

SESSION 2015

AGRÉGATION CONCOURS EXTERNE

Section : SCIENCES INDUSTRIELLES DE L'INGÉNIEUR

Option : SCIENCES INDUSTRIELLES DE L'INGÉNIEUR
ET INGÉNIERIE ÉLECTRIQUE

CONCEPTION PRÉLIMINAIRE D'UN SYSTÈME,
D'UN PROCÉDÉ OU D'UNE ORGANISATION

Durée : 6 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.

Dans le cas où un(e) candidat(e) repère ce qui lui semble être une erreur d'énoncé, il (elle) le signale très lisiblement sur sa copie, propose la correction et poursuit l'épreuve en conséquence.

De même, si cela vous conduit à formuler une ou plusieurs hypothèses, il vous est demandé de la (ou les) mentionner explicitement.

NB : *La copie que vous rendrez ne devra, conformément au principe d'anonymat, comporter aucun signe distinctif, tel que nom, signature, origine, etc. Si le travail qui vous est demandé comporte notamment la rédaction d'un projet ou d'une note, vous devrez impérativement vous abstenir de signer ou de l'identifier.*

Présentation Fretage par induction

Spécialisée dans le domaine du porte-outil, la société Seco-epb, située à Bouxwiller en Alsace est une filiale du groupe Sandvik (Fig. 1); elle se place à la pointe de l'innovation dans le but de proposer des solutions d'usinage de haute précision toujours plus performantes.



Figure 1 : Seco-epb à l'intérieur du groupe Sandvik.

Les produits fabriqués (Fig. 2) concernent des porte-outils (Tooling), des têtes à aléser, des machines à fretter et des dispositifs d'usinage antivibration.

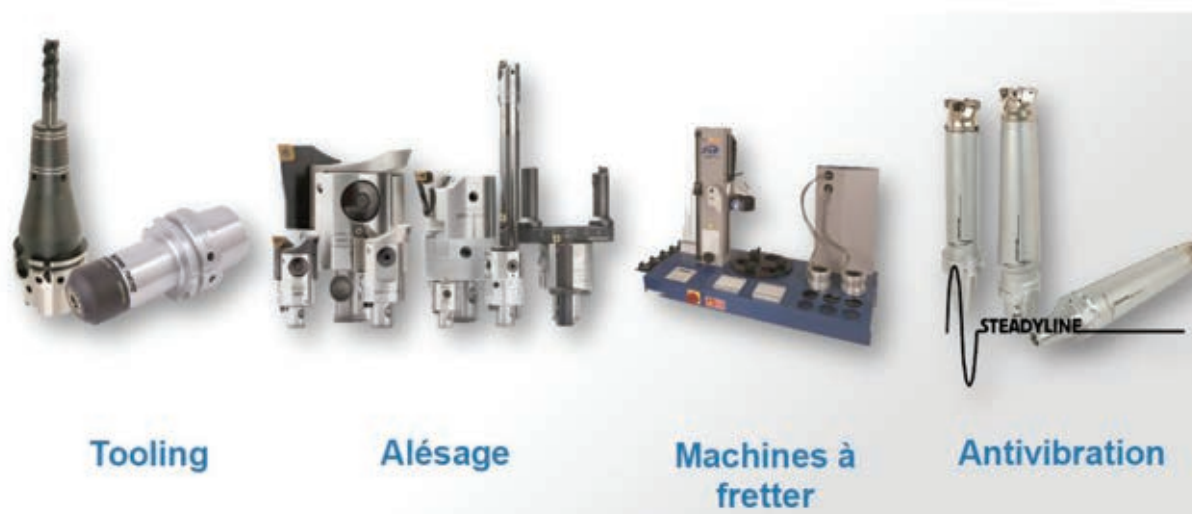


Figure 2 : la gamme de produits de Seco-epb.

Parmi les trois possibilités de serrage (Fig. 3) offertes par Seco-epb, nous allons étudier la solution du frettage par dilatation-contraction thermique avec **chauffage par induction**.



Frettage

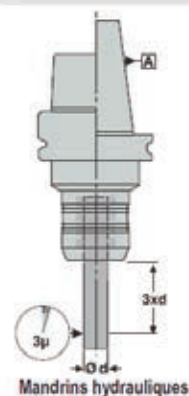
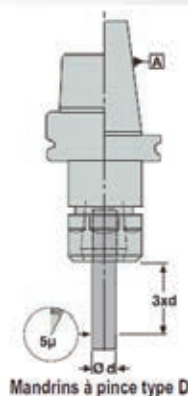
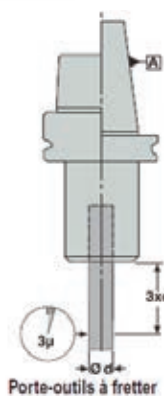
- **Seco-epb est leader dans le domaine du frettage depuis des décennies** avec des produits uniques tels que les types crayons, les renforcés EPB5600, les rallonges et ses machines Easyshrink très performantes

Mandrins à pince HP

- **Le seul mandrin ER standard du marché garantissant les 10µm de faux rond à 3xD**
- **EPB5672, le mandrin HP** combinant précision (3µm à 3xD), rigidité, et flexibilité

Mandrins hydro

- **Mandrins hydro-expansibles** assurant un faux rond de 3 µm à 3xD, adaptés aux opérations de semi-finition ou finition en UGV



Caractéristiques	Porte-outils à fretter	Mandrins à pince type D	Mandrins hydrauliques
Faux-rond	+++ (3 µm)	+++ (5 µm)	+++ (3 µm)
Qualité d'équilibrage en standard	+++ (Équilibré fin)	+++ (Équilibré fin)	+++ (Équilibré fin)
Couple transmissible	+++	++	+++
trimin max. mandrin	Jusqu'à 45 000*	Jusqu'à 100 000*	Jusqu'à 40 000*
Rigidité	+++	++	+ (Éviter les efforts radiaux)
Accessibilité	+++	+	+
Équipements additionnels	Machine à fretter nécessaire	Bagues et outils de compression nécessaires	Mandrins de contrôle recommandés
Flexibilité	++ (Rallonges)	+++ (Pincés)	++ (Douilles)
Diamètre des queues d'outils et tolérances appropriées	3, 4, & 5 mm : h5 - 6, 8, 10, 12, 14, 16, 18, 20, 25, 32 mm : h6 (h5 recommandé)	Pas des pincés 1 à 20 mm de 0,5 mm : h8	3, 4, & 5 mm : h5 - 6, 8, 10, 12, 14, 16, 18, 20, 25, 32 mm : h6
Types disponibles	Types 5603, 5801 et 5800	Types 5872 et LIBRAFLEX® 5872	Type 5834

+ = bon, ++ = très bon, +++ = excellent * Pour plus de détails, voir pages suivantes.

Figure 3 : les trois types principaux de porte-outils.

Partie A : frettage

Dans cette partie nous allons étudier quelques propriétés du frettage et en particulier ses performances dans le cas de la liaison entre outil et porte-outil.

Le **frettage** est l'assemblage de deux pièces grâce à un ajustement serré. La pièce extérieure est appelée « frette », la pièce intérieure est dite « frettée ». L'assemblage est réalisé avec des tolérances d'usinage qui empêchent son montage à la main ou même à la presse. La solution la plus simple, quand elle est possible sans détérioration du matériau, est de chauffer la frette pour la dilater avant d'enfiler l'élément à fretter.

On rappelle que le coefficient de Poisson ν d'un matériau permet de caractériser la contraction de la matière perpendiculairement à la direction de l'effort appliqué. Ainsi sur l'exemple de la figure A1 (cas isotherme), nous avons $\nu = \frac{l_0 - l}{l_0} \cdot \frac{L_0}{L - L_0}$. Le principe du frettage est illustré sur la figure A2.

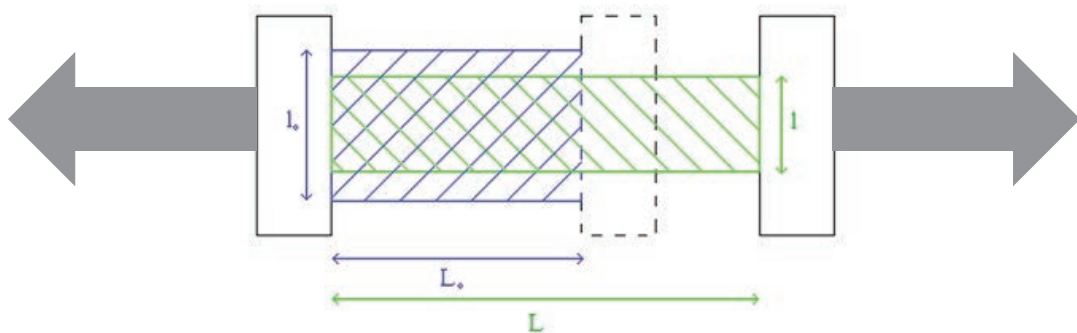


Figure A1 : contraction radiale d'une éprouvette lors d'une traction longitudinale.

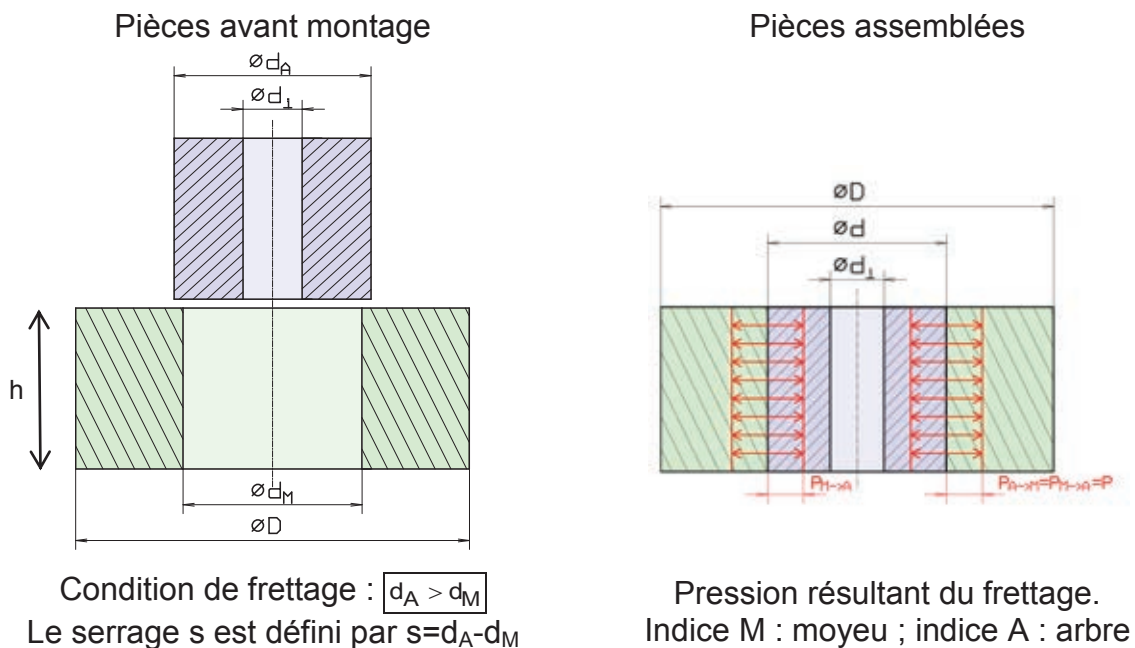


Figure A2 : principe du frettage.

On note E_M et E_A les modules d'Young du moyeu et de l'arbre, ν_M et ν_A les coefficients de Poisson du moyeu et de l'arbre.

Une fois assemblées, les deux pièces ont le même diamètre, assimilé au diamètre nominal d . Lorsque le serrage s est négligeable devant le diamètre nominal d , c'est-à-dire quand $s \ll d$, on montre que la pression de contact résultant du frettage vaut :

$$P_c \approx \frac{s}{d \cdot \left(\frac{1}{E_M} \cdot \frac{D^2 \cdot (1 + \nu_M) + d^2 \cdot (1 - \nu_M)}{D^2 - d^2} + \frac{1 - \nu_A}{E_A} \right)} \quad \text{si } d_1 = 0$$

Le couple C transmissible entre les deux pièces frettées est donné par :

$$C \approx \frac{1}{2} \cdot k \cdot \pi \cdot P_c \cdot h \cdot d^2$$

où k est le coefficient de frottement entre les deux pièces.

QA1. Pourquoi, à pression de contact donnée, le couple transmissible est-il fonction du carré de d ?

QA2. Donner l'expression de la force axiale transmissible F_A par l'assemblage fretté.

Le porte-outil et son outil fretté se présentent sous la forme suivante (Fig. A3):



Figure A3 : un outil monté sur un porte-outil à fretter.

La norme précise le couple statique (à l'arrêt) transmissible entre le porte-outil et l'outil. Ce couple est fonction du diamètre d et de la longueur frettée L_F (Document ressource DR A1).

Coefficient de Poisson du porte-outil	0,33	Module d'Young du porte-outil	210 000 MPa
Coefficient de Poisson de l'outil	0,22	Module d'Young de l'outil	630 000 MPa
Coefficient de frottement k entre outil et porte-outil	0,15		

Pour le porte-outil 5803_25 présenté sur le document ressource DR B1, de diamètre 25 mm, le diamètre d'alésage est compris entre 24,962 mm et 24,965 mm (mesures faites à 20°C). Le diamètre extérieur du porte-outil est de 47,5 mm et la longueur frettée de 44 mm. Nous considérons un outil usiné en qualité h6.

- QA3.** À partir du document ressource DR A2, déterminer le diamètre maximal d_{\max} et le diamètre minimal d_{\min} de l'outil correspondant à la qualité h6.
- QA4.** Dans le cas du frettage le plus serré, déterminer la pression de contact $P_{C_{\max}}$ et le couple transmissible C_{\max} .
- QA5.** Dans le cas du frettage le moins serré, déterminer la pression de contact $P_{C_{\min}}$ et le couple transmissible C_{\min} .
- QA6.** Conclure quant à la conformité du serrage qu'on peut obtenir par frettage dans ces conditions (vis-à-vis de la norme).

Le constructeur donne le couple transmissible en fonction du serrage, pour différentes vitesses et pour différentes qualités d'usinage de l'outil, sur les documents ressources DR A3 et DR A4.

- QA7.** À vitesse donnée, pourquoi le couple transmissible croît-il linéairement en fonction du serrage ?
- QA8.** Pourquoi le couple transmissible décroît-il en fonction de la vitesse ?
- QA9.** À vitesse fixée, pourquoi le couple transmissible dépend-il de la tolérance dimensionnelle d'usinage de la queue de l'outil (h6, h5, ...)?

Partie B : dilatation thermique

Cette partie étudie les conditions dans lesquelles on peut dilater thermiquement le porte-outil pour procéder au frettage et au défrettage d'un outil.

On rappelle que la dilatation thermique est un phénomène engendré par une variation de température. La valeur de la dilatation thermique ΔL est fonction de la différence de température, de la longueur caractéristique et de la nature du matériau ; son expression est donnée par la relation suivante :

$$\Delta L = \alpha \cdot L \cdot \Delta T$$

avec :

- ΔL (μm) : dilatation due à une variation de température.
- α (en $\mu\text{m} / \text{m} / \text{K}$ ou $\mu\text{m} / \text{m} / ^\circ\text{C}$) : coefficient de dilatation thermique.
- L (m) : longueur caractéristique.
- ΔT (K ou $^\circ\text{C}$) : différence entre la température finale et la température initiale.

QB1. Expliquer pourquoi le diamètre d_0 de l'alésage augmente quand on chauffe uniformément le porte-outil (Fig. B1).

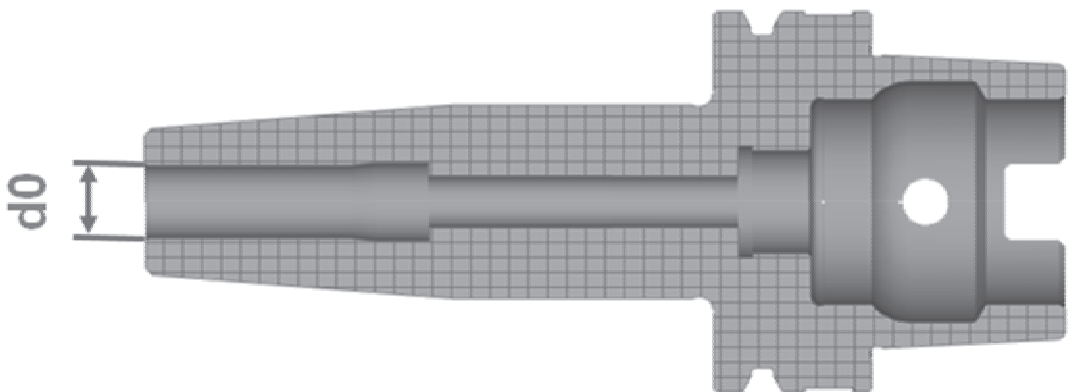


Figure B1 : vue en coupe du porte-outil.

Le principe du frettage d'un outil est donné ci-dessous (Fig. B2) :

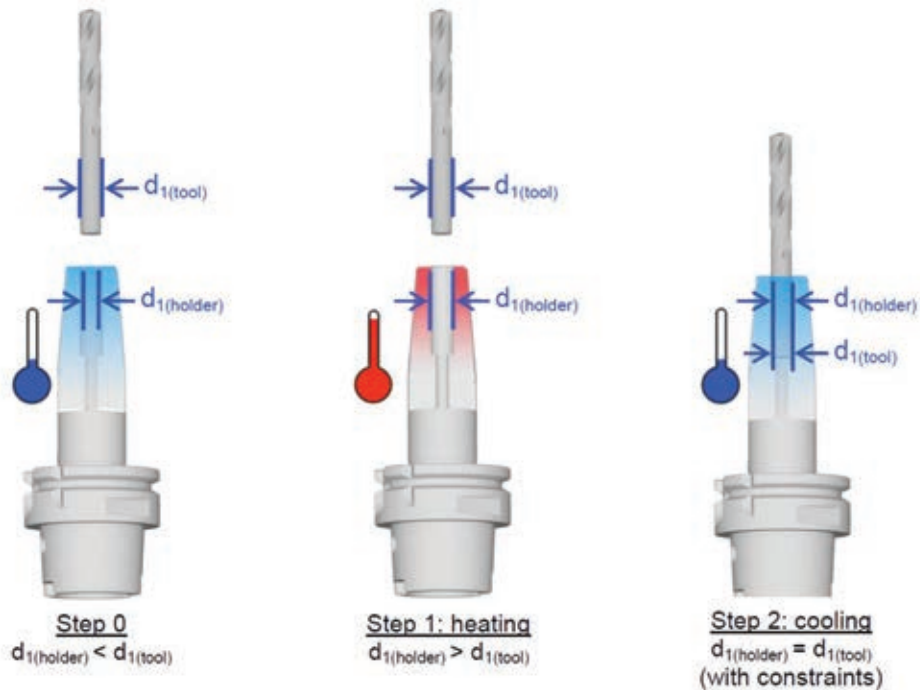


Figure B2 : frettage d'un outil.

