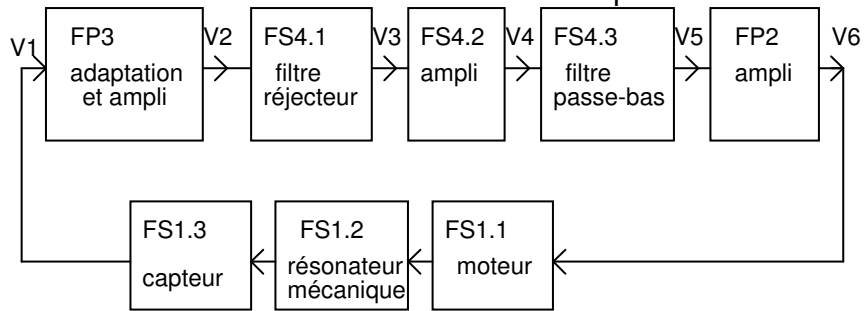
Etude du fonctionnement du diapason.

On donne le schéma structurel des fonctions FP1, FP2, FP3 et FP4 permettant de réaliser la mesure du niveau du liquide dans la cuve.

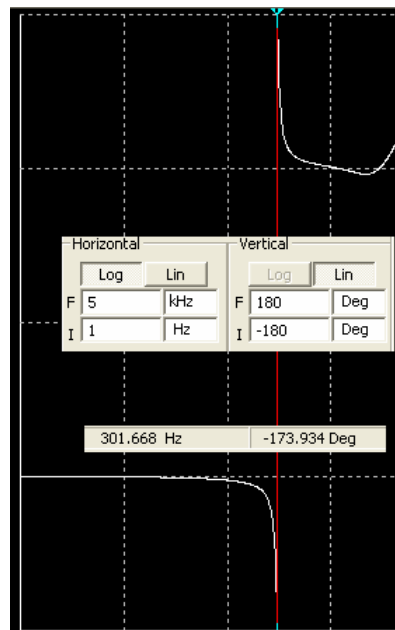
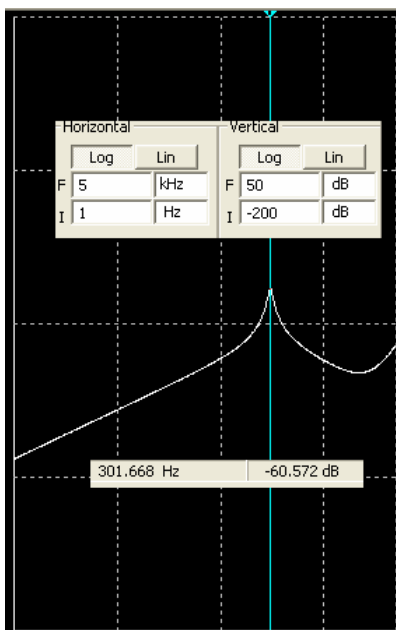


Le diapason forme, avec l'émetteur et le récepteur piézo-électrique, un oscillateur électromécanique dont la fréquence propre est d'environ 380Hz pour le diapason non immergé (environ 300Hz pour le diapason immergé).

On donne le schéma fonctionnel de la structure avec le diapason :



On donne la fonction de transfert de la fonction FS1 représentant le capteur immergé ($f_r = 300\text{Hz}$) :

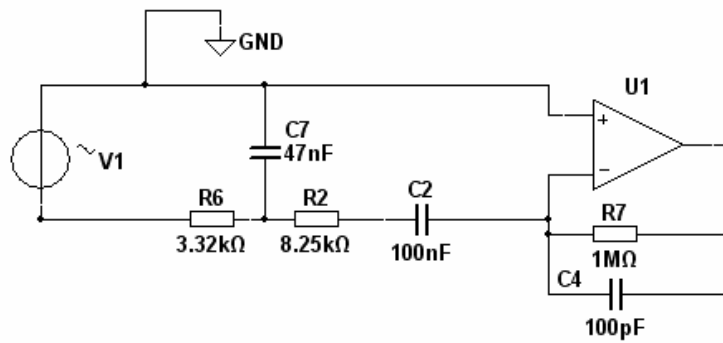


Attention, la courbe de la phase est donnée modulo 360, ce qui donne, dans notre cas, une phase variant de -90° à -270° .

Il est également à remarquer que le déphasage de 180° à 300Hz est donné modulo 180° car on ne connaît pas le signe relatif des tensions d'entrée et de sortie du capteur.

Q67 - Proposer une définition pour le phénomène de piézo-électricité.

Q68 - Pour l'étude de la fonction amplification FP3 (adaptation et ampli), on propose le schéma d'étude simplifié suivant :



Justifier cette simplification utilisée pour les calculs de fonction de transfert.

Montrer que la fonction de transfert de FP3 est du type :

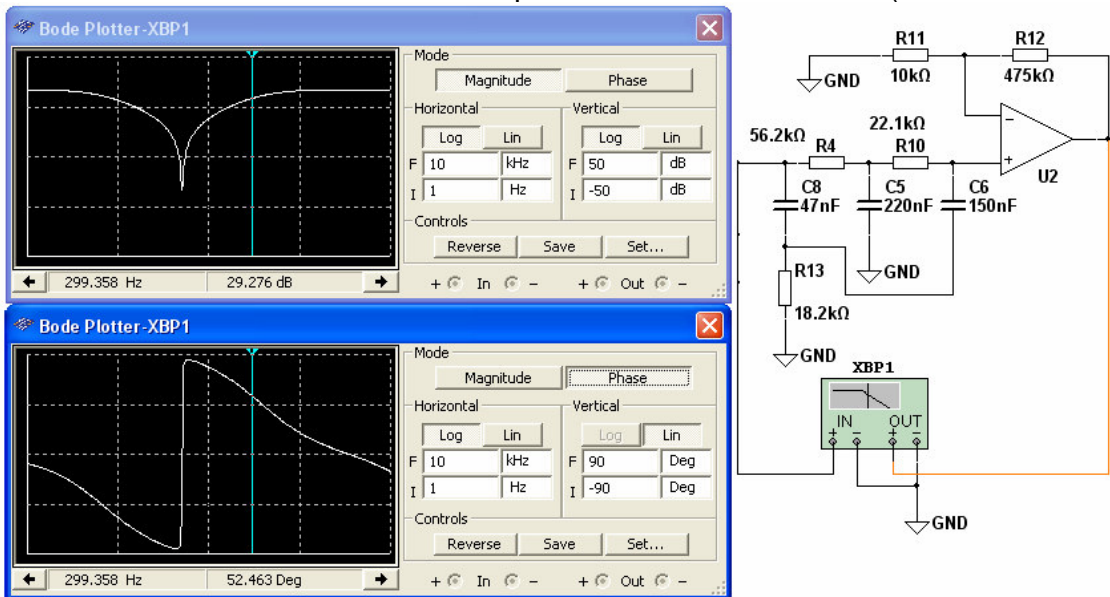
$$\frac{v_2}{v_1}(p) = - \frac{T_2 \cdot p}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \cdot \left(1 + \frac{2mp}{\omega_0} + \left(\frac{p}{\omega_0}\right)^2\right)}$$

Avec : $\omega_2 = \tilde{\text{ims}}$, $\omega_1 = 10^4 \text{ rd/s}$ (v_2 tension de sortie de U1)

Déterminer ω_0 et tracer ensuite le diagramme de Bode de la fonction de transfert obtenue.

Déterminer les valeurs du gain et de la phase pour $f_r = 300\text{Hz}$

On donne les résultats de simulation correspondant à la fonction FP4 (FS4.1 et FS4.2) :

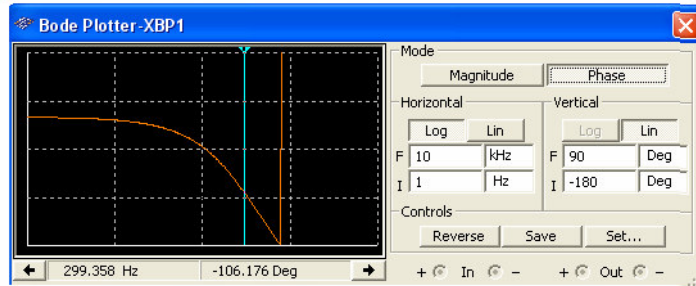
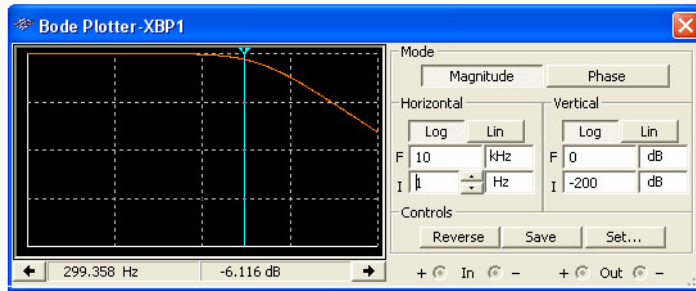
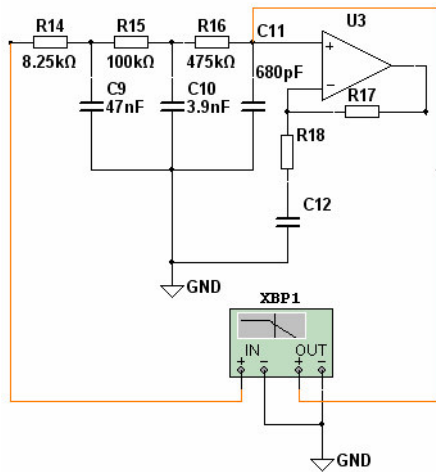


Q69 - Quel est la nature de ce filtre ? (on ne demande pas un calcul complet)

Indiquer sa fréquence caractéristique.

Indiquer les valeurs obtenues pour le gain et la phase dans le cas de l'utilisation du capteur immergé.

On donne les résultats de simulation correspondant au filtre de sortie de la fonction FP4 (FS4.3) :



Q70 - On demande d'établir le bilan des mesures et des calculs précédents; ceci dans le but de caractériser FP2 pour obtenir la structure oscillante associée à notre capteur.

Les valeurs à utiliser correspondent au capteur immergé et on désire avoir un gain global de l'ordre de 44 dB afin de compenser l'amortissement due à l'immersion.

On résumera les différentes valeurs dans le tableau du document réponse R-Q70

Déterminer les valeurs des composants R17, R18 et C12 de l'amplificateur FP2 (amplificateur U3).

CORRIGÉ

A. Production de l'énergie

L'alimentation du système est prise en charge par le module énergie (alimentation autonome). Ce dernier est associé à un panneau solaire et à un ensemble de batteries au plomb. Les puissances mises en jeu dépendent de l'autonomie envisagée pour le système.

Dans le cas de notre étude, on dispose des informations suivantes :

- Le panneau solaire fournit une puissance nominale de 140W et ce dans le cas le plus favorable.
- Les batteries, associées en parallèle, ont une tension de service de 12V. Cette tension sera distribuée sur le bus système.
- Le module délivre sur le bus système, une tension fixe de 8V destinée à l'alimentation des autres modules connectés au bus. Cette tension sera distribuée sur le bus système.
- Le module est raccordé au bus de communication (CAN) du bus système afin de permettre sa supervision à distance.

Dans l'étude qui suit nous allons aborder différents aspects du fonctionnement du module énergie.

Le panneau solaire.



Le panneau solaire est constitué d'un ensemble de cellules photovoltaïques destinées à produire une tension et un courant exploités par le module énergie.

Nous allons dans la suite déterminer les performances d'un tel générateur.

Potentiel solaire.

Le Soleil est une « petite étoile » de 696 000 km de rayon (R_S) et de masse $1,99 \times 10^{30}$ kg. Sa température intérieure, supérieure à 10 millions de degrés, permet aux réactions nucléaires de fusion de transformer à chaque seconde environ 6 millions de tonnes de sa masse en énergie rayonnée dans l'espace.

En première approximation, le Soleil rayonne globalement comme un corps noir de température $T_S = 5\,777$ K. Le flux d'énergie $d\Phi$ émis par unité de temps pour une surface dS de Soleil est donné par la loi de Stéphan-Boltzmann :

$$M_S = \frac{d\Phi}{dS} = \sigma T^4 \quad \text{où}$$

M_S ($W \cdot m^{-2}$) émittance énergétique,
 T (K) température absolue,
 k ($J \cdot K^{-1}$) constante de Boltzmann ($k = 1,38 \times 10^{-23} J \cdot K^{-1}$),
 c ($m \cdot s^{-1}$) vitesse de la lumière ($c = 3 \times 10^8 m \cdot s^{-1}$),

h (J · s) constante de Planck ($h = 6,62 \times 10^{-34}$ J · s).

$$\sigma = \frac{2\pi^5 k^4}{15c^2 h^3}$$

La conservation de l'énergie totale Φ_S émise par le Soleil par unité de temps s'écrit :

$$\Phi_S = 4\pi R_S^2 M_S = 4\pi D_{TS}^2 E_{SC}$$

Φ_S (W) flux solaire,

D_{TS} (km) distance moyenne Terre-Soleil ($D_{TS} = 149,6 \times 10^6$ km),

E_{SC} ($W \cdot m^{-2}$) flux d'énergie incident par unité de temps au niveau de la Terre.

E_{SC} correspond à la densité du flux d'énergie incidente reçue par unité de temps par un plan de front de terre. On l'appelle généralement l'éclairement ou constante solaire.

Q1 : Déterminer la constante solaire E_{SC} .

$$M_S = 63.15 \cdot 10^6 \text{ W/m}^2 \text{ et } E_{SC} = 1366 \text{ W/m}^2$$

L'atmosphère terrestre va absorber une partie de cette énergie et cette absorption dépendra de la zone géographique considérée.

Conversion photon-électron

Le rayonnement solaire est constitué de photons transportant une énergie donnée par la relation :

$$E = h\nu = h \frac{c}{\lambda}$$

E (J) énergie,

λ (m) longueur d'onde

ν (Hz) fréquence.

Q2 : L'énergie solaire, au niveau du sol terrestre, est, pour une grande partie, disponible dans la gamme des longueurs d'ondes visibles (0,4 à 0,78 μm).

Déterminer, pour ces 2 limites, le niveau d'énergie mis en jeu (les résultats seront exprimés en eV).

On a $1 \text{ eV} = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Joule(J) ce qui donne pour la formule :

$$E(\text{eV}) = 6,62 \cdot 10^{-34} \times 3 \cdot 10^8 / 1,6 \cdot 10^{-19} \times 0,4 \cdot 10^{-6} = 3,10 \text{ eV}$$

$$E(\text{eV}) = 6,62 \cdot 10^{-34} \times 3 \cdot 10^8 / 1,6 \cdot 10^{-19} \times 0,78 \cdot 10^{-6} = 1,59 \text{ eV}$$

Le flux de photons par seconde et par centimètre carré $N(\lambda)$ de longueur d'onde λ est donné par la relation :

$$N_{(\lambda)} = M \frac{\lambda}{hc} d\lambda$$

$N(\lambda)$ ($\text{cm}^{-2} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \mu\text{m}$) flux de photons,

$d\lambda$ (μm) tranche de longueur d'onde (de largeur $1 \mu\text{m}$ en général (largeur spectrale normalisée))

M ($\text{eV} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{cm}^{-2}$) le flux d'énergie par unité de temps

Q3 : Exprimer N en fonction de M , E et $d\lambda$ puis déterminer, pour les 2 limites du spectre visible, le flux de photons obtenu si on prend pour M la valeur de la constante solaire.

$N = M \cdot d\lambda / E$ ce qui donne en respectant les unités :

$$N(0,4) = (1366 / 1,6 \cdot 10^{-19} \times 10^4) \cdot 10^{-6} / 3,1 = 2,75 \cdot 10^{19}$$

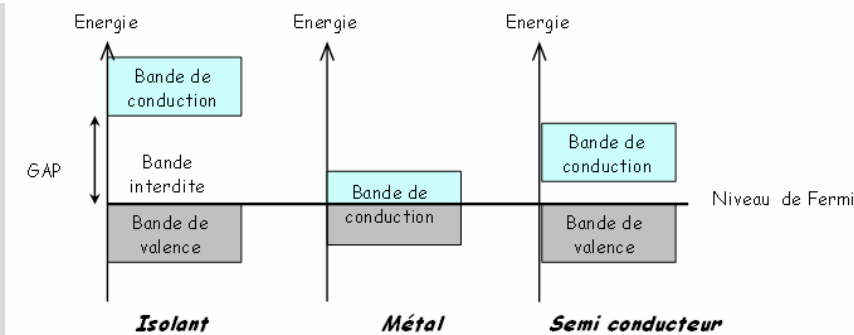
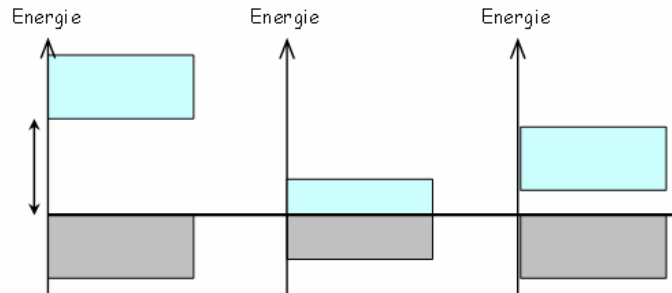
$$N(0,78) = (1366 / 1,6 \cdot 10^{-19} \times 10^4) \cdot 10^{-6} / 1,59 = 5,36 \cdot 10^{19}$$

Pour convertir en énergie les photons obtenus avec l'énergie solaire, il faut que ces derniers puissent être absorbé par un matériau. Dans celui-ci, on a alors obtention d'une énergie thermique et d'une énergie potentielle.

L'énergie potentielle (qui nous intéresse ici) est transmise aux électrons et si elle est correctement collectée, elle permet de produire du courant.

Q4 : On donne ci-dessous une représentation souvent utilisée pour expliquer l'excitation des électrons dans un atome et ce pour différentes familles de matériaux.

- 🚩 On demande de replacer, sur le diagramme, les légendes (semi-conducteur, métal, isolant) et les mots clés suivants : bande de valence, bande interdite, bande de conduction, gap, niveau de Fermi.
- 🚩 On demande de rappeler (sur votre copie) la définition des termes : bande de valence, bande interdite, bande de conduction, gap, niveau de Fermi



La bande de valence : les électrons qui s'y trouvent participent aux liaisons entre les atomes.

La bande de conduction : les électrons qui s'y trouvent sont mobiles et peuvent bouger d'un atome à l'autre si on leur applique un champ approprié, ils participent donc à la conduction électrique ; c'est le déplacement de ces électrons là qui est responsable du courant électrique.

La bande interdite ou GAP la gamme d'énergie auxquelles les électrons n'ont pas accès (il n'y a pas de niveau d'énergie dans cette gamme).

Le niveau de Fermi correspond à l'énergie limite qui sépare, au zéro absolu, les niveaux occupés des niveaux vides. Cette énergie est caractéristique du matériau.

Dans un métal, le gap est nul ; il y a continuité entre les bandes de valence et celles de conduction, il y a donc toujours des électrons susceptibles de conduire le courant.

Dans un isolant, la dernière bande de valence est pleine, et le gap est énorme : il n'y a donc aucune chance d'exciter un électron pour qu'il passe dans la bande de conduction (l'énergie requise est trop importante et ferait fondre le matériau avant qu'il ne commence à conduire).

Pour les semi-conducteurs, à température nulle (=0 Kelvin) ce sont des isolants : bandes de valence pleines, et bandes de conduction vides. Mais un apport d'énergie faible (thermique ou lumineuse) suffit à faire passer des électrons dans la bande de conduction car le gap est très faible.

Q5 : On demande pourquoi les semi-conducteurs sont les plus aptes à permettre une conversion photon-électron. Le silicium (dont la largeur du gap, E_g est de l'ordre de 1,17 eV) peut-il convenir ?

Pour les semi-conducteurs, un apport d'énergie faible (thermique ou lumineuse) suffit à faire passer des électrons dans la bande de conduction car le gap est très faible (la largeur de bande interdite est comprise entre 0,7 et 4 eV) : le matériau devient ainsi conducteur.

D'après les calculs précédents, on voit que le silicium (1,17 eV) peut convenir (énergie solaire de 1,5 à 3eV).

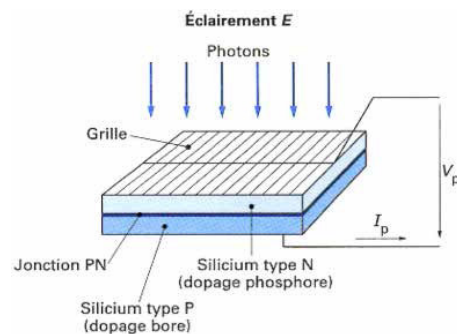
Les photons dont l'énergie est supérieure à E_g peuvent faire passer un électron de la bande de valence dans la bande de conduction laissant ainsi un trou dans la bande de valence. L'électron et le trou ainsi libérés doivent rapidement être collectés pour participer ensuite à la conduction électrique avant leur recombinaison.

Q6 : Comment peut-on collecter les électrons libérés lors de la conversion photon-electron ?

Le dispositif de collecte nécessite un champ électrique au niveau de la création des paires électron-trou afin « d'orienter » les électrons collectés. La jonction PN est la solution actuellement la plus répandue de convertisseur photovoltaïque.

On donne l'aspect d'une cellule photovoltaïque :

On peut aisément calculer le courant de conversion d'une cellule idéale à partir des hypothèses et des calculs précédents.



Q7 : On demande de calculer quel serait le courant produit par un faisceau incident composé d'un flux de $3,2 \times 10^{17}$ photons par centimètre carré et par seconde ?

Sachant qu'en principe un photon, dans le cas idéal, permet le déplacement d'un électron, on a :

$$I = 3,2 \cdot 10^{17} \times 1,6 \cdot 10^{-19} = 51,2 \text{ mA et ceci pour un centimètre carré de surface balayée.}$$

On aborde maintenant le principe de fonctionnement et les équations fondamentales de la jonction PN en nous limitant aux rappels et aux équations nécessaires au fonctionnement de la cellule photovoltaïque.

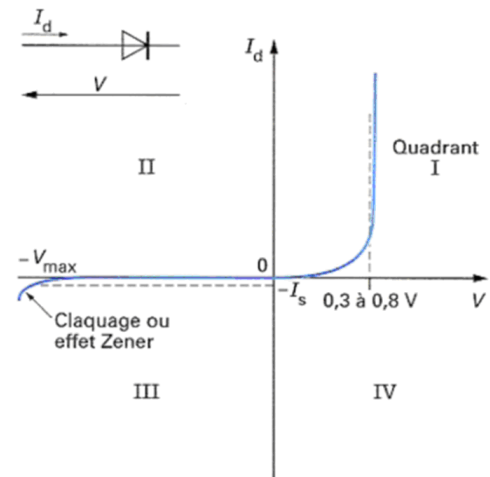
Si l'on polarise une jonction PN, on obtient la caractéristique $I_d = f(V)$ donnée. Le modèle mathématique associé à cette caractéristique est également donné.

$$I_d = I_s \left(\exp \frac{V}{\eta V_T} - 1 \right)$$

I_s (A) courant d'obscurité des porteurs minoritaires (saturation),

V_T (V) potentiel thermique (25 mV à 20°C),

η coefficient dépendant du matériau qui, dans le cas des cellules photovoltaïques au silicium, a pour valeur 1.



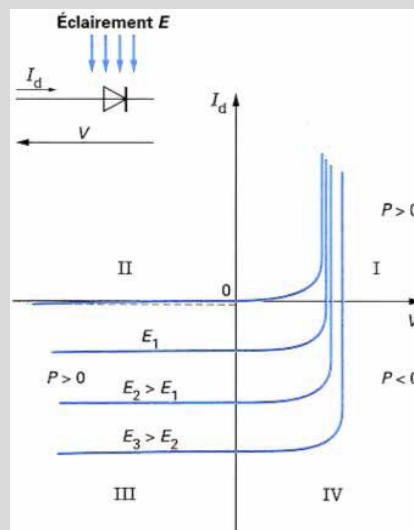
Si l'on soumet une jonction PN de faible épaisseur à un flux lumineux, des paires électron-trou sont créées par les photons dont l'énergie est supérieure à la largeur de la bande interdite du matériau.

Il en résulte une augmentation du courant inverse de saturation proportionnelle au flux lumineux. Physiquement, cet effet se traduit de deux manières selon le quadrant de fonctionnement du dispositif :

- dans le 3^{ième} quadrant, la jonction PN travaille dans le mode photoconducteur. Le courant inverse varie alors en fonction de l'éclairement;
- dans le 4^{ième} quadrant, le système fonctionne en générateur dont le courant de court-circuit est proportionnel à l'éclairement et dont la tension à vide est celle de la diode en polarisation directe (0,5 à 0,8 V pour Si) ; c'est la cellule photovoltaïque à jonction PN.

Q8 : On demande de représenter l'évolution de la caractéristique de la diode dans le cas d'une cellule photovoltaïque (on précisera en représentant la courbe pour 3 valeurs d'éclairement).

Le réseau de caractéristiques est alors donné par la figure.



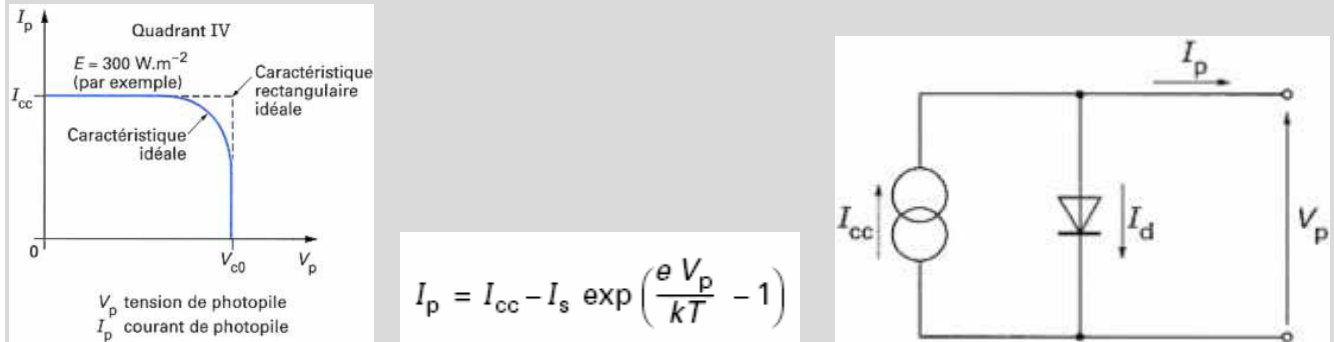
Nous allons maintenant nous intéresser uniquement au quadrant IV pour la réalisation de générateurs photovoltaïques à partir de cellules photovoltaïques.

Pour cela, nous allons représenter les caractéristiques dans un nouveau repère $I_p = f(V_p)$ où le courant de saturation inverse est compté positivement. I_{cc} représente le courant de court-circuit et V_{c0} la tension en circuit ouvert de la cellule photovoltaïque.

Q9 : On demande de représenter, dans ce nouveau repère, la caractéristique de la diode dans le cas d'une cellule photovoltaïque.

On demande d'en déduire l'équation de la caractéristique ainsi que le schéma équivalent.

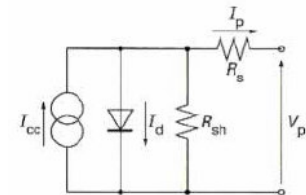
On donne la courbe, l'équation et le modèle :



Le schéma équivalent de la cellule photovoltaïque déduit de cette équation comprend un générateur de courant qui modélise l'éclairement et une diode en parallèle qui modélise la jonction PN.

Le schéma équivalent de la cellule photovoltaïque réelle tient compte d'effets résistifs parasites dus à la fabrication et qui sont représentés sur le schéma équivalent par deux résistances :

- une résistance série R_s représentant les diverses résistances de contacts et de connexions ;
- une résistance R_{sh} (shunt) en parallèle sur le générateur de courant qui caractérise les divers courants de fuite dus à la diode et aux effets de bords de la jonction.



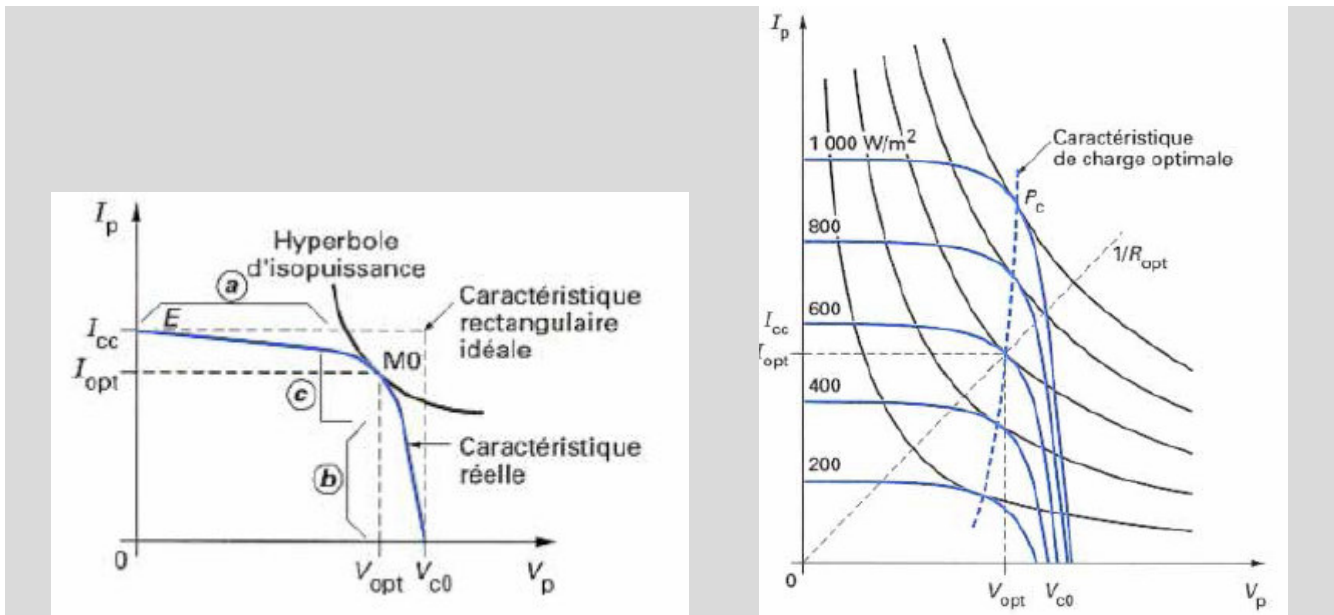
Q10 : On demande de représenter, pour plusieurs valeurs de l'éclairement, la caractéristique réelle de la diode dans le cas d'une cellule photovoltaïque.

On repérera, pour une des courbes les 3 parties qui la constituent :

- la zone (a) où la cellule se comporte comme un générateur de courant I_{cc} proportionnel à l'éclairement ;
- la zone (b) où la cellule se comporte comme un générateur de tension V_{c0} ;
- la zone (c) où l'impédance interne du générateur varie rapidement.

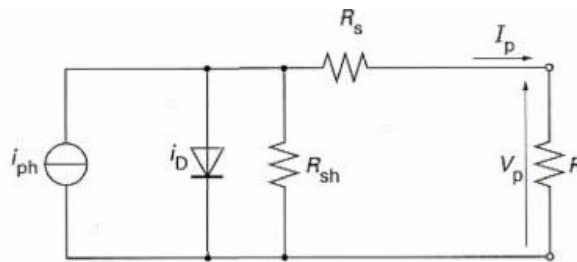
La cellule photovoltaïque est un générateur de puissance finie dont le maximum, pour un éclairement donné, correspond au point de contact avec l'hyperbole d'isopuissance.

Tracer, sur le graphique précédent, la courbe de charge optimale en fonction des niveaux d'éclairement.

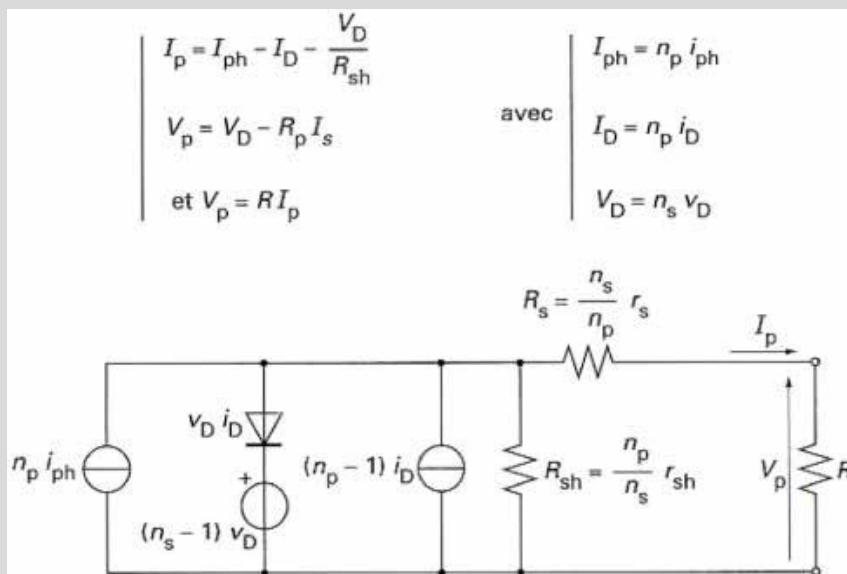


En pratique, un panneau solaire est composé d'un grand nombre de cellules élémentaires placées en série pour augmenter I_p et en parallèle pour augmenter V_{c0} .

Q11 : Que devient le schéma équivalent de base suivant si on utilise un panneau constitué de n_p branches constituées chacune de n_s cellules de base ?



On a alors :



Lors de la mise en série et en parallèle de cellules élémentaires réelles, on doit résoudre des problèmes dus au déséquilibre du fonctionnement qui peut résulter de caractéristiques différentes ou plus simplement d'un éclairage différent (occultation d'une ou plusieurs cellules).

Q12 : Lors de la mise en série de plusieurs cellules que se passe-t-il si une cellule est totalement occultée et comment remédier à cet inconvénient ?

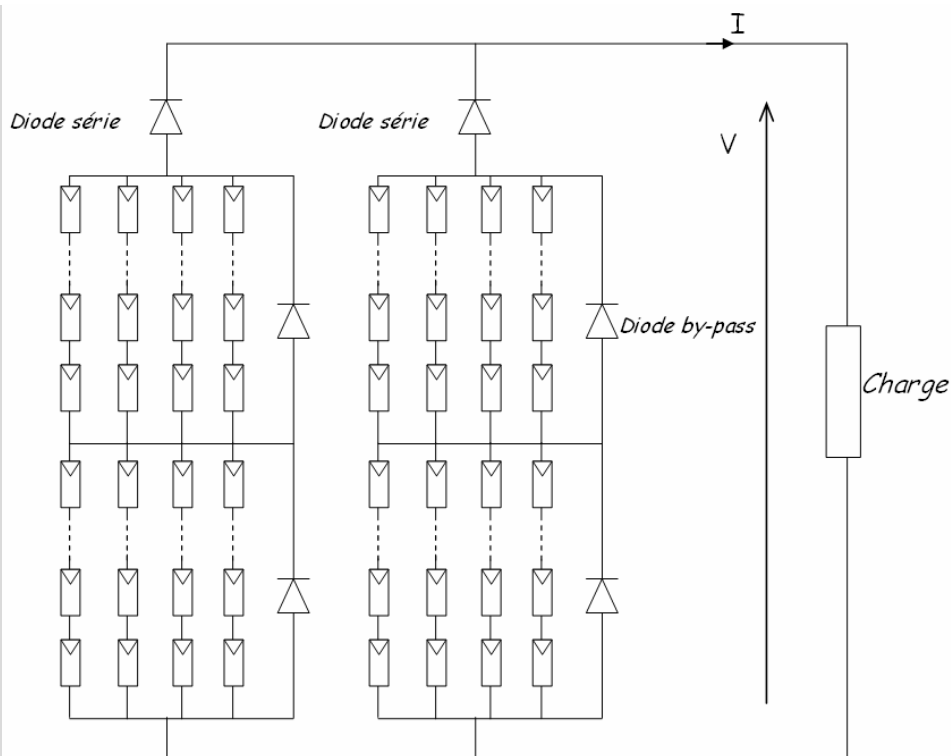
Quand une cellule est occultée, elle se comporte en récepteur et si on ne limite la tension à ses bornes elle peut être détruite par effet thermique ou par application d'une tension inverse trop importante sur la jonction correspondante.

On peut résoudre ce problème en plaçant en parallèle pour plusieurs cellules une diode en parallèle et en inverse.

Q13 : Lors de la mise en parallèle de plusieurs cellules que se passe-t-il si une cellule ou un ensemble de cellules ont des seuils plus faibles (ou si on a une occultation de cellules) ? Comment remédier à cet inconvénient ?

Là encore certaines cellules peuvent se comporter en récepteur et risquer d'être détruites. On peut placer en série une diode de protection ce qui évite la circulation de courants inverses.

Q14 : Proposer un schéma permettant de « protéger » les cellules d'un panneau constitué d'une matrice de cellules élémentaires.



On donne la documentation partielle du panneau utilisé dans notre cas :

High-efficiency photovoltaic module using silicon cells

Performance

Rated power (P_{max})	140W
Nominal voltage	12V

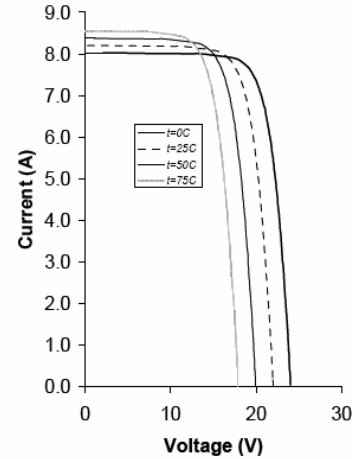
Electrical Characteristics²

Maximum power (P_{max}) ³	140W
Voltage at P_{max} (V_{mp})	17.5V
Current at P_{max} (I_{mp})	8.0A
Warranted minimum P_{max}	127.4W
Short-circuit current (I_{sc})	8.2A
Open-circuit voltage (V_{oc})	22.0V

SX3140

Mechanical Characteristics

Dimensions	Length: 1510mm (59.4")	Width: 674mm (26.5")	Depth: 50mm (1.97")
Weight	12.0 kg (26.5 pounds)		
Solar Cells	36 cells (156mm x 156mm) in a 4x9 matrix connected in series		
Diodes	<i>IntegraBus</i> TM technology includes Schottky by-pass diodes integrated into the printed circuit board bus		



Q15 : Sachant que pour un panneau $R_s = n_s \cdot r_s / n_p$ (n_s nombre de cellule en série, n_p nombre de branches en parallèle et r_s la valeur de la résistance série d'une cellule élémentaire), déterminer la valeur de R_s si r_s vaut 0,2 ohm.

ns vaut 9, np vaut 4 ; on a alors $R_s = 9 \times 0,2 / 4$ soit de $R_s = 0,45$ ohms

En utilisant la courbe du constructeur, vérifier en donnant un ordre de grandeur de la résistance de sortie R_s du panneau utilisé en générateur de tension.

Dans la zone linéaire de la courbe, on peut relever $R_s = dV/dI$ qui est de l'ordre de $R_s = 2/5 = 0,4$ ohms

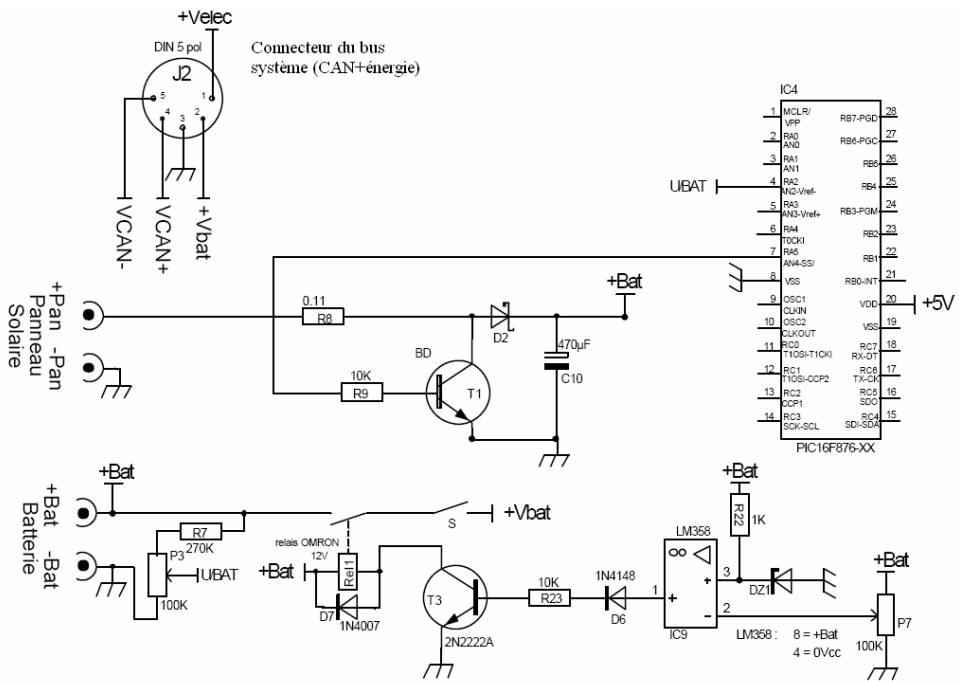
La charge de la batterie.

Pour stocker l'énergie, on utilise un ensemble de batteries au plomb spécifiques dites « semi-stationnaires à décharge lente ». Elles présentent la particularité de supporter une décharge jusqu'à 80% de leur capacité tout en permettant d'avoir 500 à 600 cycles de charge (avec ce type d'utilisation, une batterie de démarrage classique ne supporte que quelques dizaines de cycles).

Pour assurer une durée de vie importante aux batteries utilisées, il convient de respecter 2 limitations importantes :

- La tension d'une batterie ne doit pas dépasser 13,7V (ce qui correspond à la pleine charge)
- La tension d'une batterie ne doit pas être inférieure à 11,4V (ce qui correspond à la décharge profonde)

On donne un schéma partiel du module énergie qui présente les éléments permettant de respecter ces contraintes:



On donne quelques extraits du programme de traitement :

```

.....
int16 en_vbat;      //tension de
batterie
.....
int full;          //indicateur de
charge complète
int empty;        //indicateur de
décharge
.....
#define ON output_low(PIN_A5)
#define OFF output_high(PIN_A5)

/* programme principal */
void main()
{
    init();        //valeur pleine échelle 5V
sur 10 bits
    while (1)
    {
        .....
        gest_bat();
        mesure();
        .....
    }
}

/* définitions des fonctions */
void gest_bat(){
    if (en_vbat > 137){
        full = 1;
        OFF;      //limitation de la
charge de la batterie
    }
    if (en_vbat < 134) {
        full = 0;
        ON;       //activation de la
charge
    }
    if (en_vbat < 115){empty = 1;}
    else {empty = 0;}
        .....
}

void mesure(){
    .....
    set_adc_channel(2);
    delay_us(100);
    a=read_adc();
    en_vbat = (a*20)/100;
    .....
}

```

Q16 : Justifier le choix des composants de la structure utilisée pour mesurer la tension aux bornes de la batterie. Indiquer la valeur optimale du réglage en tenant compte du traitement réalisée sur la donnée par le microcontrôleur.

La résistance R7 est une résistance talon qui protège l'entrée du microcontrôleur qui n'accepte que des tensions inférieures à 5V. Le potentiomètre n'est pas un composant précis ce qui implique qu'il faut une certaine marge.

Pour une batterie à plein charge, on dispose d'une tension d'environ 13,7V. La tension UBAT maximale s'établit alors à $13,7 \cdot 100 / 370 = 3,70V$ (la résistance talon R7 joue son rôle).

Le programme indique que $en_vbat = 137$ pour la pleine charge ; ce qui donne une valeur mesurée $a = 137 \cdot 100 / 20 = 685$

La conversion sur 10 bits avec une pleine échelle sur 5V a dans ce cas mesurée une tension $ubat = 5 \cdot 685 / 1024 = 3,34V$ qui est bien compatible avec la plage de réglage.

Il faudra régler le potentiomètre P3 afin d'obtenir une tension UBAT de 3,34V pour une tension de batterie de 13,7V.

Q17 : Préciser comment on protège la batterie contre une surcharge. On indiquera le rôle des composants et on précisera comment dimensionner les composants dont la valeur n'est pas précisée.

Le programme nous montre que quand la batterie est complètement chargée, on commande la sortie RA5 passe à « 1 » ce qui a pour effet de court-circuiter le panneau solaire grâce au transistor T1 et ainsi d'arrêter la charge de la batterie.

Le courant de court-circuit est donné à 8,2A, il faudra que le transistor supporte ce courant.

La diode D2 protège le panneau contre une décharge de la batterie dans ce dernier (la diode n'est pas forcément utile si le panneau en possède déjà une), elle doit supporter 8A et on a une diode Schottky pour son faible seuil.

R8 peut être utile quand on utilise une alimentation au lieu du panneau pour des tests ou des réglages.

Q18 : La majorité des circuits électroniques sont alimentés par la tension +Vbat. Préciser comment on protège la batterie contre une décharge profonde. On indiquera le rôle des composants, on précisera comment dimensionner les composants dont la valeur n'est pas précisée et on indiquera la ou les valeurs à régler s'il y a lieu.

[Que pensez-vous du choix de cette structure ? Quelles améliorations peut-on apporter ?](#)

La tension +Vbat (on distribue cette tension sur le bus système) est celle de la batterie +Bat mais après un contact relais. Lorsque la batterie atteint le seuil de décharge profonde, on ouvre ce contact afin de limiter cette décharge.

On n'utilise directement la tension de batterie +Bat que pour alimenter la bobine de relai et le comparateur IC9. Ce dernier a une référence de tension fixée par une diode zener que l'on pourra choisir, par exemple de 5,5V ; le potentiomètre P7 sera réglé de manière à fournir une tension 5,5V quand la batterie fournit 11,3V.

Quand ce seuil est atteint, on commande le transistor T3 qui provoque l'ouverture du contact (contact normalement fermé).

La diode D6 est nécessaire car le seuil bas du comparateur entraînerait une conduction partielle de T3.

La structure utilise ici un amplificateur opérationnel en tant que comparateur. Il serait préférable d'utiliser un comparateur avec une sortie collecteur ouvert permettant d'effectuer directement la commande du relais. Cela évite les composants placés en sortie de ce dernier.

Un LM311 (même techno et même constructeur que le LM358) peut faire l'affaire si le relais ne nécessite pas plus de 50mA.

Par ailleurs on peut éventuellement choisir une comparaison avec une légère hystérésis pour éviter quelques multiples transitions au niveau du basculement.

Quelques condensateurs de découplage notamment à la sortie des potentiomètres pourrait également être utiles.

Le contrôle du bon fonctionnement du module énergie est assuré par la surveillance :

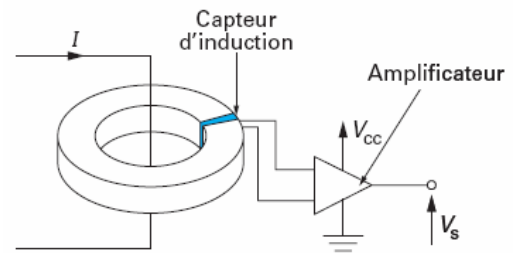
- de la tension aux bornes de la batterie (voir ci-dessus),
- de la tension aux bornes du panneau solaire,
- du courant délivré par le panneau solaire,
- du courant délivré par la batterie.

Ces informations sont soit utilisé par le microcontrôleur local du module énergie ou transmises via le bus CAN à un module de supervision.

Nous allons maintenant nous intéresser à la mesure des courants. Après une analyse des principes physiques mis en jeu, on se propose d'analyser la mise en œuvre du capteur dans le cas de notre module.

Le principe utilisé par le capteur est basé sur la proportionnalité entre le champ d'induction B et le courant qui le crée I.

Un capteur d'induction est placé dans l'entrefer du circuit magnétique. Il mesure le champ d'induction créé par le passage du courant I.



Le rôle du circuit magnétique est de concentrer les lignes de champ dans l'entrefer, ce qui accroît sa sensibilité et limite l'influence du décentrage du conducteur central.

Le circuit magnétique doit présenter de faibles pertes pour éviter un échauffement et avoir un champ rémanent faible.

Q19 : On demande d'exprimer le champ magnétique B disponible dans l'entrefer lors du passage d'un courant I en fonction des caractéristiques du circuit magnétique.

Si le capteur placé dans l'entrefer fournit une tension du type $V_s = k.B$ en déduire $V_s = f(I)$ en fonction de L_e (longueur moyenne du circuit magnétique) et μ_e (perméabilité équivalente du circuit magnétique) .

Le théorème d'Ampère nous indique que :

$$I = \frac{\ell_e B}{\mu_e \mu_0}$$

La tension de sortie du capteur s'exprime alors par :

$$V_s = kB = k \frac{\mu_0 \mu_e}{\ell_e} I$$

I courant à mesurer,

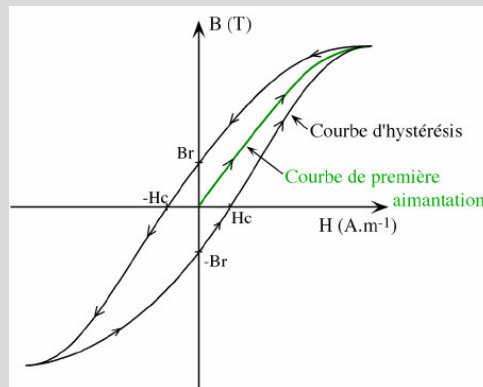
L_e longueur moyenne du circuit magnétique,

μ_e perméabilité équivalente, entrefer compris.

k coefficient de sensibilité du capteur d'induction.

Q20 : Après avoir rappelé la courbe caractérisant l'évolution du champ magnétique B dans le circuit magnétique en fonction de l'intensité I (ou H), indiquer quel défaut majeur comporte ce principe de mesure.

Les sources d'erreurs sont surtout dues au circuit magnétique.

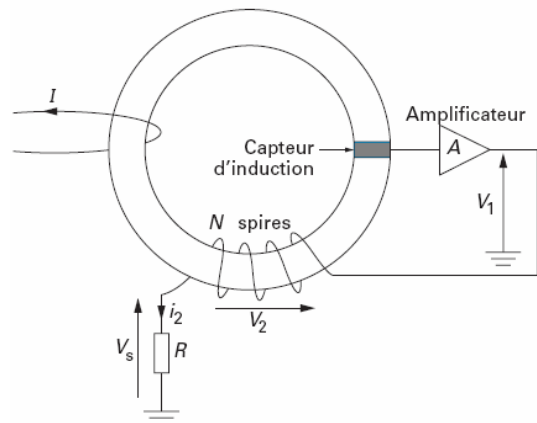


Le champ rémanent de ce dernier introduit une composante continue à la sortie du capteur qui est dépendante des valeurs extrêmes du courant mesuré et de la largeur de l'entrefer.

On se propose de modifier le capteur afin de travailler, dans le matériau magnétique, à flux nul (on parlera de capteur à compensation de flux).

On utilise le schéma de principe ci-contre.

On suppose que la tension $V_1 = k.B$ où k est un coefficient constant.



Q21 : Indiquer comment on peut travailler à flux nul dans le cas de ce capteur.

Quel est l'intérêt de ce principe par rapport au précédent ?

Déterminer la tension de sortie Vs en fonction de I et des différents éléments caractérisant le capteur.

Ce type de capteur de courant fonctionne en boucle fermée. Le courant à mesurer I génère un flux dans le circuit magnétique. Il est compensé par le courant i_2 issu de l'amplificateur afin d'annuler en permanence les ampères-tours : $I = N.i_2$

Le capteur d'induction détecte l'induction dans l'entrefer. L'asservissement de flux, dont la référence de consigne est nulle, génère les ampères-tours nécessaires à l'annulation du champ dans l'entrefer.

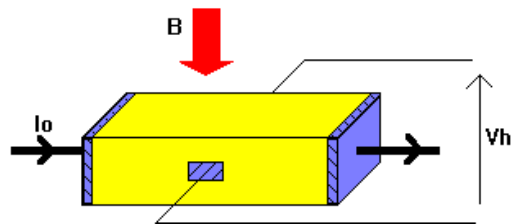
La tension de sortie V_s est l'image du courant de compensation i_2 donc du courant I .

Ce principe permet donc la mesure des courants continus et variables. Il fournit une bonne linéarité, une grande dynamique de mesure.

L'amplificateur (gain A) délivre une tension V_1 à l'origine du courant i_2 dans les N spires du bobinage. Le sens de la boucle, constituée par la spire de I , le capteur d'induction, l'amplificateur et le bobinage de N spires, est tel qu'une augmentation du courant I provoque un accroissement du champ magnétique. En réaction, la tension V_1 s'accroît et induit un courant i_2 qui tend à annuler les ampères-tours créés par le courant I .

On a obligatoirement $I = N.i_2$ pour que le flux soit nul et on a : $V_s = R.I/N$

Le capteur d'induction utilisé dans les principes précédents est un capteur à effet Hall dont on présente une vue simplifiée mettant en évidence les grandeurs en jeu :



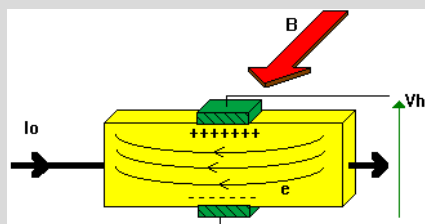
Q22 : Après avoir indiqué la nature des matériaux présentant ce phénomène et les causes de ce dernier, on demande d'énoncer le principe de l'effet Hall.

Si un courant I_0 traverse un barreau en matériau conducteur ou semi-conducteur, et si un champ magnétique d'induction B est appliqué perpendiculairement au sens de passage du courant, une tension V_h , proportionnelle au champ magnétique et au courant I_0 , apparaît sur les faces latérales du barreau.

C'est la tension de Hall (du nom de celui qui remarqua le phénomène en 1879) : $V_h = K_h * B * I_0$

avec K_h : constante de Hall, qui dépend du matériau utilisé.

Les causes de l'effet Hall sont que le champ magnétique dévie les électrons créant ainsi une différence de potentiel. L'intérêt pour le phénomène est que la relation obtenue est linéaire.

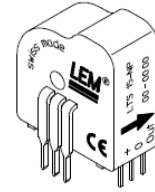


On propose la notice partielle du capteur utilisé dans notre cas.

