

SESSION 2021

**AGREGATION
CONCOURS INTERNE
ET CAER**

Section : SCIENCES INDUSTRIELLES DE L'INGÉNIEUR

**Option : SCIENCES INDUSTRIELLES DE L'INGÉNIEUR
ET INGÉNIERIE ÉLECTRIQUE**

**ÉTUDE D'UN SYSTÈME, D'UN PROCÉDÉ OU D'UNE
ORGANISATION**

Durée : 4 heures

Calculatrice électronique de poche - y compris calculatrice programmable, alphanumérique ou à écran graphique – à fonctionnement autonome, non imprimante, autorisée conformément à la circulaire n° 99-186 du 16 novembre 1999.

L'usage de tout ouvrage de référence, de tout dictionnaire et de tout autre matériel électronique est rigoureusement interdit.

Si vous repérez ce qui vous semble être une erreur d'énoncé, vous devez le signaler très lisiblement sur votre copie, en proposer la correction et poursuivre l'épreuve en conséquence. De même, si cela vous conduit à formuler une ou plusieurs hypothèses, vous devez la (ou les) mentionner explicitement.

NB : Conformément au principe d'anonymat, votre copie ne doit comporter aucun signe distinctif, tel que nom, signature, origine, etc. Si le travail qui vous est demandé consiste notamment en la rédaction d'un projet ou d'une note, vous devrez impérativement vous abstenir de la signer ou de l'identifier.

Tournez la page S.V.P.

A

INFORMATION AUX CANDIDATS

Vous trouverez ci-après les codes nécessaires vous permettant de compléter les rubriques figurant en en-tête de votre copie.

Ces codes doivent être reportés sur chacune des copies que vous remettrez.

► **Concours interne de l'Agrégation de l'enseignement public :**

Concours	Section/option	Epreuve	Matière
EAI	1415A	102	7048

► **Concours interne du CAER / Agrégation de l'enseignement privé :**

Concours	Section/option	Epreuve	Matière
EAH	1415A	102	7048

CAMION PLUG-IN RECHARGEABLE

Le sujet comporte 40 pages.

- **Texte du sujet** pages 3 à 24
- **Documents techniques DT1 à DT7** pages 25 à 36
- **Documents réponse DR1 à DR4** pages 37 à 40

CAMION PLUG-IN RECHARGEABLE

Le sujet comporte 40 pages.

- | | |
|-----------------------------------------|---------------|
| • Texte du sujet | pages 3 à 24 |
| • Documents techniques DT1 à DT7 | pages 25 à 36 |
| • Documents réponse DR1 à DR4 | pages 37 à 40 |

Il est conseillé aux candidats d'effectuer une lecture préalable et complète du sujet pour s'appropriier dans leur ensemble les problématiques à étudier et prendre connaissance des informations utiles fournies dans les documents techniques.

Il est demandé aux candidats :

- de rédiger les réponses aux différentes parties (A à F) sur des feuilles de copie séparées et clairement repérées ;
- de numéroter chaque feuille de copie et indiquer le numéro de la question traitée ;
- d'utiliser exclusivement les notations indiquées dans le sujet lors de la rédaction des réponses ;
- de présenter lisiblement les applications numériques, sans omettre les unités, après avoir explicité les expressions littérales des calculs ;
- d'encadrer ou souligner les résultats ;
- de justifier clairement les réponses ;
- de formuler les hypothèses nécessaires à la résolution des problèmes posés si celles-ci ne sont pas indiquées dans le sujet.

Contexte de l'étude

Actuellement, les réseaux électriques connaissent plusieurs évolutions majeures.

La première d'entre elles concerne le développement de sources de production d'énergie décentralisées et décarbonées, comme par exemple la production d'énergie électrique d'origine photovoltaïque ou éolienne, dont l'une des caractéristiques est d'être intermittente. Il est donc nécessaire, pour assurer la stabilité du réseau électrique, de disposer de charges et des sources « intelligentes » capables d'adapter leur consommation aux capacités du réseau, mais également capables de soutenir ce même réseau.

Le développement de réseaux « intelligents » et « communicants » (Smart grids) permet d'adapter en temps réel la consommation d'énergie électrique et sa production pour maintenir le réseau stable et valoriser l'exploitation des énergies renouvelables.

Parallèlement, la volonté de mise en œuvre d'une démarche de développement durable participe à l'essor des véhicules électriques et hybrides rechargeables. Cela induit une augmentation des besoins en énergie et donc sollicite davantage le réseau électrique. Aujourd'hui, la possibilité de transformer ces véhicules non plus en consommateurs passifs mais en systèmes permettant d'agir sur le réseau est devenu un enjeu majeur.

L'objectif de ce sujet est d'étudier la contribution des véhicules électriques de dernière génération, équipés de chargeurs réversibles en puissance active et réactive, au maintien de la qualité du réseau de distribution électrique en fréquence et en amplitude.

Le cas d'étude repose sur une PME¹ qui a acquis pour ses livraisons de marchandises un camion hybride de classe 19 tonnes (figure 1). Cette technologie permet d'optimiser la consommation du véhicule et de réduire les niveaux de pollution atmosphérique. Ce camion est également capable de fonctionner en mode tout électrique jusqu'à 30 km.h⁻¹, pour ainsi permettre une diminution de l'usure mécanique de la chaîne thermique mais également un fonctionnement silencieux dans les centres villes.



Figure 1 : camion plug-in rechargeable

¹ Petite et Moyenne Entreprise

Cette étude s'intéresse au schéma de distribution de l'entreprise et à l'apport de l'intégration du chargeur embarqué du camion pour une meilleure gestion de l'énergie de l'entreprise.

Cette PME dispose de plusieurs charges (figure 2) :

- les groupes froids (source de consommation principale) ;
- le quai de chargement ;
- les bureaux ;
- un banc de condensateurs pour la compensation d'énergie réactive ;
- le camion lorsqu'il se charge au réseau.

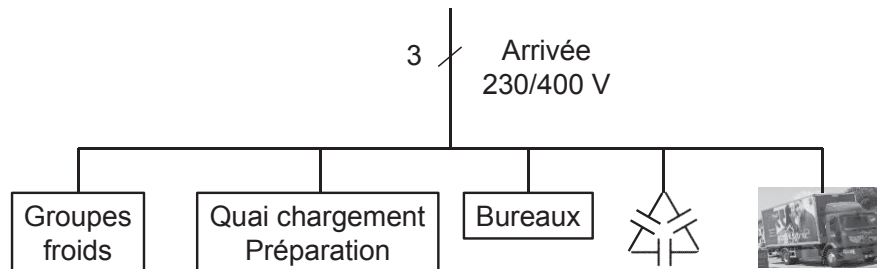


Figure 2 : schéma global de l'installation

Le camion dispose d'une batterie de 30 kW·h. Le niveau de charge minimal de la batterie est fixé à 10 %. Le chargeur de batterie a une puissance de 22 kW·A.

L'entreprise est raccordée au réseau électrique par un réseau triphasé 230/400 V efficace, fréquence réseau $f_R = 50$ Hz, en schéma de liaison à la terre TNS. Son fournisseur d'électricité lui impose une valeur minimale de facteur de puissance $\cos(\Phi)$ de 0,93 en dessous duquel l'entreprise doit payer des pénalités. L'étude sera conduite avec l'hypothèse de grandeurs sinusoïdales.

Le sujet est composé de 6 parties indépendantes avec pour objectifs :

- dans la partie A, d'analyser, à partir des besoins en puissance active et réactive de l'installation, la compensation réactive à mettre en place pour respecter les contraintes de raccordement au réseau électrique et les capacités du chargeur du camion à remplir la fonction de compensateur réactif ;
- dans la partie B, d'analyser le fonctionnement de la structure d'électronique de puissance qui permet de connecter le véhicule au réseau et d'assurer les transferts de puissance et valider son dimensionnement ;
- dans la partie C, d'étudier la chaîne d'asservissement (mesure des grandeurs électriques et contrôle de la structure en boucle fermée) pour que celle-ci assure les échanges de puissance active et réactive souhaités et de valider les performances obtenues ;
- dans la partie D, d'étudier les spécificités de raccordement des véhicules électriques au réseau en termes de protection des personnes et de déterminer les protections les plus adaptées à ce type de système ;
- dans la partie E, d'analyser la communication entre la borne de recharge et le camion ;
- dans la partie F, de faire une synthèse de l'étude vis-à-vis des apports d'un tel chargeur réversible par rapport à des solutions plus classiques de compensation.

Partie A. Compensation d'énergie réactive de l'entreprise

Cette première partie analyse, à partir de la consommation de l'entreprise, les besoins de compensation d'énergie réactive pour respecter le contrat de raccordement et de vérifier si les performances du chargeur embarqué du camion permettent de remplir ce rôle.

L'entreprise dispose de plusieurs groupes froids pour son fonctionnement habituel. La consommation des charges du site en puissances active P et réactive Q au point le plus critique est indiquée ci-dessous.

$$P = 97 \text{ kW et } Q = 60 \text{ kVAR}$$

Ces résultats l'exposent à des pénalités car le facteur de puissance est inférieur à la limite de 0,93 fixée par son fournisseur d'électricité. Avant l'acquisition du véhicule plug-in rechargeable, la compensation réactive était assurée intégralement par un banc de condensateurs, branchés en triangle (figure 2). Depuis l'acquisition du camion hybride, l'entreprise a décidé d'utiliser les possibilités offertes par le système de charge de ce dernier. Généralement, le camion assure des tournées en journée et vient se charger la nuit. On suppose qu'en début de charge, le véhicule est à sa charge minimale.

Question 1

Calculer la valeur C des condensateurs du banc à installer pour respecter les contraintes de connexion au réseau.

On considère à présent que l'énergie réactive est uniquement fournie par le chargeur du camion lorsqu'il est branché au réseau.

Lors d'une charge nocturne, on se place dans l'hypothèse où la charge complète se fait en 9 h à puissance constante.

Question 2

Pendant la charge nocturne, calculer l'énergie totale W_T et la puissance active absorbée P_{abs} sur le réseau.

Question 3

Calculer alors la puissance réactive Q_{inj} pendant la charge, nécessaire pour respecter le facteur de puissance imposé par le fournisseur d'électricité. En déduire la puissance apparente S_{conv} délivrée par le convertisseur. Préciser si cette puissance apparente est compatible avec les caractéristiques du chargeur du camion.

Partie B. Convertisseur de puissance

Afin de pouvoir échanger de manière réversible des puissances active et réactive avec le réseau électrique, le chargeur embarqué du camion dispose en entrée d'un étage de conversion de type onduleur de tension triphasé avec neutre connecté, à point milieu capacitif.

L'objectif de cette partie est d'étudier le fonctionnement de ce convertisseur, ses performances et de valider le choix des principaux paramètres.

La structure du convertisseur est présentée sur la figure 3.

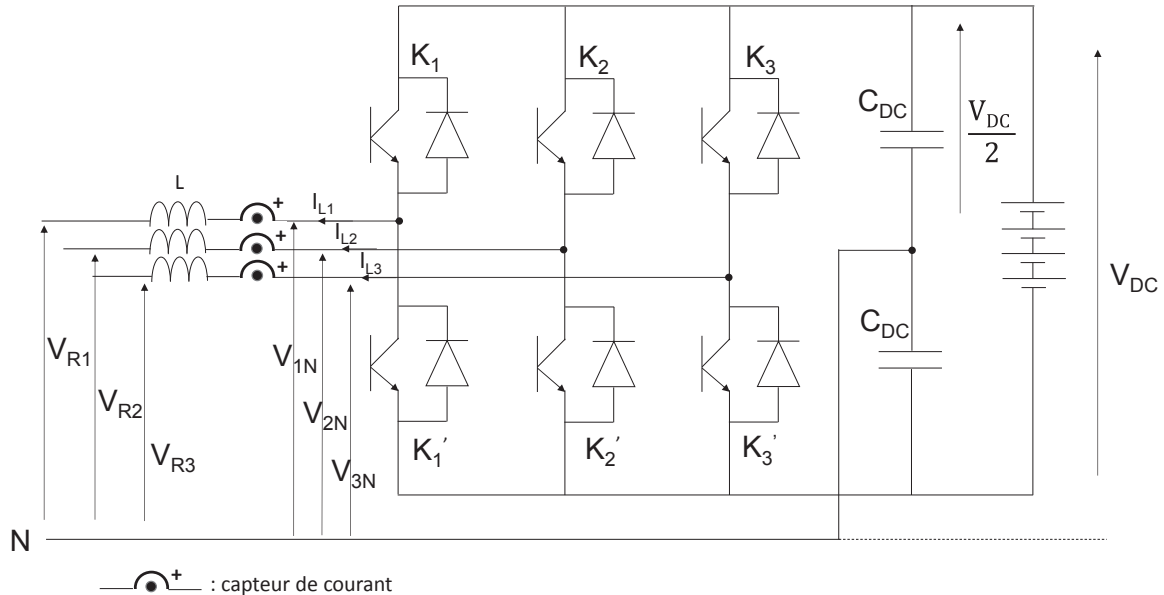


Figure 3 : onduleur de tension 2 niveaux

L'onduleur de tension est commandé à l'aide d'une MLI (Modulation de Largeur d'Impulsions) numérique générée par un composant de type FPGA (Field Programmable Gate Array). Ce composant est programmé de façon à générer des impulsions de MLI à la fréquence de commutation de 40 kHz dont le temps à l'état haut, noté T_{ON_i} , est défini par la formule suivante :

$$\frac{T_{ON_i}}{T_{COMMUTATION}} = \frac{N_i}{N_{max}} = \alpha_i$$

Avec :

- T_{ON_i} la durée de l'impulsion pour la phase i ($i = 1, 2, 3$) ;
- $T_{COMMUTATION}$ la période du signal de découpage ;
- N_i la valeur du signal pour la période de commutation ;
- N_{max} la valeur maximale que peut prendre N_i (On prendra dans la suite $N_{max} = 2000$) ;
- α_i le rapport cyclique du signal en sortie.

Trois blocs (un pour chaque bras) génèrent les signaux des interrupteurs hauts K_i et les signaux complémentaires pour les interrupteurs bas K'_i comme indiqué sur la figure 4.



Figure 4 : génération des signaux de MLI pour les interrupteurs d'un bras

Question 4

Déterminer les niveaux de tension V_{1N} en sortie de convertisseur quand l'interrupteur K_1 est à l'état fermé (ON) puis à l'état ouvert (OFF). Compléter le document réponse DR1 pour une valeur de N_1 valant 800, en faisant l'hypothèse que l'interrupteur passe à ON au début de la période de commutation.