QB2. À partir du tableau B1 ci-dessous, déterminer les valeurs ΔT_1 et ΔT_2 de l'augmentation de température nécessaires pour fretter un outil de diamètre 25 mm en qualité h6 sur le porte-outil 5803_25 (Document ressource DR B1), dans les deux cas évoqués aux questions QA4 et QA5.

		Augmentation de température en K												
		0	25	50	75	100	125	150	175	200	225	250	275	300
Diamètre de l'alésage du porte-outil d_0 en mm	3	0,000	0,825	1,650	2,475	3,300	4,125	4,950	5,775	6,600	7,425	8,250	9,075	9,900
	4	0,000	1,100	2,200	3,300	4,400	5,500	6,600	7,700	8,800	9,900	11,000	12,100	13,200
	5	0,000	1,375	2,750	4,125	5,500	6,875	8,250	9,625	11,000	12,375	13,750	15,125	16,500
	6	0,000	1,650	3,300	4,950	6,600	8,250	9,900	11,550	13,200	14,850	16,500	18,150	19,800
	8	0,000	2,200	4,400	6,600	8,800	11,000	13,200	15,400	17,600	19,800	22,000	24,200	26,400
	10	0,000	2,750	5,500	8,250	11,000	13,750	16,500	19,250	22,000	24,750	27,500	30,250	33,000
	12	0,000	3,300	6,600	9,900	13,200	16,500	19,800	23,100	26,400	29,700	33,000	36,300	39,600
	14	0,000	3,850	7,700	11,550	15,400	19,250	23,100	26,950	30,800	34,650	38,500	42,350	46,200
	16	0,000	4,400	8,800	13,200	17,600	22,000	26,400	30,800	35,200	39,600	44,000	48,400	52,800
	18	0,000	4,950	9,900	14,850	19,800	24,750	29,700	34,650	39,600	44,550	49,500	54,450	59,400
	20	0,000	5,500	11,000	16,500	22,000	27,500	33,000	38,500	44,000	49,500	55,000	60,500	66,000
	25	0,000	6,875	13,750	20,625	27,500	34,375	41,250	48,125	55,000	61,875	68,750	75,625	82,500
32	0,000	8,800	17,600	26,400	35,200	44,000	52,800	61,600	70,400	79,200	88,000	96,800	105,600	

Tableau B1: évolution de l'augmentation de diamètre (en μm) du porte-outil en fonction de l'augmentation de la température et du diamètre d'alésage.

Le défrettage d'un outil est obtenu par l'opération inverse : on chauffe l'ensemble, le porte-outil se dilate et ceci permet de sortir l'outil. Les matériaux utilisés pour les outils sont soit en carbure soit en ARS. On donne $\alpha \approx 11 \mu\text{m} / \text{m} / \text{K}$ pour l'ARS et pour le porte-outil et $\alpha \approx 6 \mu\text{m} / \text{m} / \text{K}$ pour le carbure.

QB3. Pourquoi est-il plus facile de défretter un outil en carbure qu'un outil en ARS ?

QB4. Pourquoi le constructeur Seco-epb recommande-t-il de ne pas dépasser 400 °C sur ses porte-outils ?

La société Seco-epb fabrique et commercialise une machine à fretter et défretter les outils. Cette machine s'appelle Easyshrink et chauffe les porte-outils par induction (Fig. B3).

Machines à fretter Easyshrink™



- **Compacte et ergonomique** étudiée pour un usage en atelier
- **Simple à utiliser**
- **Chauffe par induction:** parfait contrôle de la chauffe, consommation minimale d'énergie, adaptée à tous les types d'outils, en carbure ou en acier
- **Mode auto:** la bonne quantité de chaleur au bon endroit et au bon moment
- **Réglage en hauteur** intégré
- **Packs** facile à sélectionner
- **Des centaines** de machines en utilisation



Figure B3 : la machine à fretter des outils sur des porte-outils.

Dans la suite de cette partie consacrée à l'étude thermique du porte-outil 5803_25 et de l'outil en ARS fretté, l'ensemble { outil + porte-outil } est assimilé à un cylindre de rayon \mathfrak{R}_c et de longueur L (cf. document ressource DR C2), la fréquence du courant de l'inducteur est assez élevée pour que le chauffage soit considéré exclusivement en périphérie du cylindre. Le métal du cylindre a une chaleur massique C_p , une masse volumique μ et une conductivité thermique λ . Seuls les échanges par conduction thermique à l'intérieur de la pièce à chauffer seront considérés, et \vec{j}_{Th} représente la densité de courant thermique. On utilisera les coordonnées cylindriques définies sur le document ressource DR C2. On néglige les effets de bord de manière que la température T soit indépendante de z .

Applications numériques : $\mathfrak{R}_c = 25 \cdot 10^{-3} \text{ m}$, $L = 44 \cdot 10^{-3} \text{ m}$, $\lambda = 43 \text{ W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$

$C_p = 470 \text{ J} \cdot \text{K}^{-1} \cdot \text{kg}^{-1}$, $\mu = 7,8 \cdot 10^3 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-3}$, température ambiante $T_a = 20 \text{ }^\circ\text{C}$.

Pour $T = T(r, \theta)$

$$\overline{\text{grad}} T = \frac{\partial T}{\partial r} \vec{u}_r + \frac{1}{r} \frac{\partial T}{\partial \theta} \vec{u}_\theta$$

$$\Delta T = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial T}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \left(\frac{\partial^2 T}{\partial \theta^2} \right)$$

On rappelle la loi de Fourier $\vec{j}_{Th} = -\lambda \cdot \overline{\text{grad}}(T)$.

QB5. En étudiant les symétries, montrer que la température T du cylindre ne dépend que du temps et d'une variable spatiale à préciser.

La puissance volumique moyenne apportée par induction par effet Joule sera notée $p(r,t)$. L'équation de la chaleur au sein du cylindre s'écrit : $\mu C_p \cdot \frac{\partial T}{\partial t} - \lambda \cdot \Delta T = p(r,t)$.

Dans la suite du problème la réponse en température ne sera étudiée que dans les instants qui suivent le début de la chauffe (les 10 premières secondes). Dans ce cas

et dans l'expression du laplacien de T , le terme $\frac{1}{r} \frac{\partial T}{\partial r}$ peut être négligé devant $\frac{\partial^2 T}{\partial r^2}$

(pour la partie utile du cylindre correspondant au porte-outil) si le temps d'observation reste très inférieur à un temps caractéristique τ_c qui dépend des paramètres de la pièce à chauffer. A l'instant initial (début de la chauffe) le cylindre a une température uniforme égale à la température ambiante T_a . L'effet de peau qui intervient dans les phénomènes électromagnétiques implique que la puissance apportée par effet Joule est uniquement apportée à la périphérie du cylindre (soit $p(r,t) = 0$ pour tout $r < \mathfrak{R}_c$), et vaut, par unité de surface latérale, π_0 pour $t > 0$. On

note $a = \frac{\lambda}{\mu C_p}$ la diffusivité thermique du métal, et $\Theta(r) = T(r) - T_a$ l'augmentation de température dans le cylindre. On appelle P la puissance reçue globalement par le cylindre.

QB6. Calculer π_0 correspondant à une puissance $P = 9,5 \text{ kW}$.

On admet qu'une solution approchée de la température pour un temps d'observation très inférieur à un temps caractéristique τ_c

$$\Theta(r,t) = 2\sqrt{at} \cdot \frac{\pi_0}{\lambda} \cdot e^{-\left[\frac{\mathfrak{R}_c}{2\sqrt{at}}\right]} \cdot \left(e^{\left[\frac{r}{2\sqrt{at}}\right]} - 1 \right)$$

QB7. On définit le temps caractéristique τ_c comme l'instant t pour lequel

$$\left| \frac{1}{r} \frac{\partial T}{\partial r} \right| = \left| \frac{\partial^2 T}{\partial r^2} \right| \text{ pour } r = \mathfrak{R}_c. \text{ Vérifier que le temps caractéristique } \tau_c \text{ satisfait :}$$

$$\tau_c = \frac{\mathfrak{R}_c^2}{4a}. \text{ Application numérique : calculer } \tau_c. \text{ Représenter qualitativement le}$$

$$\text{graphe de } \Theta\left(r, \frac{\tau_c}{100}\right).$$

QB8. Calculer le temps nécessaire pour que la surface extérieure du cylindre atteigne une température $T_{\max} = 400 \text{ °C}$. En déduire la température correspondant au rayon extérieur de l'outil. Quelles conclusions peut-on en tirer en ce qui concerne le défretage de l'outil en ARS?

Partie C : étude de la chauffe par induction

On considère le cas du défretage dans le cas d'un outil en ARS. Le porte-outil (document ressource DR C1) et l'outil ont des caractéristiques thermiques quasi-identiques et le défretage est très difficile. On garde le modèle précédent de l'ensemble outil et porte-outil (cylindre métallique équivalent), et le chauffage de celui-ci est obtenu en le plaçant au centre d'un inducteur à symétrie de révolution, à spires jointives et comportant N spires par mètre, parcouru par un courant alternatif i_0 , sinusoïdal de pulsation $\omega = 2\pi f$ et de valeur efficace I_0 (document ressource DR C2). De plus, l'inducteur est entouré par un ensemble en ferrite.

La longueur L de la partie du cylindre à chauffer est identique à celle de l'inducteur. Le système de coordonnées cylindriques est utilisé et un point M est repéré par r , θ et z ; la base locale associée étant $\vec{u}_r, \vec{u}_\theta, \vec{u}_z$. Le métal chauffé est un acier Z38CDV5 norme AFNOR (X38CrMoV5-1 norme DIN) qui est celui du porte-outil, dont les caractéristiques sont :

Perméabilité relative : $\mu_r = 10^2$, conductivité électrique : $\gamma_c = 10^7 \Omega^{-1} \cdot m^{-1}$.

Applications numériques : $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} H \cdot m^{-1}$, $c = 3 \cdot 10^8 m \cdot s^{-1}$, $f = 14,7 kHz$, $N = 800 m^{-1}$, $R_c = 25 mm$.

Au champ $\vec{H} = H_0 \sqrt{2} \cos(\omega t - kr) \vec{u}_z$, où H_0 est une constante, on associe l'excitation magnétique complexe $\vec{H} = H_0 e^{j(\omega t - kr)} \vec{u}_z$. Dans la suite, les modules de toutes les grandeurs complexes représentent les valeurs efficaces des grandeurs temporelles associées.

Dans un premier temps, on néglige les fuites magnétiques, de sorte qu'il y ait un couplage parfait entre inducteur et cylindre.

QC1. À quoi sert la ferrite à l'extérieur de l'inducteur ? Représenter sommairement quelques lignes de champ sur le document réponse C.

Dans la suite on pose $\vec{H} = H_z(r) e^{j\omega t} \vec{u}_z$ qui représentera le vecteur excitation magnétique complexe. De même, le vecteur densité de courant s'écrira : $\vec{j}_c = j_c(r) e^{j\omega t} \vec{u}_\theta$.

QC2. Pourquoi la densité de courant dans le cylindre est-elle orthoradiale ?

La quantité $\delta = \sqrt{\frac{2}{\mu_r \mu_0 \gamma_c \omega}}$ est un paramètre essentiel pour décrire le champ et le courant dans le cylindre en acier.

QC3. Que représente δ ? Calculer la valeur de δ pour une fréquence de 14,7 kHz dans l'acier.

Pour des fréquences telles que $\delta \ll \mathfrak{R}_c$ on admet dorénavant qu'une solution approchée est donnée par :

$$\vec{H}_z \approx H_1 e^{\left[\frac{r-\mathfrak{R}_c}{\delta}\right]} e^{j\left[\frac{r-\mathfrak{R}_c}{\delta}\right]} e^{j\omega t} \vec{u}_z.$$

$$\vec{j}_c(M,t) \approx -\frac{(1+j)}{\delta} H_1 e^{\left[\frac{r-\mathfrak{R}_c}{\delta}\right]} e^{j\left[\frac{r-\mathfrak{R}_c}{\delta}\right]} e^{j\omega t} \vec{u}_\theta. \text{ On rappelle la loi d'Ohm locale :}$$

$$\vec{j}_c(M,t) = \gamma_c \vec{E}(M,t).$$

QC4. Représenter le graphe de la densité de courant efficace en fonction de r . Quelle est la signification physique de H_1 ? Indiquer sur le document réponse C dans quel sens le courant d'alimentation i_0 de l'inducteur circule, à

l'aide des symboles de fléchage suivants : \otimes \odot

QC5. Déterminer le courant total I (module et argument) circulant dans le cylindre par calcul direct à partir de la densité de courant. Retrouver ce résultat avec le théorème d'Ampère appliqué sur un contour rectangulaire à définir sur le document réponse C.

Soit \mathfrak{R} la réluctance du circuit magnétique constitué de l'air, de la ferrite et du cylindre.

QC6. Si on suppose que \mathfrak{R} est faible, montrer que cela revient à assimiler l'ensemble inducteur et cylindre à un transformateur parfait. Quel est le rapport de transformation m de ce transformateur ? En déduire la relation liant I , I_0 , N et L .

On rappelle que le flux du vecteur de Poynting complexe entrant à travers une surface fermée donne la puissance active et la puissance réactive absorbées par les

éléments à l'intérieur de la surface, de sorte que : $P + jQ = \iint_{\text{Surface fermée}} (\vec{E} \wedge \vec{H}^*) \cdot d\vec{S}$.

QC7. En appliquant cette relation, montrer que la puissance moyenne apportée par effet Joule dans une longueur L de cylindre vaut :

$$P = N^2 \cdot I_0^2 \cdot 2\pi \cdot L \cdot \mathfrak{R}_C \cdot \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r \omega}{2\gamma_c}}. \text{ Montrer également que } Q = P. \text{ En déduire le}$$

facteur de puissance f_p du cylindre.

QC8. Application numérique : quel courant I_0 faut-il choisir pour avoir une puissance $P = 10 \text{ kW}$ apportée au cylindre ? Calculer le courant efficace I dans le cylindre.

QC9. Calculer la résistance R_b de la pièce à chauffer. Que vaut l'impédance équivalente $\underline{Z}_{eq} = R_{eq} + j \cdot X_{eq}$ de l'ensemble inducteur + cylindre vu du côté inducteur ? Montrer que le facteur de puissance de cet ensemble vaut aussi f_p .

Si maintenant les hypothèses concernant la réluctance \mathfrak{R} et les fuites magnétiques ne sont plus conservées, le schéma équivalent de la question précédente est modifié. On appelle L_μ l'inductance magnétisante du transformateur et l_{fp} l'inductance totale de fuite ramenée au primaire (Fig. C1):

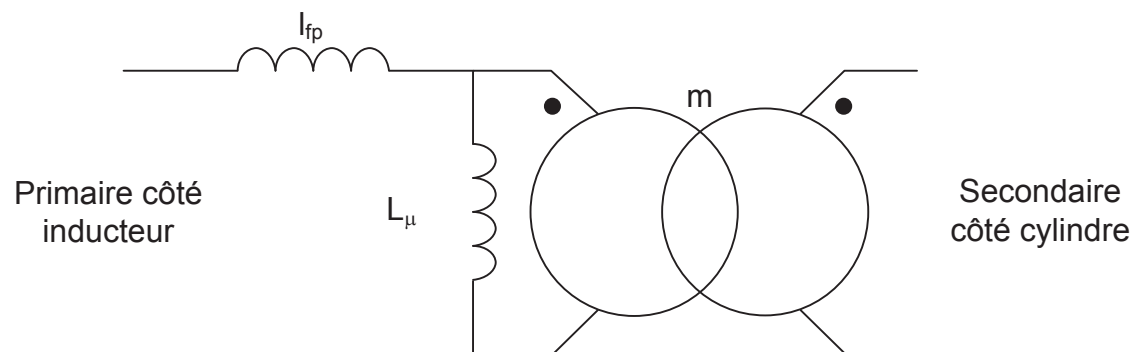


Figure C1 : schéma équivalent du transformateur.

QC10. Dans ces conditions, dessiner le schéma équivalent de l'ensemble inducteur + cylindre ramené du côté inducteur. Que vaut la nouvelle impédance équivalente $\underline{Z}'_{eq} = R'_{eq} + j \cdot X'_{eq}$ de l'ensemble inducteur + cylindre vu du côté inducteur ? Montrer que le nouveau facteur de puissance f_p' vérifie $f_p' < f_p$. On observe que les inducteurs industriels (charges comprises) ont un facteur de puissance inférieur à 0,6 : ce fait est-il compatible avec les résultats obtenus à l'aide de notre modèle? Pour être complet, que manque-t-il au schéma de la figure C1 ?

Partie D : comportement et identification de l'inducteur dans un circuit résonant

Dans cette partie, on s'intéresse au comportement de l'inducteur lorsqu'il est attaqué à des fréquences assez élevées pour permettre le chauffage par induction. L'ensemble étant assimilable à un transformateur (étudié dans la partie C), on désire utiliser un modèle très simple de l'inducteur et de sa charge. On envisage une association R-L série équivalente au schéma obtenu en fin de partie C.

QD1. Citer les hypothèses fondamentales qui doivent être faites pour que l'ensemble { inducteur + porte-outil + outil }, attaqué à fréquence variable, puisse être modélisé par une association R-L aussi simple.

On choisit un fonctionnement par résonance, obtenu en associant un condensateur de capacité C en série avec l'inducteur. On applique aux bornes de cette charge une tension $u(t)$ périodique, de fréquence proche de la fréquence de résonance.

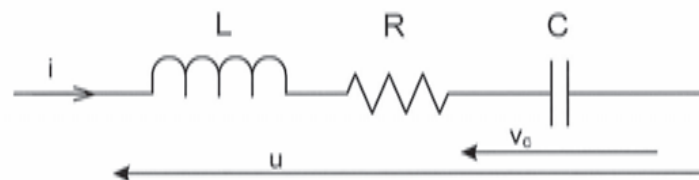


Figure D1 : modèle de l'inducteur dans un circuit résonant.

QD2. Quel est l'intérêt d'associer un condensateur en série avec l'inducteur?

