

SESSION 2026

**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 autorisée selon les modalités de la circulaire du 17 juin 2021 publiée au BOEN du 29 juillet 2021.

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

Il appartient au candidat de vérifier qu'il a reçu un sujet complet et correspondant à l'épreuve à laquelle il se présente.

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. Le fait de rendre une copie blanche est éliminatoire.

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
EAI	1415A	102	7048

Définition de l'épreuve

L'épreuve a pour but de vérifier que le candidat est capable de conduire une analyse critique de solutions technologiques et de mobiliser ses connaissances scientifiques et technologiques pour élaborer et exploiter les modèles de comportement permettant de quantifier les performances d'un système ou d'un processus lié à la spécialité et définir des solutions technologiques.

Conseils aux candidats

Il est conseillé aux candidats de parcourir le sujet pour s'approprier 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 sur des feuilles de copie séparées et clairement repérées ;
- numéroter chaque feuille de copie et indiquer le numéro de la question traitée ;
- utiliser exclusivement les notations indiquées dans le sujet ;
- présenter d'abord les résultats sous forme littérale (encadrée), puis, si demandé, sous forme numérique (avec unités et bien mis en évidence) ;
- justifier clairement les réponses et de formuler les hypothèses si elles ne sont pas données ;
- de respecter la langue française.

Étude proposée

L'étude porte sur une forge ISF12000 de la société ID Partner. Pour des raisons de confidentialité et/ou pour des raisons pédagogiques, ce sujet s'éloigne parfois de la solution exacte retenue par la société ID Partner tout en restant réaliste.

L'étude est décomposée en cinq parties indépendantes :

- Partie A : Transfert de puissance du générateur à la charge
- Partie B : Onduleur de tension
- Partie C : Redresseur de tension
- Partie D : Mesure du courant
- Partie E : Réglage du courant d'induit
- Partie F : Mesure de la température au sein de la forge

Ce sujet se décompose de la façon suivante :

- texte du sujet, pages 2 à 25 ;
- documents techniques DT1 à DT4, pages 26 à 32 ;
- documents réponses DR1 à DR8, pages 33 à 39, à rendre avec la copie.

Chauffage par induction

Principe et avantages de l'induction

Les usines qui ont besoin de chauffe dans leur procédé ont longtemps fonctionné avec du combustible fossile. Aujourd'hui il faut produire encore plus, plus rapidement tout en limitant les rejets de CO₂.

L'induction est un procédé de chauffage sans contact qui répond à ces nouvelles contraintes.

Le principe est le suivant : le corps à chauffer est placé dans un champ électromagnétique variable dans le temps, et dissipe sous forme de chaleur l'énergie entrant.

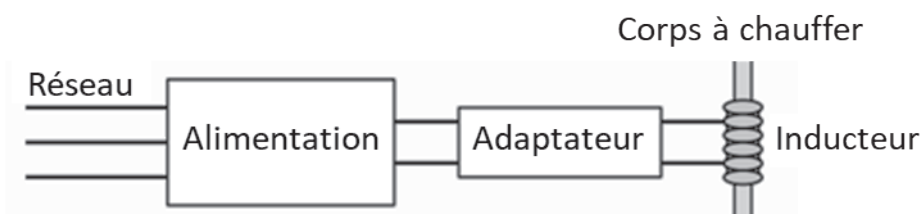


Figure 1 - Schéma général d'une installation par induction

Le gain de rapidité et de place permet de produire jusqu'à six fois plus dans le même espace. L'induction est un procédé naturellement individualisé. Gamme et recette peuvent changer instantanément. Prenons une usine qui doit chauffer une énorme pièce en acier. Ce travail demande de l'expérience et des précautions face au danger. Une torche puissante permettrait de chauffer cette pièce mais aussi tout ce qu'il y a autour (support de la pièce, atelier...). La technologie dite « froide » avec l'induction est rapide, ne chauffe que le nécessaire, maintient une ambiance de travail confortable, réalise un travail sûr et respecte le matériel.

Prenons maintenant un traitement au four traditionnel. Il indique une température précise et stable. Pourtant aucune pièce n'est traitée à la même température car la chaleur n'est pas uniformément répartie. Avec un four à induction, le travail peut être répétitif et s'adapte au rythme réel de production.

Le chauffage par induction, lorsqu'il est réalisable, c'est donc plus d'efficacité, une utilisation raisonnée de l'énergie, une production plus souple, un environnement de travail plus sûr et plus confortable.

C'est dans cet objectif que travaille la société ID Partner (Induction Development Partner : Figure 2).



Figure 2 - Logo ID Partner

Applications de l'induction

ID Partner intervient dans grand nombre de procédés : traitement thermique, assemblage des métaux, fabrication de semi-conducteurs, applications médicales.

Ses applications vont de l'artisanat à l'industrie (Figure 3) :

- Système transmettant de l'énergie sans fil jusqu'à une prothèse située sous plusieurs épaisseurs de muscles ;
- Machine induction multi-fonctions, brasure, recuit.

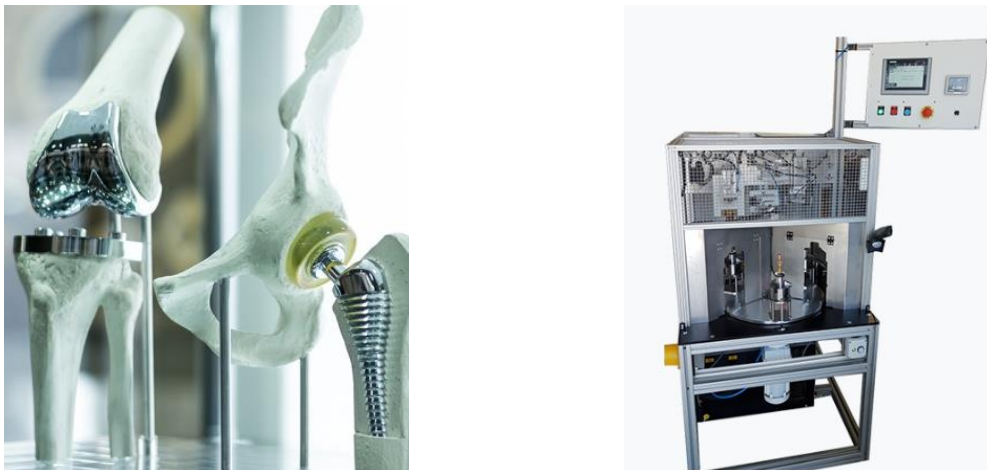


Figure 3 - Applications industrielles

- Sa filiale IS Forge (Induction Solution Forge) rend accessible la forge industrielle à l'artisanat. En développant avec des artisans français la forge ISF12000 (Figure 4), IS Forge répond aux besoins des forgerons en alliant innovation et technicité.



Figure 4 – Forge ISF12000

Économiques, écologiques, performantes et conçues pour durer dans le temps, ces forges s'adaptent à différents besoins grâce à leur grande polyvalence (forge, estampage, refoulage, trempe, fusion en creuset, chauffage haute température).

Les avantages de cette forge :

- gain de temps de chauffe au moins 5 fois plus rapide ;
- division minimum par 10 de la facture énergétique ;
- absence de gaz ou de flamme ;
- pas de gestion des stocks de l'énergie ;
- ne chauffe que le matériau et non l'atelier ;
- pas de production de chaleur externe, donc pas de fumée ;
- chauffe précise et locale ;
- traitement unitaire des pièces ou fabrication de petites séries ;
- compact, facilement adaptable sur des machines et les chantiers.

Afin d'optimiser la chauffe de différentes pièces et, de pouvoir être précis lors des chauffes locales, les inducteurs peuvent prendre toutes les formes (Figure 5).



Figure 5 – Des inducteurs adaptés aux formes des pièces à forger

Problématique

Comment la Forge ISF12000 régule le courant dans l'inducteur en fonction du matériau choisi par le technicien ?

La Figure 6 représente la chaîne d'information et la chaîne de puissance du système étudié.

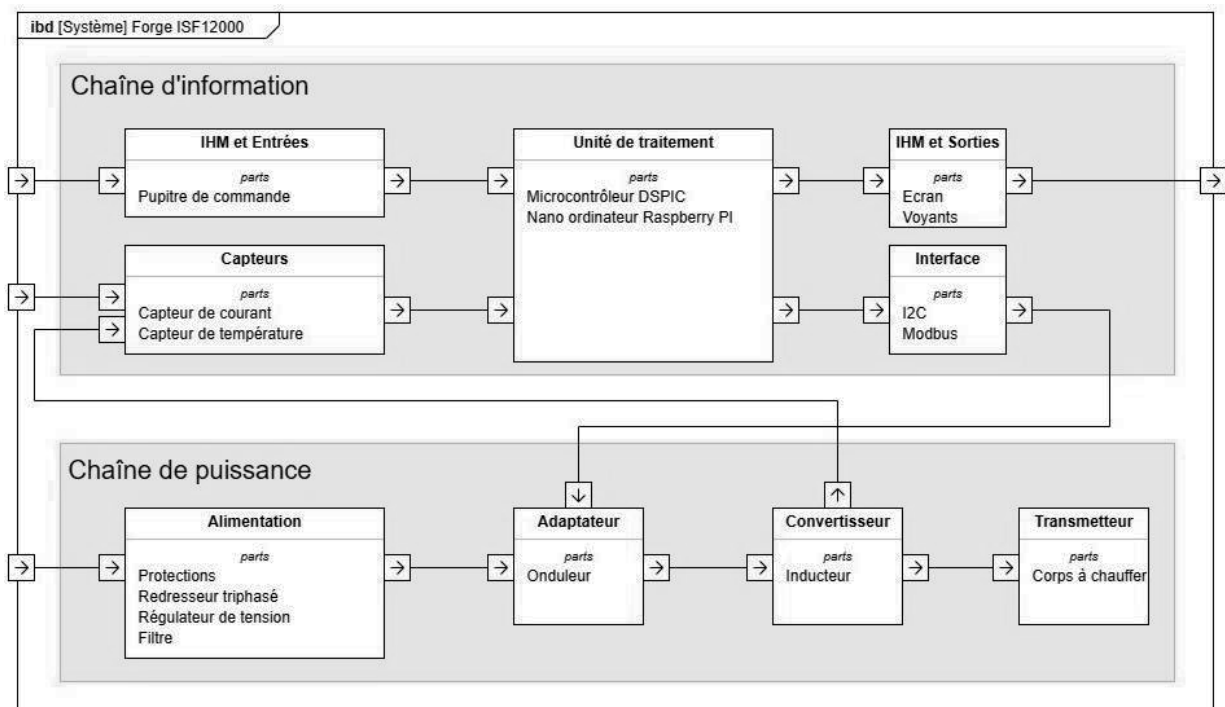


Figure 6 - Diagramme de blocs internes de la forge ISF12000

La forge étudiée est destinée au marché américain. La fréquence standard est donc le 60 Hz et la tension standard monophasée résidentielle est de 120 V. Le réseau triphasé industriel est 208 V / 120 V.

Partie A. Transfert de puissance du générateur à la charge

Objectif : À partir du modèle équivalent de l'inducteur et de la charge, définir les paramètres influençant le transfert de puissance du générateur à la charge.

A.1. Cahier des charges de l'industriel

Le cahier des charges de l'industriel souhaitant s'équiper d'un système de chauffage par induction précise les données suivantes :

- Matériaux et dimensions du corps à chauffer (que l'on appelle aussi charge dans la suite du sujet) : cylindre en acier de référence Z38CDV5 de dimension de rayon r et de longueur à chauffer ℓ .
- Différence de température : $\Delta T = \text{Température finale} - \text{Température initiale}$
- Durée de chauffe : t_d
- Caractéristiques de la charge :
 - Matériaux : acier
 - Masse volumique : $\rho = 7800 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-3}$
 - Chaleur massique : $c = 450 \text{ J} \cdot \text{kg}^{-1} \cdot \text{°K}^{-1}$
 - Conductivité : $\gamma_c = 1,45 \cdot 10^6 (\Omega \cdot \text{m})^{-1}$

Question 1 : Calculer la puissance thermique P_{th} nécessaire à une charge cylindrique $r = 20 \text{ mm}$, $\ell = 100 \text{ mm}$ pour passer de 20° à 200° en 10 s . Situer P_{th} sur la chaîne de puissance.