Question 5

Exprimer la valeur moyenne $\langle V_{1n} \rangle_{HF}$ de cette tension simple V_{1N} générée pour la phase 1 sur une période de commutation en fonction de N_1 , V_{DC} et N_{max} , puis de α_1 et V_{DC} .

Question 6

En déduire la contrainte sur la valeur de la tension du bus continu V_{DC} pour pouvoir générer les tensions nécessaires au réseau, en fonction de α_1 et de V_{Rmax} , valeur maximale de la tension simple du réseau. Déterminer la valeur minimale que peut prendre V_{DC} .

On prendra pour la suite une tension V_{DC} valant 800 V.

En entrée de convertisseur se trouve une inductance L sur chaque phase. Son rôle est, entre autres, de limiter l'ondulation de courant en hautes fréquences provoquée par le fonctionnement de l'onduleur. Dans cette étude, cette inductance L vaut 5 mH.

On fait l'hypothèse simplificatrice que la tension réseau V_{R1} est égale à la valeur moyenne de la tension générée par le convertisseur V_{1N} sur une période de commutation. Ceci revient à dire que la tension réseau et le fondamental de la tension générée par le convertisseur sont en phase.

Question 7

Exprimer la dérivée du courant $i_{L1}(t)$ dans l'inductance L lorsque l'interrupteur K_1 est à l'état ON puis à l'état OFF en fonction de α_1 , L et V_{DC} . Tracer le courant $i_{L1}(t)$ sur le document réponse DR1.

Question 8

Exprimer alors l'ondulation de courant Δi_{L1} dans l'inductance sur une période de commutation en fonction de α_1 , L et V_{DC} . Avec la valeur choisie pour l'inductance, calculer la valeur maximale Δi_{L1max} de cette ondulation ainsi que la valeur du rapport cyclique $\alpha_{1ondmax}$.

En pratique, on utilise les écarts en amplitude et en phase entre la tension simple réseau V_{R1} et la tension générée par l'onduleur sur la phase 1 V_{1N} pour assurer le contrôle du courant i_{L1} dans la phase 1.

On suppose une tension réseau de la forme $V_{R1}(t) = V_{Rmax} \cdot \cos(\omega_R \cdot t)$ et, pour la suite, un courant $i_{L1}(t)$, d'amplitude $I_{L1max} = 30$ A, en phase avec la tension $V_{R1}(t)$.

Question 9

Tracer le diagramme de Fresnel liant \vec{V}_{R1} , \vec{V}_{1N} et \vec{I}_{L1} . Exprimer et calculer la valeur numérique de l'amplitude V_{1Nmax} de $V_{1N}(t)$ et le déphasage φ_{L1} entre $V_{1N}(t)$ et $i_{L1}(t)$.

Question 10

Déterminer l'équation régissant l'évolution de la valeur $\alpha_1(t)$, en fonction de $V_{R1}(t)$, $i_{L1}(t)$, L et V_{DC} . Résoudre alors cette équation pour exprimer $\alpha_1(t)$.

Question 11

Pour un courant de 32 A efficace, déterminer le déphasage φ_{max} entre le courant $i_{L1}(t)$ et la tension réseau $V_{R1}(t)$ qui engendrera l'amplitude maximale que peut prendre $\alpha_1(t)$. Déterminer les puissances active et réactive correspondantes. Vérifier si la plage de variation de $\alpha_1(t)$ est compatible avec le fonctionnement du convertisseur. Valider le choix de la valeur de la tension V_{DC} .

Partie C. Contrôle de la structure

En réalité, la succession des rapports cycliques $\alpha_1(t)$ n'est pas générée de manière calculatoire, mais résulte d'un contrôle en boucle fermée. Les consignes de puissances active et réactive sont envoyées au camion par l'intermédiaire du gestionnaire d'énergie du site.

Cette partie étudie la chaîne d'asservissement du chargeur embarqué du camion qui lui permet de gérer les puissances active et réactive souhaitées, et aborde successivement :

- l'étude de la mesure et de la numérisation des courants ;
- l'établissement du modèle du système ;
- la détermination des paramètres du correcteur ;
- l'analyse et la validation des performances obtenues.

Les courants et les tensions sont triphasés équilibrés.

Cette première partie aborde l'interfaçage du contrôleur avec la partie puissance et le contrôle interne du convertisseur. Le contrôleur est réalisé à l'aide du circuit intégré de type FPGA. Dans cette application, le pilotage des grandeurs s'effectue dans le domaine « dq ». La transformée « dq » permet, dans un système triphasé équilibré, de transformer trois grandeurs alternatives (I_{L1} , I_{L2} , I_{L3}) en deux grandeurs continues équivalentes (I_d , I_q) dans un repère « dq » tournant (figure 5).

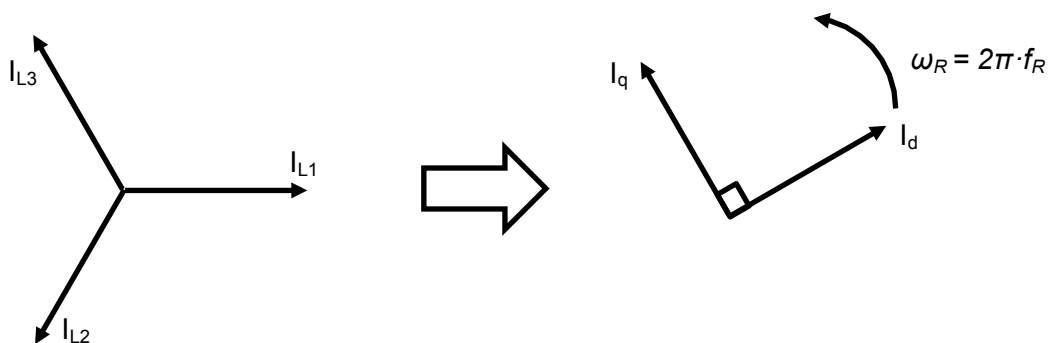


Figure 5 : principe de la transformée « dq »

La figure 6 indique les principales fonctions présentes.

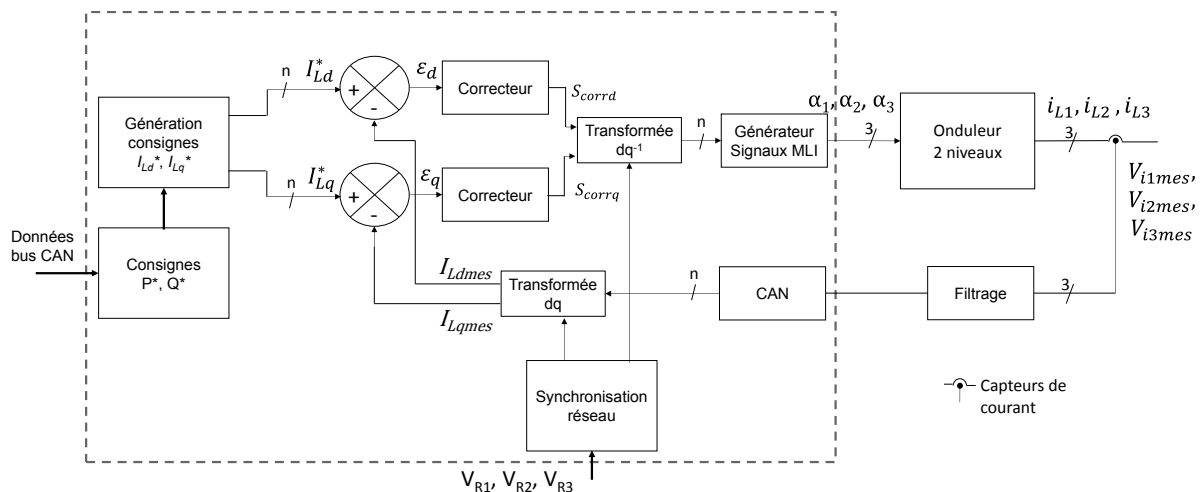


Figure 6 : schéma de l'asservissement de courant (version pleine page dans le document technique DT1)

L'objectif est d'asservir les courants mesurés I_{Ldmes} et I_{Lqmes} de telle sorte qu'ils permettent d'obtenir les consignes de puissances active P^* et réactive Q^* que l'on veut échanger. Ces consignes sont élaborées à partir des données de la gestion du réseau d'alimentation de l'entreprise et des informations sur l'état de charge de la batterie.

Étude de la chaîne d'acquisition

Cette première partie étudie la mesure et la numérisation du courant qui sera utilisé pour asservir les puissances active et réactive absorbées par le chargeur.

La mesure du courant est réalisée par un capteur LA25P (document technique DT2). Son impédance de charge est de 50Ω et il est alimenté en $\pm 15 V$. Le courant maximal en ligne est de 32 A efficace.

Question 12

Exprimer le gain G_I de ce capteur défini par le rapport entre la tension de sortie du capteur et le courant dans la phase $(\frac{V_{i1mes}}{i_{L1}})$ et les valeurs extrêmes de la tension V_{i1mes} , tension en sortie du capteur de courant.

Comme dans la Question 8, le courant présente une ondulation à la fréquence de commutation du convertisseur. La fréquence d'échantillonnage du courant par le calculateur est de 20 kHz (période d'échantillonnage $T_e = 50 \mu s$).

Un filtre est introduit entre le capteur de courant et le convertisseur analogique numérique (CAN). On souhaite que l'amplitude résiduelle en sortie de filtre soit inférieure au pas de quantification du convertisseur CAN.

Question 13

Indiquer le rôle de ce filtre et justifier sa présence par rapport au spectre du signal échantillonné obtenu.

Le convertisseur CAN a une résolution de 14 bits, avec une tension d'entrée de ± 4 V. Le modèle est un MAX1143 Internal en mode bipolaire (document technique DT3).

On considère pour la suite, par défaut, une ondulation de courant à 40 kHz de 1 A.

Question 14

Déterminer l'atténuation en décibel (dB) que doit présenter ce filtre.

Le filtre est réalisé à l'aide d'un filtre de Butterworth d'ordre 2. On rappelle la formule générique du gain d'un filtre de Butterworth :

$$G_n(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1+\omega^{2 \cdot n}}} \text{ avec } n : \text{ ordre du filtre et } \omega : \text{ pulsation avec } p = j \cdot \omega$$

En outre, les pôles p_k d'un polynôme d'ordre n peuvent s'exprimer selon :

$$p_k = \omega_c \cdot e^{\frac{j \cdot (2 \cdot k + n - 1) \cdot \pi}{2 \cdot n}}$$

La fonction de transfert s'écrit alors : $H(p) = \frac{G_0}{\prod_{k=1}^n \frac{(p-p_k)}{\omega_c}}$

Question 15

Déterminer la fréquence de coupure f_c du filtre.

Question 16

Calculer les pôles du filtre de Butterworth puis déterminer l'équation de ce filtre.

Une fois le signal filtré, un étage de numérisation est mis en œuvre en vue du traitement mathématique. Les caractéristiques du calculateur (FPGA) imposent que les calculs soient effectués sur des entiers.

Question 17

Indiquer le type et la taille des variables qui devront être utilisées pour encoder les données mesurées.

Question 18

Déterminer G_{CAN} le gain lié au convertisseur CAN. En déduire la valeur maximale N_{CANmax} en sortie du convertisseur CAN pour le courant efficace maximal de 32 A.

Déterminer l'incrément minimal q_i de courant efficace réalisable.

Modélisation dans le domaine « dq »

Cette partie aborde le modèle du chargeur connecté au réseau électrique afin de pouvoir déterminer les paramètres de l'asservissement en puissance active et réactive du chargeur étudié dans la partie suivante.

Comme indiqué sur la figure 6, la consigne est donnée sous forme de puissances active P^* et réactive Q^* . Pour permettre à l'asservissement de fonctionner correctement, il faut déterminer les courants de référence à poursuivre, notés respectivement I_{Ld}^* et I_{Lq}^* .

La transformée « dq » est basée sur les matrices de passage suivantes :

$$\begin{pmatrix} I_{Ld}(t) \\ I_{Lq}(t) \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} \cos(\omega \cdot t) & \cos(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\omega \cdot t) & -\sin(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} \cos(\omega \cdot t) & -\sin(\omega \cdot t) \\ \cos(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_{Ld}(t) \\ I_{Lq}(t) \end{pmatrix}$$

Les matrices de transformée précédentes permettent de transformer trois signaux triphasés (dans l'exemple, les courants i_{L1} , i_{L2} et i_{L3}) en leurs équivalents dans le repère « dq » (dans l'exemple, I_{Ld} et I_{Lq}) et inversement.

Dans un premier temps, on analyse l'équivalence entre le contrôle des puissances P et Q et les grandeurs I_d et I_q . On considère ici un réseau de type système de tensions triphasé équilibré dans lequel les trois tensions simples V_{R1} , V_{R2} et V_{R3} s'expriment de la manière suivante :

$$V_{R1}(t) = V_{Rmax} \cdot \cos(\omega_R \cdot t)$$

$$V_{R2}(t) = V_{Rmax} \cdot \cos\left(\omega_R \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$V_{R3}(t) = V_{Rmax} \cdot \cos\left(\omega_R \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

Les courants de ligne des trois phases i_{L1} , i_{L2} et i_{L3} peuvent également être exprimés comme un système triphasé équilibré de la forme :

$$i_{L1}(t) = I_{Lmax} \cdot \cos(\omega_R \cdot t - \varphi)$$

$$i_{L2}(t) = I_{Lmax} \cdot \cos\left(\omega_R \cdot t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right)$$

$$i_{L3}(t) = I_{Lmax} \cdot \cos\left(\omega_R \cdot t - \frac{4\pi}{3} - \varphi\right)$$

Pour la suite, on utilise les notations introduites dans la figure 7.

Grandeur	Notation – domaine temporel	Notation – domaine « dq »
Tensions réseau	$V_{R1}(t), V_{R2}(t), V_{R3}(t)$	$V_{Rd}(t), V_{Rq}(t)$
Tensions convertisseur	$V_{1N}(t), V_{2N}(t), V_{3N}(t)$	$V_{iNd}(t), V_{iNq}(t)$
Courants de phase	$i_{L1}(t), i_{L2}(t), i_{L3}(t)$	$I_{Ld}(t), I_{Lq}(t)$

Figure 7 : notations utilisées pour l'étude dans le domaine « dq »

Question 19

Exprimer et calculer l'amplitude des courants I_{Lmax} et leur déphasage φ avec les tensions réseau en fonction de P , Q et V_{Rmax} .