Current Transducer LTS 15-NP

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed, mixed, with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).

$$I_{PN} = 5 - 7.5 - 15 \text{ A}$$

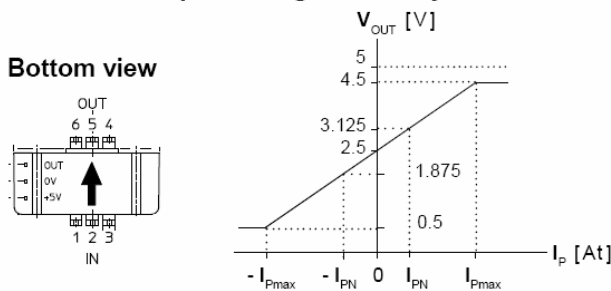


Electrical data				
I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	15	At	
V_{OUT}	Analog output voltage	$I_p = 0$ 2.5 ¹⁾	V	
		$\pm I_{PN}$ 2.5 \pm 0.625	V	
N_S	Number of secondary turns ($\pm 0.1\%$)	2000		
R_L	Load resistance	≥ 2	k Ω	
R_{IM}	Internal measuring resistance ($\pm 0.5\%$)	83.33	Ω	
TCR_{IM}	Thermal drift of R_{IM}	< 50	ppm/K	
V_C	Supply voltage ($\pm 5\%$)	5	V	
I_C	Current consumption @ $V_C = 5 \text{ V}$	Typ 20 + I_S	mA	

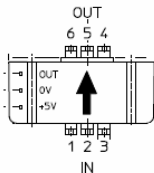
Features

- Closed loop (compensated) multi-range current transducer using the Hall effect
- Unipolar voltage supply
- Compact design for PCB mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0
- Incorporated measuring resistance
- Extended measuring range.

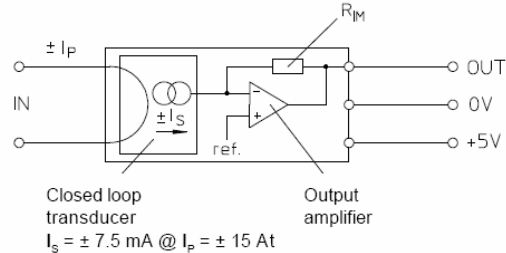
Output Voltage - Primary Current



Bottom view



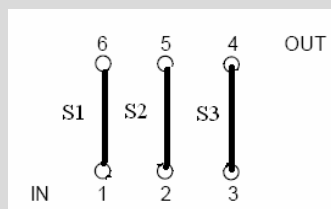
Operation principle



Number of primary turns	Primary nominal r.m.s. current I_{PN} [A]	Nominal output voltage V_{OUT} [V]	Primary resistance R_p [m Ω]	Primary insertion inductance L_p [μ H]	Recommended connections
1	± 15	2.5 ± 0.625	0.18	0.013	
2	± 7.5	2.5 ± 0.625	0.81	0.05	
3	± 5	2.5 ± 0.625	1.62	0.12	

Q23 : Le capteur utilisé dispose de plusieurs calibres de mesures. On demande d'expliquer le principe utilisé pour fixer les calibres et l'impact du choix sur les caractéristiques du capteur.

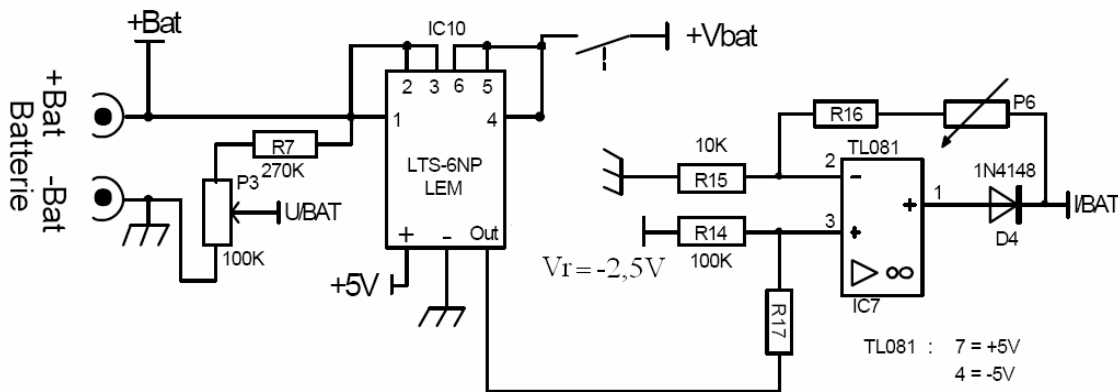
Sur le tableau, on remarque que le capteur propose plusieurs trajet pour le courant qui décrit des spires (1 pou le calibre 15A et 3 pour le calibre 5A). Ces spires sont obtenues par la mise en place de cavalier entre les bornes 1 à 6 du capteur.



On a représenté les spires et on voit que l'on change les calibres en mettant en // les spires ou non.

En // les caractéristiques électriques sont meilleures (calibre 15A).

La mesure des courants, depuis les entrées analogiques, par le microcontrôleur nécessite d'adapter le niveau de tension issu du capteur. On propose le montage suivant :



Q24 : La sortie I/BAT fournit la tension V_{IBAT} à une entrée analogique du microcontrôleur.

Après avoir expliqué les implications de la présence de la diode D4, on demande :

- D'établir l'équation de V_{IBAT} en fonction de I (le courant à mesurer) et des éléments du montage.
- De choisir judicieusement la valeur de R17 et de simplifier l'équation précédente.
- D'en déduire un choix des valeurs des composants R16 et P6.

La diode D4 permet de ne pas appliquer une tension négative à l'entrée du microcontrôleur. Son seuil pourra être négligé car elle est placée dans la boucle de contre-réaction.

La tension de sortie du montage s'écrit :

$$V_{IBAT} = (1 + (R16 + P6) / R15) \cdot (V_{cout} (R14 / (R14 + R17)) + V_R (R17 / (R14 + R17)))$$

où V_{cout} représente la sortie du capteur.

$$V_{cout} = -V_R + (0,625 / 15) \cdot I \text{ d'après les documents du capteur (calibre 15A)}$$

$$\text{Ce qui donne : } V_{IBAT} = (1 + (R16 + P6) / R15) \cdot (I (0,625 \cdot R14 / 15 \cdot (R14 + R17)) + V_R (R17 - R14 / R14 + R17))$$

On choisit bien évidemment : $R17 = R14$

$$\text{Ce qui donne : } V_{IBAT} = (1 + (R16 + P6) / R15) \cdot (I (0,625 / 30))$$

Si on veut une valeur maximale de V_{IBAT} de 4V par exemple (alimentation du CI en 5V) pour $I = 15A$ (le calibre maxi)

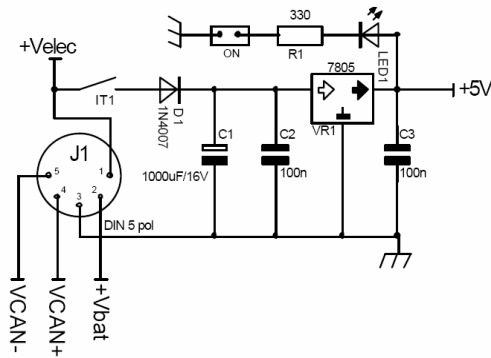
$$\text{On obtient : } 4 = (1 + (R16 + P6) / 10^4) \cdot (15 (0,625 / 30)) \text{ soit } (R16 + P6) = ((4 / 0,3125) - 1) \cdot 10^4 = 118 \text{ kohms}$$

On choisit R16 de 47K et P6 de 100K.

Alimentation des modules du système.

La plupart des modules du système, sont alimentés depuis la partie énergie du bus système et nécessite le plus souvent une tension de 5V pour l'électronique embarquée avec un courant inférieur à 1A.

On utilise alors le montage suivant :



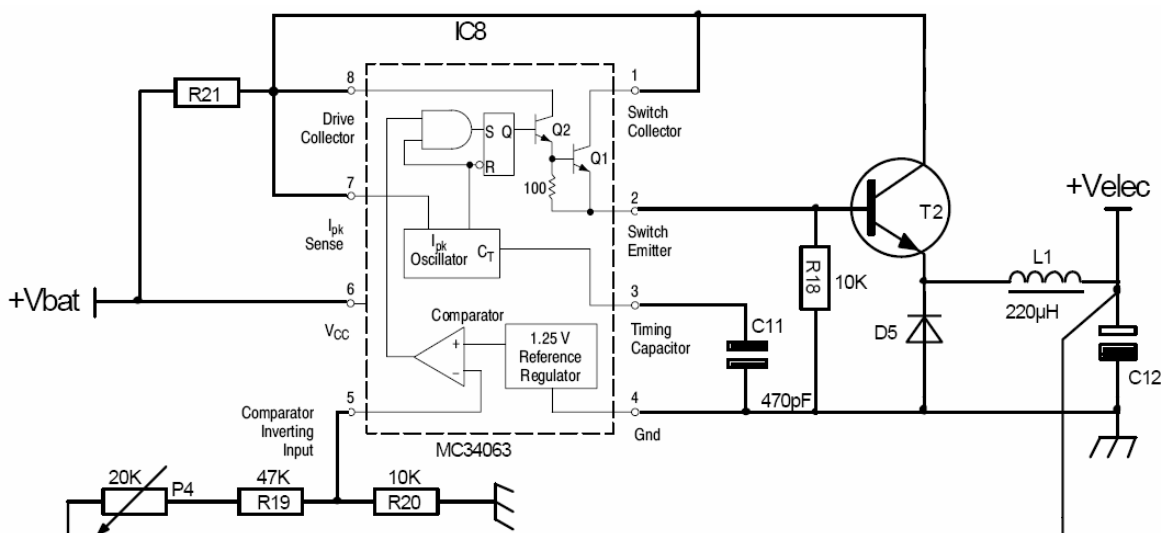
Q25 : +Velec est une tension continue de +8V. Montrer pourquoi il n'est pas judicieux d'utiliser directement +Vbat pour fournir la tension de 5V ?

Avec +Velec le régulateur linéaire dissipe dans le cas le plus défavorable : $(8-5) * 1 = 3W$

Avec +Vbat le régulateur linéaire dissipe dans le cas le plus défavorable : $(13,7-5) * 1 = 8,7W$

Afin d'optimiser l'usage de l'énergie stockée dans la batterie, on réalise une conversion continu/continu afin de produire la tension +Velec au niveau du module énergie depuis la tension de batterie +Vbat.

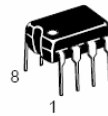
On propose le montage suivant sur lequel on a reporté le schéma interne du circuit intégré utilisé (MC34063) :



La valeur de la résistance R21 doit être fixée à $(0,3/I)$ où I désigne le courant maximal que l'on souhaite avoir dans T2.

On donne quelques extraits de la notice du circuit IC8 :

MC34063

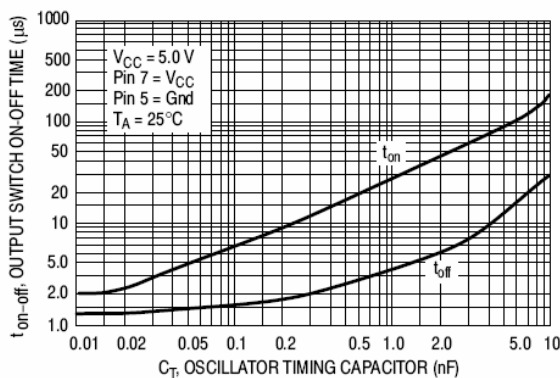


PDIP-8

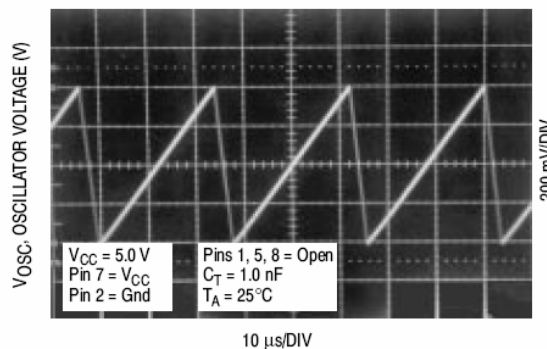
DC-to-DC Converter Control Circuits

The MC34063A Series is a monolithic control circuit containing the primary functions required for DC-to-DC converters. These devices consist of an internal temperature compensated reference, comparator, controlled duty cycle oscillator with an active current limit circuit, driver and high current output switch. This series was specifically designed to be incorporated in Step-Down and Step-Up and Voltage-Inverting applications with a minimum number of external components. Refer to Application Notes AN920A/D and AN954/D for additional design information.

- Operation from 3.0 V to 40 V Input
- Low Standby Current
- Current Limiting
- Output Switch Current to 1.5 A
- Output Voltage Adjustable
- Frequency Operation to 100 kHz
- Precision 2% Reference



Output Switch On-Off Time versus Oscillator Timing Capacitor



Timing Capacitor Waveform

Q26 : A partir des valeurs proposées sur le schéma précédent, en déduire la fréquence de fonctionnement de l'horloge de commande.

On utilise l'abaque du constructeur qui précise t_{on} et t_{off} de l'oscillateur et ce en fonction du condensateur C11 de 470 pF.

On a, pour 470 pF, $t_{off} = 3\mu\text{s}$ et $t_{on} = 17\mu\text{s}$ ce qui fait une période de $20\mu\text{s}$ soit une fréquence d'environ 50kHz.

Q27 : On souhaite obtenir $V_{e\text{lec}} = 8\text{V}$, déterminer la valeur de réglage de P4.

Expliquer le fonctionnement de la commande du transistor T2.

On compare une image de la tension de sortie $V_{e\text{lec}}$ avec la référence interne $V_{ref} = 1,25\text{V}$ pour savoir s'il faut ou non commander le transistor T2.

$$\text{On a : } V_{ref} = V_{e\text{lec}}(R_{20}/(R_{20}+R_{19}+P4))$$

$$\text{ce qui donne } P4 = R_{20} \cdot (V_{e\text{lec}}/V_{ref}) - R_{20} - R_{19} = 7\text{ k}\Omega$$

Quand $V_{e\text{lec}}$ est supérieur ou égale à 8V, le transistor T2 est bloqué

Quand $V_{e\text{lec}}$ est inférieure à 8V, le transistor T2 conduit pendant un temps t_{on} fixé par l'oscillateur.

Il faudra que ce temps soit suffisant pour compenser la décharge du condensateur C2 ; décharge due au courant prélevé sur la sortie $V_{e\text{lec}}$ quand T2 bloqué.

On dispose d'une limitation de courant automatique qui permet grâce à la résistance R21 de bloquer le transistor T2 en bloquant l'oscillateur donc la mise en conduction de Q2 et donc de T2.

On suppose, dans la suite, que la charge appliquée sur la sortie Velec est une résistance R et qu'elle consomme 10A. Nous souhaitons avoir une ondulation maximale de 0,5V sur cette sortie. La tension Vbat est supposée égale à 13V. On négligera la présence du condensateur C12 dans un premier temps.

Nous allons déterminer les composants dont la valeur n'est pas indiquée.

Q28 : On demande de déterminer la tension aux bornes de la charge R en régime permanent en boucle ouverte. Que se passe-t-il en boucle fermée ?

La valeur de L1 est de 220 μ H et la valeur de R est de $8/10 = 0,8 \Omega$. La constante de temps de la cellule RL est de $220 \cdot 10^{-6} / 0,8 = 275 \mu$ s ce qui est très supérieur à la période de fonctionnement 20 μ s.

L'évolution des courants sera pratiquement linéaire.

Le fonctionnement peut être divisé en deux phases :

- Durant t_{on} , T2 est passant, il s'en suit un transfert d'énergie de la source vers le filtre et la charge.
- Durant t_{off} , T2 est bloqué. Il apparaît une phase de roue libre assurant la continuité du courant dans l'inductance via la diode de roue libre D5.

En boucle ouverte, la tension de sortie Velec = Vbat ($t_{on}/t_{on}+t_{off}$) = 13 (17/17+3) = 11V

En boucle fermée, t_{off} augmente donc Velec diminue, le réglage du seuil permet d'avoir Velec = 8V

Q29 : Comment dimensionner le condensateur de filtrage C12 ?

Le condensateur de filtrage permet de lisser la tension. Sa valeur ne doit pas faire entrer le système en oscillation car il se retrouve en // de la bobine lors du blocage de T2.

Si on prend, par exemple 1000 μ F la fréquence de résonance est $f = 1/2 \cdot \pi \cdot (1/LC)^{-0,5} = 340$ Hz \neq 5 kHz

Q30 : Que peut-on dire de la valeur maximale du courant dans le transistor T2 ?

Comment peut-on le limiter à 1,2 fois sa valeur nominale ?

Le courant est maximum quand lors de la mise en route du module car le condensateur est déchargé ; sa croissance reste toutefois limité grâce à la bobine L1.

Le régulateur fonctionne avec une correction maximale (le rapport cyclique impose une tension de sortie de 11V comme il a été vu précédemment).

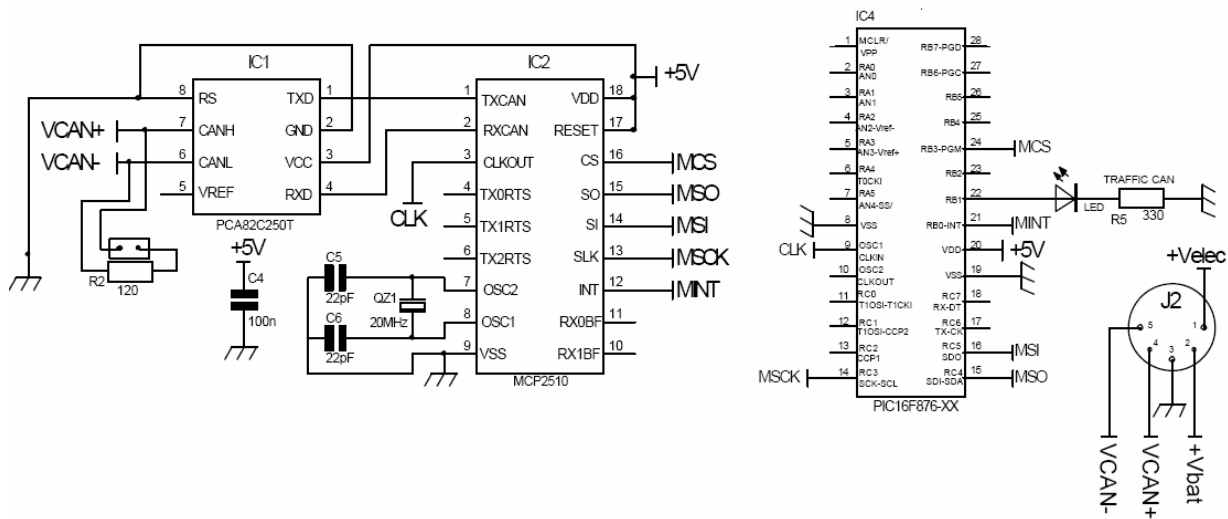
On peut le limiter le courant grâce à R21 dont la valeur doit être fixée à 0,3/I d'après les indications du constructeur.

On choisira $R21 = 0,3/1,2 \cdot 10 = 0,025 \Omega$

B. Transmission des données

L'aspect modulaire du système étudié réside dans le fait de disposer de modules de différente nature. Tous les modules sont interconnectés via le bus système qui assure, en plus de la distribution d'énergie, l'échange de données grâce au bus CAN.

Construit sur un modèle similaire, la plupart des modules de base utilisent l'architecture suivante en ce qui concerne l'échange des données :



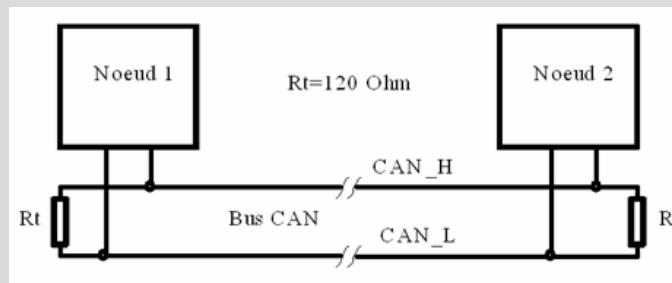
Dans l'étude qui suit nous allons aborder différents aspects concernant la transmission des données.

Principe de fonctionnement du bus CAN.

Dans cette partie, on se propose de rappeler les principes de base qui régissent l'utilisation du bus CAN en tant qu'outil de transmission pour des données numériques.

Q31 : On demande de représenter la topologie physique d'interconnexion des modules au bus CAN.

On utilise une topologie physique organisée en bus (d'où le nom) et on doit mettre en place aux extrémités les résistances de terminaison.

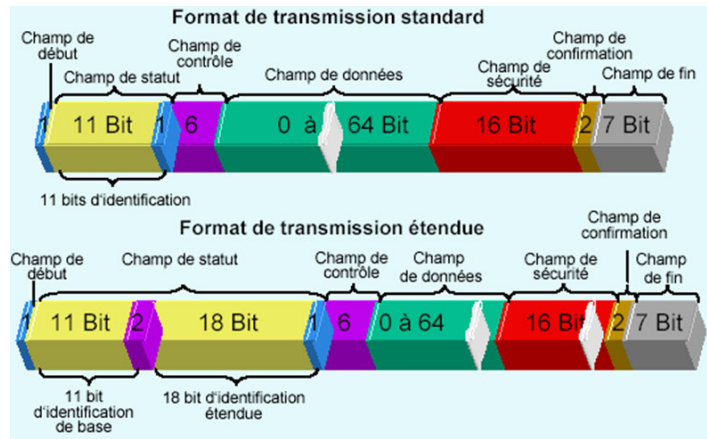


Sur le schéma, on voit que pour nos modules, il faudra ou non, activer la résistance de terminaison suivant la place du module sur le bus.

Traditionnellement dans les réseaux, on pratique un adressage de nœud : chaque hôte sur le réseau possède son adresse et lorsqu'il envoie un message à une autre station, il précise sa propre adresse (adresse émetteur) et l'adresse du destinataire. Parce que l'adressage de nœud n'offre pas une bonne élasticité (il faut connaître les adresses et de ce fait toute modification au réseau entraîne une redécouverte de celles-ci), pour CAN on a adopté un adressage d'objet utilisant des identifiants ou ID.

Le protocole CAN comporte deux sous-spécifications qui diffèrent au niveau de la taille de l'ID :

- Trame standard (CAN 2.0A) avec un ID sur 11 bits,
- Trame étendue (CAN 2.0B) avec un ID sur 29 bits. CAN 2.0B assure la compatibilité ascendante avec la précédente version.



Q32 : Comment s'effectuent les échanges entre équipements sur le bus CAN ?

Les nœuds ne possèdent pas d'adresse, ce sont les messages échangés sur le médium qui sont identifiés.

On utilise des Identificateurs ("Identifiers" en anglais) que nous noterons sous la forme abrégée ID. Chaque message possède un ID, qui décrit son contenu (la signification des données).

Un message déposé sur le réseau, est mis à la disposition de tous (diffusion : "Broadcast"). Cela suppose que chaque nœud soit capable de décider si ce message l'intéresse ou non (un contrôleur CAN pourra posséder des filtres d'acceptation en réception pour limiter son activité).

Un identificateur est unique et spécifie sans ambiguïté, l'information (ou l'objet) qu'une trame transporte. Par exemple, l'ID 200 désigne la température du moteur, l'ID 301 la commande des phares. Les IDs sont attribués par le concepteur de l'application suivant l'urgence du message (priorité). Chaque nœud est producteur (ou consommateur) des valeurs d'un ou plusieurs objets identifiés.

Les IDs sont codés sur 11bits (trame standard CAN 2.0 A) ou sur 29bits (trame étendue CAN 2.0 B).

Parce que, pour les réseaux non déterministes classiques, les collisions peuvent avoir un effet catastrophique sur le flux des données, le bus CAN utilise une technique de bits dominants et récessifs.

Le bus peut prendre deux états :

- état dominant (correspondant à un niveau **logique 0**),
- état récessif (correspondant à un niveau **logique 1**).

En cas de transmission simultanée (par deux nœuds) de deux niveaux différents, c'est l'état dominant qui l'emporte.

Le bus CAN utilise une méthode d'arbitrage bit à bit pour l'accès au bus. Cette méthode est appelée CSMA/CR.

Q33 : Que veulent dire ces abréviations ?

Si 3 équipements N_i , qui ont pour identifiant respectivement 0110111001, 01001111001 et 01100101001 transmettent simultanément, qu'obtient-on sur le bus ?

La méthode CSMA/CR (Carrier Sense, Multiple Access with Collision Resolution) réalise un arbitrage non destructif.

Afin d'attribuer le bus à un nœud et un seul, CAN opère de la manière suivante :

→ Le nœud qui désire transmettre, vérifie d'abord que le réseau est libre en analysant le signal sur le réseau (Carrier Sense). Si c'est le cas, il accède au bus directement en déposant sur celui-ci un bit de start à 0 (Start Of Frame) puis l'ID : l'identificateur du bit de poids fort au bit de poids faible.

→ Si plusieurs stations désirent émettre quasi simultanément, elles vont voir le bus libre et vont donc accéder simultanément au réseau (Multiple Access). L'arbitrage se fait ensuite bit à bit, chaque station vérifie qu'elle lit bien sur le bus (bus monitoring), ce qu'elle y a écrit. Tant que les données lues correspondent aux données écrites, chaque station croit être la seule, elle continue donc à émettre. Dès qu'une station présente un bit récessif alors qu'au moins une autre présente un bit dominant, alors elle perd l'arbitrage. Lorsqu'un nœud perd l'arbitrage, il arrête d'émettre (Collision Resolution) et devient récepteur. Il n'essaiera de retransmettre son message que lorsque le bus sera à nouveau libre. Tout se passe donc comme si le message de plus haute priorité était le seul à être transmis.

La trame la plus prioritaire sera donc celle dont l'ID est le plus petit (beaucoup de bits à 0 (dominants) dans les bits de poids fort).

Ce sera dans notre cas la trame 2 (id=01001111001) qui sera finalement transmise sur le bus.

Q 34 : On donne ci-dessous un extrait du document ISO représentant, pour le modèle OSI, le détail des sous-couches concernées par les spécifications du bus CAN.

On demande de représenter le modèle OSI à 7 couches et de situer les sous-couches présentées par rapport aux couches du modèle OSI à 7 couches.

On demande de compléter la colonne *specification* en délimitant les sous-couches concernées par les spécifications du protocole CAN.

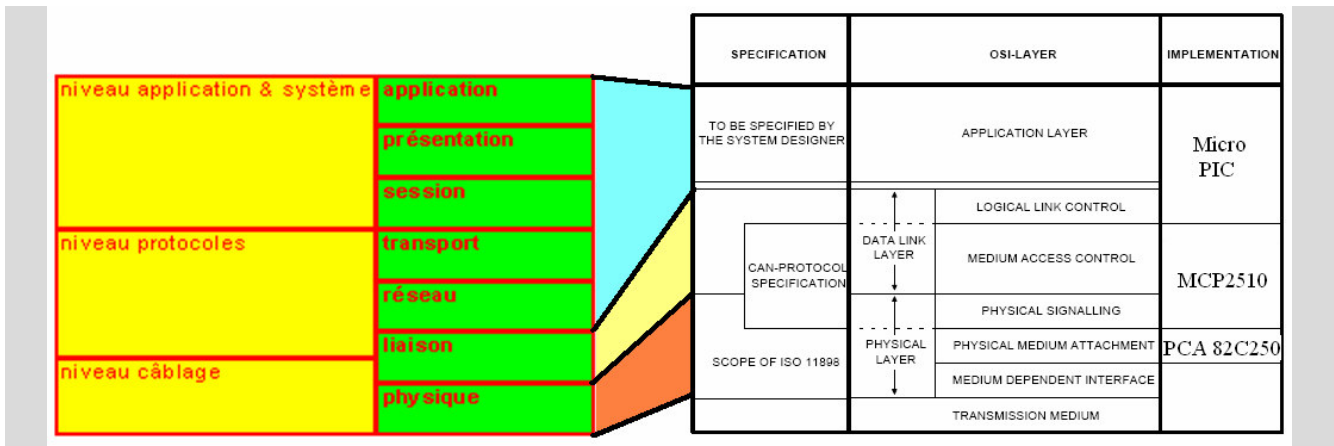
On demande de compléter, la colonne *implementation*, afin d'y faire figurer les 3 composants du schéma structurel donné précédemment.

SPECIFICATION	OSI-LAYER		IMPLEMENTATION
TO BE SPECIFIED BY THE SYSTEM DESIGNER	APPLICATION LAYER		
CAN-PROTOCOL SPECIFICATION	DATA LINK LAYER	LOGICAL LINK CONTROL	
		MEDIUM ACCESS CONTROL	
	PHYSICAL LAYER	PHYSICAL SIGNALLING	
		PHYSICAL MEDIUM ATTACHMENT	
		MEDIUM DEPENDENT INTERFACE	
ISO 11898	TRANSMISSION MEDIUM		

Note: OSI = Open Systems Interconnection

Layered architecture of CAN

On donne une représentation :



Etude de la couche physique utilisée par le bus CAN.

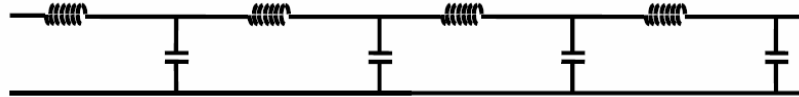
La couche physique requiert une attention toute particulière car c'est elle qui, dans un environnement industriel, conditionne la fiabilité et les performances des transmissions. De nombreux paramètres et choix technologiques doivent être pris en considération lors de sa mise en place.

La ligne de transmission.

Pour le bus CAN, comme pour la plupart des modes de transmission, le support utilisé doit être considéré comme une ligne de transmission car sa longueur n'est pas suffisamment faible devant la longueur d'onde des signaux transmis.

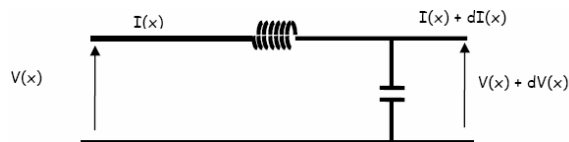
On est obligé de tenir compte de la vitesse de propagation des grandeurs électriques qui est forcément inférieure à la vitesse de la lumière.

Par conséquent, à un instant donné, tensions et courants ne seront pas identiques en tout point d'un conducteur, comme on a l'habitude de l'admettre dans ce qu'on appelle l'approximation des états quasi-stationnaires.



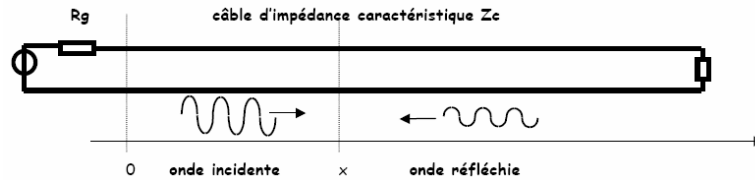
On peut considérer que la ligne est formée d'une infinité de tronçons de longueur infiniment petite dx . Un tel élément de ligne est essentiellement caractérisé par une inductance L et une capacité C (on néglige les résistances et admittances de pertes).

La longueur de ce tronçon étant petite vis-à-vis de la longueur d'onde, on peut l'étudier comme un circuit électrique classique.



Bien que le bus CAN véhicule une information numérique par le biais de signaux numériques, on se propose de qualifier les problèmes d'impédance en régime sinusoïdal.

Q35 : Montrer que, pour une entrée sinusoïdale, la tension sur la ligne est la somme de deux termes qui représentent deux ondes progressives se propageant en sens contraire.



La loi d'Ohm pour la bobine s'écrit : $dV(x) = -j\omega \cdot L dx \cdot I(x)$

La loi d'Ohm pour le condensateur s'écrit : $dI(x) = -j\omega \cdot C dx \cdot (V(x) + dV(x)) \approx -j\omega \cdot C dx \cdot V(x)$

Nous en déduisons : $\frac{dV(x)}{dx} = -jL\omega \cdot I(x)$ et $\frac{dI(x)}{dx} = -jC\omega \cdot V(x)$

D'où les équations de propagation appelées équations des télégraphistes :

$$\frac{d^2V(x)}{dx^2} + LC\omega^2 \cdot V(x) = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d^2I(x)}{dx^2} + LC\omega^2 \cdot I(x) = 0$$

Ces deux équations différentielles du second ordre admettent en solution des fonctions sinusoïdales :

$$v(x,t) = V_1 \cos(\omega t - kx) + V_2 \cos(\omega t + kx) \quad \text{avec} \quad k = \frac{\omega}{v} \quad \text{et} \quad v = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

et $i(x,t) = I_1 \cos(\omega t - kx) + I_2 \cos(\omega t + kx)$

$V_1 \cos(\omega t - kx)$ représente une onde progressive d'amplitude V_1 se propageant de la source vers la charge avec une vitesse v . On l'appelle onde incidente.

$V_2 \cos(\omega t + kx)$ représente une onde progressive d'amplitude V_2 se propageant de la charge vers la source : c'est l'onde réfléchie.

Q36 : Dédire des calculs précédents la valeur de l'impédance caractéristique Z_c et vérifier que, si le câble utilisé présente une capacité linéique de 30pF et une inductance linéique de 0,1μH, on retrouve bien la valeur préconisée pour le bus CAN.

On utilise les résultats précédents :

Si on injecte les solutions trouvées dans l'une ou l'autre de ces équations, on peut écrire :

$$V_1 \cdot k \cdot \sin(\omega t - kx) - V_2 \cdot k \cdot \sin(\omega t + kx) = L \cdot I_1 \cdot \omega \cdot \sin(\omega t - kx) + L \cdot I_2 \cdot \omega \cdot \sin(\omega t + kx)$$

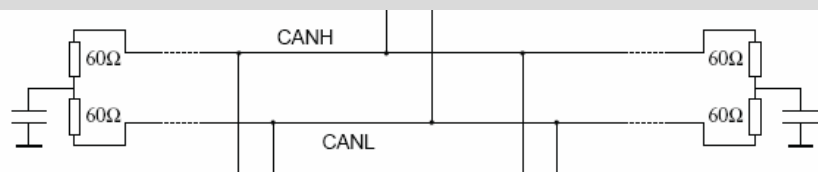
qui doit être vrai quels que soient x et t , ce qui impose :

$$I_1 = V_1 \cdot (C/L)^{1/2} \quad \text{et} \quad I_2 = -V_2 \cdot (C/L)^{1/2}$$

On peut alors introduire une grandeur homogène à une impédance, notée Z_c et appelée impédance caractéristique de la ligne :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{exprimée en ohms}$$

On trouve : $Z_c = (10 \cdot 10^{-6} \cdot 30 \cdot 10^{-12})^{0.5}$ ce qui donne 57Ω ce qui est compatible avec les 120Ω usuel donné.

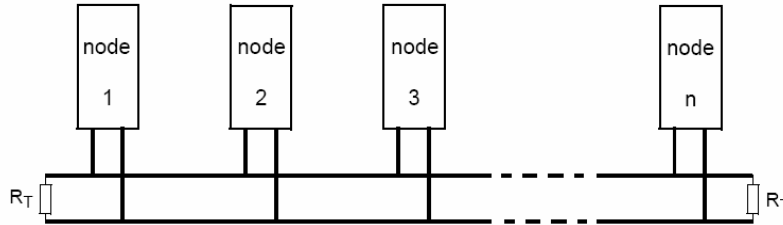


Le nombre d'équipements sur le bus.

La norme CAN impose des contraintes liées à la longueur du bus, à la vitesse de transmission et au nombre d'équipements connectés.

Nous allons vérifier comment les structures physiques utilisées influent sur ces paramètres.

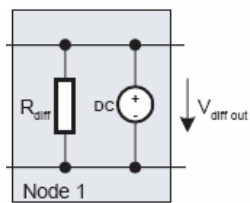
Dans le cas général, on utilise l'organisation ci-dessous :



On donne le schéma équivalent du moteur de bus utilisé :

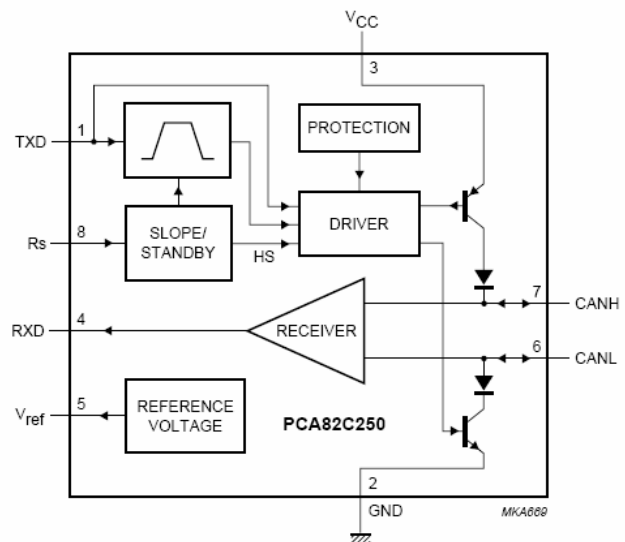
Le constructeur indique qu'un émetteur peut piloter une charge RL de valeur minimale 45Ω.

Le schéma équivalent d'un nœud émetteur est le suivant :



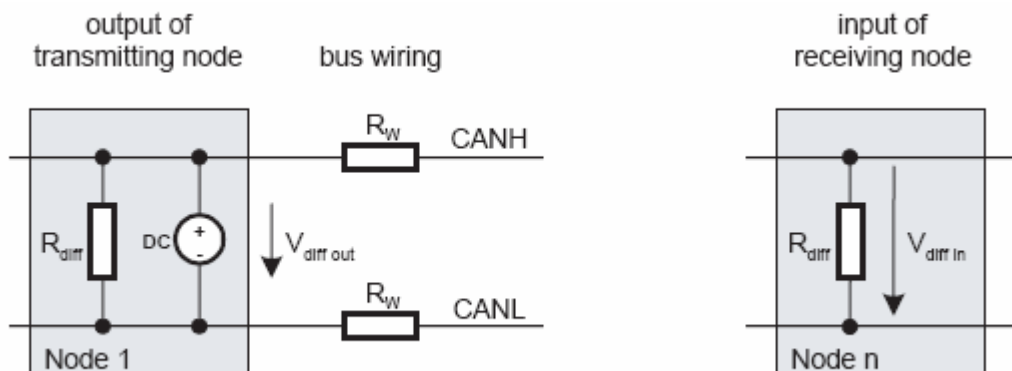
où $V_{diff\ out\ mini} = 1,5V$

Le schéma équivalent d'un récepteur se réduit à $R_{diff} = 20k\Omega$ avec $V_{diff.in.min} = 0,75V$



Q37 : Que peut-on dire de l'état des transistors pour un nœud émetteur et un nœud récepteur ? (dans le cas normal où on a un seul nœud qui émet).

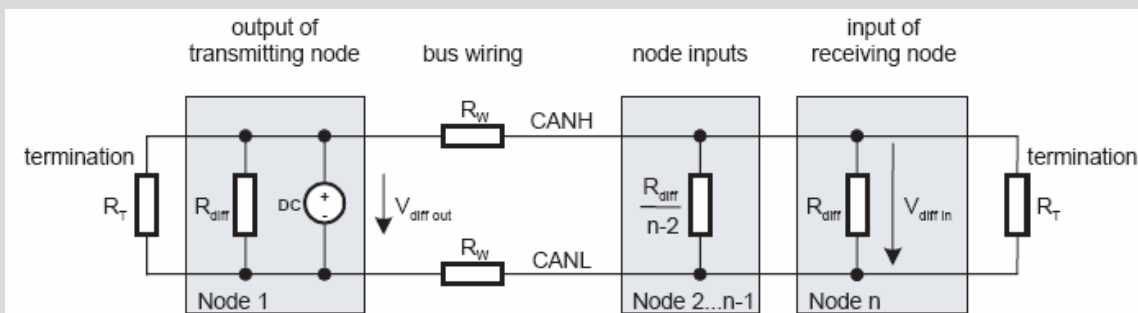
Compléter le schéma électrique équivalent d'un bus CAN comportant 1 émetteur et n récepteurs. Les deux résistances R_w représentent la résistance des fils du bus.



Pour l'émetteur, les transistors sont conducteurs dans le cas de l'émission d'un bit dominant et bloqués dans le cas contraire et dans ce dernier cas c'est le câblage du bus qui impose les niveaux.

Pour le récepteur, les transistors sont toujours bloqués et c'est le câblage du bus qui impose les niveaux.

On donne le schéma équivalent :



Q38 : En supposant que les résistances R_w sont négligeables devant les autres résistances, déterminer le nombre de nœuds n_{max} que l'on peut connecter sur un bus CAN.

Si R_L est la charge pour l'émetteur, elle correspond à l'ensemble des résistances en parallèle.

On a en // $R_T/2$ et R_{diff}/n ce qui donne $R_L = R_T \cdot R_{diff} / (n R_T + 2 R_{diff})$

Ce qui donne $n = R_{diff} (1/R_L - 2/R_T)$ soit, avec $R_{Lmin} = 45\Omega$, $R_{diff} = 20k\Omega$ et $R_T = 120\Omega$,

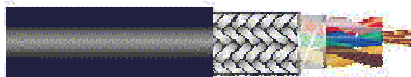
Soit : **$n = 111$**

Le choix du câble.

On se propose de déterminer l'influence du câble utilisé sur la longueur du bus et ce pour un nombre n d'équipements connectés.

On donne, ci-dessous, un extrait de la notice du constructeur pour le câble.

Gaine PVC gris ou noir



Ame cuivre étamé

Emploi	Câble de liaison pour électronique, informatique, asservissements, régulation, mesures et signalisation, lorsque les signaux doivent être protégés des perturbations et parasites extérieurs. Particulièrement destiné aux marchés d'exportation.				
Caractéristiques	Excellente atténuation de la diaphonie par torsadage des conducteurs en paires. Antiparasitage par blindage général.				
Construction	Ame en cuivre étamé multibrins style 1061. Isolation en PVC semi-rigide, épaisseur de 0,25 mm, diamètre du conducteur isolé 1,0 à 1,5 mm. Identification des conducteurs par code couleur international. Câble constitué d'un toron de 1 à 12 paires, maintenu par un ruban de polyester transparent. Blindage général par tresse de cuivre étamé, taux de recouvrement env. 85%.				
	Résistant aux huiles et hydrocarbures, utilisable dans une large plage de températures.				
	Rayon de courbure minimum 5 x le diamètre extérieur du câble.				
Conditionnement	Habituellement en couronnes de 100 m.				
CARACTERISTIQUES A 20° C					
Type AWG	28	26	24	22	20
Section en mm²	0.09	0.14	0.22	0.34	0.56
Composition de l'âme:					
nombre de brins	7	7	7	7	7
diamètre en mm	0.13	0.16	0.20	0.25	0.32
Tension de service max.en V	300	300	300	300	300

Tension d'essai c/c en V	1500	1500	1500	1500	1500
Résistance linéique en Ohm/km	210	149	93	55	34
Résistance diélectrique en MOhm/km	100	153	153	153	153
Capacité c/c + blind.à la terre en pF/m	72	84	96	100	108

Q39 : On demande de déterminer la longueur maximale Lmax du bus, si l'on utilise du câble de type AWG24 ou du câble AWG22 et ce pour n=25, n=50 et n=100 (n nombre d'équipements connectés).

Conclusion ?

On obtient :

$$V_{diff.in.min} = \frac{V_{diff.out.min}}{1 + 2R_{W.max} \times \left(\frac{1}{R_{T.min}} + \frac{n_{max} - 1}{R_{diff.min}} \right)}$$

Avec RW=ρ.L où ρ est la résistance linéique en Ω/m qui vaut ρ=93/1000=0,093 Ω/m

On tire L des équations précédentes :

$$L_{max} \leq \frac{1}{2 \times \rho_{max}} \times \left(\frac{V_{diff.out.min}}{V_{diff.in.min}} - 1 \right) \times \frac{R_{T.min} \times R_{diff.min}}{R_{diff.min} + (n_{max} - 1) \times R_{T.min}}$$

On a : RT.min=120Ω, ρ=0,093 Ω/m, Rdiff.min=20kΩ, Vdiff.out.min=1,5V et Vdiff.in.min=0,75V

Ce qui donne :

	AWG24 (ρ=93 Ω/km)	AWG22 (ρ=55 Ω/km)
n=25	L=563m	L=951m
n=50	L=498m	L=842m
n=100	L=404m	L=683m

On constate que le choix du câble n'est pas anodin !

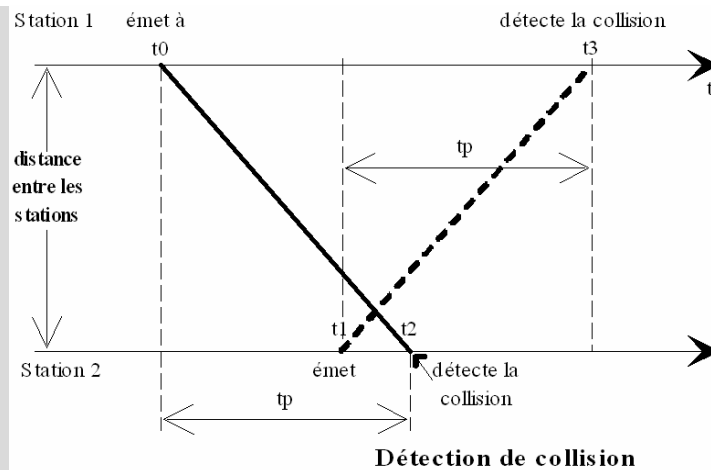
La vitesse de transmission.

Le bus CAN propose pour les équipements des vitesses de transmission normalisées qui varient entre 10kb/s et 1Mb/s. L'arbitrage au niveau du bit, impose une contrainte de longueur maximale du bus.

Q40 : Montrer que le principe d'arbitrage utilisé impose que le "Temps Bit" soit supérieur à 2 fois la durée de propagation (notée tp) à travers le câble.

Déterminer les longueurs maximales du câble dans le cas d'une transmission à 128kb/s et à 1Mb/s si l'on considère que la vitesse de propagation des ondes dans les câbles est de l'ordre de 200 000km/s.

Examinons le chronogramme de la figure, à t0 la station 1 croit être la seule sur le bus, elle commence à émettre un bit récessif. Compte tenu de la vitesse de propagation des ondes EM dans les câbles (200 000km/s), ce bit parviendra à la station 2 au bout du temps tp (à l'instant t2). Mais peu de temps avant, la station 2 qui désirait émettre et ne voyant pas de conflit, a commencé à transmettre un bit dominant. Ce bit dominant va écraser le bit récessif émis par la station 1, mais celle-ci ne le saura qu'à l'instant t3, à condition qu'elle l'émette encore à ce moment là. Dans le pire des cas (t1≠t2), le temps bit doit donc être supérieur à 2tp.



Si l'on considère le débit sur le bus CAN est :

1Mbits/s, il vient : Temps bit= $1\mu\text{s}$ et $t_p < 0,5\mu\text{s}$, soit une distance maximum théorique du bus de

$$L = V \cdot t = 100 \text{ m.}$$

128kbits/s, il vient : Temps bit= $7,8\mu\text{s}$ et $t_p < 3,9\mu\text{s}$, soit une distance maximum théorique du bus de

$$L = V \cdot t = 780 \text{ m.}$$

Synthèse sur la couche physique.

Q41 : Des questions précédentes, déduire un exemple de méthode de choix des caractéristiques physiques du bus CAN.

Le protocole CAN n'impose pas le choix du support de transmission mais on peut comme c'est souvent le cas utiliser un support filaire. Il s'en suit le choix du moteur de bus ; ici c'est le 82C250 qui impose des contraintes électriques (du même ordre de grandeur pour les différents autres composants).

Il faut ensuite, en fonction des exigences du système à réaliser, définir la topologie physique du bus ce qui nous donnera un paramètre important : la longueur des câbles.

Il faudra, en fonction des exigences du système, choisir une vitesse de transmission et vérifier si cette dernière est en adéquation avec la longueur du bus.

Il faudra préciser la localisation des terminaisons de bus en fonction de la topologie physique.

Le choix de la nature des câbles est important surtout pour des bus de grande longueur. Pour les câbles, la qualité des isolants et d'éventuels blindages n'est pas anodine.

Utilisation du bus CAN.

On donne ci-dessous un extrait du programme de gestion du module énergie :

```
#include "can.c"          //driver can

/* identifiants bus can */
#define i_ren  0x301      //emission vers le module de controle
#define i_rmain 0x300     //reception depuis le module de controle

/* variables du systeme */
int16 en_ve;             //tension d'entree
int16 en_vs;             //tension de sortie
int16 en_ie;             //courant d'entree
int16 en_is;             //courant de sortie
int charge;              //indicateur de charge
int full;                 //indicateur de charge complete
int empty;               //indicateur de decharge

/* declaration des fonctions */
void init();
void gest_can();
void gestion();           //mesure et gestion de la charge de la batterie

#define led_on output_high(PIN_B1)
#define led_off output_low(PIN_B1)
.....
/* programme principal */
void main()
{
    can_init();           //initialisation périphérique
    .....
    while (1)
    {
        led_off;
        gestion();
        gest_can();
    }
}

/* definitions des fonctions */

void gestion(){ .....}

void gest_can(){
    if ( can_kbhit() ){ //y a t il des donnees dans le buffer ?...
        if(can_getd(crx_id, &crxbuf[0], crx_len, rxstat)){ //...si oui lecture des donnees
            if (crx_id == i_rmain) {
```

```

    led_on;          // change la LED system
    ctxbuf[0]=en_ve;
    ctxbuf[1]=en_ie;
    ctxbuf[2]=en_is;
    ctxbuf[3]=en_vs;
    ctxbuf[4]=charge;
    ctxbuf[5]=full;
    ctxbuf[6]=empty;
    can_putd(i_ren, &ctxbuf[0], 7,1,1,0); //réponse avec 7 octets de buffer
}
}
}
}

```

Q42 : On demande, après analyse du programme principal, d'expliquer comment on utilise le bus CAN dans cet exemple. On précisera les fonctions utilisées et leur rôle et on indiquera les types de trames utilisées dans cet exemple.

Que peut-on dire de l'origine et du destinataire des informations ?

Après initialisation, en outre du périphérique MCP2510, on a une boucle sans fin qui va :

- Eteindre une led connectée sur le bit 1 du port B ;
- Exécuter la fonction gestion chargée des mesures et de la gestion de la charge ;
- Gérer le bus CAN ;

Pour le bus CAN, on utilise les fonctions suivantes :

- can_init : pour initialiser le périphérique entre autre
- can_kbhit() : chargée de vérifier si une trame est arrivée sur le bus (s'il n'y a pas de filtre toutes les trames sont vues)
- can_getd(crx_id, &crxbuf[0], crx_len, rxstat) : charge de lire l'identifiant et les données du buffer crxbuf de réception dont la taille est crx_len. Des données d'état sont également disponibles mais non exploitées ici.
- can_putd(i_ren, &ctxbuf[0], 7,1,1,0) : charge d'envoyer, avec l'identifiant i_ren, 7 données du buffer ctxbuf (8 données maxi pour le bus CAN. D'autres informations sont également envoyées.

Dans notre cas, la gestion CAN se borne à surveiller l'arrivée d'une trame avec l'identifiant 0x300 (il s'agit sûrement d'une trame de *request* puisqu'il n'y a pas de données lues).

Si l'identifiant est correct, on remplit le buffer d'émission avec les données et on envoie la trame avec l'identifiant 0x301. On précise qu'il s'agit d'une trame de données et non de *request* en précisant la taille des données.

On remarquera qu'ici, on a bien une identification de type message car on ne sait pas de qui vient la demande et vers qui on envoie la réponse.

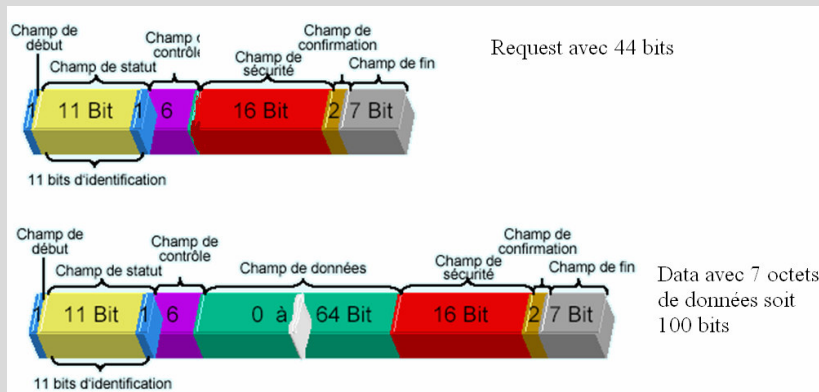
On remarque qu'on allume la led dès qu'on a reçu une demande à traiter ; cette led est éteinte après traitement. On aura clignotement de la led afin de diagnostiquer l'activité du module et des demandeurs.

Q43 : En utilisant :

- la représentation d'une trame vue précédemment (format classique et non étendue)
- le fait que la vitesse sur le bus soit de 128kb/s
- le fait que le demandeur (unité de gestion) envoie une trame de request toutes les secondes

On demande de calculer **T** le taux d'occupation du bus (en %) lié à cet échange.

L'échange se compose d'une trame de *request* (pas de données) et d'une trame de données avec 7 octets soit 144 bits comme le montre la figure ci-dessous.



Sachant qu'un bit dure : $T_b = 1/128.10^3 = 7,81.10^{-6}$ s on utilise un temps total de $T_t = 144.T_b = 1,125$ ms

On obtient un pourcentage d'occupation de **T = 0,1125 %**

Utilisation du réseau Ethernet.

L'unité de gestion du système de sécurité utilise un ordinateur plus performant que le microcontrôleur PIC des modules de base.

Ce ordinateur est construit autour d'une carte processeur PC104 et d'une carte disposant d'une interface CAN permettant la connexion au bus système.

La carte processeur dispose d'une interface Ethernet et utilise comme système d'exploitation Windows CE.

Le réseau Ethernet dispose de 2 routeurs dont l'adresse est respectivement 172.17.200.1 et 172.17.100.1 et de 2 serveurs DNS dont l'adresse est respectivement 172.17.200.2 et 172.17.100.2

L'interface Ethernet du ordinateur utilise l'adresse IP 172.17.1.100 et le masque est fixé à 255.255.128.0

Q44 : Comment peut-on caractériser le type de réseau Ethernet utilisé en ce qui concerne l'adressage IP?

On dispose ici d'un réseau classe B car le premier chiffre de l'adresse IP est entre 128 et 191.

Le masque nous indique que le réseau est subdivisé en 2 sous-réseaux dont les plages IP sont :

172.17.0.1 à 172.17.127.255 et 172.17.128.0 à 172.17.255.254

Q45 : Comment doit-on compléter les paramètres Ethernet pour notre ordinateur ?

Il faut fixer l'adresse de la passerelle par défaut qui ne peut être que 172.17.100.1 car nous sommes dans le premier sous-réseau ; elle permet de « sortir » de notre réseau.

Il faut fixer l'adresse DNS qui nous permettra une résolution de nom et la valeur ne peut être que 172.17.100.2 car nous sommes dans le premier sous-réseau.