A.2. Modèle de l'inducteur et du corps de chauffe en régime sinusoïdal

La Figure 1 présente le schéma général d'une installation par induction : à partir du réseau électrique américain (60 Hz), une alimentation permet de redresser les tensions réseaux, elle est suivie d'un adaptateur nécessaire à l'ajustement de la fréquence et de la tension, et d'un inducteur générant le champ électromagnétique dans lequel est placée la charge à chauffer.

Toute variation d'induction magnétique (\vec{B}) appliquée à un matériau entraîne la création d'un champ électrique (\vec{E}) qui entraîne à son tour la création d'un courant électrique (de densité J) si le matériau est conducteur de l'électricité. Ce courant dissipe de l'énergie par effet Joule.

Considérons un corps à chauffer placé dans un inducteur de N spires parcourues par un courant, l'ensemble inducteur et charge forme le circuit électrique représenté sur la Figure 7. L'inducteur et la charge sont équivalents chacun à une résistance et une inductance en série. L'espace entre inducteur et charge (entrefer), qui n'est le siège d'aucune puissance active, équivaut à une inductance L_e pure. Le système inducteur-

charge apparaît donc comme une résistance $R = R_c + R_i$ associée à une inductance $L = L_i + L_e + L_c$.

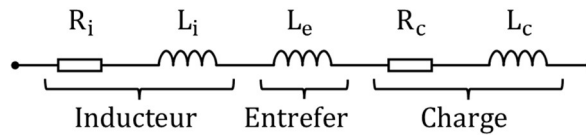
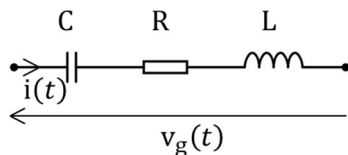


Figure 7 - Schéma équivalent de l'inducteur et de la charge

Question 2 : Identifier à partir de ce schéma équivalent (Figure 7), les composants qui fournissent ou consomment de la puissance active ou réactive.

Question 3 : Justifier la nécessité d'associer à l'inducteur une capacité C.

On prendra pour la suite du sujet le modèle équivalent « inducteur, charge et condensateur » R, L et C série de la Figure 8. La fréquence est réglable entre 20 kHz et 40 kHz.



Avec :

$$v_g(t) = V_g \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega \cdot t)$$

$$V_g = 120 \text{ V}$$

$$i(t) = I \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega \cdot t - \varphi)$$

Figure 8 - Modèle équivalent série

Question 4 : Exprimer I en fonction de V_g , R, L, C et ω ainsi que la pulsation de résonance (qui maximise I) ω_0 en fonction de L et C.

Question 5 : Exprimer le facteur de puissance du modèle en fonction de R, L, C et ω .

Question 6 : Donner l'expression de la puissance active dissipée par effet Joule dans la résistance en fonction de R, L, C, ω et V_g . Que devient cette puissance à la résonance ?

On donne Figure 9 la courbe de la puissance en fonction de la fréquence pour $C = 900 \text{ nF}$, $L = 70 \text{ } \mu\text{H}$ et $R = 1,2 \text{ } \Omega$.

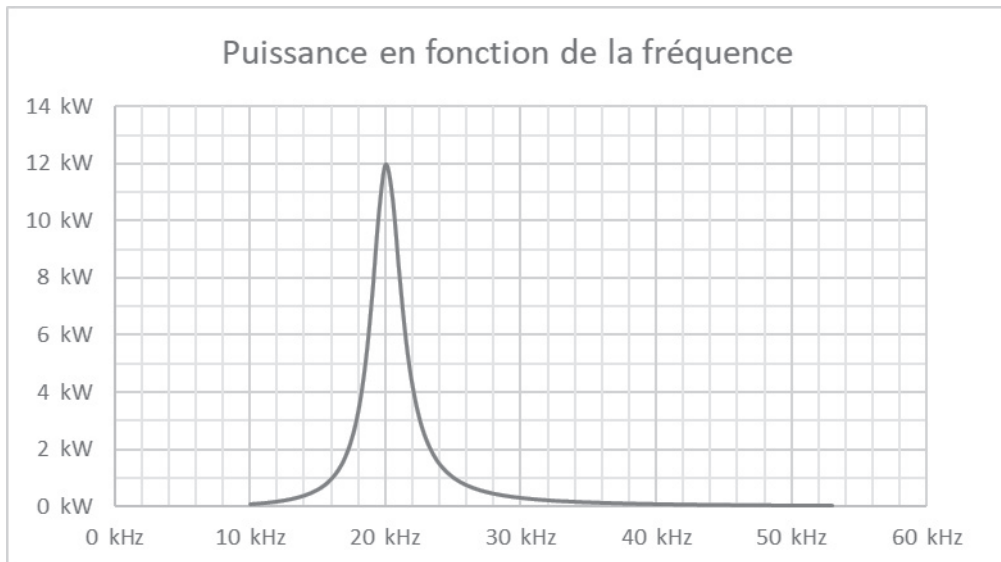


Figure 9 - Puissance active dissipée dans la charge en fonction de la fréquence

Question 7 : Sur quel paramètre la commande doit-elle agir pour augmenter progressivement la puissance de chauffe ? Déterminer la valeur de la puissance maximale, ainsi que la fréquence de résonance f_0 .

Synthèse

Question 8 : Sur le document réponse DR1, surligner la plage de fonctionnement de l'inducteur. En formulant clairement une hypothèse nécessaire, déterminer la fréquence f_{th} correspondante à la puissance thermique P_{th} déterminée à la Question 1 (répondre sur le document réponse DR1).

Question 9 : Compléter les valeurs du courant et du facteur de puissance sur le document réponse DR2 pour les trois fréquences demandées. Il est demandé de justifier les valeurs numériques de la première colonne (soit pour 20 kHz).

Question 10 : En choisissant le vecteur de Fresnel $\vec{V}_R = R \cdot \vec{I}$ comme origine des phases et en respectant l'échelle $1\text{cm} \leftrightarrow 100\text{V}$, tracer les diagrammes de Fresnel correspondant à la loi des mailles de la Figure 8 pour la fréquence de résonance f_0 , puis pour f_{th} . En déduire pour chaque fréquence ($f_0 \approx 20\text{ kHz}$ et $f_{th} \approx 21\text{ kHz}$), si le comportement du circuit est inductif, capacitif ou purement résistif.

Partie B. Onduleur de tension

Objectif : Valider la structure de l'onduleur industriel et déterminer la tension V_{bus} .

Le schéma de principe de l'onduleur industriel est donné sur la Figure 10.

Les interrupteurs sont commandés périodiquement :

- Sur l'intervalle $[0; T/2]$, H1 est fermé et H2 est ouvert.
- Sur l'intervalle $[T/2, T]$, H1 est ouvert et H2 est fermé.

La tension V_{bus} est continue.

On note $v_{ind}(t)$ la tension aux bornes de l'interrupteur H2 et $i(t)$ le courant dans l'inducteur.

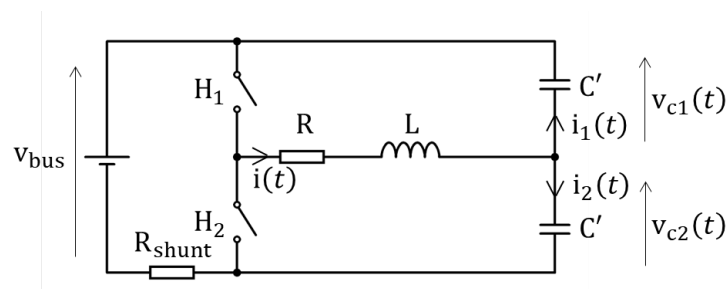


Figure 10 - Onduleur pont capacitif

La structure minimale de l'onduleur à deux interrupteurs est donnée Figure 11.

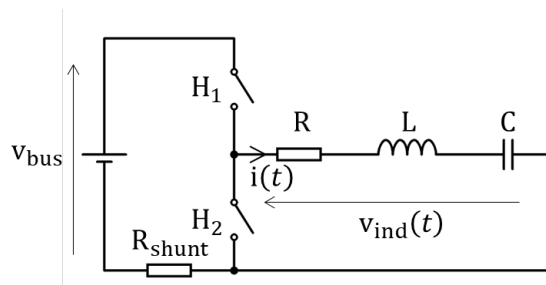


Figure 11 - Onduleur structure minimale

B.1. Equivalence des deux structures d'onduleur

Question 11 : Exprimer $i_1(t)$, respectivement $i_2(t)$, en fonction du courant $i(t)$ dans R, L pour la Figure 10.

Question 12 : En supposant que le courant $i(t)$ soit sinusoïdal (hypothèse du premier harmonique), comment faut-il choisir C' afin que les puissances active et réactive dans les deux structures d'onduleur Figure 10 et Figure 11 soient égales ?

Question 13 : Justifier l'intérêt technologique du choix industriel pour l'onduleur pont capacitif. Déterminer l'expression du courant i_{shunt} dans la résistance de shunt (R_{shunt}) pour les deux onduleurs Figure 10, respectivement Figure 11.

B.2. Validation de la puissance fournie par l'onduleur

Une simulation numérique du montage de la Figure 11 pour la puissance P_{th} , a permis d'obtenir les courbes données sur la Figure 12 : $v_{ind}(t)$ et $i(t)$.

Ces signaux $i(t)$ et $v_{ind}(t)$ sont périodiques. Tout signal périodique $f(t)$ est décomposable en série de Fourier :

$$f(t) = c_0 + \sum_1^{\infty} a_n \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t) + \sum_1^{\infty} b_n \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t)$$

Avec :

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t) dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t) dt$$

$$c_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt$$

On peut ainsi décomposer $v_{ind}(t)$ en écrivant :

$$v_{ind}(t) = V_0 + V_1 \cdot \cos(\omega \cdot t) + \sum_2^{\infty} V_n \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t)$$

Cette décomposition en série de Fourier appliquée à la tension $v_{ind}(t)$ est représentée par le spectre de la Figure 13.

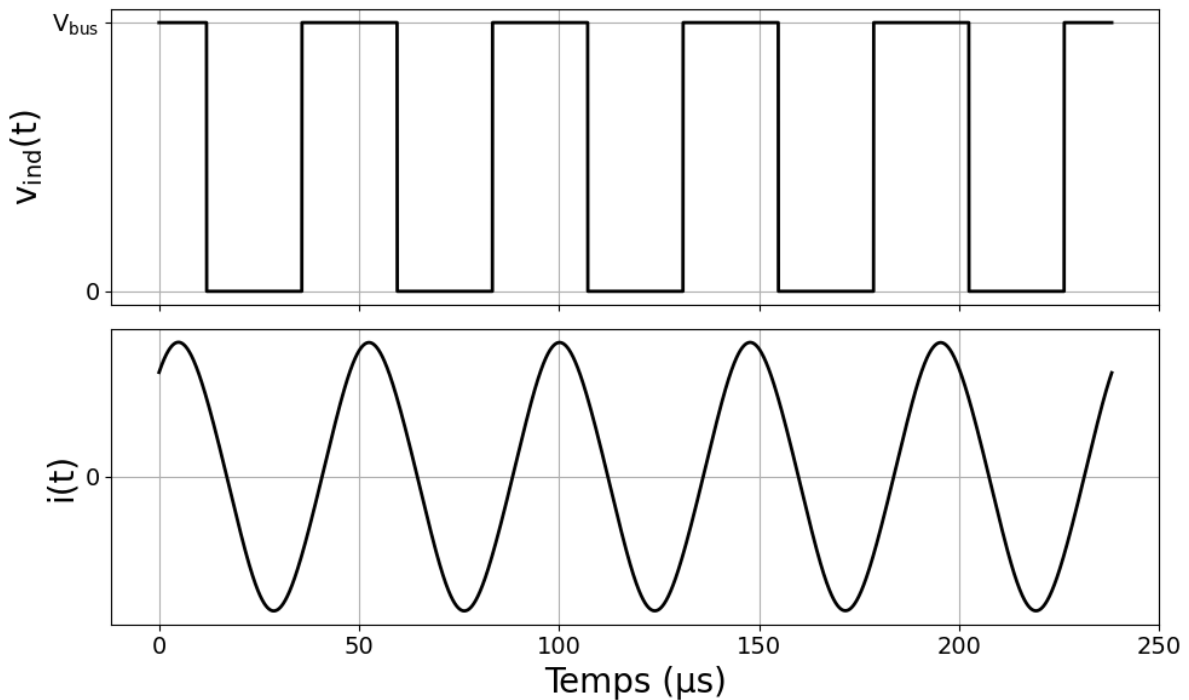


Figure 12 - Chronogrammes de la tension $v_{ind}(t)$ et du courant $i(t)$ en sortie de l'onduleur