Modélisation : on cherche dans un premier temps à caractériser le comportement de la charge RLC afin de dégager des propriétés utiles pour la commande.

QD3. Établir le système d'équations différentielles liant $v_c(t)$ et $i(t)$ à $u(t)$ sous la forme :

$$\begin{cases} u = a_u \cdot v_c + b_u \cdot \frac{dv_c}{dt} + c_u \cdot \frac{d^2v_c}{dt^2} \\ i = a_i \cdot v_c + b_i \cdot \frac{dv_c}{dt} + c_i \cdot \frac{d^2v_c}{dt^2} \end{cases}$$

Préciser l'expression des six coefficients du système d'équations.

QD4. On prend pour vecteur d'état $x = \begin{pmatrix} v_c \\ i \\ C \end{pmatrix}$. Exprimer le système précédent

sous la forme $\frac{dx}{dt} = \mathbf{A} \cdot x + \mathbf{B} \cdot u$ en explicitant \mathbf{A} et \mathbf{B} en fonction des paramètres du schéma.

QD5. Montrer qu'on peut mettre les matrices **A** et **B** sous la forme $\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_0^2 & -2\zeta\omega_0 \end{pmatrix}$ et $\mathbf{B} = \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_0^2 \end{pmatrix}$. Donner les relations liant ζ et ω_0 avec les paramètres R, L et C du schéma retenu.

On considère désormais $\zeta < 1$. On pose : $\omega_1 = \omega_0 \cdot \sqrt{1 - \zeta^2}$ la pseudo pulsation propre de la charge résonante. Quelques relations concernant les matrices **A** et **B** sont données dans le formulaire (Document ressource DR D2).

Identification

On a besoin pour les réglages d'identifier les paramètres L et R de l'inducteur, connaissant la capacité C. On procède pour cela à un essai consistant à appliquer à la charge une brève impulsion de tension, puis à mesurer le courant lorsque la tension $u(t)$ est redevenue nulle. L'instant de la fin de l'impulsion de tension est $t=0$. Le chronogramme donné sur le document ressource DR D1 montre l'évolution du courant relevé dans l'inducteur lors de cet essai.

QD6. Écrire en fonction des termes de **A**, de $i(0)$ et de $v_c(0)$, l'équation d'évolution du courant pour $t > 0$. Exprimer $e^{\mathbf{A} \cdot t}$ pour $t = \frac{n\pi}{\omega_1}$, ($n = 1, 2, 3, \dots$), et vérifier que les durées entre deux annulations successives du courant sont toutes égales.

QD7. À l'aide de dates de passage à 0 du courant, fournies sur le document ressource DR D1, déterminer précisément la pseudo-période $T_1 = \frac{2\pi}{\omega_1}$. Donner la relation liant T_1 , ζ et ω_0 .

Par la suite, on fera l'approximation que les maxima de courant sont régulièrement espacés de T_1 .

QD8. Soient \hat{I}_n et \hat{I}_{n+N} deux extrema du courant mesurés à N pseudo-périodes d'intervalle. Donner la relation liant $\frac{\hat{I}_{n+N}}{\hat{I}_n}$ à ζ et N.

QD9. Calculer les rapports $\frac{\hat{I}_2}{\hat{I}_1}$, $\frac{\hat{I}_5}{\hat{I}_4}$ et $\frac{\hat{I}_7}{\hat{I}_6}$ à partir des données du chronogramme fourni. Commenter et justifier les résultats obtenus.

On désire modéliser la suite des valeurs mesurées sous la forme $\hat{l}_n = \gamma \cdot \hat{l}_{n-1}$, γ étant un paramètre constant. Compte-tenu des incertitudes, on souhaite estimer γ par une méthode des moindres carrés.

On pose : $\mathbf{S} = \begin{pmatrix} \hat{l}_2 & \hat{l}_3 & \hat{l}_4 & \hat{l}_5 & \hat{l}_6 \end{pmatrix}^T$ et $\mathbf{H} = \begin{pmatrix} \hat{l}_1 & \hat{l}_2 & \hat{l}_3 & \hat{l}_4 & \hat{l}_5 \end{pmatrix}^T$ et l'on se fixe comme critère à minimiser : $J = (\mathbf{S} - \mathbf{H} \cdot \gamma)^T \cdot (\mathbf{S} - \mathbf{H} \cdot \gamma)$.

QD10. Exprimer la dérivée $\frac{dJ}{d\gamma}$ du critère, et montrer que le minimum du critère

s'obtient pour $\gamma^* = \frac{\hat{l}_1 \cdot \hat{l}_2 + \hat{l}_2 \cdot \hat{l}_3 + \hat{l}_3 \cdot \hat{l}_4 + \hat{l}_4 \cdot \hat{l}_5 + \hat{l}_5 \cdot \hat{l}_6}{\hat{l}_1 \cdot \hat{l}_1 + \hat{l}_2 \cdot \hat{l}_2 + \hat{l}_3 \cdot \hat{l}_3 + \hat{l}_4 \cdot \hat{l}_4 + \hat{l}_5 \cdot \hat{l}_5}$. Faire l'application numérique.

QD11. Dédurre, à partir des valeurs estimées de T_1 (Question QD7) et de γ^* (Question QD10), une estimation des valeurs de ζ et ω_0 .

QD12. En déduire une estimation de L et de R sachant que $C = 880 \text{ nF}$.

QD13. Calculer ω_0 et ζ pour $R = 2\Omega$, $L = 133 \mu\text{H}$ et $C = 880 \text{ nF}$.

Les valeurs obtenues seront utilisées dans la suite de la partie D.

Fonctionnement en régime permanent périodique.

On étudie le fonctionnement en régime établi sous l'action de la tension périodique $u(t)$ représentée ci-dessous :

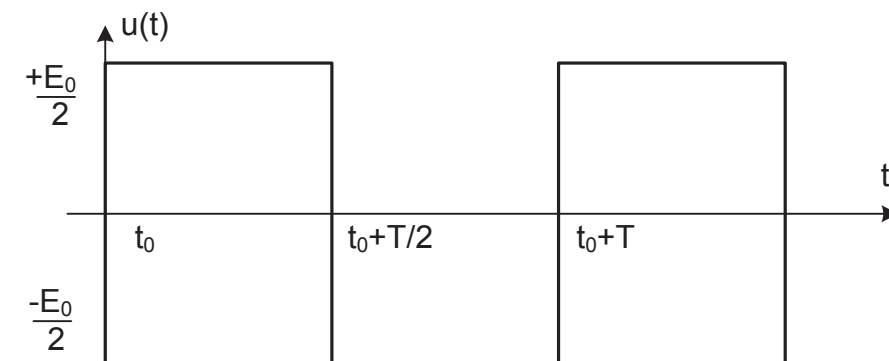


Figure D2 : forme de la tension appliquée.

On peut établir que $\mathbf{x}\left(t_0 + \frac{T}{2}\right) = e^{\frac{\mathbf{A} \cdot T}{2}} \cdot \mathbf{x}(t_0) + \mathbf{A}^{-1} \cdot \left(e^{\frac{\mathbf{A} \cdot T}{2}} - \mathbf{I}_2\right) \cdot \omega_0^2 \cdot \frac{\mathbf{E}_0}{2}$, où \mathbf{I}_2 représente la matrice unité d'ordre 2.

QD14. Expliquer pourquoi $x\left(t_0 + \frac{T}{2}\right) = -x(t_0)$.

Fonctionnement à la pseudo-pulsation du circuit : le fonctionnement en régime permanent périodique à la fréquence $f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi}$ avec $\omega_1 = \omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2}$ présente des particularités intéressantes. On étudie la situation où $u(t)$ est la tension carrée déjà utilisée (Fig. D2), dans le cas où la période T vaut $T_1 = \frac{2\pi}{\omega_1}$.

QD15. Établir les expressions de $v_c(t_0 + N.T)$ et de $i(t_0 + N.T)$ aux instants de commutation de la tension. Commenter les résultats obtenus. Quelle conséquence peut-on en tirer en ce qui concerne la réalisation matérielle du commutateur ?

Dans le cas d'un fonctionnement à des fréquences proches de ω_1 , on cherche à caractériser la qualité du transfert d'énergie vers la charge. On définit le taux de

distorsion harmonique de la tension THD_u par : $\text{THD}_u = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2}}{U_1}$ où U_n représente l'amplitude de l'harmonique de rang n de la tension $u(t)$.

QD16. Exprimer U_n , puis calculer THD_u .

QD17. Donner, en fonction de R , L , C et ω la relation entre l'amplitude I_n de l'harmonique de rang n de $i(t)$ et U_n . En déduire I_n .

On admet que le courant est quasiment sinusoïdal. Soit f_d le facteur de déplacement (facteur de puissance pour le fondamental seul).

QD18. Montrer que le facteur de puissance f_p est donné dans ce cas par :

$$f_p = \frac{f_d}{\sqrt{1 + \text{THD}_u^2}} .$$

QD19. Donner une valeur approchée du facteur de puissance pour $\omega = \omega_0$ puis pour $\omega = \omega_1$.

QD20. Pourquoi un tel résultat n'est-il pas un réel handicap dans le contexte de la machine à fretter ?

Partie E : réalisation du commutateur

Cette partie vise à dimensionner et valider la structure du convertisseur d'attaque.

On utilise le commutateur à IGBT ci-dessous pour attaquer l'inducteur en pleine onde. Les éventuels temps morts de protection du commutateur sont négligés. On cherche à connaître la puissance qui peut être transmise à l'inducteur. La tension E_0 du bus continu est fixée à 300 Volts, et les caractéristiques du circuit d'inducteur sont prises comme suit : $L = 134 \mu\text{H}$ et $R = 1,72 \Omega$

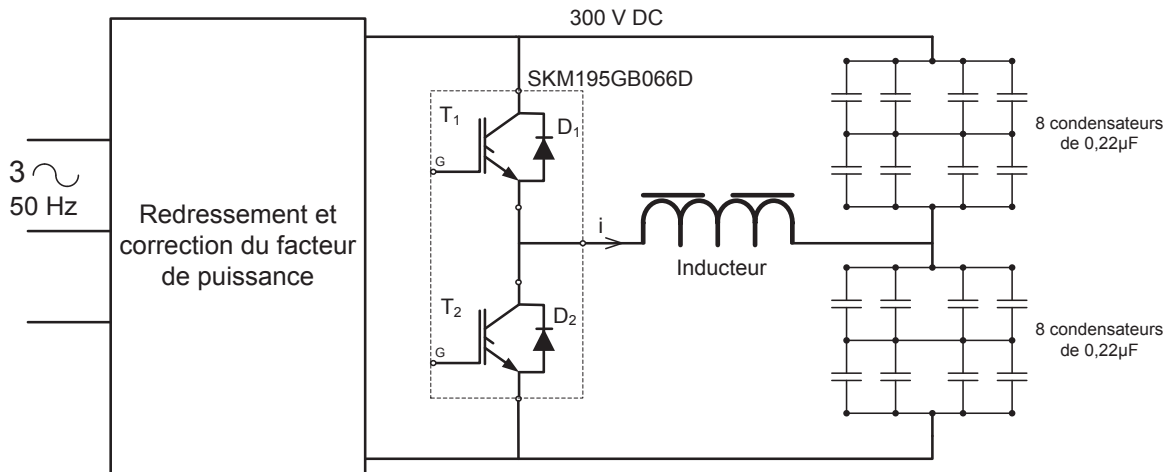


Figure E1 : schéma du convertisseur d'alimentation de l'inducteur.

QE1. Montrer que le fonctionnement à rapport cyclique 1/2 avec la structure de la figure E1 est équivalent à celui de la figure E2, et donner la valeur de la capacité C équivalente. Pourquoi avoir utilisé autant de condensateurs dans la structure de la figure E1 ?

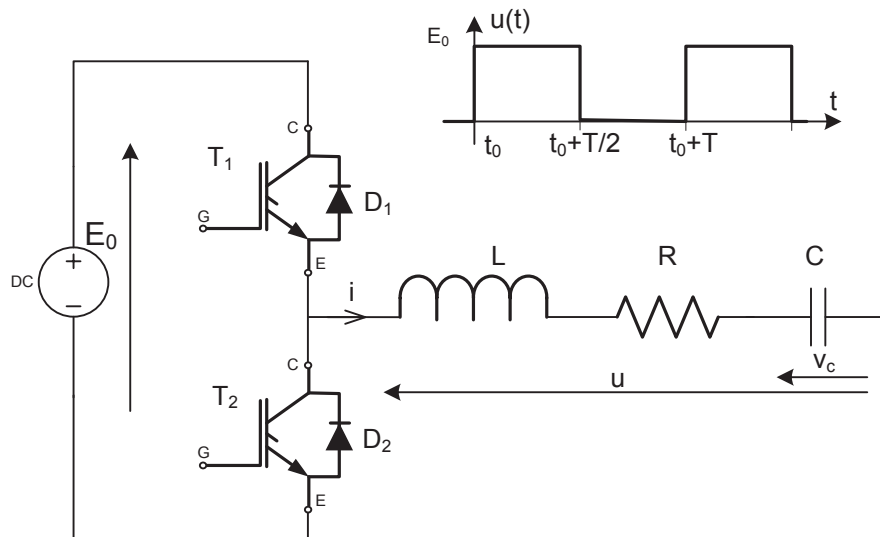


Figure E2 : schéma équivalent du circuit d'alimentation de l'inducteur.

Étude des pertes énergétiques dans les composants de puissance

On admet que le courant i est sinusoïdal de valeur efficace $I_{\text{eff}} = 80 \text{ A}$. Trois cas de fonctionnement sont donnés sur le document réponse DR E.

On rappelle : $LC \omega_0^2 = 1$, $\zeta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$ et $\omega_1 = \omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2}$.

Les grandeurs utilisées sont les suivantes (Fig. E3):

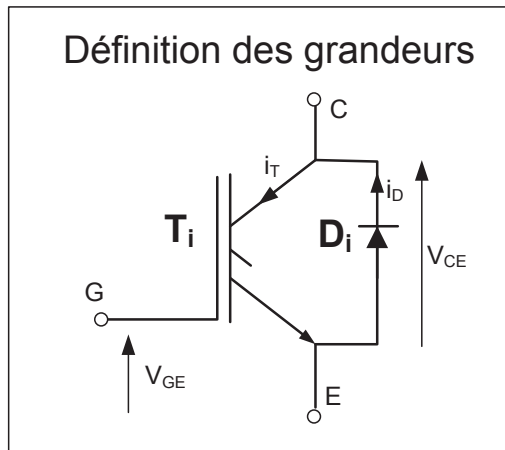


Figure E3 : définition des grandeurs pour un interrupteur.

- QE2.** Dessiner sur le document réponse E, pour chaque cas :
- la tension $u(t)$ appliquée aux bornes de la charge ;
 - les intervalles de temps pendant lesquels les interrupteurs conduisent ;
 - l'allure du courant dans les transistors T_1 et T_2 ainsi que dans les diodes D_1 et D_2 associées à ces transistors.
- QE3.** Indiquer pour chaque cas sur le document réponse E si la pulsation de travail $\omega = \frac{2\pi}{T}$ est inférieure, supérieure ou égale à ω_1 .
- QE4.** Pour chaque cas, donner une estimation de l'intensité du courant à commuter.

On retient pour la suite les conditions d'emploi des IGBT suivantes :

- tension de commande : $V_{GE} = 15 \text{ V}$;
- température ambiante maximale admissible : $T_{\text{amb_max}} = 30 \text{ °C}$
- température de jonction maximale admissible : $T_j = 125 \text{ °C}$;
- valeur efficace maximale du courant sinusoïdal dans la charge : $I_{\text{eff}} = 80 \text{ A}$.
- valeur instantanée maximale du courant à commuter : $i_{\text{cmax}} = 100 \text{ A}$.

QE5. Expliquer la raison pour laquelle le cahier des charges fixe $i_{\text{cmax}} = 100 \text{ A}$.

QE6. À l'aide du document ressource DR E1, déterminer, **pour le cas B seulement**, et en faisant les approximations jugées utiles, les énergies partielles E_{conduct} , E_{bloq} , E_{off} , E_{on} et l'énergie totale E_{T1} dissipée par le transistor T_1 pendant une période de fonctionnement T , à la fréquence de 14,7kHz, en notant :

- E_{conduct} : énergie dissipée pendant la phase de conduction ;
- E_{bloq} : énergie dissipée pendant la phase de non-conduction ;
- E_{off} : énergie dissipée pendant la phase de mise au blocage ;
- E_{on} : énergie dissipée pendant la phase de mise en conduction.

Indiquer quels paramètres du tableau de caractéristiques ont été employés pour obtenir le résultat, et quelles sont les approximations choisies.

QE7. Déterminer la puissance thermique P_{T1} dissipée par le module SKM195GB066D à la fréquence de travail de 14,7 kHz et la résistance thermique maximale du dissipateur associé au module IGBT.

On utilise un driver SKHI 22A (Document ressource DR E2) pour l'attaque des modules IGBT. Le courant de pointe injecté à la grille est limité à 4,4 A à l'aide d'une résistance additionnelle de grille de 3 Ohms.

QE8. Calculer le temps de montée de la tension grille-émetteur et le courant moyen délivré par le driver.

QE9. Le driver SKHI22A remplit-il toutes les conditions nécessaires pour piloter le module SKM195GB066D ?

QE10. Conclure sur la possibilité d'obtenir un fonctionnement satisfaisant du convertisseur d'attaque avec ces composants.

Partie F : commande par boucle à verrouillage de phase

Les parties précédentes ont permis d'étudier les caractéristiques du transfert d'énergie vers l'inducteur à l'aide d'un convertisseur pleine onde. Il a été observé lors de cette étude une fréquence de fonctionnement f_1 pour laquelle le courant $i(t)$ s'annulait aux instants de commutation de la tension carrée $u(t)$. On cherche dans cette partie à obtenir automatiquement ce fonctionnement « en phase ».

QF1. Quels sont les inconvénients d'une commande qui imposerait la fréquence de fonctionnement en boucle ouverte ?

Pour résoudre ces problèmes, le schéma de principe suivant (Fig. F1) est envisagé pour la commande: un comparateur de phase va agir sur la fréquence de commutation pour mettre en phase la tension $u(t)$ et le courant $i(t)$.