Le calculateur dialogue avec un serveur dont le nom est S1. Le calculateur exécute une application dont on donne quelques extraits du code source ci-dessous.

```
.....  
using namespace MySql::Data::MySqlClient;  
  
int main() {  
.....  
    string connStr = "server=S1;user id=root; password=; database=energie; pooling=false";  
  
    MySqlConnection cn = new MySqlConnection( connStr );  
    try  
    {  
        cn->Open();  
    }  
    catch (MySqlException^ ex)  
    {  
        Console::WriteLine("connexion impossible: ", ex );  
    }  
.....  
    try  
    {  
        string query1 = "SELECT * FROM vbat";  
        OleDbCommand c1 = new OleDbCommand(query1, cn);  
  
        OleDbDataReader myReader;  
        myReader = c1Command->ExecuteReader();  
        while (myReader->Read()) {  
            Console::WriteLine("{0}, {1}, {2}", myReader->GetInt32(0), myReader->  
->GetString(1), myReader->GetString(2));  
        }  
        myReader->Close();  
    }  
    catch (Exception^)  
    {  
        Console::WriteLine("Echec lors de la lecture!");  
    }  
.....  
    try  
    {  
        string data1 = "vbat";  
        string data2 = "time";  
        string data3 = "data";  
        string query2 = "INSERT INTO vbat (time,data) VALUES (" + data1 + "," + data2 + "," +  
data3 + ")";
```

```

        OleDbCommand c2 = new OleDbCommand(query2, cn);
        c2->ExecuteNonQuery();
    }
    catch (Exception^)
    {
        Console.WriteLine("L'enregistrement existe deja !");
    }
}
}
.....
cn->Close();

```

Q46 : Que peut-on dire de la fonction de S1 (du moins de celle qui correspond à l'activité du calculateur) ?

Préciser le rôle des zones délimitées par des pointillés.

Qualifier les zones de texte commençant par SELECT et INSERT.

Donner un exemple de l'utilisation du langage objet dans cet extrait de code.

A quoi servent les zones try...catch... ?

Le paramétrage DNS, cité précédemment, est-il indispensable dans le cas de notre calculateur ?

S1 est un serveur de base de données avec une base de données MYSQL (logiciel libre).

Son utilisation est conditionnée par l'ouverture d'une connexion (zone où on a : cn->open) grâce à la chaîne de connexion qui décrit les paramètres d'accès au serveur de bases de données.

Son utilisation est conditionnée par la fermeture de la connexion en fin d'utilisation (zone où on a : cn->close)

La zone contenant SELECT correspond à une lecture dans la base (qui doit être ouverte)

La zone contenant INSERT correspond à une écriture dans la base (qui doit être ouverte)

INSERT et SELECT sont des directives du langage d'interrogation SQL utilisé pour les bases de données (et pas seulement pour MYSQL)

On utilise ici des classes définies dans l'espace de nom *MySql::Data::MySqlClient* et, par exemple, la ligne *MySqlConnection cn = new MySqlConnection(connStr);* correspond à l'instanciation d'un nouvel objet cn de la classe *MySqlConnection* avec la définition du paramètre *connStr* pour ce nouvel objet. Cet objet correspond à la connexion avec la base MYSQL.

Try...Catch permet, en cas d'erreur lors de l'exécution du code de prendre en charge l'échec d'une action (ce qui évite, dans le meilleur des cas, d'avoir un message du système).

Le paramétrage DNS est indispensable car la chaîne de connexion au serveur MYSQL ne fait référence qu'à son nom.

C. Les capteurs

En ce qui concerne la partie applicative, de nombreux modules sont disponibles afin de permettre l'utilisation de différents capteurs. Pour ces capteurs, on distingue :

- Les capteurs « monobloc » qui sont directement intégrés dans le module. L'électronique de traitement et le capteur sont solidaires du module lui-même.
- Les capteurs déportés qui sont éloignés du module et qui échangent l'information avec le module au moyen d'une liaison à boucle de courant ou autre.

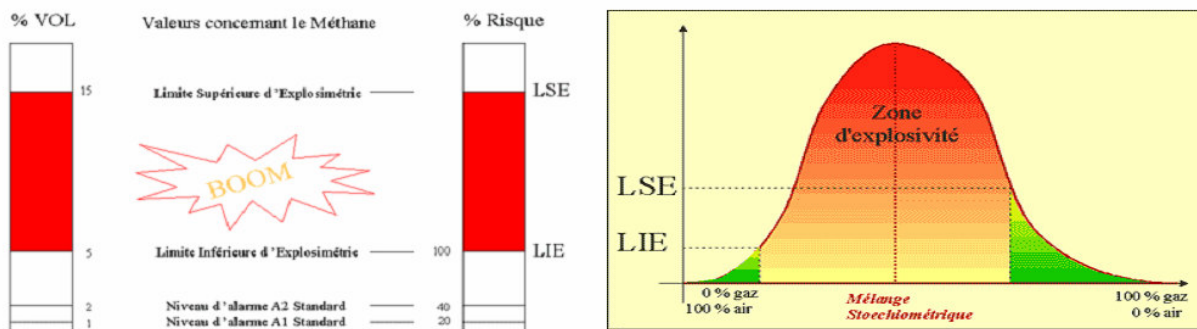
Dans l'étude qui suit nous allons aborder différents aspects concernant l'utilisation de ces capteurs.

Etude d'un détecteur explosimétrique.

Les gaz aux vapeurs combustibles (groupe des hydrocarbures saturés...) sont, entres autres, caractérisés par les grandeurs suivantes :

- **LIE** : C'est la concentration en volume d'un gaz, à partir de laquelle il peut être enflammé.
- **LSE** : C'est la concentration maximale en volume d'un gaz, au dessus de laquelle il ne peut être enflammé.
- **Densité** : Densité relative par rapport à l'air.

Pour détecter un risque d'explosion, il faut mesurer la concentration du gaz et détecter quand elle atteint la valeur LIE. On donne, en exemple, le cas du méthane :



Noms	Formule	LIE%	LSE%	Densité
Méthane	CH ₄	5	15	0,6
Ethane	C ₂ H ₆	3,1	12,45	1
Propane	C ₃ H ₈	2,1	10,1	1,6
Butane	C ₄ H ₁₀	1,86	8,41	2,1

Les détecteurs de gaz de la série 300 sont destinés à la détection de gaz aux vapeurs combustibles.

Ils sont basés sur l'oxydation catalytique du platine et ils utilisent le principe du catharomètre qui permet de déterminer la concentration d'un gaz en mesurant la conductibilité thermique.



On dispose deux filaments métalliques identiques à l'intérieur d'une cellule antidéflagrante. Cette dernière est baignée par le gaz dont on veut mesurer la concentration.

Les filaments ont une résistance électrique qui varie avec la conductivité thermique du gaz entourant les filaments.

Si le gaz arrivant sur les filaments est de l'air, les filaments présentent une résistance R_0 .

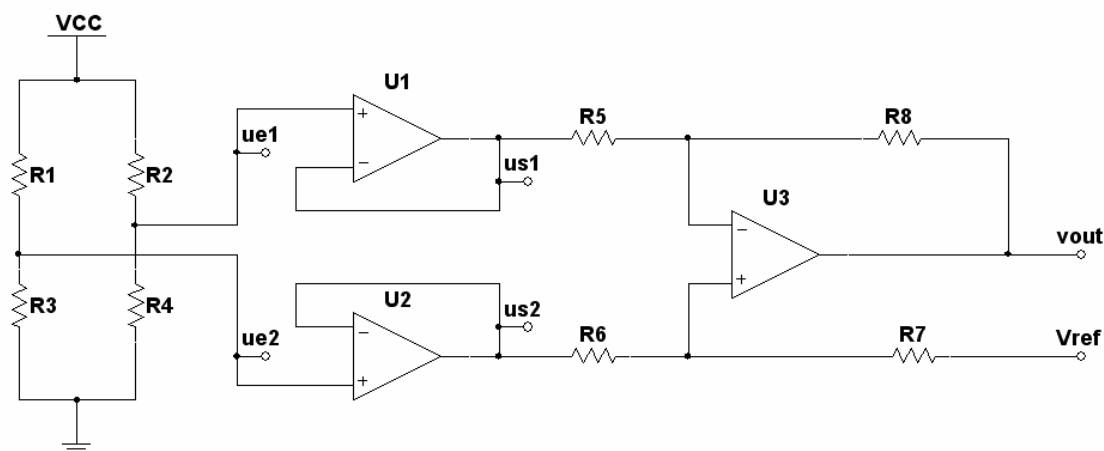
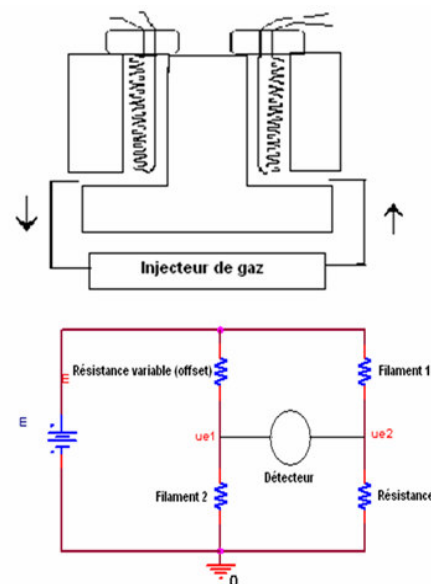
Si le gaz arrivant sur les filaments est par exemple du propane, la conductivité du gaz autour des filaments est différente. Les filaments présentent alors une résistance R_c qui est fonction de la concentration du gaz injecté.

La détection est réalisée en utilisant un pont de Wheatstone. Le courant injecté est de l'ordre de 340mA.

Le pont est équilibré quand le gaz est de l'air. Tout déséquilibre indique la présence de gaz à vapeur combustible et la quantification de se déséquilibre permet d'en déduire la concentration.

On se propose d'étudier les performances de la structure électronique qui permet de produire la tension qui sera appliquée à l'entrée de conversion analogique/numérique du microcontrôleur du module afin d'être convertie puis transmise sur le bus CAN.

Dans un premier temps nous utilisons le circuit suivant où les amplificateurs sont alimenté entre 0 et V_{cc} :



Q47 : Déterminer l'expression de v_{out} en fonction de ue_1 , ue_2 et V_{ref} et des éléments du montage.

On peut utiliser le théorème de superposition ce qui donne :

$$v_{out} = ue_2 \left(\frac{(R_5 + R_8) \cdot R_7}{(R_7 + R_6) \cdot R_5} \right) - ue_1 \cdot \frac{R_8}{R_5} + V_{ref} \left(\frac{(R_5 + R_8) \cdot R_6}{(R_6 + R_7) \cdot R_5} \right)$$

Q48 : On donne $R_1=R_4=r$ et $R_2=R_3=r+dr$ où R_2 et R_3 désigne les filaments du capteur présenté ci-dessus. De plus, on $R_5=R_6=R$ et $R_7=R_8=k \cdot R$

Déterminer l'expression de v_{out} en fonction de r , dr , V_{ref} , V_{cc} et k .

Que peut-on dire de l'utilité de V_{ref} ?

Comment choisir les amplificateurs et le gain k dans le cas ou on souhaite une dynamique maximale en sortie si $|dr|_{\max}=0,05.r$?

Quel est le principal inconvénient du montage précédent ?

On a : $v_{out} = k.V_{cc} \frac{dr}{2r + dr} + V_{ref} \approx k.V_{cc} \frac{dr}{2r} + V_{ref}$ si $dr \ll r$

V_{ref} non nul est indispensable car les amplificateurs sont alimentés entre 0 et $V_{cc}=5V$; on le choisira égal à 2,5V (milieu de la plage du convertisseur).

dr est positif, il faudra choisir V_{ref} légèrement supérieure à la valeur minimale de la tension en sortie de l'amplificateur de sortie car $v_{out}=V_{ref}$ si $dr=0$.

Le gain k doit être choisi de manière à obtenir la tension de sortie légèrement inférieure à la tension maximale possible en sortie du même amplificateur.

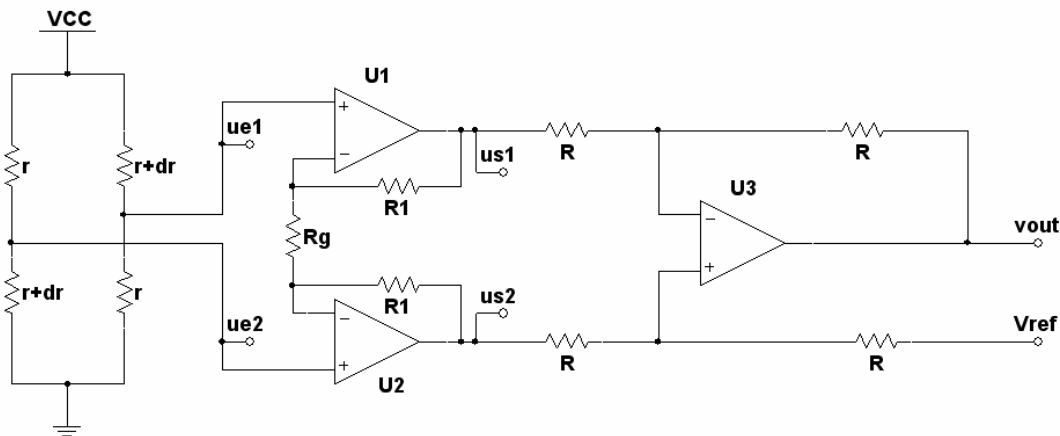
Si on choisit un amplificateur de type « rail to rail » les tensions minimale et maximale seront proches de 0 et V_{cc} .

Avec $dr=0,05.r$ $v_{out}=0,025.k.V_{cc}+V_{ref}$

Si on utilise par exemple $V_{ref}=2,5V$ et $V_{out_{\max}}= 5V$, on a $k = \frac{V_{out_{\max}}-V_{ref}}{V_{cc}.0,025} = 20$

L'inconvénient du montage précédent est surtout que le réglage du gain k dépend de 4 composants et qu'il n'est pas facile à ajuster.

On utilise maintenant le montage suivant :



Q49 : Déterminer la tension v_{out} en fonction de V_{ref} , V_{cc} et dr .

On a maintenant : $v_{out} = (ue2 - ue1) \cdot (1 + \frac{2R1}{Rg}) + V_{ref} \approx V_{cc} \frac{dr}{2r} (1 + \frac{2R1}{Rg}) + V_{ref}$

Q50 : Quel est l'avantage de cette structure par rapport à la précédente ?

L'ajustement du gain est aisé.

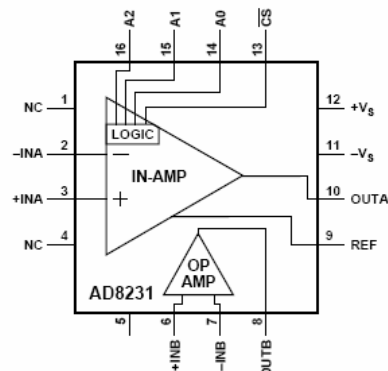
En fait, la mise en œuvre des principes développés ci-dessus, est grandement facilité par l'utilisation de composants spécialisés comme celui dont on donne ci-dessous un extrait de la notice :

FEATURES

- Digitally/pin programmable gain
G = 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128
- Specified from -40°C to $+125^{\circ}\text{C}$
- 50 nV/ $^{\circ}\text{C}$ maximum input offset drift
- 10 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ maximum gain drift
- Excellent dc performance
- 80 dB minimum CMR, G = 1
- 15 μV maximum input offset voltage
- 500 pA maximum bias current
- 0.7 μV p-p noise (0.1 Hz to 10 Hz)

- Good ac performance
- 2.7 MHz bandwidth, G = 1
- 1.1 V/ μs slew rate
- Rail-to-rail input and output
- Shutdown/multiplex
- Extra op amp
- Single supply range: 3 V to 6 V
- Dual supply range: ± 1.5 V to ± 3 V

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



GENERAL DESCRIPTION

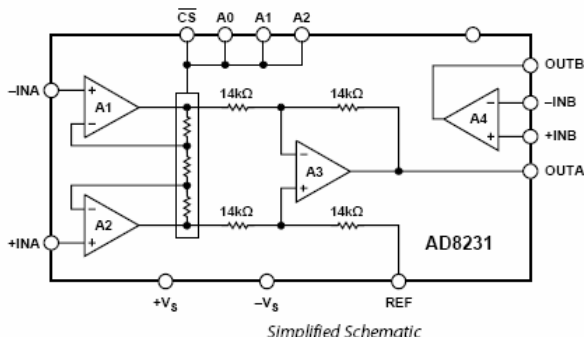
The AD8231 is a low drift, rail-to-rail, instrumentation amplifier with software programmable gains of 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, or 128. The gains are programmed via digital logic or pin strapping.

The AD8231 is ideal for applications that require precision performance over a wide temperature range, such as industrial temperature sensing and data logging. Because the gain setting resistors are internal, maximum gain drift is only 10 ppm/ $^{\circ}\text{C}$. Because of the auto-zero input stage, maximum input offset is 15 μV and maximum input offset drift is just 50 nV/ $^{\circ}\text{C}$. CMRR is also guaranteed over temperature at 80 dB for G = 1, increasing to 110 dB at higher gains.

The AD8231 also includes an uncommitted op amp that can be used for additional gain, differential signal driving or filtering. Like the in-amp, the op amp has an auto-zero architecture, rail-to-rail input, and rail-to-rail output.

The AD8231 includes a shutdown feature that reduces current to a maximum of 1 μA . In shutdown, both amplifiers also have a high output impedance. This allows easy multiplexing of multiple amplifiers without additional switches.

The AD8231 is specified over the extended industrial temperature range of -40°C to $+125^{\circ}\text{C}$. It is available in a 4 mm \times 4 mm 16-lead LFCSP (chip scale).



Truth Table for AD8231 Gain Settings

CS	A2	A1	A0	Gain
Low	Low	Low	Low	1
Low	Low	Low	High	2
Low	Low	High	Low	4
Low	Low	High	High	8
Low	High	Low	Low	16
Low	High	Low	High	32
Low	High	High	Low	64
Low	High	High	High	128
High	X	X	X	No change

AMPLIFIER ARCHITECTURE

The AD8231 is based on the classic 3-op amp topology. This topology has two stages: a preamplifier to provide amplification, followed by a difference amplifier to remove the common-mode voltage. Figure shows a simplified schematic of the AD8231. The preamp stage is composed of Amplifier A1, Amplifier A2, and a digitally controlled resistor network. The second stage is a gain of 1 difference amplifier composed of A3 and four 14 k Ω resistors. Amplifier A1, Amplifier A2, and Amplifier A3 are all zero drift, rail-to-rail input, rail-to-rail output amplifiers.

The AD8231 design makes it extremely robust over temperature. The AD8231 uses an internal thin film resistor to set the gain. Since all of the resistors are on the same die, gain temperature drift performance and CMRR drift performance are better than can be achieved with topologies using external resistors. The AD8231 also uses an auto-zero topology to null the offsets of all its internal amplifiers. Since this topology continually corrects for any offset errors, offset temperature drift is nearly nonexistent.

The AD8231 also includes a free operational amplifier. Like the other amplifiers in the AD8231, it is a zero drift, rail-to-rail input, rail-to-rail output architecture.

GAIN SELECTION

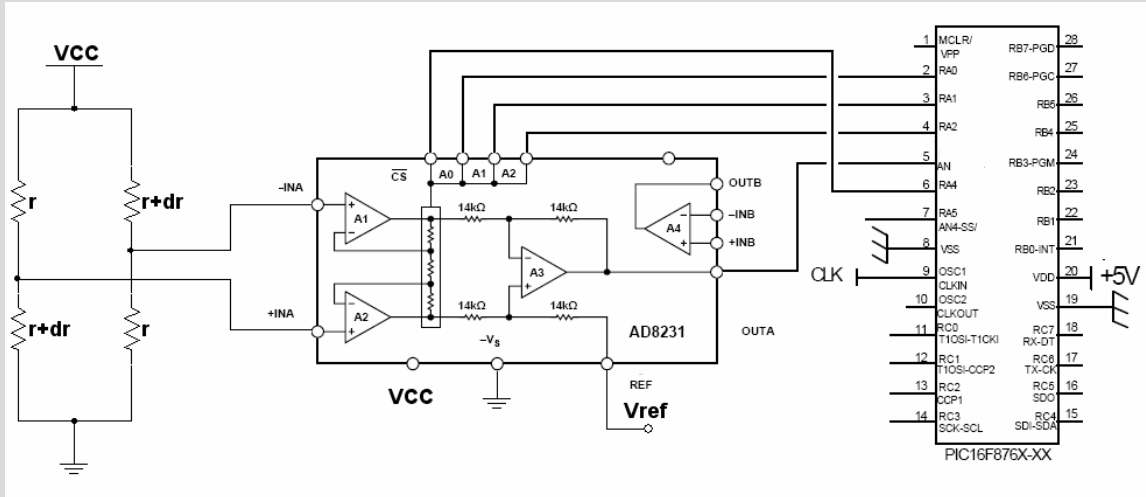
The AD8231's gain is set by voltages applied to the A0, A1, and A2 pins. To change the gain, the CS pin must be driven low. When the CS pin is driven high, the gain is latched, and voltages at the A0 to A2 pins have no effect. Table shows the different gain settings.

The time required for a gain change is dominated by the settling time of the amplifier. The AD8231 takes about 200 ns to switch gains, after which the amplifier begins to settle.

Q51 : Proposer le schéma structurel permettant la mise en œuvre du composant présenté dans le cadre de l'utilisation de notre capteur.

On précisera les connexions à effectuer ainsi que la liste des tâches à effectuer par le microcontrôleur afin d'obtenir le fonctionnement souhaité.

On donne un exemple de connexion :



Il faudra pour Vref utiliser une tension de l'ordre de 2,5V (amplement suffisant car composant rail to rail).

Lors de l'initialisation du PIC, il faudra fixer le gain :

- On active CS du circuit AD8231 à 0
- On fixe les sorties correspondantes à A0, A1 et A2 du circuit AD8231
- On remonte le CS du circuit AD8231 à 1 (le gain reste fixé)

On a : $v_{out} = A.V_{cc} \frac{dr}{2r} + V_{ref}$ si on choisit une valeur maximale de 4,5V avec $V_{ref} = 2,5V$ avec $dr=0,05.r$

On obtient : $A = (V_{out_{max}} - V_{ref})/0,025.V_{cc} = 16$

On fixera les valeurs : $A2.A1.A0=100$

Si l'on spécifie le nombre de bit du convertisseur analogique numérique, on peut alors prévoir les valeurs maximales et minimales que l'on récupérera dans le traitement du μC .

Ex CAN 8 bits : Valeurs extrêmes de $V_{inCAN}=2,5V \pm 16*0,05*5/2$ soit = 0,5V ou 4,5V.... ce qui n'est pas si mal du tout...

Et donc on en déduit les 2 valeurs de conversion : $0,5*256/5 = 26$ $4,5*256/5 = 230$

Etude d'un capteur de température à boucle de courant.

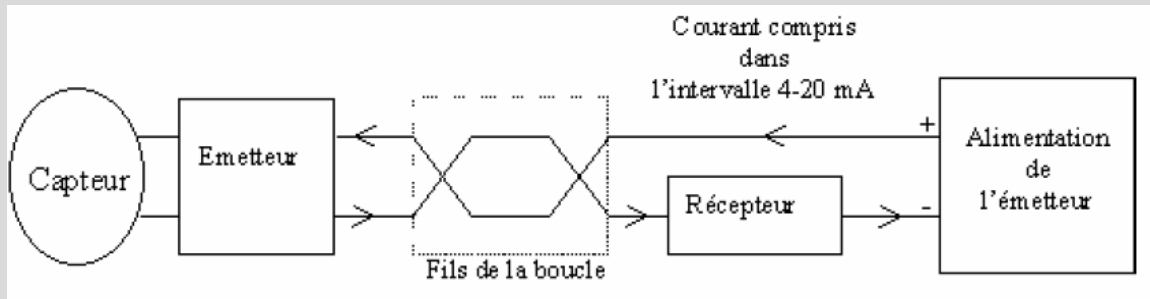
La boucle de courant 4-20 mA permet la transmission d'un signal analogique sur une grande distance sans perte ou modification de ce signal. Elle est devenue un standard industriel car elle est très précise et n'est pas affectée par la résistance des fils et par les variations de la tension d'alimentation.

Cette technique permet à notre système d'utiliser des capteurs éloignés du module de mesure.

Pour réaliser la boucle 4-20 mA, il faut au moins 4 éléments : l'émetteur, l'alimentation de la boucle, les fils de la boucle et le récepteur. Ces 4 éléments sont connectés ensemble pour former une boucle.

Q52 : Proposer un schéma de principe présentant ces différents éléments.

On utilise en général le schéma suivant :



On remarque que l'alimentation de la boucle se situe en général du côté du récepteur.

Le capteur utilisé est une résistance de type Pt100. Ce type de composant permet de faire des mesures dans une plage allant de -200 à +850 °C.

La norme DIN IEC 751 indique que l'on peut utiliser les équations suivantes pour calculer la valeur $R(T)$:

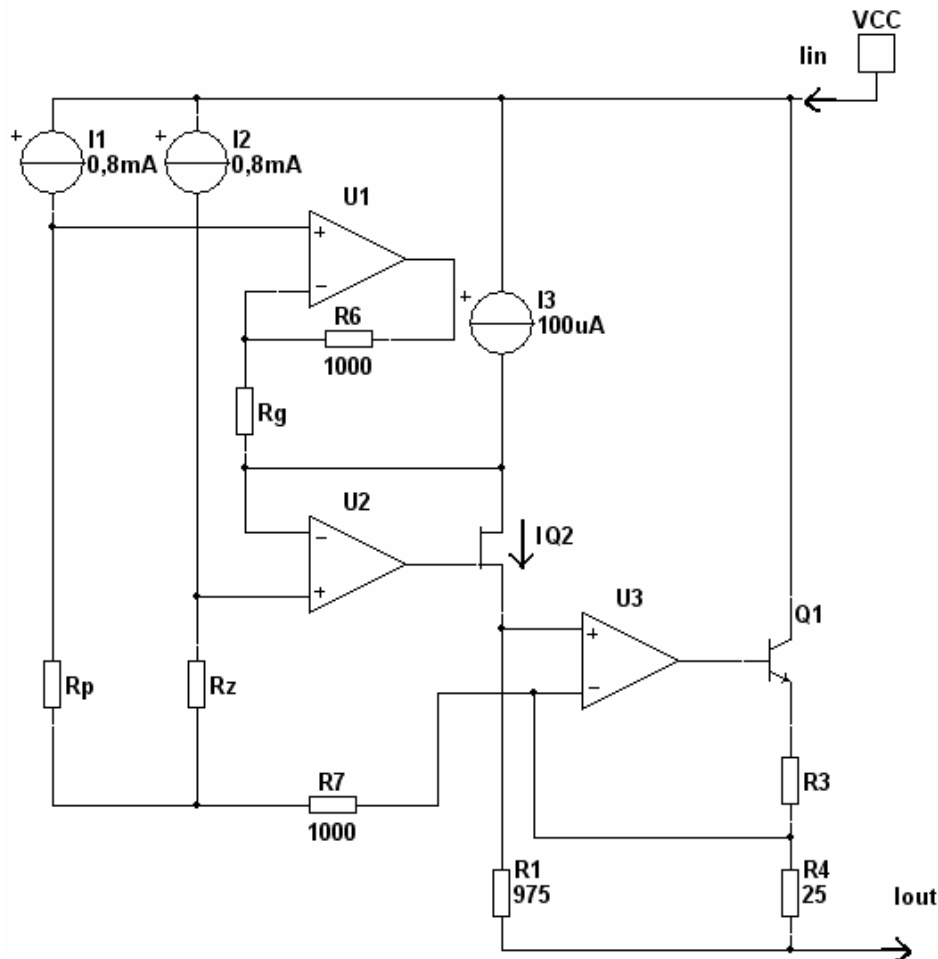
$$-200 \text{ à } 0 \text{ °C} : R(T) = 100 (1 + 3,90802 \cdot 10^{-3}T - 0,5802 \cdot 10^{-6}T^2 - 4,27350 \cdot 10^{-12}T^3)$$

$$0 \text{ à } 800 \text{ °C} : R(T) = 100 (1 + 3,90802 \cdot 10^{-3}T - 0,5802 \cdot 10^{-6}T^2)$$

avec R en Ω et T en °C

On souhaite faire l'acquisition de températures allant de -100°C à +100°C.

On donne le schéma de principe de l'émetteur.



La résistance Rp désigne la résistance de mesure Pt100.

Q53 : Déterminer le courant Iout dans le cas où le courant IQ2 se réduit à celui de la source de courant I3.

Les 2 entrées de l'amplificateur sont au même potentiel.

On a $I_{out} = I_{R4} + I_{R1}$ et de plus $R1 \cdot I_{R1} = R4 \cdot I_{R4}$ donc $I_{out} = I_{R1} + I_{R1} \cdot (R1/R4) = I_{R1} (1 + R1/R4) = I3 (1 + (R1/R4))$

Soit $I_{out} = 100 \cdot 10^{-6} \cdot (1 + 975/25) = 4 \text{ mA}$

Q54 : Déterminer le courant IQ2 dans le cas général. En déduire le rôle et la valeur de la résistance Rz.

Le courant $I_{Q2} = I3 + \frac{V_{+U1} - V_{+U2}}{Rg} = I3 + \frac{Rp \cdot I1 - Rz \cdot I2}{Rg}$

V_{+U1} permet de mesurer la température dans la plage -100 à +100 °C

On a vu que I_{Q2} se réduit à $I3$ pour $I_{out} = 4 \text{ mA}$ soit pour $T = -100 \text{ °C}$ ce qui implique V_{+U2} permet de fixer la valeur basse de la plage de mesure et on a $Rz = Rp(-100 \text{ °C})$ car on a le même courant ($I1 = I2$)

D'après les formules $Rp(-100) = 100 (1 + 3,90802 \cdot 10^{-3}(-100) - 0,5802 \cdot 10^{-6}(-100)^2) = 61$

Donc il faut fixer $Rz = 61 \Omega$

Q55 : Déterminer Iout dans le cas général en fonction de $V_{in} = V_{+U1} - V_{+U2}$ puis déterminer Rg.

Rg doit être réglé de manière à avoir $I_{out} = 20 \text{ mA}$ pour $T = +100 \text{ °C}$

Pour +100°C, on a $R_p(100) = 100 (1 + 3,90802 \cdot 10^{-3}(100) - 0,5802 \cdot 10^{-6}(100)^2) = 139 \Omega$

Le courant $I_{Q2} = I_3 + \frac{V_{+U1} - V_{+U2}}{R_g} = I_3 + \frac{V_{in}}{R_g}$ donc $R_g = \frac{V_{+U1} - V_{+U2}}{I_{Q2} - I_3}$

Comme $I_{out} = I_{Q2}(1 + R_1/R_4)$ d'après une des questions précédentes.

On a $I_{out} = (I_3 + \frac{V_{in}}{R_g})(1 + \frac{R_1}{R_4}) = 4 \cdot 10^{-3} + 40 \cdot \frac{V_{in}}{R_g}$

$V_{+U1} = R_p \cdot I_1$ et $V_{+U2} = R_z \cdot I_2$ donc $V_{in} = (R_p - R_z)I$ où $I = 8 \cdot 10^{-4}A$

On a : $R_g = \frac{40 \cdot (R_p - R_z) \cdot 8 \cdot 10^{-4}}{I_{out} - 4 \cdot 10^{-3}} = \frac{40 \cdot (139 - 61) \cdot 8 \cdot 10^{-4}}{(20 - 4) \cdot 10^{-3}} = 156 \Omega$

Q56 : Que dire de lin par rapport à I_{out} si on néglige le courant dans R_7 ?

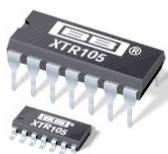
En déduire le rôle de R_7 .

Si on néglige le courant dans R_7 , lin est égal à I_{out} mais en lui ajoutant tous les courants nécessaires au bon fonctionnement de la structure (avec en particulier I_1 et I_2) ce qui faussera la mesure.

La réinjection de ces courants dans la boucle du générateur de courant permet d'en éliminer l'influence.

En pratique, la structure présentée est disponible sous forme de circuit intégré avec quelques améliorations.

On donne un exemple de circuit ci-dessous :



XTR105

DESCRIPTION

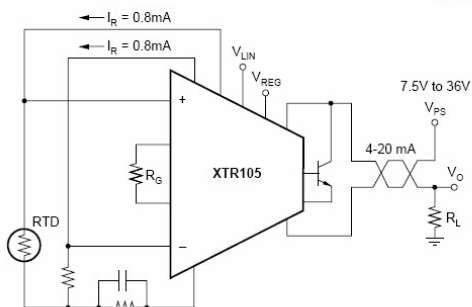
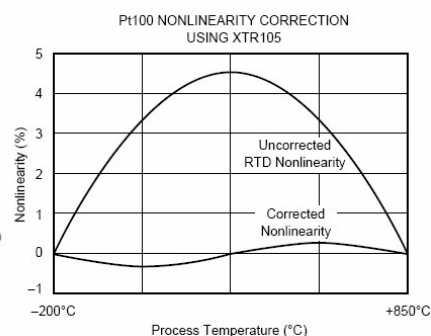
The XTR105 is a monolithic 4-20mA, two-wire current transmitter with two precision current sources. It provides complete current excitation for Platinum RTD temperature sensors and bridges, instrumentation amplifier, and current output circuitry on a single integrated circuit.

Versatile linearization circuitry provides a 2nd-order correction to the RTD, typically achieving a 40:1 improvement in linearity.

4-20mA CURRENT TRANSMITTER with Sensor Excitation and Linearization

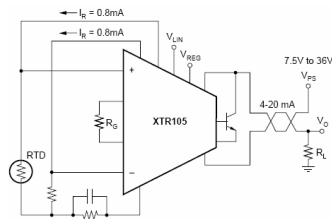
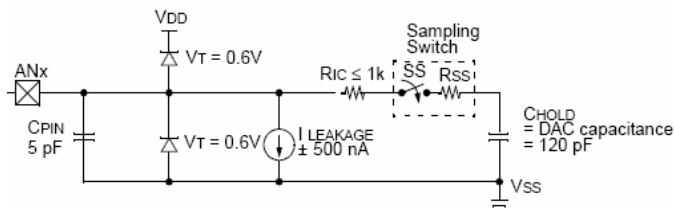
FEATURES

- LOW UNADJUSTED ERROR
- TWO PRECISION CURRENT SOURCES 800μA EACH
- RTD OR BRIDGE EXCITATION
- LINEARIZATION
- TWO OR THREE-WIRE RTD OPERATION
- LOW OFFSET DRIFT: 0.4μV/°C
- LOW OUTPUT CURRENT NOISE: 30nA-p-p
- HIGH PSR: 110dB min
- HIGH CMR: 86dB min
- WIDE SUPPLY RANGE: 7.5V TO 36V



Instrumentation amplifier gain can be configured for a wide range of temperature or pressure measurements. Total unadjusted error of the complete current transmitter is low enough to permit use without adjustment in many applications. This includes zero output current drift, span drift and nonlinearity. The XTR105 operates on loop power supply voltages down to 7.5V.

Q57 : Sachant que l'entrée du microcontrôleur est constituée d'un échantillonneur bloqueur dont on donne un schéma équivalent :



Peut-on utiliser directement comme récepteur une résistance RL ?

Non car lors de l'acquisition, on consomme du courant ce qui fait chuter la tension mesurée aux bornes de RL. De plus cette erreur n'est pas constante, elle dépend de la tension mesurée et donc du courant mesurée.

On se propose pour notre boucle de mesure d'utiliser le récepteur ci-dessous :



LMP8270 High Common Mode, Gain of 20, Precision Voltage Difference Amplifier

January 2007

General Description

The LMP8270 is a fixed gain differential amplifier with a $-2V$ to $16V$ input common mode voltage range and a supply voltage range of $4.75V$ to $5.5V$. The LMP8270 is part of the LMP® precision amplifier family which will detect, amplify and filter small differential signals in the presence of high common mode voltages. The gain is fixed at 20 and is adequate to drive an ADC to full scale in most cases. This gain is achieved in two stages, a preamplifier with a fixed gain of 10 and a second stage amplifier with a fixed gain of 2. The internal signal path between these two stages is brought out on two pins, A1 and A2, which provide a connection for a filter network.

The LMP8270 will function over an extended common mode input voltage range making the device suitable for applications with load dump events such as automotive systems.

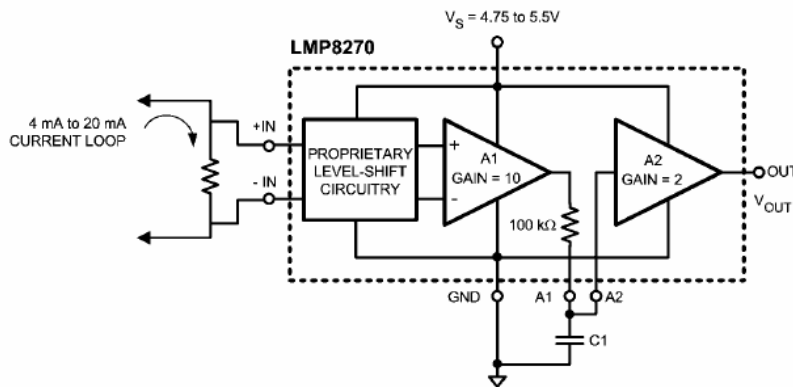
Features

Typical Values, $T_A = 25^\circ C$

■ Input offset voltage	± 1 mV max
■ TCV_{OS}	± 15 $\mu V/^\circ C$ max
■ CMRR	80 dB min
■ Output voltage swing	Rail-to-rail
■ Bandwidth	80 kHz
■ Operating temperature range (ambient)	$-40^\circ C$ to $125^\circ C$
■ Supply voltage	$4.75V$ to $5.5V$
■ Supply current	1 mA

Applications

- Fuel injection control
- High and low side driver configuration current sensing
- Power management systems



Q58 : Déterminer, pour notre récepteur, la valeur à donner à la résistance de mesure du courant.

En déduire la plage d'excursion de Vout.

On a $V_{out} = 20 \cdot V_{in}$ et la valeur maximale doit être compatible avec les tensions d'alimentation du circuit qui est dit « rail to rail », on peut choisir raisonnablement $V_{outmax} = 4,8V$ pour une alimentation de $5V$; tension compatible avec l'entrée du microcontrôleur par ailleurs.

On a alors $V_{outmax} = R \cdot I_{max} \cdot 20$ soit $R = V_{outmax} / 20 \cdot I_{max} = 12\Omega$

Ce qui donne $V_{outmin} = R \cdot I_{min} \cdot 20 = 0,96V$

On a : $0,96V < V_{out} < 4,8V$

pour 10Ω on aurait : $0,8V < V_{out} < 4V$ ce qui conviendrait aussi.

Q59 : Sachant qu'on utilise souvent des alimentations de 12V pour alimenter les boucles, quel est l'avantage important du LMP8270 qui est alimenté en 5V.

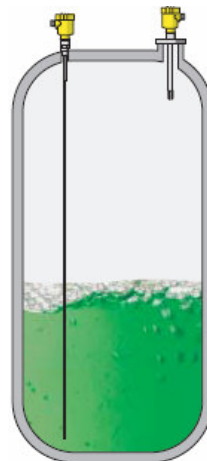
On remarque dans la notice ci-dessus qu'il accepte des tensions de mode commun allant de -2 à +16V.

Etude d'un détecteur de niveau de remplissage.

Sur les sites industriels concernés par notre système, on dispose de cuves de stockage contenant des hydrocarbures liquéfiés sous pression (produits hautement explosifs). La détection du niveau de remplissage de ces cuves est un élément important de la sécurité du site (entre autre).

Le dispositif que nous allons étudier dans la suite permet de détecter ces niveaux. Nous avons, de plus une contrainte importante sur la fiabilité du dispositif de détection.

Le module de mesure connecté au bus CAN ne peut être placé, pour des raisons de sécurité, à proximité des cuves. On utilise un capteur placé sur la cuve qui dialogue avec le module au moyen d'une boucle de courant 4-20mA. Toute mesure doit garantir le bon fonctionnement du capteur déporté et de la liaison.

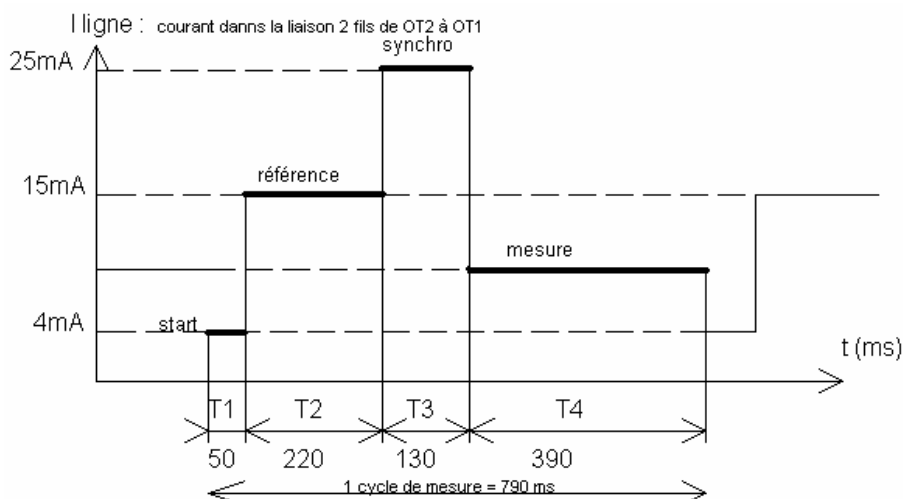


Dans la suite, on désignera par :

- Module : le module connecté au bus CAN ; ce dernier dispose toujours d'un microcontrôleur qui est chargé de gérer la mesure (en plus d'envoyer les données sur le bus CAN)
- Capteur : la partie du dispositif placé sur la cuve.

La procédure de mesure.

La procédure de mesure est déclenchée périodiquement par le microcontrôleur selon un cycle de 790ms représenté sur la figure suivante :



START : durée $T1=50ms$: Le module envoie un courant calibré à 4mA au capteur durant 50ms. Cette valeur et cette durée sont détectées par le capteur qui démarre un cycle de mesure.

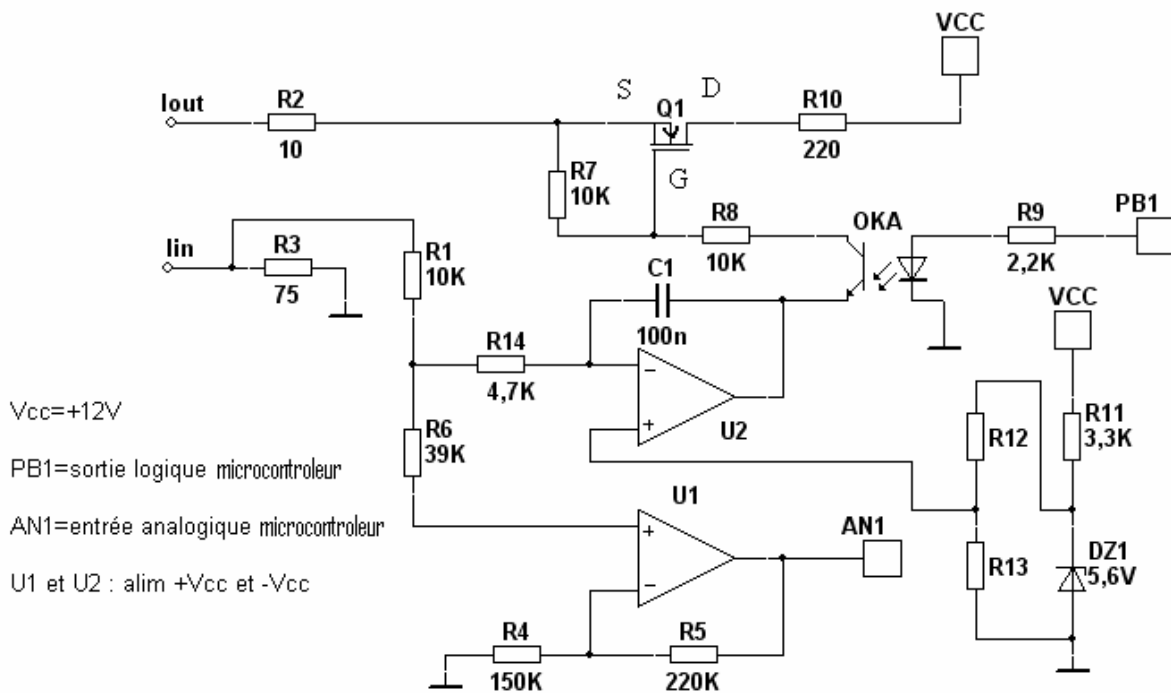
RÉFÉRENCE : durée $T_2=220\text{ms}$: Le capteur envoie au module un courant calibré à 15mA durant 220ms. Ce courant permet au module de vérifier le fonctionnement général de l'électronique.

SYNCHRO : durée $T_3=130\text{ms}$: Le capteur envoie sur ligne un courant de 25mA. Ce courant correspond à une information de détection de défaut s'il persiste plus de 130 ms.

MESURE : durée $T_4=390\text{ms}$. Le capteur envoie au module le courant correspondant à la mesure. Il est compris entre 4 et 20 mA et représente la hauteur du liquide dans la cuve.

Etude du module de mesure.

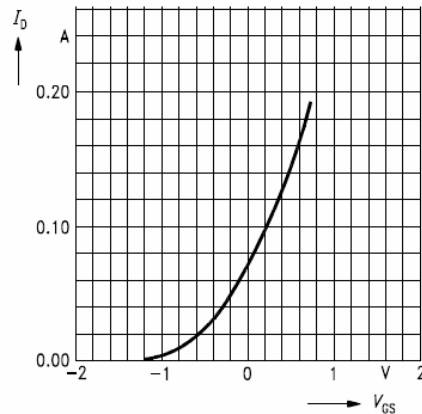
On se propose d'analyser les structures permettant la mesure au niveau du module. On donne le schéma structurel simplifié suivant :



Q60 : Rappeler l'allure de la caractéristique $I_d = f(V_{gs})$ de Q1 lorsque V_{ds} est supérieur à $2 \cdot I_d \cdot R_{dson}$. Préciser le comportement de ce transistor quand OKA est bloqué et quand OKA est passant.

On a ici un MOS à déplétion qui conduit en l'absence de tension de commande. Pour diminuer la conduction, il faut appliquer V_{gs} négatif comme le montre l'allure de la courbe demandée

Typ. transfer characteristics $I_D = f(V_{GS})$
 parameter: $t_p = 80 \mu s$, $V_{DS} \geq 2 \times I_D \times R_{DS(on)max}$.



Quand OKA bloqué V_{GS} est nul et on a conduction naturelle.

Quand OKA conducteur, V_{GS} négatif car V_{out} de U2 inférieur à V_{CC} , on a donc diminution de la conduction si V_{out} de U2 diminue.

Q61 : Montrer qualitativement que l'on a une régulation du courant I circulant dans la boucle de courant si OKA est conducteur.

Sachant que le module ne fixe qu'un seul niveau de courant, quel doit être le courant I de cette boucle ?

En déduire la valeur des composants permettant d'obtenir cette valeur.

Le courant est mesuré par la résistance $R3$ de 75Ω , la tension obtenue est appliquée à l'intégrateur U2.

Si la tension de l'entrée - augmente et dépasse la tension de l'entrée +, la sortie de U2 diminue ce qui a pour effet de diminuer la conduction du MOS et ainsi de diminuer le courant.

On a régulation : si I_{boucle} augmente alors on a tendance à le réduire.

Ici, on doit obtenir un courant de 4 mA imposé par le module (phase T1 de 50ms).

On peut fixer le courant en rendant OKA passant donc en positionnant la sortie PB1 du micro à « 1 ».

Le courant est fixé par le seuil de l'intégrateur.

On a $I.R3 = V_{dz1} \cdot (R13 / (R13 + R14))$, ce qui donne $(R13 / (R13 + R14)) = I.R3 / V_{dz1} = 4 \cdot 10^{-3} \cdot 75 / 5,6 = 0,0535$

On peut choisir $R13 = 10K$ ce qui donne $R14 = 176K$

Q62 : Calculer, en fonction du courant de boucle I , la tension disponible sur l'entrée AN1 du microcontrôleur durant les différentes phases de la mesure.

On a $V_{AN1} = R3 \cdot I (1 + R5/R4) = 185 \cdot I$

Phase T1 : $I = 4mA$ $V_{AN1} = 0,74V$

Phase T2 : $I = 15mA$ $V_{AN1} = 2,775V$

Phase T3 : $I = 25mA$ $V_{AN1} = 4,625V$

Phase T4 : entre $I = 4mA$ avec $V_{AN1} = 0,74V$ et $I = 20mA$ avec $V_{AN1} = 3,7V$

Q63 : Comment le microcontrôleur procède-t-il pour effectuer une mesure ?

Le microcontrôleur, après avoir lancé la mesure en imposant le courant de 4 mA (bit PB1 à 1 durant 50ms), va lancer des temporisations avec les valeurs fixées et surveiller les courants de 15mA ou 25mA pour vérifier le bon fonctionnement du capteur.

Si les valeurs attendues sont obtenues, on lit le courant de mesure.

Le cycle peut alors recommencer.

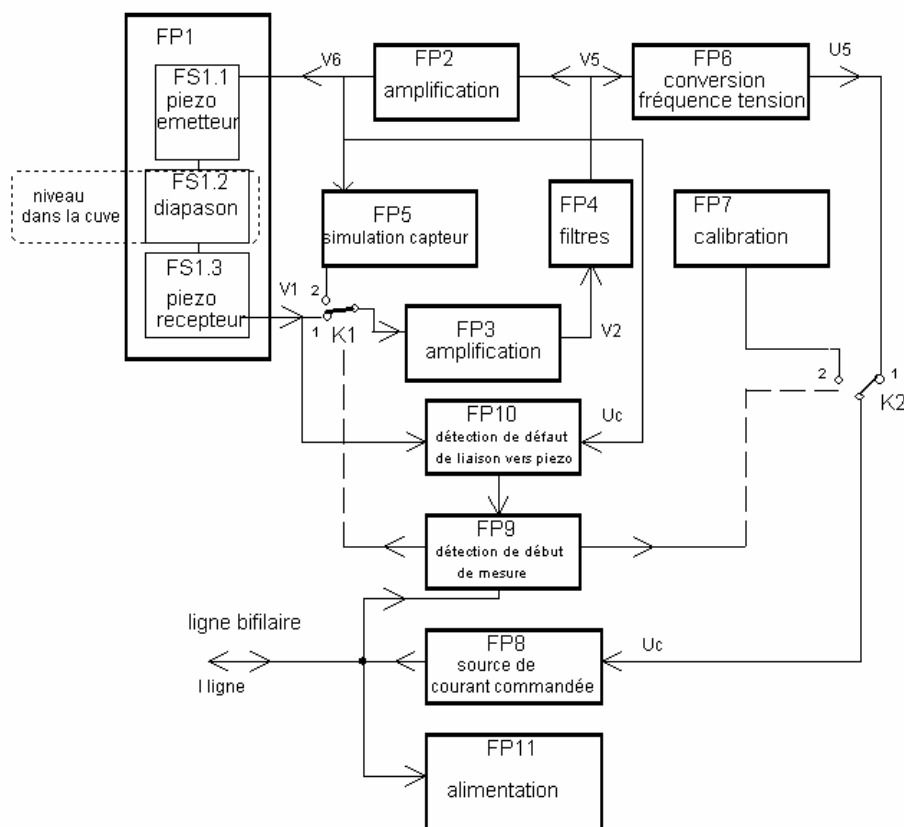
Etude du capteur.

Le capteur est un détecteur de niveau à lames vibrantes. L'élément vibrant est excité par des éléments piézo-électriques et oscille sur sa fréquence de résonance mécanique.

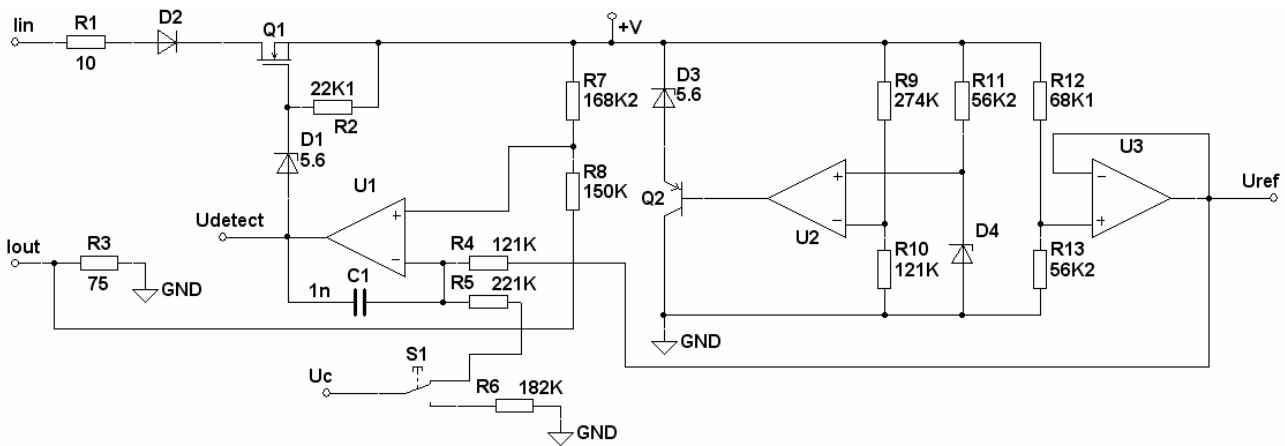
Le recouvrement de l'élément vibrant par le produit entraîne une variation de la fréquence de vibration. Celle-ci est détectée par l'étage électronique intégré puis convertie en un courant.

Le capteur doit être associé à la commande électronique spécifique évoquée précédemment.

On donne le schéma fonctionnel du capteur :



On donne le schéma structurel des fonctions FP8 et FP11 :



Les amplificateurs sont alimentés entre 0(GND) et la tension +V.

Q64 : On demande, après avoir validé le rôle de la structure construite autour de U2, de déterminer la valeur de D4 permettant d'avoir +V=8,2V.

Quelle est l'utilité de disposer de la tension Uref ?

On a ici une alimentation à régulation parallèle et en régime normal de fonctionnement U2 voit ces entrées + et - à la même tension donc $V_{D4} = +V \cdot R_{10} / (R_{10} + R_9) = 8,2 \cdot 121 / (121 + 274) = 2,52V$

La diode D3 évite que U2 travaille à proximité de sa tension d'alimentation (+V).

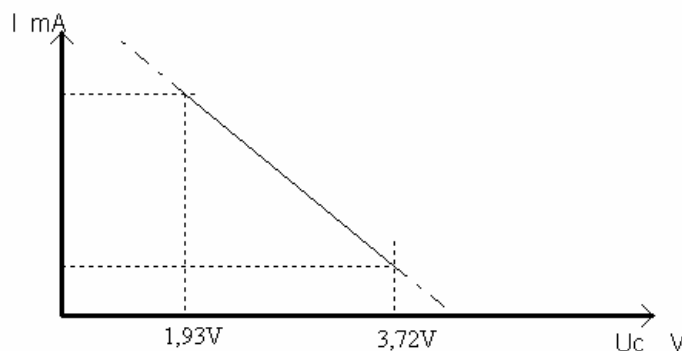
$U_{ref} = +V \cdot R_{13} / (R_{13} + R_{12}) = 3,7V$ est une tension de référence utilisée comme point milieu car les amplificateurs sont alimentés entre 0 et +V=8,2V

Q65 : Expliquer le fonctionnement de la structure construite autour de Q1 et U1.

Pourquoi utiliser ce type de transistor pour Q1 ?

Calculer la valeur du courant de ligne en fonction de la tension Uc quand l'interrupteur est dans la position indiquée et cela dans le cas où le module de mesure n'injecte aucun courant dans la boucle.