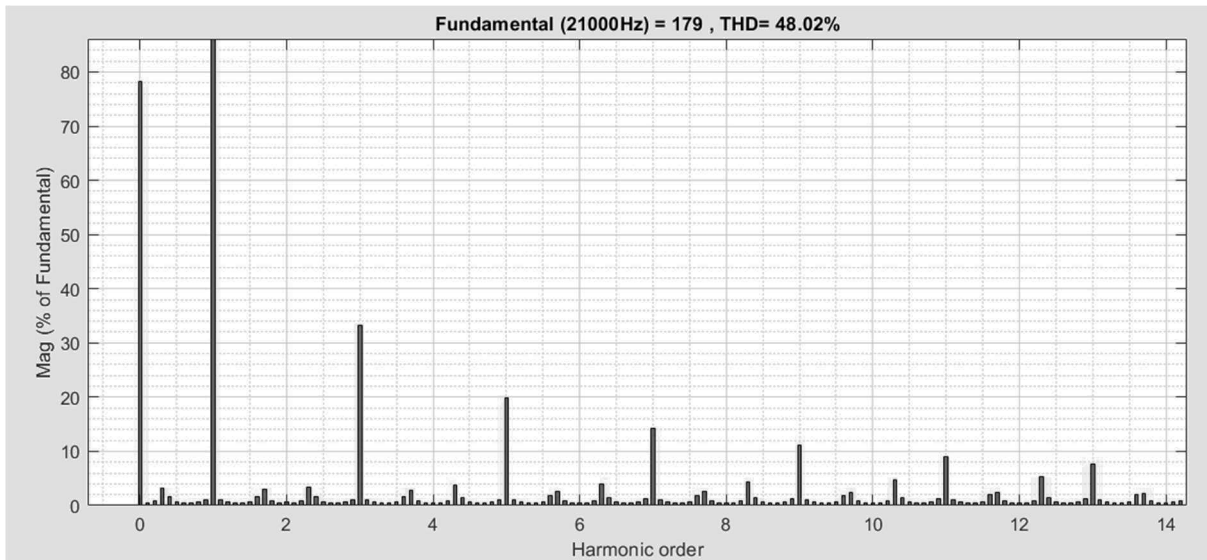


Figure 13 - Spectre de la tension $v_{ind}(t)$ en % de l'amplitude du fondamental V_1 (179 V)

Question 14 : Exprimer V_1 , amplitude du premier harmonique, en fonction de V_{bus} . En déduire la valeur numérique de V_{bus} .

Question 15 : À partir du spectre de v_{ind} , écrire la décomposition en série de Fourier de v_{ind} sous forme numérique jusqu'au rang 3.

La décomposition en série de Fourier appliquée au courant inducteur $i(t)$ est représentée par le spectre de la Figure 14. On donne aussi sur la Figure 15 les valeurs numériques des harmoniques en pourcentage de l'amplitude du fondamental.

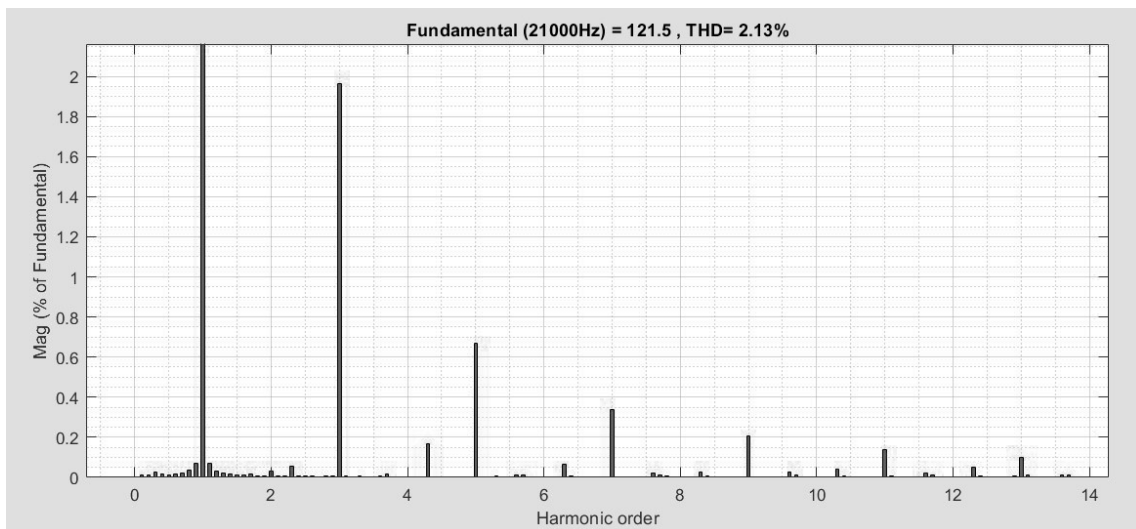


Figure 14 - Spectre du courant inducteur $i(t)$ en % de l'amplitude du fondamental I_1 (121,5 A)

Fréquences	Harmoniques	% du fondamental	Déphasage
0 Hz	(DC)	0	
21 000 Hz	H1	100	-37,7°
42 000 Hz	H2	0,03	254,3°
63 000 Hz	H3	1,96	265,6°

Figure 15 – Valeur numérique des harmoniques en % de l'amplitude du fondamental I_1 (121,5 A)

Question 16 : Au vu du spectre de $i(t)$, justifier la forme retenue ci-dessous :

$$i(t) = I_{\text{ind}} \cdot \cos(\omega \cdot t - \varphi)$$

Question 17 : Après avoir écrit la puissance instantanée $p(t)$ aux bornes de l'inducteur (Figure 11), en déduire l'expression de la puissance active P dissipée dans l'inducteur en fonction de V_1 , I_{ind} et φ . Puis exprimer P en fonction de V_{bus} , I_{ind} et φ . Conclure enfin par l'expression de P en fonction de V_{bus} , R et $\cos(\varphi)$.

Synthèse

Question 18 : À partir des données et résultats aux questions de la partie B, déterminer la valeur numérique du courant efficace, du facteur de puissance et de la puissance dans l'inducteur pour une fréquence fondamentale de 21 kHz.

On donne sur la Figure 16 des valeurs approximatives des résultats de la partie A.

Fréquence	Puissance	Courant	$\cos \varphi$
21000 Hz	8000 W	82 A	0,8

Figure 16- Résultats approximatifs de la Partie A

Question 19 : Expliquer la méthode simplifiée dite du premier harmonique. Est-elle justifiée dans notre cas ?

Partie C. Redresseur de tension

Objectif : À partir de la tension réseau, déterminer la tension continue V_{bus} qui alimente l'onduleur et la protection qui lui est associée.

Le schéma de montage de l'alimentation de la forge est donné Figure 17.

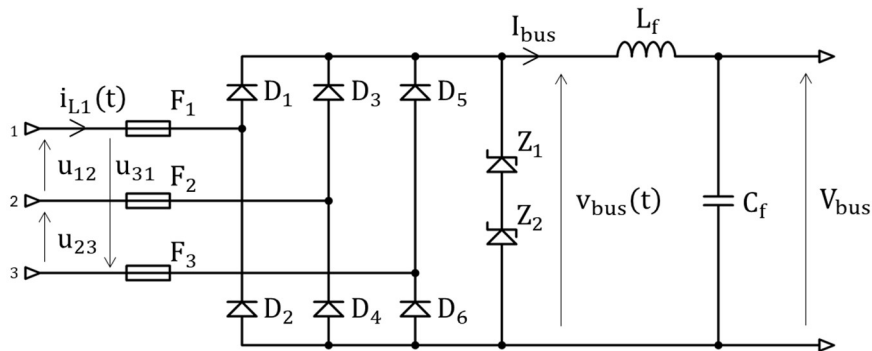


Figure 17 – Montage de l'alimentation

La Figure 18 présente la forme d'onde des trois tensions composées du réseau triphasé (u_{12} , u_{23} , u_{31}) et de leurs opposées (u_{21} , u_{32} , u_{13}). L'expression pour l'une d'entre elles est :

$$u_{12}(t) = \sqrt{2} \cdot U_r \cdot \sin\left(\omega_r \cdot t + \frac{\pi}{6}\right)$$

où :

- U_r est la valeur efficace de la tension composée (entre phases) du réseau américain ($U_r = 208 \text{ V}$) ;
- ω_r est la pulsation du réseau américain en amont du variateur ($\omega_r = 377 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$) ;
- les diodes sont supposées parfaites.

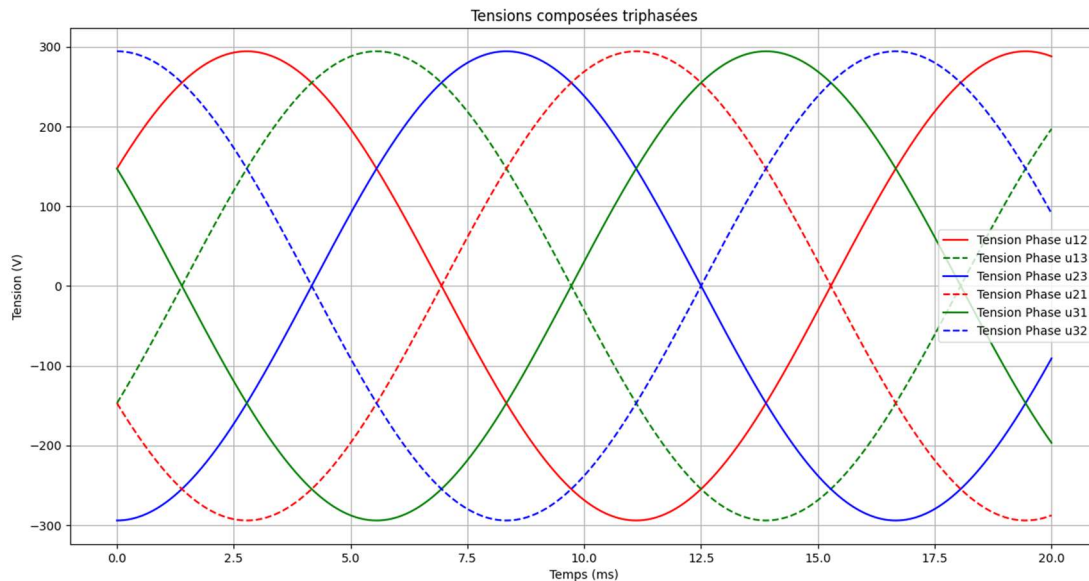


Figure 18 - Forme d'onde des trois tensions composées du réseau triphasé (u_{12} , u_{23} , u_{31}) et de leurs opposées (u_{21} , u_{32} , u_{13})

Question 20 : Tracer par superposition sur les courbes de tensions du document réponse DR3 la forme d'onde de la tension redressée $v_{bus}(t)$ et donner l'expression littérale de sa valeur moyenne notée V_{bus} . En déduire la valeur numérique de V_{bus} . (Répondre sur le document réponse DR3)

Question 21 : À partir de la Figure 18, indiquer les diodes qui conduisent à l'instant $t = 5$ ms.

Question 22 : Le constructeur a complété le montage PD3 avec un filtre passe-bas composé d'une inductance L_f et d'un condensateur C_f (Figure 17). Comment faut-il choisir le produit $L_f \cdot C_f$ afin de filtrer correctement la tension $v_{bus}(t)$? Donner l'expression littérale en fonction de ω_r . Faire ensuite l'application numérique.

