

Étude de la régulation de courant d'un moteur à courant continu

Note d'Application EK012-FR – Août 2014

Thierry LEQUEU (a)

(a) thierry.lequeu@gmail.com – Tel : +33 (0)6 89 73 80 58 – Fax : +33 (0)9 72 44 29 60
Association e-Kart – 152, rue de Grandmont – 37550 SAINT AVERTIN – FRANCE

1 Résumé

Le moteur à courant continu à aimant permanent est une solution simple et économique de motorisation d'un petit véhicule électrique comme le kart électrique. La liaison avec la source d'énergie électrique embarquée constituée de batteries en série nécessite un convertisseur d'énergie afin d'adapter la tension et le courant aux besoins du moteur. La réalisation d'un convertisseur continu-continu de type hacheur BUCK et de sa régulation en courant sont étudiés. Pour ceci, des simulations et des mesures seront utilisées pour déterminer les principaux composants du montage électronique. Les mesures du courant dans le moteur en réponse à différentes sollicitation de l'accélérateur permettent de valider l'approche théorique. La régulation de vitesse est étudiée grâce à des modélisations et des simulations.

2 Introduction

L'environnement du projet est fixé par l'application du moteur électrique à courant continu à aimant permanent utilisé comme moteur de traction pour un véhicule électrique.

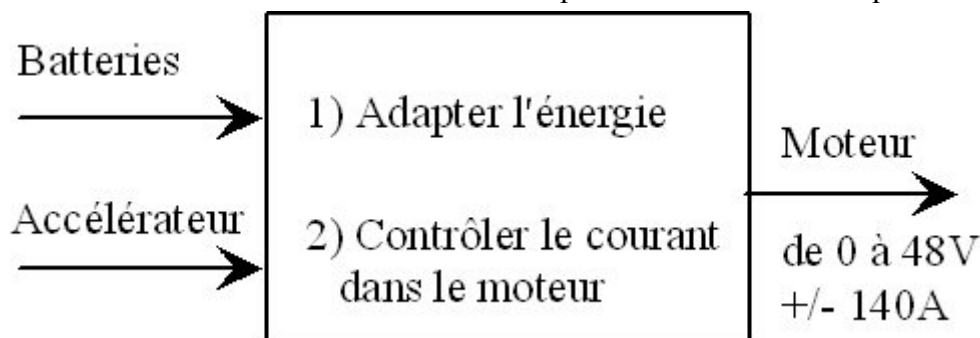


Fig. 1. Synoptique de niveau 1 du projet de régulation de courant du moteur
(dessins/kartxx.drw).

Le synoptique de la figure 1 présente les différentes contraintes du projet, à savoir :

- 1) L'alimentation électrique de fait à partir de batteries. La tension peut varier de 24V à 48V (voir 72V avec des batteries Lithium) : on reste dans le domaine de la basse tension. Les chargeurs de batteries font l'objet d'une étude différente.
- 2) L'utilisation d'un moteur électrique à courant continu à aimant permanent permet de simplifier le convertisseur de puissance, car il n'y a que le courant d'induit et la tension d'induit à contrôler. Par contre, avec des puissances de l'ordre de 5 à 10 kW, les courants seront importants, de 100 à 200A.
- 3) L'adaptation d'énergie passe par la régulation du courant dans le moteur. En effet, il faut contrôler et limiter le courant d'induit lors des phases transitoires d'accélération et de freinage. La consigne sera donc la pédale d'accélérateur, qui en fixant la valeur du

courant dans le moteur, donne une consigne d'accélération au véhicule. Si en position de repos, l'accélérateur donne une consigne de courant négative et que le variateur de puissance le permet, le moteur passe en mode générateur et freine le véhicule : l'énergie transite alors du moteur vers les batteries.

La présente étude s'appuie sur les travaux existant présents sur le site <http://www.e-kart.fr> [1] et <http://www.thierry-lequeu.fr> [2], notamment la page du projet karting électrique [DIV407] [3], mais aussi l'article sur le site de IUT EN LIGNE [4].

3 Plan de l'étude

Cette partie présente plus en détail le projet, ainsi que les outils utilisés pour mener à bien les études.

3.1 Synoptique de niveau 2

Le projet peut être divisé en trois grandes sections :

- 1) le hacheur de puissance ;
- 2) la régulation du courant dans le moteur ;
- 3) la gestion des alimentations des cartes électroniques.

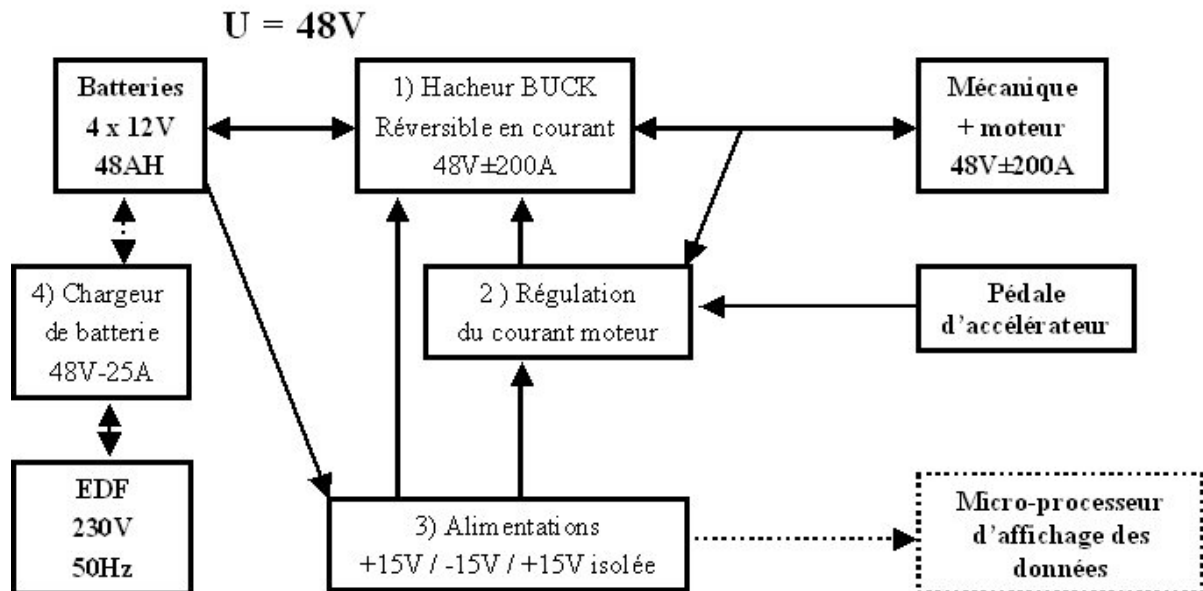


Fig. 2. Synoptique de niveau 2 du projet de régulation de courant du moteur (dessins/kartxx.drw).

Les projets connexes peuvent également être traités, comme :

- 4) les chargeurs de batteries à parti du réseau électrique 240V 50Hz ;
- 5) l'affichage des données électriques et mécaniques sur le kart ;
- 6) la transmission au sol des données (télémesures)
- 7) la communication autour du projet (sponsors, site web, démonstrations, présentations...)
- 8) ...

3.2 Les outils utilisés

3.2.1 La simulation avec SIMCAD

Les paramètres de la simulation avec SIMCAD Demo Version 5.0 [5] sont adaptés en fonction des simulations :

- Un pas de calcul de qq ns, compatible avec les fréquences de découpage de qq 10 kHz. Par exemple, pour $F = 20$ kHz, la période vaut $T = 50 \mu\text{s}$. En fixant une centaine de pas de calcul par période, on obtient un pas de calcul $\Delta T = 500$ ns.
- Une durée globale de simulation de qq ms, afin de simuler le régime transitoire.
- Un temps de démarrage de l'enregistrement non nul afin de ne conserver que quelques périodes du régime permanent.
- Un enregistrement d'un point sur 10 pour respecter la limite des 6000 points maximum autorisé dans la version de démonstration [5].

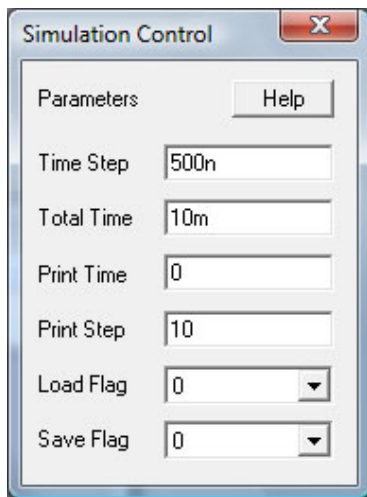


Fig. 3. Réglage des paramètres de la simulation SIMCAD Demo Version 5.0 [5].

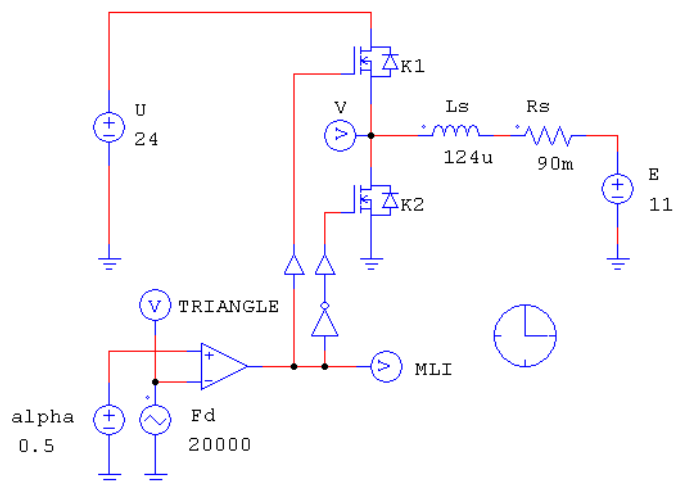


Fig. 4. Exemple de montage simulé avec SIMCAD Demo Version 5.0 [5].