Pendant la phase de mesure, la tension Uc évolue entre les deux valeurs indiquées, en déduire et placer sur la courbe ci-dessous les courants obtenus.



Que devient le courant de ligne quand l'interrupteur connecte R6 ?

Comme pour le module de mesure, on a ici une source de courant commandée. Le transistor à déplétion Q1 permet d'avoir en permanence un état passant (nécessaire à l'alimentation du capteur).

On a ici un MOS à déplétion qui conduit en l'absence de tension de commande. Pour diminuer la conduction, il faut appliquer Vgs négatif.

On a bien une régulation de courant, car quand I_{ligne} augmente la tension aux bornes de R3 augmente donc V_+ de l'ampli diminue (attention au signe de I_{ligne}).

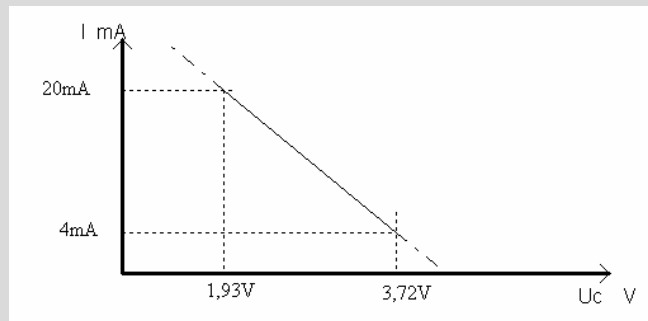
Ce qui a pour effet d'augmenter V_{gs} négatif est ainsi de réduire la conduction de Q1 ce qui diminue I_{ligne} .

A l'équilibre on $V_+ = V_-$ pour U1

$$\text{On a : } V_+ = \frac{+V \cdot R8 - R3 \cdot R7 \cdot I}{R7 + R8} = V_- = V_{ref} \frac{R5}{R4 + R5} + U_c \frac{R4}{R4 + R5}$$

$$\text{Ce qui donne : } I = \frac{1}{R3 \cdot R7} (+V \cdot R8 - \frac{R7 + R8}{R4 + R5} (R5 \cdot V_{ref} + R4 \cdot U_c))$$

$$\text{Ce qui donne : } I = 0,0372 - 0,00892 \cdot U_c$$



Ce qui donne pour la courbe :

Quand on change la position de l'interrupteur R5 devient égale à $R5 + R6$ dans les formules ($U_c = 0$)

$$I = \frac{1}{R3 \cdot R7} (+V \cdot R8 - \frac{R7 + R8}{R4 + R5 + R6} (R5 + R6) \cdot V_{ref})$$

$$\text{Ce qui donne : } I = 25mA$$

On retrouve bien les différents courants indiqués.

Q66 : Quelle est l'ordre de grandeur de la tension U_{detect} lorsque le générateur de courant opère dans les cas d'une régulation du courant ?

Que devient la tension U_{detect} quand le module de mesure injecte un courant de 4 mA ?

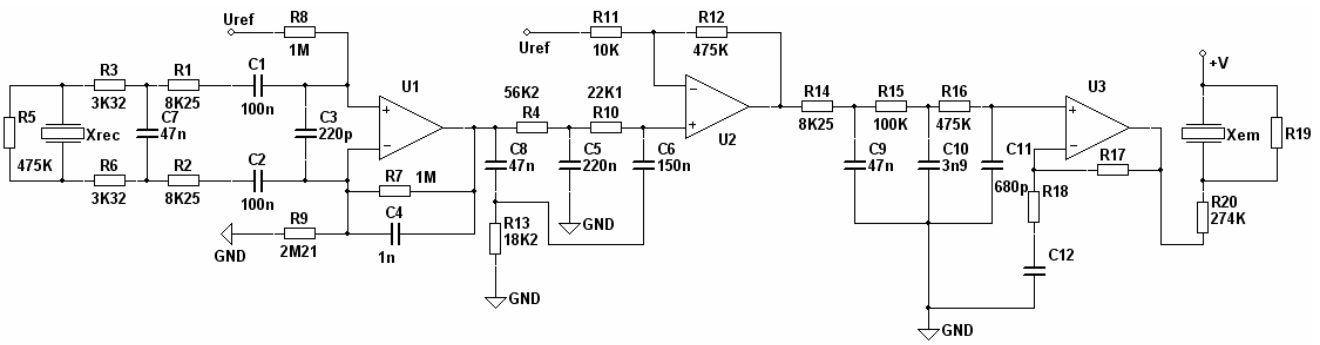
En mode de régulation U_{detect} est inférieure à $+V - V_{ZD1} = 8,2 - 5,6 = 2,6V$

Quand on impose un courant la régulation aurait tendance à le modifier (l'augmenter car ici, en général, la source de courant impose un courant supérieur comme par exemple 15 mA au repos) mais comme ce n'est pas possible l'amplificateur U1 par en saturation haute (attention au signe de I_{ligne} !).

La tension U_{detect} prend un état haut (proche de 8V) dans le cas où on impose un courant de 4mA depuis le module, ce qui permet de détecter une demande de mesure.

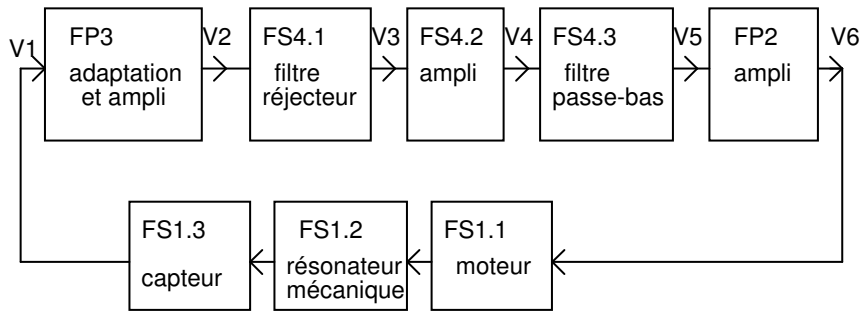
Etude du fonctionnement du diapason.

On donne le schéma structurel des fonctions FP1, FP2, FP3 et FP4 permettant de réaliser la mesure du niveau du liquide dans la cuve.

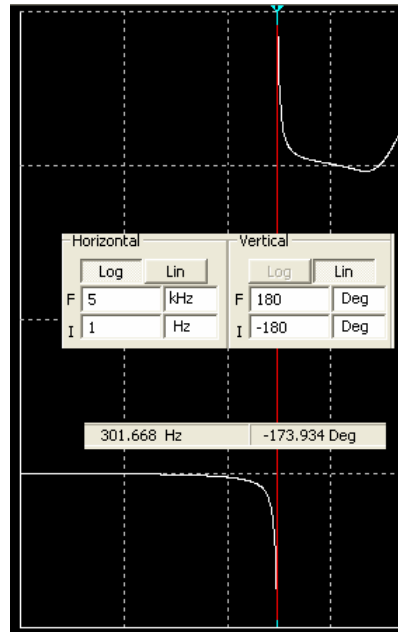
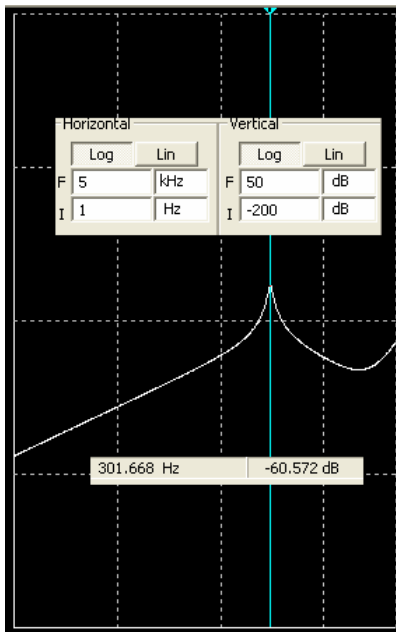


Le diapason forme, avec l'émetteur et le récepteur piézo-électrique, un oscillateur électromécanique avec une fréquence propre d'environ 380Hz pour le diapason non immergé (environ 300Hz pour le diapason immergé).

On donne le schéma fonctionnel de la structure avec le diapason :



On donne la fonction de transfert de la fonction FS1 représentant le capteur immergé ($f_r = 300\text{Hz}$) :



Attention, la courbe de la phase est donnée modulo 360, ce qui donne, dans notre cas, une phase variant de -90° à -270° .

Il est également à remarquer que le déphasage de 180° à 300Hz est donné modulo 180° car on ne connaît pas le signe relatif des tensions d'entrée et de sortie du capteur.

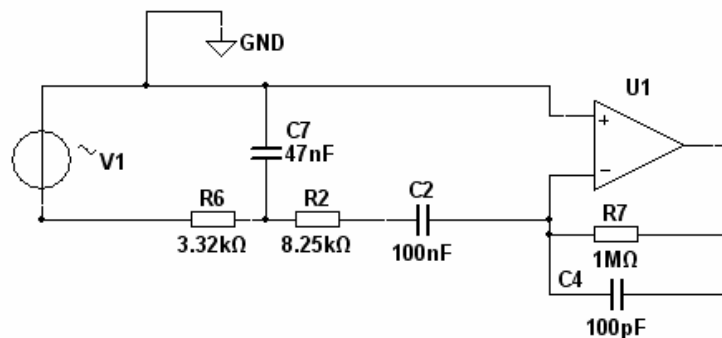
Q67 : Proposer une définition pour le phénomène de piézo-électricité.

La piézo-électricité est un phénomène propre à certains types de cristaux (le quartz est le plus connu) ou de céramiques anisotropes. Il apparaît à la surface de ces corps, quand on les soumet à des pressions ou à des charges électriques (effet "direct").

Inversement, l'application d'une tension électrique sur ces mêmes surfaces donne lieu à une modification des dimensions des cristaux (effet "inverse").

Il y a là un moyen de transformer un signal électrique en déformation mécanique et réciproquement. Ce phénomène, combiné aux propriétés de résonance mécanique des corps utilisés, permet d'obtenir des vibrations électriques ou mécaniques, à l'origine de nombreuses applications pratiques.

Q68 : Pour l'étude de la fonction amplification FP3 (adaptation et ampli), on propose le schéma d'étude simplifié suivant :



Justifier cette simplification utilisée pour les calculs de fonction de transfert.

Montrer que la fonction de transfert de FP3 est du type :

$$\frac{v_2}{v_1}(p) = - \frac{T_2 \cdot p}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \cdot \left(1 + \frac{2mp}{\omega_0} + \left(\frac{p}{\omega_0}\right)^2\right)}$$

Avec : $\tau_2 = 10^{-4}$ ms, $\omega_1 = 10^4$ rd/s (v_2 tension de sortie de U1)

Déterminer ω_0 et tracer ensuite le diagramme de Bode de la fonction de transfert obtenue.

Déterminer les valeurs du gain et de la phase pour $f_r = 300$ Hz

L'amplificateur est alimenté entre 0 et 8,2V ce qui nécessite de déplacer le point de repos au milieu de la plage utilisable grâce à Vref. La structure proposée correspond à celle d'un amplificateur alimenté entre -V et +V.

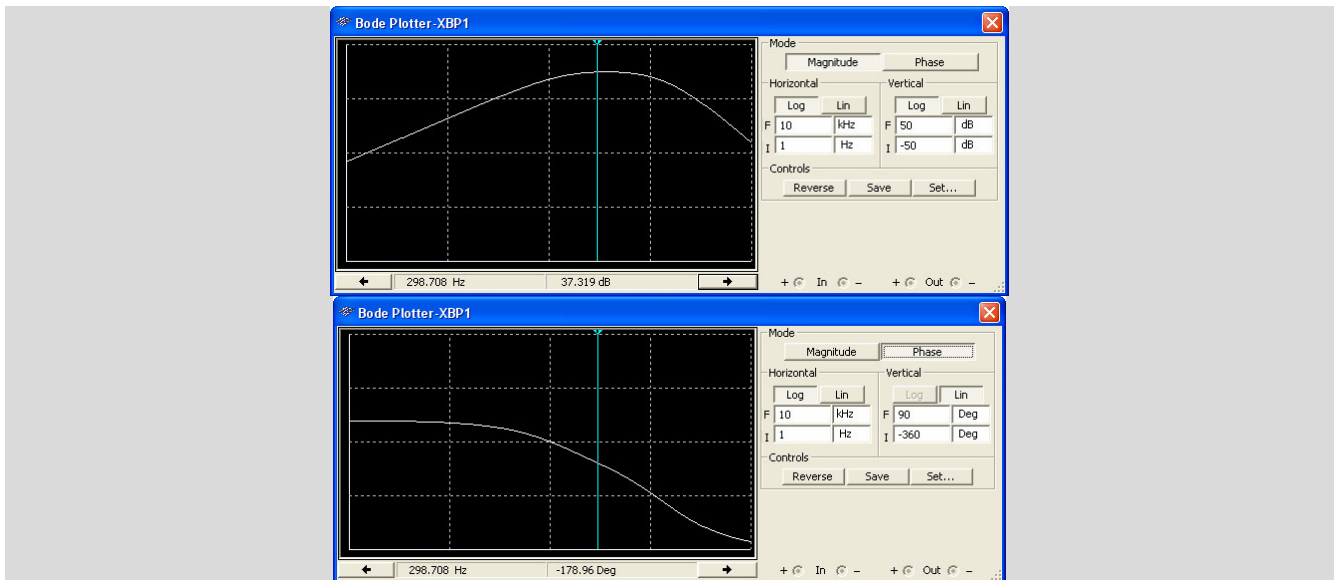
Pour simplifier les calculs, on peut remplacer la cellule R2, C2, R6 et C7 par un générateur de Thévenin équivalent.

$$\text{On obtient : } \frac{v_2}{v_1}(p) = \frac{-pR_7C_2}{(1 + pR_7C_4)(1 + p(R_6C_7 + R_2C_2 + R_6C_2) + p^2R_2R_6C_2C_7)}$$

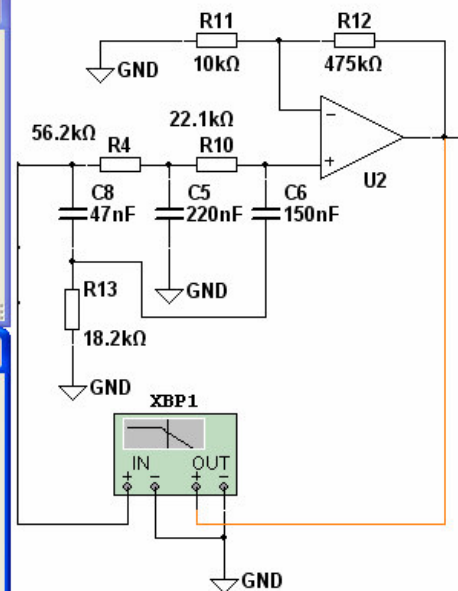
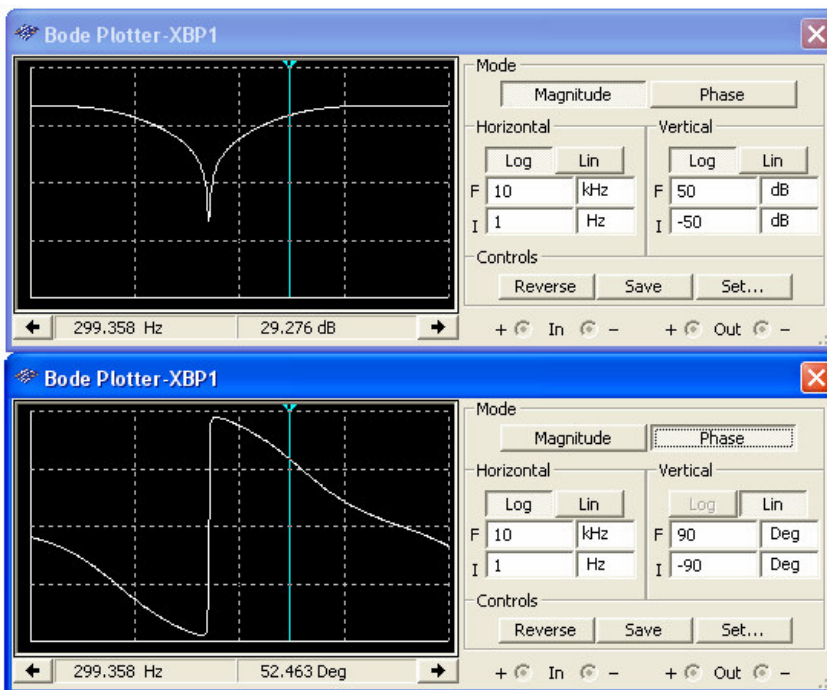
Ce qui donne $T_2 = R_7 \cdot C_2 = 0,1s = 100ms$, $\omega_1 = \frac{1}{R_7 \cdot C_4} = 10^4$ soit $f_1 = 1592$ Hz

On a : $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2R_6C_2C_7}} = 2787$ rd/s soit $f_0 = 443$ Hz

On obtient les courbes de réponse suivante :



On donne les résultats de simulation correspondant à la fonction FP4 (FS4.1 et FS4.2) :



Q69 : Quel est la nature de ce filtre ? (on ne demande pas un calcul complet)

Indiquer sa fréquence caractéristique.

Indiquer les valeurs obtenues pour le gain et la phase dans le cas de l'utilisation du capteur immergé.

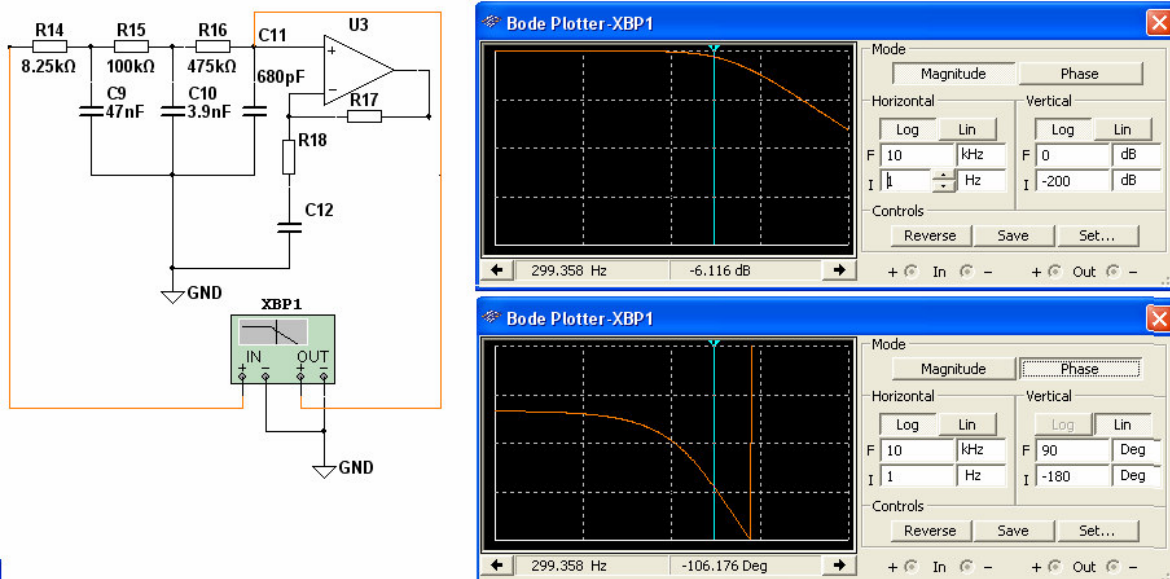
On dispose ici d'un filtre sélectif qui permet de rejeter les signaux parasites de fréquence 50Hz.

On voit que le continu passe ainsi que les fréquences élevées. Sur la courbe, la fréquence rejetée est bien le 50Hz.

Il présente un gain d'environ 30dB avec un déphasage de $+52^\circ$ à la fréquence de fonctionnement du capteur (300Hz)

Le gain de la structure non inverseuse est de $20 \cdot \log(1+R12/R11)$ soit environ 33,7dB mais le filtre ramène une atténuation supplémentaire de l'ordre de 3dB ce qui correspond bien à la valeur lue (29,2dB).

On donne les résultats de simulation correspondant au filtre de sortie de la fonction FP4 (FS4.3) :



Q70 : On demande d'établir le bilan des mesures et des calculs précédents; ceci dans le but de caractériser FP2 pour obtenir la structure oscillante associée à notre capteur.

Les valeurs à utiliser correspondent au capteur immergé et on désire avoir un gain global de l'ordre de 44 dB afin de compenser l'amortissement due à l'immersion.

On résumera les différentes valeurs dans le tableau ci-dessous :

	Capteur	FP3	FS4.1 & FS4.2	FS4.3	bilan

Déterminer les valeurs des composants R17, R18 et C12 de l'amplificateur FP2 (amplificateur U3).

On place les gains et les phases pour 300Hz des différentes fonctions connues dans le tableau ci-dessous :

	Capteur	FP3	FS4.1 & FS4.2	FS4.3	bilan
gain	-60	37	29	-6	0 dB
déphasage	-174	-178	52	-106	-406 soit -46°

Le gain global de 44 dB demandé est obtenu si le gain de FP2 est de 44dB.

La phase doit être telle que le déphasage global soit nul (on ne connaît pas le signe relatif des tensions entrée/sortie du capteur).

On devra avoir un déphasage de 46°.

On a : $FP2(p) = \frac{1 + \tau1(p)}{1 + \tau2(p)} = \frac{1 + (R17 + R18).C12.p}{1 + R18.C12.p}$

gain de 44dB donc amplification de 158

$\tau1 = 160.\tau2$ donc $(R17 + R18).C12 = 160.R18.C12$

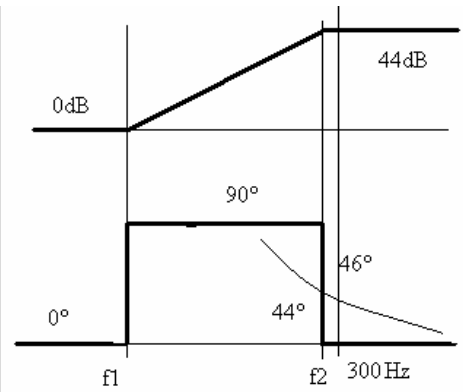
Argument = 46°

arg numérateur = 90°

arg dénominateur = -44° donc à 300Hz

$\text{tg}(44^\circ) = 2\pi.300.R18.C2$

On choisit : $C18 = 150\text{nF}$, $R18 = 3,4\text{k}\Omega$ et $R17 = 540\text{k}\Omega$



Composition d'électrotechnique

Durée : 6 heures - coefficient 1

Rapport sur l'épreuve écrite d'électrotechnique

Le sujet de la session 2009 traitait plusieurs aspects de la chaîne de traction d'une rame TGV POS. Le sujet abordait quatre points principaux :

- Dimensionnement de la motorisation à partir des grandeurs mécaniques caractérisant les performances du train.
- Analyse du schéma de l'alimentation électrique d'un moteur de traction et étude des grandeurs électriques et mécaniques à partir du modèle équivalent.
- Analyse du fonctionnement d'un redresseur MLI et dimensionnement des éléments de filtrage associés. Etude de l'entrelacement des redresseurs et du spectre fréquentiel du courant absorbé sur la caténaire.
- Calcul des pertes dans les semi-conducteurs et étude thermique des modules électroniques de puissance utilisés pour la réalisation des convertisseurs de la chaîne de traction.

Le sujet permettait de tester les compétences des candidats sur un spectre large de connaissances, ainsi qu'il est attendu d'un professeur agrégé.

Le jury a constaté de graves lacunes sur les fondamentaux du Génie Electrique ce qui entraîne un manque de recul sur les ordres de grandeur des résultats attendus. Ainsi, les réponses à certaines questions sont totalement aberrantes.

Pour faciliter la préparation à cette épreuve et compte tenu des faiblesses observées dans cette session, le jury propose les recommandations suivantes aux candidats :

- Les notions de base de la mécanique et de la thermique ainsi que les fondamentaux de l'électrotechnique et de l'électronique de puissance doivent impérativement être mieux maîtrisés : ceux-ci relèvent des programmes des licences et master 1 en EEA.
- L'épreuve est longue, les candidats doivent s'entraîner aux techniques de composition afin de traiter une proportion suffisante du sujet.
- Le sujet comportant des parties indépendantes, il est recommandé aux candidats de ne pas traiter celui-ci de façon linéaire mais plutôt en fonction de leurs connaissances les mieux maîtrisées. Une lecture de l'ensemble du sujet est donc fortement conseillée.

A. Présentation du TGV POS

En Juin 2007, la SNCF assurait la mise en service de la L.G.V. Est, offrant au départ de Paris de nouvelles relations à grande vitesse vers Strasbourg, Metz, Munich, Francfort, Zurich et Luxembourg. Avec une vitesse commerciale de 320km/h sur le parcours français et de 300km/h sur les L.G.V. allemandes, le TGV relie Paris à Francfort en 3h45 et Paris à Munich en 6h, procurant un gain de temps très appréciable. Pour mettre en œuvre ces nouveaux flux de trafic et satisfaire ses exigences commerciales, la SNCF s'est équipée de 15 rames internationales appelées TGV POS (**P**aris **O**st **F**rankreich **S**üd **D**eutschland).

La motorisation de ces nouvelles rames TGV, conçues par l'industriel ALSTOM, répond aux contraintes suivantes :

- La pénétration sur les réseaux allemand et suisse nécessite des rames tri tension adaptées aux tensions 25kV-50Hz monophasée et 1500V continu du réseau français, et, d'autre part, à la tension spécifique des réseaux allemand et suisse : le 15kV-16,7Hz.
- La limitation des frais d'étude et de développement conduisant à une composition similaire à celle d'un TGV classique : Motrice + 8 Remorques + Motrice, et à une structure de la motrice dérivée des développements déjà réalisés sur des projets en cours de construction;
- La limitation des risques en matière d'innovation en vue d'obtenir une « homologation » sur les réseaux allemands, suisses et luxembourgeois ;
- La prise en compte des nouvelles réglementations nationales et internationales relatives à l'interopérabilité (S.T.I. : Spécifications Techniques d'Interopérabilité), à la certification « CE » et au respect de l'environnement.



Architecture de la motorisation du TGV POS

En collaboration avec l'opérateur ferroviaire, l'entreprise ALSTOM a conçu et réalisé une nouvelle chaîne de traction modulaire à motorisation asynchrone. Elle répond aux exigences des S.T.I. et à la réglementation européenne en termes,

- de masse,
- de performance dynamique,
- de facteur de puissance,
- d'efficacité énergétique,
- d'accès aux infrastructures des réseaux français, allemand, suisse et luxembourgeois ;

et à la couplabilité avec les TGV en service sur le réseau français.

Le document **D-1** présente de manière synthétique l'architecture des équipements électriques d'une rame TGV POS. Chaque motrice est constituée de 4 ensembles « essieux moteurs » regroupés au sein de deux bloc moteurs, un par bogie. Chacun des blocs moteurs dispose de ses auxiliaires.

Les circuits de chauffage, de climatisation, d'éclairage et de restauration ainsi que les circuits de charge des batteries et de fourniture d'air comprimé de la rame sont alimentés par les « bloc commun ».

L'étude proposée porte sur la motorisation d'une rame POS.

Le questionnement est structuré en quatre parties indépendantes :

B1 : Puissance mécanique nécessaire à la marche du train

Dimensionnement de la motorisation à partir des grandeurs mécaniques caractérisant les performances du train.

B2 : Etude de l'équipement électrique d'une motrice

Analyse du schéma de l'alimentation électrique d'un moteur de traction et étude des grandeurs électriques et mécaniques à partir du modèle équivalent.

B3 : Etude des Ponts Monophasés à Commutation Forcée

Analyse du fonctionnement d'un PMCF et dimensionnement des éléments de filtrage associés. Etude de l'entrelacement des PMCF et du spectre fréquentiel du courant absorbé sur la caténaire.

B4 : Etude thermique des modules PALIX

Calcul des pertes dans les semiconducteurs et étude thermique des modules PALIX utilisés pour la réalisation des convertisseurs de la chaîne de traction (PMCF et Onduleur de Traction).

B. Questionnement

B1. Puissance mécanique nécessaire à la marche du train

Pour mener l'étude mécanique, on assimile l'ensemble de la rame (les 2 motrices + les voitures voyageurs) à un point matériel sur lequel s'exercent différentes forces, conformément à la figure 1.1.

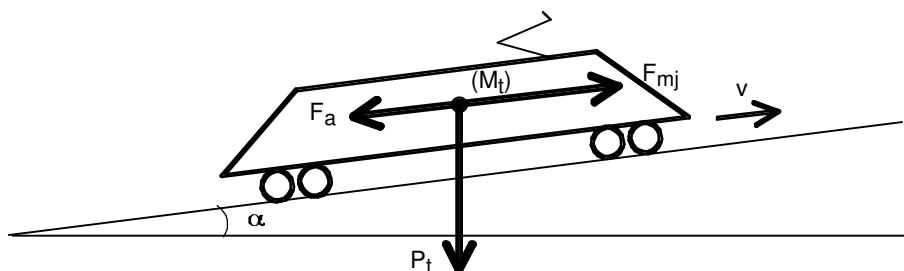


Fig 1.1 : système « train en mouvement »

Les principales grandeurs mécaniques qui caractérisent le système "train en mouvement" sont :

M_t : masse totale du train ;

F_a : résistance à l'avancement du train ; elle englobe les frottements roues/rails et les frottements aérodynamiques ;

F_i : composante de l'effort résistant due à la gravité, fonction de la pente ;

F_{rj} : effort résistant total à la jante ;

F_{mj} : effort moteur à la jante ; correspond à l'effort développé par la motorisation et transmis par l'ensemble des roues motrices ; la force F_{mj} est positive en traction, elle est négative en freinage ;

$F_{mj_{max}}$: effort moteur maximal à la jante ; est fonction des caractéristiques limites des moteurs et de la loi de commande appliquée ; dépend de la vitesse et est donné par la caractéristique de traction ;

v : vitesse de déplacement du train (exprimée en m/s) ;

V : vitesse de déplacement du train (exprimée en km/h) ;

i : déclivité ou inclinaison (exprimée en ‰ (pour mille)) ; caractérise le profil de la voie ; i est positif en montée, négatif en descente ;

γ : accélération ;

g : accélération de la pesanteur (on prendra : $g = 9,81 \text{ m/s}^2$).

Données numériques :

- Masse totale du train : $M_t = 416$ tonnes ;
- Vitesse maximale sous caténaire 25 kV : $V1_{max} = 320$ km/h ;
- Vitesse maximale sous caténaire 15 kV : $V2_{max} = 300$ km/h.

Une note de calcul interne à la SNCF, donnée en annexe (document D-2), précise la méthode de détermination de la résistance à l'avancement des matériels roulant sur rails.

Le traitement des questions Q1.2 à Q1.4 nécessite l'utilisation du document réponse DR1

Q1.1 : Pour une vitesse de déplacement constante, donner l'expression de l'effort résistant à la jante F_{rj} en fonction de F_a , M_t et i .

Q1.2 : Calculer la résistance à l'avancement F_a , pour plusieurs valeurs de la vitesse comprises entre 0 et la vitesse maximale de la rame (320 km/h). Les résultats seront présentés dans le tableau 1 du document réponse **DR1**.

Le trajet Paris – Munich comporte plusieurs rampes de déclivité égale à 35 ‰, le maximum de pente atteignant 40 ‰ de déclivité entre Francfort et Cologne.

Q1.3 : Calculer la composante de l'effort due à la gravité F_i dans une rampe de déclivité égale à 35 ‰. En déduire, pour ce profil de voie, l'effort résistant à la jante F_{rj} en fonction de la vitesse. Les résultats seront présentés dans le tableau 2 du document réponse **DR1**.

Sur le document réponse DR1 est représentée la caractéristique de traction effort/vitesse de la motorisation de la rame TGV POS, pour les 2 types d'alimentation : 25 kV sur le réseau français et 15 kV sur le réseau allemand.

Q1.4 : A partir des résultats précédents, tracer dans le plan effort/vitesse, les graphes représentatifs de l'effort résistant à la jante pour une marche en palier (déclivité nulle) et pour la marche dans une rampe de déclivité égale à 35 ‰.

Q1.5 : La caractéristique de traction $F_{mjmax} = f(V)$ présente, en fonction de la vitesse, 2 régimes de fonctionnement distincts. Préciser, pour chaque régime, le mode de contrôle des moteurs asynchrones de traction.

On souhaite vérifier les performances de la motorisation en accélération.

Dans la pratique, pour tenir compte de l'inertie des masses tournantes, on majore la masse totale du train (pour un TGV, le coefficient de majoration est : $k = 1,04$). $k.M_t$ représente la masse fictive ramenée aux jantes de l'engin moteur.

Q1.6 : En appliquant l'équation fondamentale de la dynamique au système "train en mouvement", écrire la relation liant F_{mj} , F_a , F_i , M_t et γ .

Q1.7 : Calculer l'accélération maximale au démarrage du train sur voie à déclivité nulle.

Q1.8 : En considérant une accélération constante, calculer la distance nécessaire pour atteindre la vitesse de 100 km/h. (on prendra pour ce calcul la valeur moyenne de γ entre $V = 0$ et $V = 100$ km/h).

Les exigences des STI (spécifications techniques d'interopérabilité) sur le matériel roulant imposent, à vitesse maximale, une accélération résiduelle en palier (déclivité nulle) de $0,05 \text{ m/s}^2$ au minimum.

Q1.9 : Calculer l'accélération résiduelle en palier,

- sous caténaire 15kV (réseau allemand), à la vitesse maximale de 300 km/h ;
- sous caténaire 25kV (réseau français), à la vitesse maximale de 320 km/h.

Vérifier que la spécification concernant ce paramètre est tenue.

A partir des résultats précédents, on va vérifier les caractéristiques mécaniques des moteurs de traction. 8 moteurs, de type asynchrone à cage, équipent l'ensemble de la rame. Chacune des 2 motrices est constituée de 4 ensembles "essieux-moteurs" regroupés en 2 blocs moteurs, un par bogie. Les moteurs, associés à des réducteurs, sont fixés sous la caisse de la motrice. Pour compenser les mouvements relatifs de la caisse et du bogie, la transmission entre un moto-réducteur et l'essieu est réalisée par arbre télescopique à cardans.

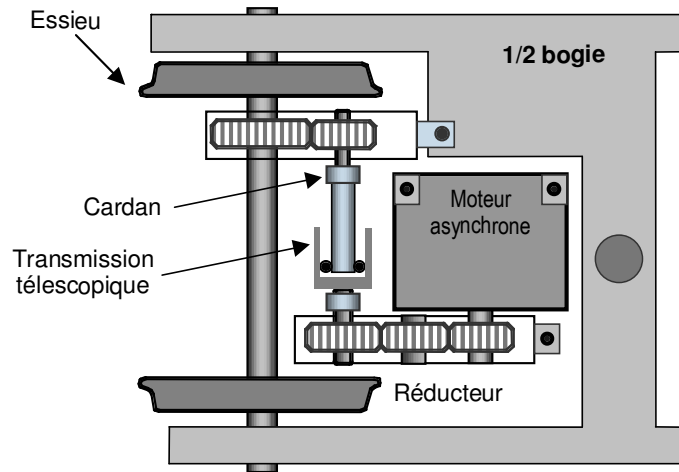


Fig 1.2 : Schéma de la transmission moteur – essieu

Caractéristiques de la transmission mécanique :

- rapport de réduction (vitesse sur l'arbre moteur / vitesse sur l'arbre de l'essieu) : $R = 1,977$;
- rendement réducteur + transmission : $\eta_t = 0,97$;
- diamètre des roues : $d = 900$ mm.

On admet que la puissance nécessaire pour développer l'effort de traction est uniformément répartie sur les 8 moteurs.

Q1.10 : Calculer le couple C_{dem} que doit développer chaque moteur, sur son arbre, pour fournir l'effort de traction à la jante F_{mjmax} , au démarrage du train.

Q1.11 : Calculer la vitesse de rotation maximale N_{mot} (en tr/mn) sur l'arbre moteur, quand la rame se déplace à 320 km/h.

Q1.12 : Calculer la puissance P_{mot} que doit fournir chaque moteur pour produire l'effort à la jante F_{mjmax} , à la vitesse maximale du train sur le réseau français et sur le réseau allemand.

B2. Étude de l'équipement électrique d'une motrice

Chaque motrice comporte 4 moteurs de type asynchrone, rotor à cage.

Le document **D-3** représente le schéma de la chaîne d'alimentation électrique d'un moteur, comprenant les équipements suivants :

- 2 pantographes PT1 et PT2, de technologies différentes, pour le captage du courant sur la caténaire. PT1 est utilisé sur le réseau 25 kV monophasé et PT2 sur le réseau 15 kV monophasé ainsi que sur le réseau 1500 V continu ;
- le transformateur TR composé :
 - d'un enroulement primaire qui peut être alimenté soit en 25 kV - 50 Hz (réseau français) ou en 15 kV - 16,7 Hz (réseau allemand) ;
 - de 4 enroulements secondaires, avec prise intermédiaire, destinés à alimenter les convertisseurs de traction (1 par moteur) ;
 - de 2 enroulements secondaires destinés à alimenter les équipements auxiliaires de la rame ;
- l'inductance de filtre d'entrée L1 pour le fonctionnement sous caténaire 1500 V continu ;
- le convertisseur PMCF (Pont Monophasé à Commutation Forcée) : redresseur 4 quadrants autorisant le fonctionnement en traction et en freinage par récupération. La commande MLI du PMCF permet de réguler la tension U_c sur le bus continu et de prélever, sur le réseau alternatif, un courant sinusoïdal et en phase avec la tension ;
- le filtre F:2f destiné à limiter l'ondulation de tension sur le bus continu engendrée par le redressement en dérivant la composante 2f du courant redressé ; il est constitué par le condensateur C2 et les inductances L2, L3 ; en alimentation 25 kV - 50 Hz, le filtre est accordé à 100 Hz et, en alimentation 15 kV - 16,7 Hz, le filtre est accordé à 33 Hz.
- le convertisseur OND : onduleur triphasé à commande MLI qui génère les courants d'alimentation sinusoïdaux du moteur asynchrone et permet, par sa commande, le contrôle du flux et du couple.
- le hacheur HRH et la résistance de puissance RH, permettant un freinage rhéostatique utilisé dans les situations où le freinage par récupération n'est pas possible.
- l'appareillage H.T. comprenant :
 - les disjoncteurs Q1 et Q2 ;
 - les contacteurs KM1 à KM4.

Q2.1 : Sur le document réponse **DR2**, préciser l'état des disjoncteurs et des contacteurs, quand la rame est sous caténaire :

- 25 kV / 50 Hz ;
- 15 kV / 16,7 Hz ;
- 1500 V continu.

Q2.2 : En fonction des caractéristiques électriques de la chaîne de motorisation, sous réseau 25 kV, (*données dans le document réponse DR2*), déterminer les valeurs numériques des grandeurs :

- I_m : valeur efficace du courant d'alimentation d'un moteur, considéré sinusoïdal ;
- $\langle I_{DC} \rangle$: valeur moyenne du courant sur le bus continu,
- I_e : valeur efficace du courant au secondaire du transformateur, supposé sinusoïdal et en phase avec V_e .

Compléter le tableau du document réponse **DR2**, par les valeurs des courants.

Q2.3 : On donne $C_2 = 5$ mF. Calculer les valeurs de L2 et L3.

Étude d'un moteur de traction à partir de son schéma équivalent

Le schéma équivalent de la machine asynchrone triphasée à rotor en court-circuit, *usuellement utilisé*, traduit, pour une phase, les équations électriques et mécaniques en régime permanent. On l'établit en exploitant l'analogie avec un transformateur, pour laquelle le stator correspond au primaire et le rotor au secondaire en court-circuit. Comme pour un transformateur, l'impédance du secondaire (rotor) peut être « ramenée » au primaire (stator).

On donne, figure 2.1, le schéma équivalent à partir duquel on mènera l'étude.

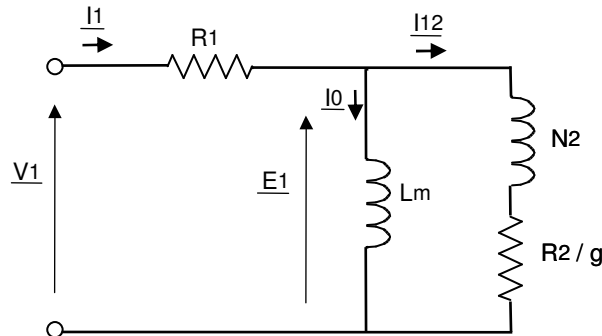


Fig 2.1 : Schéma équivalent simplifié étoile d'une machine asynchrone, vu du stator

Grandeurs électriques associées au schéma équivalent :

R_1 : résistance d'une phase du stator ;

R_2 : résistance d'une phase du rotor, ramenée au stator ;

g : glissement du rotor par rapport au champ tournant ;

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \text{ avec } \Omega_s : \text{vitesse angulaire de synchronisme, } \Omega : \text{vitesse angulaire du rotor ;}$$

R_2 / g : résistance fictive dans laquelle est consommée la totalité de la puissance transmise au rotor (puissance mécanique, pertes mécaniques et pertes Joule rotoriques), pour une phase

L_m : inductance magnétisante ;

N_2 : inductance de fuites globalisées, ramenée au stator ;

V_1 : tension, phase-neutre, d'alimentation d'une phase du stator ;

E_1 : f .e.m. statorique ;

I_1 : courant absorbé dans une phase du stator ;

I_{12} : courant dans une phase rotorique, ramené au stator ;

I_0 : courant magnétisant.

La pulsation des tensions et des courants est ω_s , imposée par la fréquence f de la tension V_1 .

La référence de phase sera prise sur la tension V_1 .

On considère le circuit magnétique non saturé.

On donne, figure 2.2, le diagramme représentatif du bilan de puissance dans la machine et conforme au schéma équivalent précédent.

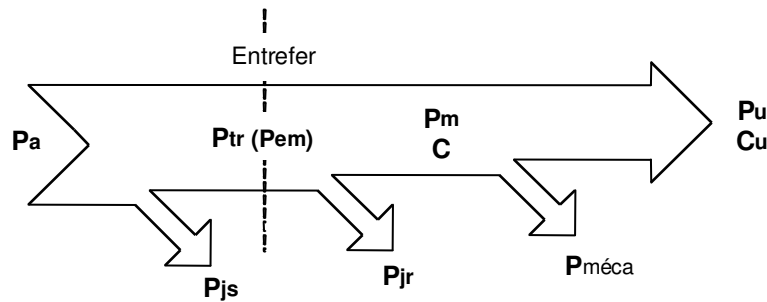


Fig 2.2 : Diagramme des puissances

- P_a** : puissance absorbée sur le réseau triphasé d'alimentation ;
- P_{js}** : pertes joules stator ;
- P_{tr}** : puissance transmise au rotor (ou puissance électromagnétique) ;
- P_{jr}** : pertes joules rotor ;
- P_m** : puissance mécanique ;
- C** : couple agissant sur le rotor (couple électromagnétique) ;
- $P_{méca}$** : pertes mécaniques ;
- P_u** : puissance utile, sur l'arbre de la machine ;
- C_u** : couple utile sur l'arbre ;

Remarque : le schéma équivalent ainsi que le diagramme des puissances ne tiennent pas compte des pertes fer.

Données numériques :

- Résistances et inductances du modèle :
 $R_1 = 22 \text{ m}\Omega$; $R_2 = 32 \text{ m}\Omega$; $L_m = 7,7 \text{ mH}$; $N_2 = 480 \mu\text{H}$.
- Nombre de paires de pôles de la machine : $p = 3$
- Grandeurs caractéristiques pour le point de fonctionnement nominal :
 - Tension d'alimentation : $V_{1n} = 800 \text{ V}$ (tension entre phases $U_{1n} = 1385 \text{ V}$) , $f_n = 110 \text{ Hz}$;
 - Glissement nominal : $g_n = 2,2 \%$;
 - Puissance utile nominale : $P_u = 1200 \text{ kW}$.

Etude au point de fonctionnement nominal

Q2.4 : En négligeant la chute de tension dans R_1 (alors $\underline{E}_1 = \underline{V}_1$), déterminer la valeur efficace et la phase des courants I_{12} et I_0 . En déduire la valeur efficace de I_1 .

Q2.5 : Ecrire l'expression de P_{jr} et de P_{tr} , déduites du schéma équivalent.

Calculer P_{jr} , P_{tr} , P_{js} , P_a et $P_{méca}$.

En déduire le rendement nominal η_n du moteur.

Q2.6 : Déterminer les puissances réactives :

- Q_m : puissance réactive magnétisante totale ;
- Q_f : puissance réactive totale due au flux de fuite.

Q2.7 : Déterminer le facteur de puissance nominal $\cos\phi_n$ du moteur.

Les questions suivantes seront traitées en négligeant la chute de tension dans R_1 ($\underline{E}_1 = \underline{V}_1$).

Q2.8 : Ecrire la relation liant \mathbf{C} à \mathbf{P}_{tr} .

En déduire l'expression du couple \mathbf{C} en fonction de p , V_1 , ω_s , (R_2/g) et $(N_2 \cdot \omega_s)$. [relation (1)]

Modifier la relation (1) pour faire apparaître la pulsation des courants rotoriques ($\omega_r = g \cdot \omega_s$) et le

rapport $\frac{V}{\omega_s}$. [relation (2)]

Noter que le rapport $\frac{V}{\omega_s}$ est l'image du flux Φ_t total dans la machine.

Q2.9 : Autour du point de fonctionnement nominal ($g \rightarrow 0$), l'expression précédente de \mathbf{C} peut se simplifier et s'écrit : $\mathbf{C} = k \cdot \omega_r$.

Etablir la relation simplifiée liant \mathbf{C} et ω_r [relation (3)] en donnant l'expression littérale de k .

En utilisant cette relation simplifiée, calculer la valeur numérique du couple électromagnétique \mathbf{C}_n pour le glissement nominal.

Q2.10 : Quand le glissement varie, le couple passe par un maximum. A partir de la relation (2), déterminer la pulsation rotorique (noté $\omega_{r \max}$) qui correspond au maximum de couple.

Ecrire alors l'expression du couple max : \mathbf{C}_{\max} . [relation (4)]

Calculer les valeurs numériques de \mathbf{C}_{\max} , $\omega_{r \max}$ et du glissement correspondant g_{\max} .

Q2.11 : Sur le document réponse **DR3**, pour $|g| < 15\%$, tracer l'allure de la caractéristique $\mathbf{C}(g)$, la machine fonctionnant en moteur ou en génératrice (graduez l'axe \mathbf{C}).

Noter les valeurs : \mathbf{C}_n , \mathbf{C}_{\max} , g_n et g_{\max} .

On donne les caractéristiques de la transmission mécanique.

- rapport de réduction (vitesse sur l'arbre moteur / vitesse sur l'arbre de l'essieu) : $\mathbf{R} = 1,977$;
- rendement réducteur + transmission : $\eta_t = 0,97$;
- diamètre des roues : $d = 900$ mm.

Q2.12 : Pour le point de fonctionnement nominal des moteurs, calculer :

- le couple utile \mathbf{C}_u sur l'arbre moteur ;
- l'effort moteur à la jante \mathbf{F}_{mj} (pour l'ensemble des 8 moteurs) ;
- la vitesse de déplacement du train (en km/h).

Sur le document réponse **DR3**, tracer le point de la caractéristique de traction correspondant au fonctionnement nominal des moteurs.

Étude du fonctionnement à vitesse variable

Pour régler la vitesse, on agit sur la fréquence de la tension d'alimentation du stator et, en conséquence, sur la vitesse de synchronisme.

Selon que la vitesse est inférieure ou supérieure à la valeur nominale, deux modes de commande sont mis en œuvre :

- Pour $\Omega < \Omega_n$ ($f < f_n$) : on agit simultanément sur V_1 et f (la loi de commande impose $V/F = \text{constante}$).
- Pour $\Omega > \Omega_n$ ($f > f_n$) : $V_1 = V_{1n}$; on ne peut plus augmenter V_1 ; on peut encore augmenter la vitesse en agissant sur la fréquence à $V_1 = V_{1n}$.

Pour ces 2 modes de commande, on étudie, à partir des relations (3) et (4), l'évolution de la caractéristique couple-vitesse autour du point de fonctionnement en régime permanent.

L'allure de la caractéristique couple-vitesse est approchée par les paramètres :

- $\Delta C/\Delta\Omega$: pente de la droite $C = f(\Omega)$ pour les faibles valeurs de glissement,
- C_{\max} : couple max,
- $\Delta\Omega_m = \Omega_s - \Omega_m = \frac{\omega_{r\max}}{p}$: écart de vitesse entre le synchronisme et le point de couple max.

Q2.13 : A partir de la relation (3), exprimer C en fonction de la vitesse angulaire de rotation Ω .

Pour la fréquence nominale :

- préciser les valeurs numériques de $\Delta C/\Delta\Omega$, C_{\max} et $\Delta\Omega_m$;
- tracer l'allure de $C = f(\Omega)$, pour $\Omega_m < \Omega < \Omega_s$, sur le document réponse **DR4** (graduez les axes C et Ω).

Q2.14 : Etude pour $f < f_n$

- Comment évoluent les paramètres $\Delta C/\Delta\Omega$, C_{\max} et $\Delta\Omega_m$, quand on agit sur la fréquence pour régler la vitesse, en deçà de la vitesse nominale ?
- Sur le document réponse **DR4**, tracer l'allure de $C = f(\Omega)$, pour $f_1 = 60$ Hz et $\Omega_m < \Omega < \Omega_s$.
- Caractériser ce mode de fonctionnement.

Q2.15 : Etude pour $f > f_n$

- Comment évoluent les paramètres $\Delta C/\Delta\Omega$, C_{\max} et $\Delta\Omega_m$, quand on agit sur la fréquence pour régler la vitesse, au delà de la vitesse nominale ?
- Sur le document réponse **DR4**, tracer l'allure de $C = f(\Omega)$, pour $f_2 = 160$ Hz et $\Omega_m < \Omega < \Omega_s$.
- Caractériser ce mode de fonctionnement.

Q2.16 : Pour la vitesse maximale du train sur le réseau français $V = 320$ km/h,

- Relever l'effort moteur à la jante F_{mj} sur la caractéristique de traction ;
- Calculer :
 - la vitesse angulaire Ω sur l'arbre d'un moteur ,
 - le couple C_u sur l'arbre d'un moteur ;

Pour la suite, on confondra C et C_u .

- A partir de la relation établie en Q2.13, déterminer la fréquence d'alimentation du moteur à 320 km/h ;
- Pour cette fréquence, tracer l'allure de $C = f(\Omega)$, sur le document réponse **DR4** ;
- Porter, sur cette caractéristique les points C_u et C_{\max} .

B3. Étude des Ponts Monophasés à Commutation Forcée.

Conformément au document 3, une motrice TGV POS comporte, par essieu, une chaîne de traction constituée d'un redresseur à absorption sinusoïdale de courant, appelé Pont Monophasé à Commutation Forcée (PMCF), d'un bus continu comportant des éléments de filtrage et d'un onduleur de tension triphasé alimentant un moteur asynchrone de traction. Une motrice comporte 4 chaînes de traction identiques et indépendantes, chacune étant alimentée par un bobinage secondaire du transformateur de traction.

Dans cette partie, nous allons analyser le fonctionnement d'un PMCF et déterminer les valeurs des éléments de filtrage associés. Enfin nous nous intéresserons à l'entrelacement des PMCF et au spectre du courant absorbé sur la caténaire.

Pour les grandeurs électriques périodiques, les notations sont les suivantes :

f : fréquence du réseau alternatif d'alimentation (caténaire) de la rame POS.

ω : pulsation du réseau alternatif d'alimentation (caténaire) de la rame POS. ($\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$).

T : période du réseau alternatif d'alimentation (caténaire) de la rame POS. ($T = \frac{1}{f}$).

f_c : fréquence de commutation des interrupteurs des PMCF.

ω_c : pulsation de commutation des interrupteurs des PMCF. ($\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c$).

T_c : période de commutation des interrupteurs des PMCF. ($T_c = \frac{1}{f_c}$).

Principe de fonctionnement d'un PMCF – Formes d'ondes idéales.

On considère le circuit de la figure 3.1 où les sources et les interrupteurs sont idéaux. Le courant d'entrée est sinusoïdal, de période T , et la tension de sortie est continue. Le PMCF est constitué de deux cellules de commutation (K1-K2) et (K3-K4).

A l'échelle d'une période de commutation T_c , les commandes des cellules sont entrelacées et les rapports cycliques sont complémentaires. Les rapports cycliques sont modulés sinusoïdalement à l'échelle d'une période basse fréquence T . On note m_a la profondeur de modulation du rapport cyclique ($0 < m_a < 1$).

$$V_{1\text{moy}} = \alpha \cdot E, \quad V_{2\text{moy}} = (1 - \alpha) \cdot E \quad \text{avec} \quad \alpha = \frac{1}{2}(1 + m_a \cdot \sin(\omega \cdot t - \psi))$$

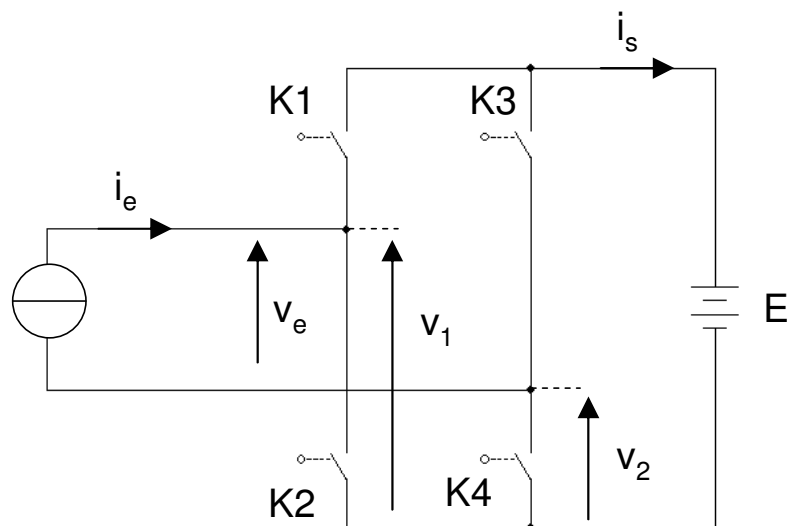


Figure 3.1 : Schéma de Principe du Pont Monophasé à Commutation Forcée.

Q3.1 : Etablir l'expression de la valeur moyenne instantanée de v_e .

Q3.2 : Le courant d'entrée est de la forme $i_e = \hat{I}_e \cdot \sin \omega t$. En assimilant l'onde fondamentale de v_e à sa valeur moyenne instantanée ($v_{ef} = v_{emoy}$), établir l'expression de la puissance active échangée entre la source de courant i_e et la source de tension E . De quel paramètre dépend le sens de transfert de la puissance active ?

Q3.3 : Les documents réponses **DR5** et **DR6** présentent $v_1(t)$ et $v_2(t)$ respectivement pour $\psi = 30^\circ$ et 150° . Tracer les formes d'onde de $v_e(t)$ et $i_s(t)$. (A partir de l'expression de la puissance instantanée, on démontrera qu'il est possible de déduire directement le courant $i_s(t)$ à partir du tracé de $v_e(t)$ et de $i_e(t)$).