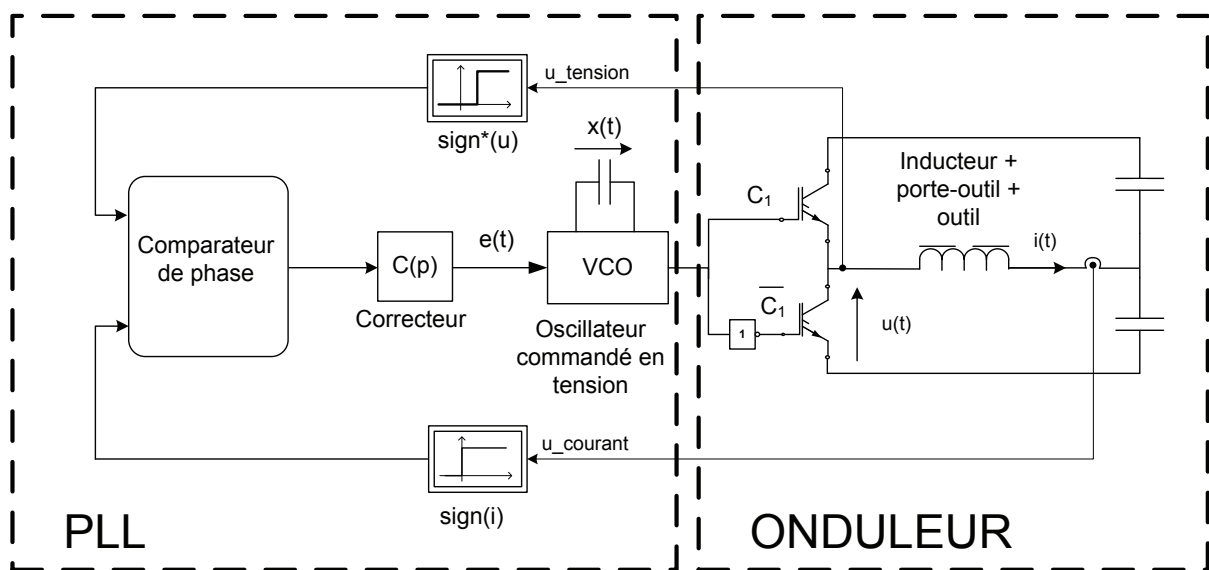


Figure F1 : principe de la commande en phase de l'onduleur à résonance.

Nous allons étudier plusieurs comparateurs de phase et étudier la stabilité du fonctionnement global. Le principe du VCO est représenté ci-dessous : la tension de sortie $x(t)$ de l'intégrateur évolue avec une pente proportionnelle à la tension d'entrée, entre $-V_0$ et $+V_0$ (Fig. F2).

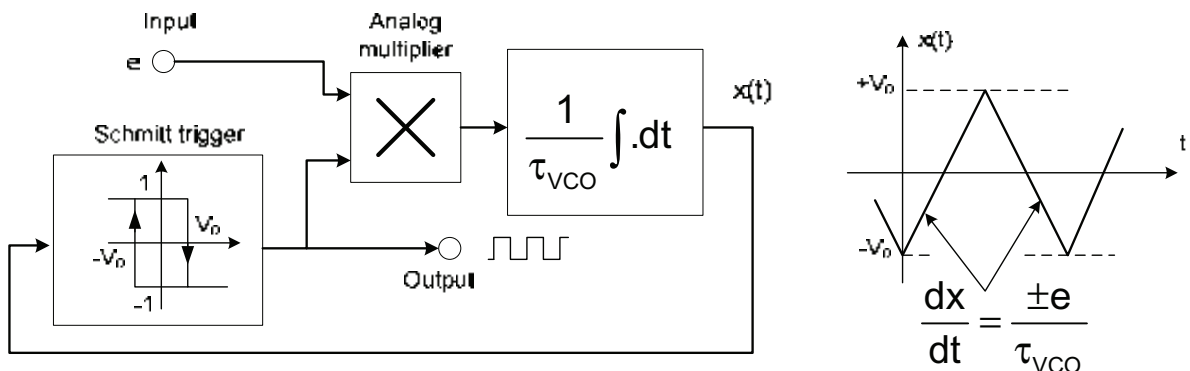


Figure F2 : oscillateur contrôlé par tension (VCO).

Les signaux u_{tension} et u_{courant} sont les images respectivement de la tension aux bornes de la charge et du courant dans la charge, obtenues à l'aide de capteurs appropriés, dont le temps de réponse est négligeable. On admet donc que ces signaux représentent exactement les grandeurs mesurées, à une proportion près.

IC4 élabore les informations logiques $U_i = \text{sign}^*(u_{\text{tension}}) = \text{sign}\left(u_{\text{tension}} - \frac{E_0}{2}\right)$

et $U_j = \text{sign}(u_{\text{courant}})$. Le comparateur de phase n°1 est détaillé sur la figure suivante (Fig. F3):

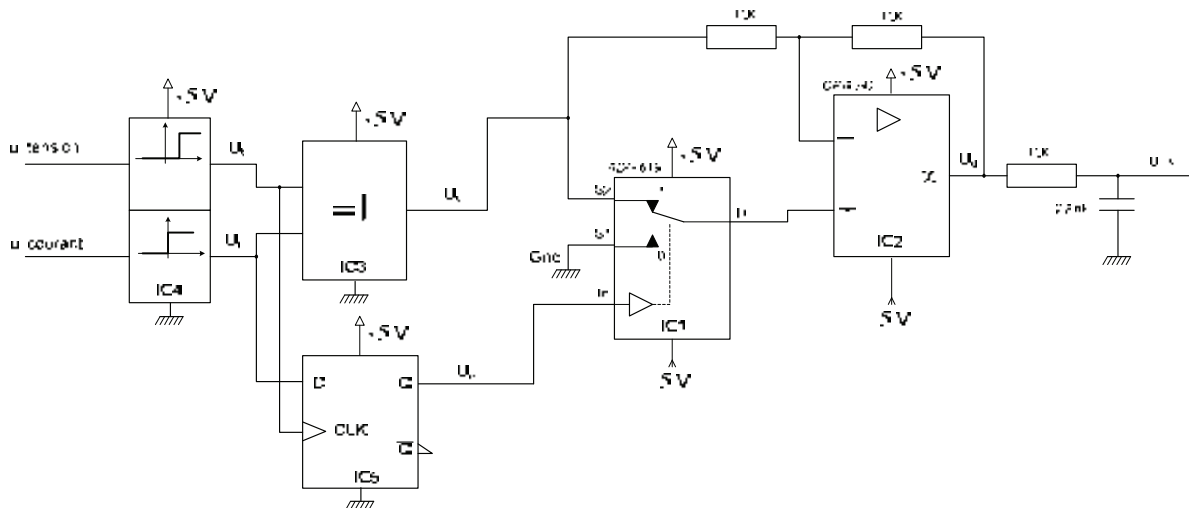


Figure F3 : comparateur de phase n°1.

La documentation des composants est disponible sur les documents ressources DR F1 et DR F2. On prend, pour les questions QF2 à QF6, $V_{DD} = 5$ Volts.

QF2. Compléter le document réponse F.

QF3. Quel est le rôle de la structure réalisée autour de IC1 et IC2 ?

QF4. En notant $\Delta\varphi$ le déphasage entre le fondamental de $\text{sign}(i)$ et le fondamental de $\text{sign}^*(u)$, de sorte que $\Delta\varphi = \text{« phase de } i \text{ »} - \text{« phase de } u \text{ »}$, et en faisant l'hypothèse que tous les composants ont des temps de réponse négligeables à la fréquence de travail considérée, établir la fonction de transfert liant $\Delta\varphi$ à la tension $u_{\Delta\varphi}$ fournie à la sortie du comparateur de phase. Dessiner la caractéristique statique de ce comparateur de phase, en précisant les valeurs remarquables.

Dans le cas d'un correcteur proportionnel, on étudie le fonctionnement statique linéarisé. $K_2 = \frac{2 \cdot Q}{f_0}$ étant le taux de variation de la réponse en phase du résonateur

au voisinage de f_1 avec $Q = \frac{1}{2 \cdot \zeta}$, le fonctionnement obéit aux relations suivantes :

$$U_{\Delta\varphi} = K_1 \cdot \Delta\varphi \quad ; \quad \Delta\varphi = K_2 \cdot (f - f_1) \quad ; \quad f = K_{\text{correcteur}} \cdot K_{VCO} \cdot U_{\Delta\varphi}$$

QF5. Que peut-on dire de la qualité du réglage dans ce cas ? Comment pourrait-on obtenir un réglage plus satisfaisant ?

QF6. En admettant que le réglage soit stable, discuter la plage (de fréquence) de verrouillage de cette boucle, ainsi que sa plage (de fréquence) de capture.

Pour améliorer le comportement dynamique du comparateur de phase, on utilise le comparateur séquentiel de la figure F4. Pour les applications numériques, on prendra à partir de QF7 : $V_{DD} = 15 \text{ Volts}$, $\zeta = 0,068$ et $K_{VCO} = 100 \text{ Hz} \cdot V^{-1}$.

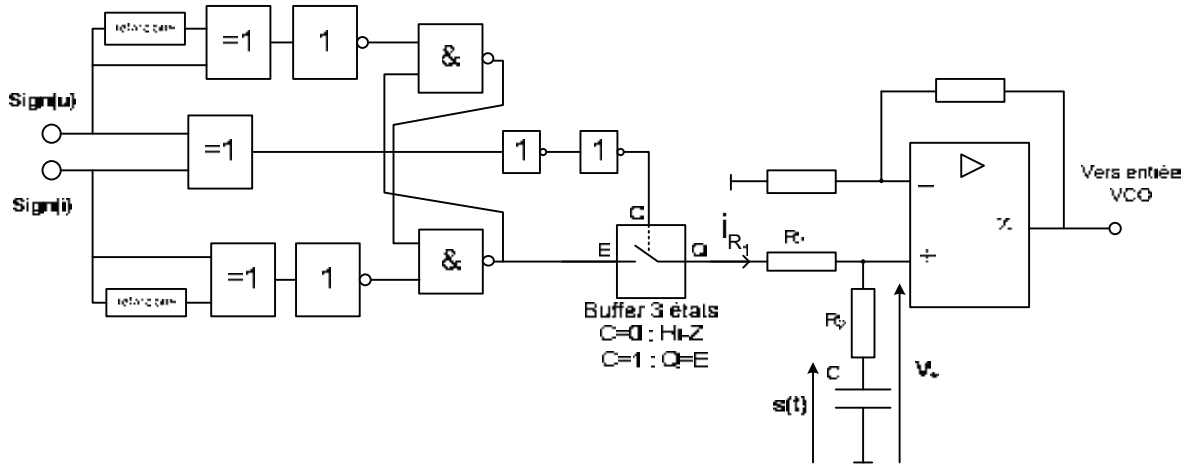


Figure F4 : comparateur de phase n° 2 (fonctionnement séquentiel).

La sortie du buffer 3 états est modélisée par un interrupteur à trois positions comme le montrent les chronogrammes A (avance de phase) et B (retard de phase) (Fig. F5).

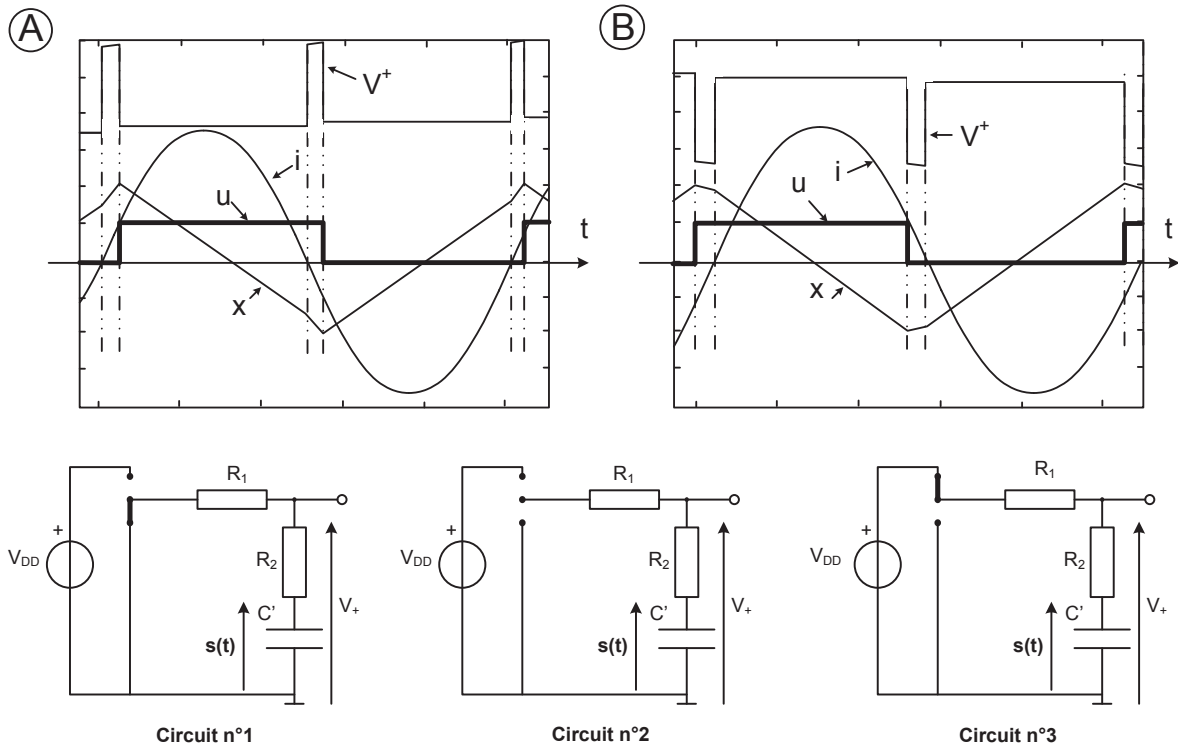


Figure F5 : chronogrammes et circuits équivalents pour les trois états du buffer.

QF7. Montrer qualitativement que si la structure complète de la figure F1 avec le comparateur de phase de la figure F4 est stable, le régime permanent périodique atteint vérifie $\Delta\varphi = 0$. En déduire la fréquence de fonctionnement du convertisseur. Pourquoi peut-on dire que cette commande constitue un autopilotage ?

Dans la suite on considérera que pour le régime permanent périodique, s converge vers la valeur $s_\infty = \frac{V_{DD}}{2}$. On note $\Delta S(p)$ la transformée de Laplace de la variation de s autour de s_∞ . Les chronogrammes ci-dessous montrent les signaux typiques relatifs à un écart de phase $\Delta\varphi = 2\pi \frac{\Delta T}{T} > 0$.

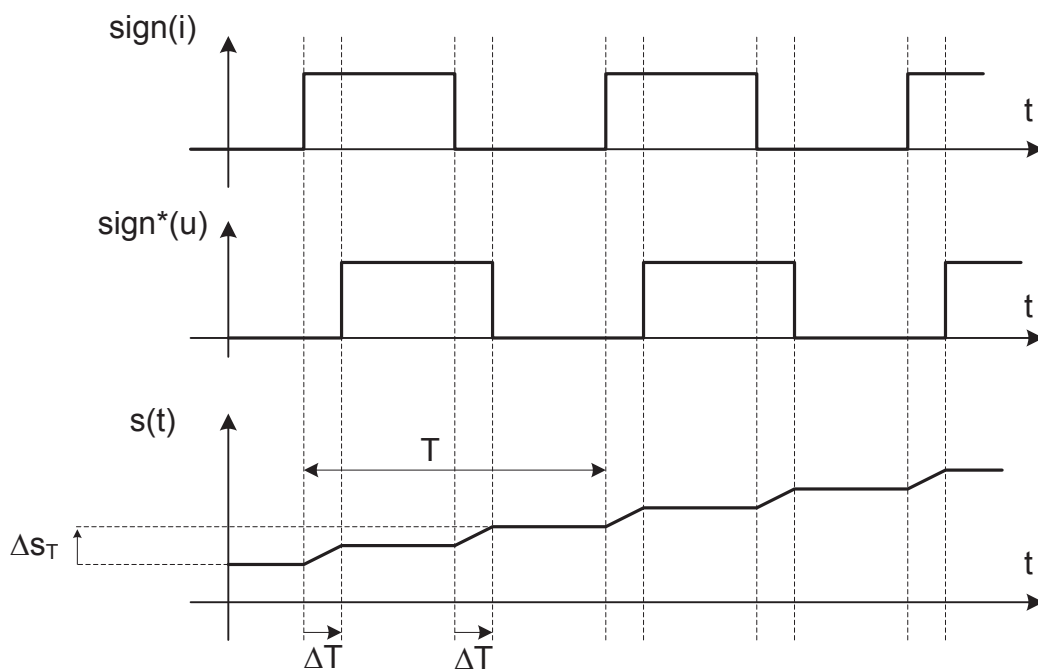


Figure F6 : chronogramme de la tension $s(t)$ aux bornes de C' .

QF8. Indiquer, pour chacun des intervalles de temps ci-dessus, à quel numéro de circuit équivalent il faut se rapporter, et représenter le chronogramme du courant i_{R_1} circulant dans la résistance R_1 (Fig. F4).

QF9. Lorsque $\Delta\varphi \ll 2\pi$ exprimer au premier ordre la valeur Δs_T de l'accroissement de s sur une période T en fonction de ΔT , $\tau_1 = (R_1 + R_2)C'$ et

V_{DD} puis montrer que $\frac{\Delta S(p)}{\Delta\varphi(p)}$ (étude « aux valeurs moyennes ») s'écrit :

$$\frac{\Delta S(p)}{\Delta\varphi(p)} = \frac{V_{DD}}{2 \cdot \pi \cdot \tau_1 \cdot p}$$

QF10. Si $\tau_2 = R_2 \cdot C'$ en déduire :

$$\frac{\Delta V^+(p)}{\Delta \varphi(p)} = \frac{V_{DD}}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{1 + \tau_2 \cdot p}{\tau_1 \cdot p}$$

La modélisation « aux valeurs moyennes » de l'onduleur est plus délicate à obtenir. Pour cela, nous déterminons comment évolue demi-période par demi-période le décalage temporel entre le signe du courant et le signe de la tension suite à un décalage initial de la tension, ce qui revient à perturber le cycle limite correspondant au régime permanent. Ce décalage est l'image du déphasage $\Delta \varphi$ et n'est défini qu'aux instants où les deux signaux passent par zéro. Nous considérons ici l'onduleur seul, sans la commande par PLL et en boucle ouverte. Nous définissons les grandeurs suivantes :

- φ_i : la phase instantanée du courant $i(t)$
- φ_u : la phase instantanée de la tension $u(t)$
- $\Delta(T_R)_0$: le décalage temporel initial tel que $\Delta(T_R)_0 \ll \frac{T}{2}$
- $\Delta(T_R)_n$: le décalage à la $n^{\text{ième}}$ demi-période.