Question 23 : Compléter sur le document réponse DR3 la forme d'onde du courant de ligne $i_{L1}(t)$ en fonction du courant constant I_{bus} . Exprimer la valeur efficace I_{L1} du courant de ligne en fonction de I_{bus} . (Répondre sur le document réponse DR3)

Question 24 : Exprimer la puissance active du montage côté continu et sa puissance apparente côté triphasé. En déduire le facteur de puissance.

Synthèse

Sur la Figure 17, Z_1 et Z_2 sont des composants P6KE200 (documentation technique DT1).

Question 25 : À partir de la documentation technique DT1 des composants P6KE200, déterminer la fonction réalisée par Z_1 et Z_2 . Conclure sur la valeur de V_{bus} et la protection qui lui est associée.

Partie D. Mesure du courant

Objectif : Valider le choix de la mesure de courant.

L'objectif majeur du système est de fournir le courant nécessaire à l'inducteur pour réaliser le forgeage comme le souhaite le technicien. Le courant peut être fixé par l'opérateur entre 0 A et 80 A.

Un étage de mesure non étudié permet de disposer du courant I sous forme continue. La mesure image du courant est réalisée aux bornes de dix résistances dites de « Shunt » de $0,025 \Omega$ placées en parallèle.

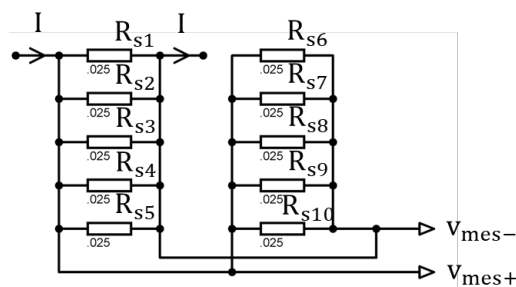


Figure 19 – Schéma électrique de la mesure du courant

Les potentiels V_{mes+} et V_{mes-} vont servir à déterminer une tension image du courant i_{shunt} .

Question 26 : Donner un encadrement de la valeur numérique de la différence de potentiel ($V_{mes+} - V_{mes-}$).

Question 27 : Cette valeur de tension image du courant circulant dans l'inducteur doit être traitée par le microcontrôleur DSPIC alimenté entre 0 V et +3,3 V. La tension de référence du convertisseur analogique numérique est de +3,3 V. Définir l'adaptation nécessaire, la chiffrer et expliquer pourquoi.

Hypothèse : pour toute la suite les amplificateurs seront considérés comme idéaux.

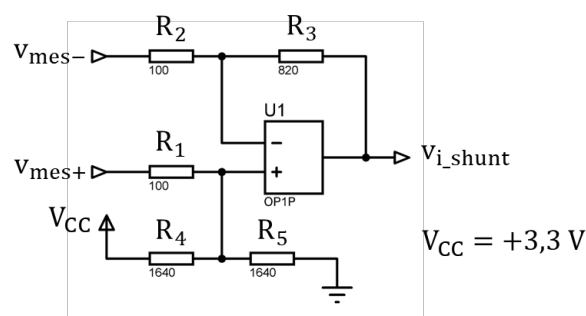


Figure 20 – Montage d'adaptation de la tension

Question 28 : À partir du schéma de la Figure 20, déterminer l'expression littérale de la tension V_{i_shunt} image du courant i_{shunt} en fonction de V_{mes-} , de V_{mes+} , V_{cc} et des éléments du montage. Donner le résultat sous la forme ci-dessous où A, B et C dépendent uniquement des éléments résistifs.

$$V_{i_shunt} = V_{mes+} \cdot A + V_{mes-} \cdot B + V_{cc} \cdot C$$

Question 29 : Faire l'application numérique et conclure sur le type de montage réalisé. À partir des résultats des deux questions précédentes, déterminer un encadrement de la tension V_{i_shunt}

Cette tension image du courant ainsi mesurée est soumise à de légères variations de fréquence élevées (de l'ordre de 10 kHz). Il faut donc filtrer celle-ci. Le constructeur impose une atténuation d'au moins 50.

Une première solution est proposée par le constructeur avec un montage analogique de type Sallen et Key. Le montage réalisé est celui de la Figure 21.

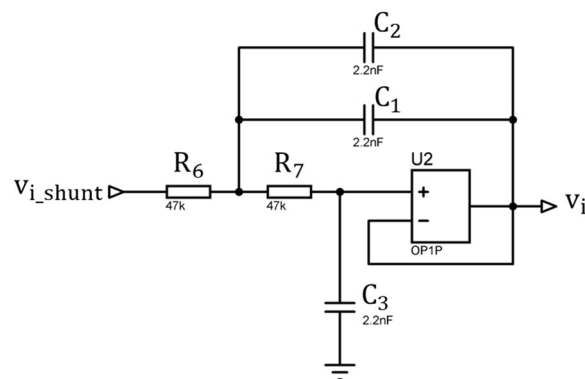


Figure 21 – Filtre de Sallen et Key

Question 30 : En fonction des composants de la Figure 21, donner la fonction de transfert sous forme canonique du filtre (uniquement l'expression littérale).

Question 31 : Définir le type de filtre réalisé et mettre sa fonction de transfert sous la forme canonique présentée ci-dessous. En déduire les expressions littérales et les valeurs de K, ω_0 et m.

$$\frac{V_i}{V_{i_shunt}}(j\omega) = \frac{K}{1 + \frac{2 \cdot m}{\omega_0} \cdot j \cdot \omega + \left(\frac{j \cdot \omega}{\omega_0}\right)^2}$$

Question 32 : Tracer le diagramme asymptotique de Bode de ce filtre et donner une allure de la courbe réelle en fonction de la valeur numérique de l'amortissement. En déduire que ce filtre peut convenir pour satisfaire les exigences d'atténuation fixées plus haut.

Une seconde solution est à l'étude chez le constructeur pour diminuer le nombre de composants. Il souhaite utiliser un filtre numérique.

La fonction de transfert du premier ordre à implémenter dans le script en langage C est la suivante :

$$\frac{V_i}{V_{i_{\text{shunt}}}}(j\omega) = \frac{K}{1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega_0}}$$

Pour la suite, on prendra $K = 1$ et $\omega_0 = 1000 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$.

Question 33 : Sur le document réponse DR4, discrétiser par l'approximation d'Euler l'équation de filtrage et compléter la fonction FILTRE (ligne 17 du code C sur le document réponse DR4) permettant de filtrer les mesures de courant. Cette fonction FILTRE sera appelée par le programme principal.

Synthèse

Question 34 : À partir des données du sujet et des questions précédentes, compléter le document réponse DR5 avec les valeurs (minimales et maximales) du courant et des tensions. Tracer sur le DR5, pour les basses fréquences de I , la caractéristique graphique $v_i = f(I)$. Donner la valeur numérique du coefficient directeur nommé par la suite K_r .

Partie E. Réglage du courant d'induit

Objectif : Valider la régulation du courant inducteur.

Le courant inducteur est la grandeur à régler afin de maîtriser le transfert de puissance à l'inducteur. Cependant sa non-linéarité en fonction de la fréquence (Figure 22) conduit dans un premier temps à linéariser la courbe autour d'un point de fonctionnement afin de valider ensuite les performances de la régulation.

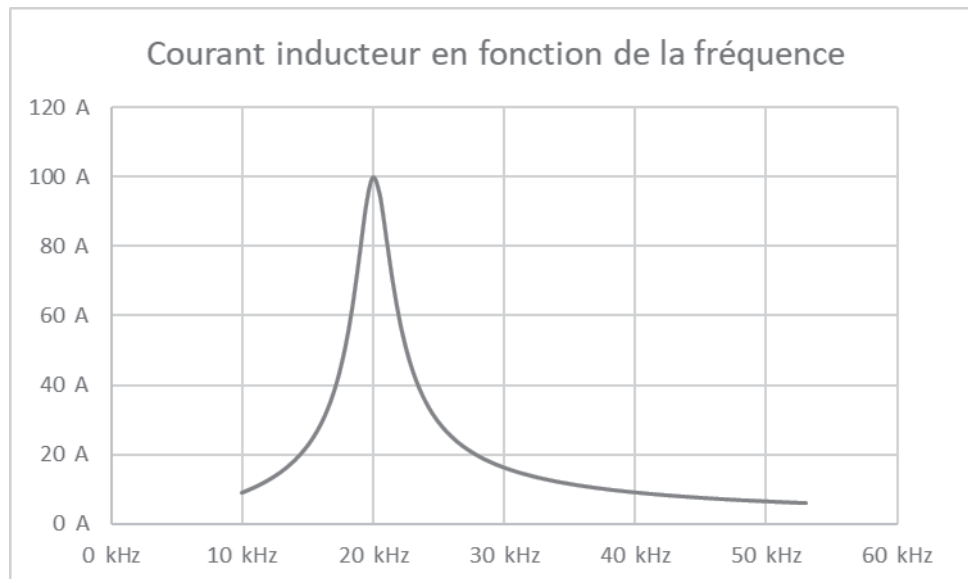


Figure 22 – Courant inducteur en fonction de la fréquence

E.1 Linéarisation autour d'un point de fonctionnement

Objectif : Linéariser la fréquence autour du point de fonctionnement 60 A et valider un intervalle de courant où la linéarisation n'introduit pas une erreur supérieure à 1 A.

Question 35 : Le document réponse DR6 donne un extrait de la Figure 22 autour du point de fonctionnement 60 A et 22 kHz. Sur ce document réponse DR6, tracer la linéarisation autour du point de fonctionnement 60 A et ≈ 22 kHz. En déduire l'expression de la fréquence en fonction de la valeur du courant tel que $f = a \cdot I + b$. Préciser les valeurs numériques de a et b.

Afin de valider un intervalle de courant où cette linéarisation est valable, on a réalisé le modèle de la Figure 23 sous Matlab où l'entrée I_{consigne} est une rampe de courant, la réponse est notée $I_{\text{inducteur}}$ sur la Figure 24. La Figure 25 présente un agrandissement de la réponse autour de 60 A.