Q3.4 : Quelle est la fréquence apparente de découpage de $v_e(t)$ et $i_s(t)$?

Q3.5 : D'un point de vue fonctionnel, compte tenu du tracé de $v_e(t)$ et $i_s(t)$, comment peut-on qualifier la structure de conversion PMCF ?

Dimensionnement des éléments de filtrage associés au PMCF.

On considère maintenant le circuit de la figure 3.2 où les interrupteurs et les éléments de filtrage sont supposés idéaux. Le bobinage secondaire du transformateur est modélisé par une fem sinusoïdale, image de la tension caténaire v_{cat} , en série avec l'inductance totale de fuite notée L_s . Le rapport de transformation est notée m . Le courant I_{DC} absorbé par l'onduleur de traction est supposé parfaitement filtré et continu.

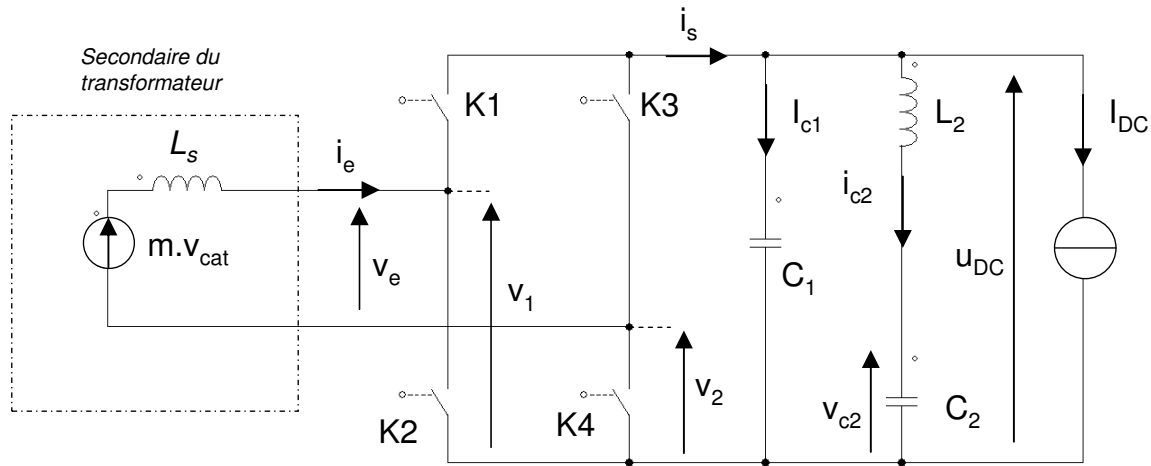


Figure 3.2 : Principe de mise en œuvre d'un PMCF.

L'ensemble est contrôlé par une régulation cascade : la boucle externe permet de réguler la tension du bus continu à 1800 V et délivre la référence d'amplitude de courant à la boucle interne qui assure un courant d'entrée i_e quasi sinusoïdal avec un facteur de déplacement unitaire vis-à-vis de la tension caténaire.

On suppose que la fréquence de commutation f_c des interrupteurs est très grande devant la fréquence de la tension caténaire f .

Les grandeurs suivantes peuvent être décomposées en une composante basse fréquence, correspondant à la valeur moyenne instantanée, et une composante haute fréquence (indice h) à $2 \cdot f_c$.

$$v_e = v_{ef} + v_{eh} ; i_e = i_{ef} + i_{eh} ; i_s = i_{smoy} + i_{sh} ; u_{DC} = E + u_h.$$

Tension moyenne du bus continu **$E = 1800$ V.**

Inductance totale de fuite ramenée au secondaire **$L_s = 1,12$ mH.**

Etude énergétique à l'échelle de la fréquence fondamentale.

Dans cette partie, seules les composantes « basse fréquence » sont considérées, la tension caténaire est la référence de phase :

$$v_{cat} = V_{cat} \sqrt{2} \cdot \sin \omega t ; v_{ef} = m_a \cdot E \cdot \sin (\omega t - \varphi).$$

m_a est la profondeur de modulation du PMCF ($0 < m_a < 1$).

En traction : $i_{ef} = \hat{i}_{ef} \cdot \sin \omega t$

En freinage : $i_{ef} = - \hat{i}_{ef} \cdot \sin \omega t$

Les calculs seront effectués dans le cas où le TGV circule en France : $V_{cat} = 25 \text{ kV}$, $f = 50 \text{ Hz}$:

- Le filtre L_2 - C_2 est accordé sur 100 Hz.

- Le rapport de transformation d'un bobinage secondaire par rapport au primaire est : $m = 40 \cdot 10^{-3}$

En fonctionnement en traction à puissance maximale ($V=320 \text{ km/h}$), la puissance active absorbée à l'entrée du PMCF est de 1250 kW

Q3.6 : Calculer la valeur efficace de la composante fondamentale du courant d'entrée I_{ef} .

Q3.7 : Représenter qualitativement sur un diagramme vectoriel, \underline{V}_{ef} , \underline{I}_{ef} , $m \cdot \underline{V}_{cat}$ ainsi que la tension aux bornes de l'inductance L_s .

Q3.8 : A partir de ce diagramme vectoriel, calculer la profondeur de modulation m_a et le déphasage φ entre V_{ef} et V_{cat} .

Q3.9 : A partir d'un bilan de puissance, établir l'expression de la valeur moyenne instantanée de i_s . Montrer que celle-ci comprend une composante continue et une composante à $2f$ dont on calculera les amplitudes.

Q3.10 : Expliquer pourquoi le condensateur C_1 ne contribue pas au filtrage de la composante à $2f$ du courant i_s .

Q3.11 : Sur le document réponse **DR7**, tracer les formes d'ondes de $i_{smoy}(t)$, $i_{c2}(t)$ et $v_{c2}(t)$ et Indiquer les différentes amplitudes des courants.

Q3.12 : Calculer la valeur de la capacité du condensateur C_2 pour que l'ondulation crête à crête de tension à ses bornes ΔV_{c2} soit égale à 25% de E . Déterminer la valeur de L_2 permettant de réaliser l'accord à 100 Hz.

Lors d'une phase de freinage récupératif, la puissance maximale à la jante par essieu est de 1100 kW.

Le rendement du moteur et de la transmission mécanique sont respectivement $\eta_M = 0,95$ et $\eta_T = 0,97$

Q3.13 : Calculer la puissance active restituée par le PMCF sur le secondaire du transformateur. En déduire I_{ef} .

Q3.14 : Représenter qualitativement sur un diagramme vectoriel, \underline{V}_{ef} , \underline{I}_{ef} , $m \cdot \underline{V}_{cat}$ ainsi que la tension aux bornes de l'inductance L_s .

Q3.15 : A partir de ce diagramme vectoriel, calculer la profondeur de modulation m_a et le déphasage φ entre v_{ef} et v_{cat} .

Analyse des formes d'ondes instantanées à l'échelle d'une période de découpage.

Les grandeurs alternatives sinusoïdales à la fréquence fondamentale de 50 Hz sont supposées constantes à l'échelle d'une période de découpage.

Calcul de l'ondulation du courant d'entrée Δi_e

Pour effectuer ce calcul, on prend les hypothèses suivantes :

- La tension du bus continu est supposée constante : $E = 1800 \text{ V}$.
- $V_{emoy} = m \cdot V_{cat}$

Q3.16 : Les documents réponse **DR8** et **DR9** présentent, à l'échelle d'une période de commutation, les formes d'ondes de $v_1(t)$ et $v_2(t)$, respectivement pour un rapport cyclique $\alpha < 0,5$ et $\alpha > 0,5$. Tracer sur ces documents réponse les formes d'ondes de $v_e(t)$ et $i_e(t)$.

Q3.17 : Etablir pour $0 < \alpha < 0,5$ et $0,5 < \alpha < 1$, l'expression de l'ondulation crête à crête du courant d'entrée Δi_e à la fréquence $2.f_c$. Pour quelles valeurs de α cette ondulation de courant est elle maximale ? Tracer l'évolution de Δi_e pour $0 < \alpha < 1$. Calculer l'ondulation de courant maximale pour $f_c = 550 \text{ Hz}$.

Calcul de l'ondulation de la tension du bus continu Δu_{DC}

Pour effectuer ce calcul, on prend les hypothèses suivantes :

- Le courant d'entrée est supposé constant.
- Le filtre L_2 - C_2 a une impédance infinie à la fréquence de découpage.

Q3.18 : Le document réponse **DR10** présente, à l'échelle d'une période de commutation, les séquences de conduction des interrupteurs, pour un rapport cyclique $\alpha < 0,5$ avec $i_e = - \hat{I}_e = - 1768 \text{ A}$. Tracer sur ce document réponse les formes d'ondes de $i_s(t)$, $i_{c1}(t)$ et $u_{DC}(t)$

Q3.19 : Le document réponse **DR11** présente, à l'échelle d'une période de commutation, les séquences de conduction des interrupteurs, pour un rapport cyclique $\alpha > 0,5$ avec $i_e = + \hat{I}_e = + 1768 \text{ A}$. Tracer sur ce document réponse les formes d'ondes de $i_s(t)$, $i_{c1}(t)$ et $u_{DC}(t)$.

Q3.20 : Etablir pour $0 < \alpha < 0,5$ et $0,5 < \alpha < 1$, l'expression de l'ondulation crête à crête de la tension du bus continu Δu_{DC} à la fréquence $2.f_c$. Pour quelles valeurs de α cette ondulation de tension est elle maximale ? Pour $f_c = 550 \text{ Hz}$, calculer C_1 pour que l'ondulation de tension maximale Δu_{DCmax} soit égale à 5% de E .

Etude de l'entrelacement des PMCF sur une rame POS.

Cette étude est réalisée à l'échelle d'une période de découpage en supposant que le rapport cyclique de la commande des cellules est constant. La figure 3.3 présente les formes d'ondes des tensions v_1 et v_2 .

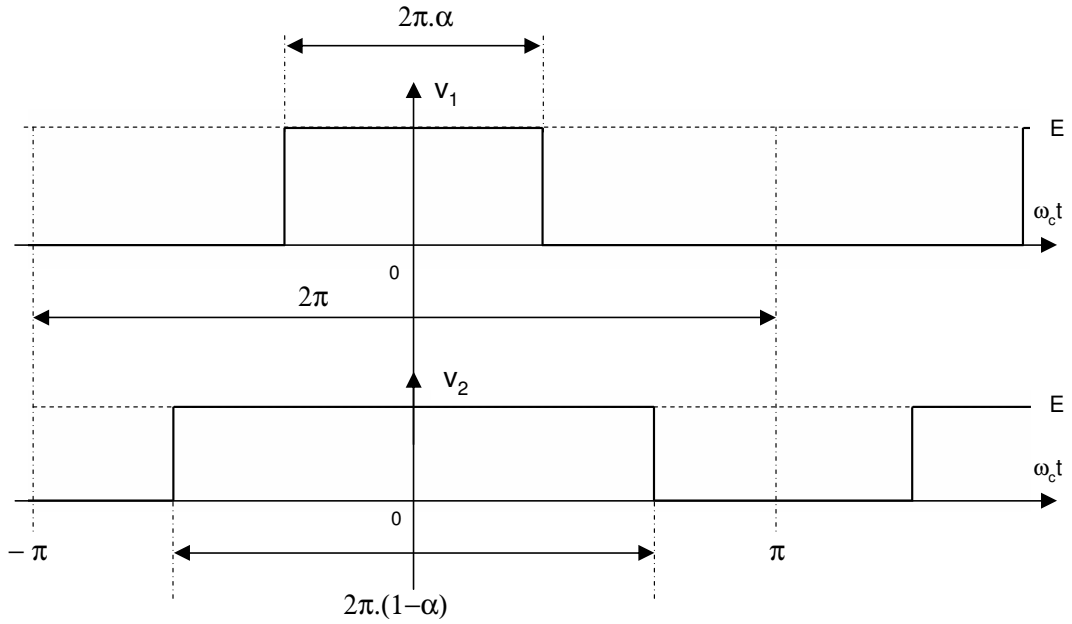


Figure 3.3 : Tensions délivrées par les deux cellules d'un PMCF.

Q3.21 : Etablir la décomposition spectrale des tensions v_1 et v_2 . (On posera $\theta_c = \omega_c.t$)

Q3.22 : Montrer que la tension d'entrée d'un PMCF v_e peut s'exprimer de la façon suivante :

$$v_e = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_{2k} \cdot \cos(2.k.\omega_c.t).$$

Etablir en fonction de α , l'expression des coefficients A_0 et A_{2k} .

On considère maintenant le circuit de la figure 3.4, représentant la mise en parallèle sur la caténaire des 2 groupes de 4 PMCF d'une rame POS.

Pour les transformateurs, on suppose qu'il n'y a pas de flux de fuite sur le bobinage primaire et on ne considère que l'inductance de fuite des bobinages secondaires. Les pertes cuivre et les pertes fer sont négligées, l'inductance magnétisante est supposée infinie.

Ainsi :

$$i_{motr1} = m.(i_{e1} + i_{e2} + i_{e3} + i_{e4}) \text{ et } i_{motr2} = m.(i_{e5} + i_{e6} + i_{e7} + i_{e8})$$

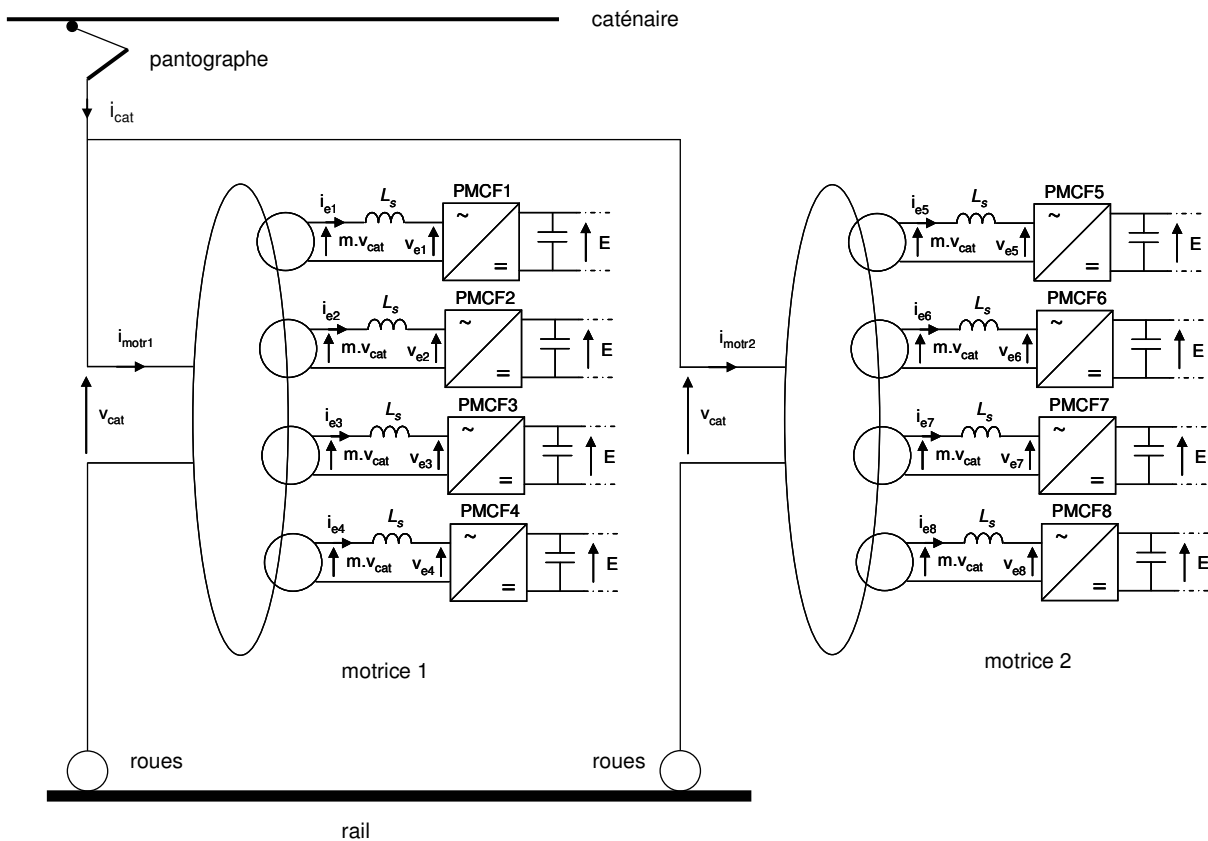


Figure 3-4 : Association des PMCF des chaînes de traction d'une rame POS.

Le schéma équivalent, ramené côté caténaire, du circuit de la figure 3-4 est le suivant :

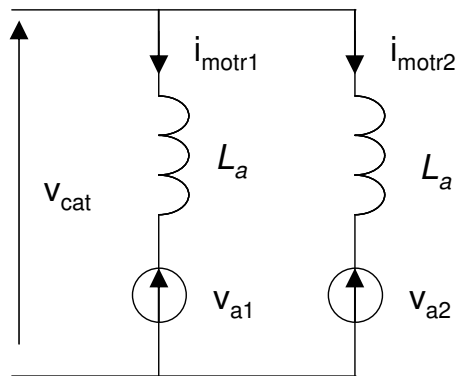


Figure 3-5 : Association des PMCF des chaînes de traction.
Schéma équivalent ramené côté caténaire.

Q3.23 : Etablir l'expression de L_a en fonction de m et L_s .

Q3.24 : Etablir les expressions de v_{a1} et v_{a2} en fonction de m et des tensions d'entrée des PMCF.

Sur la base du circuit de la figure 3-5, on s'intéresse uniquement aux harmoniques à des fréquences multiples de la fréquence de découpage. La caténaire est considérée comme une source de tension sinusoïdale parfaite de pulsation ω .

Afin de réduire côté caténaire les harmoniques de courant, les commandes des PMCF sont entrelacées. Les composantes harmoniques, de pulsation $2.k.\omega_c$, des tensions à l'entrée des PMCF sont données dans le tableau ci-dessous :

Premier groupe de PMCF (motrice 1)	Deuxième groupe de PMCF (motrice 2)
$v_{e1_h} = \sum_{k=1}^{\infty} A_{2k} \cdot \cos(2.k.\omega_c.t)$	$v_{e5_h} = \sum_{k=1}^{\infty} A_{2k} \cdot \cos\left(2.k.(\omega_c.t - \frac{\pi}{8})\right)$
$v_{e2_h} = \sum_{k=1}^{\infty} A_{2k} \cdot \cos\left(2.k.(\omega_c.t - \frac{\pi}{4})\right)$	$v_{e6_h} = \sum_{k=1}^{\infty} A_{2k} \cdot \cos\left(2.k.(\omega_c.t - \frac{3.\pi}{8})\right)$
$v_{e3_h} = \sum_{k=1}^{\infty} A_{2k} \cdot \cos\left(2.k.(\omega_c.t - \frac{\pi}{2})\right)$	$v_{e7_h} = \sum_{k=1}^{\infty} A_{2k} \cdot \cos\left(2.k.(\omega_c.t - \frac{5.\pi}{8})\right)$
$v_{e4_h} = \sum_{k=1}^{\infty} A_{2k} \cdot \cos\left(2.k.(\omega_c.t - \frac{3.\pi}{4})\right)$	$v_{e8_h} = \sum_{k=1}^{\infty} A_{2k} \cdot \cos\left(2.k.(\omega_c.t - \frac{7.\pi}{8})\right)$

Tableau 3-1 : composantes hautes fréquences des tensions d'entrée des PMCF.

Q3-25 : Sur les documents réponse **DR12 et DR13**, tracer pour k de 1 à 8 et pour chaque groupe de PMCF, les systèmes de vecteurs à la pulsation $2.k.\omega_c$, représentatif des tensions v_{ei_2k} .

Q3-26 : Compte tenu des tracés des systèmes de vecteurs, indiquer pour quelles valeurs de k les composantes harmoniques des tensions v_{a1} et v_{a2} sont non nulles. Etablir en fonction de m, E et α , l'expression de leurs amplitudes.

Q3-27 : Pour les valeurs de k déterminées à la question précédente, établir en fonction de m, E, α et L_s , l'expression de l'amplitude des harmoniques de courants absorbés par chacune des motrices.

Q3-28 : Compte tenu du déphasage entre les systèmes de tension des deux groupes de PMCF, quelle sera la fréquence du premier harmonique de courant absorbé sur la caténaire ? Calculer son amplitude crête maximale. ($L_s = 1,12$ mH et $f_c = 550$ Hz).

B4. Étude thermique des modules PALIX.

Cette partie concerne l'étude thermique des modules PALIX utilisés pour la réalisation des convertisseurs de la chaîne de traction (PMCF et Onduleur de Traction).

Les modules de puissance font partie de la gamme « PALIX » et sont identiques à ceux qui équipent certaines locomotives électriques et Diesel récentes construites par ALSTOM. Leur technologie est largement répandue et éprouvée. Ces modules sont constitués à partir d'une plaque métallique sur laquelle sont disposés les IGBT de calibre 3300V 1200 A en boîtier standard européen type E2 (Voir Figure 4.1).

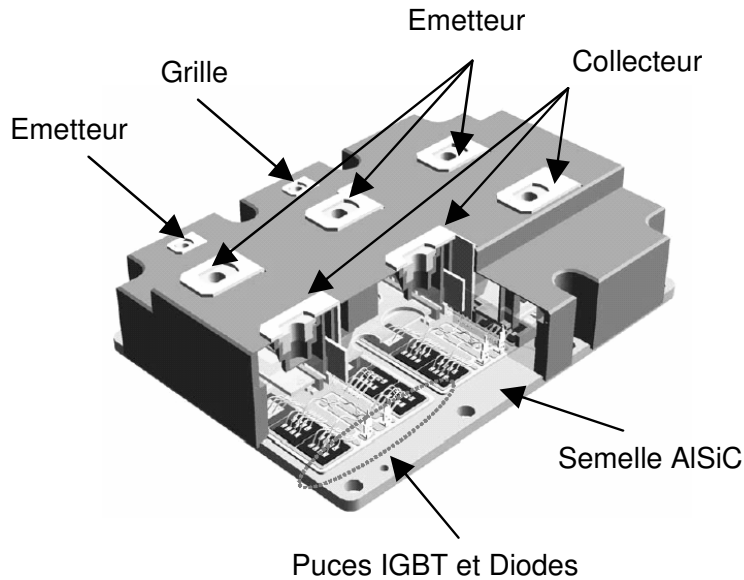


Figure 4.1 : IGBT 3300 V / 1200 A en boîtier E2.

Dans un module PALIX, la connexion entre chaque composant et les condensateurs de filtrage est assurée par des « bus-bars » faiblement inductifs qui limitent la surtension à chaque commutation. Ce type de module est configurable en une fonction PMCF, onduleur, ou hacheur par exemple en jouant simplement sur le nombre d'IGBT et sur le choix du « bus-bar » pour réaliser les connexions utiles.

Le module présenté à la figure 4.2 est l'onduleur triphasé complet, associé à un essieu, capable d'alimenter le moteur de traction de 1200kW.

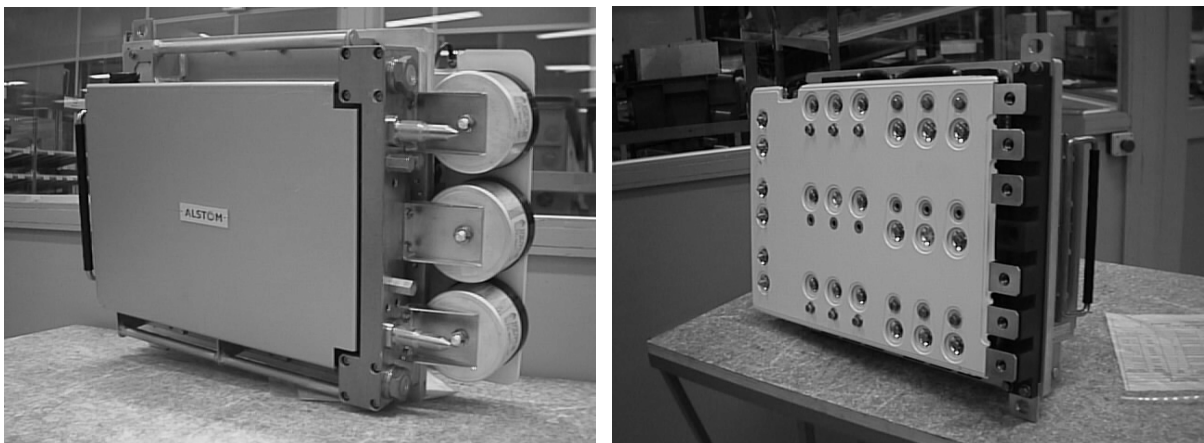


Figure 4.2 : Vues d'un module de type « PALIX », à gauche, vue côté connexions au circuit d'eau, à droite, vue côté « bus bar » (Document Alstom).

Chaque plaque métallique peut recevoir jusqu'à six modules IGBT et est constituée d'un serpentin parcouru par un liquide caloporteur à base d'eau glycolée qui assure le refroidissement des composants de puissance.

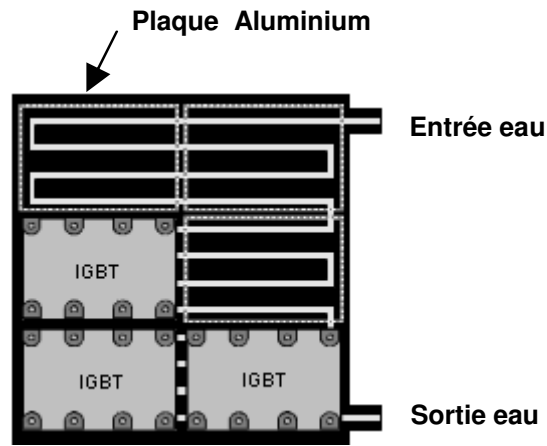


Figure 4.3 : principe de refroidissement des modules IGBT
Détail de la plaque froide. (Document Alstom)

Le circuit de refroidissement spécifique à chaque bloc moteur comprend un vase d'expansion, une pompe qui assure la circulation de l'eau avec un débit de l'ordre de $5\text{m}^3/\text{h}$, un échangeur air-eau ventilé, et enfin les modules de puissance à refroidir.

Détermination des pertes dans une cellule de commutation de type onduleur de tension MLI.

Dans cette partie, pour la commande en Modulation de Largeur d'Impulsion à fréquence fixe, les notations sont les suivantes :

f_c : fréquence de commutation des interrupteurs.

ω_c : pulsation de commutation des interrupteurs. ($\omega_c = 2\pi \cdot f_c$).

T_c : période de commutation des interrupteurs. ($T_c = \frac{1}{f_c}$).

f : fréquence du signal modulant.

ω : pulsation du signal modulant. ($\omega = 2\pi \cdot f$).

T : période du signal modulant. ($T = \frac{1}{f}$).

La figure 4.4 présente une cellule de commutation où les interrupteurs K1 et K2 sont constitués par des modules IGBT de puissance (Transistor et Diode).

Les transistors T1 et T2 sont commandés de manière complémentaire, on note α , le rapport cyclique de la commande du transistor T1.

Le rapport cyclique est modulé sinusoïdalement en basse fréquence : $\alpha = \frac{1}{2}(1 + m_a \cdot \sin \omega t)$.

m_a est la profondeur de modulation du rapport cyclique ($0 < m_a < 1$).

La tension d'entrée de la cellule E est supposée constante. ($E = 1800\text{ V}$).

Le courant de sortie de la cellule est supposé sinusoïdal et déphasé par rapport au signal modulant :

$$i_s(t) = \hat{i}_s \cdot \sin(\omega t - \varphi)$$

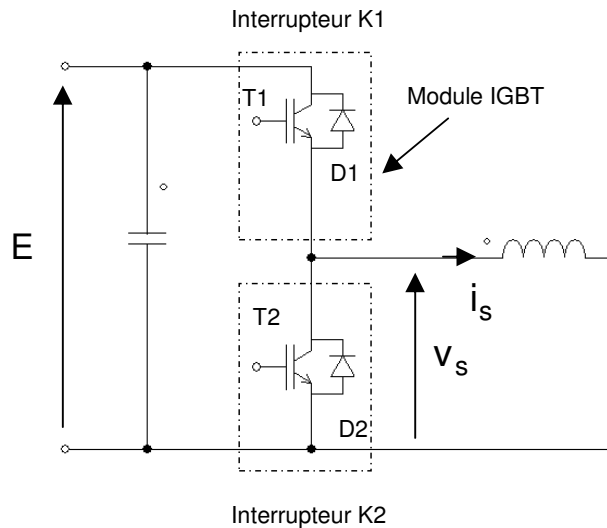


Figure 4.4 : Cellule de commutation constituée de 2 modules IGBT.

Pour établir l'expression des pertes dans les diodes et les transistors, on considère que la fréquence de commutation des interrupteurs est très grande devant la fréquence du signal modulant ($f_c \gg f$). Ainsi, à l'échelle d'une période de commutation, on peut considérer α et i_s comme constant.

Pour permettre le calcul des pertes en conduction et en commutation dans les interrupteurs, le fabricant des modules IGBT 3300 V / 1200 A donne les paramètres suivants :

Transistor :

Caractéristique statique à l'état passant : $V_{T0} = 1,4 \text{ V}$; $r_T = 2,2 \text{ m}\Omega$.

Energie en commutation (amorçage + blocage), pour $E = 1800 \text{ V}$, exprimée en Joules et en fonction du courant commuté i exprimé en Ampères:

$$E_{sw} = a_{sw} \cdot i^2 + b_{sw} \cdot i + c_{sw} \text{ avec } a_{sw} = 357 \cdot 10^{-9}, b_{sw} = 2,4 \cdot 10^{-3} \text{ et } c_{sw} = 457 \cdot 10^{-3}.$$

Diode :

Caractéristique statique à l'état passant : $V_{D0} = 0,83 \text{ V}$; $r_D = 1,46 \text{ m}\Omega$.

Energie en commutation (recouvrement), pour $E = 1800 \text{ V}$, exprimée en Joules et en fonction du courant commuté i exprimé en Ampères :

$$E_{rec} = a_{rec} \cdot i^2 + b_{rec} \cdot i + c_{rec} \text{ avec } a_{rec} = -3,45 \cdot 10^{-7}, b_{rec} = 1,45 \cdot 10^{-3} \text{ et } c_{rec} = 285 \cdot 10^{-3}.$$

Expression des pertes dans les composants à l'échelle d'une période de commutation.

On suppose que $i_s(t) > 0$ et constant à l'échelle d'une période de commutation ; $i_s = + i$.

Q4.1 : Etablir pour T1 et D2, en fonction de α et i , l'expression du courant moyen et efficace à l'échelle d'une période de commutation.

Q4.2 : A partir des paramètres correspondant aux caractéristiques à l'état passant, établir pour T1 et D2, l'expression des pertes en conduction à l'échelle d'une période de commutation.

Q4.3 : Donner pour T1 et D2, en fonction de i , l'expression des pertes en commutation à l'échelle d'une période de commutation.

Expression des pertes dans les composants à l'échelle d'une période du signal modulant.

Sur une période basse fréquence, le rapport cyclique est modulé et le courant i_s évolue sinusoïdalement. Lorsque i_s est positif, T1 et D2 dissipent de l'énergie, lorsque i_s est négatif D1 et T2 dissipent de l'énergie. Pour effectuer les calculs des questions 4.4 à 4.7, on posera $\theta = \omega.t$ et on justifiera le choix de l'intervalle d'intégration.

On rappelle les résultats mathématiques suivants :

$$\int_{\varphi}^{\pi+\varphi} \sin\theta \cdot \sin(\theta - \varphi) \cdot d\theta = \frac{\pi}{2} \cdot \cos\varphi ; \int_{\varphi}^{\pi+\varphi} \sin^2(\theta - \varphi) \cdot d\theta = \frac{\pi}{2}$$

$$\int_{\varphi}^{\pi+\varphi} \sin\theta \cdot \sin^2(\theta - \varphi) \cdot d\theta = \frac{4}{3} \cdot \cos\varphi ; \int_{\varphi}^{\pi+\varphi} \sin(\theta - \varphi) \cdot d\theta = 2$$

Q4.4 : Etablir pour T1, en fonction de m_a , \hat{I}_s , φ et des paramètres des caractéristiques à l'état passant, l'expression des pertes en conduction à l'échelle d'une période basse fréquence.

Q4.5 : Etablir pour D2, en fonction de m_a , \hat{I}_s , φ et des paramètres des caractéristiques à l'état passant, l'expression des pertes en conduction à l'échelle d'une période basse fréquence.

Q4.6 : Etablir pour T1, en fonction de \hat{I}_s et des paramètres de l'énergie dissipée en commutation, l'expression des pertes en commutation à l'échelle d'une période basse fréquence.

Q4.7 : Etablir pour D2, en fonction de \hat{I}_s et des paramètres de l'énergie dissipée au recouvrement, l'expression des pertes en commutation à l'échelle d'une période basse fréquence.

Le schéma thermique nodal d'un module IGBT et d'une plaque de refroidissement d'un module PALIX est donné à la figure ci après. La température de l'eau de refroidissement est de 70 °C.

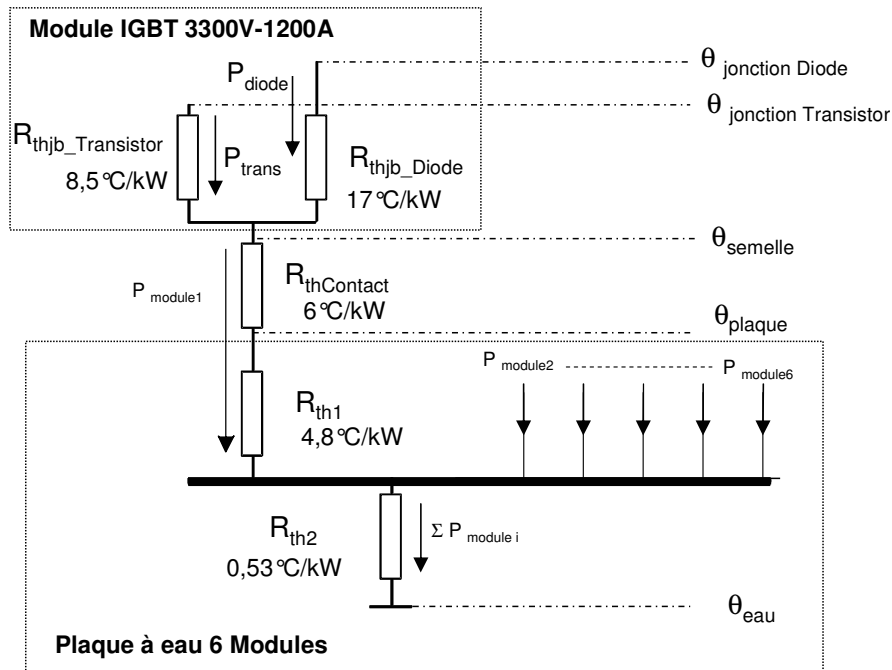


Figure 4.5 : Modèle Thermique d'un module IGBT 3300V / 1200 A et d'une plaque de refroidissement d'un module PALIX.

Étude thermique d'un module PALIX onduleur de traction.

Conformément à la figure 4.6, l'onduleur alimentant le moteur asynchrone triphasé de traction est constitué de trois cellules de commutation. Il utilise six modules IGBT qui sont montés sur la même plaque de refroidissement (voir figure 4.3).

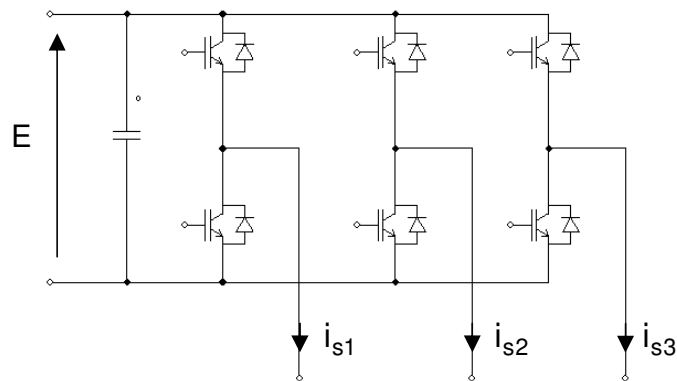


Figure 4.6 : Schéma structurel d'un onduleur de traction.

Les calculs sont effectués pour le point de fonctionnement suivant :

Fréquence de commutation : $f_c = 550$ Hz

Courant crête en sortie de la cellule de commutation : $\hat{I}_s = 850$ A.

Déphasage du courant: $\varphi = 28,3^\circ$; $\cos \varphi = 0,88$.

Profondeur de modulation : $m_a = 0,9$.

Q4.8 : Calculer, pour un module IGBT, les pertes en conduction, les pertes en commutation puis les pertes totales dans le transistor.

Q4.9 : Calculer, pour un module IGBT, les pertes en conduction, les pertes en commutation puis les pertes totales dans la diode.

Q4.10 : A partir du modèle thermique de la figure 4.5, calculer la température de la semelle d'un module IGBT. ($\theta_{\text{eau}} = 70$ °C)

Q4.11 : Calculer les températures de jonction du transistor et de la diode.

Étude thermique d'un module PALIX PMCF.

Conformément à la figure 4.7, un bras de PMCF utilise deux cellules de commutation directement connectées en parallèle. Celles-ci se partagent équitablement le courant. Le bras de PMCF comprend donc quatre modules IGBT qui sont montés sur une plaque de refroidissement (deux emplacements ne sont pas utilisés).

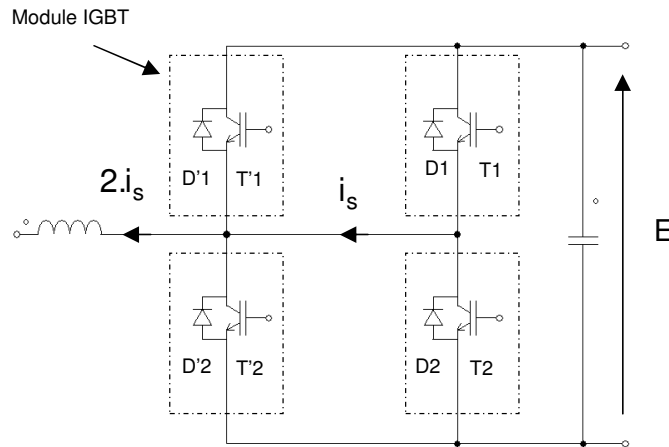


Figure 4.7 : Schéma structurel d'un Bras de PMCF.

Les calculs ont été effectués pour le point de fonctionnement à puissance maximale ($V=320$ km/h) :

Fréquence de commutation : $f_c = 550$ Hz

Courant crête en sortie d'une cellule de commutation : $\hat{i}_s = 884$ A.

Déphasage du courant : $\varphi = 157^\circ$; $\cos \varphi = -0,92$.

Profondeur de modulation : $m_a = 0,86$.

Pertes en conduction dans le transistor : $P_{cond_T} = 145$ W

Pertes en commutation dans le transistor : $P_{com_T} = 535$ W

Pertes en conduction dans la diode : $P_{cond_D} = 430$ W

Pertes en commutation dans la diode : $P_{com_D} = 265$ W.

Q4.12 : Expliquer qualitativement pourquoi, dans le fonctionnement du PMCF en mode redresseur, les pertes en conduction dans les diodes sont plus élevées que dans le transistor.

Q4.13 : A partir du modèle thermique de la figure 4.5, calculer la température de la semelle d'un module IGBT. ($\theta_{eau} = 70$ °C)

Q4.14 : Calculer les températures de jonction du transistor et de la diode.

DR1. Caractéristique de traction Effort - Vitesse

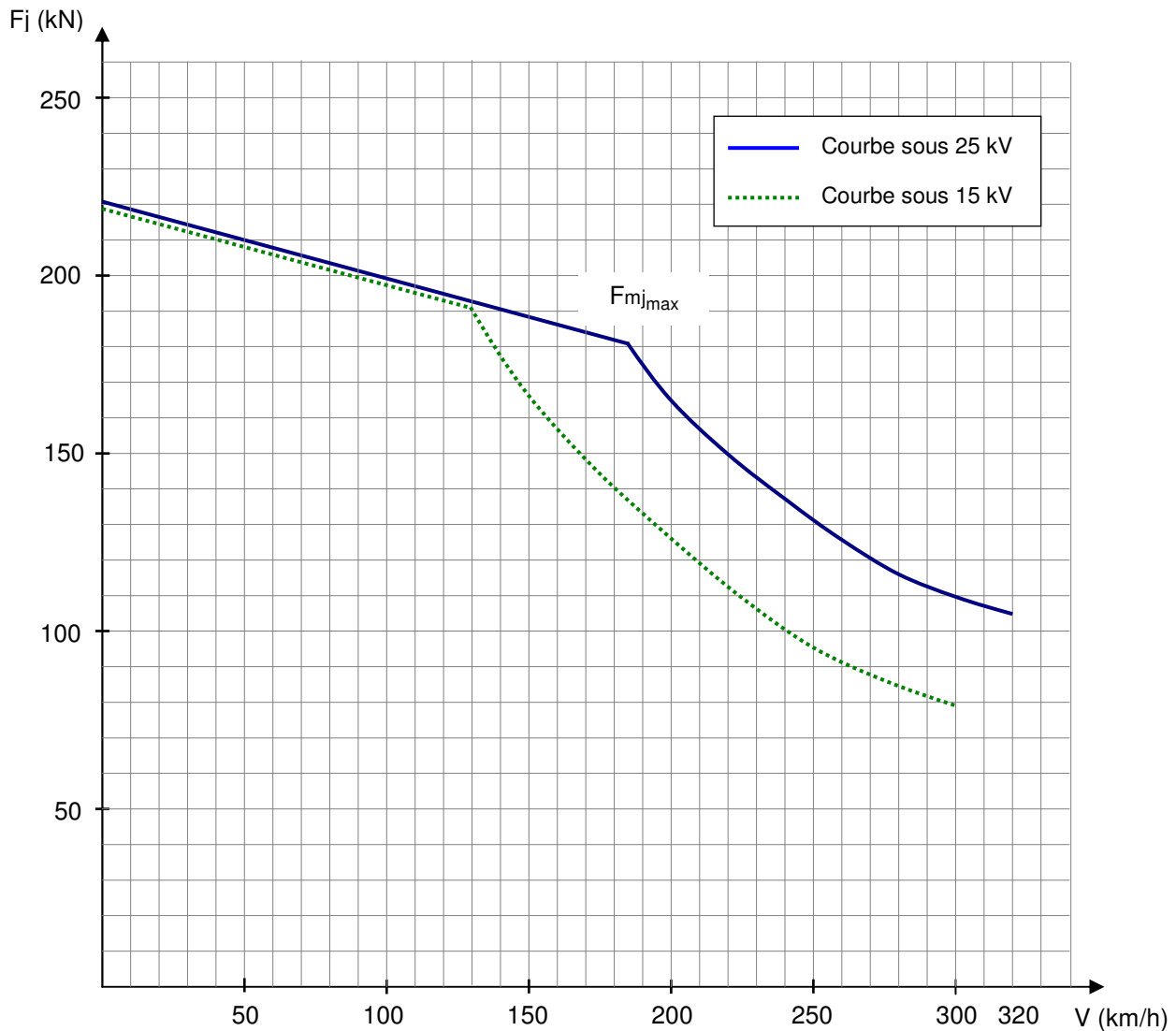
Q1.2 : Résistance à l'avancement (tableau 1)

V (km/h)	0	50	100	200	300	320
F _a (kN)						

Q1.3 : Effort résistant à la jante pour une rampe de 35 ‰ de déclivité (tableau 2)

V (km/h)	0	50	100	200	300	320
F _{rj} (kN)						

Q1.4 : Caractéristique Effort - Vitesse



DR2. Équipement électrique d'une motrice

Q2.1 : Fonctionnement de l'appareillage

ON = fermé ; OFF = ouvert

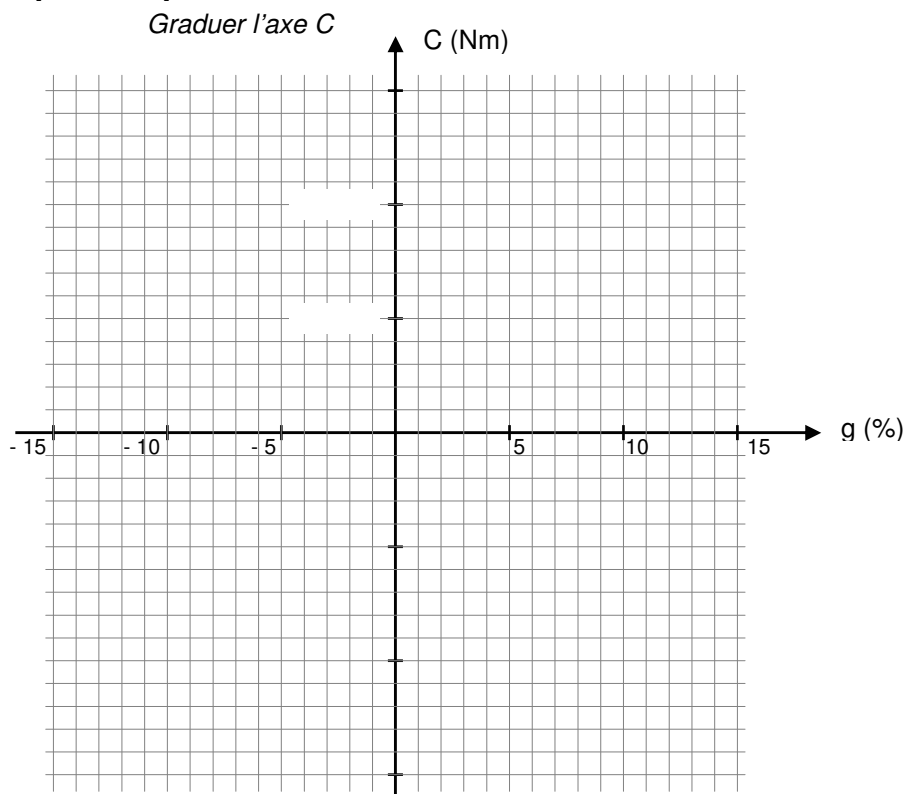
Appareil		Q1	Q2	KM1	KM2	KM3	KM4
Réseau	25kV–50 Hz						
	15kV–16,7 Hz						
	1500V–CC						

Q2.2 : Caractéristiques électriques

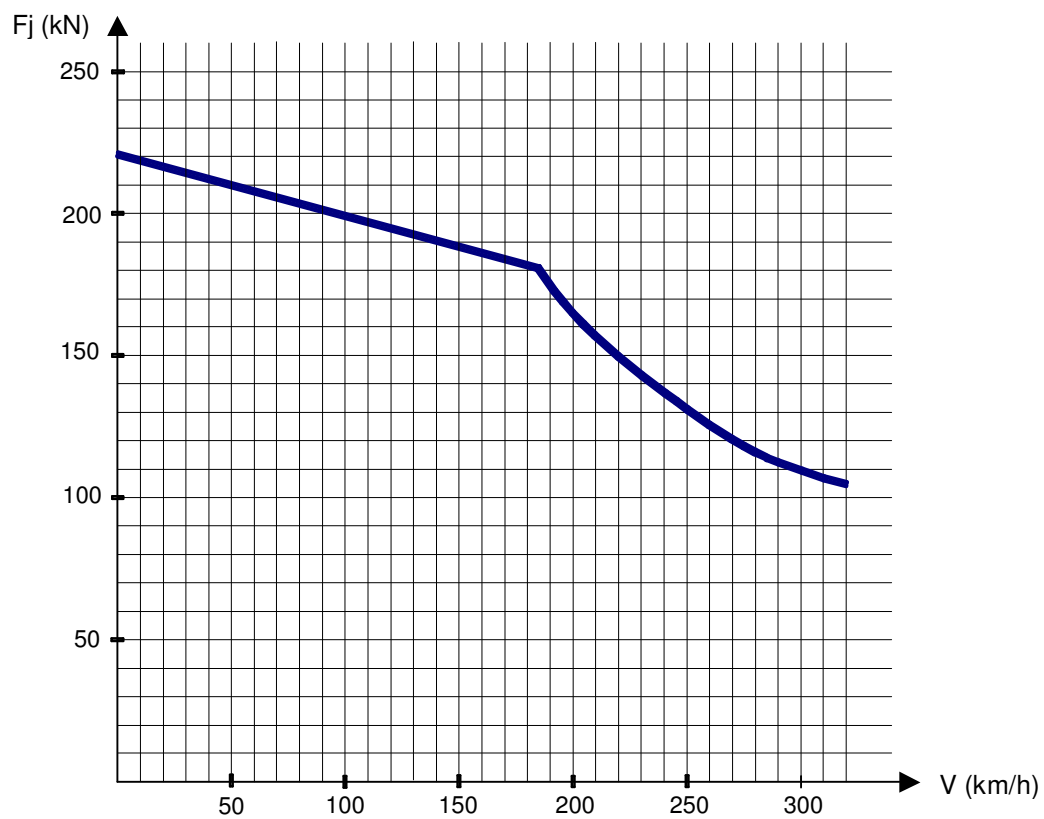
Tension caténaire		25 kV / 50 Hz
<i>Moteur</i>		
P_u (kW)	Puissance fournie, à vitesse max	1200
η_m	Rendement	0,95
$\cos \varphi_m$	Facteur de puissance	0,88
U_m (V)	Tension entre phases	1390
I_m (A)	Courant absorbé	
<i>Onduleur</i>		
η_o	Rendement	0,99
<i>Bus continu</i>		
U_{DC} (V)	Tension continue	1800
$\langle I_{DC} \rangle$ (A)	Courant continu	
<i>Redresseur</i>		
η_r	Rendement	0,98
$\cos \varphi_r$	Facteur de puissance	1
<i>Transformateur</i>		
V_e (V)	Tension secondaire assignée	1000 V
I_e (A)	Courant secondaire	

DR3. Graphes pour le point de fonctionnement nominal d'un moteur

Q2.11 : Graphe Couple - Glissement



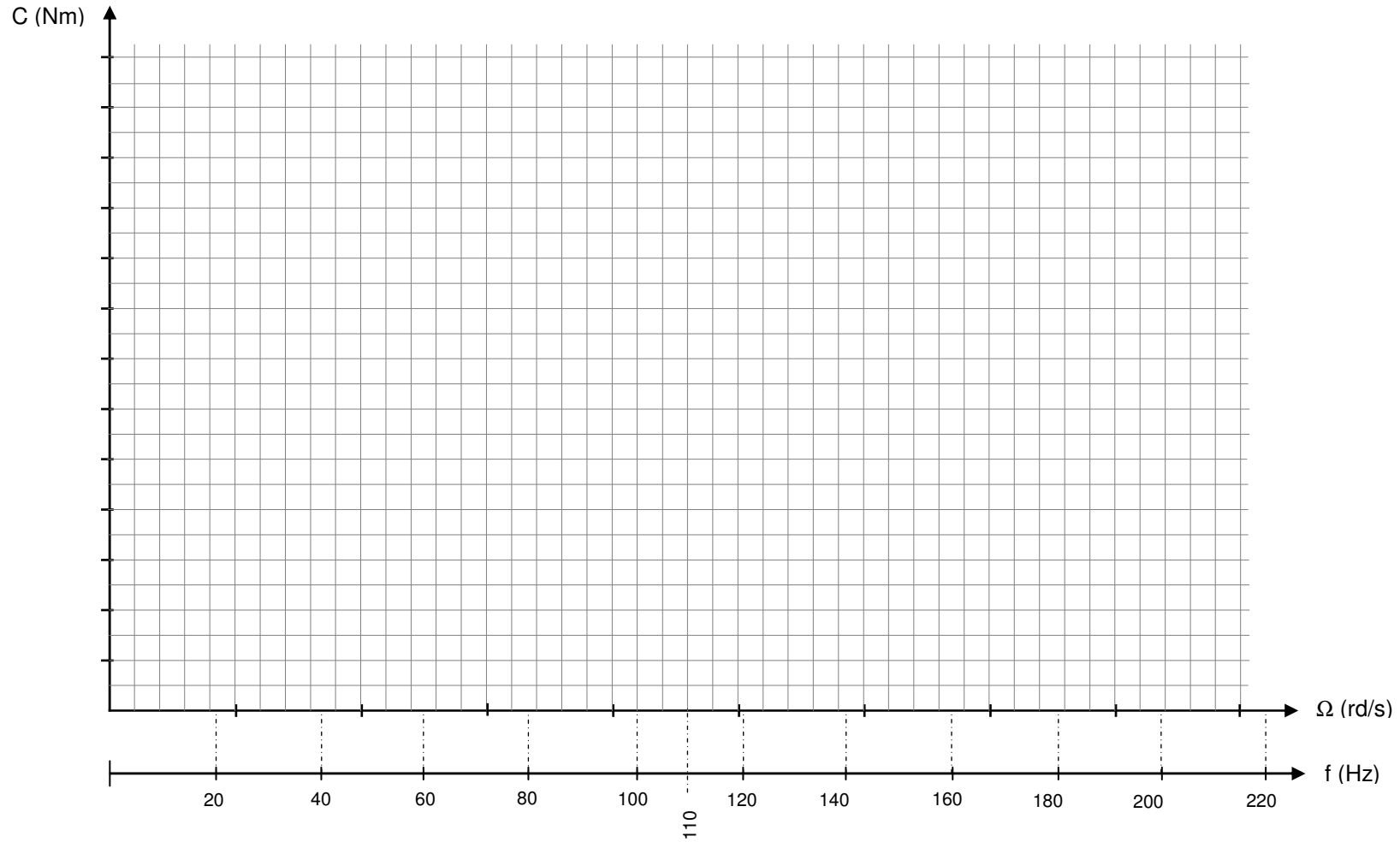
Q2.12 : Point de fonctionnement sur la caractéristique de traction