Le principe est illustré par la figure suivante (Fig. F7) :

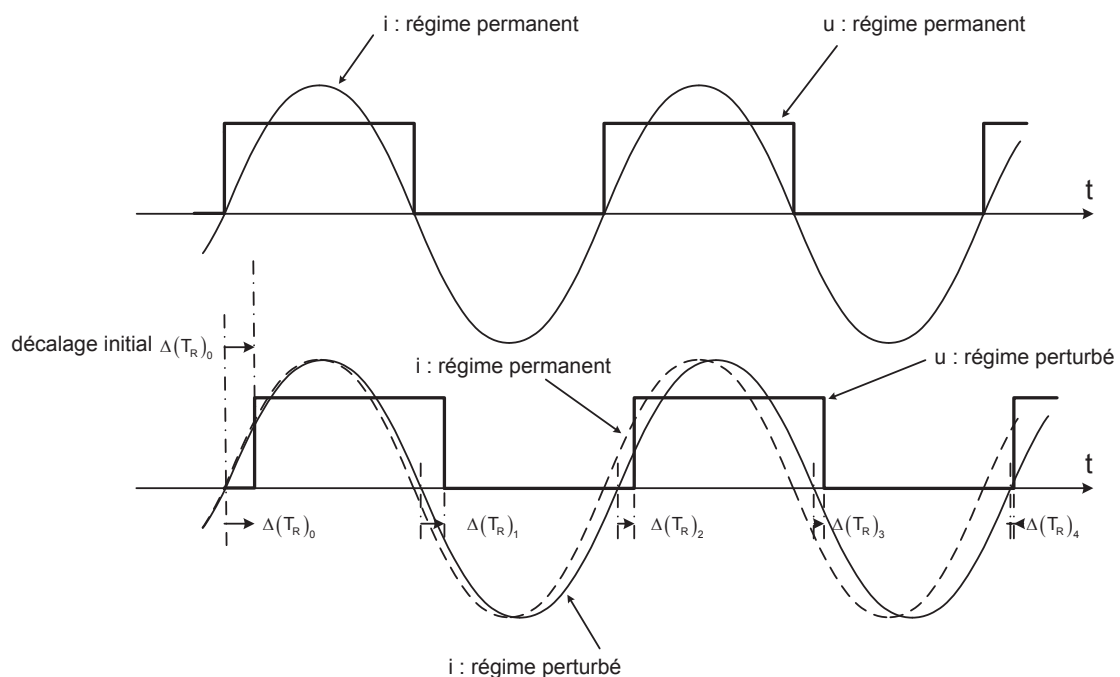


Figure F7 : réponse du résonateur à un décalage initial de tension.

QF11. Montrer que $\Delta(T_R)_1 \approx \Delta(T_R)_0 \cdot \exp\left(\frac{-T_1}{2\tau'}\right)$ où $\tau' = \frac{1}{\zeta \omega_0}$ et $T_1 = \frac{2\pi}{\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2}}$;

en déduire que $\Delta(T_R)_n \approx \Delta(T_R)_0 \cdot \exp\left(\frac{-nT_1}{2\tau'}\right)$.

QF12. En déduire la fonction de transfert $\underline{H}_\varphi(p) = \frac{\varphi_i(p)}{\varphi_u(p)}$ sous la forme :

$$\underline{H}_\varphi(p) = \frac{H_0}{1 + \tau_0 p}. \text{ Expliciter } H_0 \text{ et } \tau_0.$$

Pour tester le fonctionnement en boucle fermée face à une entrée, on introduit une impulsion de courant I_1 sur le condensateur C' avec la structure suivante :

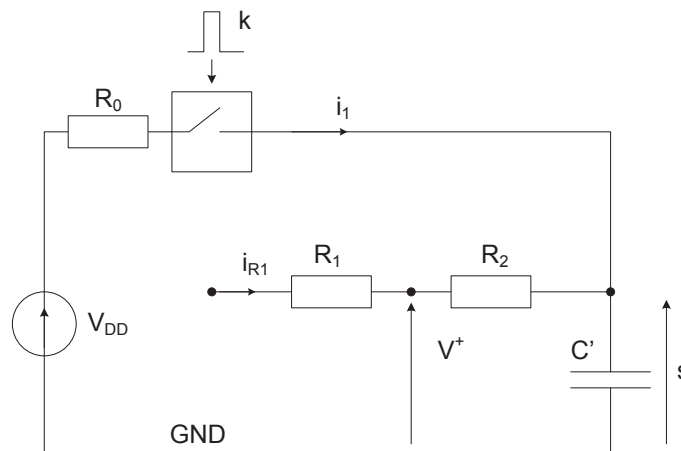


Figure F8 : principe de l'essai impulsionnel.

QF13. Montrer que le schéma en boucle fermée de l'onduleur, du comparateur de phase et du VCO peut être représenté par le schéma de la figure F9.

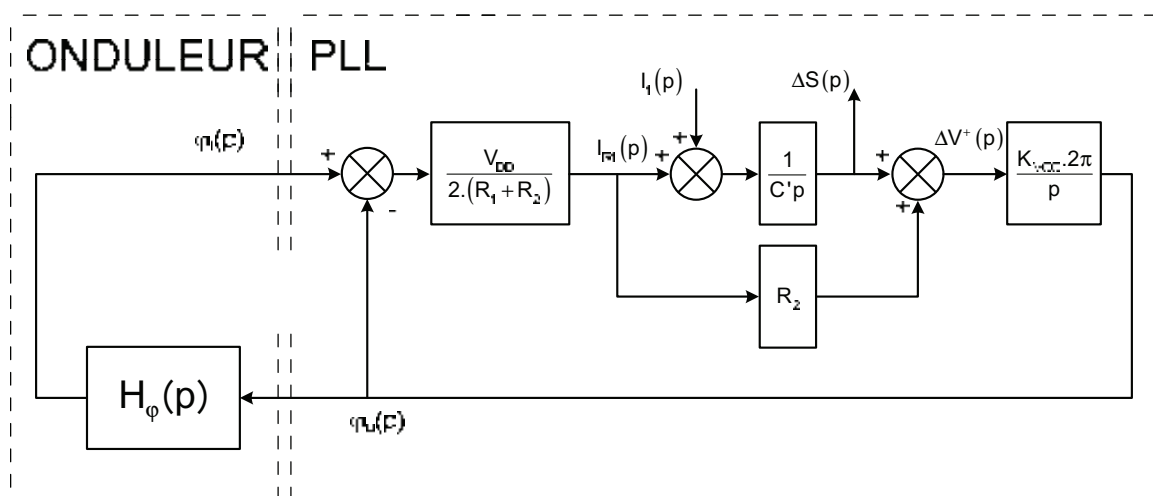


Figure F9 : schéma équivalent de l'ensemble avec comparateur de phase n°2.

QF14. En déduire la fonction de transfert $H_{BF}(p) = \frac{\Delta S(p)}{I_1(p)}$ sous la forme suivante où l'on explicitera K_{BF} , m et ω'_0 :

$$H_{BF}(p) = \frac{\Delta S(p)}{I_1(p)} = \frac{K_{BF} \cdot \left(\frac{2 \cdot m}{\omega'_0} + \frac{p}{\omega'^2_0} \right)}{1 + \frac{2 \cdot m \cdot p}{\omega'_0} + \frac{p^2}{\omega'^2_0}}$$

QF15. Représenter les diagrammes de Bode et de Nyquist de $H_{BF}(p)$ pour $m=0,5$. Discuter la stabilité du système. Montrer que la réponse impulsionnelle $r_{BF_i}(t)$ de $H_{BF}(p)$ s'obtient à partir de la réponse indicielle $r_{2_u}(t)$ de la fonction de transfert du deuxième ordre :

$$H_2(p) = \frac{1}{1 + \frac{2 \cdot m \cdot p}{\omega'_0} + \frac{p^2}{\omega'^2_0}}$$

Exprimer $r_{BF_i}(t)$ en fonction de $r_{2_u}(t)$. En déduire la réponse $s(t)$ lorsque $i_1(t) = I_{10} \cdot \delta(t)$ où $\delta(t)$ est l'impulsion de Dirac.

QF16. Application numérique : on a obtenu expérimentalement la réponse de la figure F10. Quelles sont les valeurs de m et ω'_0 ? Expliquer. En déduire τ_1 et τ_2 en fonction des autres paramètres puis proposer des valeurs réalistes pour R_1 , R_2 et C' .

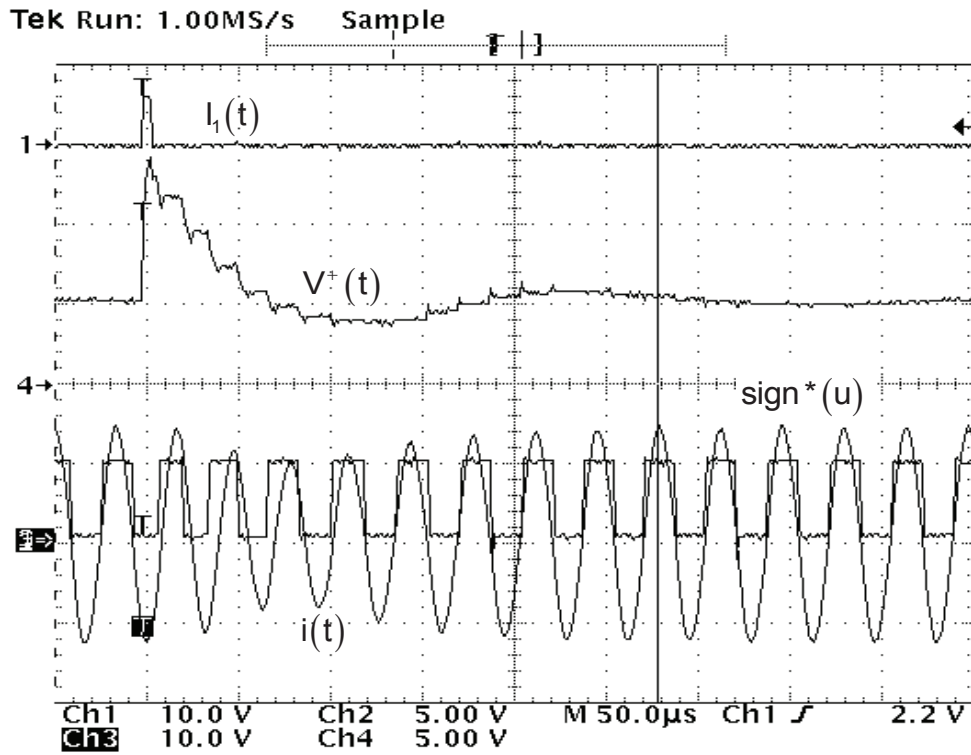


Figure F10 : réponse avec le comparateur de phase n°2 (100 μs par carreau)

- FIN -

Nom :

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

Prénom :

N° d'inscription :

Né(e) le :

/ /

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

Concours

Section/Option

Epreuve

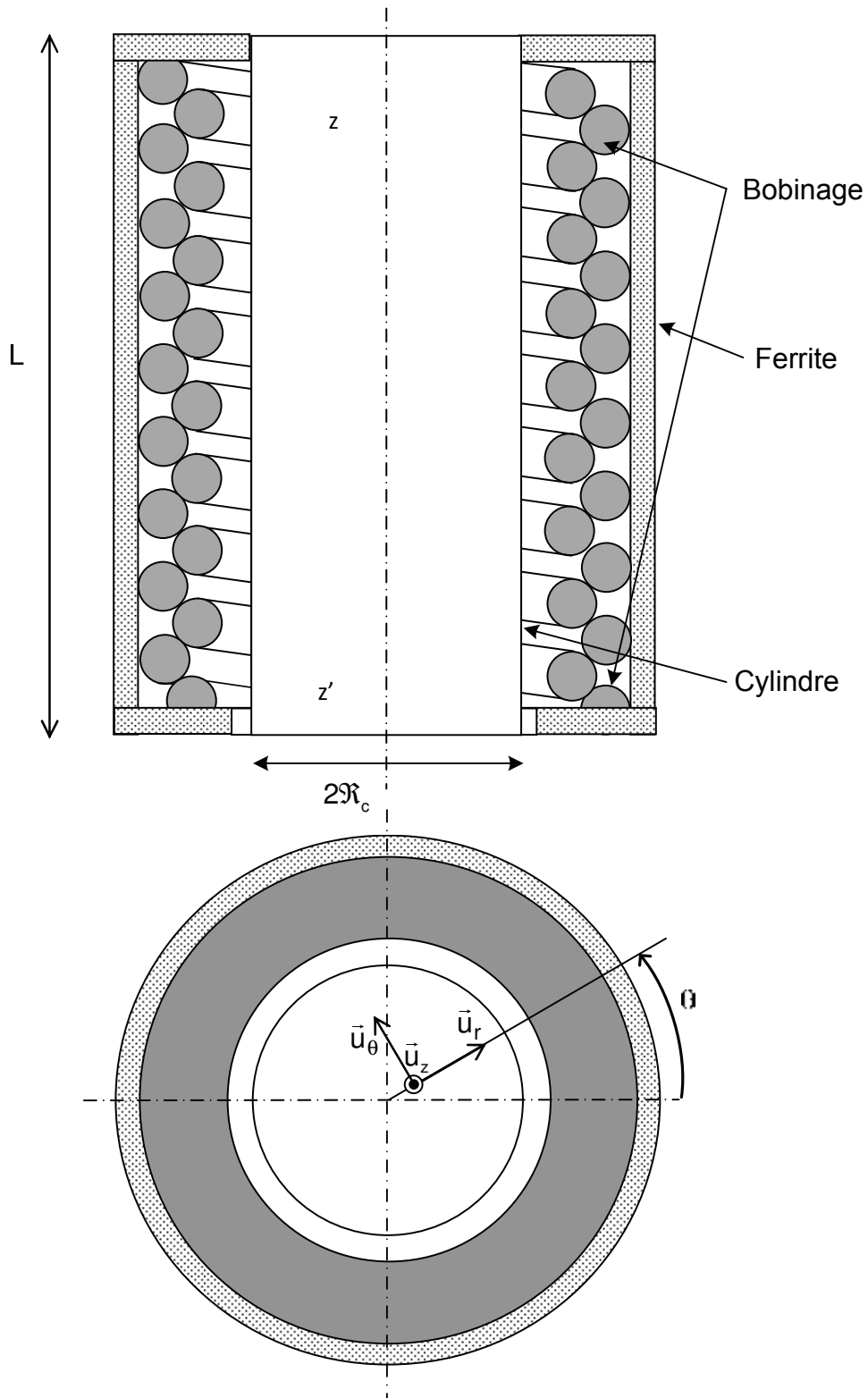
Matière

EAE SIE 3

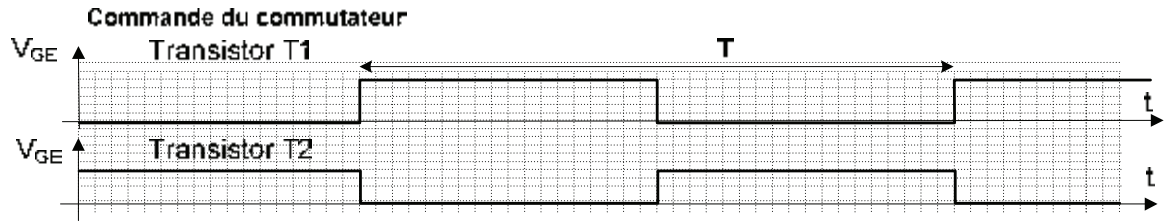
DOCUMENTS RÉPONSES

C - E et F

Document réponse C
Constitution de l'inducteur



Document réponse E – Commutateur pleine onde (Fig. E2)



Cas A $\alpha = \alpha_1$ $\alpha = \alpha_2$ $\alpha = \alpha_1$

Dessiner le chronogramme de la tension $u(t)$ aux bornes de la charge : cas A

Conductions

T₁ _____
 T₂ _____
 D₁ _____
 D₂ _____

Dessiner les chronogrammes des courants dans T₁, T₂, D₁ et D₂ : cas A.

Cas B $\alpha = \alpha_1$ $\alpha = \alpha_2$ $\alpha = \alpha_1$

Dessiner le chronogramme de la tension $u(t)$ aux bornes de la charge : cas B

Conductions : cas B

T₁ _____
 T₂ _____
 D₁ _____
 D₂ _____

Dessiner les chronogrammes des courants dans T₁, T₂, D₁ et D₂ : cas B.

Cas C $\alpha = \alpha_1$ $\alpha = \alpha_2$ $\alpha = \alpha_1$

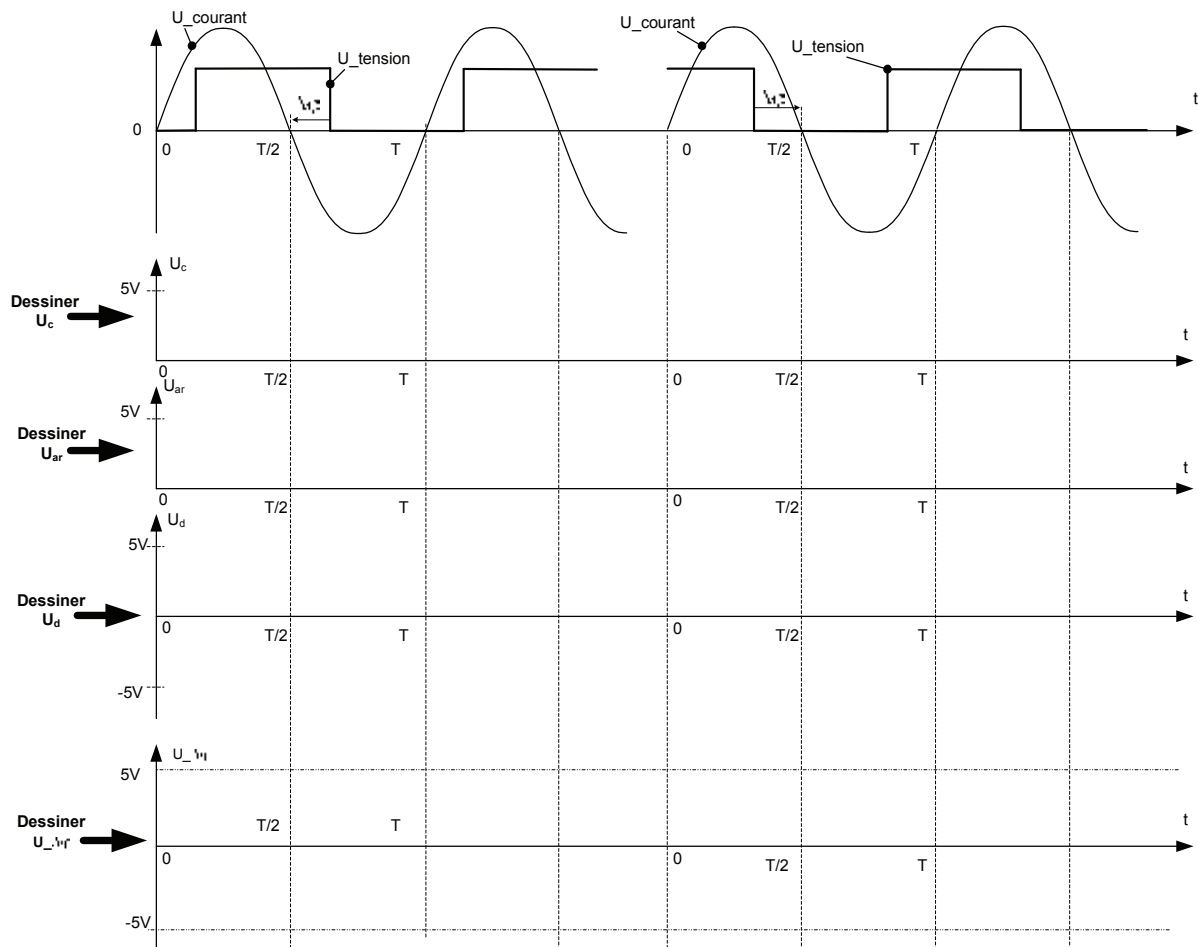
Dessiner le chronogramme de la tension $u(t)$ aux bornes de la charge : cas C

Conductions : cas C

T₁ _____
 T₂ _____
 D₁ _____
 D₂ _____

Dessiner les chronogrammes des courants dans T₁, T₂, D₁ et D₂ : cas C.