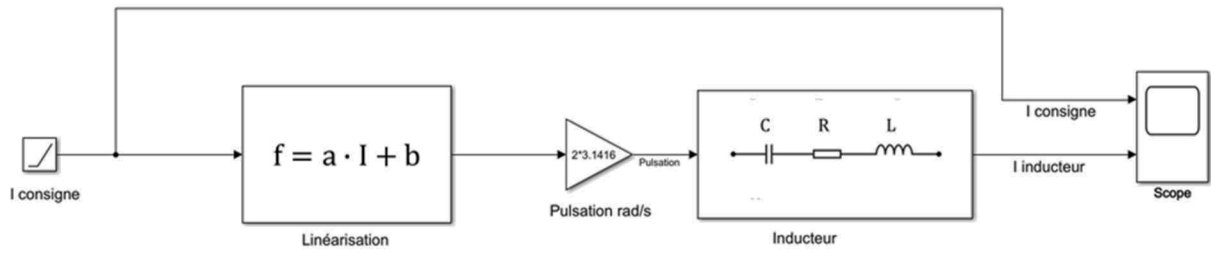


Figure 23 – Modèle n°1

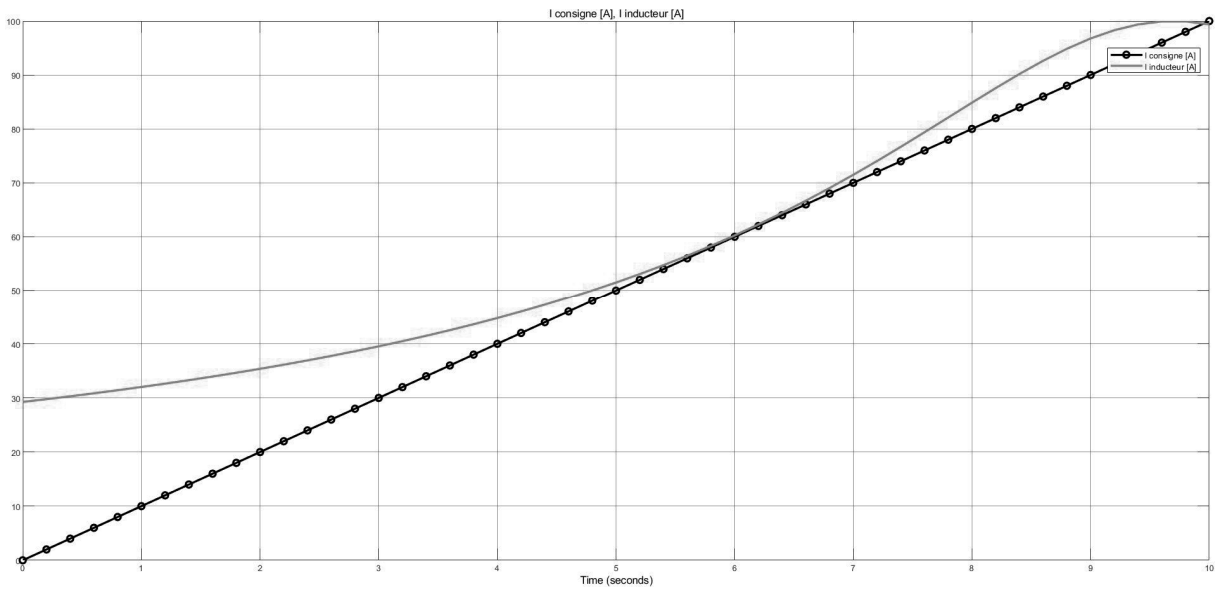


Figure 24 – I_{consigne} et $I_{\text{inducteur}}$ du scope issu du Modèle n°1

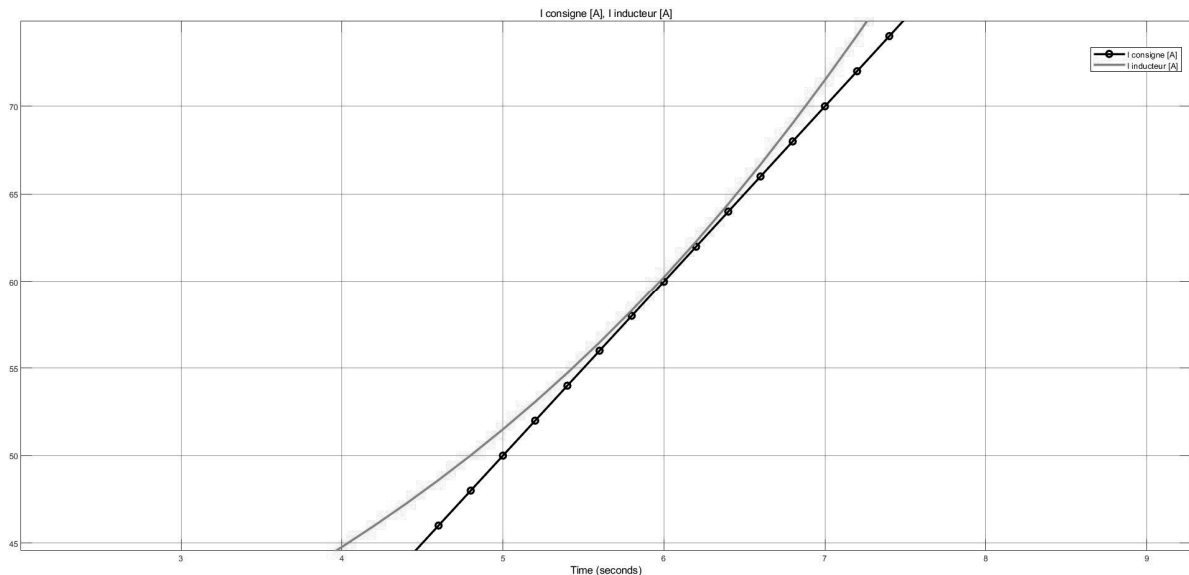


Figure 25 - Figure 24 agrandie autour de 60 A

Question 36 : À partir de la Figure 25, déterminer un intervalle sur I_{consigne} pour laquelle la linéarisation est valable à 1 A près.

La valeur de R dans le modèle de l'inducteur est variable avec la température. En particulier au-delà de la température de Curie la résistance diminue car le matériau devient paramagnétique. Pour simuler le phénomène un échelon de $-0,6 \Omega$ a été introduit à l'instant 2 s (Figure 26). La courbe de réponse du courant sur une entrée en échelon est donnée sur la Figure 27.

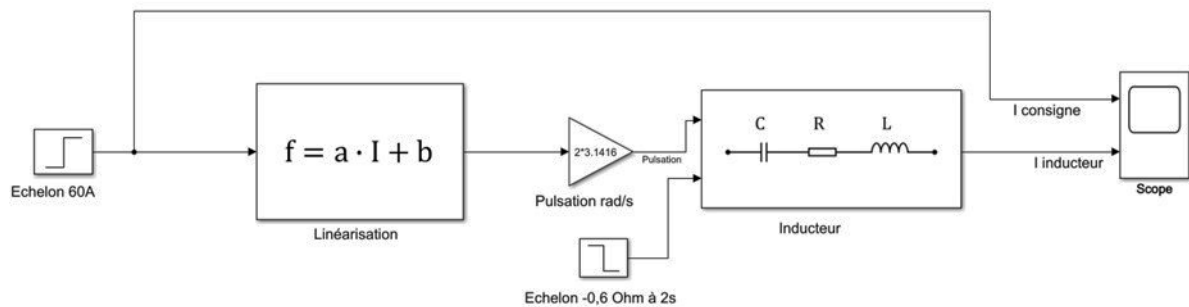


Figure 26 – Modèle n°2

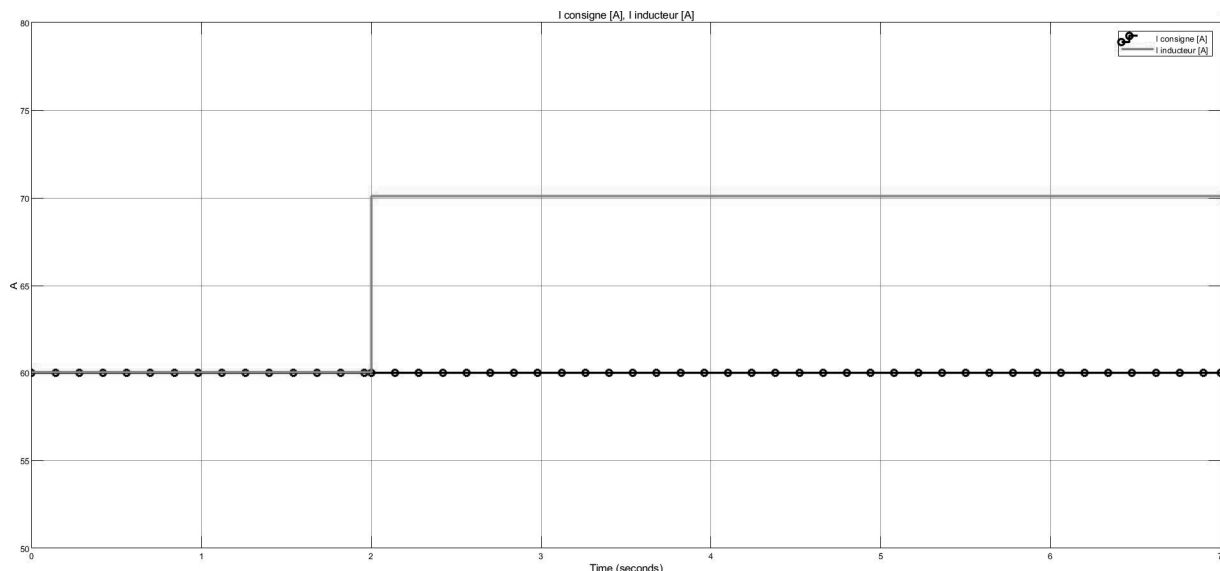


Figure 27 – I_{consigne} et $I_{\text{inducteur}}$ du scope issu du Modèle n°2

La variation de courant étant importante, le constructeur a besoin de réguler le courant pour travailler dans une zone où la puissance est linéaire.

E.2. Réglage du courant par une boucle de régulation

Objectif : Modéliser le système et dimensionner le correcteur de la boucle de régulation du courant pour avoir un temps de réponse $t_{r5\%} \leq 20 \text{ ms}$, une erreur statique inférieure à 1 A et une marge de phase d'au moins 45 degrés.

E2.1 Modélisation du système de commande du courant inducteur

À l'issue de l'analyse menée en partie E1, il apparaît nécessaire de réguler le courant à une consigne $I_C(p)$. Pour cela, une boucle de régulation est mise en place, intégrant une fonction de transfert $H(p)$ dans la boucle de rétroaction (Figure 28).

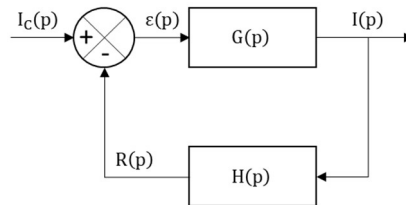


Figure 28 - Schéma de régulation du courant

Question 37 : Donner l'expression de la fonction de transfert $T_{BO}(p)$ en boucle ouverte.

$$T_{BO}(p) = \frac{R(p)}{\varepsilon(p)}$$

Question 38 : Donner l'expression de la fonction de transfert $T(p)$ en boucle fermée.

Afin de pouvoir travailler sur un système linéaire, considérons des petites variations autour d'un point d'équilibre. Ici la consigne sera de 60 A.

La génération du courant est réalisée comme décrite sur la Figure 29. L'entrée $I_C(p)$ est une consigne de courant. $I_p(p)$ représente une perturbation de courant due au passage de point de Curie.

L'onduleur a un gain $K_0 = -50 \text{ Hz} \cdot \text{A}^{-1}$ et l'inductance alimentée avec une tension $V_g = 120 \text{ V}$ permet de déterminer la constante $K_1 = -1/314 \text{ A} \cdot \text{rad}^{-1} \cdot \text{s}$.

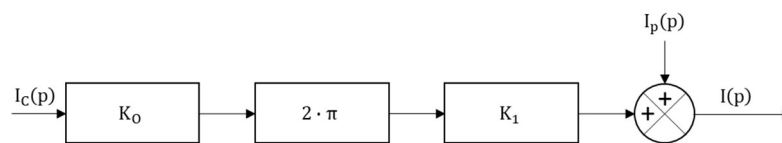


Figure 29 – Génération du courant dans l'inductance

Question 39 : À partir de la Figure 27, proposer un échelon $I_p(p)$ permettant de modéliser le passage de la température de Curie correspondant à une diminution de $0,6 \Omega$ pour R .

Question 40 : En déduire l'erreur statique. Le système respecte-t-il l'objectif de précision ?

Cet écart n'est donc pas nul, il est nécessaire de réaliser une régulation de courant comme proposée sur la Figure 30.

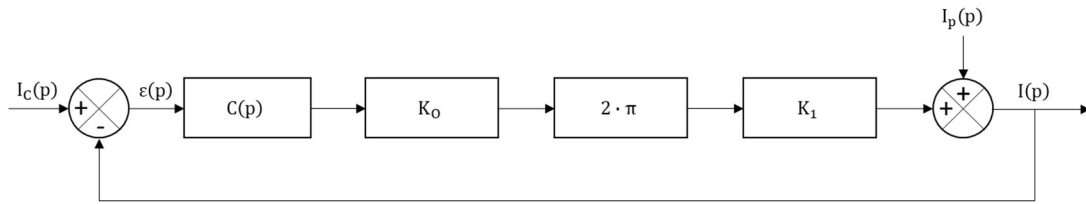


Figure 30 – Boucle de régulation de courant

E.2.2 Dimensionnement du correcteur intégral

On pose I_c l'amplitude de l'échelon $I_c(p)$ de courant de consigne et le correcteur intégral tel que :

$$C(p) = \frac{K_i}{p}$$

On pose d'abord l'entrée de perturbation nulle : $I_p(p) = 0$.

Question 41 : Déterminer l'erreur statique. L'objectif de précision est-il respecté dans ce cas ?

Question 42 : Déterminer la valeur numérique de K_i (amplification du correcteur intégral) pour obtenir un temps de réponse à 5% de 20 ms.

Question 43 : Le système est-il stable en boucle fermée ? Justifier la réponse.

On étudie ensuite l'impact de la perturbation $I_p(p) \neq 0$ sur la précision.