DR4. Caractéristiques Couple - Vitesse, à fréquence variable

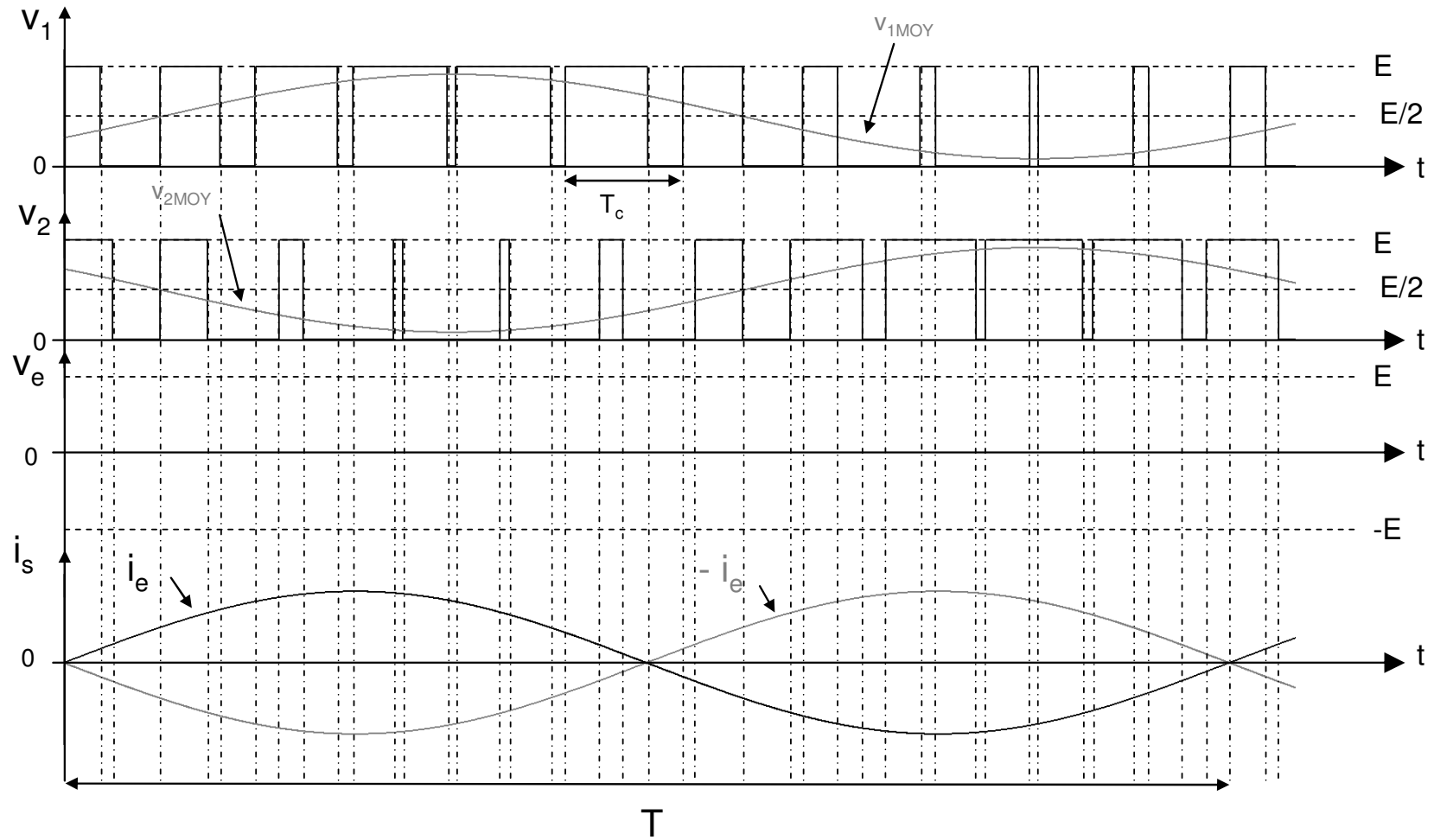
Q2.13 à Q2.16

Grader les axes C et Ω



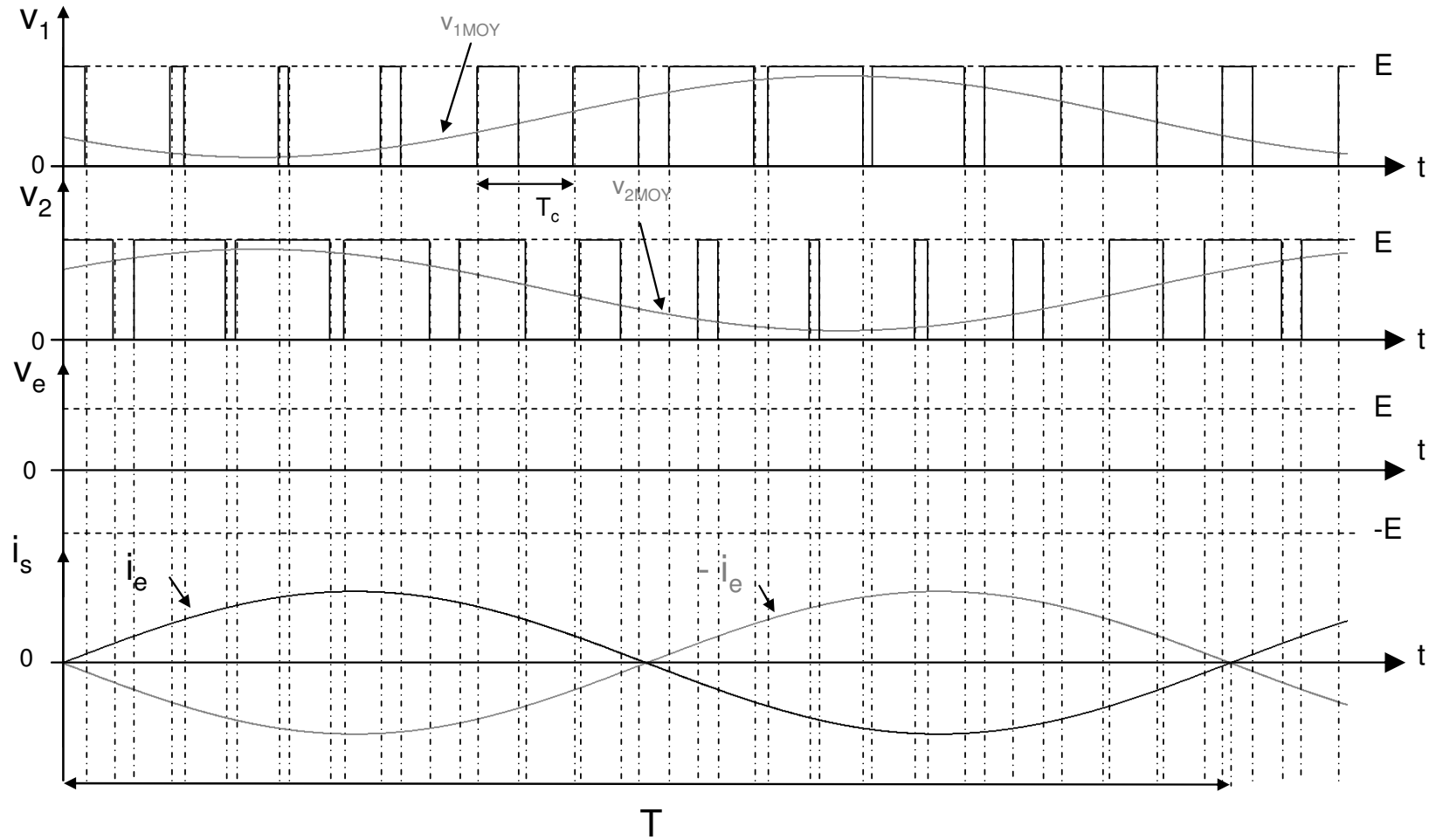
DR5. PMCF – Formes d'ondes idéales pour $\psi = 30^\circ$

Q3.3



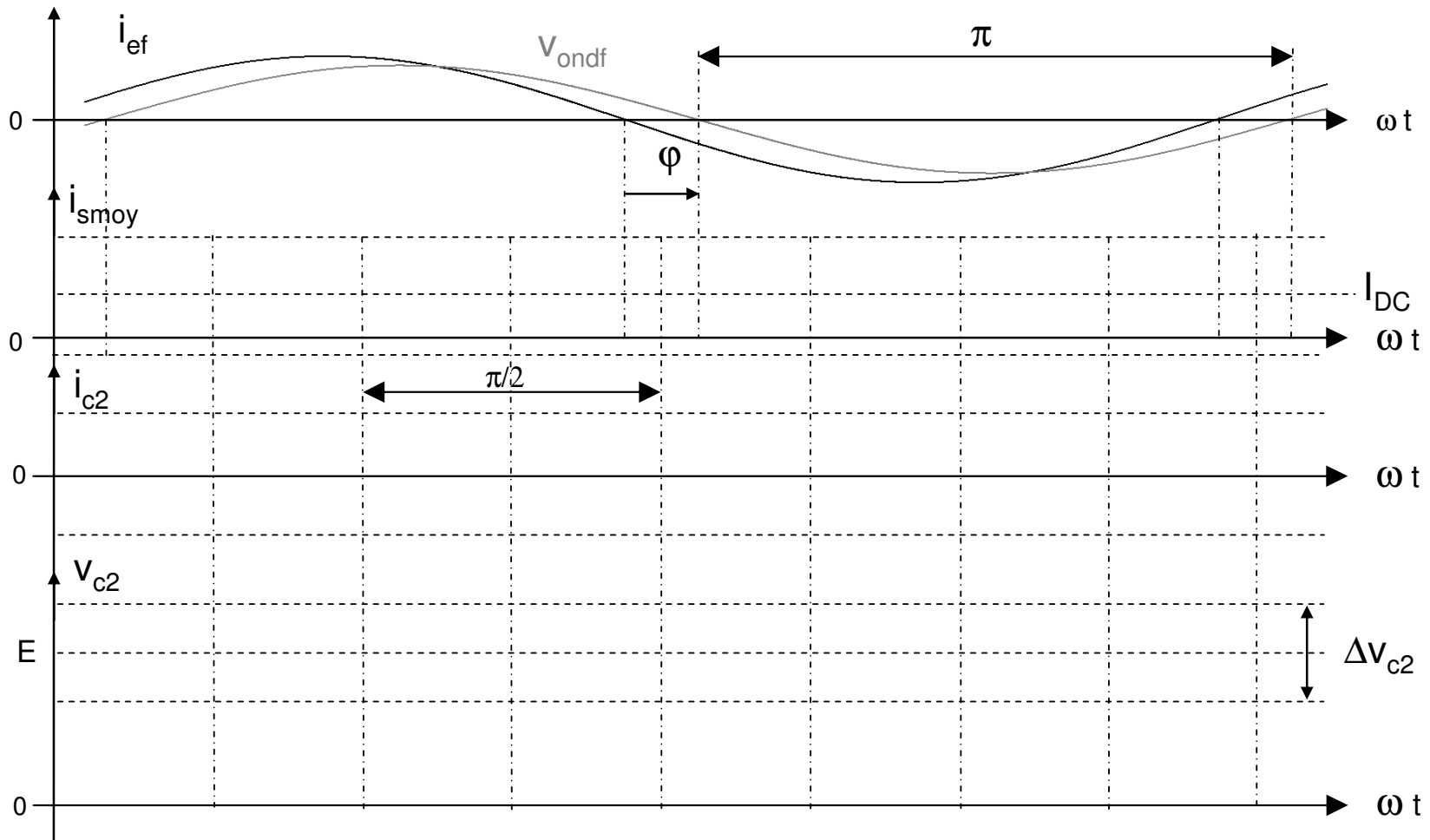
DR6. PMCF – Formes d'ondes idéales pour $\psi = 150^\circ$

Q3.3

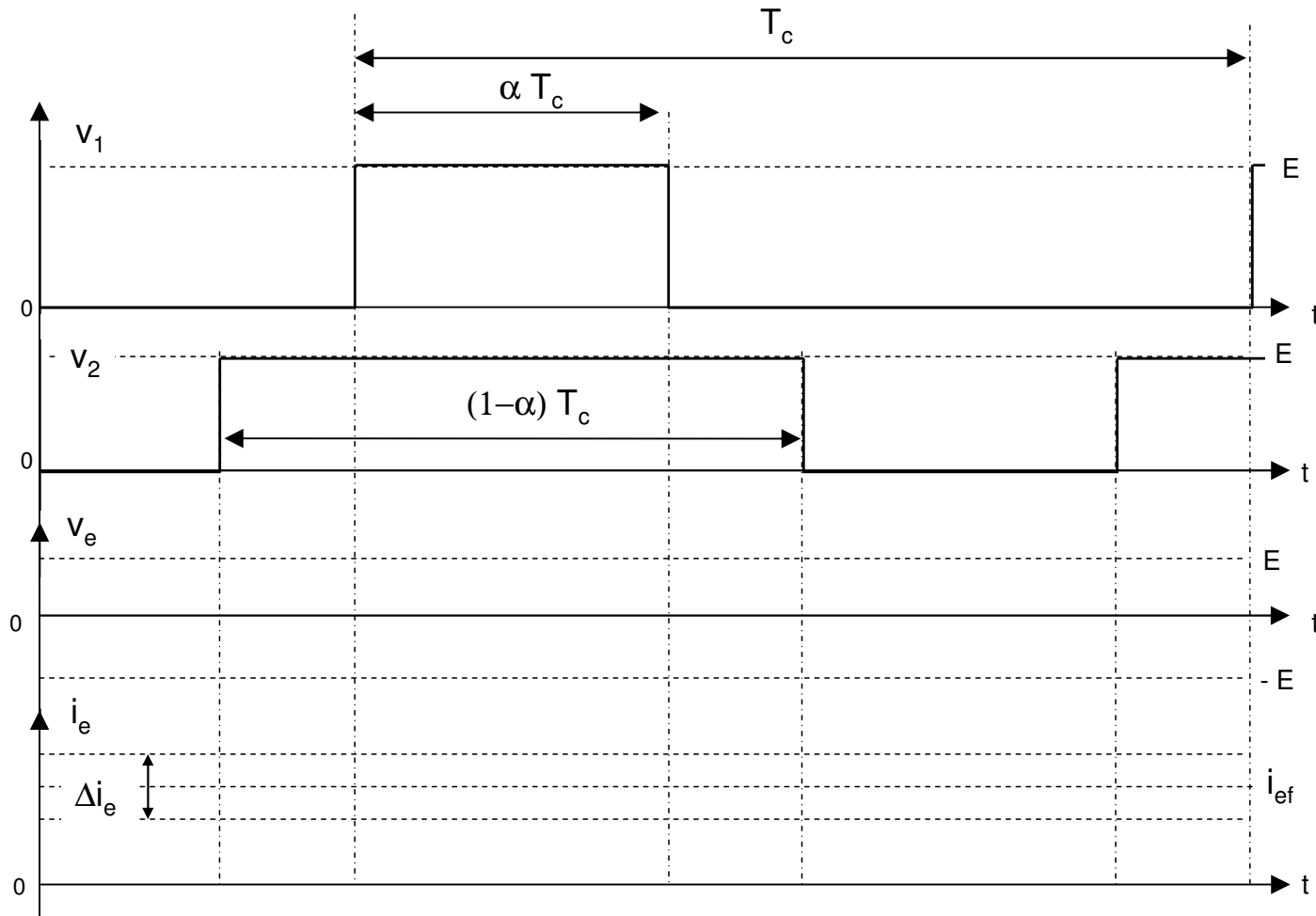


DR7. PMCF – Tracé des formes d'ondes à la fréquence fondamentale

Q3.11



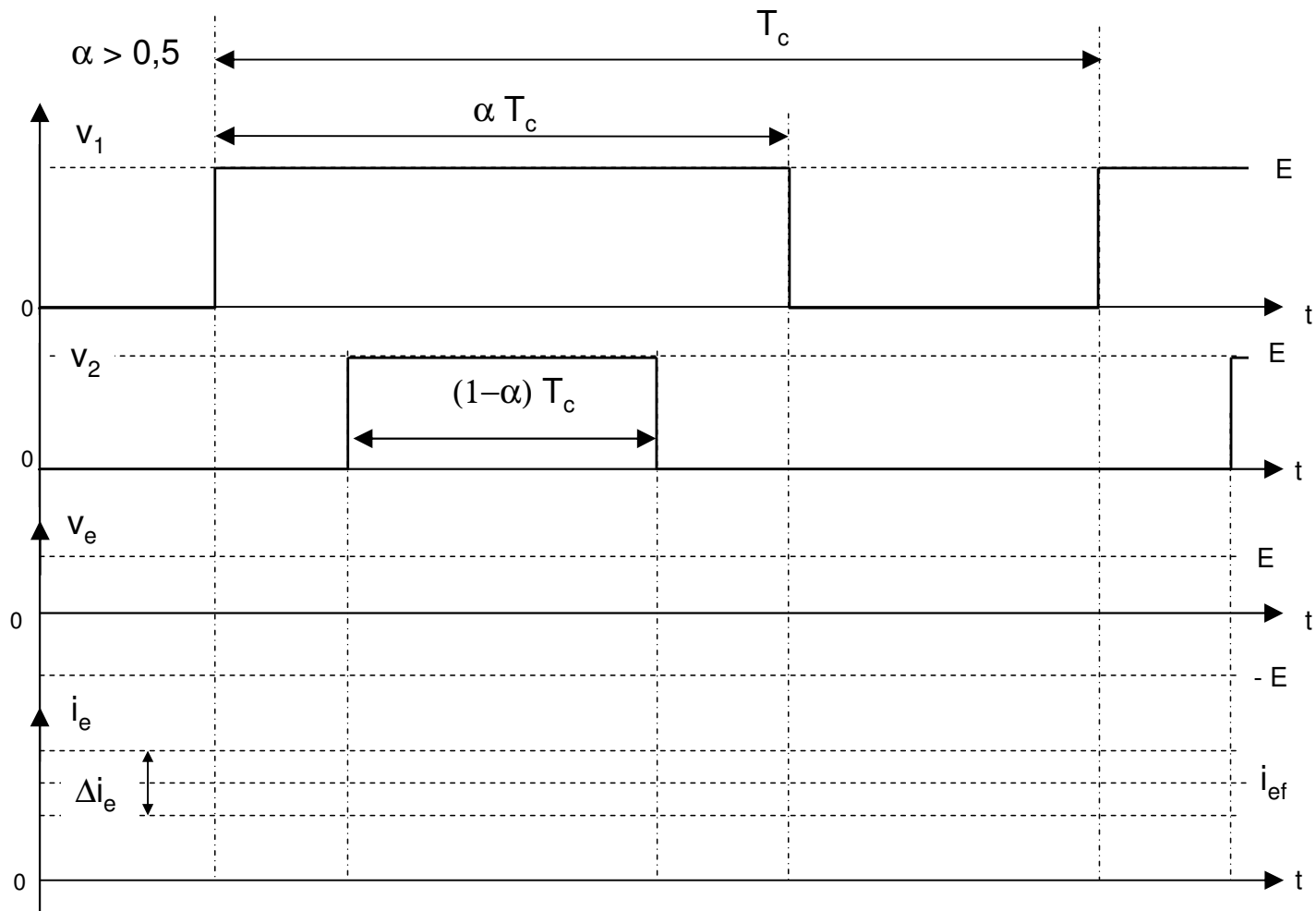
DR8. PMCF – Tracé des formes d’ondes à la fréquence de découpage
Ondulation du courant d’entrée pour $\alpha < 0,5$



DR9. PMCF – Tracé des formes d'ondes à la fréquence de découpage

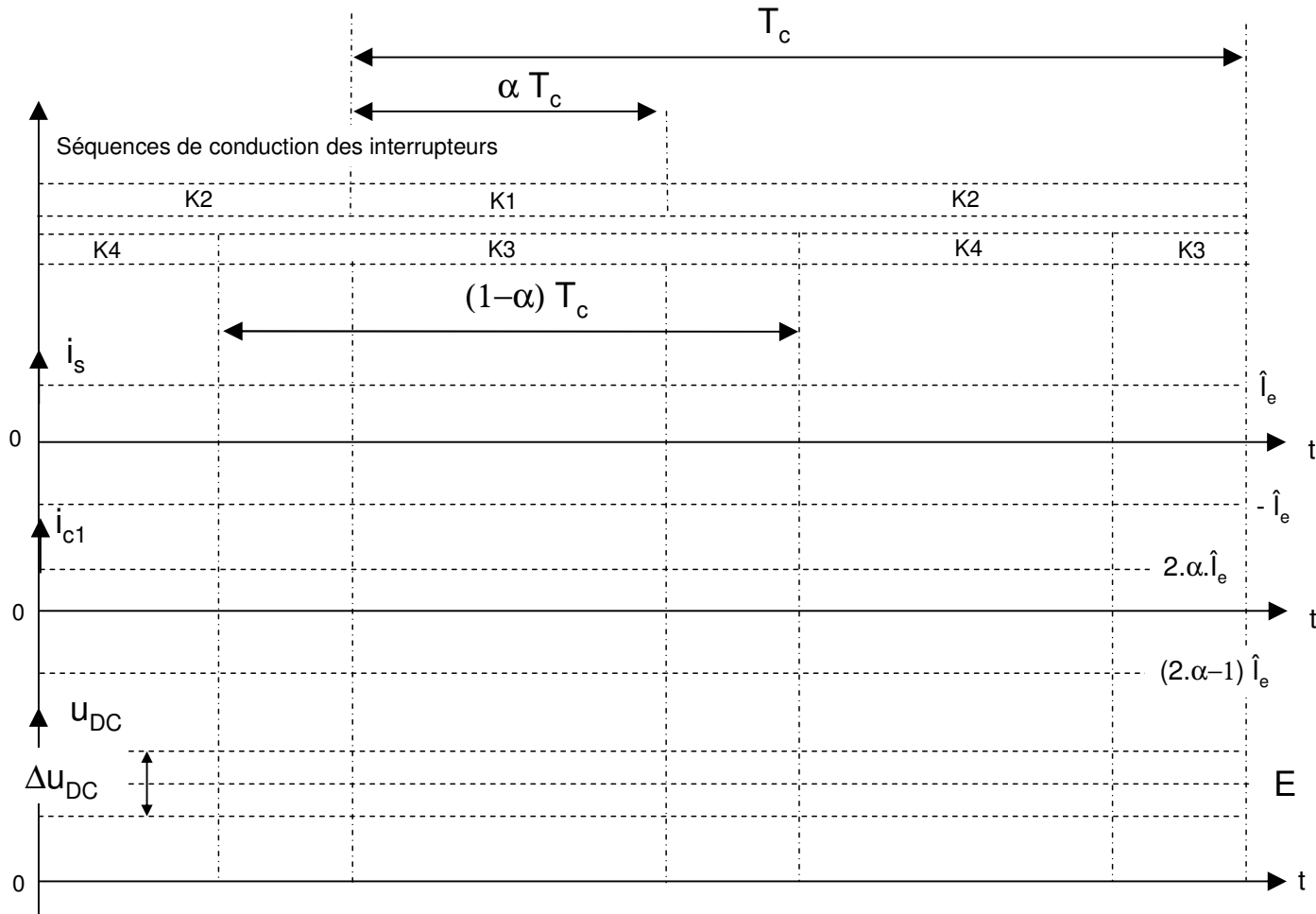
Ondulation du courant d'entrée pour $\alpha > 0,5$

Q3.16



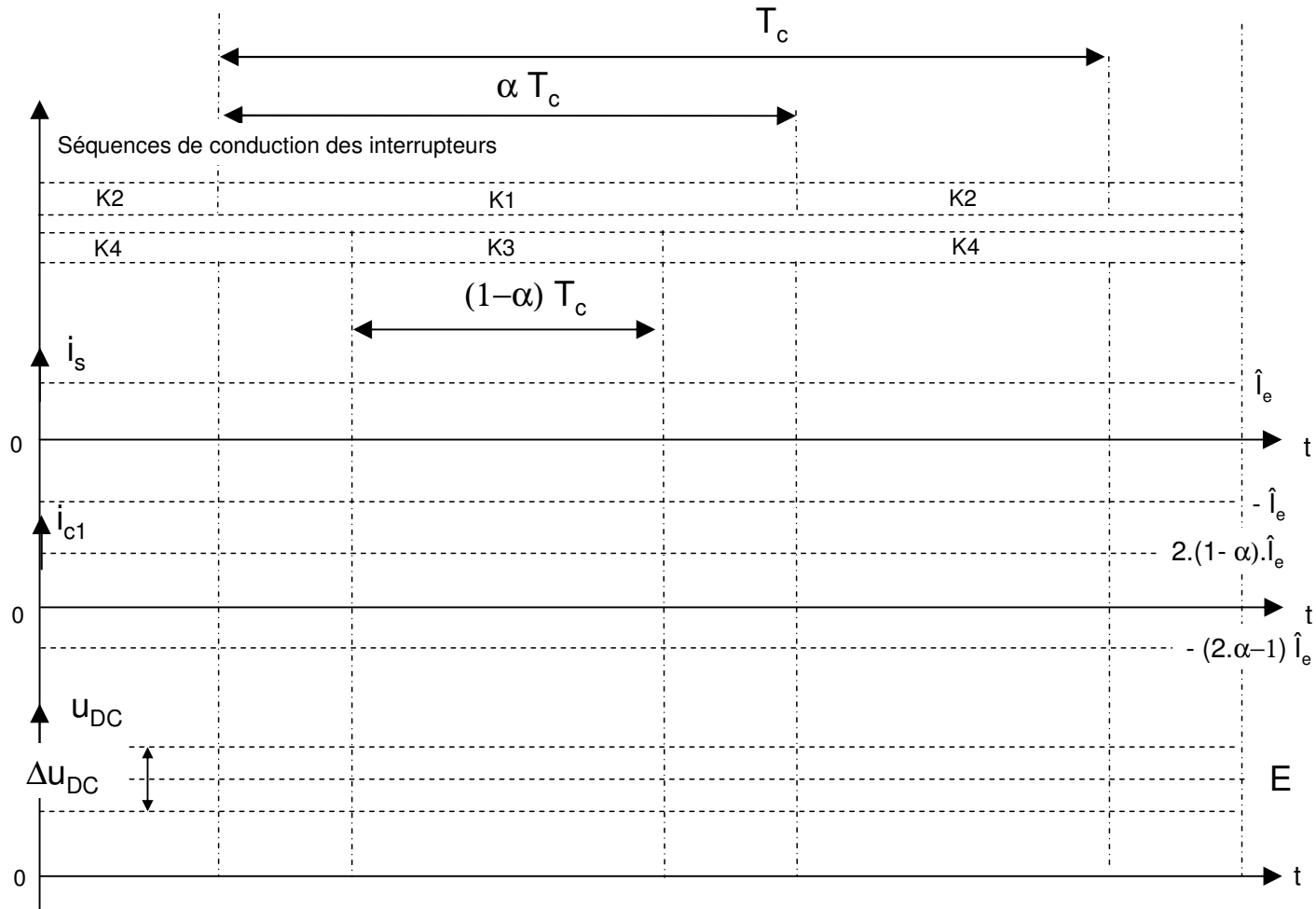
DR10. PMCF – Tracé des formes d'ondes à la fréquence de découpage
Ondulation de tension du bus DC pour $\alpha < 0,5$ et $i_e = -\hat{I}_e$

Q3.18



DR11. PMCF – Tracé des formes d'ondes à la fréquence de découpage
Ondulation de tension du bus DC pour $\alpha > 0,5$ et $i_e = + \hat{I}_e$

Q3.19

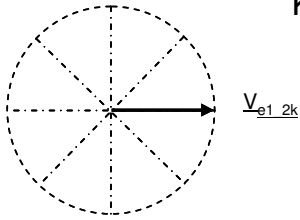


DR12. Étude de l'entrelacement des PMCF.

1er groupe de PMCF – Motrice 1

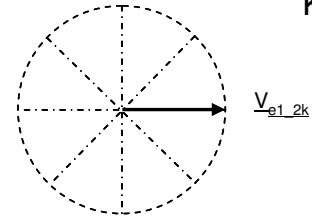
Q3.25

2.f_c



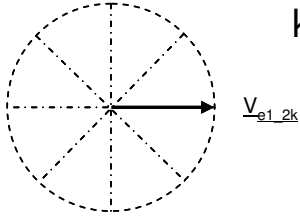
k = 1

10.f_c



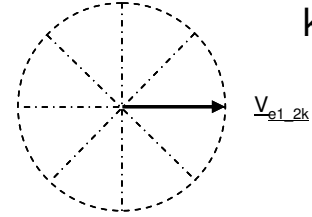
k = 5

4.f_c



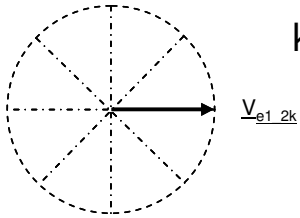
k = 2

12.f_c



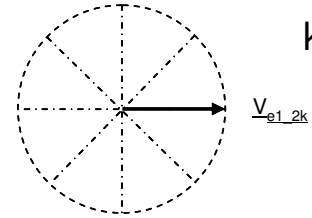
k = 6

6.f_c



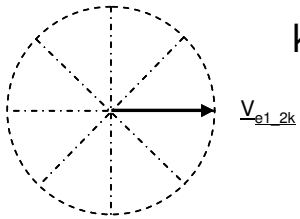
k = 3

14.f_c



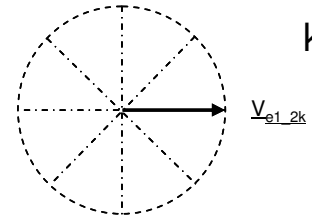
k = 7

8.f_c



k = 4

16.f_c

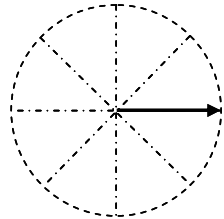


k = 8

DR13. Étude de l'entrelacement des PMCF.
2eme groupe de PMCF – Motrice 2

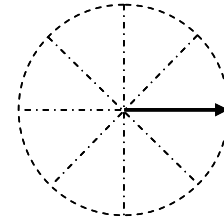
Q3.25

$2.f_c$



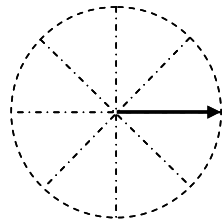
$k = 1$

$10.f_c$



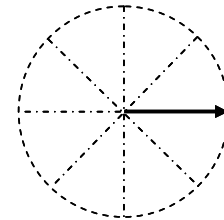
$k = 5$

$4.f_c$



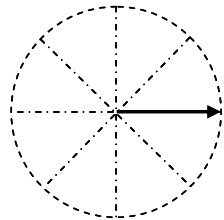
$k = 2$

$12.f_c$



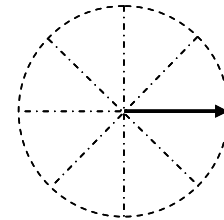
$k = 6$

$6.f_c$



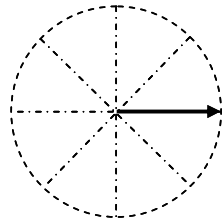
$k = 3$

$14.f_c$



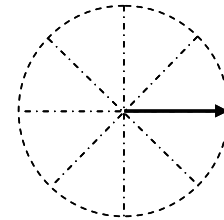
$k = 7$

$8.f_c$



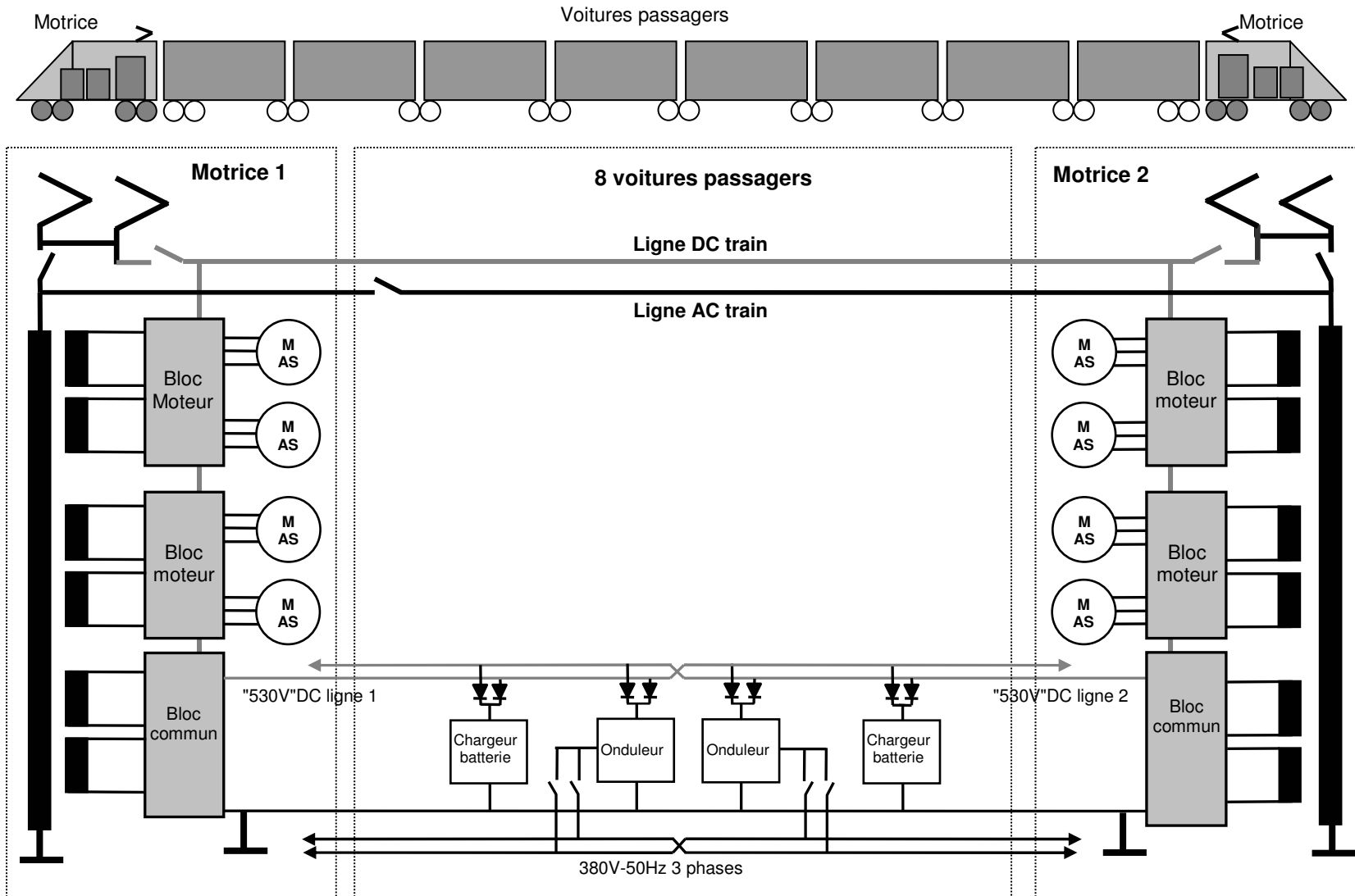
$k = 4$

$16.f_c$



$k = 8$

DOCUMENT 1 : Architecture générale des équipements électriques d'une rame TGV POS



DOCUMENT 2 : Note de calcul de la résistance à l'avancement

La résistance à l'avancement : F_a

Elle exprime les efforts résistants à vaincre pour faire rouler un train à une vitesse donnée, en palier (déclivité nulle). Cette résistance à l'avancement s'exprime en fonction de la vitesse V selon l'équation suivante :

$$F_a = A + B.V + C.V^2$$

Dans cette relation, V doit être exprimé en **km/h** ; le résultat F_a s'obtient en **daN**.

A : représente les frottements dans les boîtes d'essieux et la résistance au roulement sur les rails ; ce coefficient dépend de la masse du train et du nombre d'essieux ;

BV : représente les efforts de frottement des boudins de roue sur les faces latérales des champignons de rail ;

CV² : représente la résistance aérodynamique du train qui dépend :

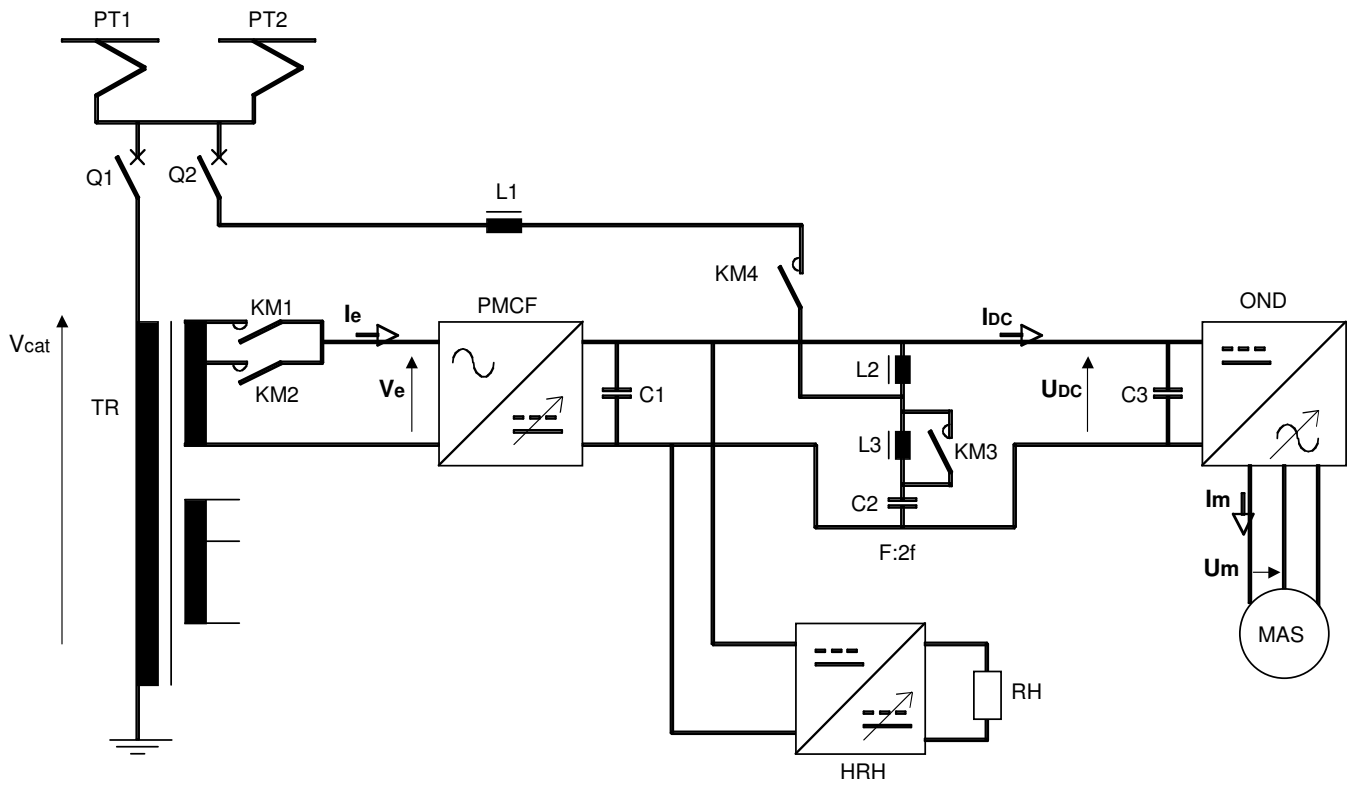
- de l'action de l'air sur la face frontale,
- de l'effet de l'écoulement de l'air le long des parois,
- des turbulences dues aux césures entre véhicules et celles qui se produisent sous le train entre la voie et les dessous de caisse,
- de toutes les imperfections aérodynamiques.

Les coefficients A, B, C sont déterminés de manière expérimentale.

Pour le TGV POS, les valeurs typiques des coefficients sont données ci-dessous :

$$A = 250 ; B = 3,3 ; C = 0,051.$$

DOCUMENT 3 : Schéma de l'alimentation d'un bloc moteur



CORRIGÉ DE L'ÉPREUVE D'ÉLECTROTECHNIQUE

B1 - Puissance mécanique nécessaire à la marche du train

Q1.1 :

$$F_{rj} = F_a + M_t \cdot g \cdot \sin \alpha \approx F_a + M_t \cdot g \cdot i$$

Q1.2 :

$$F_a = A + B \cdot V + C \cdot V^2$$

avec : $A = 250$; $B = 3,3$; $C = 0,051$

Document réponse DR1 : tableau 1

V (km/h)	0	50	100	200	300	320
F _a (kN)	2,5	5,4	10,9	29,5	58,3	65,3

Q1.3 :

$$F_i = M_t \cdot g \cdot i$$

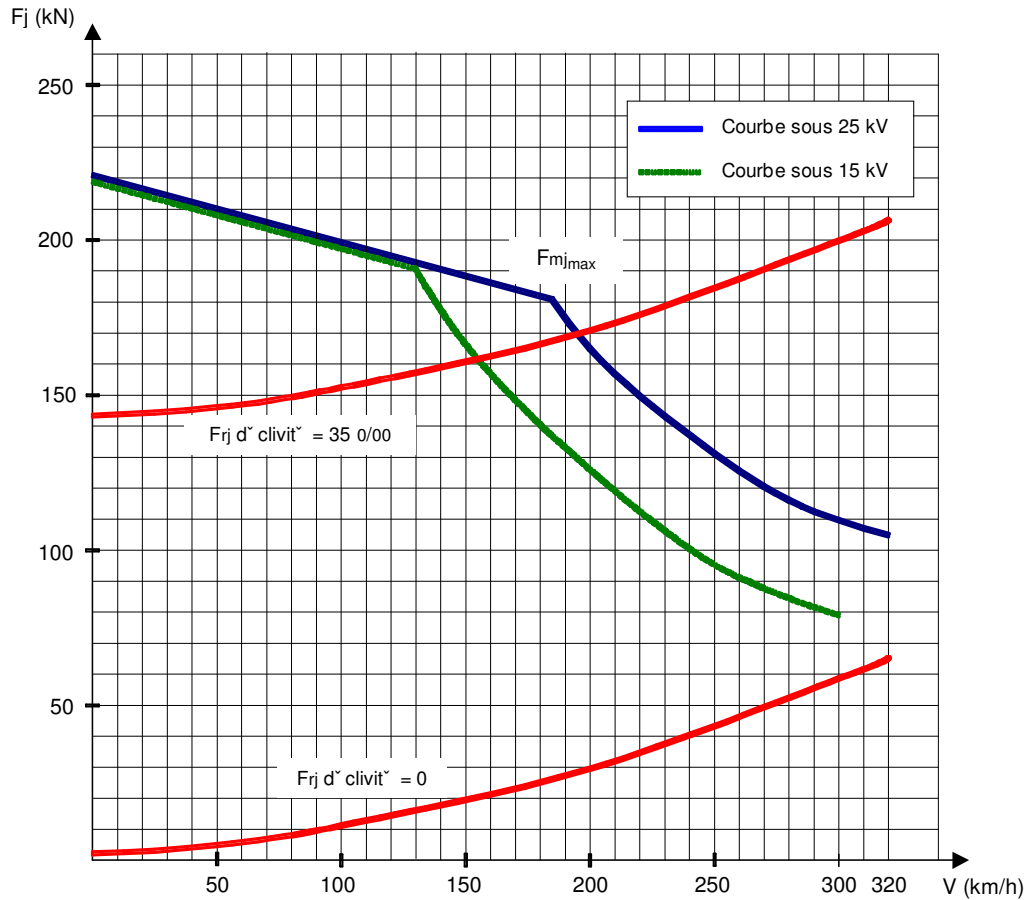
$$\left. \begin{array}{l} M_t = 416 \text{ t} \\ g = 9,81 \text{ m/s}^2 \\ i = 0,035 \end{array} \right\} \Rightarrow F_i = 143 \text{ kN}$$

Document réponse DR1 : tableau 2

V (km/h)	0	50	100	200	300	320
F _{rj} (kN)	145	148	154	172	201	208

Q1.4 :

Document réponse DR1 : effort résistant à la jante



Q1.5 :

- A faible vitesse :
contrôle à $V/f = \text{constante} \Rightarrow$ couple quasi-constant ;
- A vitesse élevée (à partir de 185 km/h sur le réseau français) :
contrôle à $V = \text{constante} \Rightarrow$ puissance constante

Q1.6 :

$$F_{mj} = F_a + F_i + k \cdot M_t \cdot \gamma$$

Q1.7 :

$$\gamma_0 = \frac{F_{mj} - F_a}{k \cdot M_t} \quad (F_i = 0)$$

$$\left. \begin{array}{l} F_{mj} = 220 \text{ kN} \\ F_a = 2,5 \text{ kN} \\ k = 1,04 \\ M_t = 416 \text{ t} \end{array} \right\} \Rightarrow \gamma_0 = 0,5 \text{ m/s}^2$$

Q1.8 :

$$v = \gamma_{\text{moy}} \cdot t + v_0$$

$$x = \frac{1}{2} \gamma_{\text{moy}} \cdot t^2 + v_0 \cdot t + x_0$$

$$v_0 = 0 ; x_0 = 0 \Rightarrow x = \frac{v^2}{2 \cdot \gamma_{\text{moy}}}$$

$$v \text{ (m/s)} = \frac{V \text{ (km/h)}}{3,6}$$

$$\gamma_{\text{moy}} = \frac{\gamma_0 + \gamma_{100}}{2} = \frac{0,5 + 0,437}{2}$$

$$\left. \begin{array}{l} V = 100 \text{ km/h} \\ v = 27,78 \text{ m/s} \\ \gamma_{\text{moy}} = 0,468 \text{ m/s}^2 \end{array} \right\} \Rightarrow \mathbf{x = 825 \text{ m}}$$

Q1.9 :

$$\gamma_r = \frac{F_{\text{mj}} - F_a}{k \cdot M_t}$$

- Sous 15 kV, à $V = 300 \text{ km/h}$:

$$\left. \begin{array}{l} F_{\text{mj}} = 80 \text{ kN} \\ F_a = 58,3 \text{ kN} \end{array} \right\} \Rightarrow \mathbf{\gamma_r = 0,05 \text{ m/s}^2}$$

- Sous 25 kV, à $V = 320 \text{ km/h}$:

$$\left. \begin{array}{l} F_{\text{mj}} = 105 \text{ kN} \\ F_a = 65,3 \text{ kN} \end{array} \right\} \Rightarrow \mathbf{\gamma_r = 0,09 \text{ m/s}^2}$$

La spécification concernant l'accélération résiduelle en palier à vitesse maximale est donc respectée sur le réseau français et le réseau allemand.

Q1.10 :

$$\text{Couple total à la jante : } C_j = \frac{F_{\text{mj}} \cdot d}{2}$$

$$\bullet \text{ Couple développé par chaque moteur : } C_{\text{dem}} = \frac{C_j}{8 \cdot R \cdot \eta_t} = \frac{F_{\text{mj}} \cdot d}{16 \cdot R \cdot \eta_t}$$

$$\left. \begin{array}{l} F_{\text{mj}} = 220 \text{ kN} \\ d = 0,9 \text{ m} \\ R = 1,977 \\ \eta_t = 0,97 \end{array} \right\} \Rightarrow \mathbf{C_{\text{dem}} = 6453 \text{ Nm}}$$

Q1.11 :

$$N_{\text{roue}}(\text{tr/mn}) = \frac{60 \cdot v}{\pi \cdot d} = \frac{60 \cdot V}{3,6 \cdot \pi \cdot d}$$

$$N_{\text{mot}}(\text{tr/mn}) = \frac{60 \cdot V \cdot R}{3,6 \cdot \pi \cdot d}$$

$$V = 320 \text{ km/h}$$

$$R = 1,977$$

$$d = 0,9 \text{ m}$$

\Rightarrow

$$N_{\text{mot}} = 3729 \text{ tr/mn}$$

Q1.12 :

Puissance totale à la jante : $P_j = F_{mj} \cdot v$

• Puissance fournie, par moteur : $P_{\text{mot}} = \frac{F_{mj} \cdot V}{3,6 \cdot 8 \cdot \eta_t}$

- Sur le réseau français, à 320 km/h :

$$V = 320 \text{ km/h}$$

$$F_{mj} = 105 \text{ kN}$$

\Rightarrow

$$P_{\text{mot}} = 1200 \text{ kW}$$

- Sur le réseau allemand, à 300 km/h :

$$V = 300 \text{ km/h}$$

$$F_{mj} = 80 \text{ kN}$$

\Rightarrow

$$P_{\text{mot}} = 860 \text{ kW}$$

B2 – Étude de l'équipement électrique d'une motrice

Q2.1 :

Document réponse DR2 : fonctionnement de l'appareillage

ON = fermé ; OFF = ouvert

Appareil		Q1	Q2	KM1	KM2	KM3	KM4
Réseau	25kV–50 Hz	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF
	15kV–16,7 Hz	ON	OFF	ON	OFF	OFF	OFF
	1500V–CC	OFF	ON	OFF	OFF	ON	ON

Q2.2 : Document réponse DR2

• Courant d'alimentation d'un moteur : $I_m = \frac{P_u}{\sqrt{3} \cdot U_m \cdot \cos \varphi \cdot \eta_m}$

$$\left. \begin{array}{l} P_u = 1200 \text{ kW} \\ U_m = 1390 \text{ V} \\ \cos \varphi = 0,88 \\ \eta_m = 0,95 \end{array} \right\} \Rightarrow I_m = 596 \text{ A}$$

• Courant dans le bus continu : $I_{DC} = \frac{P_u}{\eta_m \cdot \eta_o \cdot U_{DC}}$

$$\left. \begin{array}{l} P_u = 1200 \text{ kW} \\ \eta_o = 0,99 \\ U_{DC} = 1800 \text{ V} \end{array} \right\} \Rightarrow I_{DC} = 709 \text{ A}$$

• Courant au secondaire du transformateur : $I_e = \frac{P_u}{\eta_m \cdot \eta_o \cdot \eta_r \cdot V_e}$

$$\left. \begin{array}{l} P_u = 1200 \text{ kW} \\ \eta_r = 0,98 \\ V_e = 1000 \text{ V} \end{array} \right\} \Rightarrow I_e = 1302 \text{ A}$$

Q2.3 :

Le filtre LC₂ est accordé à 2.f : $L \cdot C_2 = \frac{1}{16 \cdot \pi^2 \cdot f^2}$

• Pour le réseau français, f₁ = 50 Hz : $L_2 = \frac{1}{16 \cdot \pi^2 \cdot f_1^2 \cdot C_2}$

$$C_2 = 5 \text{ mF} \Rightarrow L_2 = 0,5 \text{ mH}$$

• Pour le réseau allemand, f₂ = 16,7 Hz : $L_2 + L_3 = \frac{1}{16 \cdot \pi^2 \cdot f_2^2 \cdot C_2}$

$$\Rightarrow L_3 = 4 \text{ mH}$$

Q2.4 :

- Courant dans une phase rotorique (valeur efficace et phase) :

$$I_{12} = \frac{V_1}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + (N_2 \cdot \omega_s)^2}} \quad ; \quad \cos \varphi_{12} = \frac{\frac{R_2}{g}}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + (N_2 \cdot \omega_s)^2}}$$

$$\left. \begin{array}{l} V_1 = 800 \text{ V} \\ R_2/g = 1,4545 \Omega \\ N_2 \cdot \omega_s = 0,3317 \Omega \end{array} \right\} \Rightarrow \begin{array}{l} I_{12} = 536 \text{ A} ; \\ \cos \varphi_{12} = 0,975 : \varphi_{12} = 12,8^\circ \end{array}$$

- Courant magnétisant : $I_0 = \frac{V_1}{L_m \cdot \omega_s}$

$$L_m \cdot \omega_s = 5,322 \Omega \quad \Rightarrow \quad I_0 = 150 \text{ A} ; \varphi_0 = 90^\circ$$

- Courant dans une phase du stator :

$$I_1 = \sqrt{I_{1a}^2 + I_{1r}^2} \quad \text{avec : } I_{1a} = I_{12} \cdot \cos \varphi_{12}$$

$$\text{et } I_{1r} = I_{12} \cdot \sin \varphi_{12} + I_0$$

$$\left. \begin{array}{l} I_{12} = 536 \text{ A} \\ \cos \varphi_{12} = 0,975 \\ I_0 = 150 \text{ A} \end{array} \right\} \Rightarrow \quad I_1 = 588 \text{ A}$$

Q2.5 :

- Expression des puissances :

$$\text{- pertes joules rotor : } P_{jr} = 3 \cdot R_2 \cdot I_{12}^2$$

$$\text{- puissance transmise au rotor : } P_{tr} = 3 \cdot \frac{R_2}{g} \cdot I_{12}^2$$

$$\text{- pertes joules stator : } P_{js} = 3 \cdot R_1 \cdot I_1^2$$

$$\text{- puissance absorbée sur le réseau : } P_a = P_{tr} + P_{js}$$

$$\text{- pertes mécaniques : } P_{m\check{c}a} = P_{tr} - (P_u + P_{jr})$$

Application numérique :

$$\left. \begin{array}{l} R_2 = 32 \text{ m}\Omega \\ R_2/g = 1,4545 \Omega \\ R_1 = 22 \text{ m}\Omega \\ I_{12} = 536 \text{ A} \\ I_1 = 588 \text{ A} \\ P_u = 12000 \text{ kW} \end{array} \right\} \Rightarrow \begin{array}{l} P_{jr} = 27,58 \text{ kW} \\ P_{tr} = 1253,6 \text{ kW} \\ P_{js} = 22,8 \text{ kW} \\ P_a = 1276,4 \text{ kW} \\ P_{\text{méca}} = 26 \text{ kW} \end{array}$$

• Rendement nominal du moteur : $\eta_m = \frac{P_u}{P_a} : \eta_m = 0,94$

Q2.6 :

• Puissance réactive magnétisante : $Q_m = \frac{3 \cdot V_1^2}{L_m \cdot \omega_s}$

• Puissance réactive due au flux de fuite : $Q_f = 3 \cdot N_2 \cdot \omega_s \cdot I_{12}^2$

$$\left. \begin{array}{l} V_1 = 800 \text{ V} \\ I_{12} = 536 \text{ A} \\ L_m \cdot \omega_s = 5,32 \Omega \\ N_2 \cdot \omega_s = 0,3317 \Omega \end{array} \right\} \Rightarrow \begin{array}{l} Q_m = 360,9 \text{ kVAr} \\ Q_f = 285,9 \text{ kVAr} \end{array}$$

Q2.7 :

- Facteur de puissance : $\cos \varphi_n = \frac{P_a}{\sqrt{P_a^2 + (Q_m + Q_f)^2}}$

$$\left. \begin{array}{l} P_a = 1276,4 \text{ kW} \\ Q_m = 360,9 \text{ kVAr} \\ Q_f = 285,9 \text{ kVAr} \end{array} \right\} \Rightarrow \cos \varphi_n = 0,89$$

Q2.8 :

$$P_{tr} = C \cdot \Omega_s \Rightarrow C = \frac{P_{tr}}{\Omega_s} = p \cdot \frac{P_{tr}}{\omega_s}$$

$$P_{tr} = 3 \cdot \frac{R_2}{g} \cdot I_{12}^2 = 3 \cdot \frac{R_2}{g} \cdot \frac{V_1^2}{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + (N_2 \cdot \omega_s)^2}$$

$$\text{On en déduit : } C = \frac{3 \cdot p \cdot V_1^2}{\omega_s} \cdot \frac{\frac{R_2}{g}}{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + (N_2 \cdot \omega_s)^2} \quad (1)$$

En écrivant : $g = \frac{\omega_r}{\omega_s}$, on établit l'expression du couple en fonction de ω_r et $\frac{V_1}{\omega_s}$:

$$C = 3 \cdot p \cdot \left(\frac{V_1}{\omega_s}\right)^2 \cdot \frac{R_2}{\frac{R_2^2}{\omega_r} + N_2^2 \cdot \omega_r} \quad (2)$$

Q2.9 :

Expression simplifiée du couple électromagnétique, autour du point de fonctionnement nominal (à faible glissement) :

$$g \rightarrow 0 \Rightarrow N_2^2 \cdot \omega_r \ll \frac{R_2^2}{\omega_r}$$

$$\text{On en déduit : } C = \frac{3 \cdot p}{R_2} \cdot \left(\frac{V_1}{\omega_s}\right)^2 \cdot \omega_r = k \cdot \omega_r \quad (3)$$

$$V_1 = 800 \text{ V}$$

$$p = 3$$

$$R_2 = 32 \text{ m}\Omega$$

$$\omega_s = 691,1 \text{ rd/s}$$

$$\omega_r = g \cdot \omega_s = 15,2 \text{ rd/s}$$

$$\Rightarrow \quad \mathbf{C_n = 5730 \text{ Nm}}$$

Q2.10 :

Dans l'expression (2), quand le glissement varie, le couple passe par un maximum quand

la somme $\left(\frac{R_2^2}{\omega_r} + N_2^2 \cdot \omega_r\right)$ est minimale.