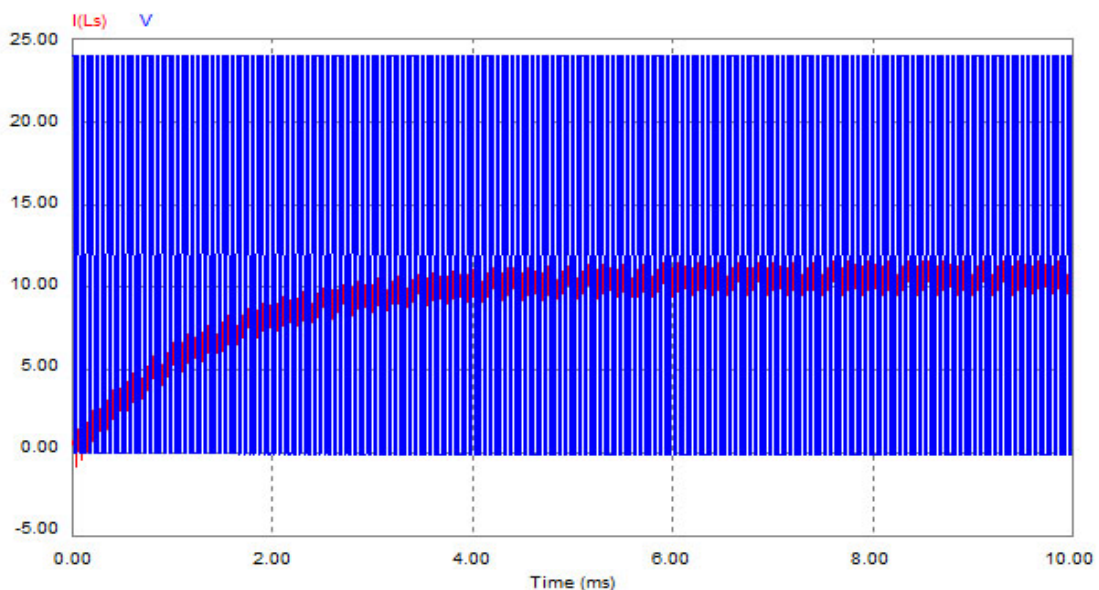


Fig. 5. Exemple de montage simulé avec SIMCAD Demo Version 5.0 [5].

3.2.2 Les feuilles de calculs Microsoft Office Excel

Le tableur de type Microsoft Office Excel permet de faire des calculs multiples et de tracer des courbes paramétrées [6].

Condensateur C'e							
alpha =	50%						
Is =	50	A					
Fd =	20 000	Hz					
U =	60	V					
dU/U en %	1%	2%	5%	10%	20%	50%	
dU en V	0,6	1,2	3,0	6,0	12,0	30,0	
Ce en uF	1042	521	208	104	52	21	

Fig. 6. Exemple de calculs multiples avec le tableur EXCEL de Microsoft [5].

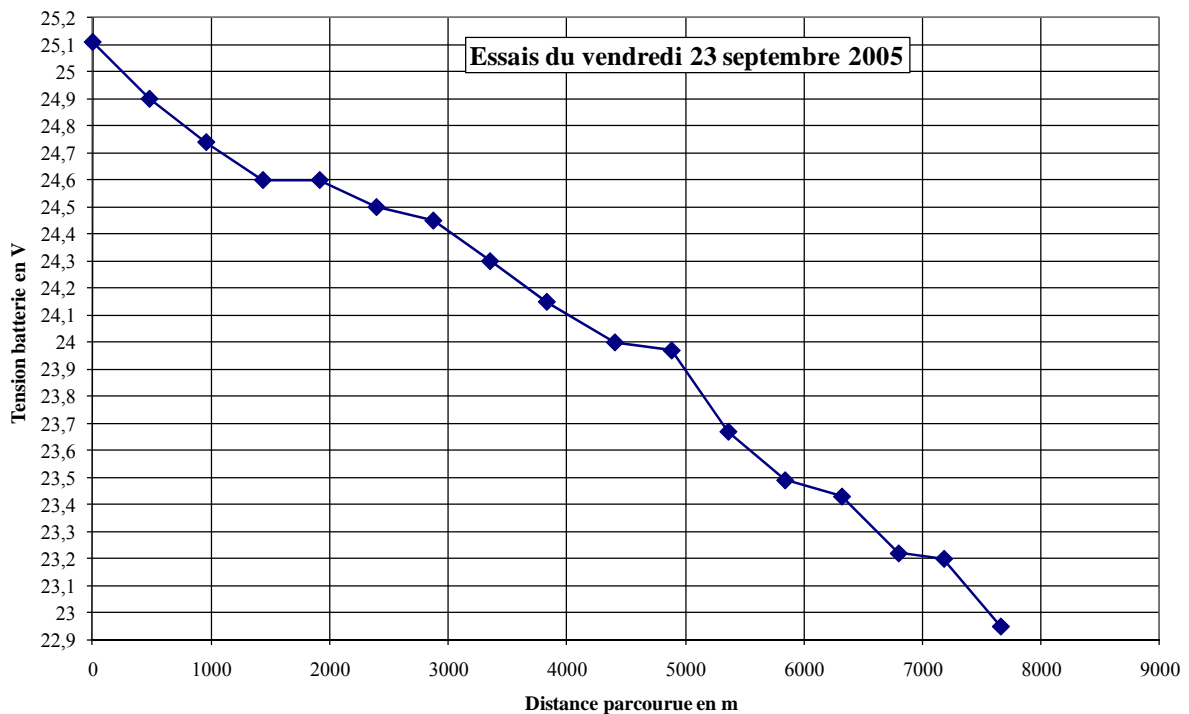


Fig. 7. Exemple d'affichage graphique d'une campagne de mesures avec le tableur EXCEL de Microsoft [5].

3.2.3 Les logiciels de calculs Matlab et le module d'automatique Simulink

Pour le traitement des problèmes de régulation et d'asservissement.

4 Le hacheur de puissance

4.1 Cahier des charges

Un premier cahier des charges est fixé comme suit :

- courant moyen dans le moteur maximal $I_s = 50 \text{ A}$;
- tension d'alimentation $U = 24 \text{ V}$;
- fréquence de découpage supérieur ou égale à 20 kHz (inaudible).

Ce cahier des charges a été proposé aux étudiants de 2^{ième} année de l'IUT GEII de Tours dans le cadre des travaux d'Etudes et Réalisation en 2002/2003 [7].

A partir de la source de tension U , un convertisseur adapte la tension au besoin du moteur : c'est le hacheur abaisseur de type BUCK, réversible en courant. (figure 8). Ce convertisseur sera utilisé pour réguler le courant dans le moteur.

Les interrupteurs $K'1$ et $K'2$ sont de type MOSFET et présentent de faibles pertes en commutation. Les diodes anti-parallèles sont des diodes SCHOTTKY (diode rapide et faible chutes de tensions).

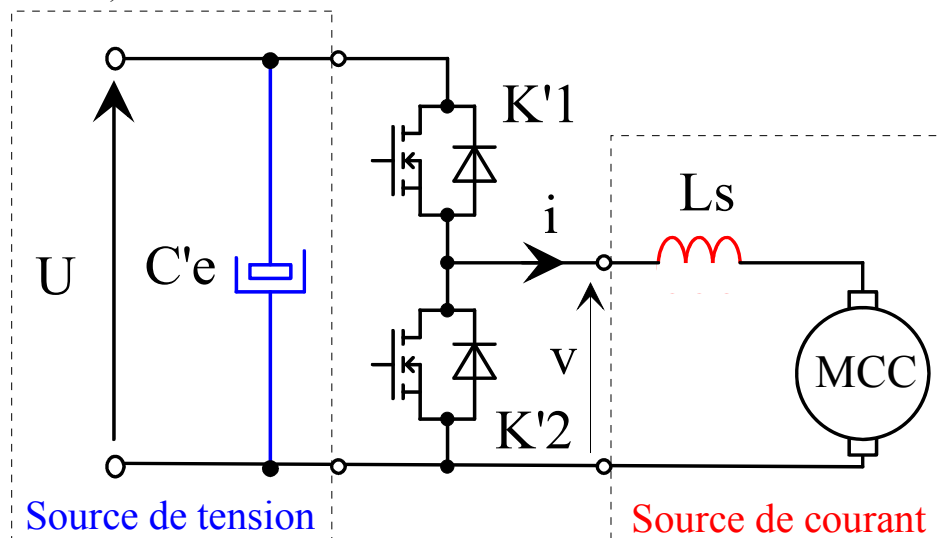


Fig. 8. Hacheur abaisseur de type BUCK réversible en courant (dessins\h2q-1.drw).

On note F la fréquence de découpage des transistors et α le rapport cyclique de la commande tel que :

$$\begin{cases} t \in [0 ; \alpha T], K'1 \text{ est fermé et } K'2 \text{ est ouvert : } v = +U \\ t \in [\alpha T ; T], K'2 \text{ est fermé et } K'1 \text{ est ouvert : } v = 0 \end{cases} \quad (1)$$

Les principales relations de ce hacheur sont :

$$\begin{cases} \langle v \rangle = \alpha U = V \\ \Delta I_{Ls} = \frac{U}{Ls \cdot F} \alpha \cdot (1 - \alpha) \leq \frac{U}{4 \cdot Ls \cdot F} \\ \Delta U = \frac{I_s}{C'e \cdot F} \alpha \cdot (1 - \alpha) \leq \frac{U}{4 \cdot C'e \cdot F} \end{cases} \quad (2)$$

4.2 Etude de l'inductance Ls

4.2.1 Choix de l'inductance Ls

Afin de pouvoir calculer le courant maximum dans les transistors, il faut dimensionner l'inductance. L'ondulation du courant de sortie est à fixer en tenant compte des paramètres suivant :

- l'ondulation du courant fixe l'ondulation du couple dans le moteur, qui est à l'origine de bruit de résonance mécanique dans la transmission, d'où un choix d'ondulation faible ;
- une faible ondulation diminue le calibre en courant des transistors $I_{Tmax} = I_s + \frac{\Delta I}{2}$;
- par contre, une faible ondulation augmente la valeur de $L_s \geq \frac{U}{4 \cdot \Delta I_{max} \cdot F}$ et donc son prix ;
- en limite de conduction discontinu, $I_{Lmin} = 0$, $I_{Lmax} = \Delta I = 2 \cdot I_s$.

La plage de choix du ΔI est comprise entre 5% et 200%. L'énergie maximale stockée dans l'inductance vaut $W_{max} = \frac{1}{2} L \cdot I_{max}^2$. Le produit de la section de fer A_e et de la surface bobinable S_B permet de choisir une géométrie de circuit magnétique. On a la relation suivante [8][9] :

$$A_e \cdot S_B \geq \frac{2 \cdot K_B \cdot W_{max}}{\delta \cdot B_{max} \cdot K_I} \quad (3)$$

avec $K_B = \frac{S_B}{S_{CU}} = \frac{S_B}{N \cdot s_{CU}}$, $S_B = W A$, $K_I = \frac{I_{max}}{I_{eff}}$ et $I_{eff} = \sqrt{I_s^2 + \frac{(\Delta I)^2}{12}}$. On prendra $B_{max} = 300mT$ pour une ferrite de type 3C90 et $\delta = 5A/mm^2$.

Tableau 1. Calcul de l'inductance en fonction de l'ondulation du courant.