Soit I_p l'amplitude de l'échelon $I_p(p)$ permettant de modéliser le passage de la température de Curie correspondant à une diminution de $0,6 \Omega$ pour R .

On conserve I_c l'amplitude de l'échelon $I_c(p)$ de courant de consigne et le correcteur :

$$C(p) = \frac{K_i}{p}$$

Question 44 : Pour une entrée de consigne en échelon et une entrée de perturbation en échelon, exprimer l'erreur statique.

Synthèse

Question 45 : À partir des études réalisées, déduire si le cahier des charges est respecté.

Partie F. Mesure de la température au sein de la forge

La technologie du microprocesseur impose des températures de fonctionnement à respecter. Afin de contrôler la température au sein de Forge ISF12000 (Figure 4) et ainsi interrompre son fonctionnement au-delà d'une température supérieure à $75^{\circ}\text{C} \pm 10\%$ le concepteur a mis en place un capteur TMP75. Le TMP75 comporte une interface de sortie à deux fils compatible I2C.

Objectif : Définir les contraintes d'implantation et l'algorithme permettant d'exploiter les données issues du capteur de température I2C.

F.1. Analyse du besoin

Question 46 : A partir des documentations techniques DT2 et DT3, vérifier que le capteur TMP75 permet de couvrir la plage de température admissible par le microcontrôleur dsPIC33EP64MC506 fonctionnant à 70 millions d'instructions par seconde (MIPS). Le TMP75 est un capteur de température dont les données sont codées en complément à deux, avec une plage codée allant de -128°C à $+127,9375^{\circ}\text{C}$, en déduire sa résolution \mathcal{R}_{oc} dans le meilleur des cas.

F.1. Théorie du bus I2C

Les questions qui suivent concernent exclusivement le Bus I2C.

Question 47 : Comment qualifie-t-on un bus sur lequel plusieurs acteurs pourraient prendre le contrôle de la communication ?

Question 48 : Comment le maître peut-il différencier les circuits connectés sur un bus I2C ? Définir le nombre de bits utilisés.

Question 49 : Indiquer le rôle du bit qui suit les sept bits d'adresse transmis sur le bus. Préciser son rôle en fonction de ses niveaux logiques bas et haut.

Question 50 : Définir les conditions sur les signaux SDA et SCL pour réaliser un START et un STOP.

F.2. Etude technologique de la structure I2C du capteur de température

Les lignes SCL et SDA du bus I2C nécessitent, d'une part, des résistances R_P de "tirage" (Pull-Up) et, d'autre part, pour certains composants, des résistances séries R_S de protection contre des "surtensions" comme le montre la Figure 31.

Le TMP75 est alimenté sous une tension de +5 V.

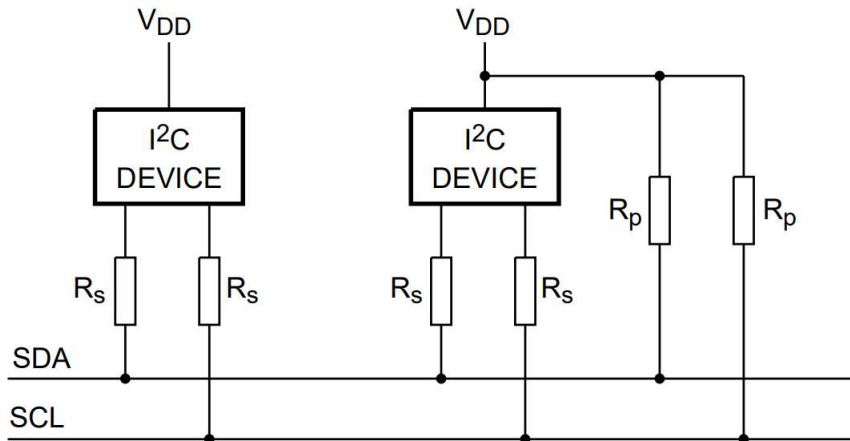


Figure 31 - Résistances en série (R_s) pour la protection contre les pointes de haute tension (d'après « I2C-bus specification and user manual » de NXP)

Le Microchip donne pour la famille des microcontrôleurs dsPIC33EP : $I_{OL} = 8 \text{ mA}$.

Question 51 : À l'aide de la documentation DT4 « I2C Bus Pullup Resistor Calculation » déterminer un encadrement de cette résistance R_p pour un fonctionnement en mode standard.

F.3. Conception des algorithmes

Question 52 : Compléter sur le document réponse DR7 l'algorithme de la procédure `configTMP75()`, qui permet de configurer le TMP75 avec les paramètres suivants : conversion continue, résolution de 12 bits, une condition de défaut pour signaler une alerte, polarité positive ($POL=1$) du signal ALERT en mode comparateur. On fixe les broches du composant A0 au niveau haut et A1, A2 au niveau bas. Expliciter les réponses données sur le document réponse DR7.

Question 53 : Compléter sur le document réponse DR8 l'algorithme de la procédure `limiteTEMP(int Tlow, int Thigh)` permettant d'initialiser les registres du capteur TLOW et THIGH codés sur 8 bits. Cette fonction prend comme paramètre les deux valeurs Tlow et Thigh codées sur 16 bits. Expliciter les réponses données sur le document réponse DR8.

On donne ci-dessous l'algorithme de la fonction lireTemp() permettant de retourner un réel image de la température. (On utilise les variables locales TH pour l'octet de poids fort et TL pour l'octet de poids faible)

```

Début lireTemp() :
    Début de la transmission avec : 0x49
    Ecrire : 0x00 // pour être en mode lecture du registre
    Demande de réception de 2 octets
    Si les octets sont prêts alors :
        TH <- lire octet
        TL <- lire octet
    T <- ((TH<<8)+TL)>>4
    Renvoyer le réel : T/16
    Fin de la transmission
Fin de lireTemp()

```

Question 54 : Dans l'algorithme précédent expliquer pourquoi le réel renvoyé est une valeur divisée par 16.

Synthèse

Un relevé des trames SDA et SCL est donné Figure 32 avec les valeurs des données.

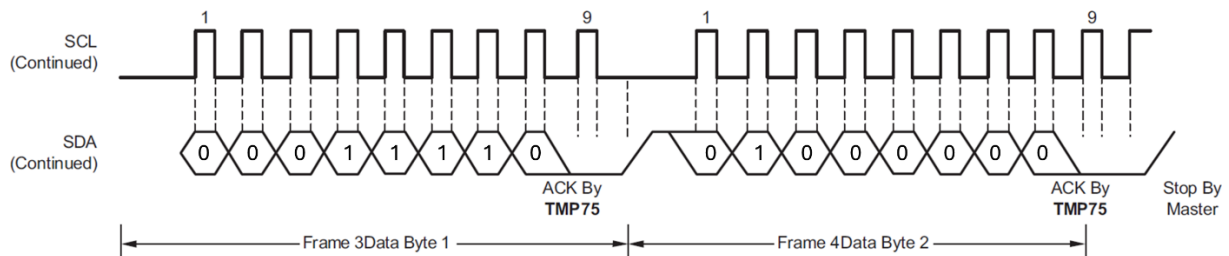


Figure 32 – Relevé des trames SDA et SCL

Question 55 : Quelle est la température mesurée lorsque le relevé est celui de la Figure 32 avec l'application de l'algorithme donné précédemment ?

DT1 : extrait de la documentation constructeur du P6KE200

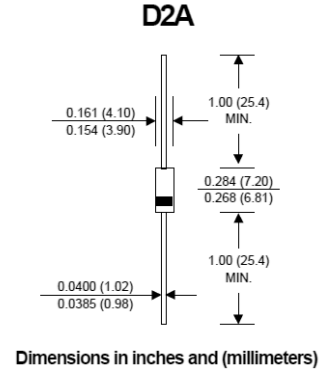


V_{BR} : 6.8 - 440 Volts

P_{PK} : 600 Watts

FEATURES :


- 600W surge capability at 1ms
- Excellent clamping capability
- Low zener impedance
- Fast response time : typically less than 1.0 ps from 0 volt to V_{BR}(min.)
- Typical I_R less than 1mA above 10V



ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Rating at = 25 °C ambient temperature unless otherwise specified

TYPE	Breakdown Voltage @ I _t			Working Peak Reverse Voltage V _{RWM} (V)	Maximum Reverse Leakage @V _{RWM} I _R (µA)	Maximum Reverse Current I _{RSM} (A)	Maximum Clamping Voltage @ I _{RSM} V _{RSM} (V)	Maximum Temperature Coefficient of V _{BR} (%/°C)
	V _{BR} (V)		I _t					
	Min.	Max.	(mA)					
P6KE6.8	6,12	7,48	10	5,5	1000	55,5	10,8	0,057
P6KE7.5	6,75	8,25	10	6,05	500	51,0	11,7	0,061
P6KE8.2	7,38	9,02	10	6,63	200	48,0	12,5	0,065
P6KE9.1	8,19	10,0	1,0	7,37	150	44,0	13,8	0,068
P6KE10	9,00	11,0	1,0	8,10	150	40,0	15,0	0,073
P6KE11	9,90	12,1	1,0	8,92	150	37,0	16,2	0,075
P6KE12	10,8	13,2	1,0	9,72	5,0	35,0	17,3	0,078
P6KE13	11,7	14,3	1,0	10,5	5,0	32,0	19,0	0,081
P6KE15	13,5	16,5	1,0	12,1	5,0	27,0	22,0	0,084
P6KE16	14,4	17,6	1,0	12,9	5,0	26,0	23,5	0,086
P6KE18	16,2	19,8	1,0	14,5	5,0	23,0	26,5	0,088
P6KE20	18,0	22,0	1,0	16,2	5,0	21,0	29,1	0,090
P6KE22	19,8	24,2	1,0	17,8	5,0	19,0	31,9	0,092
P6KE24	21,6	26,4	1,0	19,4	5,0	17,0	34,7	0,094
P6KE27	24,3	29,7	1,0	21,8	5,0	15,0	39,1	0,096
P6KE30	27,0	33,0	1,0	24,3	5,0	14,0	43,5	0,097
P6KE33	29,7	36,3	1,0	26,8	5,0	12,6	47,7	0,098
P6KE36	32,4	39,6	1,0	29,1	5,0	11,6	52,0	0,099
P6KE39	35,1	42,9	1,0	31,6	5,0	10,6	56,4	0,100
P6KE43	38,7	47,3	1,0	34,8	5,0	9,60	61,9	0,101
P6KE47	42,3	51,7	1,0	38,1	5,0	8,90	67,8	0,101
P6KE51	45,9	56,1	1,0	41,3	5,0	8,20	73,5	0,102
P6KE56	50,4	61,6	1,0	45,4	5,0	7,40	80,5	0,103
P6KE62	55,8	68,2	1,0	50,2	5,0	6,80	89,0	0,104
P6KE68	61,2	74,8	1,0	55,1	5,0	6,10	98,0	0,104
P6KE75	67,5	82,5	1,0	60,7	5,0	5,50	108	0,105
P6KE82	73,8	90,2	1,0	66,4	5,0	5,10	118	0,105
P6KE91	81,9	100	1,0	73,7	5,0	4,50	131	0,106
P6KE100	90,0	110	1,0	81,0	5,0	4,20	144	0,106
P6KE110	99,0	121	1,0	89,2	5,0	3,80	158	0,107
P6KE120	108	132	1,0	97,2	5,0	3,50	173	0,107
P6KE130	117	143	1,0	106	5,0	3,20	187	0,107
P6KE150	135	165	1,0	121	5,0	2,80	215	0,108
P6KE160	144	176	1,0	130	5,0	2,60	230	0,108
P6KE170	153	187	1,0	138	5,0	2,50	244	0,108
P6KE180	162	198	1,0	146	5,0	2,30	258	0,108
P6KE200	180	220	1,0	162	5,0	2,10	287	0,108
P6KE220	198	242	1,0	175	5,0	1,75	344	0,108
P6KE250	225	275	1,0	202	5,0	1,67	360	0,110
P6KE300	270	330	1,0	243	5,0	1,40	430	0,110
P6KE350	315	385	1,0	284	5,0	1,20	504	0,110
P6KE400	360	440	1,0	324	5,0	1,05	574	0,110
P6KE440	396	484	1,0	356	5,0	0,95	631	0,110