Question 20

Appliquer la matrice de transformation et simplifier les équations afin d'obtenir l'expression des paramètres dans le domaine « dq » de la tension réseau (V_{Rd} et V_{Rq}) et du courant de ligne (I_{Ld} et I_{Lq}) en fonction de V_{Rmax} , I_{Lmax} et φ . En déduire le lien entre le contrôle des puissances échangées et le contrôle des composantes directe (indice d) et quadratique (indice q) du courant.

On suppose à présent que l'inductance L présente en plus de son inductance de 5 mH, une résistance série R_L de 5 mΩ.

Afin de pouvoir asservir le courant, l'étude suivante va permettre d'établir le modèle complet de l'ensemble « convertisseur – inductance – réseau » dans le domaine « dq ».

Question 21

Déterminer la nouvelle équation différentielle qui régit le courant $i_{L1}(t)$ dans l'inductance de la phase 1 en fonction de la tension du convertisseur $V_{1N}(t)$, de celle du réseau $V_{R1}(t)$ et des paramètres de l'inductance. Exprimer la dérivée du courant par rapport au temps $\frac{di_{L1}(t)}{dt}$ (voir figure 3).

Question 22

À partir des matrices de passage rappelées précédemment, exprimer et simplifier $i_{L1}(t)$ en fonction de $I_{Ld}(t)$ et $I_{Lq}(t)$ puis $V_{R1}(t)$ en fonction de $V_{Rd}(t)$ et $V_{Rq}(t)$ et enfin $V_{1N}(t)$ en fonction de $V_{iNd}(t)$ et $V_{iNq}(t)$. Déterminer l'équation de la dérivée $\frac{di_{L1}(t)}{dt}$ en fonction de $I_{Ld}(t)$ et $I_{Lq}(t)$.

Question 23

Remplacer dans l'équation de la question 21, $\frac{di_{L1}(t)}{dt}$, $i_{L1}(t)$, $V_{R1}(t)$ et $V_{1N}(t)$ par leurs équations dans le domaine « dq ». Séparer les composantes dépendantes de $\cos(\omega_R \cdot t)$ et $\sin(\omega_R \cdot t)$ et déterminer les deux équations différentielles de $\frac{dI_{Ld}(t)}{dt}$ et $\frac{dI_{Lq}(t)}{dt}$.

Question 24

Déterminer les deux équations de Laplace qui correspondent aux équations précédentes. Établir ensuite sur le document réponse DR2 le schéma-bloc équivalent ayant pour entrées les tensions du convertisseur $V_{iNd}(p)$ et $V_{iNq}(p)$ et comme sorties les deux courants $I_{Ld}(p)$ et $I_{Lq}(p)$. Ajouter tous les paramètres et grandeurs électriques nécessaires. Indiquer sur le schéma les grandeurs et fonctions qui devront être prises en compte pour les aspects asservissement, régulation et les couplages entre grandeurs « d » et « q ».

Étude de l'asservissement de courant

On s'intéresse maintenant à l'élaboration du correcteur qui assurera l'asservissement du courant et à l'élaboration de l'équation qui sera implantée dans le calculateur. Pour cela, on utilise un modèle simplifié, sans la partie régulation ni la partie couplage, présenté sur la figure 8.

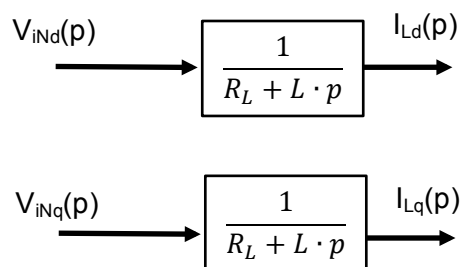


Figure 8 : schéma-bloc simplifié du convertisseur connecté réseau

Pour les questions suivantes, on néglige l'effet du filtre.

L'asservissement des courants se fait à partir des consignes I_{Ld}^* et I_{Lq}^* internes codées sur des entiers sur n bits. Les valeurs sont élaborées pour être cohérentes avec les gains introduits par la chaîne de mesure.

Question 25

Déterminer le gain qui lie les composantes directe et quadratique des courants désirés en ampères et leurs valeurs numériques, respectivement I_{Ld}^* et I_{Lq}^* , encodées comme des entiers sur n bits, qui vont servir de références.

Les deux boucles d'asservissement directe « d » et quadratique « q » sont identiques avec la modélisation proposée. L'étude suivante ne porte que sur la boucle directe « d ».

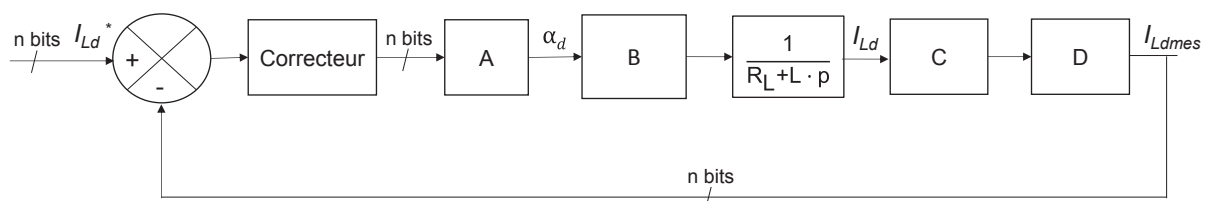


Figure 9 : schéma-bloc de l'asservissement de la composante I_{Ld}

Question 26

À partir du modèle de la figure 9, reproduire le schéma-bloc de l'asservissement en boucle fermée de la composante directe « d » avec comme consigne $I_{Ld}^*(p)$ et comme sortie $I_{Ldmes}(p)$, en précisant les expressions des blocs A, B, C et D. Calculer alors la fonction de transfert en boucle ouverte $H_{BOd}(p) = \frac{I_{Ld}^*(p)}{I_{Ldmes}(p)}$.

On souhaite que la fonction de transfert en boucle fermée ait un temps de réponse à 5% de 300 ms. On utilise pour cela un correcteur de type PI de la forme $C(p) = K_p + \frac{K_i}{p}$. On utilise la méthode de compensation du pôle dominant de la fonction de transfert.

Question 27

Déterminer la relation entre K_p et K_i qui permet de compenser le pôle. Indiquer alors les fonctions de transfert obtenues en boucle ouverte $H_{BOcor-d}(p)$ et en boucle fermée $H_{BFcor-d}(p)$ et déterminer l'ordre du système en boucle fermée.

Question 28

Déterminer les valeurs de K_p et K_i qui permettent d'obtenir le temps de réponse souhaité.

Synthèse du correcteur numérique

Le correcteur est implanté dans un contrôleur numérique de type FPGA. Cette partie s'intéresse à présent à la numérisation du correcteur continu calculé précédemment pour pouvoir l'implémenter. Pour cela, on utilise la transformation bilinéaire :

$$p = \frac{2}{T_e} \cdot \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right), \text{ avec } T_e \text{ la période d'échantillonnage.}$$

Celle-ci permet de lier un modèle continu en Laplace $C(p)$ à son équivalent discret $C(z)$.

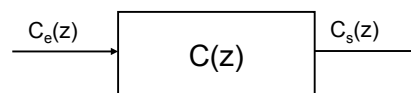


Figure 10 : représentation d'un modèle discret

On pose :

- $C_s(n)$, $C_s(n-1)$ les échantillons en sortie de correcteur aux instants n et $n-1$;
- $C_e(n)$, $C_e(n-1)$ les échantillons en entrée de correcteur aux instants n et $n-1$.

Question 29

Calculer la fonction de transfert $C(z)$ (figure 10) du correcteur discret obtenu à partir de celui calculé précédemment.

Question 30

Déterminer l'équation de récurrence à implanter dans le composant FPGA.

Analyse des performances

Cette partie analyse les limites de la simplification du modèle et les performances de l'asservissement réalisé.

Les boucles de contrôle avec le correcteur calculé précédemment ont été implantées dans le système. Un échelon de puissance a été réalisé à l'instant $t_0 = 200$ ms. On passe de $P_1^* = 0$ kW et $Q_1^* = 0$ kVAR à $P_1^* = 22,1$ kW et $Q_1^* = 0$ kVAR, ce qui correspond à un courant efficace de 32 A à 50 Hz.

Les courbes obtenues sont présentées sur la figure 11.

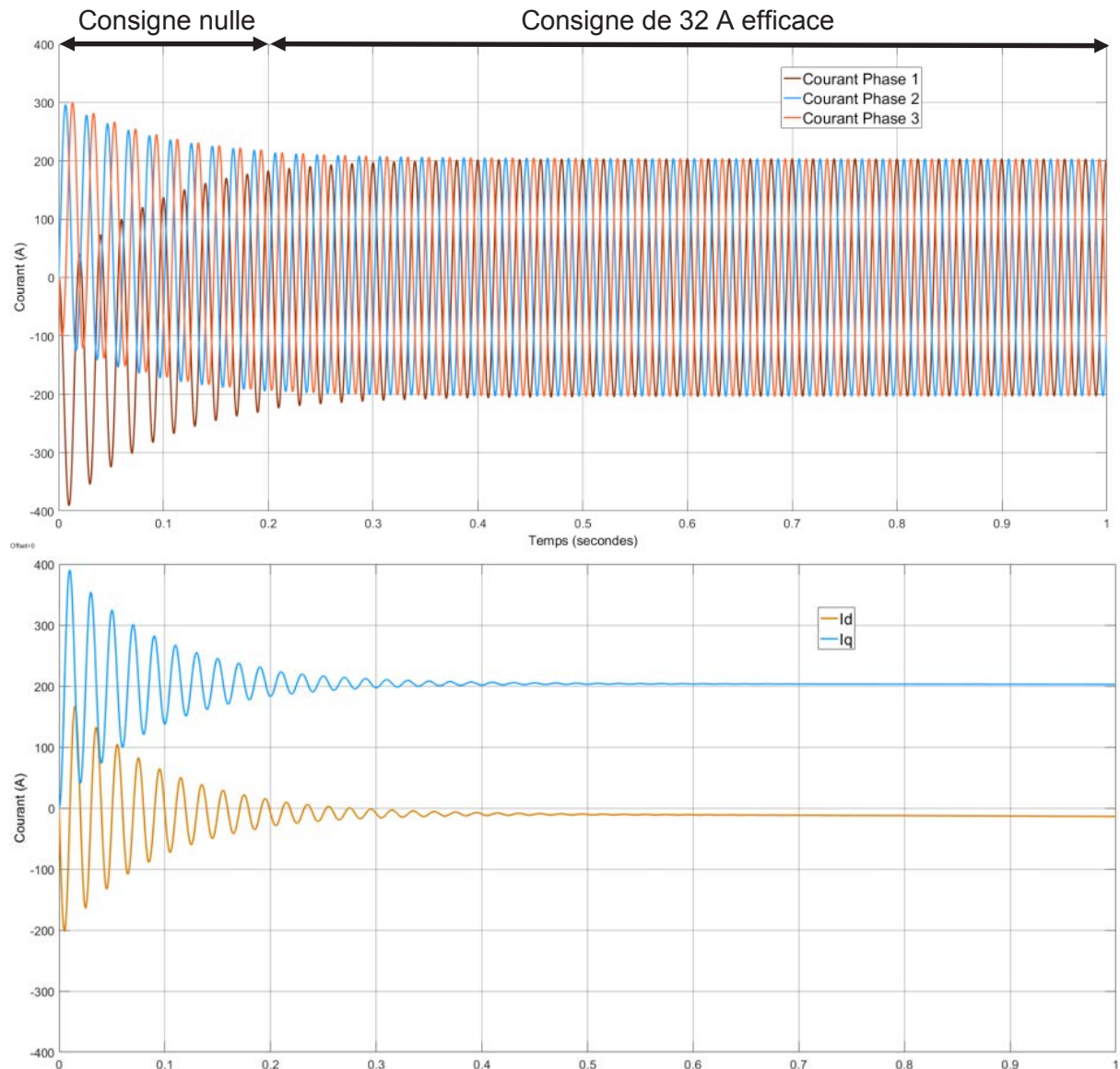


Figure 11 : résultats obtenus suite à un échelon de puissance – modèle simplifié

Question 31

Indiquer quels éléments peuvent être responsables du dysfonctionnement observé. On pourra se baser sur les équations du système et notamment sur les résultats des questions 20 à 24.

La fonction de contrôle a été complétée afin de prendre en compte et de compenser tous les éléments perturbateurs et leurs actions.

Les courbes obtenues sont présentées sur la figure 12.

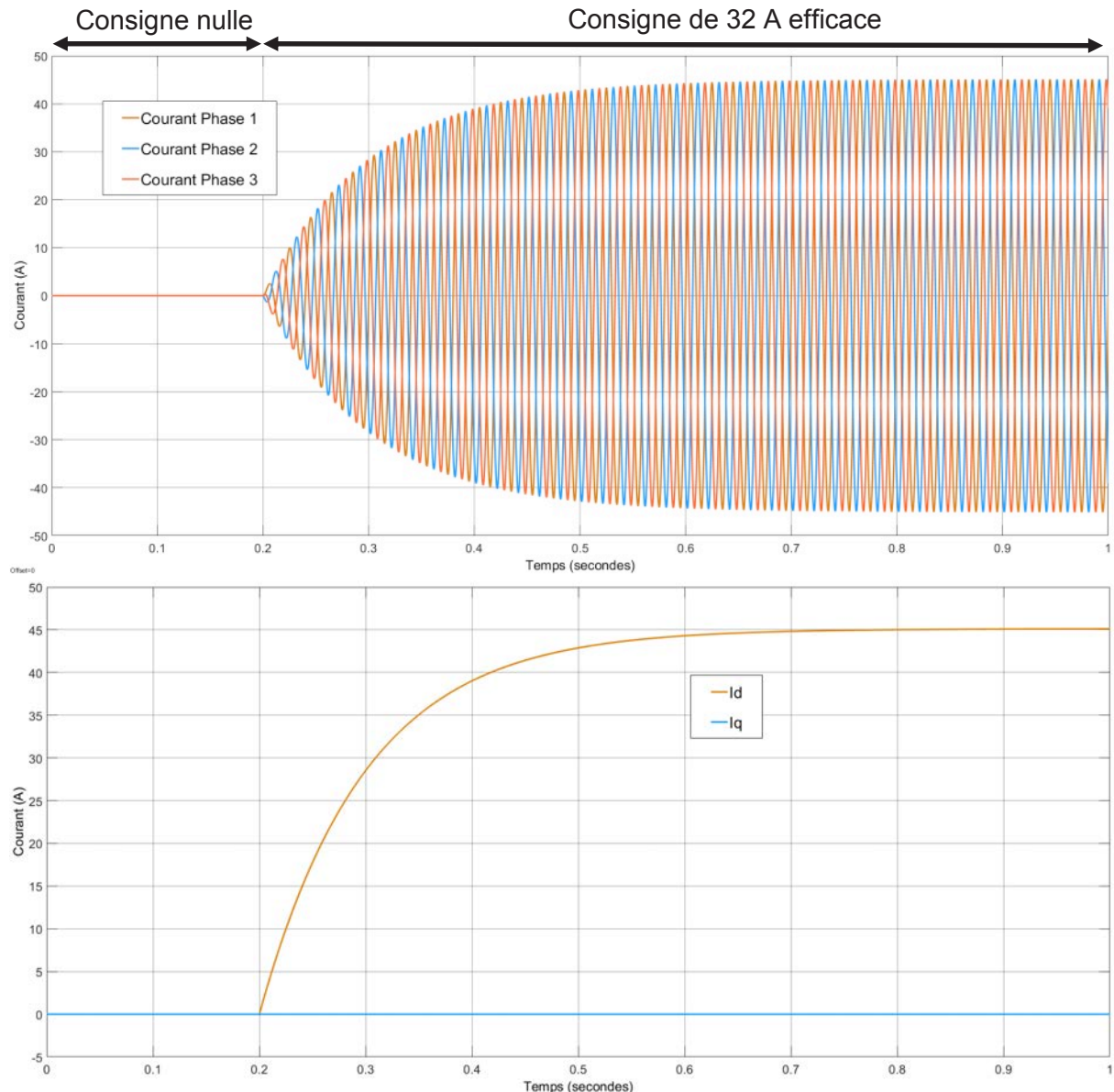


Figure 12 : résultats obtenus suite à un échelon de puissance – modèle complet

Question 32

Analyser les performances obtenues par rapport aux attendus. Conclure sur les éléments à prendre en compte vis-à-vis du contrôle global. Expliciter pourquoi cette boucle de contrôle avec un temps de réponse de 300 ms est capable de piloter un signal à 50 Hz (période de 20ms) pour mettre en évidence l'intérêt et les contraintes de la transformée de « dq ».