U en V	24	24	24	24	24	24
F en kHz	20	20	20	20	20	20
Is	50	50	50	50	50	50
ΔI en %	5%	10%	20%	50%	100%	200%
ΔI en A	2,5	5	10	25	50	100
Imax en A	51,25	52,5	55	62,5	75	100
Lmin en μH	120	60	30	12	6	3
Wmax en J	0,158	0,083	0,045	0,023	0,017	0,015
KB	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5
δ en A/mm ²	5	5	5	5	5	5
KI	1,025	1,050	1,098	1,237	1,441	1,732
$A_e \times S_B$ mm ⁴	307 532	157 566	82 637	37 889	23 419	17 321

Tableau 2. Produit $A_e \cdot S_B$ des différents circuits magnétiques ETD.

Type	ETD29	ETD34	ETD39	ETD44	ETD49	ETD54	ETD59
Ae en mm ²	76	97,1	125	173	211	280	368
WA en mm ²	90	123	177	214	273	316	366
Ae x SB en mm ⁴	6 840	11 943	22 125	37 022	57 603	88 480	134 688

Le couple retenu est le circuit magnétique ETD59 (en stock) et une valeur d'ondulation de 20%. Ce circuit magnétique est le plus « gros » de la série ETD et permet de faire la plus grande valeur d'inductance possible.

4.2.2 Dimensionnement de l'inductance Ls – Calcul du nombre de spires N

Tableau 3. Caractéristiques du circuit magnétique ETD59-3C90.

$A_e = 368 \text{ mm}^2$	$L_e = 139 \text{ mm}$
$WA = 366 \text{ mm}^2$	$\mu_e = 1950$
$B_c = 330 \text{ mT}$	$AL = 6000 \text{ nH}$

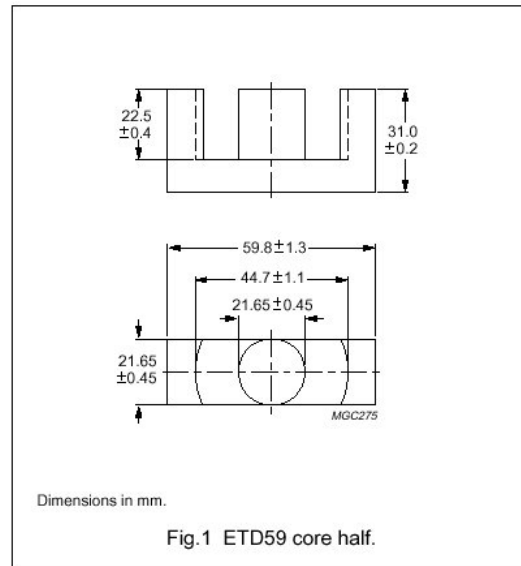
ETD cores and accessories

ETD59

CORE SETS

Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.378	mm ⁻¹
V_e	effective volume	51500	mm ³
l_e	effective length	139	mm
A_e	effective area	368	mm ²
A_{\min}	minimum area	360	mm ²
m	mass of core half	≈130	g



Core halves

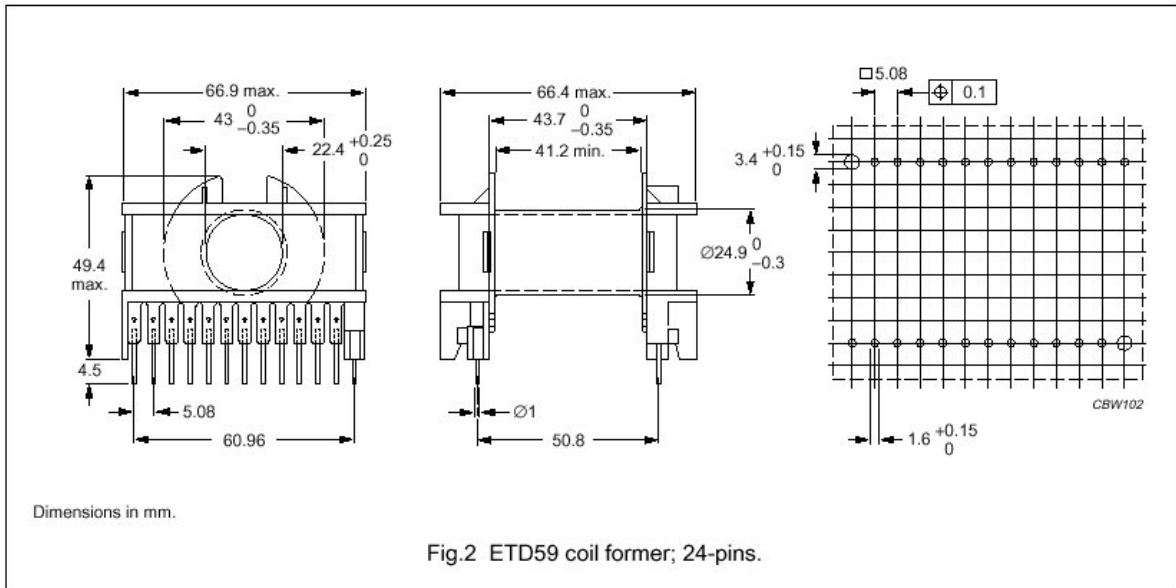
Clamping force for A_L measurements, $70 \pm 20 \text{ N}$. Gapped cores are available on request.

GRADE	A_L (nH)	μ_e	AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3C90	$6000 \pm 25\%$	≈1950	≈0	ETD59-3C90
3F3	$5600 \pm 25\%$	≈1800	≈0	ETD59-3F3

Properties of core sets under power conditions

GRADE	B (mT) at	CORE LOSS (W) at		
	H = 250 A/m; f = 25 kHz; T = 100 °C	f = 25 kHz; $\dot{B} = 200 \text{ mT};$ T = 100 °C	f = 100 kHz; $\dot{B} = 100 \text{ mT};$ T = 100 °C	f = 400 kHz; $\dot{B} = 50 \text{ mT};$ T = 100 °C
3C90	≥330	≤6.2	≤7.3	–
3F3	≥320	–	≤6.7	≤12.8

Fig. 9. Circuit magnétique ETD59 (images-composants\etd59a & b.jpg).



Winding data for 24-pins ETD59 coil former

NUMBER OF SECTIONS	WINDING AREA (mm ²)	MINIMUM WINDING WIDTH (mm)	AVERAGE LENGTH OF TURN (mm)	TYPE NUMBER
1	366	41.2	106	CPH-ETD59-1S-24P

Fig. 10. Bobine pour circuit magnétique ETD59 (images-composants\etd59c.jpg).

Pour une fréquence de découpage $F_d = 20$ kHz, l'épaisseur de peau vaut $e_p = 533 \mu\text{m}$ à 100°C . Le diamètre maximale utilisable vaut alors $D_{\text{max}} = 1,66 \text{ mm} \leq 2 \cdot e_p$.

Le fils retenu est de type AWG 16, de diamètre $D_{\text{cu}} = 1,29 \text{ mm}$ et de section de cuivre $s_{\text{cu}} = 1,307 \text{ mm}^2$. Avec une densité de courant $\delta = 5 \text{ A/mm}^2$, la section de cuivre est de $10,02 \text{ mm}^2$: il faudra alors $N_p = \frac{10,02}{1,307} = 7,66$ fils en parallèle. Par soucis de sécurité, on

prend $N_p = 10$ fils en parallèle, soit une section de cuivre $S_{\text{CU}} = N_p \cdot s_{\text{cu}} = 10 \cdot 1,307 = 13,07 \text{ mm}^2$. La densité de courant vaut alors $\delta = 3,83 \text{ A/mm}^2$,

On remplit complètement la bobine avec un coefficient de bobinage $K_B = 1,5$, soit une surface utile $S = \frac{WA}{K_B} = 244 \text{ mm}^2$. Le nombre de spire vaut alors $N = \frac{S}{S_{\text{CU}}} \approx 19$ spires.

Avec une longueur moyenne de spire de 106 mm, il faut préparer 10 fils d'une longueur $L_{\text{CU}} = 2,014 \text{ m}$.

La résistance équivalente vaut $R_{\text{CU}} = \rho(100^\circ\text{C}) \frac{L_{\text{CU}}}{S_{\text{CU}}} = 3,467 \text{ m}\Omega$ et les pertes joules dans le cuivre $P_{\text{CU}} = R_{\text{CU}} \cdot I_{\text{eff}}^2 = 8,7 \text{ W}$.

Les pertes fer sont du même ordre de grandeur $P_{\text{fer}} = 6,2 \text{ W}$, à 25 kHz, 100°C et 200 mT.

4.2.3 Dimensionnement et calculs de l'inductance L_s

4.2.3.1 Calcul de l'entrefer e

L'entrefer est réglé pour éviter la saturation du circuit magnétique. La condition s'écrit :

$$\Phi_{\max} = n \times \Phi_{\text{spire max}} = L \cdot I_{\max} = N \cdot B_{\max} \cdot Ae \quad (4)$$

avec $L = N^2 A_L \frac{1}{\left(1 + \frac{2 \cdot e \cdot \mu_e}{Le}\right)}$ et $B_{\max} \leq B_c = 330 \text{ mT}$.

Après simplification, on trouve : $e \geq \frac{Le}{2 \cdot \mu_e} \left(\frac{N \cdot A_L \cdot I_{\max}}{Ae \cdot Bc} - 1 \right) = 1,8045 \text{ mm}$. On choisit $e = 2 \text{ mm}$, correspondant à une double épaisseur d'époxy FR4 sans cuivre (entrefer amagnétique haute température).

4.2.3.2 Cas N°1 – $e = 2 \text{ mm}$ – $N = 19$ spires

La valeur de l'inductance est $L = N^2 A_L \frac{1}{\left(1 + \frac{2 \cdot e \cdot \mu_e}{Le}\right)} \approx 38 \text{ } \mu\text{H}$, avec $e = 2 \text{ mm}$ et $N = 19$ spires.

L'ondulation maximale du courant vaut alors $\Delta I = 7,9 \text{ A}$, soit $\frac{\Delta I}{I_s} = 15,8\%$.

Le courant maximum dans l'inductance vaut $I_{L\max} = 54 \text{ A}$ et $B_{\max} = 292 \text{ mT}$.

4.2.3.3 Cas N° 2 – $e = 1 \text{ mm}$ – $N = 19$ spires

L'inductance vaut $L = N^2 A_L \frac{1}{\left(1 + \frac{2 \cdot e \cdot \mu_e}{Le}\right)} \approx 74,5 \text{ } \mu\text{H}$, avec $e = 1 \text{ mm}$ et $N = 19$ spires.