Le produit $\left(\frac{R_2^2}{\omega_r} \times N_2^2 \cdot \omega_r\right)$ est constant $(R_2 \cdot N_2)^2 \Rightarrow$ la somme est minimale quand les

2 termes sont égaux : $\frac{R_2^2}{\omega_r} = N_2^2 \cdot \omega_r$

On en déduit la valeur de la pulsation rotorique qui correspond au maximum du couple

électromagnétique : $\omega_{r_{\max}} = \frac{R_2}{N_2}$

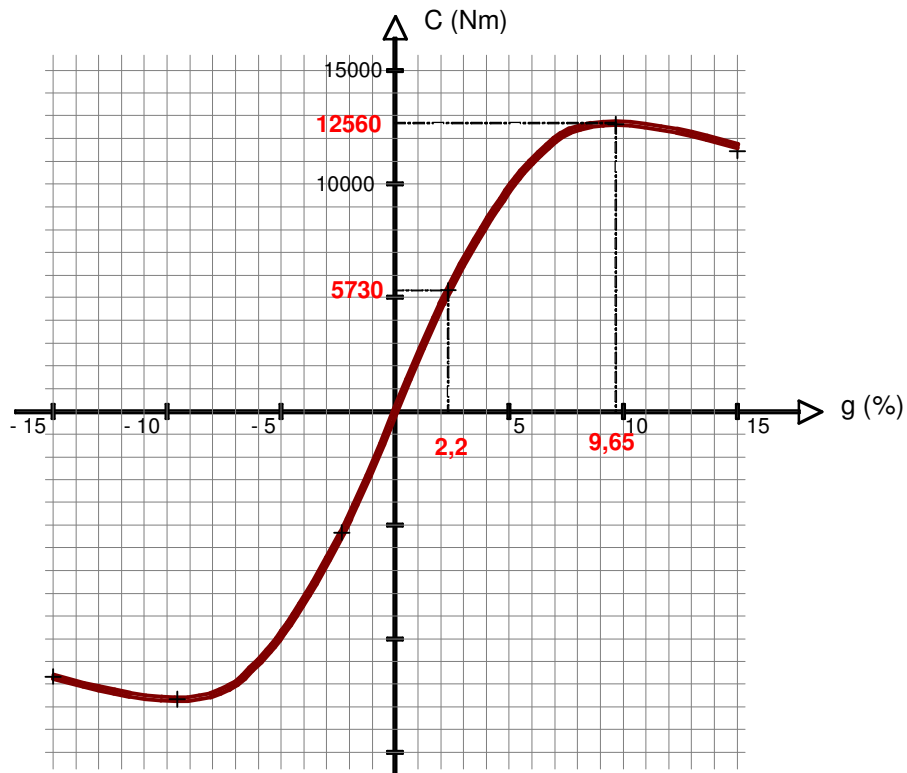
Alors (2) $\Rightarrow C_{\max} = 3 \cdot p \cdot \left(\frac{V_1}{\omega_s}\right)^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot N_2}$ pour $g_{\max} = \frac{R_2}{N_2 \cdot \omega_s}$

Application numérique :

$p = 3$	}	\Rightarrow	pour	$C_{\max} = 12560 \text{ Nm}$
$V_1 = 800 \text{ V}$				
$\omega_s = 691,1 \text{ rd/s}$				
$N_2 = 480 \mu\text{H}$				
$R_2 = 32 \text{ m}\Omega$				
				$g_{\max} = 9,65 \%$

Q2.11 :

Document réponse DR3 : Allure de la caractéristique C (g) pour $|g| < 15 \%$



Q2.12 :

• Couple utile sur l'arbre moteur : $C_u = \frac{P_u}{\Omega_n} = \frac{P_u}{\Omega_s \cdot (1 - g_n)}$

$$\left. \begin{array}{l} P_u = 1200 \text{ kW} \\ \Omega_s = \omega_s / p = 230 \text{ rd/s} \\ g_n = 2,2 \% \end{array} \right\} \Rightarrow \mathbf{C_u = 5326 \text{ Nm}}$$

• Effort à la jante pour l'ensemble des 8 moteurs :

$$C_j = 8 \cdot C_u \cdot \eta_t \cdot R = \frac{F_{mj} \cdot d}{2} \Rightarrow F_{mj} = \frac{16 \cdot C_u \cdot \eta_t \cdot R}{d}$$

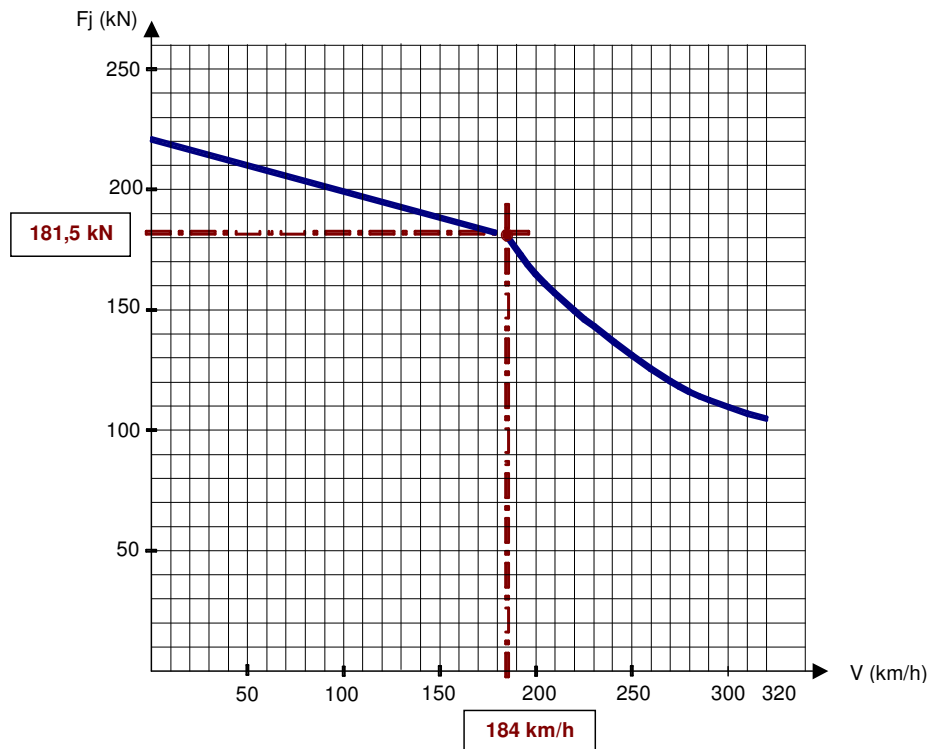
$$\left. \begin{array}{l} C_u = 5326 \text{ Nm} \\ \eta_t = 0,97 \\ R = 1,977 \\ d = 0,9 \text{ m} \end{array} \right\} \Rightarrow \mathbf{F_{mj} = 181,5 \text{ kN}}$$

• Vitesse de déplacement du train :

$$\Omega_{roue} = \frac{\Omega_s \cdot (1 - g_n)}{R} = \frac{2 \cdot V}{3,6 \cdot d} \Rightarrow V = \frac{3,6 \cdot \Omega_s \cdot (1 - g_n) \cdot d}{2 \cdot R}$$

$$\left. \begin{array}{l} \Omega_s = 230 \text{ rd/s} \\ g_n = 2,2 \% \\ R = 1,977 \\ d = 0,9 \text{ m} \end{array} \right\} \Rightarrow \mathbf{V = 184,3 \text{ km/h}}$$

Document réponse DR3 : Point de fonctionnement nominal



Q2.13 :

$$\text{Relation (3) : } C = \frac{3 \cdot p}{R_2} \cdot \left(\frac{V_1}{\omega_s} \right)^2 \cdot \omega_r$$

$$\omega_r = g \cdot \omega_s = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \cdot \omega_s = p \cdot (\Omega_s - \Omega)$$

On en déduit l'expression de C en fonction de la vitesse angulaire Ω :

$$C = \frac{3 \cdot p^2 \cdot V_1^2}{R_2 \cdot \omega_s^2} \cdot (\Omega_s - \Omega)$$

Pour tracer la caractéristique C (Ω), on calcule les valeurs des paramètres :

$$- \left| \frac{\Delta C}{\Delta \Omega} \right| = \frac{3 \cdot p^2 \cdot V_1^2}{R_2 \cdot \omega_s^2} \quad \Rightarrow \quad \frac{\Delta C}{\Delta \Omega} = -1130$$

$$- C_{\max} = 3 \cdot p \cdot \left(\frac{V_1}{\omega_s} \right)^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot N_2} \quad \Rightarrow \quad C_{\max} = 12560 \text{ Nm}$$

$$- \Delta \Omega_m = \frac{\omega_{r\max}}{p} = \frac{R_2}{p \cdot N_2} \quad \Rightarrow \quad \Delta \Omega_m = 22,2 \text{ rd/s}$$

Document réponse DR4 : allure de la caractéristique $C = f(\Omega)$, pour $f = 110 \text{ Hz}$



Q2.14 :

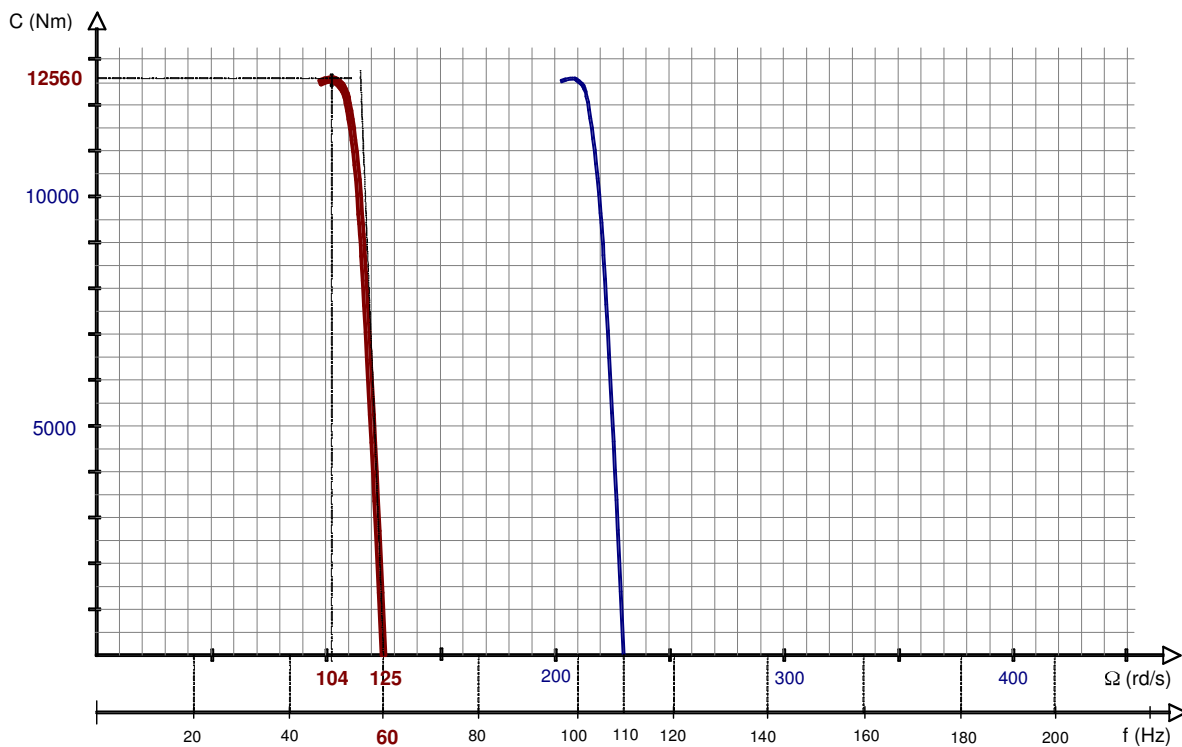
Pour $f < f_n$, on règle la vitesse en agissant simultanément sur f et V :

$$- \left| \frac{\Delta C}{\Delta \Omega} \right| = \frac{3 \cdot p^2 \cdot V_1^2}{R_2 \cdot \omega_s^2} \quad \Rightarrow \quad \frac{\Delta C}{\Delta \Omega} \text{ ne varie pas : } \quad \frac{\Delta C}{\Delta \Omega} = - 1130$$

$$- C_{\max} = 3 \cdot p \cdot \left(\frac{V_1}{\omega_s} \right)^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot N_2} = \text{constante} \quad : \quad C_{\max} = 12560 \text{ Nm}$$

$$- \Delta \Omega_m = \frac{\omega_{r_{\max}}}{p} = \frac{R_2}{p \cdot N_2}, \text{ ne dépend pas de la fréquence : } \Delta \Omega_m = 22,2 \text{ rd/s}$$

Document réponse DR4 : allure de la caractéristique $C = f(\Omega)$, pour $f = 60 \text{ Hz}$



Q2.15 :

Pour $f > f_n$, on règle la vitesse en agissant sur f , avec $V = V_n$:

$$C = \frac{3 \cdot p^2 \cdot V_1^2}{R_2} \cdot \frac{(\Omega_s - \Omega)}{\omega_s^2} = \frac{3 \cdot V_1^2}{R_2} \cdot \frac{(\Omega_s - \Omega)}{\Omega_s^2}$$

$$- \left| \frac{\Delta C}{\Delta \Omega} \right| = \frac{3 \cdot V_1^2}{R_2} \times \frac{1}{\Omega_s^2} = \frac{3 \cdot p^2 \cdot V_1^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot R_2} \times \frac{1}{f^2} \Rightarrow \frac{\Delta C}{\Delta \Omega} \text{ diminue quand } f \text{ augmente.}$$

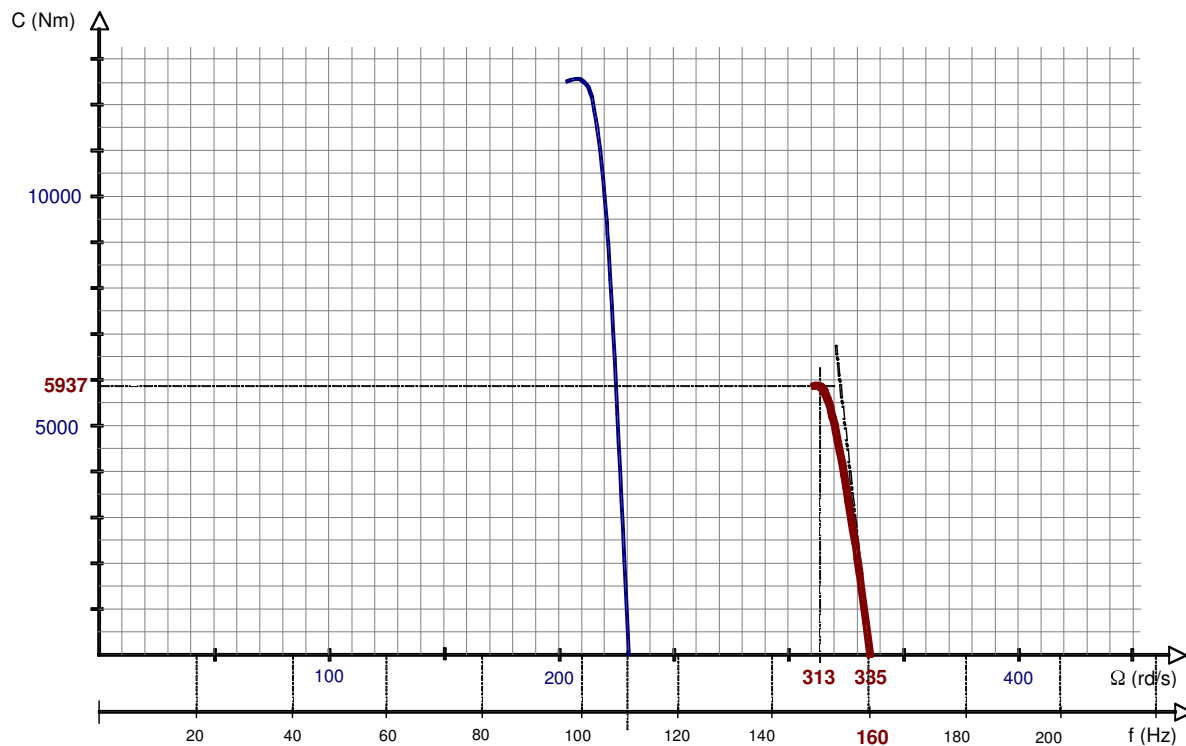
• Pour $f = 160 \text{ Hz}$: $\frac{\Delta C}{\Delta \Omega} = -534$

$$- C_{\max} = \frac{3 \cdot p \cdot V_1^2}{2 \cdot N_2 \cdot \omega_s^2} = \frac{3 \cdot p \cdot V_1^2}{8 \cdot \pi^2 \cdot N_2} \times \frac{1}{f^2} \Rightarrow C_{\max} \text{ diminue quand } f \text{ augmente.}$$

• Pour $f = 160 \text{ Hz}$: $C_{\max} = 5937 \text{ Nm}$

$$- \Delta \Omega_m = \frac{\omega_{r_{\max}}}{p} = \frac{R_2}{p \cdot N_2}, \text{ ne dépend pas de la fréquence : } \Delta \Omega_m = 22,2 \text{ rd/s}$$

Document réponse DR4 : allure de la caractéristique $C = f(\Omega)$, pour $f = 160 \text{ Hz}$



Q2.16 :

• A $V_{\max} = 320$ km/h, l'effort moteur à la jante est : **$F_{mj} = 105$ kN.**

• Vitesse angulaire sur l'arbre moteur : $\Omega_{\text{mot}} = R \cdot \Omega_{\text{roue}} = \frac{2 \cdot R \cdot V}{3,6 \cdot d}$

$$\left. \begin{array}{l} V = 320 \text{ km/h} \\ R = 1,977 \\ d = 0,9 \text{ m} \end{array} \right\} \Rightarrow \quad \mathbf{\Omega_{\text{mot}} = 390 \text{ rd/s}}$$

• Couple sur l'arbre d'un moteur : $C_u = \frac{F_{mj} \cdot d}{16 \cdot R \cdot \eta_t}$

$$\left. \begin{array}{l} F_{mj} = 105 \text{ kN} \\ d = 0,9 \text{ m} \\ R = 1,977 \\ \eta_t = 97 \% \end{array} \right\} \Rightarrow \quad \mathbf{C_u = 3080 \text{ Nm}}$$

• A partir de l'expression du couple établie en Q2.13 :

$C = \frac{3 \cdot p^2 \cdot V_1^2}{R_2} \cdot \frac{(\Omega_s - \Omega)}{\omega_s^2} = \frac{3 \cdot V_1^2}{R_2} \cdot \frac{(\Omega_s - \Omega)}{\Omega_s^2}$, on écrit l'équation permettant de calculer Ω_s et d'en déduire la fréquence.

$$\Omega_s^2 - \frac{3 \cdot V_1^2}{R_2 \cdot C} \cdot \Omega_s + \frac{3 \cdot V_1^2 \cdot \Omega}{R_2 \cdot C} = 0$$

Résolution de l'équation du 2^{ème} degré :

$$\Omega_s^2 - 19,48 \cdot 10^3 \times \Omega_s + 7597,4 \cdot 10^3 = 0$$

$$\sqrt{\Delta} = 18,68 \cdot 10^3$$

On retient la solution qui donne une valeur de Ω_s proche de Ω_{mot} .

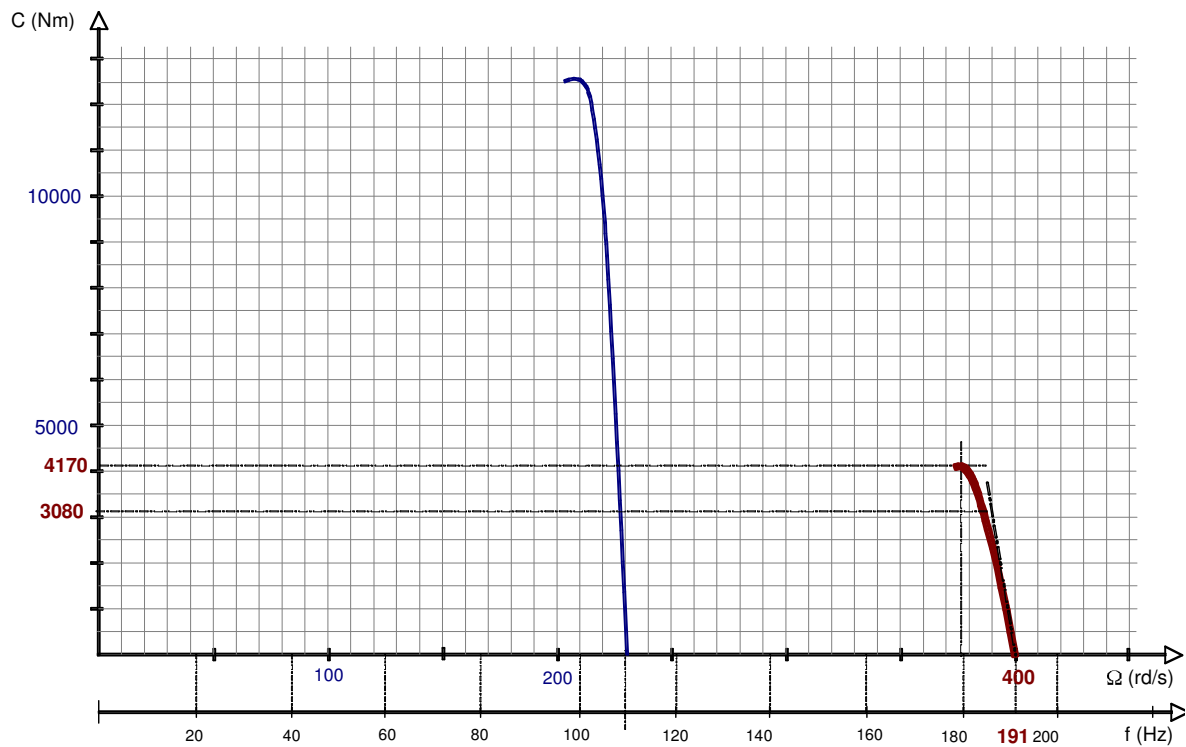
$$\Omega_s = \frac{-b - \sqrt{\Delta}}{2 \cdot a} = 400 \text{ rd/s} \quad \Rightarrow \quad f = \frac{p \cdot \Omega_s}{2 \cdot \pi} = \mathbf{191 \text{ Hz}}$$

Pour $f = 191$ Hz, on calcule :

$$- \left| \frac{\Delta C}{\Delta \Omega} \right| = \frac{3 \cdot p^2 \cdot V_1^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot R_2} \times \frac{1}{f^2} \quad \Rightarrow \quad \frac{\Delta C}{\Delta \Omega} = \mathbf{375}$$

$$- C_{\max} = \frac{3 \cdot p \cdot V_1^2}{8 \cdot \pi^2 \cdot N_2} \times \frac{1}{f^2} \quad \Rightarrow \quad C_{\max} = \mathbf{4170 \text{ Nm}}$$

Document réponse DR4 : allure de la caractéristique $C = f(\Omega)$, pour $f = 191$ Hz



B3 ÉTUDE DES PONTS MONOPHASÉS A COMMUTATION FORCÉE.

Q3.1 :

$$v_{\text{emoy}} = v_{1\text{moy}} - v_{2\text{moy}} = (2\alpha - 1)E$$

$$v_{\text{emoy}} = m_a \cdot E \cdot \sin(\omega t - \psi)$$

Q3.2 :

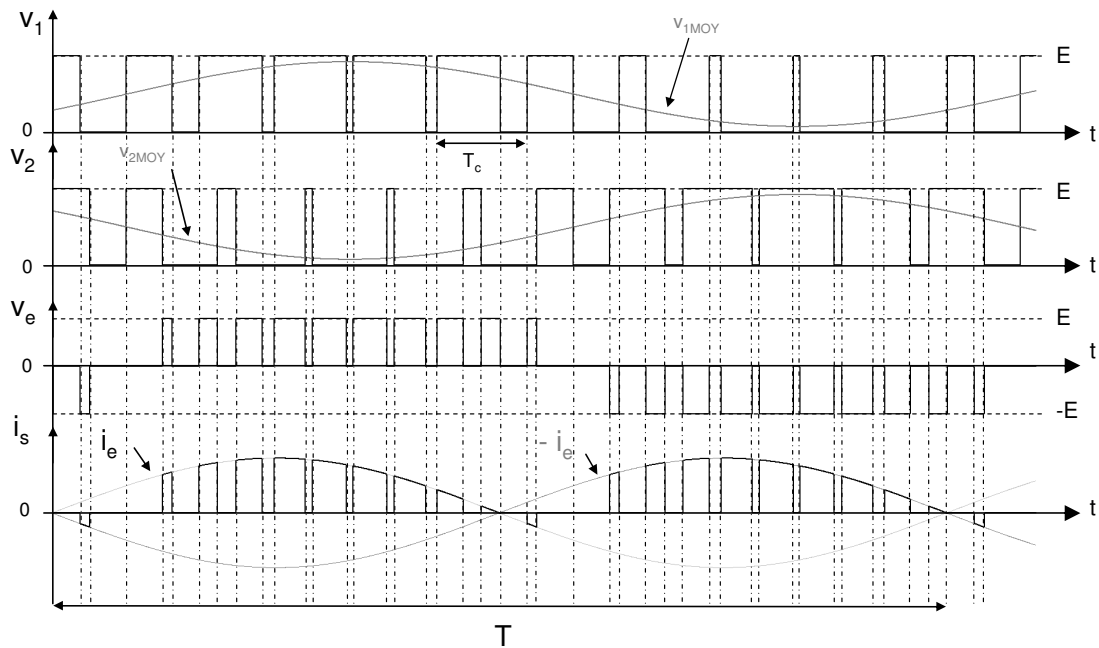
$$P_e = \frac{m_a \cdot E \cdot \hat{I}_e}{2} \cos \psi ; \text{ le sens de transfert de la puissance active dépend de } \psi.$$

Q3.3 :

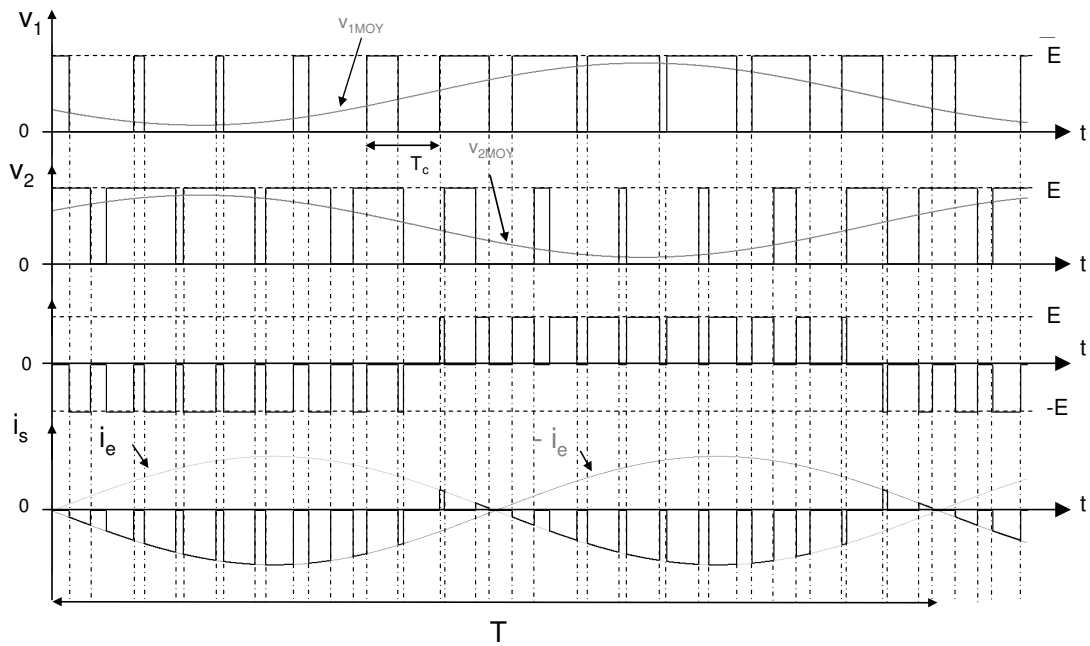
$$p_e = v_e \cdot i_e = E \cdot i_s \text{ d'où } i_s = i_e \frac{v_e}{E}$$

$$i_s = +i_e \text{ si } v_e = E ; i_s = 0 \text{ si } v_e = 0 ; i_s = -i_e \text{ si } v_e = -E$$

DR5. PMCF – Formes d'ondes idéales pour $\psi = 30^\circ$



DR6. PMCF – Formes d'ondes idéales pour $\psi = 150^\circ$



Q3.4 :

$$f_{a\text{-dec}} = 2 \cdot f_c$$

Q3.5 :

Le PMCF est un onduleur de tension et un redresseur de courant.

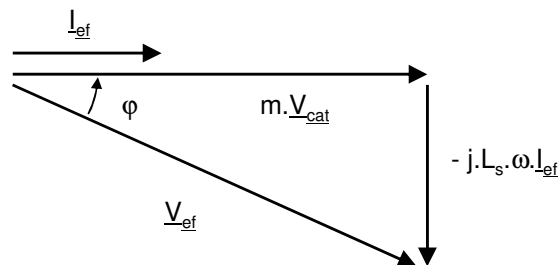
Q3.6 :

$$P_e = 1250 \text{ kW} ; P_e = m \cdot V_{\text{cat}} \cdot I_{\text{ef}} ; I_{\text{ef}} = 1250 \text{ A}$$

Q3.7 :

$$m \cdot V_{\text{cat}} = V_{\text{ef}} + j \cdot L_s \cdot \omega \cdot I_{\text{ef}}$$

$$m \cdot V_{\text{cat}} = 1000 \text{ V} ; L_s \cdot \omega = 352 \text{ m} \Omega ; I_{\text{ef}} = 1250 \text{ A}$$



Q3.8 :

$$V_{ef} = \sqrt{(m \cdot V_{cat})^2 + (L_s \cdot \omega \cdot I_{ef})^2} = 1092 \text{ V}$$

$$m_a = \frac{V_{ef} \cdot \sqrt{2}}{E} = 0,86 ; \cos \varphi = \frac{m \cdot V_{cat}}{V_{ef}} = 0,91$$

Q3.9 :

$$v_{ef} = m_a \cdot E \cdot \sin(\omega t - \varphi)$$

$$i_{ef} = \hat{I}_{ef} \cdot \sin \omega t \text{ d'où } p_e = \frac{m_a \cdot E \cdot \hat{I}_{ef}}{2} \cdot (\cos \varphi - \cos(2 \cdot \omega t - \varphi))$$

$$p_e = E \cdot i_{smoy} \text{ d'où } i_{smoy} = \frac{m_a \cdot \hat{I}_{ef}}{2} \cdot (\cos \varphi - \cos(2 \cdot \omega t - \varphi))$$

$$\text{Terme constant : } \frac{m_a \cdot \hat{I}_{ef}}{2} \cos \varphi = 694,4 \text{ A}$$

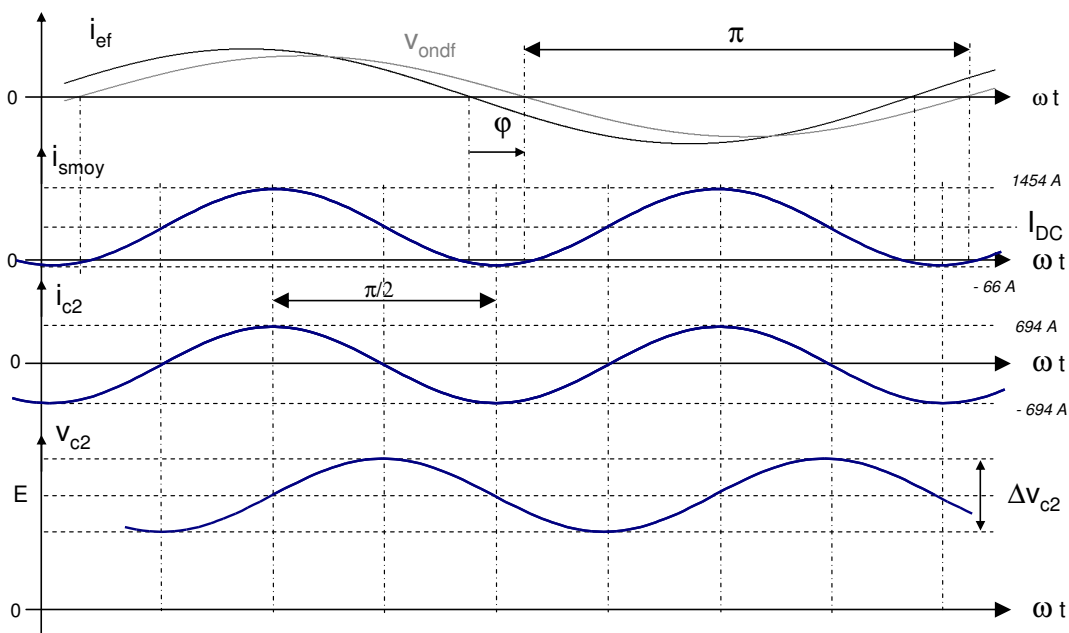
$$\text{Terme fluctuant : } \frac{m_a \cdot \hat{I}_{ef}}{2} = 760 \text{ A}$$

Q3.10 :

à la fréquence 2.f, le circuit L_2C_2 est un court circuit, c'est lui qui va conduire la composante fluctuante du courant i_{smoy} .

Q3.11 :

DR7. PMCF – Tracé des formes d'ondes à la fréquence fondamentale



Q3.12 :

$$i_{C2} = -\frac{m_a \cdot \hat{i}_{ef}}{2} \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t - \varphi)$$

$$v_{C2} = E - \frac{1}{2 \cdot C_2 \cdot \omega} \frac{m_a \cdot \hat{i}_{ef}}{2} \cdot \sin(2 \cdot \omega \cdot t - \varphi)$$

$$\Delta v_{C2} = 2 \cdot \frac{1}{2 \cdot C_2 \cdot \omega} \frac{m_a \cdot \hat{i}_{ef}}{2} = \frac{m_a \cdot \hat{i}_{ef}}{2 \cdot C_2 \cdot \omega}$$

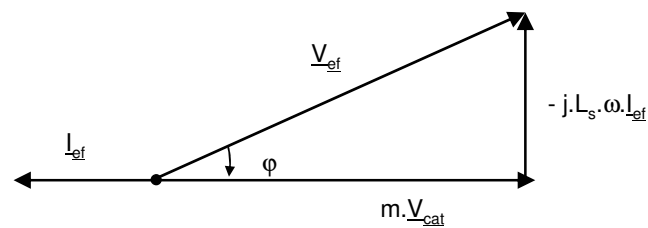
$$\Delta v_{C2} = \frac{E}{4} \rightarrow C_2 = 5,4 \text{ mF}$$

Pour réaliser l'accord à 100 Hz : $L_2 = 469 \mu\text{H}$.

Q3.13 :

$$P_{\text{jante}} = 1100 \text{ kW} ; P_{\text{restituée}} = 1013,6 \text{ kW} \rightarrow I_{ef} = 1013,6 \text{ A}$$

Q3.14 :



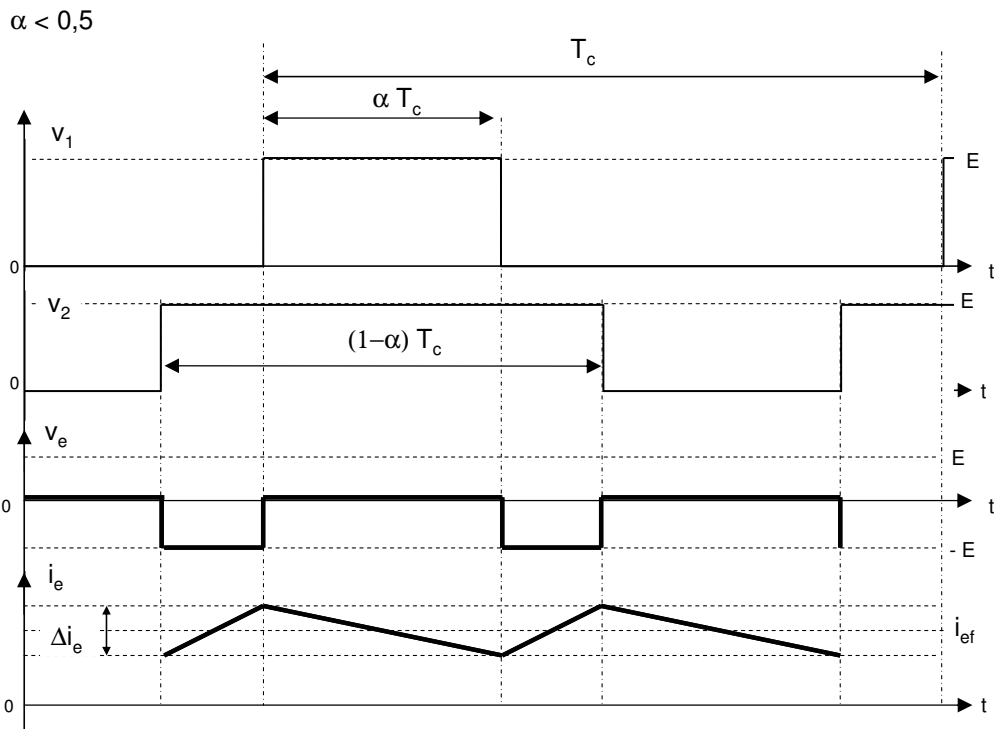
Q3.15 :

$$V_{ef} = \sqrt{(m \cdot V_{cat})^2 + (L_s \cdot \omega \cdot I_{ef})^2} = 1061,6 \text{ V}$$

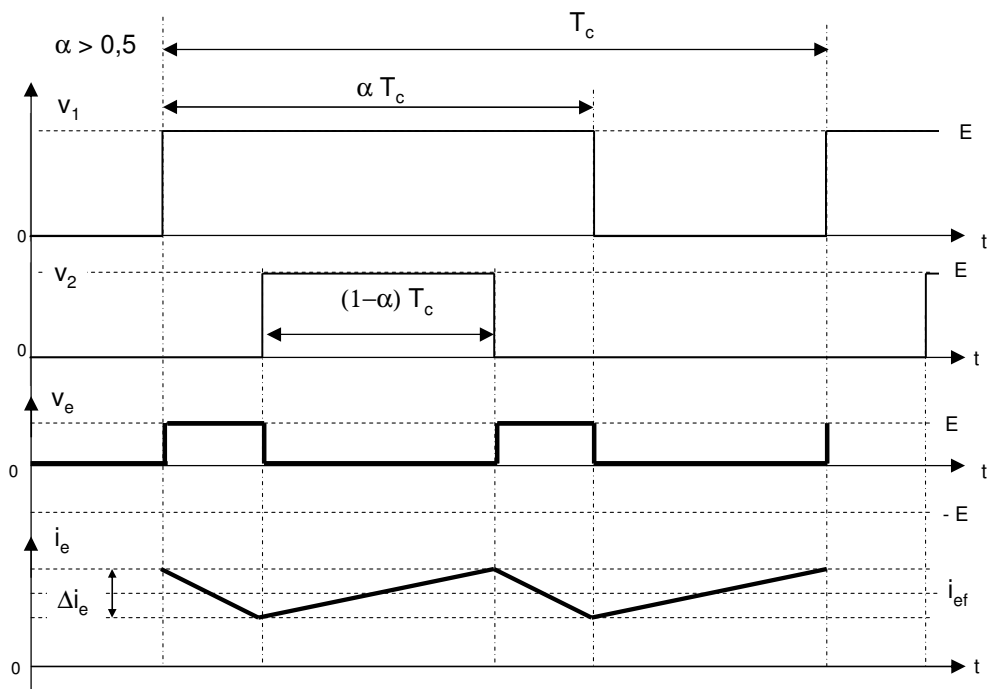
$$m_a = \frac{V_{ef} \cdot \sqrt{2}}{E} = 0,83 ; \cos \varphi = \frac{m \cdot V_{cat}}{V_{ef}} = 0,94 ; \varphi = -19,6^\circ$$

Q3.16 :

**DR8. PMCF – Tracé des formes d’ondes à la fréquence de découpage
Ondulation du courant d’entrée pour $\alpha < 0,5$**



**DR9. PMCF – Tracé des formes d’ondes à la fréquence de découpage
Ondulation du courant d’entrée pour $\alpha > 0,5$**



Q3.17 :

$0 < \alpha < \frac{1}{2}$: sur l'intervalle de durée $\alpha \cdot T_c$, on peut écrire

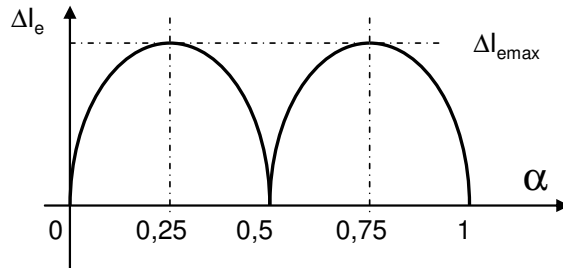
$$\frac{L_s \cdot \Delta I_e}{\alpha \cdot T_c} = (2\alpha - 1)E \rightarrow |\Delta I_e| = \frac{\alpha \cdot (2\alpha - 1) \cdot E}{L_s \cdot f_c}$$

Cette ondulation est maximale pour $\alpha = \frac{1}{4}$: $\Delta I_{e\max} = \frac{E}{8 \cdot L_s \cdot f_c}$

$\frac{1}{2} < \alpha < 1$: sur l'intervalle de durée $(1-\alpha) \cdot T_c$, on peut écrire

$$\frac{L_s \cdot \Delta I_e}{(1-\alpha) \cdot T_c} = (2\alpha - 1)E \rightarrow \Delta I_e = \frac{(1-\alpha)(2\alpha - 1)E}{L_s \cdot f_c}$$

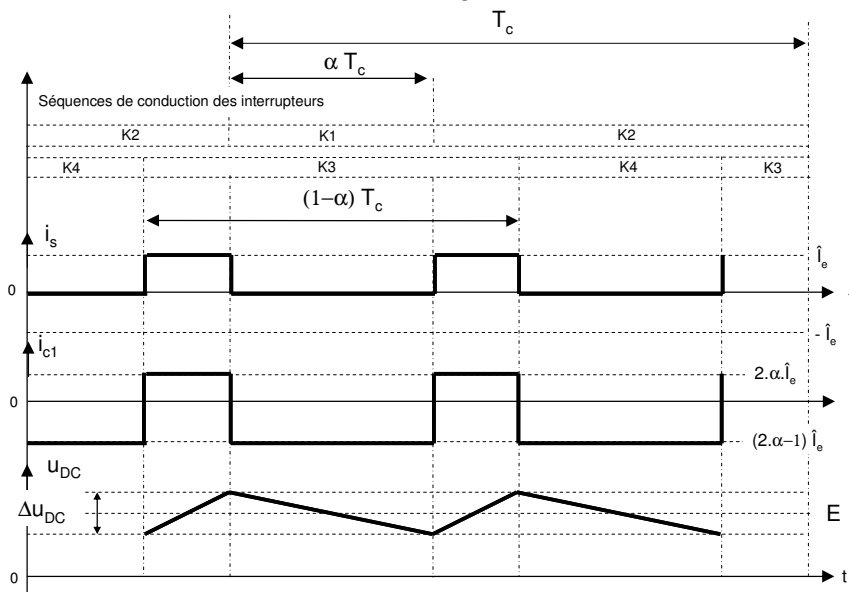
Cette ondulation est maximale pour $\alpha = \frac{3}{4}$: $\Delta I_{e\max} = \frac{E}{8 \cdot L_s \cdot f_c}$



Application numérique : $L_s = 1,12 \text{ mH}$, $f_c = 550 \text{ Hz}$, $E = 1800 \text{ V}$ $\rightarrow \Delta I_{e\max} = 365 \text{ A}$

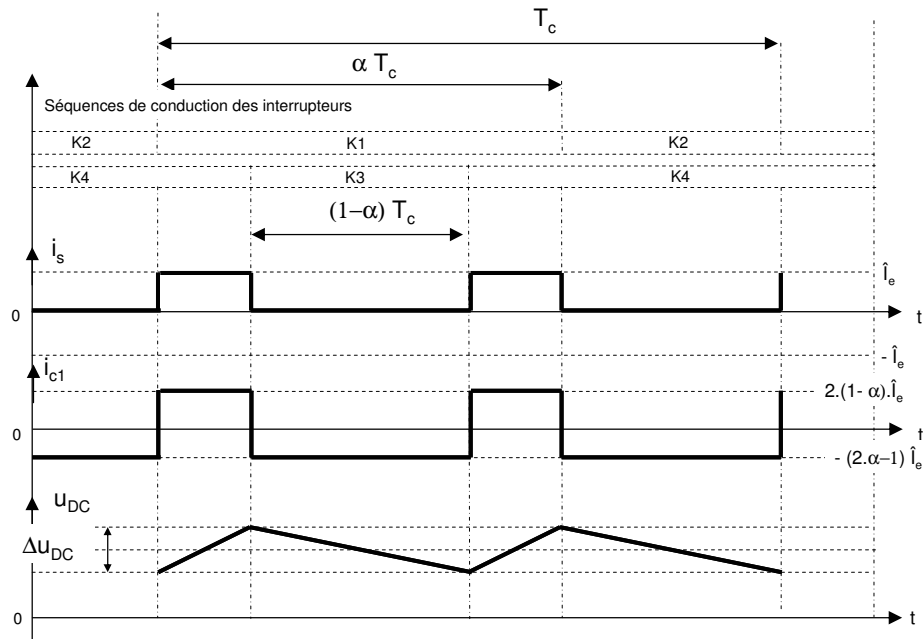
Q3.18 :

DR10. PMCF – Tracé des formes d'ondes à la fréquence de découpage
Ondulation de tension du bus DC pour $\alpha < 0,5$ et $i_e = -\hat{i}_e$



Q3.19 :

DR11. PMCF – Tracé des formes d’ondes à la fréquence de découpage
Ondulation de tension du bus DC pour $\alpha > 0,5$ et $i_e = + \hat{i}_e$



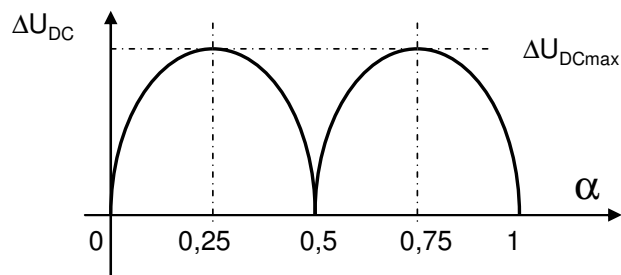
Q3.20 :

$$0 < \alpha < \frac{1}{2} : |\Delta U_{DC}| = \frac{\alpha \cdot (2\alpha - 1) \cdot \hat{i}_e}{C_1 \cdot f_c}$$

Cette ondulation est maximale pour $\alpha = \frac{1}{4}$: $\Delta U_{DCmax} = \frac{\hat{i}_e}{8 \cdot C_1 \cdot f_c}$

$$\frac{1}{2} < \alpha < 1 : \Delta U_{DC} = \frac{(1-\alpha) \cdot (2\alpha - 1) \cdot \hat{i}_e}{C_1 \cdot f_c}$$

Cette ondulation est maximale pour $\alpha = \frac{3}{4}$: $\Delta U_{DCmax} = \frac{\hat{i}_e}{8 \cdot C_1 \cdot f_c}$



□ $U_{DCmax} = 5\% \cdot E = 90 \text{ V} \rightarrow C_1 = 4,4 \text{ mF}$.

Q3.21 :

$$\text{Pour } v_1 : v_1 = A_{01} + \sum_{n=1}^{\infty} A_{n1} \cdot \cos(n \cdot \omega_c \cdot t)$$

$$A_{01} = \alpha \cdot E ; A_{n1} = \frac{2 \cdot E}{\pi} \int_0^{\alpha \pi} \cos n \cdot \theta_c \cdot d\theta_c ; A_{n1} = \frac{2 \cdot E}{\pi} \cdot \frac{1}{n} \cdot \sin(n \cdot \alpha \cdot \pi)$$

$$\text{De même pour } v_2 : v_2 = A_{02} + \sum_{n=1}^{\infty} A_{n2} \cdot \cos(n \cdot \omega_c \cdot t)$$

$$A_{02} = (1 - \alpha) \cdot E ; A_{n2} = \frac{2 \cdot E}{\pi} \cdot \frac{1}{n} \cdot \sin(n \cdot (1 - \alpha) \cdot \pi)$$

Q3.22 :

$$v_e = v_1 - v_2 ; v_e = A_{01} - A_{02} + \sum_{n=1}^{\infty} (A_{n1} - A_{n2}) \cdot \cos(n \cdot \omega_c \cdot t)$$

$$\text{Si } n = 2 \cdot k \text{ (} k \in \mathbb{N}^* \text{)} : A_{n1} - A_{n2} = \frac{4 \cdot E}{\pi} \cdot \frac{1}{2 \cdot k} \cdot \sin(2 \cdot k \cdot \alpha \cdot \pi) = A_{2k}$$

$$\text{Si } n = 2 \cdot k + 1 \text{ (} k \in \mathbb{N}^* \text{)} : A_{n1} - A_{n2} = A_{2k+1} = 0$$

$$A_{01} - A_{02} = A_0 = (2 \cdot \alpha - 1) E$$

Q3.23 :

Vu du primaire du transformateur de traction, les 4 PMCF sont en parallèle.

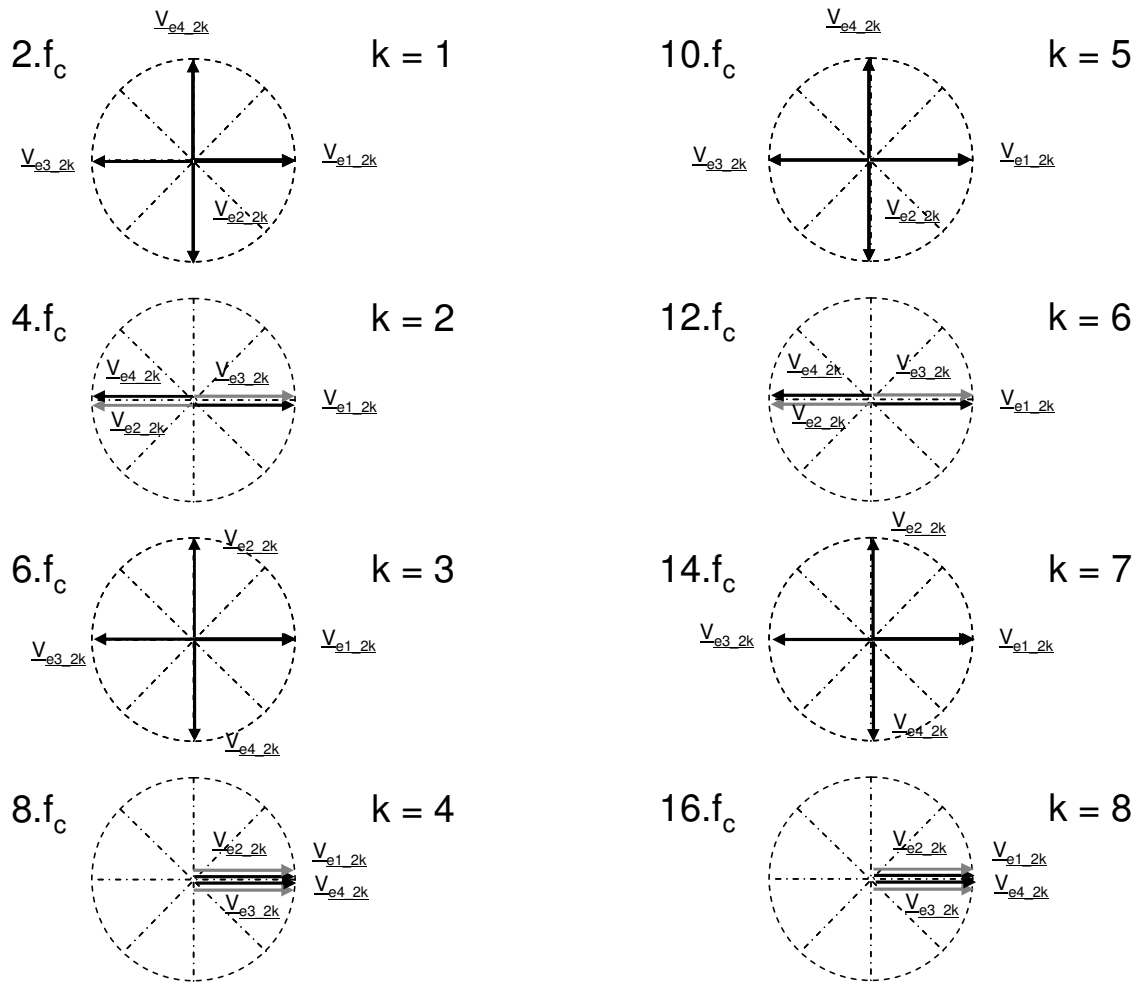
$$\text{Ainsi : } L_a = \frac{L_s}{4 \cdot m^2}$$

Q3.24 :

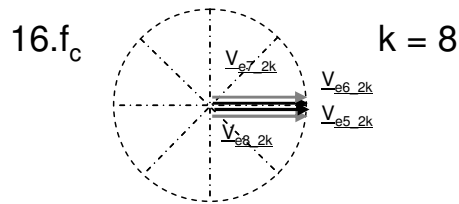
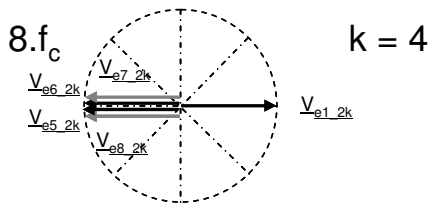
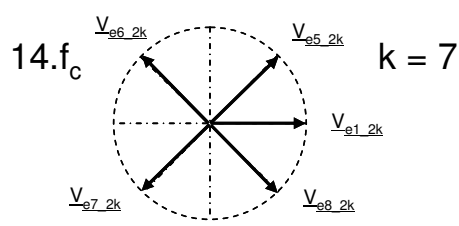
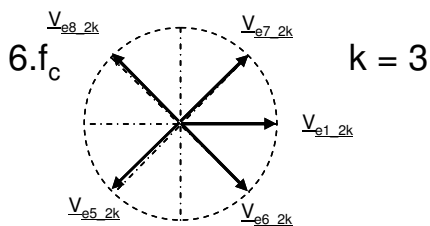
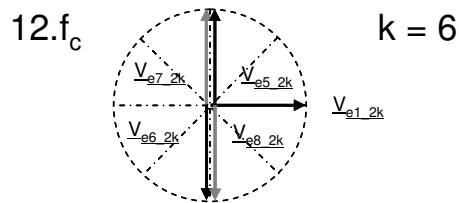
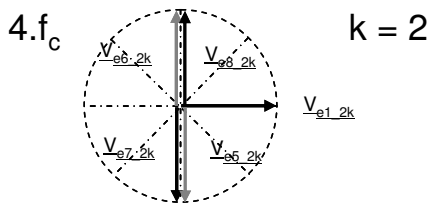
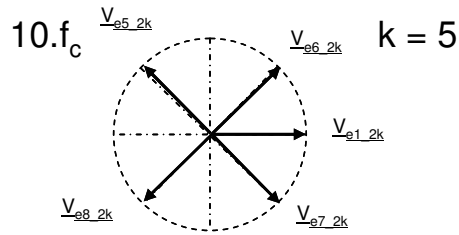
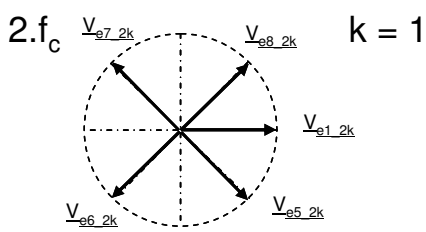
$$v_{a1} = \frac{V_{e1} + V_{e2} + V_{e3} + V_{e4}}{4 \cdot m} \text{ et } v_{a2} = \frac{V_{e5} + V_{e6} + V_{e7} + V_{e8}}{4 \cdot m}$$

Q3.25 :

DR12. Étude de l'entrelacement des PMCF
1er groupe de PMCF – Motrice 1



DR13. Étude de l'entrelacement des PMCF
2eme groupe de PMCF – Motrice 2



Q3.26 :

$$v_{a1_2k} \neq 0 \text{ pour } 2.k = 8 \text{ et } 2.k = 16 ; \hat{V}_{a1_2k} = \frac{4.E}{\pi.m} \cdot \frac{1}{2.k} \cdot \sin(2.k.\alpha.\pi)$$

$$v_{a2_2k} \neq 0 \text{ pour } 2.k = 8 \text{ et } 2.k = 16 ; \hat{V}_{a2_2k} = \frac{4.E}{\pi.m} \cdot \frac{1}{2.k} \cdot \sin(2.k.\alpha.\pi)$$

Q3.27 :

Pour $2.k = 8$ et $2.k = 16$:

$$\hat{I}_{motri1_2k} = \frac{\hat{V}_{a1_2k}}{L_a \cdot 2.k.\omega_c} = \frac{4.E}{\pi.m} \cdot \frac{1}{4.k^2} \cdot \frac{4.m^2}{L_s \cdot \omega_c} \cdot \sin(2k.\alpha.\pi) = \frac{4.E}{\pi} \cdot \frac{m}{k^2} \cdot \frac{1}{L_s \cdot \omega_c} \cdot \sin(2k.\alpha.\pi)$$

De même, pour la motrice 2 :

$$\hat{I}_{motri2_2k} = \frac{4.E}{\pi} \cdot \frac{m}{k^2} \cdot \frac{1}{L_s \cdot \omega_c} \cdot \sin(2k.\alpha.\pi)$$

Q3.28 :

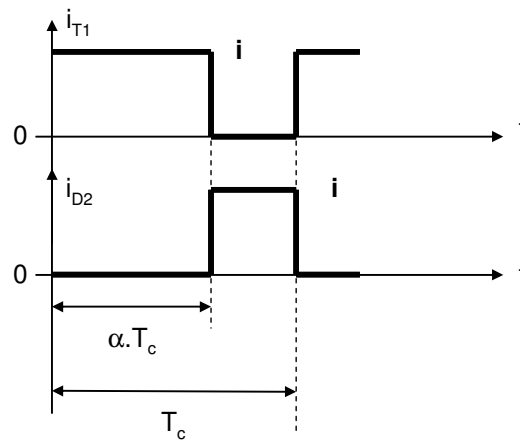
Les tracés des systèmes de vecteurs montrent que, pour $k = 4$ ($8 \cdot \omega_c$), les systèmes de vecteurs des deux groupes de PMCF sont en opposition de phase. L'harmonique de courant absorbé sur la caténaire pour $k = 4$ est donc nul. Il ne restera donc que l'harmonique de pulsation $16 \cdot \omega_c$ ($k = 8$).