 <p>MICROCHIP</p>	<p>dsPIC33EP64MC506</p> <p>16-Bit Microcontrollers and Digital Signal Controllers with High-Speed PWM, Op Amps and Advanced Analog</p>
---	--

Operating Conditions

- 3.0V to 3.6V, -40°C to +85°C, DC to 70 MIPS
- 3.0V to 3.6V, -40°C to +125°C, DC to 60 MIPS
- 3.0V to 3.6V, -40°C to +150°C, DC to 40 MIPS

Core: 16-Bit dsPIC33E/PIC24E CPU

- Code Efficient (C and Assembly) Architecture
- Two 40-Bit Wide Accumulators
- Single Cycle (MAC/MPY) with Dual Data Fetch
- Single-Cycle, Mixed-Sign MUL plus Hardware Divide
- 32-Bit Multiply Support

Clock Management

- 1.0% Internal Oscillator
- Programmable PLLs and Oscillator Clock Sources
- Fail-Safe Clock Monitor (FSCM)
- Independent Watchdog Timer (WDT)
- Fast Wake-up and Start-up

Power Management

- Low-Power Management modes (Sleep, Idle, Doze)
- Integrated Power-on Reset and Brown-out Reset
- 0.6 mA/MHz Dynamic Current (typical)
- 30 µA IPD Current (typical)

High-Speed PWM

- Up to Three PWM Pairs with Independent Timing
- Dead Time for Rising and Falling Edges
- 7.14 ns PWM Resolution
- PWM Support for:
 - DC/DC, AC/DC, Inverters, PFC, Lighting
 - BLDC, PMSM, ACIM, SRM
- Programmable Fault Inputs
- Flexible Trigger Configurations for ADC Conversions

Advanced Analog Features

- ADC module:
 - Configurable as 10-bit, 1.1 Msps with four S&H or 12-bit, 500 ksps with one S&H
 - Six analog inputs on 28-pin devices and up to 16 analog inputs on 64-pin devices
- Flexible and Independent ADC Trigger Sources
- Up to Three Op Amp/Comparators with Direct Connection to the ADC module:
 - Additional dedicated comparator
 - Programmable references with 32 voltage points
- Charge Time Measurement Unit (CTMU):
 - Supports mTouch[®] capacitive touch sensing
 - Provides high-resolution time measurement (1 ns)
 - On-chip temperature measurement

Timers/Output Compare/Input Capture

- 12 General Purpose Timers:
 - Five 16-bit and up to two 32-bit timers/counters
 - Four Output Compare (OC) modules, configurable as timers/counters
 - PTG module with two configurable timers/counters
 - 32-bit Quadrature Encoder Interface (QEI) module, configurable as a timer/counter
- Four Input Capture (IC) modules
- Peripheral Pin Select (PPS) to allow Function Remap
- Peripheral Trigger Generator (PTG) for Scheduling Complex Sequences

Communication Interfaces

- Two UART modules (17.5 Mbps):
 - With support for LIN/J2602 protocols and IrDA[®]
- Two Four-Wire SPI modules (15 Mbps)
- ECAN[™] module (1 Mbaud) CAN 2.0B Support
- Two I²C modules (up to 1 Mbaud) with SMBus Support
- PPS to allow Function Remap
- Programmable Cyclic Redundancy Check (CRC)

Direct Memory Access (DMA)

- 4-Channel DMA with User-Selectable Priority Arbitration
- UART, SPI, ADC, ECAN, IC, OC and Timers

Input/Output

- Sink/Source 12 mA or 6 mA, Pin-Specific for Standard VOH/VOL, Up to 22 or 14 mA, respectively for Non-Standard VOH1
- 5V Tolerant Pins
- Peripheral Pin Select (PPS) to allow Digital Function Remapping
- Selectable Open-Drain, Pull-ups and Pull-Downs
- Up to 5 mA Overvoltage Clamp Current
- Change Notification Interrupts on All I/O Pins

Qualification and Class B Support

- AEC-Q100 REVG (Grade 1, -40°C to +125°C)
- AEC-Q100 REVG (Grade 0, -40°C to +150°C)
- Class B Safety Library, IEC 60730

Debugger Development Support

- In-Circuit and In-Application Programming
- Two Program and Two Complex Data Breakpoints
- IEEE 1149.2 Compatible (JTAG) Boundary Scan
- Trace and Run-Time Watch



Features

- TMP75 : 8 Addresses, NIST Traceable
- Digital Output : SMBus™, Two-Wire, I²C Interface Compatibility
- Resolution : 9 to 12 Bits, User selectable
- Accuracy :
 - ±1 °C (Typ.) from -40 °C to +125 °C
 - ±2 °C (Max.) from -40 °C to +125 °C
- Low Quiescent Current: 50-µ A, 0.1-µ A Standby
- Wide Supply Range: 2.7 V to 5.5 V
- Small 8-Pin MSOP and 8-Pin SOIC Packages

Serial Bus Address

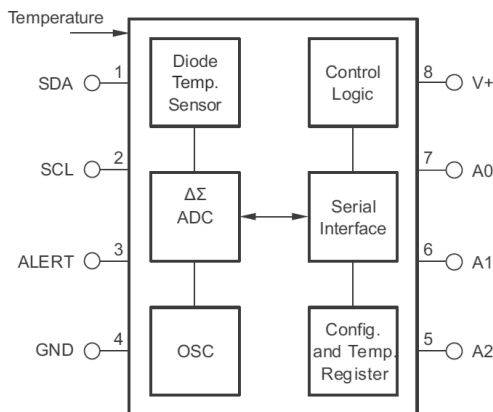
To communicate with the TMP75, the master must first address slave devices through a slave address byte.

The slave address byte consists of seven address bits, and a direction bit indicating the intent of executing a read or write operation.

Address Pins and Slave Addresses

A2	A1	A0	Slave address
0	0	0	1001000
0	0	1	1001001
0	1	0	1001010
0	1	1	1001011
1	0	0	1001100
1	0	1	1001101
1	1	0	1001110
1	1	1	1001111

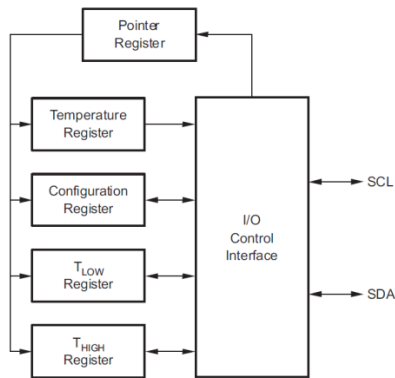
TMP75 Internal Block Diagram



Pin Functions

PIN		I/O	Description
N°	Name		
1	SDA	I/O	Serial data. Open-drain output; requires a pullup resistor.
2	SCL	I	Serial clock. Open-drain output; requires a pullup resistor.
3	ALERT	O	Overtemperature alert. Open-drain output; requires a pullup resistor.
4	GND		Ground
5	A2	I	Address select. Connect to GND, V+ or (for the TMP175 device only) leave these pins floating.
6	A1	I	
7	A0	I	
8	V+	I	Supply voltage, 2.7 V to 5.5 V

Internal Register Structure of the TMP75



Pointer Register Byte (pointer = N/A) [reset = 00h]

P7	P6	P5	P4	P3	P2	P1	P0
0	0	0	0	0	0	Register bits	

Pointer Addresses of the TMP75

P1	P0	Type	Register
0	0	R	Temperature register
0	1	R/W	Configuration register
1	0	R/W	TLOW register
1	1	R/W	THIGH register

Configuration Register

D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
OS	R1	R0	F1	F0	POL	TM	SD

OS : One-Shot

The TMP75 feature a one-shot temperature measurement mode. When the device is in shutdown mode, writing a 1 to the OS bit starts a single temperature conversion. The device returns to the shutdown state at the completion of the single conversion. This feature is useful to reduce power consumption in the TMP175 and TMP75 when continuous temperature monitoring is not required. When the configuration register is read, the OS always reads zero.

SD : Shutdown Mode ()

The shutdown mode of the TMP75 allows the user to save maximum power by shutting down all device circuitry other than the serial interface, which reduces current consumption to typically less than 0.1 μ A. Shutdown mode is enabled when the SD bit is 1; the device shuts down when the current conversion is completed. When SD is equal to 0, the device maintains a continuous conversion state.

R1/R0 : Converter Resolution

R1	R0	Résolution	Conversion time (Typ.)
0	0	9 bits	27.5 ms
0	1	10 bits	55 ms
1	0	11 bits	110 ms
1	1	12 bits	220 ms

F1/F0 : Fault Queue

A fault condition is defined as when the measured temperature exceeds the user-defined limits set in the THIGH and TLOW registers. Additionally, the number of fault conditions required to generate an alert may be programmed using the fault queue.

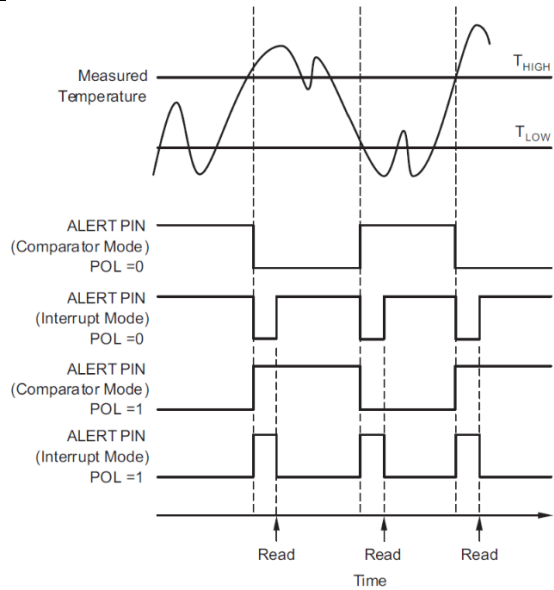
F1	F0	Consecutive faults
0	0	1
0	1	2
1	0	3
1	1	4

TM : Thermostat Mode ()

The thermostat mode bit of the TMP75 indicates to the device whether to operate in comparator mode (TM = 0) or interrupt mode (TM = 1).

POL : Polarity

The polarity bit of the TMP75 lets the user adjust the polarity of the ALERT pin output. If the POL bit is set to 0 (default), the ALERT pin becomes active low. When POL bit is set to 1, the ALERT pin becomes active high and the state of the ALERT pin is inverted.