L'ondulation maximale du courant vaut alors $\Delta I = 4 \text{ A}$, soit $\frac{\Delta I}{I_s} = 8\%$.

Le courant maximum dans l'inductance vaut $I_{L\max} = 52 \text{ A}$ et $B_{\max} = 554 \text{ mT}$.

4.2.3.4 Calculs de l'inductance L_s – $e = 1 \text{ mm}$ – $N = 25$ spires

L'inductance vaut $L = N^2 A_L \frac{1}{\left(1 + \frac{2 \cdot e \cdot \mu_e}{Le}\right)} \approx 74,5 \text{ } \mu\text{H}$, avec $e = 1 \text{ mm}$ et $N = 25$ spires.

L'ondulation maximale du courant vaut alors $\Delta I = 2,3 \text{ A}$, soit $\frac{\Delta I}{I_s} = 4,6\%$.

Le courant maximum dans l'inductance vaut $I_{L\max} = 51 \text{ A}$ et $B_{\max} = 718 \text{ mT}$.

4.3 Mesure de l'inductance

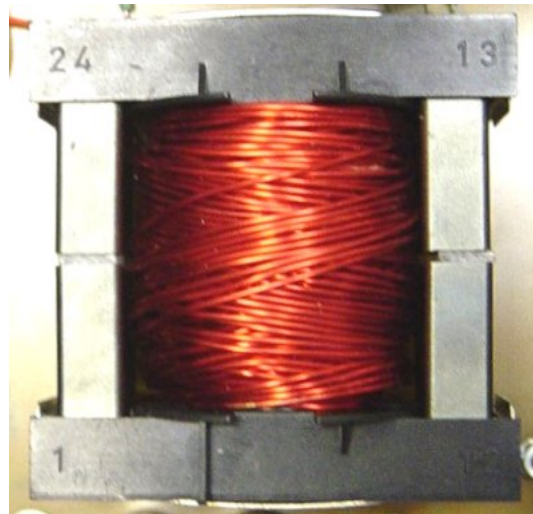
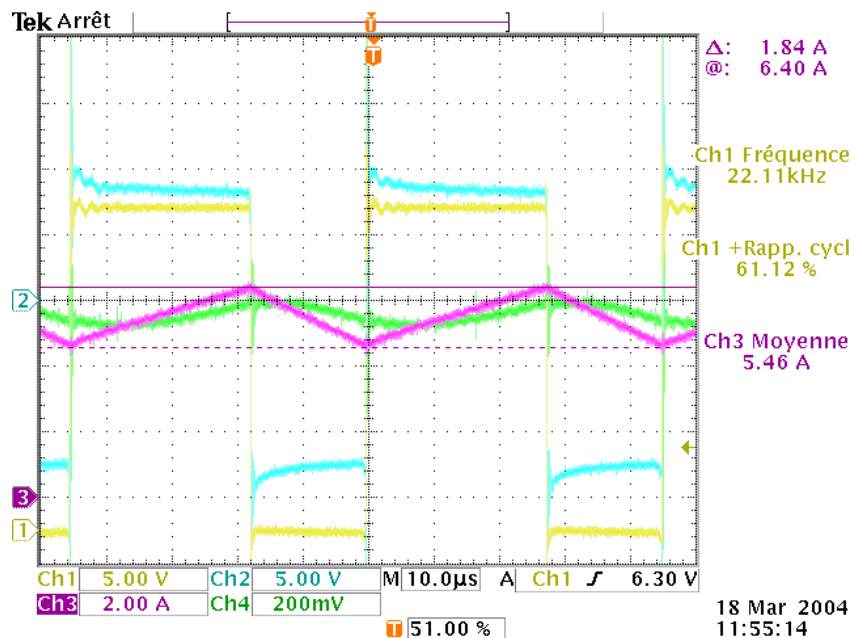


Fig. 11. L'inductance N°2, ETD 59, $e = 1\text{mm}$, $N = 25$ spires.
(karting\2004-03-10\dsc00069b.jpg)



Tension d'entrée :	$E = 24\text{ V}$	Tension inductance	$V_{L\text{max}} = +8,5\text{ V}$
Rapport cyclique	$\alpha = 61\%$	pendant ΔT	$\Delta T = 27,6\ \mu\text{s}$
Courant d'entrée	$I_e = ???\text{ A}$	Variation du courant	$\Delta I_L = 1,84\text{ A}$
Courant de sortie	$I_s = 5,46\text{ A}$	Inductance	$L = \frac{V_L \times \Delta T}{\Delta I_L} \approx 130\ \mu\text{H}$

Fig. 12. Courant et tension de l'inductance (karting\2004-03-18\tek00005.pcx).

Circuit ETD59 – Matériaux 3C90 – Entrefer $e = 1\text{ mm}$ (FR4) – $N = 25$ spires – $10 \times \text{AWG19}$ ($\phi 1\text{ mm}$)

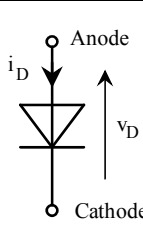
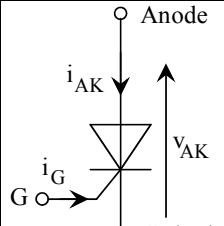
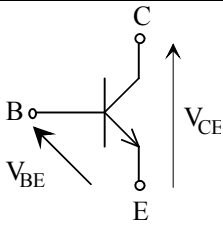
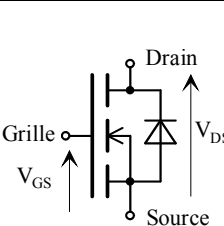
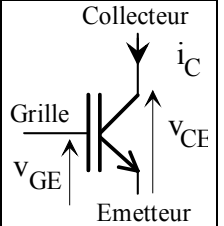
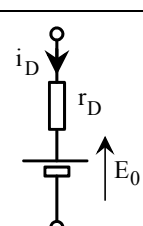
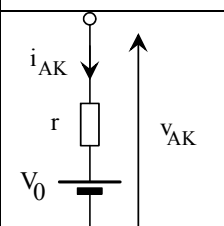
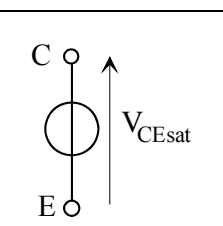
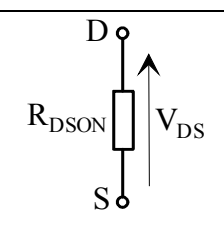
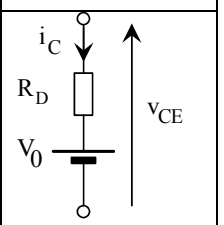
$$\mu_e = 1950 - A_e = 368\text{mm}^2 - L_e = 139\text{mm} - \mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} - L = N^2 \cdot A_L \cdot \frac{1}{1 + \frac{2 \cdot e \cdot \mu_e}{L_e}} \approx 129\ \mu\text{H}$$

4.4 Etude des transistors

4.4.1 Choix des transistors

L'application est du type « basse tension » et « fort courant », donc les transistors MOSFET s'imposent grâce à leurs faibles chutes de tension à l'état passant ($R_{\text{DSON}} \approx \text{qq m}\Omega$). Leurs performances en commutations les rendent compatible avec une fréquence de découpage $F_d = 20 \text{ kHz}$. Les pertes statiques valent : $P_0 = R \cdot I_{\text{EFF}}^2 + E \cdot I_{\text{MOY}}$

Tableau 4. Composants semi-conducteurs de puissance – Schéma équivalent statique.

Composant	Diode	Thyristor	Bipolaire	MOSFET	IGBT
Symbole					
Schéma équivalent					
E =	0,2 à 0,8 V	0,8 à 3 V	0,4 à 2 V	= 0	1 V à 5 V
R =	1 mΩ à 1 Ω	50 mΩ à 2 Ω	≈ 0	1 mΩ à 10 Ω	50 mΩ à 2 Ω

La tension maximale aux bornes des transistors vaut $V_{\text{Tmax}} = +U = 24\text{V}$. Avec un coefficient de sécurité en tension de 2, le calibre en tension vaut alors 48V.

Pour l'application finale $V_{\text{Tmax}} = +U = 50\text{V}$ et un calibre en tension de 100V. Ce calibre correspond à un calibre « normalisé » des transistors MOSFET: il sera donc adopté.

Le courant maximal dans les interrupteurs vaut $I_{\text{Kmax}} = I_{\text{Lmax}} = 54 \text{ A}$.

Le plus « gros » calibre en courant des transistors MOSFET disponible chez Radiospares et le moins chers est le MOSFET HUF75639P3, TO220, 56A, 100V, 0.025 Ω [10][11].

ATTENTION : pour une température de jonction de 120°, la résistance R_{DSON} est multipliée par 2.

Un coefficient de sécurité en courant de 2 se traduit alors par une simple mise en parallèle de 2 transistors pour K'1 et 2 transistors pour K'2.

Le courant maximal dans les transistors vaut alors $I_{\text{Tmax}} = \frac{I_{\text{Lmax}}}{2} = 27 \text{ A}$.

4.4.2 Critère dynamique

Les temps de commutation doivent être très inférieur à la période de découpage. Pendant les commutations à la fermeture et à l'ouverture, la présence de la tension aux bornes du composant et du courant le traversant engendre des pertes en commutations.

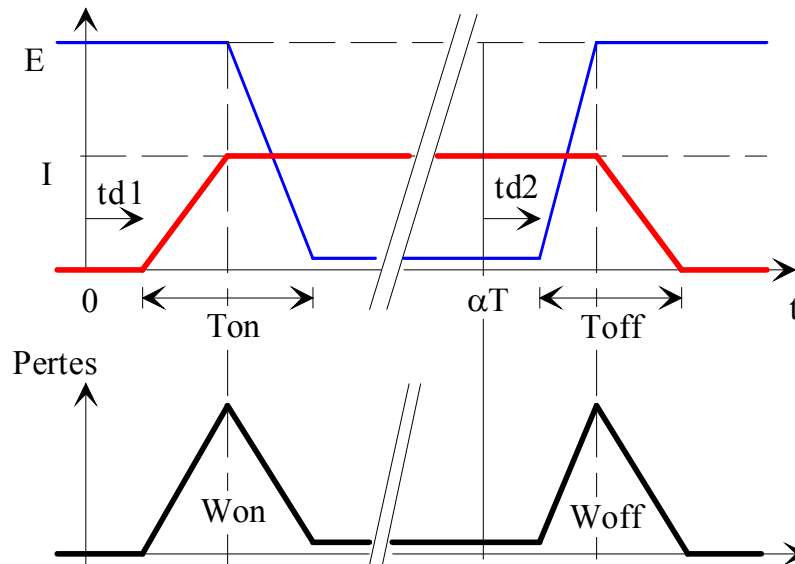


Fig. 13. Pertes dynamiques simplifiées dans les composants (dessins\pertes0.drw).