Partie D. Raccordement et protection

Dans cette partie, les contraintes de raccordement des véhicules plug-in équipés de chargeurs triphasés vont être abordées. L'une des principales contraintes est la protection des personnes en cas de défaut au niveau du véhicule. Les protections différentielles ont pour rôle de vérifier si la somme des courants de phase et du neutre n'est pas nulle et d'ouvrir si une valeur trop importante apparaît. Différents types de protections différentielles existent. Les caractéristiques de deux d'entre elles (type AC et B) sont comparées pour conclure quant à leur possibilité de mise en œuvre pour raccorder un tel camion au réseau.

Question 33

Indiquer et préciser contre quels types de courants de défaut protègent les disjoncteurs différentiels. Indiquer contre quels risques ces disjoncteurs différentiels protègent les personnes par rapport à des disjoncteurs standards.

Les disjoncteurs différentiels sont basés sur le principe de la mesure d'un courant de défaut. Lors de leur fonctionnement, les chargeurs de batterie peuvent créer de faibles courants à la terre de différents types :

- alternatifs (AC) à la fréquence réseau de 50 Hz ou Hautes Fréquences (HF), lié au fonctionnement de l'onduleur ;
- continus (DC) du fait de la présence de la batterie.

Cette partie étudie la capacité de détection des protections et l'impact que ces courants peuvent avoir sur leur fonctionnement.

Une première solution (figure 13) pour mesurer le courant de défaut consiste à utiliser le principe de mesure basé sur un tore de courant, présent dans les protections de type AC. L'apparition d'un courant de défaut induit un flux dans le circuit magnétique. Un système de détection mesure la tension de sortie et vérifie qu'elle ne dépasse pas une valeur limite. Dans le cas contraire, le circuit de protection s'ouvre.

On suppose qu'en cas de défaut, le flux dans le circuit magnétique est uniquement généré par le courant de défaut.

Caractéristiques des enroulements

- Nombre de spires sur le circuit de puissance (pour les 3 phases et le neutre) : $N_p = 4$.
- Nombre de spires sur le circuit de mesure : $N_m = 4$.
- Nombre de spires sur le circuit auxiliaire : $N_{AUX} = 1$.
- Résistance du circuit auxiliaire : $R_{AUX} = 2 \text{ k}\Omega$.

Caractéristiques du tore

- Diamètre extérieur : $D_{ext} = 16 \text{ mm}$.
- Diamètre intérieur : $D_{int} = 10 \text{ mm}$.
- Hauteur : $h = 10 \text{ mm}$.
- Matériau magnétique : nanocristallin.
- $\mu_r = 250\,000$.
- $B_{SAT} = 1,25 \text{ T}$.

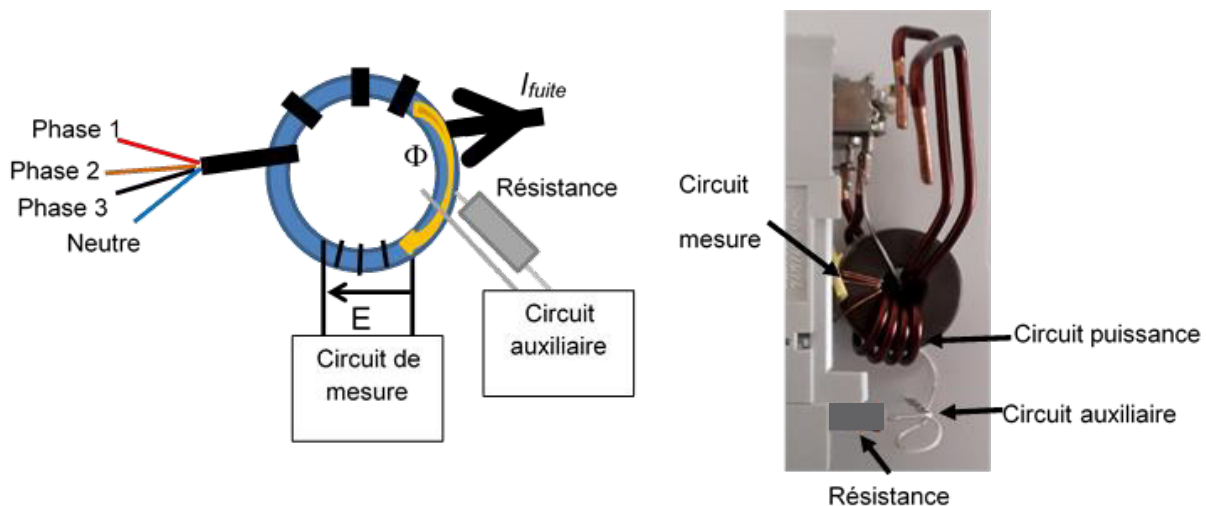


Figure 13 : schéma de principe d'un disjoncteur différentiel (partie gauche) et photo d'un disjoncteur différentiel monophasé à titre d'exemple (partie droite)

Question 34

Exprimer les équations de l'excitation magnétique $H(t)$ et de l'induction $B(t)$ dans le circuit magnétique en fonction du courant de défaut $i_{fuite}(t)$, du nombre de spires et des caractéristiques du tore. On supposera dans un premier temps qu'il n'y a pas de saturation et que le courant de défaut i_{fuite} est sinusoïdal de 40 mA crête à 50 Hz de la forme :

$$i_{fuite}(t) = 0,04 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot t)$$

Question 35

Représenter sur le document réponse DR3 la zone de fonctionnement magnétique (B et H) correspondant au courant précédent.

Du fait des caractéristiques du chargeur précédent, un courant de défaut continu peut s'ajouter aux courants alternatifs. On considère ici qu'une composante DC de 30 mA s'ajoute sur la composante alternative du courant i_{fuite} .

Les courbes de déclenchement des protections en fonction de la composante DC sont données dans le document technique DT4.

Question 36

Représenter la nouvelle plage d'évolution de B et H sur le document réponse DR3. Expliquer ce qui va se passer au niveau du circuit magnétique et sur la tension E du circuit de mesure. Justifier l'évolution de la courbe du DT4 et expliciter la conséquence sur la possibilité d'utiliser ces protections.

Sur la partie droite de la figure 13, on voit apparaître un circuit auxiliaire composé entre autres d'une spire et d'une résistance R_{AUX} de 2 k Ω .

Question 37

Déterminer le rôle de ce circuit. Justifier la valeur de la résistance R_{AUX} .

En pratique, ce sont des disjoncteurs de type B qui sont installés pour les systèmes triphasés. Ces disjoncteurs sont basés sur des capteurs aux performances similaires aux capteurs à effet Hall présentés dans le document technique DT5.

Question 38

Comparer les deux disjoncteurs différentiels vis-à-vis des courants de défaut DC et AC et justifier pourquoi les disjoncteurs différentiels de type B doivent être utilisés.

Partie E. Transmission des informations au camion

Cette partie aborde la communication entre la borne de recharge et le camion plug-in rechargeable afin de valider certains choix de protocoles. Les consignes de puissances active P^* et réactive Q^* nécessaires à l'asservissement de courant font partie des informations qui doivent être transmises au camion plug-in rechargeable.

La norme SAE J1772, historiquement utilisée, est une norme nord-américaine relative aux connecteurs électriques pour véhicules électriques. Elle couvre les exigences physiques, électriques, de protocole de communication et de performances générales du système de charge pour véhicule électrique. La norme SAE J1772-2009 a été adoptée par les constructeurs automobiles de véhicules électriques et équipe, entre autres, les véhicules de troisième génération de Chevrolet Volt et Nissan Leaf.

Une présentation de quelques éléments de cette norme est disponible dans le document technique DT6.

Question 39

Déterminer l'information transmise d'après le document technique DT6. En déduire pourquoi cette norme n'est pas adaptée au fonctionnement du chargeur embarqué dans le camion plug-in rechargeable.

La connexion du véhicule au réseau d'entreprise est réalisée par l'intermédiaire d'une transmission WiFi sécurisée (figure 14).

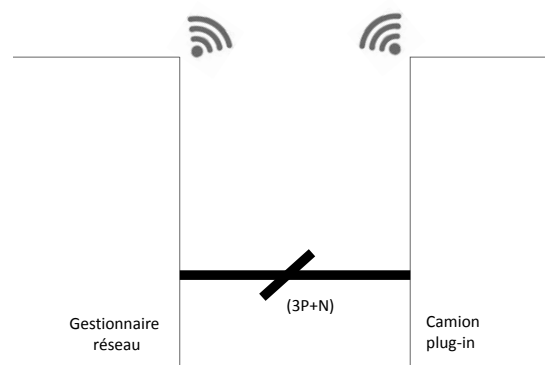


Figure 14 : mise en place d'une liaison WiFi

Question 40

Indiquer les informations que doit avoir le camion plug-in rechargeable pour se connecter au point d'accès WiFi.

Étude de la communication WiFi

L'entreprise ayant fait le choix d'une communication par liaison WiFi, cette partie aborde le paramétrage réseau afin de valider la possibilité d'accueil de 10 camions indépendants. Il s'agit donc ici de configurer l'adressage supplémentaire induit en tenant compte des contraintes imposées par la configuration déjà existante de l'intranet de la société.

L'intranet de l'entreprise est segmenté en plusieurs sous-réseaux ; ces sous-réseaux, appelés VLAN, sont actuellement au nombre de 4, décrits dans la figure 15.

Fonction des VLAN	Numéro du VLAN	Adresse réseau
VLAN admin	VLAN1	172.16.10.0/26
VLAN commercial	VLAN2	172.16.20.0/27
VLAN logistique	VLAN3	172.16.30.0/26
VLAN ingénierie	VLAN4	172.16.40.0/27

Figure 15 : architecture logique actuelle de l'entreprise

Remarque : la notation CIDR est utilisée pour l'adresse réseau (Exemple : /20 indique que les 20 premiers bits de gauche représentent la taille du bloc d'adresses ou bien le masque réseau).

Ces choix ont été opérés suivant les besoins de différents services de l'entreprise, définis dans la figure 16.

Service	Nombre d'hôtes
Administratif	30
Commercial	20
Logistique	50
Ingénierie	10

Figure 16 : répartition actuelle des hôtes pour les différents services de l'entreprise

Question 41

Vérifier en remplissant le document réponse DR4 que les différents VLANs peuvent accueillir le nombre de postes nécessaire. En déduire que la gestion des 10 camions peut être intégrée au VLAN4.

L'administrateur réseau de l'entreprise propose de réserver les 10 dernières adresses disponibles dans le VLAN4 pour la gestion de ces 10 camions.

Question 42

Proposer un paramétrage IP des 10 camions en rédigeant les paramètres suivants en code décimal pointé : plage d'adresses IP et masque de sous-réseau.

Question 43

Conclure quant aux avantages et inconvénients de cette solution par liaison WiFi préconisée pour pallier les limitations de la norme SAE J1772. Proposer une autre solution en justifiant la réponse.

Étude de la communication par bus CAN

Une communication basée sur une architecture bus CAN est mise en place entre le calculateur et l'IHM (interface homme – machine) interne du camion hybride. On suppose que la liaison Ethernet est indépendante de la liaison par bus CAN au niveau du calculateur. Une partie de l'architecture matérielle est présentée sur la figure 17. L'objectif de cette partie est de valider certains éléments liés à ce choix de communication.

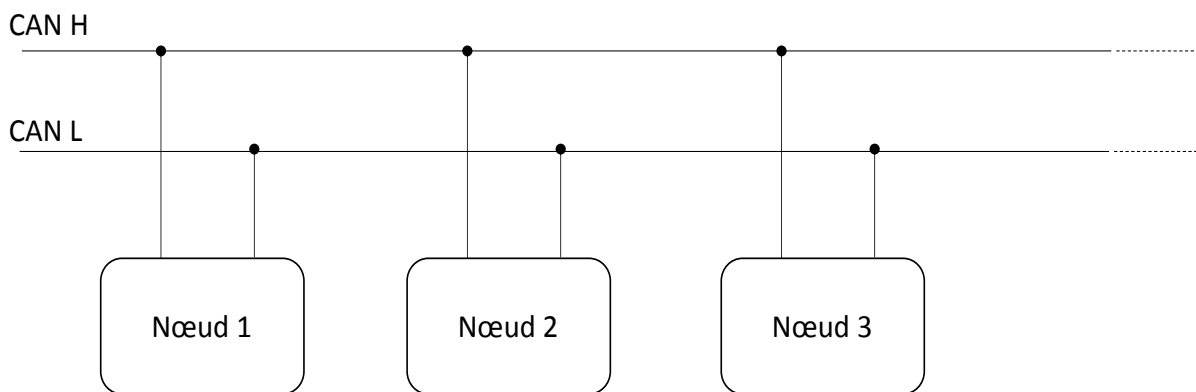


Figure 17 : architecture matérielle partielle au niveau de la communication par bus CAN

Le calculateur camion réceptionne les références de puissance active P^* et réactive Q^* reçues du gestionnaire de charge par liaison WiFi, toutes les 100 ms. Ces informations sont traitées par le calculateur puis encapsulées dans des trames CAN à destination de l'IHM interne du camion et du système de charge.