**Document réponse F :
Compléter les chronogrammes relatifs au comparateur de phase n°1**



Document ressource DR A1

Extrait de norme relative aux porte-outils à fretter

Types de queues d'outils et tolérances des porte-outils à fretter.

Queue d'outil : Cylindrique DIN 1835-1 Forme A/ DIN 6535 Forme HA.

Tol. de la queue : \varnothing Les diamètres 3 à 5 mm doivent être au maximum de la tolérance h5 et être en carbure ou en métal lourd (par ex. Densimet). \varnothing 6 à 32 mm, tolérance maximum h6, en acier, HSS, carbure ou en métal lourd. Toutefois, pour obtenir un serrage optimal, une tolérance h5 est également recommandée pour les \varnothing 6 à 32mm. S'assurer que la profondeur minimum de frettage l3 des pages Produits est respectée lorsque l'on insère l'extrémité de l'outil dans le porte-outil.

Faux-rond : Le faux-rond maximum mesuré sur un mandrin de contrôle à 3xd (d = diam. de l'alésage), par rapport au cône extérieur est de 3 μ m. Le faux-rond direct de l'alésage du porte-outil par rapport au cône extérieur est de 3 μ m.

Équilibrage : Tous les porte-outils à fretter sont équilibrés fin en standard, sauf les rallonges Shrinkfit, qui sont pré-équilibrées.

Résistance à la chaleur : Les porte-outils à fretter EPB sont réalisés à partir d'un acier résistant à la chaleur garantissant leur stabilité structurelle, géométrique et dimensionnelle même après un nombre important de cycles de chauffe. La température maximum acceptable est de 400°C.

Couple transmissible (Nm), mandrin type 5803

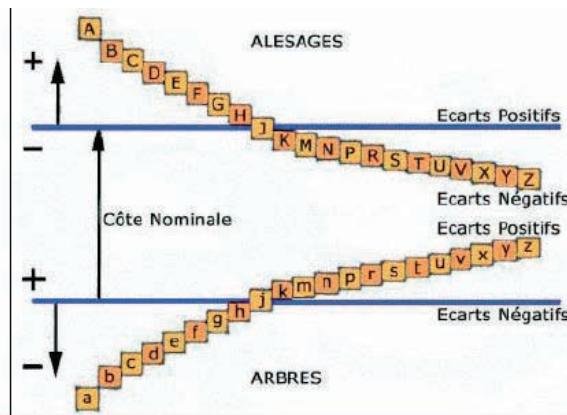
Diamètre (mm)	Couple statique transmissible Minimum (Nm)	Tr/min Max.*
6	18	45 000
8	35	45 000
10	65	40 000
12	110	40 000
14	150	38 000
16	200	38 000
18	250	35 000
20	320	35 000
25	500	32 000
32	550	30 000

* La vitesse de rotation maximum pour ce modèle de porte-outils est souvent restreinte par le type et la taille du cône.

Document ressource DR A2

Tolérances d'ajustement en fonction de la qualité d'usinage

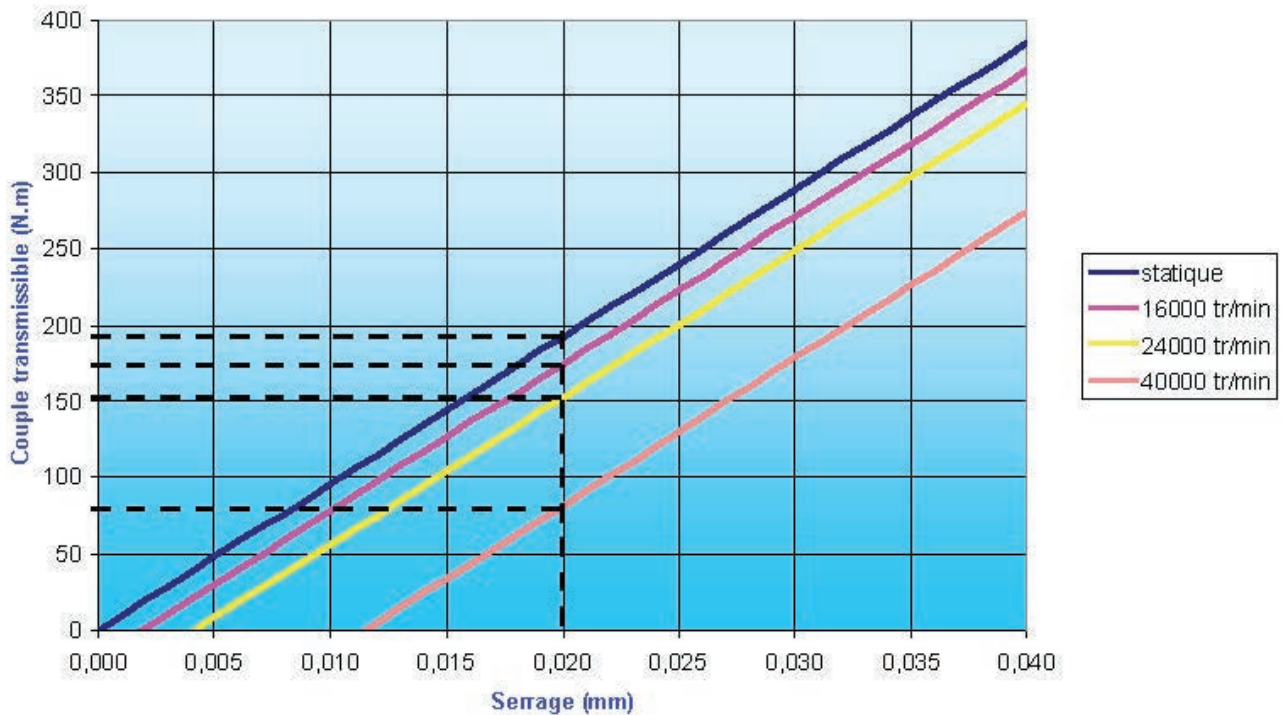
Données en μm



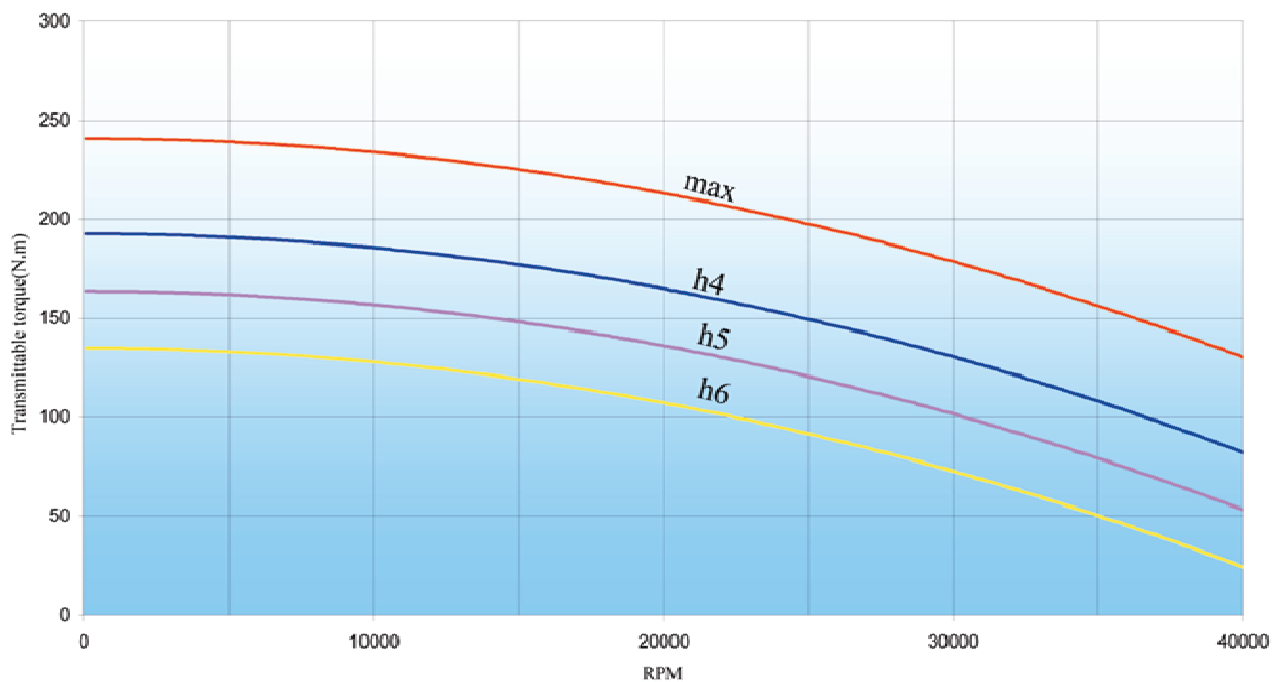
Ajustements Arbres / Alésages

		Groupe H7													
Diamètre (mm)	Alésage H7	Arbres													
		E8	f7	g6	h6	j6	m6	p6							
6 à 10	+15 0	-25	-47	-13	-28	-5	-14	0	-9	+7	-2	+15	+6	+24	+15
10 à 18	+18 0	-32	-59	-16	-34	-6	-17	0	-11	+8	-3	+18	+7	+29	+18
18 à 30	+21 0	-40	-73	-20	-41	-7	-13	0	-13	+9	-4	+21	+8	+35	+22
30 à 50	+25 0	-50	-89	-25	-50	-9	-25	0	-16	+11	-5	+25	+9	+42	+26
50 à 80	+30 0	-60	-106	-30	-60	-10	-29	0	-19	+12	-7	+30	+11	+51	+32
80 à 120	+35 0	-72	-126	-36	-71	-12	-34	0	-22	+13	-9	+35	+13	+59	+37
		Groupe H6							Groupe H8						
Diamètre (mm)	Alésage H6	Arbres							Alésage H8						
		g5	h5	j5				H8	e9	f8	h7				
6 à 10	+9 0	-5	-11	0	-6	+4	-2	+22	0	-25	-61	-13	-35	0	-15
10 à 18	+11 0	-6	-14	0	-8	+5	-3	+27	0	-32	-75	-16	-43	0	-18
18 à 30	+13 0	-7	-16	0	-9	+5	-4	+33	0	-40	-92	-20	-53	0	-21
30 à 50	+16 0	-9	-20	0	-11	+6	-5	+39	0	-50	-112	-25	-64	0	-25
50 à 80	+19 0	-10	-23	0	-13	+6	-7	+46	0	-60	-134	-30	-76	0	-30

Document ressource DR A3 Couple transmissible en fonction du serrage

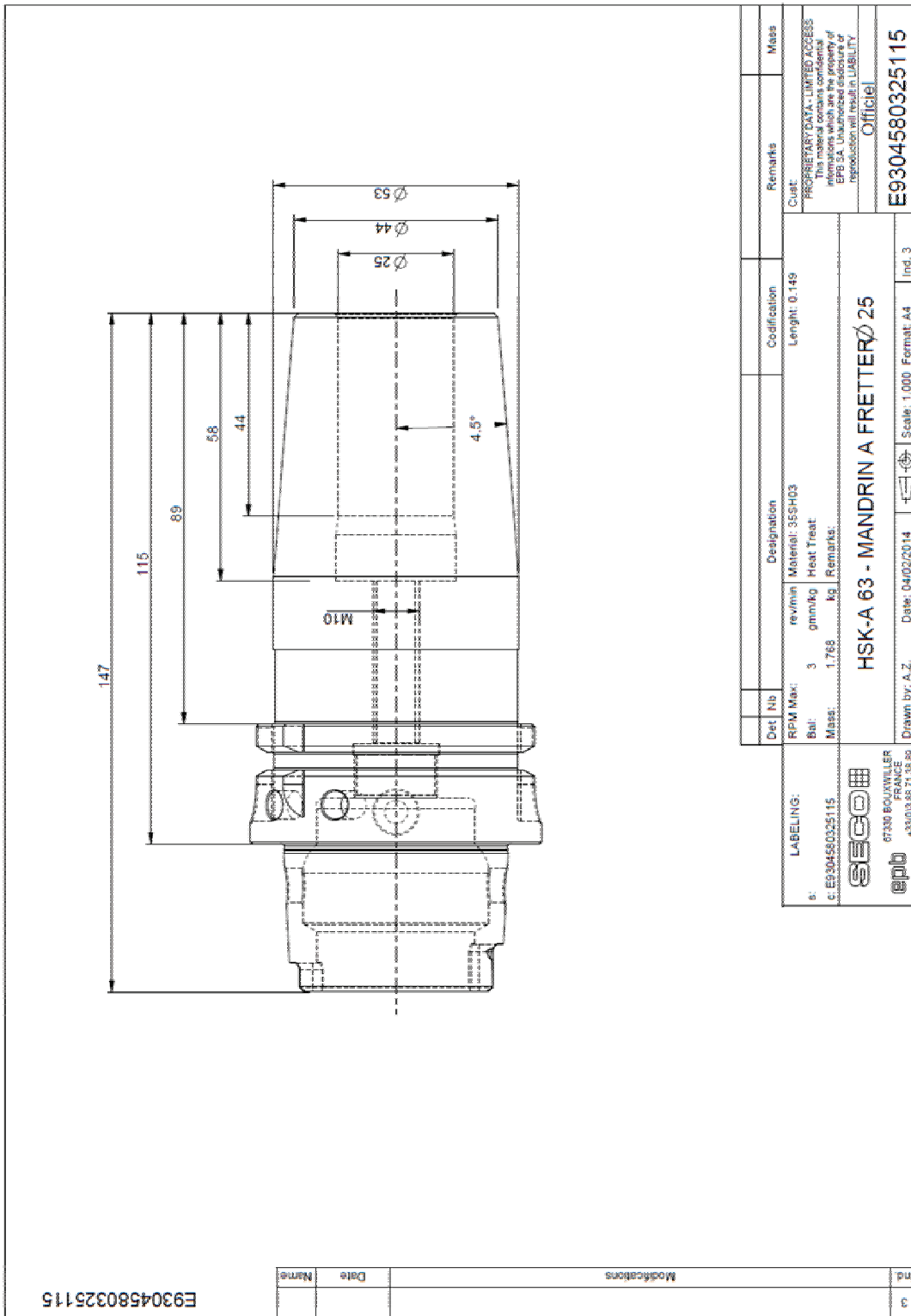


Document ressource DR A4 Couple transmissible en fonction de la vitesse (porte-outil 5803_12)



Document ressource DR B1

Le porte-outil 5803_25



Document ressource DR B2

Les caractéristiques de la machine à fretter Easyshrink

Données techniques

Données électriques

DESIGNATION	VALEUR
Puissance de sortie	12 kW / 10 s / ED 16%
Fréquence de service	10 – 25 kHz

Régulation

PLAGE DE REGULATION	VALEUR
MF courant de sortie	50 – 100 %, +/- 2 %

Données de raccordement au réseau)