Les énergies dissipées pendant les commutations valent $W_{on} = \frac{1}{2} \cdot E \cdot I \cdot T_{on}$ et

$W_{off} = \frac{1}{2} \cdot E \cdot I \cdot T_{off}$. Les pertes dynamiques valent : $P_D = (W_{on} + W_{off}) \times F_{découpage}$.

Les pertes statiques et dynamiques créent un échauffement des transistors : un dissipateur adéquat devra être dimensionné en tenant compte de la température ambiante.

4.4.3 Commutation à la fermeture du transistor MOSFET

On étudie la commutation du MOSFET placé dans une cellule de commutation (Fig. 14), associé à une diode qu'on supposera idéale [17]. Il est nécessaire de tenir compte des capacités entre grille et drain et également entre drain et source. En pratique, les constructeurs donnent les valeurs de :

- 1) la capacité d'entrée C_{ISS} ;
- 2) la capacité de sortie C_{OSS} ;
- 3) la capacité de transfert inverse C_{RSS} .

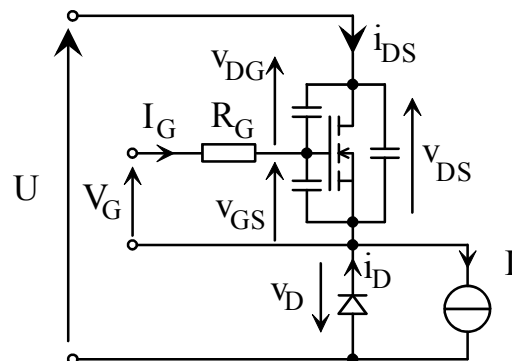


Fig. 14. La cellule de commutation du transistor MOSFET (dessins\mosfet3.drw).

Les valeurs de ces capacités diminuent quand la tension v_{DS} augmente. Elles ne dépendent pas de la température, ni de la fréquence.

4.4.3.1 Phase 1 : $0 < t < t_1$

A $t = 0$ la commande applique V_G sur la commande de grille : la capacité de grille se charge au travers de la résistance R_G et la capacité C_{GD} se décharge (Fig. 15). Tant que la tension $v_G(t)$ reste inférieure à la tension de seuil V_T , le transistor reste bloqué. Le courant $i_G(t)$ fourni à la grille est donné par :

$$i_G(t) = C_{GS} \cdot \frac{dv_{GS}(t)}{dt} - C_{GD} \cdot \frac{dv_{DG}(t)}{dt} \quad (5)$$

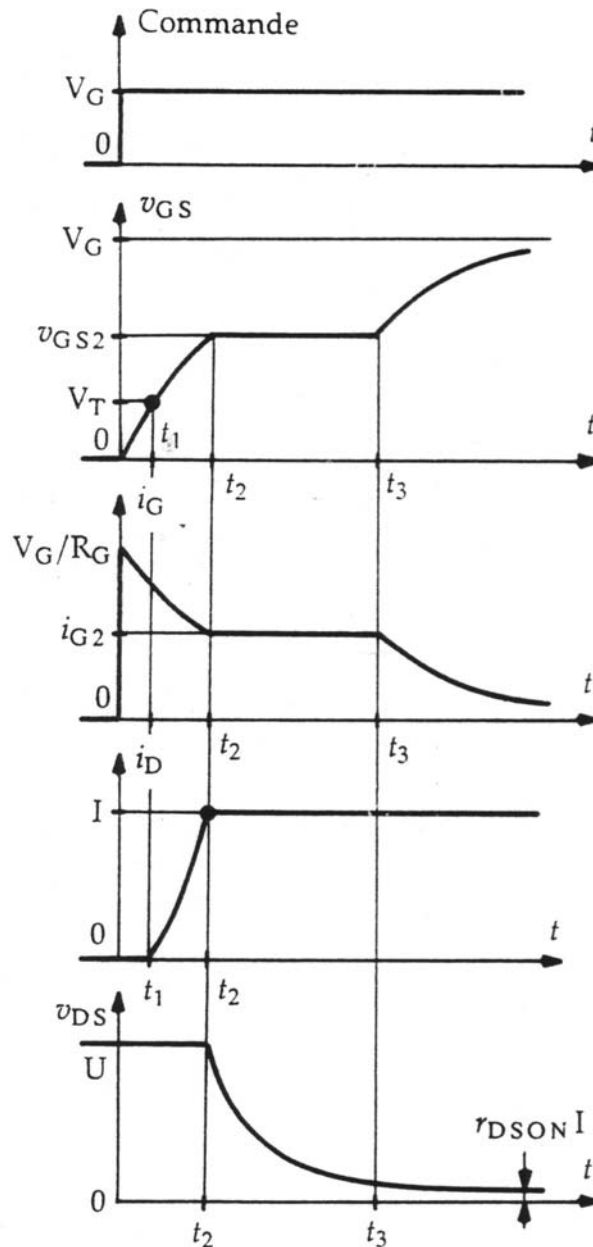


Fig. 15. Commutation à la fermeture du transistor MOSFET (images\mosfet5.jpg) [17].

Puisque $v_{GS} + v_{GD} = U = \text{constante}$, $\frac{dv_{GS}(t)}{dt} = -\frac{dv_{DG}(t)}{dt}$. Le courant de grille vaut alors $i_G(t) = (C_{GS} + C_{GD}) \cdot \frac{dv_{GS}(t)}{dt} = C_{\text{issOFF}} \cdot \frac{dv_{GS}(t)}{dt}$ avec C_{issOFF} la valeur de C_{iss} pour $v_{DS} = U$.

La tension de grille vérifie l'équation suivante : $V_G = R_G \cdot i_G + v_{GS} = R_G C_{\text{issOFF}} \cdot \frac{dv_{GS}}{dt} + v_{GS}$. La

tension v_{GS} a pour expression $v_{GS}(t) = V_G \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{\text{OFF}}}} \right)$ avec $\tau_{\text{OFF}} = R_G \cdot C_{\text{issOFF}}$ et atteint V_T

pour $t_1 = R_G \cdot C_{\text{issOFF}} \cdot \ln \left(\frac{V_G}{V_G - V_T} \right)$.

Le courant i_G a pour expression $i_G(t) = \frac{V_G}{R_G} e^{-\frac{t}{\tau_{OFF}}}$ et vaut $i_G(t=0) = +I_{Gmax} = \frac{V_G}{R_G}$.

4.4.3.2 Phase 2 : $t_1 < t < t_2$

Cette phase correspond à la croissance de i_{DS} depuis zéro jusqu'à I . Tant que i_{DS} reste inférieur à I , la diode conduit ($i_D = I - i_{DS}$) et la tension v_{DS} reste égale à U . Le courant que i_{DS} atteint I

pour $t_2 = R_G \cdot C_{issOFF} \cdot \ln\left(\frac{V_G}{V_G - V_{GS2}}\right)$

4.4.3.3 Phase 3 : $t_2 < t < t_3$

Le courant étant constant dans la charge, le courant i_{DS} est également constant. Le MOSFET travail en linéaire : la tension de grille est proportionnel au courant drain source ($V_{GS2} - V_T$) · $g = I_{DS}$, et donc v_{GS2} est constante ! Ceci entraîne que

$$i_G(t) = I_{G2} = \frac{V_G - V_{GS2}}{R_G} \approx C^{ste}.$$

Il est possible alors de remonter à l'expression de $v_{DS}(t)$ pendant cette phase de fonctionnement. Avec $v_{GD} = v_{DS} - v_{GS}$,

$$i_G = C_{GS} \cdot \frac{dv_{GS}}{dt} - C_{GD} \cdot \frac{d(v_{DS} - v_{GS})}{dt} = (C_{GS} + C_{DG}) \cdot \frac{dv_{GS}}{dt} - C_{GD} \cdot \frac{dv_{DS}}{dt} \quad (6)$$

v_{GS} étant constant, on établit ainsi que $i_G = C_{iss} \cdot \frac{dv_{GS}}{dt} - C_{rss} \cdot \frac{dv_{DS}}{dt} \approx -C_{rss} \cdot \frac{dv_{DS}}{dt}$, soit :

$$\frac{dv_{DS}}{dt} \approx -\frac{V_G - V_{GS2}}{R_G \cdot C_{rss}(v_{DS})} \quad (7)$$

La tension v_{DS} diminue d'abord très vite car alors C_{rss} est très faible. Mais au fur et à mesure que v_{DS} diminue, C_{rss} augmente et la décroissance de v_{DS} est moins rapide.

4.4.3.4 Phase 4 : $t > t_3$

Quand la tension v_{DS} devient inférieure à la tension de pincement, le transistor cesse d'avoir un comportement linéaire. Le transistor entre dans la phase de saturation. La tension de grille termine sa croissance vers V_G . Avec $i_G(t) \cong C_{issON} \cdot \frac{dv_{GS}(t)}{dt}$ car $\frac{dv_{DS}(t)}{dt}$ est négligeable, la tension de la grille vaut :

$$v_{GS}(t) = V_G + (V_{GS2} - V_G) \cdot e^{-\frac{t-t_3}{\tau_{ON}}} \quad (8)$$

avec $\tau_{ON} = R_G \cdot C_{issON}$. La durée de cette phase de saturation complète vaut environ $3 \cdot \tau_{ON}$.

Le courant de grille a pour expression : $i_G(t) = \frac{(V_{GS2} - V_G)}{R_G} \cdot e^{-\frac{t-t_3}{\tau_{ON}}} = I_{G2} \cdot e^{-\frac{t-t_3}{\tau_{ON}}}$.

4.4.4 Commutation à l'ouverture du transistor MOSFET

Le mécanisme de commutation à l'ouverture est identique à celui de la fermeture, mais dans l'ordre inverse.

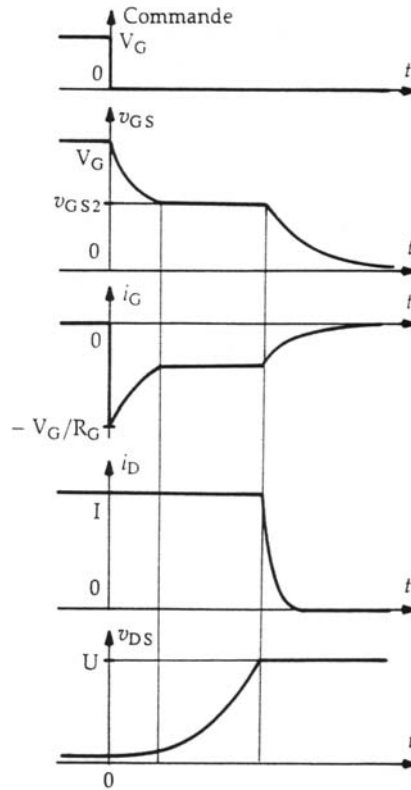


Fig. 16. Commutation à l'ouverture du transistor MOSFET (images\mosfet6.jpg) [17].