L'échange d'informations fonctionne selon le principe suivant :

- le calculateur camion envoie une trame de données contenant les références de puissance active P^* et réactive Q^* ;
- l'IHM interne du camion répond en renvoyant une trame de données contenant des informations sur la production d'énergie.

Une présentation du bus CAN et le format des trames échangées sont disponibles dans le document technique DT7.

Question 44

À l'aide du document technique DT7, rappeler les intérêts d'une communication par bus CAN dans le domaine automobile.

Question 45

Dans le document réponse DR4, compléter en binaire le contenu du champ DATA, pour des références $P^ = 15,3 \text{ kW}$ et $Q^* = -2,1 \text{ kVAR}$.*

En pratique, trois bus CAN différents sont présents dans ce camion, à des débits différents :

- un bus rapide BCAN1 pour gérer la sécurité (freinage, ABS, détection chocs, airbags, etc.) ;
- un bus à vitesse moyenne BCAN2 pour gérer le moteur (commandes et capteurs) ;
- un bus lent BCAN3 pour gérer tous les accessoires (lampes, moteurs d'asservissement, boutons, etc.).

Question 46

Déterminer la durée d'une trame dans le cas où le bit stuffing n'est pas utilisé, pour un protocole CAN Standard. En déduire qu'il n'est pas incohérent d'avoir intégré cette IHM interne sur le bus BCAN3.

Le concepteur de l'architecture a fait en sorte que la trame transportant les informations de puissances active et réactive de référence soit prioritaire, dans le cas où plusieurs nœuds souhaiteraient émettre simultanément sur le bus. Le procédé d'attribution du bus est basé sur le principe de « l'arbitrage bit à bit », selon lequel les nœuds en compétition, émettant simultanément sur le bus, comparent bit à bit l'identificateur de leur message avec celui des messages concurrents. Les stations de priorité moins élevée perdront la compétition face à celle qui a la priorité la plus élevée.

Les stations sont câblées sur le bus par le principe du « ET câblé ». En cas de conflit, la valeur 0 écrase la valeur 1. Lors de l'arbitrage bit à bit, dès qu'une station émettrice se trouve en état récessif et détecte un état dominant, elle perd la compétition et arrête d'émettre. Tous les perdants deviennent automatiquement des récepteurs du message, et ne tentent à nouveau d'émettre que lorsque le bus se libère.

Question 47

Compléter le document réponse DR4 dans le cas où les nœuds 1, 2 et 3 souhaitent émettre simultanément leurs trames. Déterminer alors le nœud correspondant à la trame transportant les informations de puissances active et réactive de référence.

Partie F. Synthèse

L'étude suivante va permettre de comparer, pendant une nuit, l'action du banc de condensateurs et celle des capacités du camion, pour la compensation d'énergie réactive.

La figure 18 montre la consommation nocturne de l'entreprise, sans compensation, entre 20 h et 6 h du matin. Le camion est connecté sur cette plage horaire au minimum.

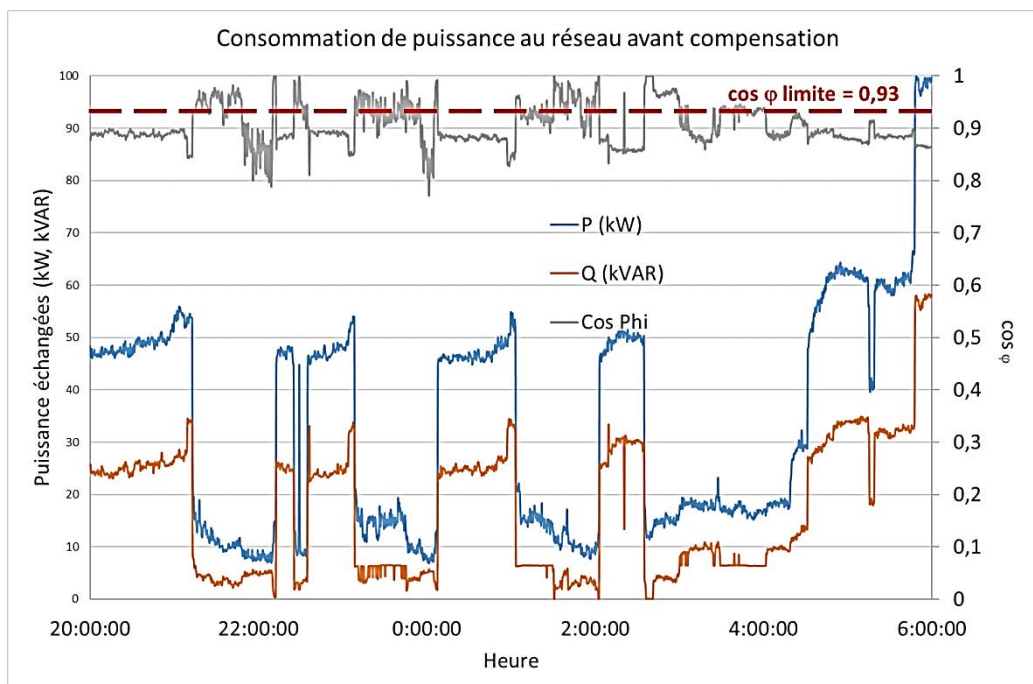


Figure 18 : consommation de l'entreprise entre 20 h et 6 h – sans compensation

Avec la stratégie 1, la solution de compensation est mise en œuvre à l'aide du banc de condensateurs déterminé dans la partie A. Le camion ne fait que se charger à puissance active constante. Une stratégie d'optimisation du facteur de puissance est appliquée. La consommation nocturne de l'entreprise est donnée sur la figure 19.

Avec la stratégie 2, la solution de compensation est mise en œuvre en utilisant uniquement les capacités du chargeur de batterie du camion plug-in à produire de l'énergie réactive, les bancs de condensateurs n'étant pas utilisés ici. La consommation nocturne de l'entreprise est donnée sur la figure 20.

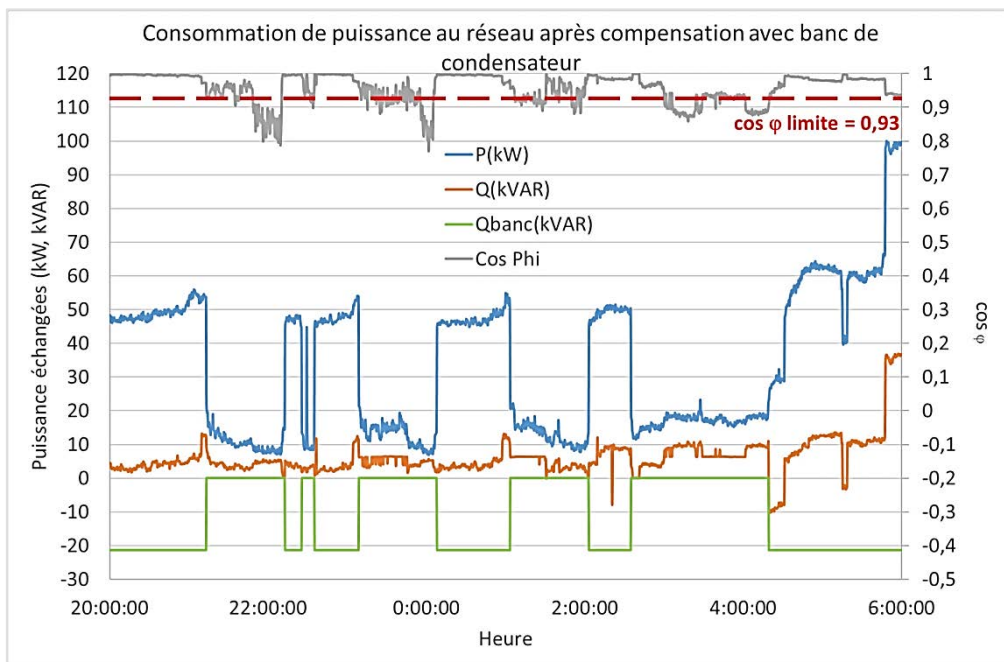


Figure 19 : consommation de l'entreprise entre 20 h et 6 h – stratégie 1

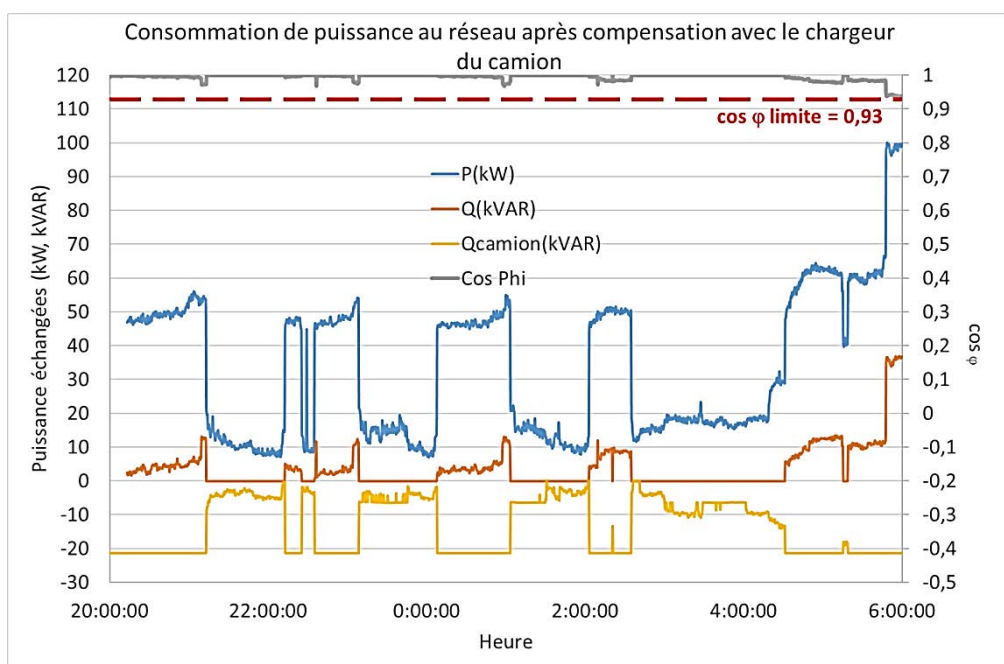


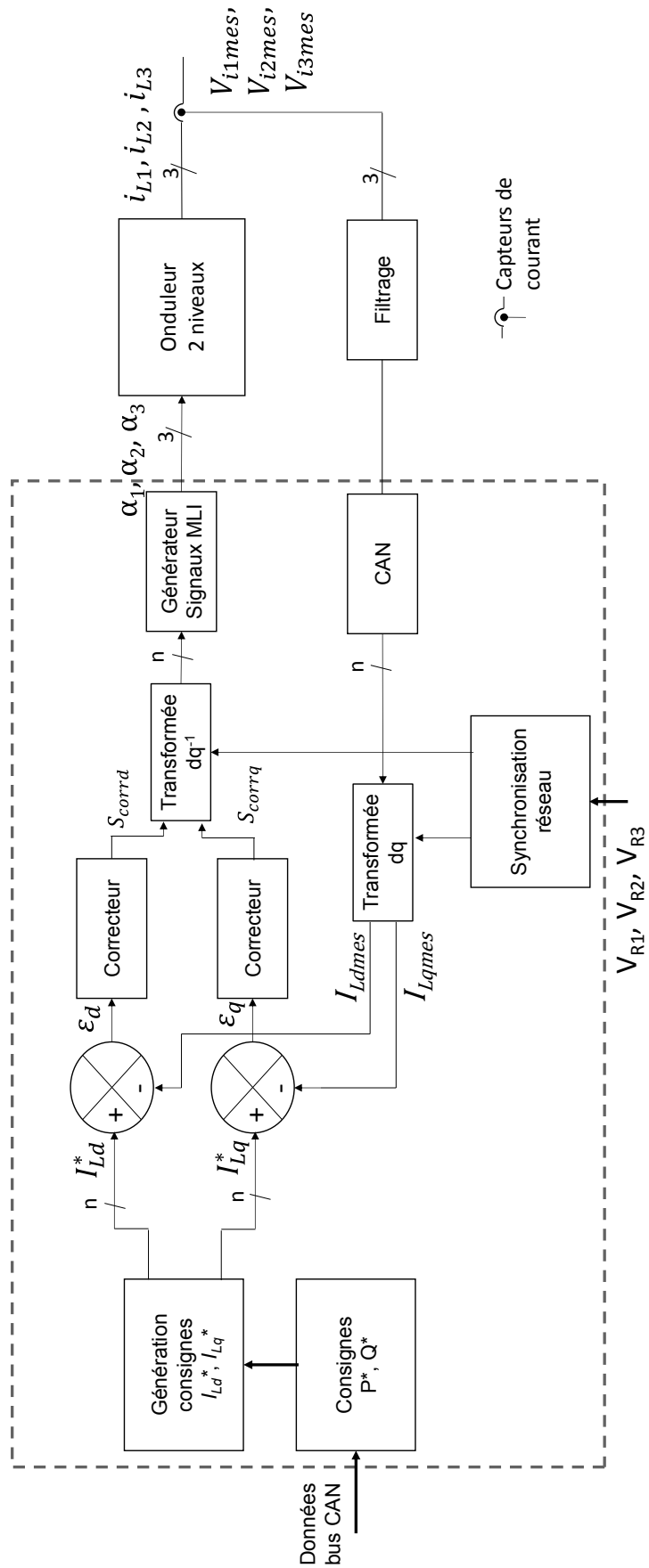
Figure 20 : consommation de l'entreprise entre 20 h et 6 h – stratégie 2

Question 48

À partir de la comparaison des résultats de compensation obtenus avec les deux stratégies déployées, conclure sur le fonctionnement du gradin de condensateurs, sur les possibilités d'amélioration et sur les apports de ce camion plug-in rechargeable en termes de connexion sur le réseau d'entreprises et plus largement sur le réseau électrique.

On pourra notamment s'intéresser à la qualité de la compensation et à l'usage des condensateurs.

Document technique DT1



Document technique DT2



Current Transducer LA 25-P

For the electronic measurement of currents: DC, AC, pulsed..., with galvanic separation between the primary circuit and the secondary circuit.