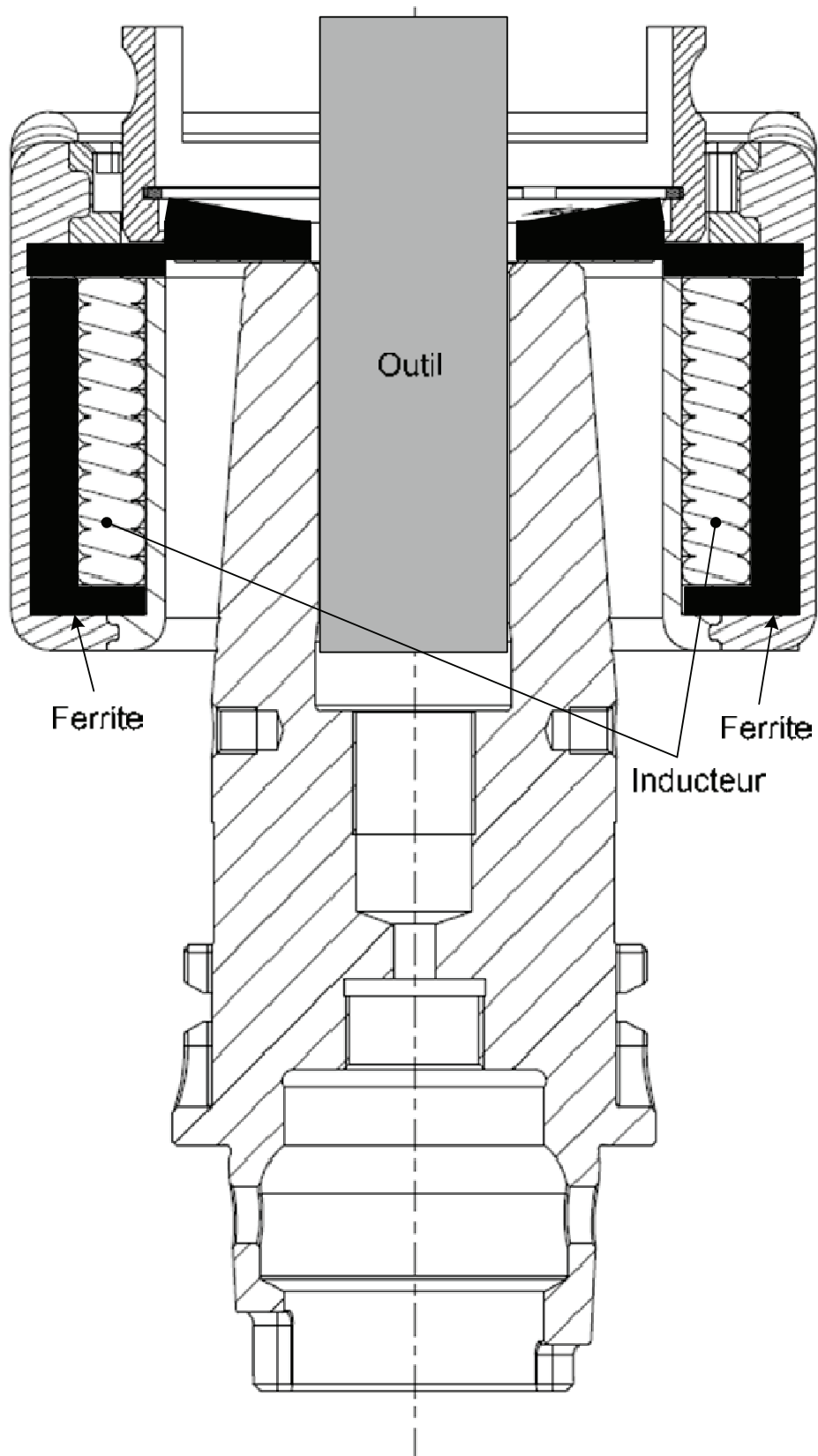
DESIGNATION	VALEUR
Puissance consommée réseau	14 KVA
Tension réseau	3 x 400V, +/- 10 %
Fréquence du réseau	50 Hz
Facteur de puissance (cosinus phi)	0,9
Rendement	95 %
Fusible	B16A

Conditions ambiantes

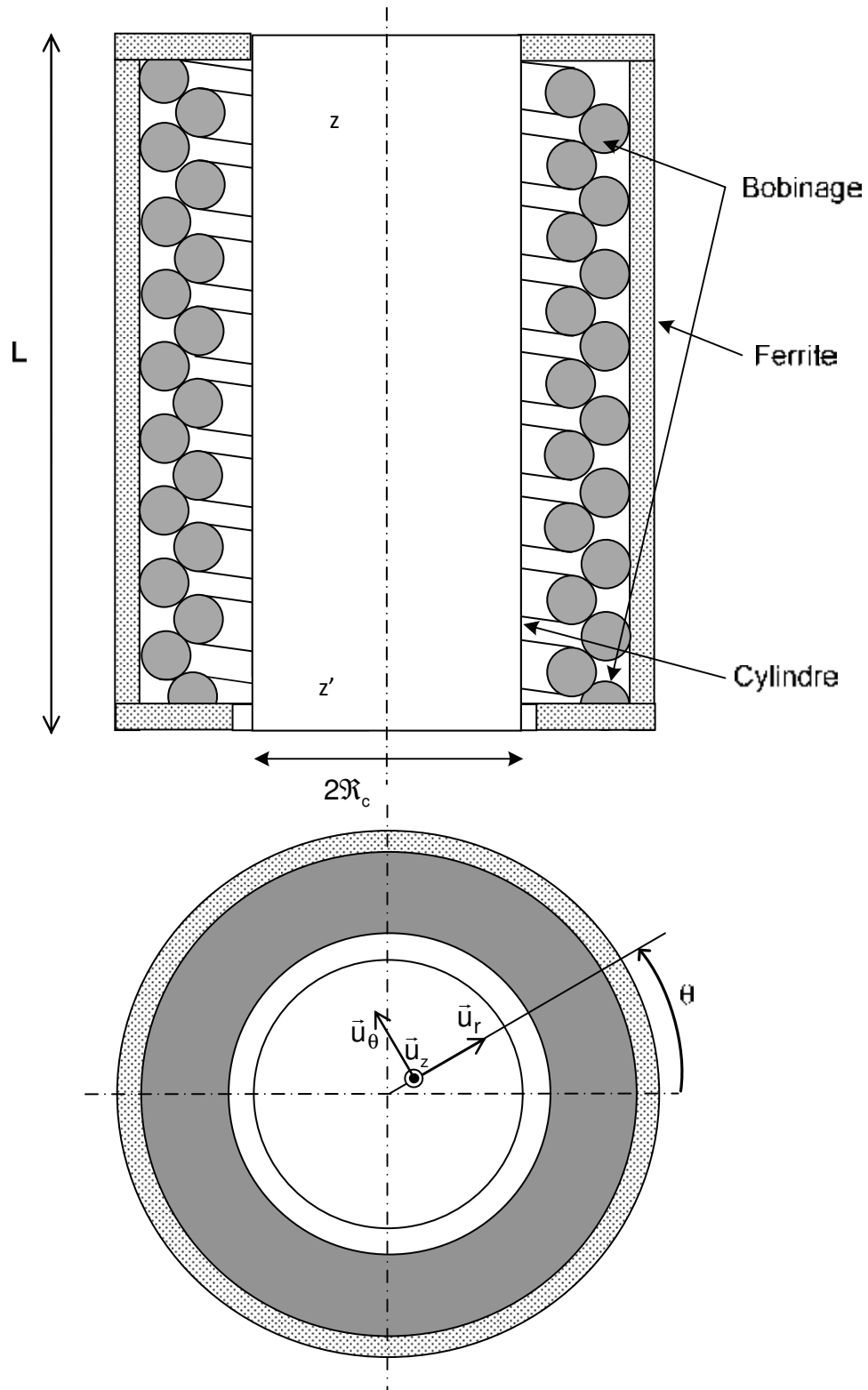
	TEMPERATURE	HUMIDITE REL. DE L'AIR	PRESSION DE L'AIR ⁴⁾
Fonctionnement	10 – 40 °C	10 – 90 % ¹⁾	800 – 1013 hPa
Stockage	-20 – 55 °C ²⁾	30 – 95 %	800 – 1013 hPa
Transport	-20 – 70 °C ²⁾	30 – 95 % ³⁾	800 – 1013 hPa

¹⁾ Ni condensation ni givre
²⁾ Les circuits d'eau de refroidissement présents doivent être complètement vidés et purgés
³⁾ Humidité rel. max. de l'air quand la température de l'appareil augmente lentement de 40 °C ou quand la température de l'appareil passe directement de -20 à +30 °C.
⁴⁾ à 2000 m max. au dessus du niveau de la mer

Document ressource DR C1
Vue en coupe du porte-outil

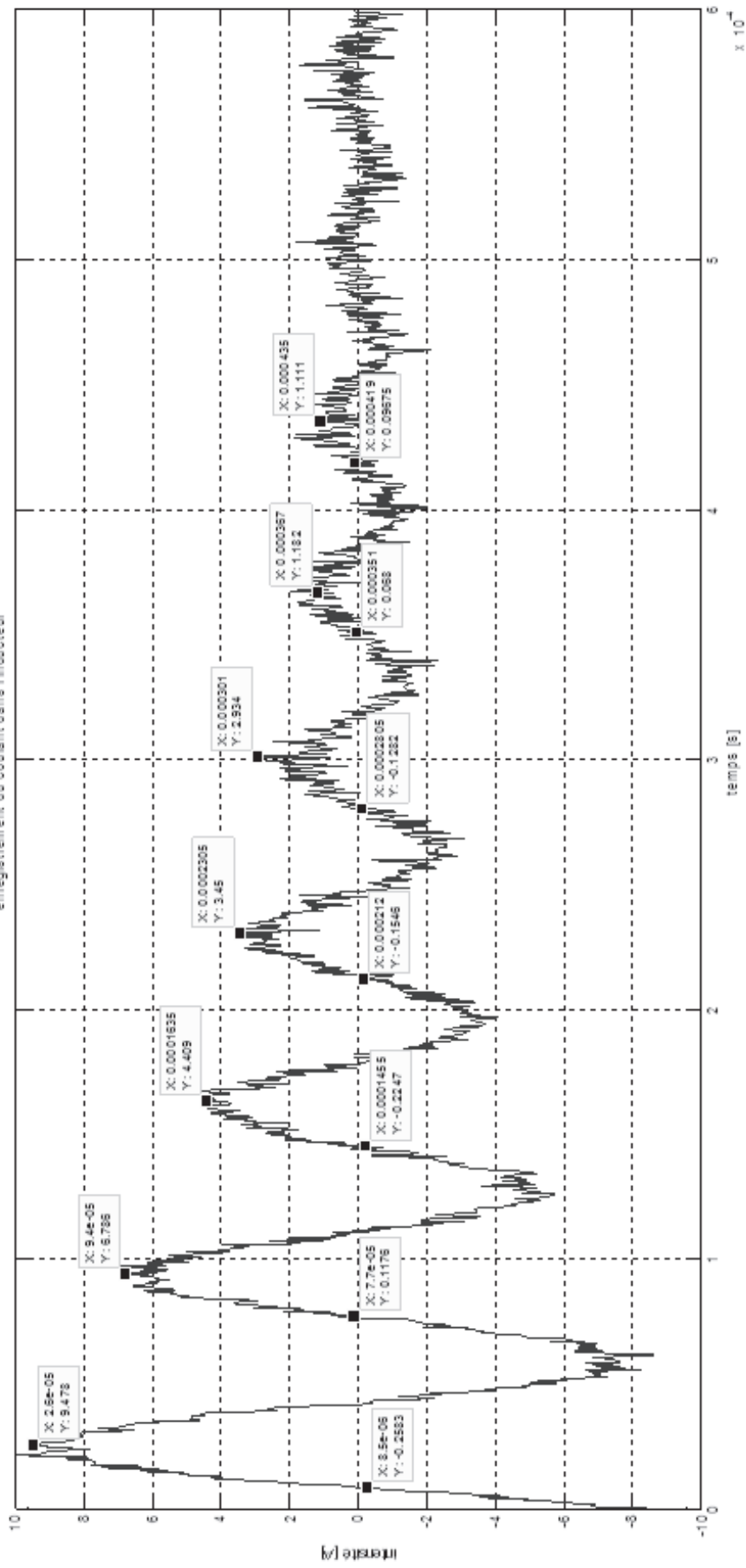


Document ressource DR C2
Constitution de l'inducteur



Document ressource DR D1 - Enregistrement du courant dans l'inducteur

enregistrement du courant dans l'inducteur



Passage par zéro		Autres valeurs mesurées		
Date (µs)	Intensité (A)	Numéro	Date (µs)	Intensité (A)
8,5	-0,26	1	26	9,418
77	0,118	2	94	6,786
145,5	-0,225	3	163,5	4,409
212	-0,155	4	230,5	3,450
280,5	-0,128	5	301	2,934
351	0,068	6	367	1,182
419	0,097	7	435	1,111

Document ressource DR D2
Formulaire (feuille 1 / 2)

Soient $\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_0^2 & -2\zeta\omega_0 \end{pmatrix}$ et $\mathbf{B} = \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_0^2 \end{pmatrix}$ avec $\zeta < 1$.

Le facteur de qualité Q est défini par $Q = \frac{1}{2\zeta}$

On a les résultats suivants :

1.

$$\mathbf{A}^{-1} = \frac{1}{\omega_0^2} \cdot \begin{pmatrix} -2\zeta\omega_0 & -1 \\ \omega_0^2 & 0 \end{pmatrix}$$

$$e^{\mathbf{A}t} = e^{-\zeta\omega_0 t} \begin{pmatrix} \cos(\omega_1 t) + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_1 t) & \frac{\sin(\omega_1 t)}{\omega_1} \\ \frac{-\omega_0 \sin(\omega_1 t)}{\sqrt{1-\zeta^2}} & \cos(\omega_1 t) - \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_1 t) \end{pmatrix}$$

avec : $\omega_1 = \omega_0 \sqrt{1-\zeta^2}$

2.

$$\int_0^t e^{\mathbf{A}\tau} \cdot \mathbf{B} \cdot d\tau = \mathbf{A}^{-1} \cdot (e^{\mathbf{A}t} - \mathbf{I}_2) \cdot \mathbf{B} = \begin{pmatrix} 1 - e^{-\zeta\omega_0 t} \cdot \left(\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_1 t) + \cos(\omega_1 t) \right) \\ e^{-\zeta\omega_0 t} \cdot \frac{\omega_0}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_1 t) \end{pmatrix}$$

3.

La transformée de Laplace de :

$$f(t) = \frac{\omega_0}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_0 t} \sin(\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t) \quad \text{est : } F(p) = \frac{1}{1 + \frac{2\zeta p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}}$$

La transformée de Laplace de :

$$g(t) = \frac{-\omega_0^2}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_0 t} \sin(\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t - \text{Arccos}\zeta) \quad \text{est : } G(p) = \frac{p}{1 + \frac{2\zeta p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}}$$

Document ressource DR D2 Formulaire (feuille 2 / 2)

4.

La réponse indicielle $r(t)$ de :

$$H(p) = \frac{1}{1 + 2\zeta \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}}$$

s'écrit :

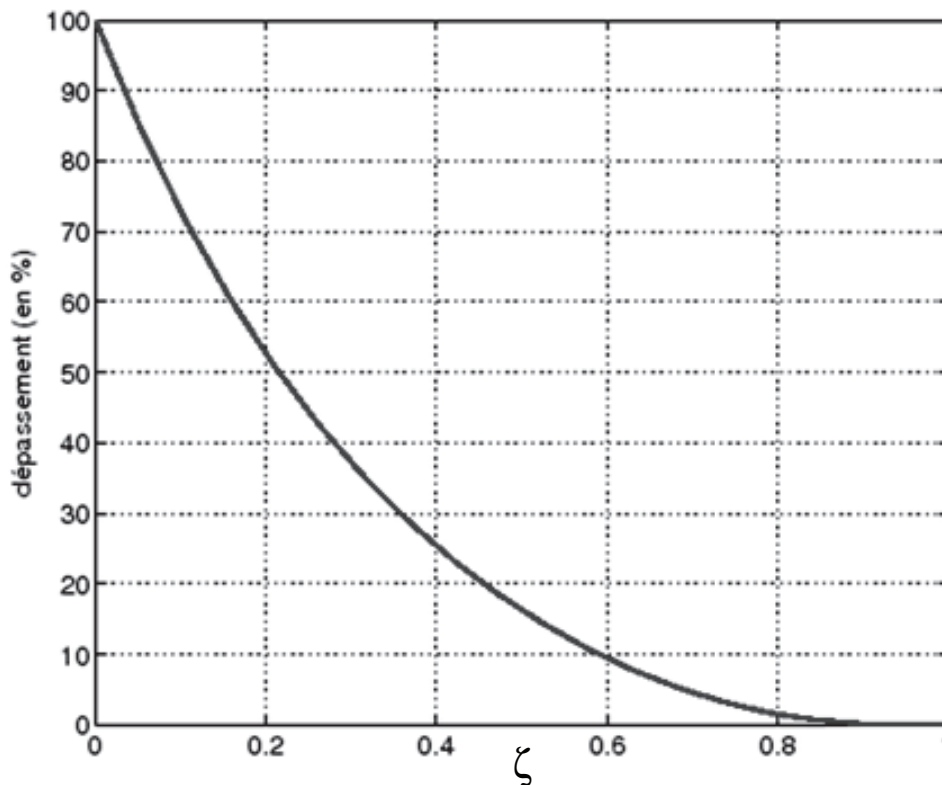
$$r(t) = 1 - \frac{e^{-\zeta\omega_0 t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_1 t + \text{Arccos}(\zeta))$$

5.

Le premier dépassement de la réponse indicielle $k(t)$ a lieu à l'instant t_1 et vaut D avec :

$$t_1 = \frac{\pi}{\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2}}$$

$$D\% = 100 \cdot \exp\left(\frac{-\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right)$$



Document ressource DR E1-1
Documentation IGBT feuille 1/2

SKM 195GB066D



SEMITRANS® 2

Trench IGBT Modules

SKM195GB066D

Features

- Homogeneous Si
- Trench = Trenchgate technology
- $V_{CE(sat)}$ with positive temperature coefficient
- High short circuit capability, self limiting to $6 \times I_C$

Typical Applications*

- AC inverter drives
- UPS
- Electronic welders

Remarks

- Case temperature limited to $T_c = 125^\circ\text{C}$ max., product rel. results valid for $T_j \leq 150^\circ\text{C}$
- SC data: Use of soft R_G necessary!
- Take care of over-voltage caused by stray induct.