4.4.4.1 Phase 1 : $0 < t < t_1$

A $t=0$ la commande supprime V_G sur la commande de grille : la capacité de grille se décharge au travers de la résistance R_G et la capacité C_{GD} se décharge. Tant que la tension $v_G(t)$ reste supérieure à la tension de seuil V_T , le transistor reste bloqué. Le courant $i_G(t)$ fourni à la grille est donné par :

$$i_G(t) = C_{GS} \cdot \frac{dv_{GS}(t)}{dt} - C_{GD} \cdot \frac{dv_{DG}(t)}{dt} \quad (9)$$

Puisque $v_{GS} + v_{GD} \approx 0$, $\frac{dv_{GS}(t)}{dt} = -\frac{dv_{DG}(t)}{dt}$. Le courant de grille vaut alors

$i_G(t) = (C_{GS} + C_{GD}) \cdot \frac{dv_{GS}(t)}{dt} = C_{issON} \cdot \frac{dv_{GS}(t)}{dt}$ avec C_{issON} la valeur de C_{iss} pour v_{DS} faible. La

tension de grille vérifie l'équation suivante : $V_G = 0 = R_G \cdot i_G + v_{GS} = R_G C_{issON} \cdot \frac{dv_{GS}}{dt} + v_{GS}$. La

tension v_{GS} a pour expression $v_{GS}(t) = V_G \cdot e^{-\frac{t}{\tau_1}}$ avec $\tau_1 = R_G \cdot C_{issON}$ et atteint V_{GS2} pour :

$$t_1 = R_G \cdot C_{issON} \cdot \ln\left(\frac{V_G}{V_G - V_{GS2}}\right).$$

Le courant i_G a pour expression $i_G(t) = -\frac{V_G}{R_G} e^{-\frac{t}{\tau_1}}$ et vaut $i_G(t=0) = -I_{Gmax} = -\frac{V_G}{R_G}$

4.4.4.2 Phase 2 : $t_1 < t < t_2$

Le courant étant constant dans la charge, le courant i_{DS} est également constant. Le MOSFET travaille en linéaire : la tension de grille est proportionnelle au courant drain source $(V_{GS2} - V_T) \cdot g = I_{DS}$, et donc v_{GS2} est constante ! Ceci entraîne que $i_G(t) = -\frac{V_{GS2}}{R_G} \approx C^{ste}$.

Il est possible alors de remonter à l'expression de $v_{DS}(t)$ pendant cette phase de fonctionnement. Avec $v_{GD} = v_{DS} - v_{GS}$,

$$i_G = C_{GS} \cdot \frac{dv_{GS}}{dt} - C_{GD} \cdot \frac{d(v_{DS} - v_{GS})}{dt} = (C_{GS} + C_{DG}) \cdot \frac{dv_{GS}}{dt} - C_{GD} \cdot \frac{dv_{DS}}{dt} \quad (10)$$

v_{GS} étant constant, on établit ainsi que $i_G = C_{iss} \cdot \frac{dv_{GS}}{dt} - C_{rss} \cdot \frac{dv_{DS}}{dt} \approx -C_{rss} \cdot \frac{dv_{DS}}{dt}$, soit :

$$\frac{dv_{DS}}{dt} \approx + \frac{V_{GS2}}{R_G \cdot C_{rss}(v_{DS})} \quad (11)$$

La tension v_{DS} augmente d'abord très lentement car C_{rss} est très grande. Mais au fur et à mesure que v_{DS} augmente, C_{rss} diminue et la décroissance de v_{DS} est plus rapide.

4.4.4.3 Phase 3 : $t_2 < t < t_3$

Cette phase correspond à la décroissance de i_{DS} depuis I jusqu'à zéro. Tant que i_{DS} reste inférieur à I , la diode conduit ($i_D = I - i_{DS}$) et la tension v_{DS} reste égale à U .

Le courant i_{DS} atteint zéro pour $t_2 = R_G \cdot C_{issOFF} \cdot \ln\left(\frac{V_G}{V_G - V_{GS2}}\right)$

4.4.4.4 Phase 4 : $t > t_3$

La tension de grille termine sa décroissance vers 0. Avec $i_G(t) \cong C_{issON} \cdot \frac{dv_{GS}(t)}{dt}$ car $\frac{dv_{DS}(t)}{dt}$ est négligeable, la tension de la grille vaut :

$$v_{GS}(t) = V_{GS2} \cdot e^{-\frac{t-t_3}{\tau_4}} \quad (12)$$

avec $\tau_4 = R_G C_{issOFF}$. La durée de cette phase de saturation complète vaut environ $3 \tau_4$.

Le courant de grille a pour expression : $i_G(t) = -\frac{V_{GS2}}{R_G} \cdot e^{-\frac{t-t_3}{\tau_4}} = I_{G2} \cdot e^{-\frac{t-t_3}{\tau_4}}$.

4.5 Driver pour MOSFET et IGBT

4.5.1 Position du problème

Deux cas typique d'application des convertisseurs de puissance font que la commande des transistors MOSFET ou IGBT est connectée à un potentiel variable, à savoir :

1. le cas du hacheur abaisseur de type BUCK ou du hacheur inverseur de type BUCK-BOOST (Fig. 17) ;
2. le cas d'un bras de pont – hacheur 2 quadrants, onduleur mono ou triphasé (Fig 18).

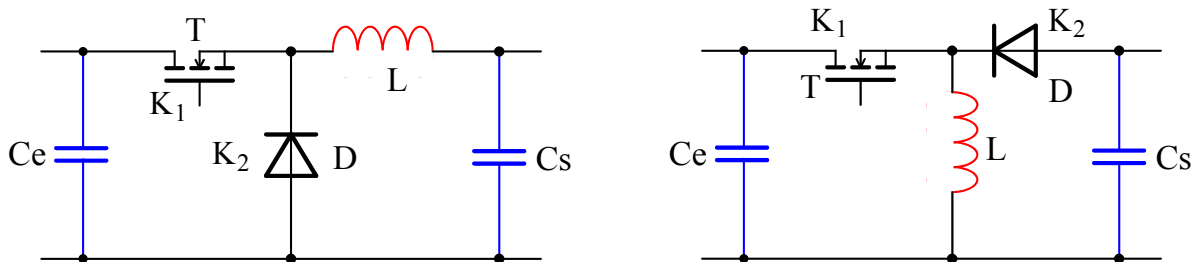


Fig. 17. Hacheur de type BUCK et BUCK-BOOST (dessins\h_serie.drw).

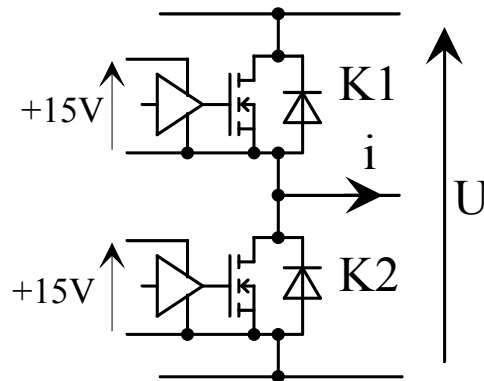


Fig. 18. Bras de pont (dessins\h_serie.drw).

Il faut alors résoudre plusieurs problèmes :

- l'alimentation de ou des grille(s) ;
- la commande ouvert/fermé (ON/OFF) avec un courant de grille $I_{G\max} = \pm \frac{V_G}{R_G}$;
- le temps mort pour ne pas fermer les deux transistors en même temps ;
- les différentes sécurités (manque de tension, sur-intensité, échauffement excessif) ;
- l'isolation par rapport au potentiel de sortie ;
- la bonne tenue au dV/dt lors de la commutation.

4.5.2 Des solutions

Des articles très complet présentent différentes solution de circuits de commande pour transistors MOSFET et IGBT dans les Techniques de l'Ingénieur, notamment les articles [D3121] et [D3233] [13][14]. 2 solutions « simple » sont présentées ici à titre d'exemple.

4.5.2.1 Un driver rapide non isolé

Le circuit intégré TC4421 est un driver de grille de transistor MOSFET. Il est très rapide (temps de commutation inférieur à 75 ns) et supporte jusqu'à 9A en pointe et 2A en continu. Il dispose d'une entrée de commande compatible TTL 5V (Fig. 19) [15].

Il faudra veillez malgré tout à faire un découplage « sérieux » des alimentations, avec des condensateurs à faible Resistance Equivalente Série et des condensateurs plastiques hautes fréquences.

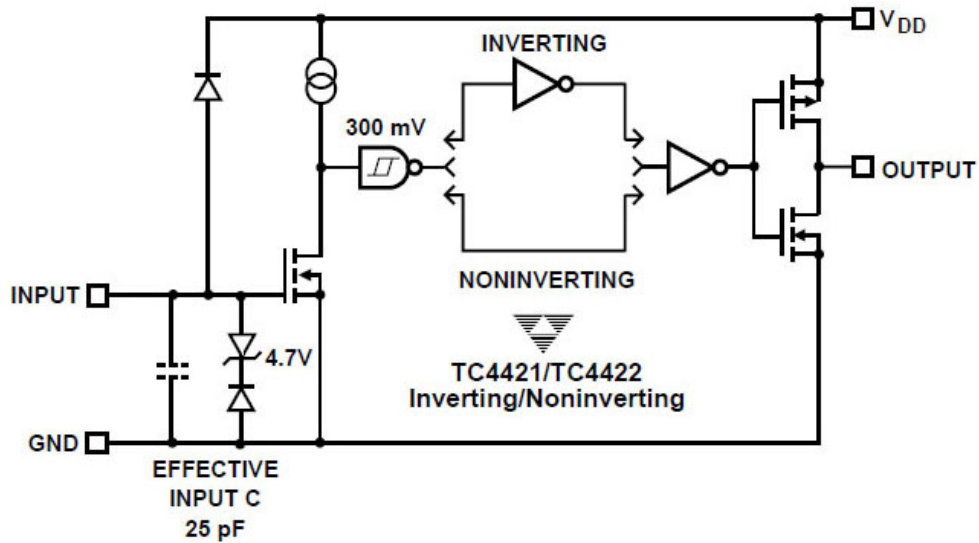


Fig. 19. Synoptique du driver de MOSFET TC 4421 [15].