$I_{PN} = 25 \text{ A}$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal rms current	25	A				
I_{PM}	Primary current, measuring range	0 .. ± 55	A				
R_M	Measuring resistance	$T_A = 70 \text{ }^\circ\text{C}$		$T_A = 85 \text{ }^\circ\text{C}$			
			$R_{M \min}$	$R_{M \max}$	$R_{M \min}$	$R_{M \max}$	
		with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 25 \text{ A}_{\max}$	10	280	60	275
			@ $\pm 55 \text{ A}_{\max}$	10	80	60	75
		with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 25 \text{ A}_{\max}$	50	400	135	395
	@ $\pm 55 \text{ A}_{\max}$	50	140	135	135		
I_{SH}	Secondary nominal rms current	25	mA				
K_N	Conversion ratio	1 : 1000					
U_C	Supply voltage ($\pm 5 \%$)	$\pm 12 \dots 15$	V				
I_C	Current consumption	10 (@ $\pm 15 \text{ V}$) + I_S	mA				

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	@ $\pm 15 \text{ V}$ ($\pm 5 \%$)	± 0.95	%
		@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$ ($\pm 5 \%$)	± 1.25	%
ϵ_L	Linearity error		< 0.15	%
I_O	Offset current @ $I_p = 0$, $T_A = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	Typ	Max	mA
I_{OM}	Magnetic offset current ¹⁾ @ $I_p = 0$ and specified R_M , after an overload of $3 \times I_{PN}$		± 0.2	mA
			± 0.3	mA
I_{OT}	Temperature variation of I_O	0 $^\circ\text{C}$.. +70 $^\circ\text{C}$	± 0.1	± 0.5
		-25 $^\circ\text{C}$.. +85 $^\circ\text{C}$	± 0.1	± 0.6
t_{in}	Reaction time		< 500	ns
t_s	Step response time to 90 % of I_{PN}		< 1	μs
di/dt	di/dt accurately followed		> 200	A/ μs
BW	Frequency bandwidth (-1 dB)		DC .. 200	kHz

General data

T_A	Ambient operating temperature	-25 .. +85	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	-40 .. +90	$^\circ\text{C}$
R_S	Resistance of secondary winding	@ $T_A = 70 \text{ }^\circ\text{C}$	80
		@ $T_A = 85 \text{ }^\circ\text{C}$	85
m	Mass	24	g
	Standard	EN 50178: 1997	

Note: ¹⁾ Result of the coercive field of the magnetic circuit.

Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Insulating plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

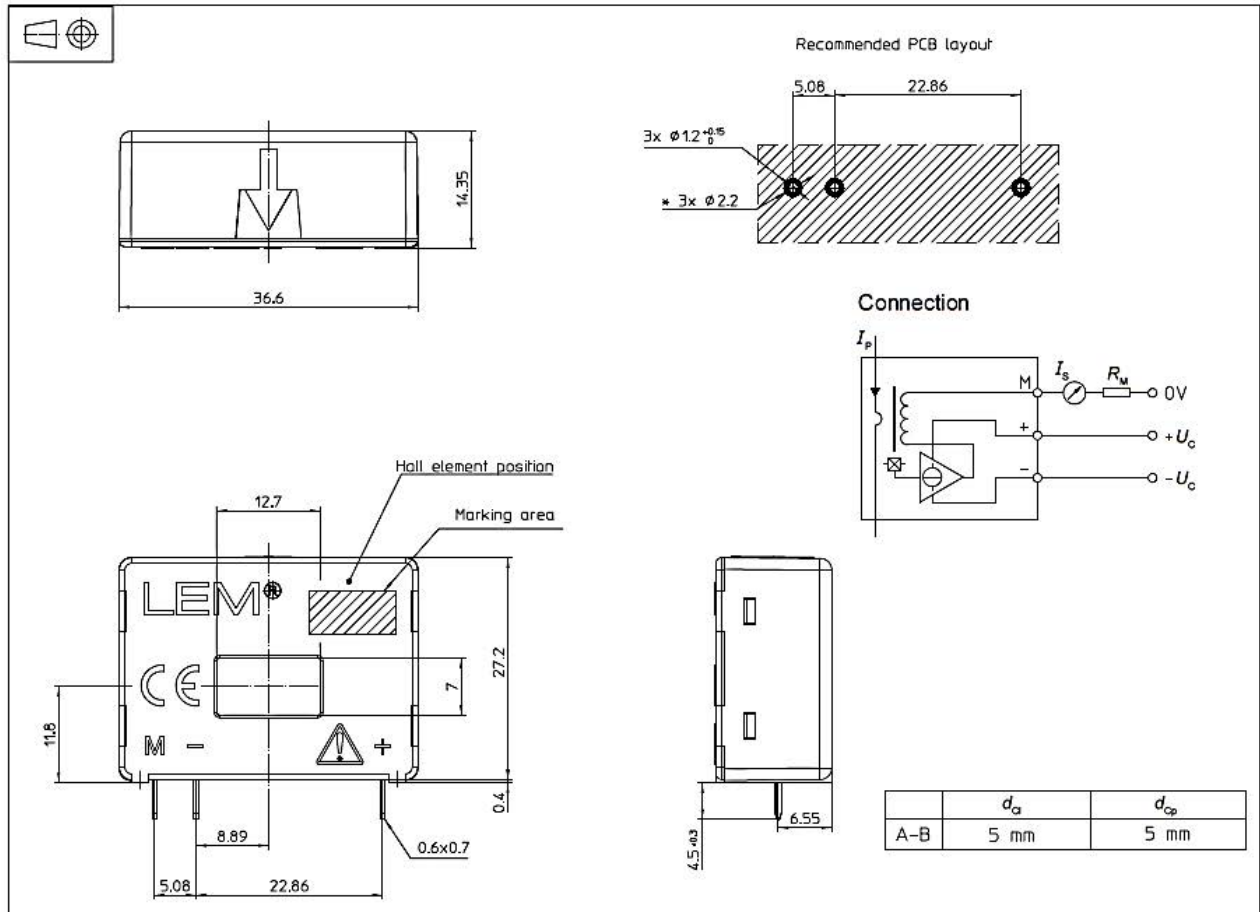
Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

Application domain

- Industrial.

Dimensions LA 25-P (in mm)



Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Primary through-hole 12.7×7 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins
 0.6×0.7 mm
- Recommended PCB hole $\varnothing 1.2$ mm

Remarks

- I_s is positive when I_p flows in the direction of the arrow.
- Temperature of the primary conductor should not exceed 90°C .
- Installation of the transducer must be done unless otherwise specified on the datasheet, according to LEM Transducer Generic Mounting Rules. Please refer to LEM document N°ANE120504 available on our Web site: **Products/Product Documentation**.
- Dynamic performances (di/dt and response time) are best with a single bar completely filling the primary hole.
- In order to achieve the best magnetic coupling, the primary windings have to be wound over the top edge of the device.
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

Document technique DT3

19-2037, Rev 0; 5/01



14-Bit ADC, 200ksps, +5V Single-Supply with Reference

MAX1142/MAX1143

General Description

The MAX1142/MAX1143 are 200ksps, 14-bit ADCs. These serially interfaced ADCs connect directly to SPI™, QSPI™, and MICROWIRE™ devices without external logic. They combine an input scaling network, internal track/hold, a clock, +4.096V reference, and three general-purpose digital output pins (for external multiplexer or PGA control) in a 20-pin SSOP package. The excellent dynamic performance (SINAD \geq 81dB), high-speed (200ksps), and low power (7.5mA) of these ADCs, make them ideal for applications such as industrial process control, instrumentation, and medical applications. The MAX1142 accepts input signals of 0 to +12V (unipolar) or \pm 12V (bipolar), while the MAX1143 accepts input signals of 0 to +4.096V (unipolar) or \pm 4.096V (bipolar). Operating from a single +4.75V to +5.25V analog supply and a +4.75V to +5.25V digital supply, power-down modes reduce current consumption to 1mA at 10ksps and further reduce supply current to less than 20 μ A at slower data rates. A serial strobe output (SSTRB) allows direct connection to the TMS320-family of digital signal processors. The MAX1142/MAX1143 user can select either the internal clock, or an external serial-interface clock for the ADC to perform analog-to-digital conversions.

The MAX1142/MAX1143 feature internal calibration circuitry to correct linearity and offset errors. On-demand calibration allows the user to optimize performance. Three user-programmable logic outputs are provided for the control of an 8-channel MUX or a PGA.

Applications

- Industrial Process Control
- Industrial I/O Modules
- Data-Acquisition Systems
- Medical Instruments
- Portable and Battery-Powered Equipment

Functional Diagram appears at end of data sheet.
Typical Application Circuit appears at end of data sheet.

SPI and QSPI are trademarks of Motorola, Inc.
MICROWIRE is a trademark of National Semiconductor Corp.

Features

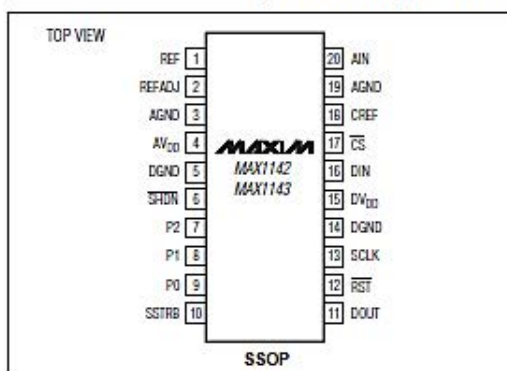
- † 200ksps (Bipolar) and 150ksps (Unipolar) Sampling ADC
- † 14-Bits, No Missing Codes
- † 1LSB INL Guaranteed
- † 81dB (min) SINAD
- † +5V Single-Supply Operation
- † Low Power Operation, 7.5mA (Unipolar Mode)
- † 2.5 μ A Shutdown Mode
- † Software-Configurable Unipolar & Bipolar Input Ranges
 - 0 to +12V and \pm 12V (MAX1142)
 - 0 to +4.096V and \pm 4.096V (MAX1143)
- Internal or External Reference
- † Internal or External Clock
- † SPI/QSPI/MICROWIRE-Compatible Wire Serial Interface
- † Three User-Programmable Logic Outputs
- † Small 20-Pin SSOP Package

Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE	INL (LSB)
MAX1142ACAP	0°C to +70°C	20 SSOP	\pm 1
MAX1142BCAP	0°C to +70°C	20 SSOP	\pm 2

Ordering Information continued at end of data sheet.

Pin Configuration



Maxim Integrated Products 1

For pricing, delivery, and ordering information, please contact Maxim/Dallas Direct! at 1-888-629-4642, or visit Maxim's website at www.maxim-ic.com.

14-Bit ADC, 200ksps, +5V Single-Supply with Reference

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

AVDD to AGND, DVDD to DGND	-0.3V to +6V
AGND to DGND	-0.3V to +0.3V
AIN to AGND	±16.5V
REFADJ, CREF, REF to AGND	-0.3V to (AVDD + 0.3V)
Digital Inputs to DGND	-0.3V to +6V
Digital Outputs to DGND	-0.3V to (DVDD + 0.3V)
Continuous Power Dissipation (TA = +70°C)	
20-SSOP (derate 8.00mW/°C above +70°C)	640mW

Operating Temperature Ranges	
MAX114_CAP	0°C to +70°C
MAX114_EAP	-40°C to +85°C
Storage Temperature Range	-60°C to +150°C
Junction Temperature	+150°C
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(AVDD = DVDD = +5V ±5%, fCLK = 4.8MHz, external clock (50% duty cycle), 24 clocks/conversion (200ksps), bipolar input, external VREF = +4.096V, VREFADJ = AVDD, CREF = 2.2µF, CCREF = 1µF, TA = TMIN to TMAX, unless otherwise noted. Typical values are at TA = +25°C.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
DC ACCURACY (Note 1)							
Resolution				14			Bits
Relative Accuracy (Note 2)	INL	Unipolar Mode	MAX114_A			±1	LSB
			MAX114_B			±2	
Differential Nonlinearity	DNL	Unipolar Mode				±1	LSB
Transition Noise					0.34		LSB RMS
Offset Error		Unipolar				±4	mV
		Bipolar				±6	
Gain Error (Note 3)		Unipolar				±0.2	%FSR
		Bipolar				±0.3	
Offset Drift (Bipolar and Unipolar)		Excluding reference drift			±1		ppm/°C
Gain Drift (Bipolar and Unipolar)		Excluding reference drift			±1		ppm/°C
DYNAMIC SPECIFICATIONS (5kHz sine-wave input, 200ksps, 4.8MHz clock, bipolar input mode). (MAX1142, 24Vp-p. MAX1143, 8.192Vp-p)							
SINAD		fIN = 5kHz		81			dB
		fIN = 100kHz			82		
SNR		fIN = 5kHz		82			dB
		fIN = 100kHz			82		
THD		fIN = 5kHz				-88	dB
		fIN = 100kHz			91		
SFDR		fIN = 5kHz		90			dB
		fIN = 100kHz			95		
ANALOG INPUT							
Input Range		MAX1142	Unipolar	0		12	V
			Bipolar	-12		12	
		MAX1143	Unipolar	0		4.096	
			Bipolar	-4.096		4.096	