Ainsi : $\hat{i}_{cat_2k} = \frac{8 \cdot E \cdot m}{\pi \cdot k^2 \cdot L_s \cdot \omega_c} \cdot \sin(2k \cdot \alpha \cdot \pi)$ pour $k = 8$.

Application numérique : $\hat{i}_{cat_2k} = 740\text{mA}$ à $f = 16 \cdot f_c = 8800 \text{ Hz}$.

B4 ÉTUDE THERMIQUE DES MODULES PALIX.

Q4.1 :



$i_{T1\text{moy}} = \alpha \cdot i$; $i_{T1\text{eff}}^2 = \alpha \cdot i^2$; $i_{D2\text{moy}} = (1 - \alpha) \cdot i$; $i_{D2\text{eff}}^2 = (1 - \alpha) \cdot i^2$

Q4.2 :

$P_{\text{cond_T1}} = V_{T0} \cdot i_{T1\text{moy}} + r_T \cdot i_{T1\text{eff}}^2$

$P_{\text{cond_T1}} = V_{T0} \cdot \alpha \cdot i + r_T \cdot i^2 \cdot \alpha$

De même : $P_{\text{cond_D2}} = V_{D0} \cdot (1 - \alpha) \cdot i + r_D \cdot i^2 \cdot (1 - \alpha)$

Q4.3 :

$P_{\text{com_T1}} = f_c \cdot E_{\text{sw}} = f_c \cdot (a_{\text{sw}} \cdot i^2 + b_{\text{sw}} \cdot i + c_{\text{sw}})$

$P_{\text{com_D2}} = f_c \cdot E_{\text{rec}} = f_c \cdot (a_{\text{rec}} \cdot i^2 + b_{\text{rec}} \cdot i + c_{\text{rec}})$

Q4.4 :

Le transistor T1 et la diode D2 n'ont des pertes qu'à l'échelle d'une demi-période basse fréquence, lorsque le courant $i_s(t)$ est positif. En posant $\theta = \omega.t$, cela correspond à l'intervalle $[\varphi, \pi+\varphi]$.

$$\text{Ainsi : } P_{\text{cond_T1}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi+\varphi} [V_{T0} \cdot \alpha(\theta) i_s(\theta) + r_T \cdot \alpha(\theta) i_s^2(\theta)]$$

$$\text{avec } i_s(\theta) = \hat{i}_s \cdot \sin(\theta - \varphi) \text{ et } \alpha = \frac{1}{2}(1 + m_a \cdot \sin \theta)$$

En utilisant les valeurs des intégrales données dans le sujet :

$$P_{\text{cond_T1}} = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{V_{T0} \cdot \hat{i}_s}{2} \left(2 + m_a \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \cos \varphi \right) + \frac{r_T}{2} \cdot \hat{i}_s^2 \left(\frac{\pi}{2} + \frac{4}{3} m_a \cdot \cos \varphi \right) \right]$$

Q4.5 :

Pour la diode D2, le calcul est similaire, il faut remarquer que $1 - \alpha(\theta) = \frac{1}{2}(1 - m_a \cdot \sin \theta)$ et il

$$\text{vient : } P_{\text{cond_D2}} = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{V_{D0} \cdot \hat{i}_s}{2} \left(2 - m_a \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \cos \varphi \right) + \frac{r_D}{2} \cdot \hat{i}_s^2 \left(\frac{\pi}{2} - \frac{4}{3} m_a \cdot \cos \varphi \right) \right]$$

Q4.6 :

$$P_{\text{com_T1}} = \frac{f_c}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi+\varphi} [a_{sw} \cdot i_s^2(\theta) + b_{sw} \cdot i_s(\theta) + c_{sw}] d\theta$$

$$P_{\text{com_T1}} = f_c \left(\frac{a_{sw}}{4} \cdot \hat{i}_s^2 + \frac{b_{sw}}{\pi} \cdot \hat{i}_s + \frac{c_{sw}}{2} \right)$$

Q4.7 :

L'expression des pertes en commutation pour la diode est analogue à celle du transistor :

$$P_{\text{com_D1}} = f_c \left(\frac{a_{rec}}{4} \cdot \hat{i}_s^2 + \frac{b_{rec}}{\pi} \cdot \hat{i}_s + \frac{c_{rec}}{2} \right)$$

Q4.8 :

$$P_{\text{cond_T1}} = 639 \text{ W} ; P_{\text{com_T1}} = 518 \text{ W} ; P_{\text{Trans}} = 1157 \text{ W}$$

Q4.9 :

$$P_{\text{cond_D2}} = 86 \text{ W} ; P_{\text{com_D2}} = 260 \text{ W} ; P_{\text{Diode}} = 346 \text{ W}$$

Q4.10 :

$$\theta_{\text{semelle}} = \theta_{\text{eau}} + 6 \cdot (P_{\text{Trans}} + P_{\text{Diode}}) R_{th2} + (R_{th1} + R_{thcontact}) (P_{\text{Trans}} + P_{\text{Diode}}) = 91^\circ\text{C}$$

Q4.11 :

$$\theta_{j_transistor} = \theta_{semelle} + R_{thjb_transistor} \cdot P_{Trans} = 100,8^{\circ}\text{C}$$

$$\theta_{j_diode} = \theta_{semelle} + R_{thjb_diode} \cdot P_{Diode} = 95,3^{\circ}\text{C}$$

Q4.12 :

Dans un fonctionnement en mode redresseur, compte tenu du sens de transfert de l'énergie, les diodes sont plus sollicitées que les transistors. Les courants moyen et efficace dans les diodes seront plus élevés que dans les transistors.

Q4.13 :

Il n'y a que 4 modules sur la plaque PALIX.

$$\theta_{semelle} = \theta_{eau} + 4 \cdot (P_{Trans} + P_{Diode}) R_{th2} + (R_{th1} + R_{thcontact}) (P_{Trans} + P_{Diode}) = 89,2^{\circ}\text{C}$$

Q4.14 :

$$\theta_{j_transistor} = \theta_{semelle} + R_{thjb_transistor} \cdot P_{Trans} = 95,5^{\circ}\text{C}$$

$$\theta_{j_diode} = \theta_{semelle} + R_{thjb_diode} \cdot P_{Diode} = 99,5^{\circ}\text{C}$$

V. Épreuves d'admission (oral)

Déroulement des épreuves d'admission

La **bibliothèque de l'agrégation** est constituée d'un ensemble d'ouvrages de base mis à la disposition des candidats, entre autres, par la bibliothèque centrale et le département EEA de l'E.N.S. de Cachan. Cette documentation est constituée de livres, de revues, de dossiers sur des systèmes industriels, de CD-ROMs de constructeurs référents et de quelques documents de spécialité (par exemple les Techniques de l'Ingénieur dans le domaine de l'EEA) mais elle n'a nullement la prétention d'être complète. En particulier, des revues spécifiques à la spécialité comme RGE, Onde électrique, Électronique Industrielle, Mesures, etc... ne sont pas présentes de façon complète. Les revues 3EI et REE sont disponibles au laboratoire et mises à la disposition des candidats.

En vue de compléter cette base de données et de l'actualiser des dispositions complémentaires ont été retenues :

1) Les candidats peuvent apporter des ouvrages complémentaires dans les conditions suivantes :

- les ouvrages doivent être déposés avant le début des épreuves et laissés à la disposition de tous les candidats jusqu'à la fin de celles-ci. Ils doivent être (ou avoir été) disponibles en librairie ou avoir été en vente ou en distribution publique officielle (ils doivent donc porter un numéro d'ISBN ou d'ISSN) ;
- le jury admet aussi les documentations des constructeurs mais ils ne doivent contenir aucune note ou référence personnelle autre que le nom du propriétaire ;
- les photocopies d'ouvrages, d'actes de conférences,... ne sont pas admises. Seuls les ouvrages originaux complets peuvent figurer en bibliothèque.

Dans tous les cas, les ouvrages déposés sont soumis à l'approbation du jury.

2) Par ailleurs, des dossiers sur des systèmes industriels peuvent servir d'application-support dans le cadre de l'épreuve pédagogique ou pour la préparation d'un montage. Ces documents ne sont pas exhaustifs et ne couvrent pas nécessairement tous les thèmes. Les candidats peuvent donc apporter des dossiers complémentaires dans les conditions suivantes :

- les dossiers doivent être déposés avant le début des épreuves et laissés à la disposition de tous les candidats jusqu'à la fin de celles-ci, ils ne doivent contenir aucune note ou référence personnelle autre que le nom du propriétaire ;
- les dossiers doivent concerner des systèmes réels commercialisés ou des extraits de notices techniques de constructeurs ;
- ces dossiers doivent être reliés et peuvent :
 - o soit provenir de documents fournis par l'entreprise qui a développé le produit ou qui en assure la maintenance ;
 - o soit être (ou avoir été) disponibles en librairie ou avoir été en vente ou en distribution publique officielle (ils doivent donc porter un numéro d'ISBN ou d'ISSN) ;
 - o soit provenir de dossiers fournis dans le cadre d'épreuves officielles, c'est-à-dire de type BTS, Baccalauréat, concours liés au génie électrique,... ;

Aucun dossier étudiant associé à des thèmes développés dans le cadre d'un projet d'étude n'est autorisé hormis les documents décrits ci dessus.

Ces dossiers doivent être accompagnés :

- d'un sommaire général des documents inclus dans le dossier, avec le récapitulatif des documents constructeurs intégrés au dossier (si possible, ces documents constructeurs doivent être regroupés) ;
- d'une table des matières pour chacun des documents ;
- d'une indication sur la date de fabrication du produit ;
- d'un tableau résumé (papier et fichier Excel) décrivant les thèmes (ou fonctions) principaux qui peuvent être traités avec cette application technique.

Dans tous les cas, les dossiers déposés sont soumis à l'approbation du jury.

3) Des ordinateurs sont mis à la disposition des candidats de manière à leur permettre d'accéder à des documentations de constructeurs sous forme de CD-ROM.

Ces ressources, communes à tous les candidats, ne peuvent être que ponctuelles (consulter une documentation et/ou l'imprimer, tracer une courbe,...). Au cours d'une journée d'épreuve, trois à neuf candidats peuvent être présents simultanément. Un ordinateur ne peut donc pas être monopolisé par un candidat pendant toute la durée de l'épreuve.

À titre indicatif, les CD-ROMS constructeurs mis à disposition provenaient de Analog Devices, Burr Brown, Limer Technology, NS, Maxim, Texas Instruments, Cypress, Siemens, Fuji, ST Microelectronics, Farnell, IR, HP, Xicor, Schneider-Electric, Legrand, Semikron, Ferraz, LEM, Endress-Hauser,...

Les candidats peuvent apporter des CD-ROMs complémentaires dans les conditions suivantes :

- les CD doivent être des originaux avec une licence d'utilisation en bonne et due forme permettant l'installation sur le site de l'ENS Cachan ;
- ces CD doivent être déposés avant le début des épreuves et laissés à la disposition de tous les candidats jusqu'à la fin de celles-ci ;

Les lecteurs de CD-ROM et de disquettes des ordinateurs à usage des candidats sont désactivés. Les CD-ROMS sont préinstallés sur disque dur.

Toute introduction d'un CD-ROM ou d'une disquette durant les épreuves est formellement interdite.

Un rétro projecteur et vidéo projecteur sont mis à la disposition des candidats lors des épreuves orales.

4) Les calculettes personnelles ainsi que les moyens de communication portables sont totalement interdits pendant les épreuves. Sous la responsabilité du président du jury, les surveillants, techniciens, agrégés préparateurs et membres du jury sont les garants du respect de cette interdiction.

Épreuve de travaux pratiques portant sur un montage, du domaine des courants faibles ou du domaine des courants forts, incluant l'automatique

Durée 6 h (préparation 5 h, présentation 1 h) – coefficient 1

Comme les autres épreuves orales de l'agrégation de Génie Électrique, l'épreuve de montage a une durée de 6h. Elle se décompose en 5h de préparation et 1h de présentation et d'interrogation. Après ouverture du sujet, les candidats peuvent prendre un certain nombre d'ouvrages à la bibliothèque avant d'être accompagnés dans une salle de travaux pratiques.

Généralités

L'une des principales vocations de cette épreuve à caractère expérimental est de juger l'aptitude du candidat à la conception et la mise en œuvre de dispositifs. Le jury apprécie la justification des mesures ainsi que leurs interprétations (caractérisation de composants, de sous systèmes ou de systèmes ...) L'objectif est donc :

- soit d'analyser les critères de choix technologiques de composants ou partie de composants d'une fonction par rapport aux contraintes d'une application donnée,
- soit d'analyser la démarche de conception et de mettre en évidence les critères de choix technologiques en liaison avec les contraintes de l'application,
- soit de caractériser un dispositif donné, d'effectuer les réglages, les dimensionnements ou les adaptations nécessaires de manière à illustrer les contraintes technologiques associées à une application donnée,
- soit de présenter un aspect spécifique du montage dont le thème aura été précisé dans le sujet.

Le jury est sensible :

- aux choix des solutions techniques, aux prédéterminations, aux choix technologiques des composants et/ou des sous systèmes utilisés, qui devront être scientifiquement justifiés,
- à la forme de la démarche expérimentale (nature des tests et des mesures),
- à l'analyse des résultats,
- à la qualité de la présentation.

De plus, le jury attend que les candidats soient capables d'utiliser de manière autonome les appareils de mesure standards : oscilloscope, oscilloscope à mémoire, générateur de fonction, analyseur de puissance, wattmètre et pour les candidats de sensibilité "courant faible", analyseur de spectre et générateur de fonctions programmables.

Les aspects métrologiques, i.e. choix des appareils de mesure, emploi, méthodes de mesure, domaine de validité, précision, doivent être maîtrisés.

Le jury attend également dans cette épreuve que le candidat connaisse les fonctionnalités principales et soit familier avec l'un des produits professionnels les plus courants du marché dans les domaines suivants :

- la simulation des circuits d'électronique de puissance et des circuits électriques BF, RF,
- la description en langage VHDL et la mise en œuvre de circuits CPLD et FPGA,
- le développement en C et C⁺⁺ sur PC.

Il faut noter que la plupart des logiciels utilisés à l'agrégation sont, soit en distribution libre soit disponibles en version d'évaluation, permettant ainsi à tout un chacun de se familiariser avec ces outils.

Organisation de la présentation du montage en présence du jury

Le candidat peut fournir au jury en début de présentation les documents papier réalisés ainsi que les documents caractéristiques (courbes, chronogrammes, listing, copie d'écran, ...) concernant le déroulement de la préparation du montage.

Phase 1

Sous la forme d'un exposé, le candidat doit :

présenter le principe du montage mis en œuvre,

préciser les résultats de la prédétermination des caractéristiques technologiques des composants ou des sous systèmes en regard des caractéristiques attendues, et présenter les mesures ou essais afin que le jury puisse apprécier la démarche,

présenter et valider quantitativement les résultats expérimentaux par rapport aux caractéristiques du dispositif utilisé (par exemple, il peut mettre en évidence les limites de validité des relations et les justifier),

analyser les résultats expérimentaux par rapport aux contraintes de l'application,

caractériser le dispositif en **reproduisant certains essais**.

Cette phase de présentation des étapes de développement doit être **prévue pour durer vingt minutes**.

Phase 2

Le jury pose des questions au candidat destinées à expliciter :

le choix des solutions techniques,

les éléments de la prédétermination des choix technologiques des composants et/ou des sous-systèmes utilisés, qui doivent être scientifiquement justifiés,

la démarche expérimentale (choix des moyens d'analyse, de mesure et de visualisation), l'analyse des résultats obtenus par le candidat.

Le jury s'intéresse ensuite au fonctionnement du montage. Le candidat doit présenter le matériel mis en œuvre dans sa manipulation et effectuer une démonstration de son fonctionnement.

Note importante

Il appartient au candidat de s'informer auprès des agrégés préparateurs et techniciens

:

des caractéristiques concernant les maquettes et sous systèmes qui sont mis à sa disposition dans le cadre de cette épreuve (tous les documents et notices correspondants peuvent et doivent être consultés),

des moyens logiciels et des outils de simulation disponibles,

des matériels de mesure utilisables,

des composants passifs ou actifs disponibles.

Des travaux particuliers peuvent être demandés aux agrégés préparateurs ou aux techniciens dans la mesure de leur disponibilité, sur présentation d'un document écrit explicitant le travail à réaliser. Ce document devra donc donner les schémas structurels, les valeurs, les références des composants, les schémas blocs, le réglage des appareils, etc...

À titre d'information, une liste non exhaustive de moyens mis à la disposition des candidats pour la session 2009 est ébauchée ci-dessous :

composants électroniques passifs et actifs de caractéristiques diverses,

maquettes, systèmes et sous-systèmes,

logiciel de présentation et de calcul : Excel,

logiciels de tracé des réponses des filtres, (Filtercad de Linear technologie)

logiciels de simulation de structures analogiques de type SPICE,

logiciels de calcul et de simulation : MATLAB, PSIM,

logiciels de simulation RF : RFsim99 (en distribution libre)

logiciels de développement de PAL-CPLD-FPGA : Warp (CYPRESS), WEB Pack (XILINX)

Logiciels de développement en C : chaîne Code Composer Studio (TEXAS INSTRUMENTS),

Borland C++, Builder 6

Carte DSP Texas (DSK 5402),

Cartes d'acquisition sur PC : Fastlab et Pemes (société Eurosmart),

Carte DSPACE avec SIMULINK distribué par la société Scientific Software, Modules multiplication de tension, affichage, comptage, correcteurs etc..,

CDROM fournis par les constructeurs ou distributeurs, (Analog Devices, Linear technologie, Maxim, Texas, ...).

Épreuve de montage de 2009

Généralités

La moyenne de l'épreuve de montage est pour l'année 2009 de 6,48 sur 20.

Pendant cette session, 14 sujets différents ont été proposés aux candidats de sensibilité "courant fort" et 12 sujets différents aux candidats de sensibilité "courant faible". Parmi ces sujets, deux étaient nouveaux pour la sensibilité "courant fort" et cinq pour la sensibilité "courant faible". Ces nouveaux sujets ont pour titre :

Pour la sensibilité "courant fort" :

Alimentation sans interruption

L'objectif de ce montage est de mettre en œuvre un onduleur MLI puis d'effectuer des mesures sur une alimentation sans interruption industrielle.

Onduleurs de tension multicellulaires

Ce montage a pour objectif l'analyse et la comparaison de deux structures multiniveaux, notamment du point de vue des pertes et de la qualité des formes d'ondes.

Pour la sensibilité "courant faible" :

Liaison audio cryptée

L'objectif de ce montage est de réaliser une transmission audio sans fil mettant en œuvre des modules HF. Le cryptage du signal audio est assuré par inversion de spectre.

Modem en modulation GMSK

L'objet de ce montage porte sur l'étude et la mise en œuvre d'une modulation GMSK dans le cadre d'un modem sans fil. Deux approches permettant la génération du signal modulé sont proposées au candidat.

Transmission audio infrarouge

L'objectif de ce montage est de réaliser une transmission audio sans fil infrarouge en utilisant une technique de modulation MLI. Le candidat doit mettre en œuvre progressivement les éléments constituant la chaîne de transmission en utilisant des composants optoélectroniques imposés.

Transmetteur FM

L'objet de ce montage porte sur l'étude et la mise en œuvre d'une transmission en modulation de fréquence utilisant une synthèse de fréquence par boucle à verrouillage de phase.

Serveur WEB

On se propose dans ce montage de mettre en évidence les protocoles utilisés dans un échange de pages web entre un système embarqué à base de microprocesseur PIC et un réseau Ethernet. Quelques notions de base sur le codage d'une page HTML ainsi que la mise en œuvre du système sont également demandés.

De façon générale, le jury constate qu'il est impossible de réussir cette épreuve sans un minimum d'aisance dans la manipulation des appareils de mesure, des logiciels et des langages de programmation. Il est également indispensable de connaître les aspects théoriques associés à chacun des montages, et ceci avant l'épreuve. C'est notamment le cas des structures de base en électronique de puissance et en particulier l'onduleur de tension MLI qui est encore mal maîtrisé. Les ouvrages ne sont là que pour éviter de refaire certains calculs ou développements fastidieux, le candidat devant être à même de les justifier.

Remarques et conseils aux candidats concernant la préparation :

Lorsque le candidat a des difficultés par rapport au thème proposé dans le montage, le jury lui conseille d'avoir une démarche progressive au lieu de mettre en œuvre un dispositif complet.

Le candidat doit s'assurer que le domaine de validité des relations utilisées correspond bien aux caractéristiques de son montage.

Un candidat doit être capable d'analyser de façon rigoureuse une structure logicielle ainsi que son environnement, puis de les adapter à un cahier des charges. Il doit pouvoir la présenter avec méthode.

Pour ce qui concerne le développement d'applications nécessitant l'usage d'outils informatiques, il est conseillé au candidat d'effectuer régulièrement des sauvegardes de son travail.

Remarques et conseils aux candidats concernant la présentation :

La qualité de la présentation intervient dans une part non négligeable de la note du candidat. Compte tenu du temps imparti (20 min), le jury demande au candidat de préparer son tableau, et de présenter clairement la problématique du sujet.

Les schémas fonctionnels, structurels et autres courbes expérimentales (copies d'écran ou d'oscilloscope ...) pourront être rétro projetés.

Analyse de l'épreuve

L'analyse du déroulement des épreuves de l'année 2009 nous amène à noter un certain nombre de points à améliorer :

une plus grande rigueur sur la notation des différentes grandeurs physiques (valeurs moyennes, efficaces, temporelles, etc...)

la justification des modèles utilisés (domaine de validité, degré d'approximation),

une correspondance rigoureuse entre les grandeurs physiques observées et les grandeurs apparaissant dans les modèles,

une meilleure gestion du temps imparti, permettant d'aborder toutes les parties proposées dans le sujet,

Plus particulièrement pour la sensibilité « courant faible » :

Les fondements de l'analyse des signaux concernant notamment l'analyse spectrale.

Plus particulièrement pour la sensibilité « courant fort » :

la connaissance des fonctionnalités de l'onduleur de tension raccordé au réseau,

la mesure et l'analyse des perturbations harmoniques sur le réseau,

la maîtrise des modèles, moyens et HF, des convertisseurs,

l'analyse des flux d'énergie mis en jeu dans les montages,

l'analyse du comportement des systèmes,

l'analyse du comportement mécanique simplifié des systèmes,

la construction d'un système asservi à l'issue de l'identification, et plus particulièrement le calcul du correcteur ne conduisant pas systématiquement à la compensation pôle-zéro.

Tendances

Pour la sensibilité "courant faible", l'évolution des sujets vers, d'une part l'électronique numérique et d'autre part le domaine des transmissions, se confirme.

Les sujets utilisant des microcontrôleurs, DSP, CPLD ou FPGA vont donc progresser en nombre et surtout en performances des structures abordées (les outils de conception et de mise en oeuvre permettant d'en faciliter grandement l'étude).

Nous insistons donc, comme par le passé, sur l'importance de la maîtrise des langages, des outils et des principes associés à ces composants ou ces structures. D'autre part les connaissances théoriques en Traitement Numérique de Signal sont désormais tout aussi incontournables que celles de l'Automatique classique.

Pour l'électronique RF (Radiofréquence) il est donc encore une fois recommandé de se familiariser avec l'instrumentation spécifique (analyseur de spectre, analyseur de réseau, coupleur directif, etc).

Pour les transmissions numériques il est bon de se familiariser avec les différents outils d'investigation.

Pour la sensibilité "courant fort", les sujets concernant les associations convertisseurs-machines et la qualité de l'énergie électrique sont couramment abordés lors de l'épreuve de montage.

Quel que soit le sujet abordé, l'analyse des flux d'énergie est primordiale. Les différentes fonctions de la chaîne de conversion ainsi que les boucles de régulation associées doivent être mises en évidence.

L'interrogation des candidats dans les domaines de l'automatique et de l'informatique industrielle ne se fait jamais dans des sujets spécifiques, mais au travers des montages proposés. Environ 80% des montages demandent une mise en œuvre des principes de base de l'automatique. Certains de ces montages s'appuient sur l'utilisation de cartes numériques et nécessitent de ce fait la connaissance des systèmes échantillonnés.

Épreuve portant sur l'examen critique d'un dossier technique fourni au candidat

Durée 6 h (préparation 5 h, présentation 1 h) – coefficient 1

Le sujet, tiré au sort par le candidat, porte indifféremment sur les applications des domaines A et B.

Généralités

Nature de l'épreuve

L'épreuve de dossier est une épreuve orale d'une durée de cinq heures pour la préparation et d'une heure pour la présentation au jury. La préparation se fait dans la bibliothèque de l'agrégation.

L'épreuve se décompose en trois parties :

1. un exposé de synthèse du dossier, d'une durée de 35 minutes, au meilleur niveau scientifique et technique ;
2. lors de cette session, la part réservée à la séquence pédagogique a diminué. Sa durée a été ramenée à 5mn au lieu de 10mn ;
3. un entretien avec le jury, d'une durée de 20mn, portant sur les deux aspects précédents.

Contenu du dossier

Le dossier est désigné par son titre et comprend différents documents relatifs à ce thème : des publications de revues ou de congrès, des notes d'applications de constructeurs, des documentations techniques. **Une problématique est proposée en sous-titre.** Notez que certains articles peuvent être issus de publications en langue anglaise. Une bonne pratique de la lecture de cette langue est donc recommandée.

Objectifs de l'épreuve

L'épreuve de dossier est destinée à tester la capacité du candidat à entretenir, actualiser et structurer ses connaissances afin d'assurer un enseignement restant au meilleur niveau technologique et scientifique.

Au travers de l'épreuve, le jury évalue plus précisément les capacités suivantes :

- acquisition et compréhension d'informations scientifiques et techniques contenues dans le dossier,
- détermination des informations essentielles et/ou nouvelles en les organisant logiquement selon un objectif identifié par la problématique proposée en sous-titre ;
- exposé synthétique des éléments essentiels du dossier (cet aspect fait appel aux connaissances initiales du candidat et à sa culture technologique) ;
- proposition d'une application didactique dont les éléments sont tirés du dossier et en conformité avec les programmes en vigueur ;
- qualités pédagogiques, d'expression, de communication et d'inventivité (structuration générale de l'exposé, élocution, présentation, emploi des supports audiovisuels, etc.) ;
- qualité des réponses aux questions du jury.

Cette épreuve est tournée vers les applications technologiques : savoir expliquer, justifier et proposer des solutions technologiques basées sur une analyse scientifique ou économique précise d'un problème.

Déroulement de la session 2009

Analyse de l'épreuve

L'analyse du déroulement des épreuves de l'année 2009, nous amène à noter un certain nombre de points.

Concernant la première partie de l'épreuve (analyse et synthèse du dossier) :

- une partie des candidats a parfaitement réussi cette épreuve en développant à un bon niveau technique et scientifique la problématique qui leur était proposée. Il reste trop de candidats qui n'arrivent pas à identifier cette problématique ;
- le jury attend un exposé. Il est donc conseillé, pour cette partie, d'utiliser des supports médiatiques et d'éviter la lecture de notes manuscrites ;
- des candidats ne situent pas leur exposé à niveau technologique et scientifique suffisant et se contentent de généralités, de l'historique d'une technique ou d'énumérations sans aucune référence technologique ;
- le jury a parfois regretté un refus d'utiliser des documents très spécifiques tels que notices de constructeurs et schémas structurels des applications industrielles, tableaux comparatifs chiffrés. Les documents en langue anglaise sont parfois ignorés ;
- certains candidats se sont contentés de résumer un seul article du dossier et d'autres ont opté pour une présentation de type catalogue, dénuée de toute classification comparative. Où est alors la synthèse ?
- le jury continue de relever des considérations très vagues sans aucune valeur numérique ni comparaison.

Concernant la seconde partie de l'épreuve (réflexions pédagogiques) :

- certains candidats se limitent encore trop souvent, malgré les recommandations répétées, à quelques intentions vagues ou une simple énumération d'activités imaginables, sans réelle implication de la dimension technologique et sans souci d'une mise en pratique effective par l'élève ou l'étudiant destinataire. Le jury note que les savoirs à transmettre sont souvent confus, quelquefois non réalistes et en tout cas dénués de toute didactique ;
- la notion de système ou d'objet technique support est très souvent absente ou sans lien avec le thème proposé. Le jury n'a que trop rarement apprécié l'utilisation d'une application intégrant la notion d'enjeu et de finalité ;

le cahier des charges, lorsqu'il existe, est presque toujours fixé de façon arbitraire et sans rapport avec l'application industrielle réelle qui pourtant en est la seule justification. Le jury apprécierait que le candidat précise pour l'application proposée, des résultats espérés en donnant des ordres de grandeurs cohérents.

Remarque : À plusieurs reprises, des candidats ont proposé des applications qu'ils étaient incapables de développer. Il semble utile de rappeler que les problèmes posés aux élèves doivent d'abord être résolus par le professeur !

Fiche d'objectifs

Une fiche rappelant les objectifs et attendus de l'épreuve a été fournie aux candidats.

Évolution de l'épreuve pour la session 2010

Cette épreuve a commencé à évoluer lors de cette session en diminuant la part réservée à la séquence pédagogique. En effet, la durée de cette phase a été ramenée à 5mn au lieu de 10mn. Pour les sessions suivantes, la phase d'exploitation pédagogique du dossier est supprimée. L'épreuve se composera donc de **deux parties de durée égale à 30mn** qui ne peuvent se reporter l'une sur l'autre :

1. un exposé de synthèse du dossier au meilleur niveau scientifique et technique ;
2. un entretien avec le jury.

Définition de l'épreuve

L'épreuve de dossier doit permettre d'évaluer la capacité du candidat à analyser une problématique à caractère technique (avec une dominante dans le domaine du génie électrique). L'argumentation sera construite à partir d'une synthèse d'éléments contenus dans les articles du dossier que l'on pourra éventuellement compléter par d'autres sources bibliographiques. La forme de l'exposé, bien différente d'une leçon, est celle d'une conférence illustrée par un support médiatique (un diaporama serait apprécié par le jury). Les compétences requises sont :

- la rigueur et l'honnêteté scientifique ;
- la maîtrise de la démarche technologique (proposer des solutions à partir de l'expression d'un besoin et des contraintes définies par un cahier des charges) ;
- l'aptitude à réaliser une synthèse à partir de plusieurs sources d'information en vue de construire un argumentaire ;
- la pertinence de l'analyse critique des documents proposés et du plan de l'exposé ;
- la qualité de la communication.

Concernant la lecture du dossier

Le dossier est généralement volumineux (environ 8-10 articles) et il convient de savoir en faire une lecture rapide et critique : certains documents sont pauvres en informations, d'autres surabondants. Ceci sous-entend que le candidat possède un entraînement à la lecture scientifique ainsi qu'une culture scientifique et technique suffisante qui lui éviteront d'avoir à découvrir entièrement le thème le jour de l'épreuve.

L'expression orale doit être claire, vivante et convaincue, le candidat doit prouver qu'il a su s'approprier le sujet. L'utilisation du tableau, pendant l'exposé est à éviter de même que la lecture continue de notes.

Le candidat doit avoir le plus grand souci de la gestion du temps pour aborder les deux parties de l'épreuve.

Concernant l'exposé de synthèse

L'exposé dure au maximum 30 minutes. Le candidat doit donc synthétiser les points essentiels des différents articles contenus dans le dossier et les organiser logiquement en vue de répondre à la problématique définie par le titre du dossier.

Le candidat peut être amené à émettre un avis critique sur tel document du dossier si cela reste dans la logique de son exposé.

Le niveau technique et scientifique doit être le plus élevé et le plus rigoureux possible. Lors de l'exposé, il doit être fait référence aux documents fournis afin d'en situer l'intérêt et le contenu. L'exposé de vulgarisation est à éviter. Comme tout exposé, celui-ci doit se terminer par une conclusion de synthèse, qui doit faire émerger les points clés du dossier répondant à la problématique.

Les techniques de présentation s'apparentent à celle de la conférence. L'exposé doit aller dans le sens de la synthèse, de la clarté et de la précision : on évitera les longs développements au tableau au profit de résumés ou de schémas sur transparent ou diaporama. Il pourra être utile de présenter sous forme de tableaux ou de graphiques comparatifs différents aspects communs trouvés dans les divers documents.

Concernant l'entretien avec le jury

Le jury questionne le candidat sur plusieurs aspects présentés dans l'exposé au-delà du strict contenu du dossier. Le candidat doit donc parfaitement maîtriser et être capable de développer les notions qu'il a abordées dans l'exposé. Il doit donc approfondir les notions qui lui sont inconnues au cours de la préparation en exploitant si nécessaire les ouvrages de la bibliothèque de l'épreuve. Pour être efficace, il doit donc posséder une large culture technologique et scientifique que seule la lecture de revues techniques, d'ouvrages scientifiques et la participation à des conférences pourront efficacement enrichir. Il est donc conseillé d'aborder dans la préparation le maximum des thèmes qui apparaissent dans cette épreuve.

RECOMMANDATIONS AUX CANDIDATS

I. Analyse et synthèse du dossier (30 minutes)

Suite à l'analyse critique des documents fournis, vous devez faire un exposé de synthèse du dossier. Cet exposé doit se situer au meilleur niveau scientifique et technique.

En vous référant aux articles du dossier, vous devez :

- mettre en évidence la problématique traitée dans le dossier,
- définir les principes utilisés,
- présenter les technologies mises en œuvre pour répondre aux besoins identifiés,
- citer des exemples d'applications,
- donner les éventuelles perspectives en cours.

Vous ferez apparaître relativement à chaque rubrique les articles exploités et vous justifierez la non utilisation de documents. Cet exposé ne peut être fondé que sur les articles du dossier.

II. Discussion avec le jury (30 minutes)

Le jury questionne le candidat sur plusieurs aspects présentés dans l'exposé au-delà du strict contenu du dossier. Le candidat doit donc parfaitement maîtriser et être capable de développer les notions qu'il a abordées dans l'exposé. Il doit donc approfondir les notions qui lui sont inconnues au cours de la préparation en exploitant si nécessaire les ouvrages de la bibliothèque de l'épreuve.

Remarques

Le dossier comporte suffisamment d'éléments pour atteindre les objectifs décrits. Néanmoins le candidat peut puiser dans la bibliothèque du centre d'examen :

- des informations qui le confortent dans sa connaissance des techniques abordées par le dossier,
- des extraits de notices techniques de composants ou de systèmes de commande lui permettant de traiter son application pédagogique.

Listes de dossiers

Les candidats trouveront ci-dessous la liste des dossiers proposés en juin 2009.

Production et stockage d'énergie électrique

Petite centrale hydroélectrique

Installations photovoltaïques, intégrées au bâti et raccordé au réseau BT

Centrales éoliennes

Réseaux, transport, distribution

Qualité de l'énergie électrique : perturbations, évaluation, maîtrise

Qualité de l'énergie électrique : la maîtrise des harmoniques sur les réseaux industriels

Applications de l'énergie électrique

Le transport ferroviaire

Éclairage public : technologie innovante d'aujourd'hui et demain

Dispositifs de contrôle commande

La commande des moteurs électriques : Modèles de connaissances

La commande des moteurs électriques : Modèles de comportement

Régulation industrielle : Constituants d'une chaîne de réglage modèle expérimental

Traitement, transmission, stockage de l'information

La technologie WiMax : Modèles de propagation

La technologie WiMax : Choix de la structure

Identification par radio fréquences les aspects technico-économiques

Technologie Micro électronique

Typologie des microcontrôleurs

Microcontrôleur : Stratégie interne, Jeu d'instructions, E/S

Fabrication électronique :

La testabilité, évolution du standard de test Boundary Scan

La CEM des cartes électroniques, la modélisation et la simulation des perturbations

Règles de réalisations des circuits imprimés, contraintes techniques, économiques et environnementales

Épreuve pédagogique consistant en la rédaction de documents à caractère pédagogique à partir d'une question posée par le jury

Durée 6 h (préparation 5 h, présentation 1 h) – coefficient 1

La question est nécessairement empruntée au domaine (A ou B) qui n'a pas été retenu par le candidat lors du tirage au sort pour la première épreuve d'admission. L'épreuve pédagogique est d'une durée de 6h comme les autres épreuves orales de l'agrégation de Génie Électrique. Elle se décompose en 5h de préparation et 1h de présentation et d'interrogation. Après ouverture du sujet, les candidats composent dans la salle de bibliothèque où ils peuvent avoir accès à une liste d'ouvrages.

Généralités

L'une des principales vocations de cette épreuve à caractère pédagogique est d'évaluer l'aptitude du candidat à enseigner la technologie à des élèves de 1^{ère} ou Terminale ou à des étudiants de BTS ou DUT. L'objectif est donc :

- De construire une séquence d'enseignement à partir d'une application support ;
- De mobiliser et d'utiliser ses compétences scientifiques et technologiques ;
- D'organiser, de communiquer et de démontrer son aptitude à transmettre des savoirs dans un cursus de formation donné (Baccalauréat STI ou Baccalauréat S-SI ou BTS ou DUT).

Le jury est sensible :

- Au choix de l'application support et à sa justification en rapport avec le niveau enseigné et le thème de la leçon ;
- à la présence et l'utilisation de schémas constructeurs (notamment structurels) et de documentations techniques en rapport avec l'application support ;
- à la cohérence de la séquence d'enseignement et de la structure générale de la séance présentée;
- à la qualité de la présentation et à la clarté de l'exposé;
- à la capacité du candidat à communiquer et à transmettre ses savoirs au public concerné ;
- à éviter une présentation de type “ leçon de chose” ;
- à la qualité et à la pertinence des réponses face aux questions du jury ;
- à l'utilisation de moyens didactiques variés permettant d'animer la présentation.

Organisation de la présentation de l'épreuve pédagogique en présence du jury

Le candidat fournit au jury en début de présentation les documents papier réalisés, à savoir :

Le sujet ;

Un document d'environ deux pages où il définira :

- la place argumentée de la séquence dans le cycle de formation ;
- l'application support et un extrait des spécifications issues de son cahier des charges ;
- la liste des concepts nouveaux enseignés pendant la séance ;
- le plan de la séquence d'enseignement précisant les activités élèves et les objectifs visés ;
- la place argumentée de la séance présentée au jury dans cette séquence d'enseignement ;
- tous les documents qui seraient remis à des élèves ou des étudiants.

Présentation orale

Le candidat présentera et commentera le document qu'il aura au préalable remis au jury. Il développera ensuite la séance choisie extraite de la séquence proposée. Il insistera sur l'apport de connaissances et les concepts mis en œuvre. Il s'efforcera lors de sa présentation de :

- valider les modèles utilisés par rapport à la réalité technologique ;
- justifier les éléments intervenant dans les schémas illustrant la séquence ;
- utiliser des documents « constructeur » ;
- analyser les caractéristiques principales des composants utilisés ;
- utiliser les moyens de présentation adaptés.

L'illustration de l'exposé par un objet technique réel ou une photographie précisant sa forme et ses dimensions, ainsi que son rôle ou son utilité, est fortement recommandée.

Cette phase de présentation orale doit être **prévue pour durer de 30 minutes (minimum) à 40 minutes (maximum)**.

Entretien avec le jury

Le jury questionnera le candidat sur sa prestation orale, les choix effectués et les documents remis ainsi que sur les contenus scientifiques.

Épreuve pédagogique de 2009

Généralités

La moyenne à l'épreuve pédagogique des candidats admis est de 12. La note la plus élevée est 18, la plus basse est 7. La moyenne des candidats non admis est de 3,5.

Pendant cette session, 27 sujets dont 5 leçons d'automatique, 8 leçons en courants forts, et 13 leçons en courants faibles ont été distribuées. Certaines leçons sont sorties deux fois.

Tous les sujets sont accompagnés des extraits des référentiels.

Nous rappelons que cette liste est publiée tous les ans dans le rapport de jury ainsi que la feuille de recommandations aux candidats.

De façon générale, le jury constate que pour réussir cette épreuve il est indispensable de s'exprimer clairement et de capter l'attention du jury grâce à une présentation vivante.

Remarques et conseils aux candidats concernant la préparation :

Le candidat doit lire attentivement les objectifs de la leçon proposée. Une lecture attentive doit permettre d'éviter de construire une séance hors du sujet proposé. Le candidat ne pourra en aucun cas modifier le titre de la séance ou le niveau imposé par le sujet.

Il doit garder une certaine distance avec la bibliographie utilisée et exercer son esprit critique vis à vis de celle-ci. Un choix ne peut absolument pas être justifié par le fait qu'il a été extrait d'un document existant.

Le candidat doit préparer des documents clairs et présentés proprement. Il évitera les schémas complexes ou peu lisibles en projection. Il est rappelé au candidat qu'il doit utiliser le tableau comme il le ferait avec des élèves et qu'il ne doit en aucun cas l'effacer en cours d'épreuve.

Les schémas et documents constructeurs utilisés par le candidat dans sa séance pourront être remis au jury comme il le ferait avec des élèves ou des étudiants.

Les candidats disposent des outils de communication habituels, vidéo projecteur, rétroprojecteur, ordinateur associé aux logiciels de calcul et de simulation. Certaines leçons peuvent se prêter à une démonstration expérimentale. Les candidats peuvent solliciter les agrégés préparateurs.

Analyse de l'épreuve

L'analyse du déroulement des épreuves nous amène à noter un certain nombre de points :

Points positifs :

Quelques leçons de bonne qualité ont été appréciées par le jury, avec des plans rigoureux, des documents bien présentés, une gestion du temps maîtrisée, le respect des objectifs proposés, une bonne utilisation du tableau, une présentation vivante.

Le jury a apprécié que la majorité des candidats ait :

- proposé une séance en adéquation avec le référentiel imposé;
- utilisé des applications représentatives des solutions récentes et courantes.

Points restant à améliorer :

- la qualité des documents retroprojetés,
- l'exploitation d'outils didactiques variés (vidéo projecteur, moyens informatiques, maquettes, etc.)
- la capacité à enseigner dans des champs technologiques du génie électrique où le candidat n'est pas forcément spécialiste,
- la présence de schémas élémentaires permettant de comprendre les principes, les courbes représentant les signaux entrée et sortie ou les réponses des systèmes,
- la maîtrise par le candidat de notions de base et des concepts théoriques,
- la relation entre le choix du support, le niveau visé ainsi que la spécialité du diplôme préparé (courant fort ou faible).

Une leçon ne peut se réduire à la reproduction d'une partie d'un ouvrage ou d'un rapport de concours.

Le choix d'une application support de la leçon est indispensable. Le support doit être accessible aux élèves concernés. Celui-ci doit permettre, avant tout de présenter la problématique à résoudre et d'illustrer la ou les solutions mises en œuvre.

Cette application ne doit pas être seulement un titre, c'est sur elle que doit s'articuler la leçon.

Il est rappelé que la présentation doit mettre en avant les aspects pédagogiques mais que la partie questionnement permet l'approfondissement des connaissances du candidat.

L'épreuve pédagogique a pour but premier d'évaluer leurs capacités à transmettre des connaissances.

Pour la session à venir et pour l'épreuve pédagogique,

Les dénominations « courant faible » et « courant fort » seront toujours d'actualité.

Le niveau d'exploitation des différents thèmes peut se situer au niveau baccalauréat. Les exploitations au niveau BTS concernent les sections Systèmes Electroniques, IRIS et Electrotechnique. Celles au niveau DUT concernent les DUT de Génie Electrique et Informatique Industrielle. La liste des sujets pourra être remaniée. L'automatique et l'informatique industrielle restent toujours des domaines transversaux.

L'épreuve restera séparée en deux parties :

- la présentation orale du candidat pendant laquelle les compétences pédagogiques seront évaluées (30 à 40 minutes);
- le questionnement du candidat pendant lequel les connaissances de celui-ci seront évaluées (20 à 30 minutes maximum).

LISTE DES SUJETS DE LA SESSION 2009

Leçons « Courants forts »

Distribution de l'énergie électrique BT : protection
Filtrage passif des harmoniques de courant secteur
Chauffage par induction
Stockage d'NRJ électrique pour un véhicule électrique
Régulateur PID industriel
Pompage à vitesse variable
Choix et mise en œuvre d'un filtre anti-repliement
Application de l'énergie solaire aux petites unités
Centrale de production photovoltaïque raccordée au réseau
Onduleur MLI pour Cde de Mas
Démarrage et freinage de la Mas
Distribution de l'énergie électrique BT : relèvement du Fact. Puiss.
Asservissement en position MCC
Filtrage passif des harmoniques de courant secteur
Etude d'une application nécessitant un PI

Leçons « courants faibles »

Modulation numérique
Ligne de transmission, adaptation d'impédance
Amplification HF
Production d'oscillations utilisant le quartz
Transmission par isolement galvanique d'informations analog./num.
Stabilisation en temps discret et formalisme de la transformée en Z
Communication série pour micro-contrôleur
Modulateur de signaux en fréquence
CEM, filtrage des perturbations conduites
Synthèse de filtre analogique
Modulation numérique
Synthèse de filtre numérique
Démodulation FM à PLL
CEM, perturbations rayonnées
Choix et mise en œuvre d'un filtre anti-repliement
Système à retard et prédictif de Smith

Quelques exemples de sujets de leçons

Contenu : DEMODULATION FM UTILISANT UNE BOUCLE A VERROUILLAGE DE PHASE

Niveau : DUT

Objectif : Au terme de la séance, les élèves ou les étudiants devront être capables de :

- Comprendre le principe des démodulations FM à PLL ;
- Proposer et justifier l'organisation matérielle d'un dispositif permettant de réaliser la démodulation et répondant aux spécifications d'un cahier des charges ;
- Justifier les choix technologiques des différents composants utilisés.

Contenu : SYSTEME A RETARD ET PREDICTEUR DE SMITH :

Niveau : DUT

Objectif : Au terme de la séance, les étudiants devront être capables :

- d'analyser l'influence d'un retard sur la stabilité d'un système bouclé ;
- de calculer un prédicteur de Smith.

Contenu : SYNTHESE DE FILTRES

Niveau : DUT

Objectif : Au terme de la séance, les étudiants devront être capables de :

- Décrire les caractéristiques usuelles des filtres,
- Définir et justifier le choix de la technologie d'un filtre, en fonction d'un gabarit déterminé et de la bande de fréquence d'utilisation
- Justifier l'exposé par un exemple d'une application choisie avec pertinence

Contenu : DISTRIBUTION DE L'ENERGIE ELECTRIQUE B.T : Problèmes liés à une installation ayant un mauvais facteur de puissance

Niveau : Baccalauréat technologique Génie Électrotechnique

Objectif : Au terme de la séance, les élèves ou les étudiants devront être capables de :

- Situer cette étude dans le cadre d'une application simple mais complètement définie.
- Justifier les intérêts techniques et économiques du relèvement du facteur de puissance pour l'application choisie.
- Choisir les matériels et donner leurs conditions d'installation (en sécurité) pour l'application spécifiée.

Contenu : APPLICATION DE L'ENERGIE SOLAIRE A L'ALIMENTATION EN ELECTRICITE DE PETITES UNITES .

Niveau : DUT Génie électrique et informatique industrielle

Objectif : Au terme de la séance, les élèves ou les étudiants devront être capables de :

- Donner un exemple pertinent de l'emploi de l'énergie solaire photovoltaïque.
- Expliquer les solutions technologiques retenues pour associer les panneaux solaires.
- Définir les principales fonctions des appareils qu'il est nécessaire d'associer aux panneaux solaires.

VI. Rapports des jurys des sessions précédentes : rappel

Les rapports des sessions antérieures sont disponibles, notamment, sur le site national de ressources en génie électrique **RESELEC**, ils sont également accessibles par le Portail STI du CERPET via Internet :

Réseau national de ressources RESELEC :

<http://www.iufmrese.cict.fr/concours/concours.shtml>

Les réseaux nationaux de ressources en sciences et techniques industrielles, en particulier le réseau national de ressources RESELEC, sont également accessibles via le site Internet :

<http://www.cerpet.education.gouv.fr/>

VII. Programme du concours

Le programme limitatif est publié chaque année par voie de BOEN.

VIII. Arrêté du 30 avril 2004 fixant les modalités du concours de l'agrégation de génie électrique à partir de la session 2005

Cet arrêté a été publié au Journal Officiel et au B.O sous les références suivantes :

J.O n° 109 du 11 mai 2004 page 8305

B.O n° 22 du 3 juin 2004 / RLR : 820-2S

Décrets, arrêtés, circulaires

Textes généraux

Ministère de l'éducation nationale, de l'enseignement supérieur et de la recherche

Arrêté du 30 avril 2004 modifiant l'arrêté du 12 septembre 1988 modifié fixant les modalités des concours de l'agrégation

NOR: MENP0400534A

Le ministre de l'éducation nationale, de l'enseignement supérieur et de la recherche et le ministre de la fonction publique et de la réforme de l'Etat,
Vu le décret n° 72-580 du 4 juillet 1972 modifié relatif au statut particulier des professeurs agrégés de l'enseignement du second degré ;

Vu l'arrêté du 12 septembre 1988 modifié fixant les modalités des concours de l'agrégation,
Arrêtent :

Article 1

A l'annexe I de l'arrêté du 12 septembre 1988 susvisé fixant les épreuves de certaines sections du concours externe de l'agrégation, les dispositions relatives à la section génie électrique sont remplacées par les dispositions suivantes :

« Section génie électrique »

A. - Épreuves écrites d'admissibilité

1° Composition d'automatique et d'informatique industrielle (durée : six heures ; coefficient 1).

2° Composition d'électronique (durée : six heures ; coefficient 1).

3° Composition d'électrotechnique (durée : six heures ; coefficient 1).

B. - Épreuves d'admission

Les sujets des épreuves d'admission prennent appui sur les domaines ci-après des applications du génie électrique : domaine A : applications de l'électronique et des courants faibles ; domaine B : applications de l'électrotechnique et des courants forts.

1° Épreuve de travaux pratiques portant sur un montage.

Le sujet est tiré au sort par le candidat. Il porte, au choix du candidat au moment de l'épreuve, soit sur le domaine A, soit sur le domaine B.

Le montage peut comporter des structures significatives de la dimension automatique et informatique nécessaire au cahier des charges de l'application proposée par le sujet.

Préparation : cinq heures.

Présentation : une heure.

Coefficient 1.

2° Épreuve portant sur l'examen critique d'un dossier technique fourni au candidat par le jury.

Le sujet, tiré au sort par le candidat, porte indifféremment sur les applications des domaines A et B.

Préparation : cinq heures.

Présentation : une heure.

Coefficient 1.

3° Épreuve pédagogique consistant en la rédaction de documents à caractère pédagogique à partir d'une question posée par le jury.

La question est empruntée au domaine A ou B non retenu par le candidat lors de la première épreuve d'admission.

Préparation : cinq heures.

Présentation : une heure.

Coefficient 1.

Le programme du concours est publié au Bulletin officiel de l'éducation nationale. »

Article 2

Les dispositions du présent arrêté prennent effet à compter de la session de l'année 2005 des concours.

Article 3

Le directeur des personnels enseignants est chargé de l'exécution du présent arrêté, qui sera publié au Journal officiel de la République française.

Fait à Paris, le 30 avril 2004.