4.5.2.2 Un driver pour bras de pont

Le circuit IR2183 est un driver pour bras de pont MOSFET ou IGBT (Fig. 20)[16]. Il intègre un étage d'isolation pour la commande du transistor « en potentiel flottant ». L'alimentation du driver « flottant » se fait par un condensateur de « Boot Strap », qui se charge via une diode rapide sur l'alimentation +15V principale, lorsque le transistor relié à la masse est fermé : ce principe interdit le fonctionnement avec un rapport cyclique = 1, le transistor « flottant » ne pouvant être commandé.

Le temps mort entre la commande des 2 transistors est fixé à 500ns pour la version IR2183. Il est réglable pour la version IR21834.

Le courant maximum de sortie des étages drivers de grille est de 1,4A.

Les entrées de commande sont compatibles 3,3V et 5V.

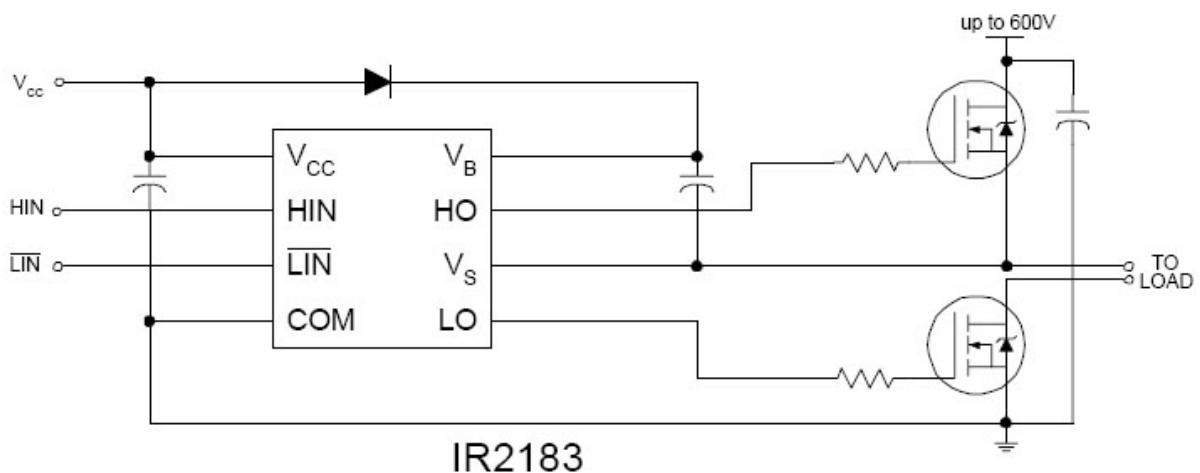


Fig. 20. Synoptique du driver de bras de pont IR2183 [16].

4.6 Choix des diodes

L'application est du type « basse tension » et « fort courant », donc les diodes SCHOTTKY s'imposent grâce à leurs faibles chutes de tension à l'état passant ($V_F \approx 400 \text{ mV}$). Leurs performances en commutations les rendent compatible avec une fréquence de découpage $F_d = 20 \text{ kHz}$.

Tout comme pour le transistor et avec un coefficient de sécurité en tension de 2, le calibre en tension pour l'application finale est de 100V. Ce calibre est un calibre « normalisé » des diodes SCHOTTKY.

Le courant moyen maximal dans les diodes de roue libre vaut $I_{K_{\text{moy}}} = I_s = 50 \text{ A}$.

Le plus « gros » calibre en courant d'une diode SCHOTTKY en boîtier TO220 disponible chez Radiospares est la diode 43CTQ100 de International Rectifier, 40 A, 100 V, 0.67 V [10][12].

Un coefficient de sécurité en courant de 2 se traduit alors par une simple mise en parallèle de 2 diodes pour K'1 et 2 diodes pour K'2.

Le courant moyen maximal dans une diode de roue libre vaut alors $I_{F(AV)} = \frac{I_s}{2} = 25 \text{ A}$.

4.7 Calculs des pertes dans les semi-conducteurs

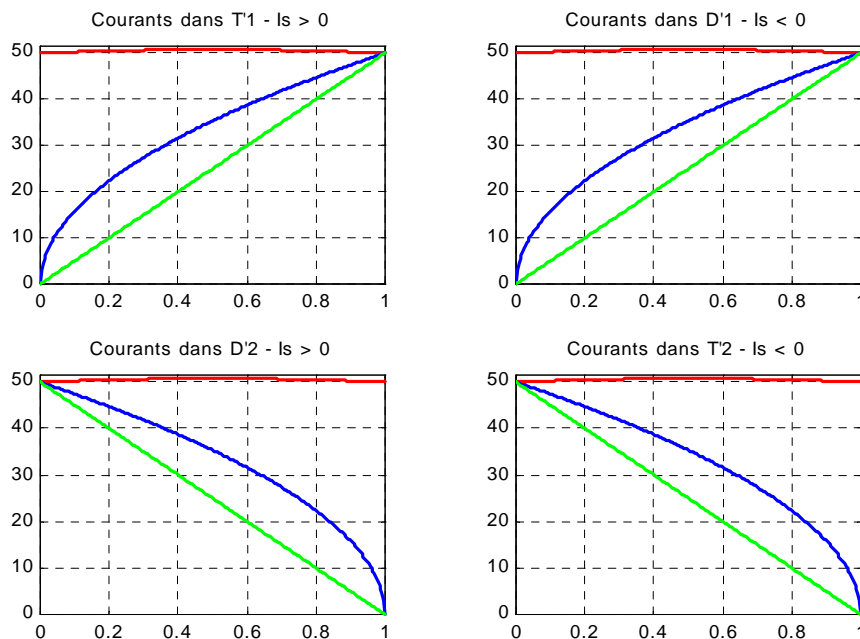


Fig. 21. Valeurs des courants dans les semi-conducteurs.

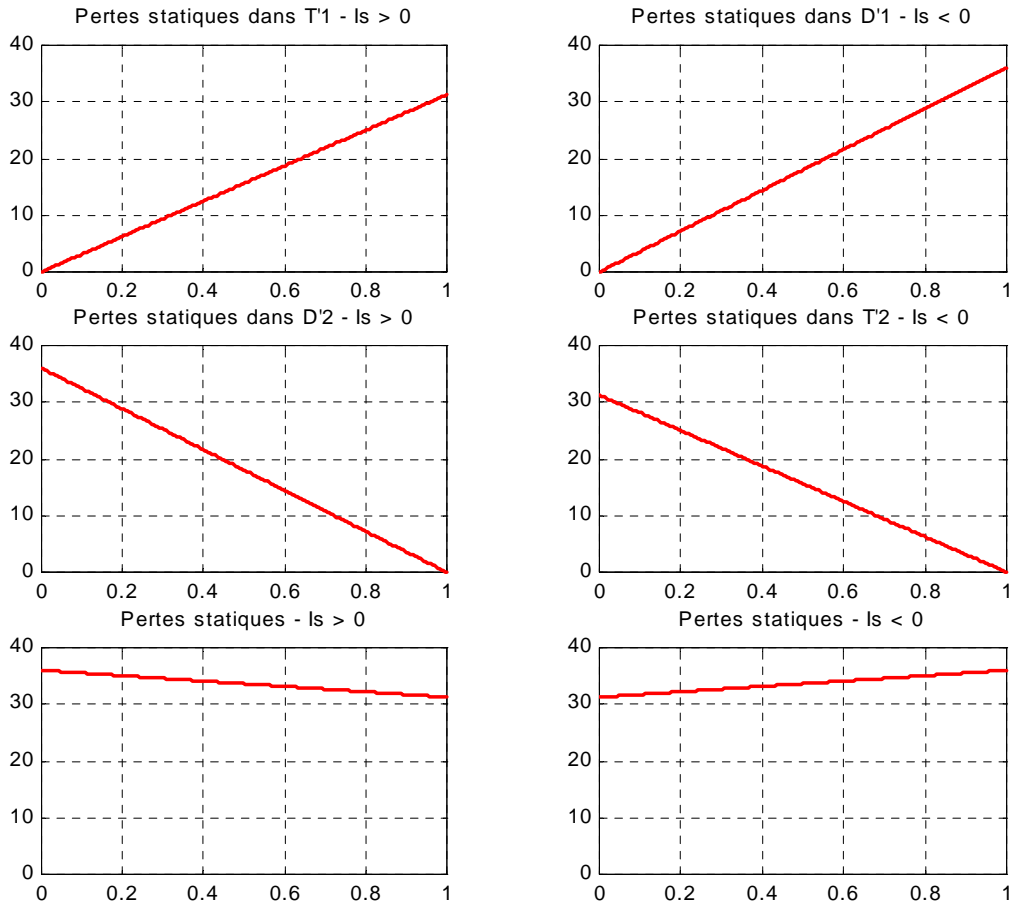


Fig. 22. Pertes dans les semi-conducteurs.

4.8 Etude du condensateur d'entrée C'e

4.8.1 Approche simplifiée

Le courant d'entrée est décomposable en une composante continue I_{DC} (sa valeur moyenne) et une composante alternative $i_{AC}(t)$. Si le condensateur « fonctionne » bien (il joue bien son rôle de filtre), le courant dans le condensateur est égale à l'opposé de la composante alternative du courant d'entrée du hacheur : $i_{C'e}(t) = -i_{AC}(t)$.