14-Bit ADC, 200ksps, +5V Single-Supply with Reference

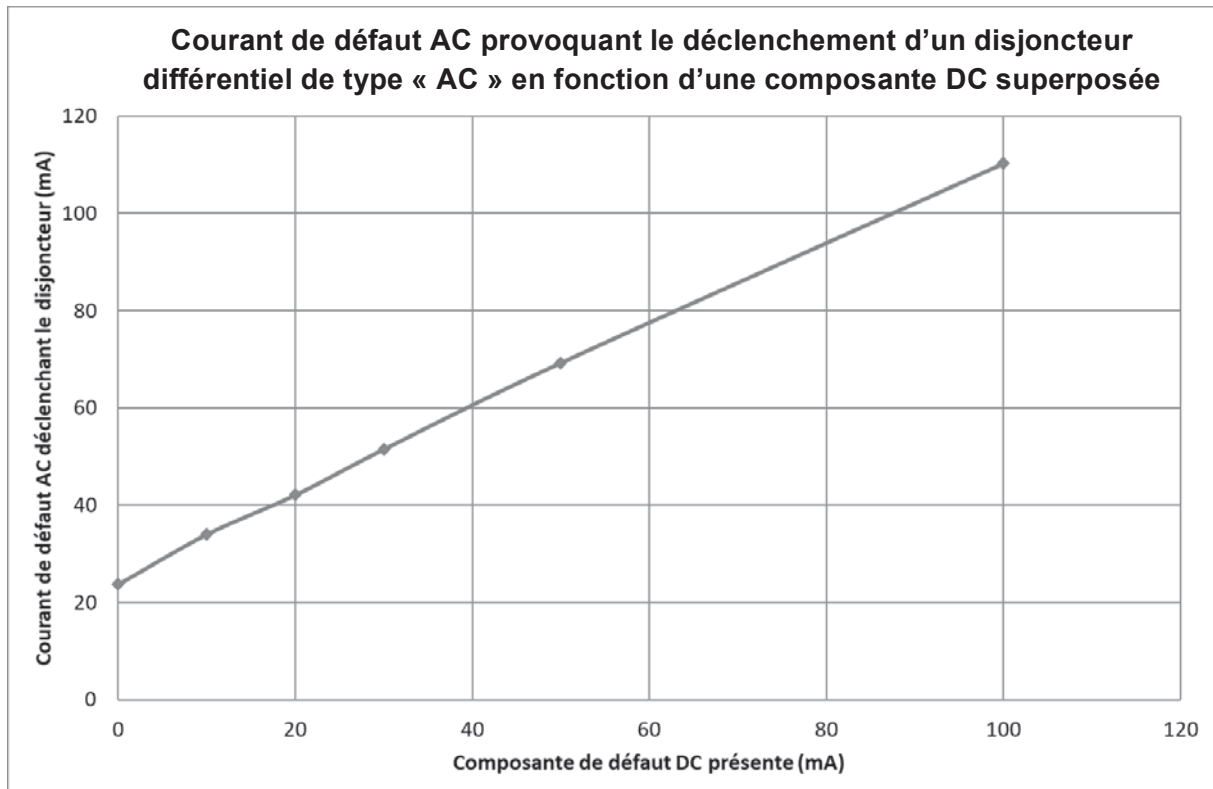
MAX1142/MAX1143

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(AVDD = DVDD = +5V ±5%, fSCLK = 4.8MHz, external clock (50% duty cycle), 24 clocks/conversion (200ksps), bipolar input, external VREF = +4.096V, VREFADJ = AVDD, CREF = 2.2µF, CCREF = 1µF, TA = TMIN to TMAX, unless otherwise noted. Typical values are at TA = +25°C.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Impedance		MAX1142	Unipolar	7.5	10.0	kΩ
			Bipolar	5.9	7.9	
		MAX1143	Unipolar	100	1000	
			Bipolar	3.4	4.5	
Input Capacitance				32		pF
CONVERSION RATE						
Internal Clock Frequency				4		MHz
Aperture Delay	tAD			10		ns
Aperture Jitter	tAJ			50		ps
MODE 1 (24 External Clock Cycles per Conversion)						
External Clock Frequency	fSCLK	Unipolar	0.1		3	MHz
		Bipolar	0.1		4.8	
Sample Rate	fs = fSCLK/24	Unipolar	4.17		125	ksps
		Bipolar	4.17		200	
Conversion Time (Note 4)	tCONV+ACQ = 24 / fSCLK	Unipolar	8		240	µs
		Bipolar	5		240	
MODE 2 (Internal Clock Mode)						
External Clock Frequency (Data Transfer Only)					8	MHz
Conversion Time		SSTRB Low Pulse Width		4	6	µs
Acquisition Time		Unipolar	1.82			µs
		Bipolar	1.14			
MODE 3 (32 External Clock Cycles per Conversion)						
External Clock Frequency	fSCLK	Unipolar or Bipolar	0.1		4.8	MHz
Sample Rate	fs = fSCLK/32	Unipolar or Bipolar	3.125		150	ksps
Conversion Time (Note 4)	tCONV+ACQ = 32 / fSCLK	Unipolar or Bipolar	6.67		320	µs
INTERNAL REFERENCE						
Output Voltage	VREF		4.056	4.096	4.136	V
REF Short Circuit Current				24		mA
Output Tempco				±20		ppm/°C
Capacitive Bypass at REF			0.47		10	µF
Maximum Capacitive Bypass at REFADJ				10		µF
REFADJ Output Voltage				4.096		V
REFADJ Input Range		For small adjustments from 4.096V		±100		mV

Document technique DT4



Document technique DT5

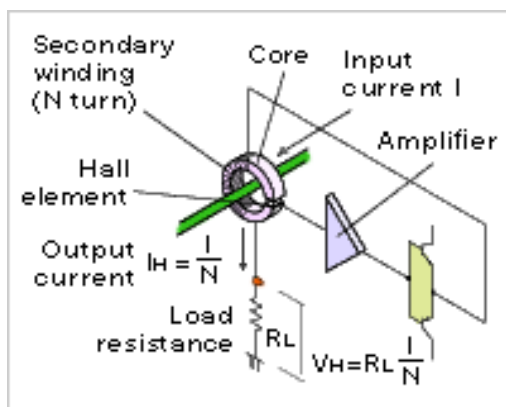
(Extrait d'une documentation Alliantech)

Les transducteurs à effet Hall en boucle fermée

Les transducteurs de courant à boucle fermée possèdent un circuit de compensation intégré qui améliore notablement les performances.

Le primaire constitué d'une seule spire ($n_1 = 1$) est parcouru par un courant I . Le secondaire possède N spires et est parcouru par un courant I_H . Un capteur Hall, placé dans l'entrefer du circuit magnétique permet la mesure du flux circulant dans ce dernier. Le flux est une image de la somme totale des ampères-tours générés par les deux circuits : $n_1 \cdot I + N \cdot I_H$.

La cellule Hall des transducteurs en boucle fermée est utilisée comme signal de contre réaction régulant le courant I_H de la bobine secondaire de manière que le champ magnétique dans l'entrefer soit égal à zéro. L'enroulement secondaire comprend plus de tours que l'enroulement primaire.



La tension aux bornes du capteur Hall est amplifiée à l'aide d'un amplificateur différentiel dont la sortie est directement connectée à l'enroulement secondaire qui joue le rôle de circuit de contre réaction. Idéalement on souhaiterait avoir un flux nul, de manière à avoir un courant secondaire proportionnel au courant primaire. De plus, le point de fonctionnement du circuit magnétique est indépendant du niveau du courant à mesurer ce qui assure une bonne linéarité de la mesure.

Les performances sont bien adaptées aux applications industrielles exigeantes :

- précision, $\pm 0,5$ % ;
- linéarité, $\pm 0,1$ % ;
- temps de réponse $> 1 \mu s$;
- bande passante, 0 à 200 kHz.

La fréquence de mesure maximale est généralement comprise entre 2 et 100 kHz. Cette gamme relativement réduite est due à la bande passante limitée des composants électroniques et à la faible dynamique de tension qui permet de générer le courant I_H dans la bobine secondaire.

Les transducteurs à effet Hall en boucle fermée sont capables de mesurer des formes d'onde de courants continus, alternatifs et complexes, tout en assurant une isolation galvanique. Ils se distinguent par de bonnes précision et linéarité, une faible dérive en température, un temps de réponse rapide, aucune perte d'insertion dans le circuit primaire et une sortie de courant très résistante aux interférences électromagnétiques.

Document technique DT6

La norme SAE J1772 est une norme nord-américaine relative aux connecteurs électriques pour véhicules électriques. Elle couvre les exigences physiques, électriques, de protocole de communication et de performances générales du système de charge pour véhicule électrique. La norme SAE J1772-2009 a été adoptée par les constructeurs automobiles de véhicules électriques après l'an 2 000, tels que la troisième génération de Chevrolet Volt et la Nissan Leaf.



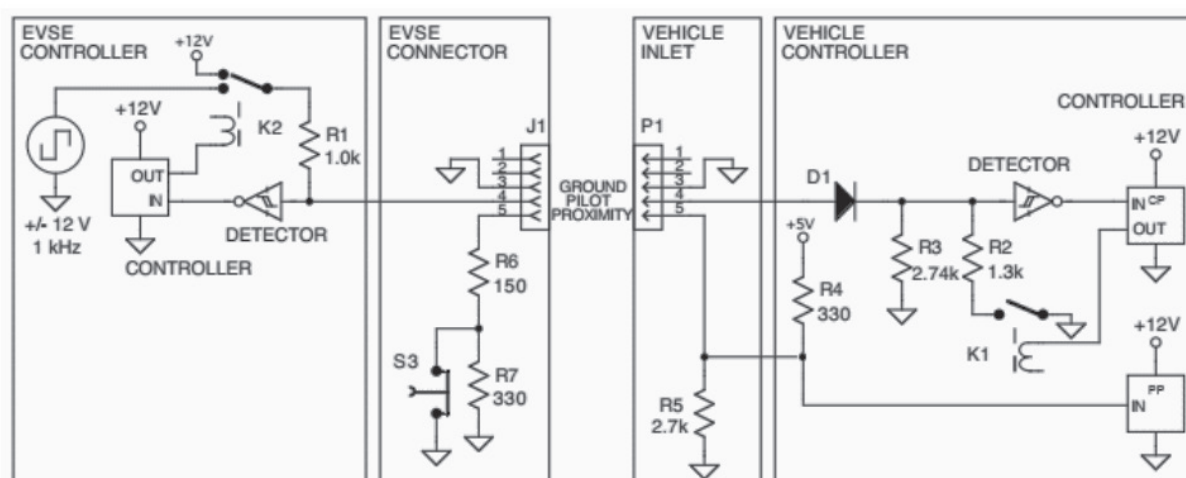
Connecteur



Le connecteur J1772-2009 est conçu pour les systèmes électriques monophasés 120V ou 240V. Le connecteur rond de 43mm de diamètre a cinq broches, avec trois tailles de broches différentes (en commençant par la plus grande), pour chacun des éléments suivants :

- AC ligne 1 et ligne 2 ;
- broche de terre ;
- détection de proximité et contrôle.

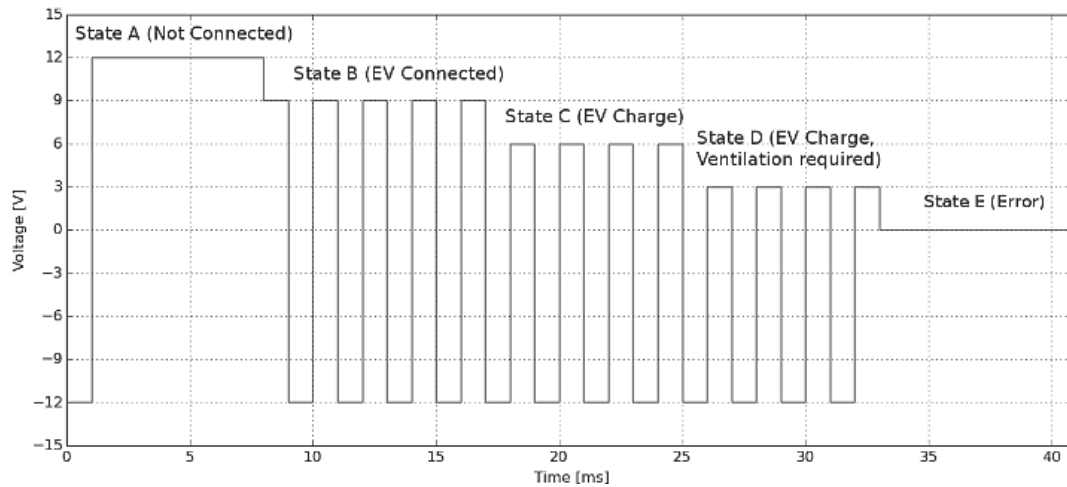
Signalisation



- L'équipement signale la présence de la source de courant alternatif.
- Le véhicule détecte la fiche via un circuit de proximité (le véhicule peut ainsi empêcher de partir en étant connecté).
- Les fonctions de pilotage commencent :
 - l'équipement d'alimentation détecte le véhicule électrique hybride (plug-in electric vehicle, PEV) ;
 - l'équipement d'approvisionnement indique que le PEV est prêt à fournir de l'énergie.
- Le PEV contrôle le flux d'énergie.
- La charge se poursuit telle que déterminée par le PEV.
- La charge peut être interrompue en débranchant la prise du véhicule.

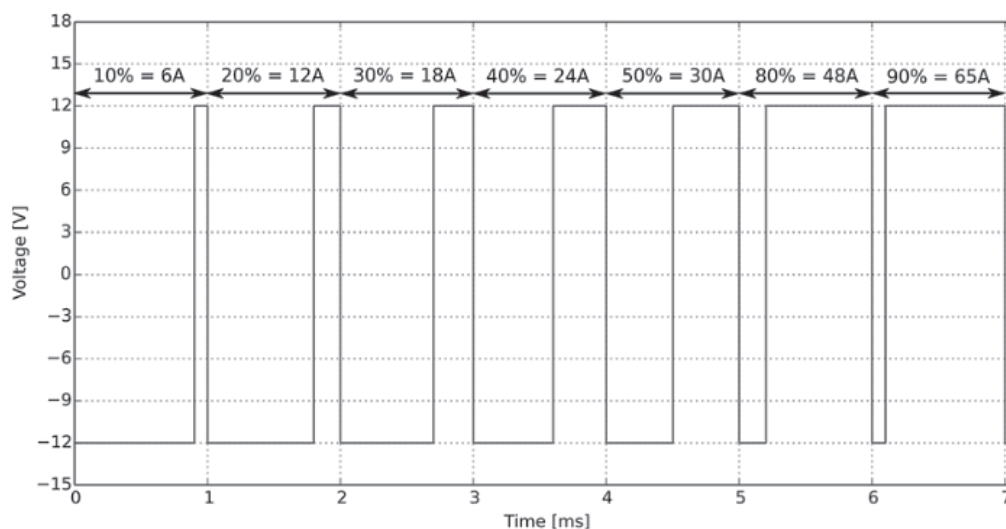
Pilotage

Une fois le connecteur branché, la station de charge génère une onde carrée de 1 kHz. Une fois le circuit fermé, le véhicule peut demander un état de charge en réglant une résistance entre les fils PP et la masse. L'équipement analyse les tensions et ajuste les états de charge en conséquence.



State	Pilot High	Pilot Low	Frequency	Resistance	Charging State
State A	+12V	-	DC	-	Not Connected
State B	+9V	-12V	1kHz	2700Ω	EV Connected
State C	+6V	-12V	1kHz	8800Ω	EV Charge
State D	+3V	-12V	1kHz	240Ω	EV Charge (Ventilation required)
State E	+0V	0	-	-	Error
State F	+-	-12V	-	-	Unknown/Error

La station de charge utilise le signal PWM pour décrire le courant maximal disponible : un signal de rapport cyclique 10% pour un courant maximal de 6 A, 30% pour un courant maximal de 18 A, 50% pour un courant maximal de 30 A et 90% pour une option de charge rapide.