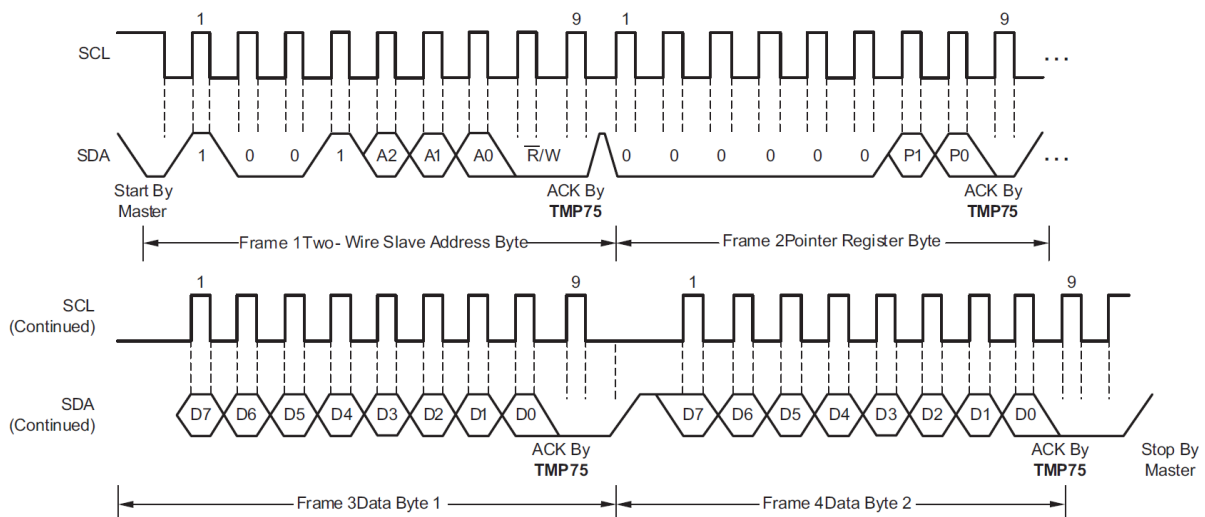


Temperature Register

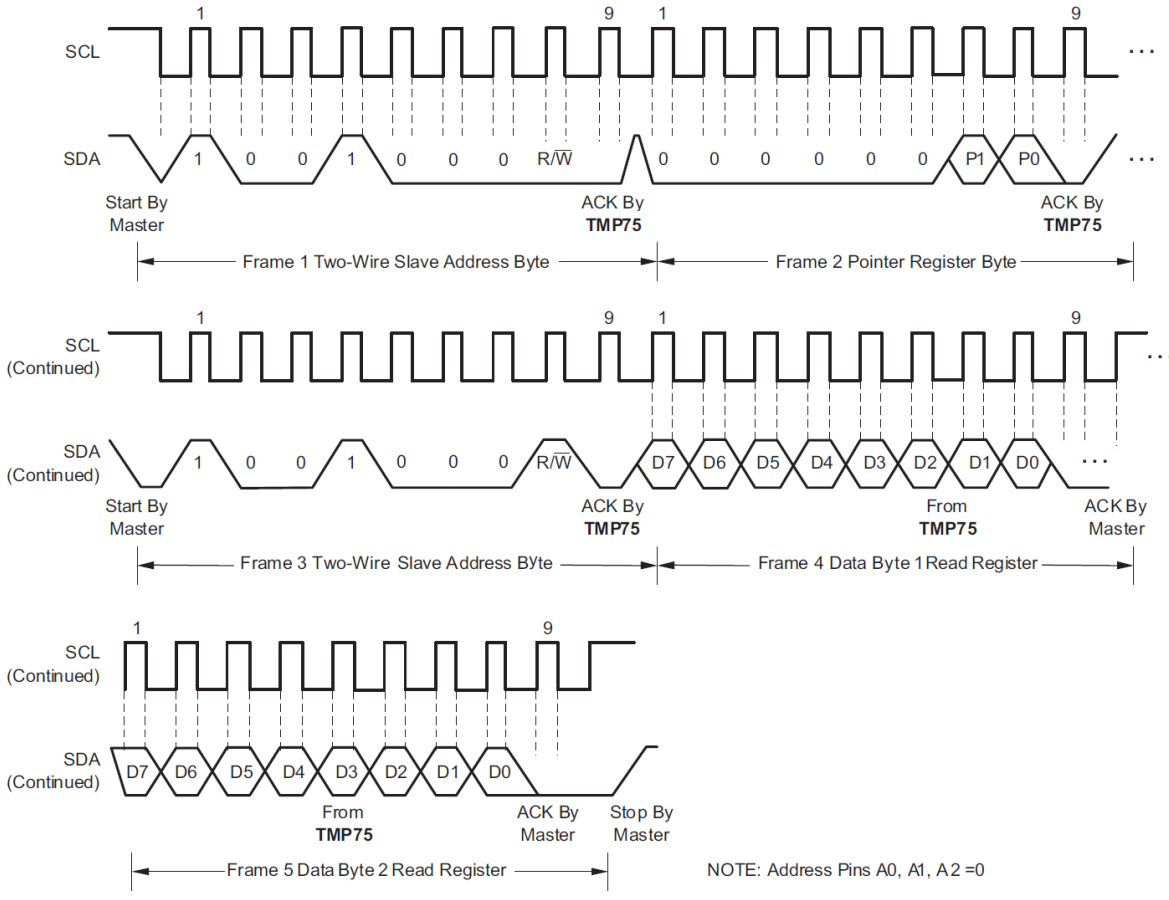
The Temperature register of the TMP75 is a 12-bit, read-only register that stores the output of the most recent conversion. Two bytes must be read to obtain data. Byte 1 is the most significant byte, followed by byte 2, the least significant byte. The first 12 bits are used to indicate temperature, with all remaining bits equal to zero. Byte 2 represents the fractional part of the temperature.

Byte 1 of the Temperature Register								Byte 2 of the Temperature Register							
D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
T11	T10	T9	T8	T7	T6	T5	T4	T3	T2	T1	T0	0	0	0	0

Two-Wire Timing Diagram for the TMP75 Write Word Format



Two-Wire Timing Diagram for Read Word Format



Introduction

I2C communication standard is the mostly widely used inter-chip communication standard in today's electronic systems. It is an open-drain/open-collector communication standard which implies integrated circuits (IC's) with different voltage supply rails can be connected for communication. Pullup resistors need to be connected from the I2C lines to the supply to enable communication as shown in Figure 1. The pullup resistors pull the line high when it is not driven low by the open-drain interface. The value of the pullup resistor is an important design consideration for I2C systems as an incorrect value can lead to signal loss. In this article we show the simple equations for the pullup resistor calculation which the system designer can use to do quick calculations for their design.

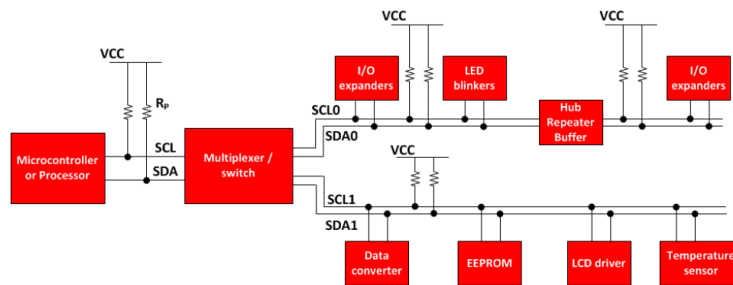


Figure 1. Application Example Showing I2C Communication Between the Different IC's on a System and With Pullup Resistors on I2C Bus

Pullup Resistor Calculation

A strong pullup (small resistor) prevents the I2C pin on an IC from being able to drive low. The V_{OL} level that can be read as a valid logical low by the input buffers of an IC determines the minimum pullup resistance $[R_p(\min)]$. $R_p(\min)$ is a function of V_{CC} , $V_{OL}(\max)$, and I_{OL} :

$$R_p(\min) = \frac{(V_{CC} - V_{OL}(\max))}{I_{OL}} \tag{1}$$

The maximum pullup resistance is limited by the bus capacitance (C_b) due to I2C standard rise time specifications. If the pullup resistor value is too high, the I2C line may not rise to a logical high before it is pulled low. The response of an RC circuit to a voltage step of amplitude V_{CC} , starting at time $t = 0$ is characterized by time constant RC. The voltage waveform can be written as:

$$V(t) = V_{CC} \times \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) \tag{2}$$

For $V_{IH} = 0.7 \times V_{CC}$:

$$V_{IH} = 0.7 \times V_{CC} = V_{CC} \times \left(1 - e^{-\frac{t_1}{R_p \times C_b}} \right) \tag{3}$$

For $V_{IL} = 0.3 \times V_{CC}$:

$$V_{IL} = 0.3 \times V_{CC} = V_{CC} \times \left(1 - e^{-\frac{t_2}{R_p \times C_b}} \right) \tag{4}$$

The rise time for the I2C bus can be written as:

$$t_r = t_2 - t_1 = 0.8473 \times R_p \times C_b \tag{5}$$

The maximum pullup resistance is a function of the maximum rise time (t_r):

$$R_p(\max) = \frac{t_r}{(0.8473 \times C_b)} \tag{6}$$

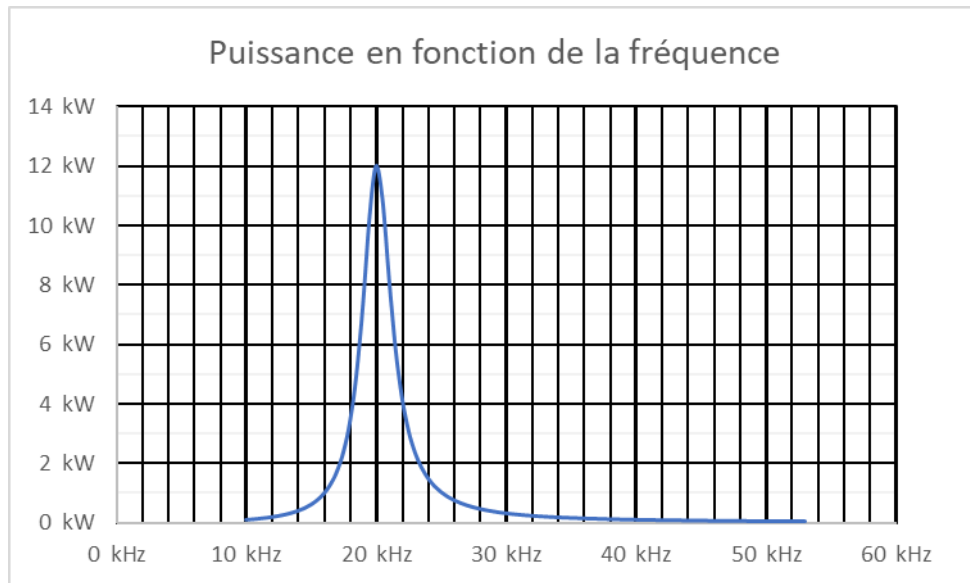
where parametrics from I2C specifications are listed in Table 1.

Parameter		Standard Mode (Max)	Fast Mode (Max)	Fast Mode Plus (Max)	Unit
t_r	Rise time of both SDA and SCL signals	1000	300	120	ns
C_b	Capacitive load for each bus line	400	400	550	pF
V_{OL}	Low-level output voltage (at 3 mA current sink, $V_{CC} > 2\text{ V}$)	0.4	0.4	0.4	V
	Low-level output voltage (at 2 mA current sink, $V_{CC} \leq 2\text{ V}$)	—	$0.2 \times V_{CC}$	$0.2 \times V_{CC}$	V

Table 1. Parametrics from I2C specifications

NE RIEN ECRIRE DANS CE CADRE

DR1 (Question 8)



Hypothèse et détermination de la fréquence f_{th} :

.....

.....

.....

.....

.....

.....

DR2 (Question 9)

Justification de l'application numérique pour la première colonne du tableau :

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

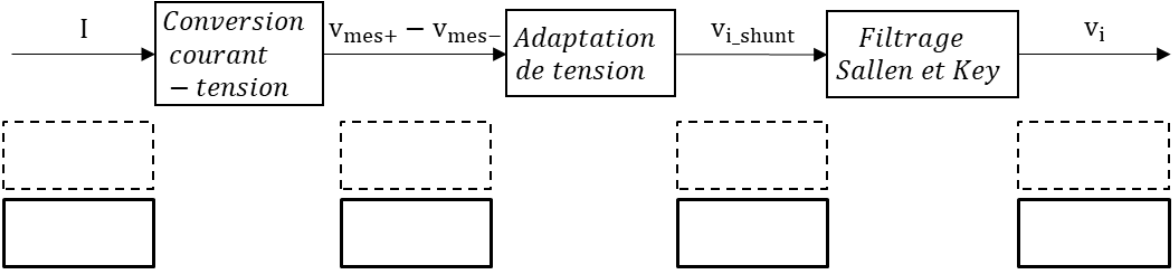
.....

.....

Fréquence	20 kHz	21 kHz	40 kHz
I			
cos(φ)			

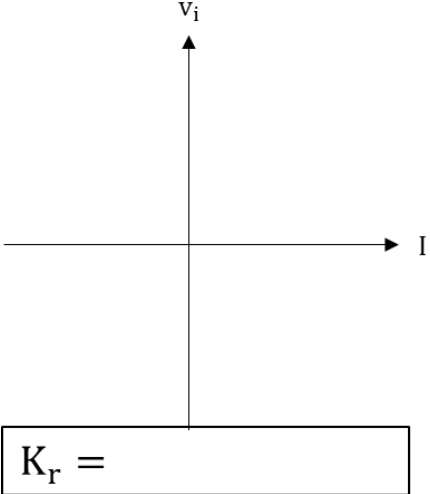
NE RIEN ECRIRE DANS CE CADRE

DR5 (Question 34)



Légende :

- Valeur minimale
- Valeur maximale



NE RIEN ECRIRE DANS CE CADRE

NE RIEN ECRIRE DANS CE CADRE