SEMITRANS® 2

Trench IGBT Modules

SKM195GB066D

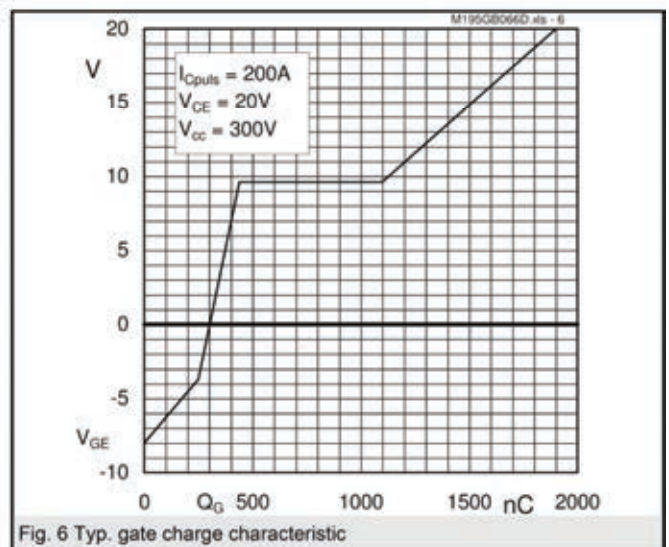
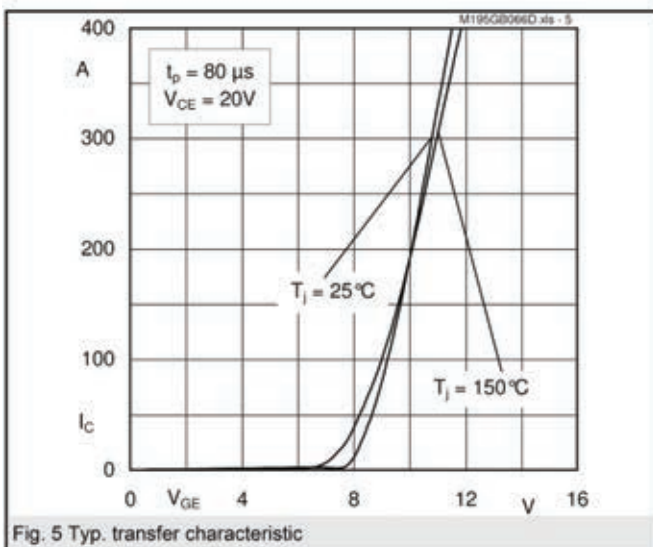
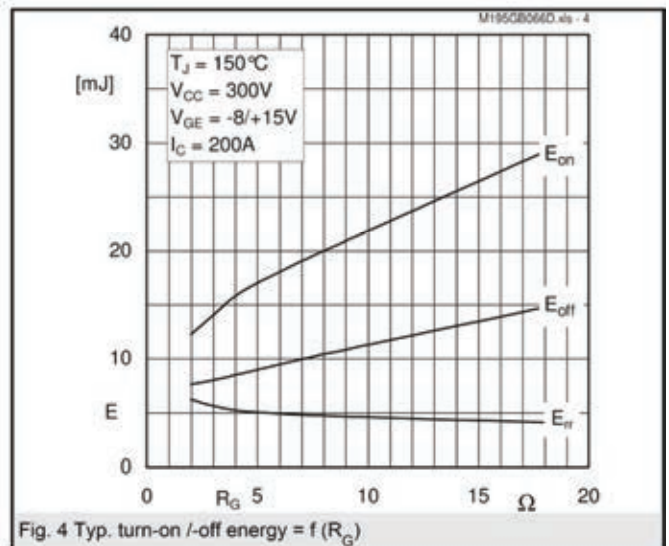
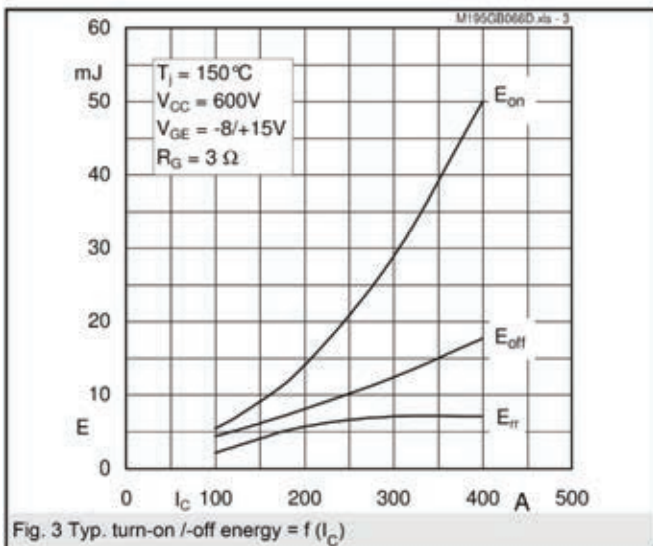
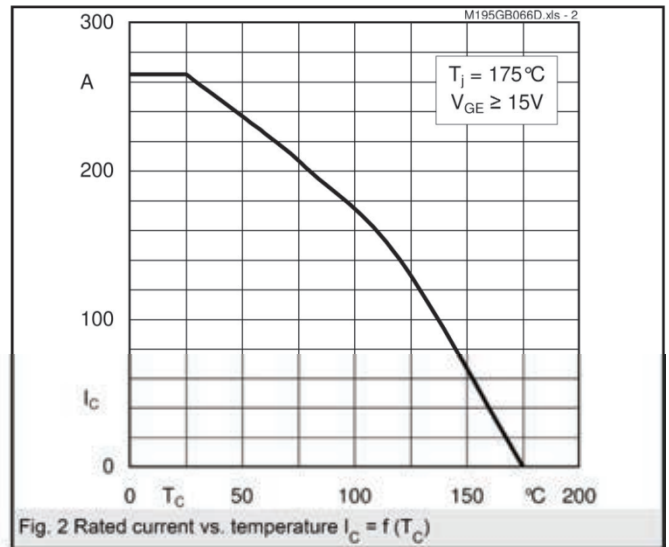
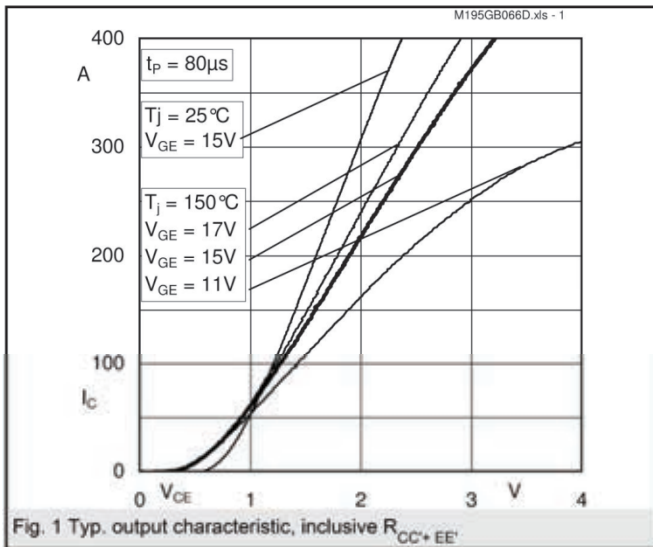
Absolute Maximum Ratings		$T_{case} = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified	
Symbol	Conditions	Values	Units
IGBT			
V_{CES}	$T_j = 25^\circ\text{C}$	600	V
I_C	$T_j = 175^\circ\text{C}$	265	A
	$T_c = 25^\circ\text{C}$ $T_c = 80^\circ\text{C}$	200	A
I_{CRM}	$I_{CRM} = 2 \times I_{Cnom}$	400	A
V_{GES}		± 20	V
t_{pic}	$V_{CC} = 360\text{ V}; V_{GE} \leq 15\text{ V}; T_j = 150^\circ\text{C}$ $V_{CES} < 600\text{ V}$	6	μs
Inverse Diode			
I_F	$T_j = 175^\circ\text{C}$	200	A
	$T_c = 25^\circ\text{C}$ $T_c = 80^\circ\text{C}$	130	A
I_{FRM}	$I_{FRM} = 2 \times I_{Fnom}$	400	A
I_{FSM}	$t_p = 10\text{ ms; sin.}; T_j = 175^\circ\text{C}$	1400	A
Module			
I_{IRMS}		200	A
T_{vj}		-40 ... +175	$^\circ\text{C}$
T_{stg}		-40 ... +125	$^\circ\text{C}$
V_{isol}	AC, 1 min.	4000	V

Characteristics		$T_{case} = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified				
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units	
IGBT						
$V_{GE(th)}$	$V_{GE} = V_{CE}; I_C = 3,2\text{ mA}$	5	5,8	6,5	V	
I_{CES}	$V_{GE} = 0\text{ V}; V_{CE} = V_{CES}; T_j = 25^\circ\text{C}$		0,13	0,38	mA	
V_{CEO}			$T_j = 25^\circ\text{C}$	0,9	1	V
			$T_j = 150^\circ\text{C}$	0,85	0,9	V
r_{CE}	$V_{GE} = 15\text{ V}$		$T_j = 25^\circ\text{C}$	2,8	4,5	$\text{m}\Omega$
			$T_j = 150^\circ\text{C}$	4,3	6	$\text{m}\Omega$
$V_{CE(sat)}$	$I_{Cnom} = 200\text{ A}; V_{GE} = 15\text{ V}$		$T_j = 25^\circ\text{C}_{chiplev.}$	1,45	1,9	V
			$T_j = 150^\circ\text{C}_{chiplev.}$	1,7	2,1	V
C_{ces}	$V_{CE} = 25; V_{GE} = 0\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$		12,3		nF	
C_{oes}		0,77		nF		
C_{ees}		0,37		nF		
Q_G	$V_{GE} = -8\text{ V} \dots +15\text{ V}$		1500		nC	
R_{Gint}	$T_j = ^\circ\text{C}$		2		Ω	
$t_{d(on)}$ t_r E_{on}	$R_{Gon} = 3\ \Omega$	$V_{CC} = 300\text{ V}$ $I_C = 200\text{ A}$		160	ns	
				68	ns	
$t_{d(off)}$ t_f E_{off}	$R_{Goff} = 3\ \Omega$	$T_j = 150^\circ\text{C}$ $V_{GE} = -8\text{ V} \dots +15\text{ V}$		14	mJ	
				520	ns	
				49	ns	
				8	mJ	
$R_{th(j-c)}$	per IGBT			0,22	K/W	

Characteristics		min.	typ.	max.	Units
Inverse Diode					
$V_F = V_{EG}$	$I_{Fnom} = 200\text{ A}; V_{GE} = 0\text{ V}; T_j = 25^\circ\text{C}_{chiplev.}$		1,4	1,6	V
V_{F0}	$T_j = 25^\circ\text{C}$		0,95	1	V
r_F	$T_j = 25^\circ\text{C}$		2,3	3	$\text{m}\Omega$
I_{RRM}	$I_F = 200\text{ A}; T_j = 150^\circ\text{C}$		100		A
Q_{rr}	$di/dt = 2000\text{ A}/\mu\text{s}$		30		μC
E_{rr}	$V_{GE} = -8\text{ V}; V_{CC} = 300\text{ V}$		5,6		mJ
$R_{th(j-c)D}$	per diode			0,4	K/W
Module					
L_{CE}				30	nH
R_{CC+EE}	res., terminal-chip	$T_{case} = 25^\circ\text{C}$ $T_{case} = 125^\circ\text{C}$		0,75	$\text{m}\Omega$
				1	$\text{m}\Omega$
$R_{th(c-s)}$	per module			0,05	K/W
M_6	to heat sink M6	3		5	Nm
M_5	to terminals M5	2,5		5	Nm
w				150	g

Document ressource DR E1-2
Documentation IGBT
feuille 2/2

SKM 195GB066D



Document ressource DR E2
Documentation Driver IGBT



SKHI 21 A, SKHI 22 A / B

Absolute Maximum Ratings			
Symbol	Term	Values	Units
V _S	Supply voltage prim.	18	V
V _{iH}	Input signal volt. (High)	V _S + 0,3	V
		5 + 0,3	V
I _{outPEAK}	Output peak current	8	A
I _{outAVmax}	Output average current	40	mA
f _{max}	max. switching frequency	100	kHz
V _{CE}	Collector emitter voltage sense across the IGBT	1700	V
dv/dt	Rate of rise and fall of voltage secondary to primary side	50	kV/μs
V _{isolIO}	Isolation test voltage Standard input-output (1 min.AC) Version „H4”	2500	V _{vac}
		4000	V _{vac}
V _{isol12}	Isolation test voltage ouput 1 - output 2 (1 min.AC)	1500	V
R _{Gonmin}	Minimum rating for R _{Gon}	3	Ω
R _{Goffmin}	Minimum rating for R _{Goff}	3	Ω
Q _{out/pulse}	Max. rating for output charge per pulse	4 ¹⁾	μC
T _{op}	Operating temperature	- 40... + 85	°C
T _{stg}	Storage temperature	- 40... + 85	°C

SEMIDRIVER®
Hybrid Dual IGBT Driver
SKHI 22 A / B

- Double driver for halfbridge IGBT modules
- SKHI 22 A/B H4 is for 1700 V-IGBT
- SKHI 22 A is compatible to old SKHI 22
- SKHI 22 B has additional functionality

Hybrid Dual MOSFET Driver
SKHI 21 A

- drives MOSFETs with V_{DS(on)} < 10 V
- is compatible to old SKHI 21

Preliminary Data

Electrical Characteristics (T _a = 25 °C)		Values			Units
Symbol	Term	min.	typ.	max.	
V _S	Supply voltage primary side	14,4	15	15,6	V
I _{SO}	Supply current primary side (no load)	–	80	–	mA
	Supply current primary side (max.)	–	–	290	mA
V _i	Input signal voltage SKHIxxA on/off	–	15 / 0	–	V
	SKHI22B on/off	–	5 / 0	–	V
V _{iT+}	Input threshold voltage (High) SKHIxxA	10,9	11,7	12,5	V
	SKHI22B	3,5	3,7	3,9	V
V _{iT-}	Input threshold voltage (Low) SKHIxxA	4,7	5,5	6,5	V
	SKHI22B	1,5	1,75	2,0	V
R _{in}	Input resistance SKHIxxA	–	10	–	kΩ
	SKHI22B	–	3,3	–	kΩ
V _{G(on)}	Turn on gate voltage output	–	+15	–	V
V _{G(off)}	Turn off gate voltage output SKHI22x	–	-7	–	V
	SKHI21A	–	0	–	V
R _{GE}	Internal gate-emitter resistance	–	22	–	kΩ
f _{ASIC}	Asic system switching frequency	–	8	–	MHz
t _{d(on)IO}	Input-output turn-on propagation time	0,85	1	1,15	μs
t _{d(off)IO}	Input-output turn-off propagation time	0,85	1	1,15	μs
t _{d(err)}	Error input-output propagation time	–	0,6	–	μs
t _{pERRRESET}	Error reset time	–	9	–	μs
t _{TD}	Top-Bot Interlock Dead Time SKHI22x	3,3	–	4,3	μs
	SKHI21A	0	–	4,3	μs
V _{CEstat}	Reference voltage for V _{CE} -monitoring	–	5 ²⁾	10	V
		–	6 ³⁾	10	V
C _{ps}	Coupling capacitance primary secondary	–	12	–	pF
MTBF	Mean Time Between Failure T _a = 40° C	–	2,0	–	10 ⁶ h
m	weight	–	45	–	g

Features

- CMOS compatible inputs
- Short circuit protection by V_{CE} monitoring and switch off
- Drive interlock top/bottom
- Isolation by transformers
- Supply undervoltage protection (13 V)
- Error latch/output

Typical Applications

- Driver for IGBT and MOSFET modules in bridge circuits in choppers, inverter drives, UPS and welding inverters
- DC bus voltage up to 1000V

¹⁾ see fig. 6

²⁾ At R_{CE} = 18 kΩ, C_{CE} = 330pF

³⁾ At R_{CE} = 36 kΩ, C_{CE} = 470pF, R_{VCE} = 1kΩ

Document ressource DR F1 Composant ADG619



CMOS, $\pm 5\text{ V}/+5\text{ V}$, 4 Ω , Single SPDT Switches ADG619/ADG620

FEATURES

- 6.5 Ω (maximum) on resistance
- 0.8 Ω (maximum) on-resistance flatness
- 2.7 V to 5.5 V single supply
- $\pm 2.7\text{ V}$ to $\pm 5.5\text{ V}$ dual supply
- Rail-to-rail operation
- 8-lead SOT-23, 8-lead MSOP
- Typical power consumption ($<0.1\ \mu\text{W}$)
- TTL-/CMOS-compatible inputs

APPLICATIONS

- Automatic test equipment
- Power routing
- Communication systems
- Data acquisition systems
- Sample-and-hold systems
- Avionics
- Relay replacement
- Battery-powered systems

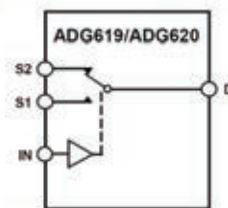
GENERAL DESCRIPTION

The ADG619/ADG620 are monolithic, CMOS single-pole double-throw (SPDT) switches. Each switch conducts equally well in both directions when the device is on.

The ADG619/ADG620 offer a low on resistance of 4 Ω , which is matched to within 0.7 Ω between channels. These switches also provide low power dissipation, yet result in high switching speeds. The ADG619 exhibits break-before-make switching action, thus preventing momentary shorting when switching channels. The ADG620 exhibits make-before-break action.

The ADG619/ADG620 are available in an 8-lead SOT-23 and an 8-lead MSOP.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



NOTES
1. SWITCHES SHOWN FOR A LOGIC 1 INPUT.

Figure 1.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. Low on resistance (R_{ON}): 4 Ω typical.
2. Dual $\pm 2.7\text{ V}$ to $\pm 5.5\text{ V}$ or single 2.7 V to 5.5 V supplies.
3. Low power dissipation.
4. Fast t_{OS}/t_{OFF} .
5. Tiny, 8-lead SOT-23 and 8-lead MSOP.

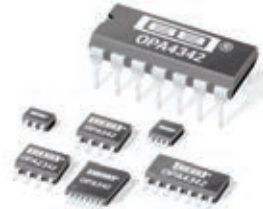
Table 1. Truth Table for the ADG619/ADG620

IN	Switch S1	Switch S2
0	On	Off
1	Off	On

Document ressource DR F2
Composant OPA342



Burr-Brown Products
from Texas Instruments



OPA342
OPA2342
OPA4342

www.ti.com

Low-Cost, Low-Power, Rail-to-Rail
OPERATIONAL AMPLIFIERS
MicroAmplifier™ Series

FEATURES

- LOW QUIESCENT CURRENT: 150µA typ
- RAIL-TO-RAIL INPUT
- RAIL-TO-RAIL OUTPUT (within 1mV)
- SINGLE SUPPLY CAPABILITY
- LOW COST
- *MicroSIZE* PACKAGE OPTIONS:
SOT23-5
MSOP-8
TSSOP-14
- BANDWIDTH: 1MHz
- SLEW RATE: 1V/µs
- THD + NOISE: 0.006%

APPLICATIONS

- COMMUNICATIONS
- PCMCIA CARDS
- DATA ACQUISITION
- PROCESS CONTROL
- AUDIO PROCESSING
- ACTIVE FILTERS
- TEST EQUIPMENT
- CONSUMER ELECTRONICS

DESCRIPTION

The OPA342 series rail-to-rail CMOS operational amplifiers are designed for low-cost, low-power, miniature applications. They are optimized to operate on a single supply as low as 2.5V with an input common-mode voltage range that extends 300mV beyond the supplies.

Rail-to-rail input/output and high-speed operation make them ideal for driving sampling Analog-to-Digital Converters (ADC). They are also well suited for general-purpose and audio applications and providing I/V conversion at the output of Digital-to-Analog Converters (DAC). Single, dual, and quad versions have identical specs for design flexibility.

The OPA342 series offers excellent dynamic response with a quiescent current of only 250µA max. Dual and quad designs feature completely independent circuitry for lowest crosstalk and freedom from interaction.

PACKAGE	SINGLE OPA342	DUAL OPA2342	QUAD OPA4342
SOT23-5	✓		
MSOP-8		✓	
SO-8	✓	✓	
TSSOP-14			✓
SO-14			✓
DIP-14			✓

SPICE MODEL available at www.burr-brown.com.