Document technique DT7

1- Informations générales

Le bus CAN (Controller Area Network) est un bus série de terrain car il doit fonctionner dans un environnement limité et sévère (milieu industriel, atelier, voiture...) permettant la transmission asynchrone de données numériques. Il s'agit d'un bus multiplexé.

Les particularités de ce bus sont :

- un bus multi maîtres où tous les participants ont les mêmes droits ;
- les nœuds (hôtes) de ce bus ne sont pas adressés seuls les messages transmis possèdent un identificateur ; chaque nœud scrute en permanence le bus et décide selon l'identificateur si le message lui est destiné ou pas ;
- une fiabilité élevée des mécanismes de protection du protocole.

Il existe 2 protocoles CAN :

- le protocole CAN 2.0A dit CAN standard qui possède un identificateur de 11 bits ce qui permet de délivrer 2 048 messages différents ;
- le protocole CAN 2.0B ou CAN étendu qui possède un identificateur 29 bits soit plus de 536 millions de messages différents.

Le protocole CAN ne couvre seulement que deux des sept couches du modèle d'interconnexion des systèmes ouverts OSI. On retrouve ainsi dans le protocole CAN, la couche liaison de données (couche 2) et la couche physique (couche 1).

Couche physique :

Les signaux CANL et CANH sont en opposition de phase, cela permet l'élimination des parasites électromagnétiques.

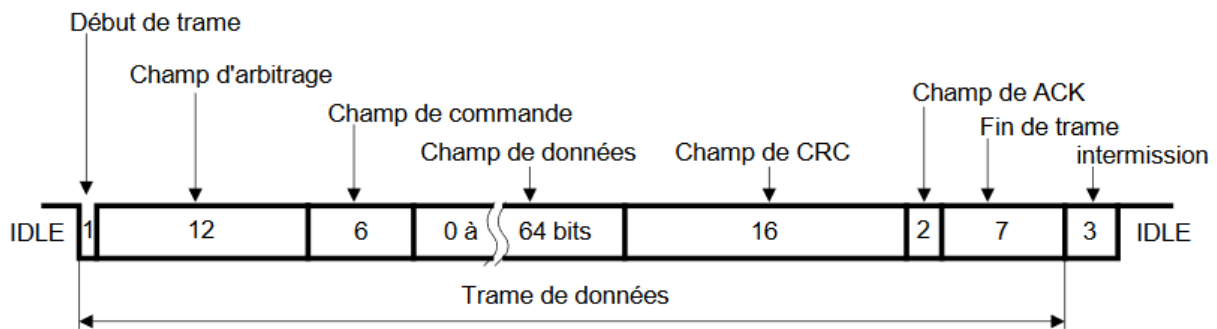
Différence de potentiel	Etat du bus CAN	Etat logique
$VCANH - VCANL > +0.5V$	Dominant	0
$VCANH - VCANL < +0.5V$	Récessif	1

	CAN LS (Low Speed) Vitesse maxi de 125Kbits/s	CAN HS (High Speed) Vitesse supérieure à 125Kbits/s jusqu'à 1Mbits/s
Niveaux de tensions d'un bit dominant (0 logique)	CAN H = 4V CAN L = 1V	CAN H = 3.5V CAN L = 1.5V
Différence de potentiel pour un bit dominant (0 logique)	3V	2V
Niveaux de tensions d'un bit récessif (1 logique)	CAN H = 1.75V CAN L = 3.25V	CAN H = 2.5V CAN L = 2.5V
Différence de potentiel pour un bit récessif (1 logique)	-1.5V	0V
Caractéristiques du câble	30pF entre câbles de ligne	$2 \times 120\Omega$
Tension d'alimentation	5V	5V

La trame de données standard CAN 2.0A (la plus utilisée) se décompose en 7 champs :

- début de trame (1 bit dominant) : Start Of Frame (SOF) ;
- champ d'arbitrage (12 bits) : arbitration field ;
- champ de commande (6 bits) : control field ;
- champ de données (0 à 64 bits) : data field ;
- champ de CRC (16 bits) : CRC sequence ;
- champ d'acquittement (2 bits) : ACKnowledgement field ;
- fin de trame (7 bits) : End Of Frame (EOF).

On trouve ensuite une 8^e zone dite intermission (interframe) qui appartient à la trame.



Dès que le bus est libre (bus IDLE), n'importe quel nœud relié au réseau peut émettre un nouveau message.

Le bit SOF (début de trame de données) est dominant. Il signale à toutes les stations le début d'un échange. Cet échange ne peut démarrer que si le bus était précédemment au repos.

2- Structures du Champ de Données des trames CAN échangées

	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
Octet 1	X	X	X	X	X	X	X	X
Octet 2	MSB Pref							
Octet 3	LSB Pref							
Octet 4	MSB Qref							
Octet 5	LSB Qref							
Octet 6	X	X	X	X	X	X	X	X
Octet 7	X	X	X	X	X	X	X	X
Octet 8	T° ambiant							

Pref : entre -32 768 W et 32 767 W

Qref : entre -32 768 VAR et 32 767 VAR

T° ambiant : pas de 1 °C

L'encodage est sur 16 bits signés pour *Pref* et *Qref*, en complément à 2.

Nom de famille :
(Suivi, s'il y a lieu, du nom d'usage)



Prénom(s) :

**Numéro
Inscription :**

Né(e) le :

(Le numéro est celui qui figure sur la convocation ou la feuille d'émargement)

(Remplir cette partie à l'aide de la notice)

Concours / Examen : **Section/Sécialité/Série :**

Epreuve : **Matière :** **Session :**

CONSIGNES

- Remplir soigneusement, sur CHAQUE feuille officielle, la zone d'identification en MAJUSCULES.
- Ne pas signer la composition et ne pas y apporter de signe distinctif pouvant indiquer sa provenance.
- Numéroté chaque PAGE (cadre en bas à droite de la page) et placer les feuilles dans le bon sens et dans l'ordre.
- Rédiger avec un stylo à encre foncée (bleue ou noire) et ne pas utiliser de stylo plume à encre claire.
- N'effectuer aucun collage ou découpage de sujets ou de feuille officielle. Ne joindre aucun brouillon.

EAI SIE 2

DR1 - DR2

**Tous les documents réponses sont à rendre,
même non complétés.**

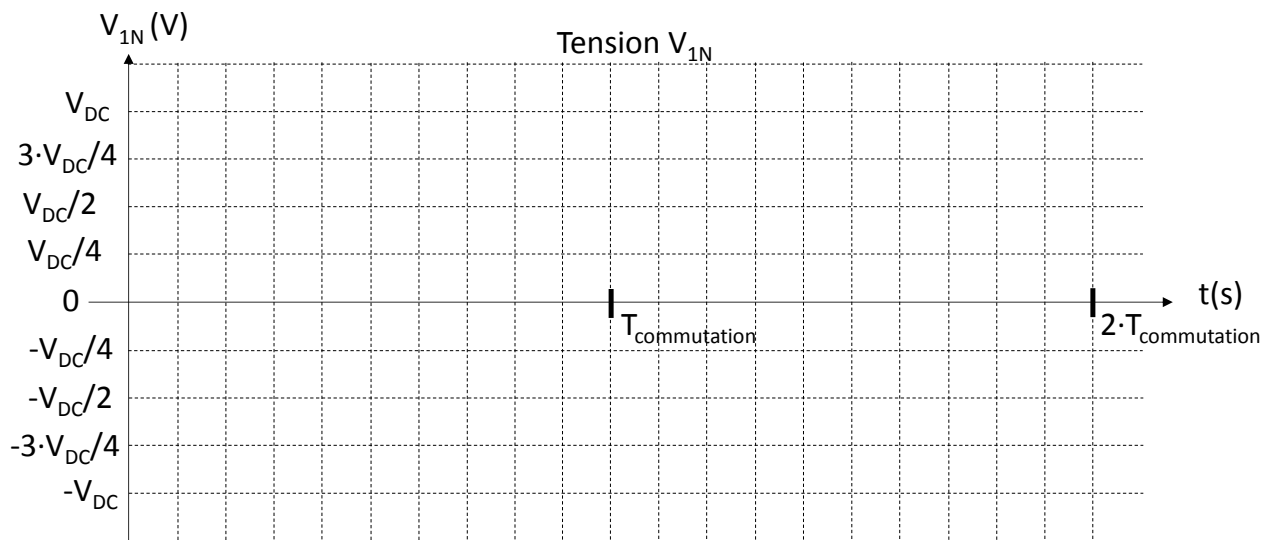


NE RIEN ECRIRE DANS CE CADRE

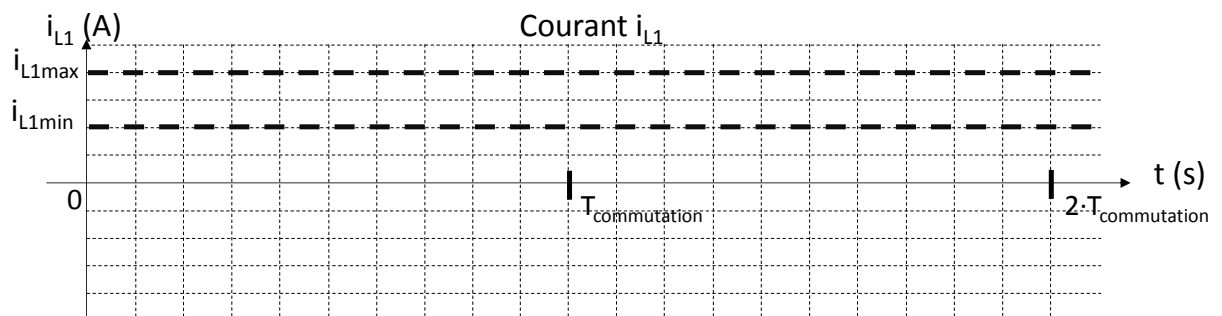
Document réponse DR1

À rendre avec la copie

Question 4



Question 7



Document réponse DR2

À rendre avec la copie

Question 24



Nom de famille :

(Suivi, s'il y a lieu, du nom d'usage)

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--



Prénom(s) :

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

Numéro
Inscription :

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

Né(e) le :

		/			/														
--	--	---	--	--	---	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

(Le numéro est celui qui figure sur la convocation ou la feuille d'émargement)

(Remplir cette partie à l'aide de la notice)

Concours / Examen : Section/S spécialité/Série :

Epreuve : Matière : Session :

CONSIGNES

- Remplir soigneusement, sur CHAQUE feuille officielle, la zone d'identification en MAJUSCULES.
- Ne pas signer la composition et ne pas y apporter de signe distinctif pouvant indiquer sa provenance.
- Numéroté chaque PAGE (cadre en bas à droite de la page) et placer les feuilles dans le bon sens et dans l'ordre.
- Rédiger avec un stylo à encre foncée (bleue ou noire) et ne pas utiliser de stylo plume à encre claire.
- N'effectuer aucun collage ou découpage de sujets ou de feuille officielle. Ne joindre aucun brouillon.

EAI SIE 2

DR3 - DR4

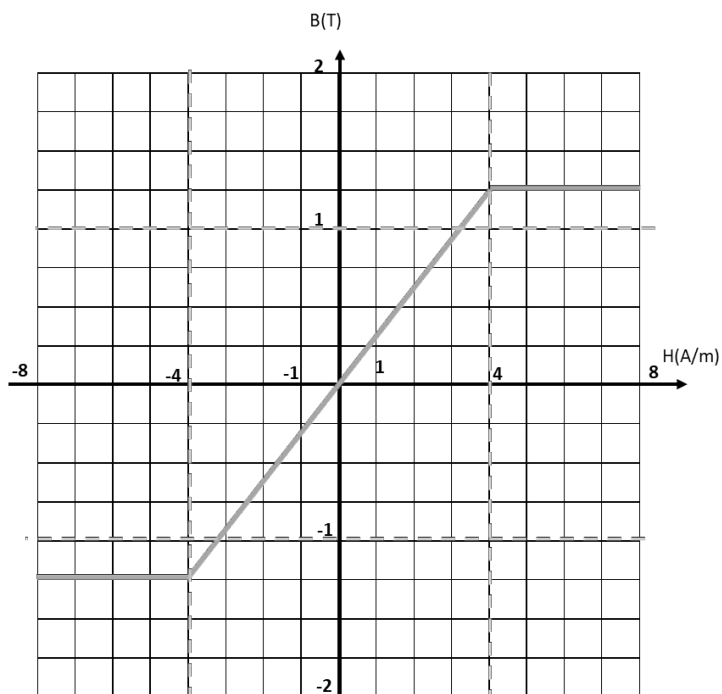
**Tous les documents réponses sont à rendre,
même non complétés.**

NE RIEN ECRIRE DANS CE CADRE

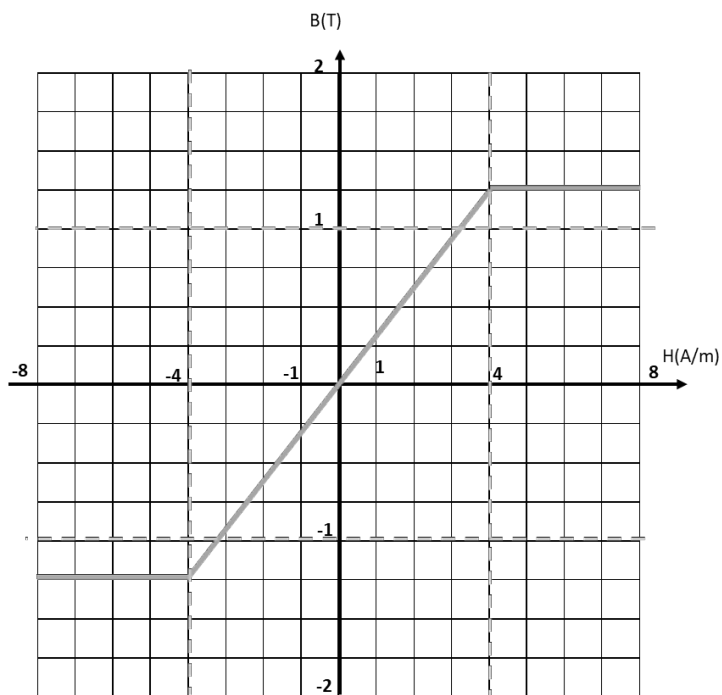
Document réponse DR3

À rendre avec la copie

Question 35



Question 36



Document réponse DR4

À rendre avec la copie

Question 41

Numéro du VLAN	Besoin	Nombre d'hôtes disponibles
VLAN1	30	
VLAN2	20	
VLAN3	50	
VLAN4	10	

Question 45

	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
Octet 1								
Octet 2								
Octet 3								
Octet 4								
Octet 5								
Octet 6								
Octet 7								
Octet 8								

Question 47