Avec l'hypothèse d'un courant rectangulaire, le courant dans le condensateur va produire une variation de tension linéaire par morceaux (Fig. 23).

$$\begin{cases} t \in [0 \quad \alpha T]; i_T(t) = +I_e, \text{ donc } v_c(t) = V_{c_{\max}} - \frac{I_s(1-\alpha)}{C_e}(t-0) \\ t \in [\alpha T \quad T]; i_T(t) = 0, \text{ donc } v_c(t) = V_{c_{\min}} + \frac{\alpha I_s}{C_e}(t-\alpha T) \end{cases} \quad (13)$$

avec $I_{c-} = -(I_s - \alpha I_s) = -I_s(1 - \alpha)$ et $I_{c+} = \alpha I_s$

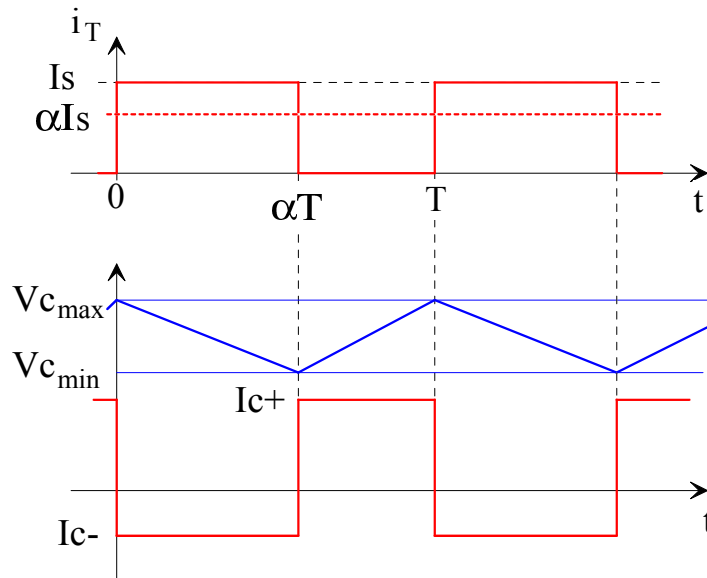


Fig. 23. Courant et tension du condensateur d'entrée (dessins\h_serie3.drw)

L'ondulation de la tension aux bornes du condensateur vaut alors :

$$\Delta V_c = V_{c_{\max}} - V_{c_{\min}} = \frac{I_s}{C_e}(1-\alpha)\alpha T = \frac{I_s}{C_e \cdot F} \alpha(1-\alpha) \quad (14)$$

avec $\Delta V_c \leq \Delta V_{c_{\max}} = \Delta V_c \left(\alpha = \frac{1}{2} \right) = \frac{I_s}{4 \cdot C_e \cdot F}$.

C'est la relation duale de l'ondulation du courant dans l'inductance !!!

Pour l'application numérique suivante, on prend $F = 20 \text{ kHz}$, $U = 24 \text{ V}$, $I_s = 50 \text{ A}$ et $\alpha = 0,5$.

Tableau 5. Calculs du condensateur C'e en fonction de l'ondulation.

dU/U en %	1%	2%	5%	10%	20%	50%
dU en V	0,2	0,5	1,2	2,4	4,8	12,0
Ce en μF	2604	1302	521	260	130	52

4.8.2 Critères de choix des condensateurs de puissance

La figure 24 donne un schéma équivalent « réel » d'un condensateur et une version simplifiée à 3 éléments passifs équivalents [19].

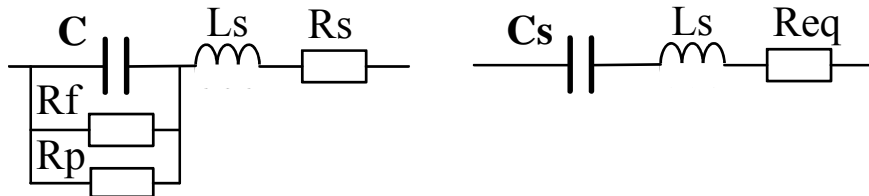


Fig. 24. Schémas équivalents d'un condensateur (dessins\capal.drw).

R_f est la résistance de fuite de l'isolant et R_p la résistance correspondante aux pertes diélectriques sous tension variable. On a les relations suivantes :

$$C_s = C \times \left[1 + \frac{1}{(RC\omega)^2} \right] \text{ et } ESR = R_s + \frac{R}{(RC\omega)^2} \text{ avec } R = \frac{R_f \cdot R_p}{R_f + R_p} \quad (15)$$

Les condensateurs utilisés pour le filtrage dans les alimentations à découpage sont caractérisés par la valeur de la Résistance Série Equivalente R_{eq} (ESR en anglais), donnée à une fréquence $F_0 = 100\text{kHz}$.

Il faut également veillez a ne pas dépasser le courant efficace maximum autorisé dans le condensateur, afin de limiter l'échauffement de celui-ci.

Pour réduire la valeur de l'ESR et partager le courant, il faut mettre plusieurs condensateurs en parallèle.

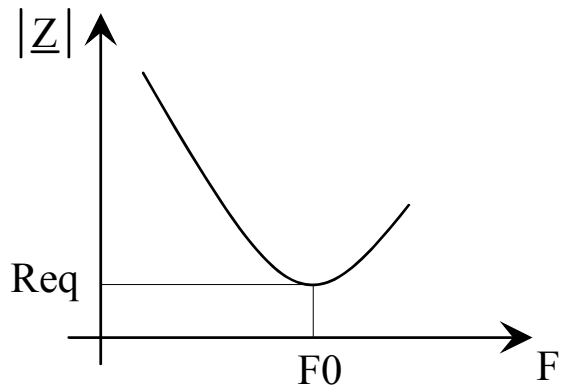


Fig. 25. Variation de l'impédance en fonction de la fréquence (dessins\capal.drw).

Si $ESR \ll \frac{1}{8CF}$ alors $\Delta V_c \cong \frac{\Delta i_c}{8CF}$	Si $ESR \gg \frac{1}{8CF}$ alors $\Delta V_c \cong ESR \cdot \Delta i_c$
Si $ESR \cong \frac{1}{8CF}$ alors $\Delta V_c \cong \sqrt{\left(\frac{1}{8CF}\right)^2 + (ESR)^2} \cdot \Delta i_c$	

Panasonic

Aluminum Electrolytic Capacitors/FC

■ Standard Products

W.V.	Cap. (±20%) (V)	Case size		Specification			Lead Length				Part No.
		Dia.	Length	Ripple current (100kHz) (+105°C) (mA)	Impedance (100kHz) (+20°C) (Ω)	Endurance (hours)	Lead Dia.	Lead Space			
								Straight	Taping *B	Taping *H	
(μF)	(mm)	(mm)	(mA)	(Ω)	(hours)	(mm)	(mm)	(mm)	(mm)		
16	6800	16	40	3360	0.015	5000	0.80	7.5			EEUFC1C682
	8200	18	35.5	3680	0.015	5000	0.80	7.5			EEUFC1C822
	10	4	7	65	2.0	1000	0.45	1.5	5.0	2.5	EEAFC1E100()
	22	5	7	120	0.950	1000	0.45	2.0	5.0	2.5	EEAFC1E220()

Fig. 26. Exemple des condensateurs Panasonic de la série FC [10].

4.9 Simulation du fonctionnement du hacheur

4.9.1 Schéma de simulation du hacheur BUCK réversible en courant

- La source d'entrée est fixée à $U = 24V$. La valeur de l'inductance modélisant les éléments parasites de cette source a été choisie « arbitrairement ». La résistance de $10m\Omega$ représente les résistances de connexion et la résistance interne de la batterie. L'inductance de $1\mu H$ représente les inductances de câblage. Elle est nécessaire pour la simulation de la variation de la tension aux bornes du condensateur d'entrée C_e .
- Les interrupteurs K1 et K2 ont une résistance à l'état passant de $25m\Omega$ et une chute de tension inverse de $400mV$.
- Le moteur est symbolisé par une résistance interne de $R_s = 40m\Omega$ et une Force ElectroMotrice $E = 8,65V$. Avec un rapport cyclique $\alpha = 0,5$, le courant d'induit vaut environ $50A$.
- Le pas de calcul est de $100ns$. La simulation représente le régime permanent à partir de $5ms$ jusqu'à $5,1ms$, soit 2 périodes.

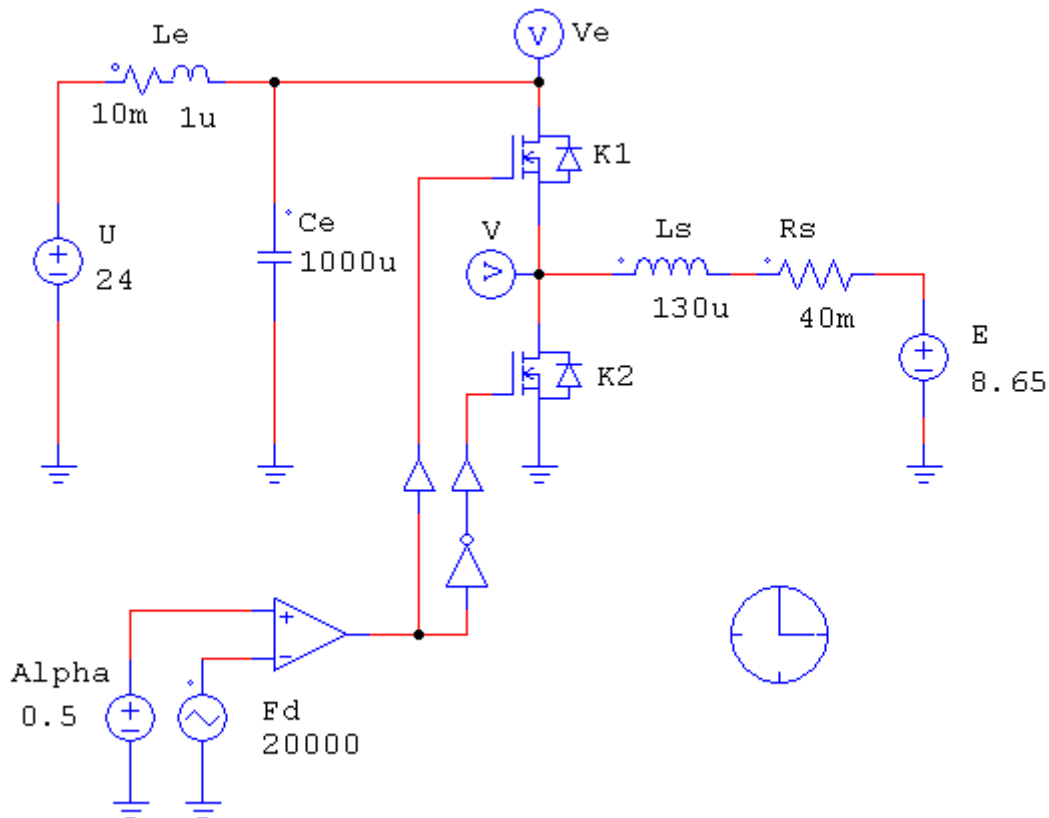


Fig. 27. Schéma utilisé pour la simulation du hacheur (PSIM\buck2.sch)

La figure 28 représente les graphes caractéristiques du hacheur. La valeur moyenne du courant dans l'inductance vaut $I_{L_s} = 50,5A$ (la valeur efficace est identique car l'ondulation est faible). L'ondulation du courant dans le moteur vaut $\Delta I_{L_s} = 2,26A$.

Avec $\alpha = 0,5$, la valeur efficace du courant dans le transistor K1 vaut $I_{K1(RMS)} = 35,7A$ (avec une valeur maximale de $51,7A$). Les pertes statiques valent donc $31,8 W$.

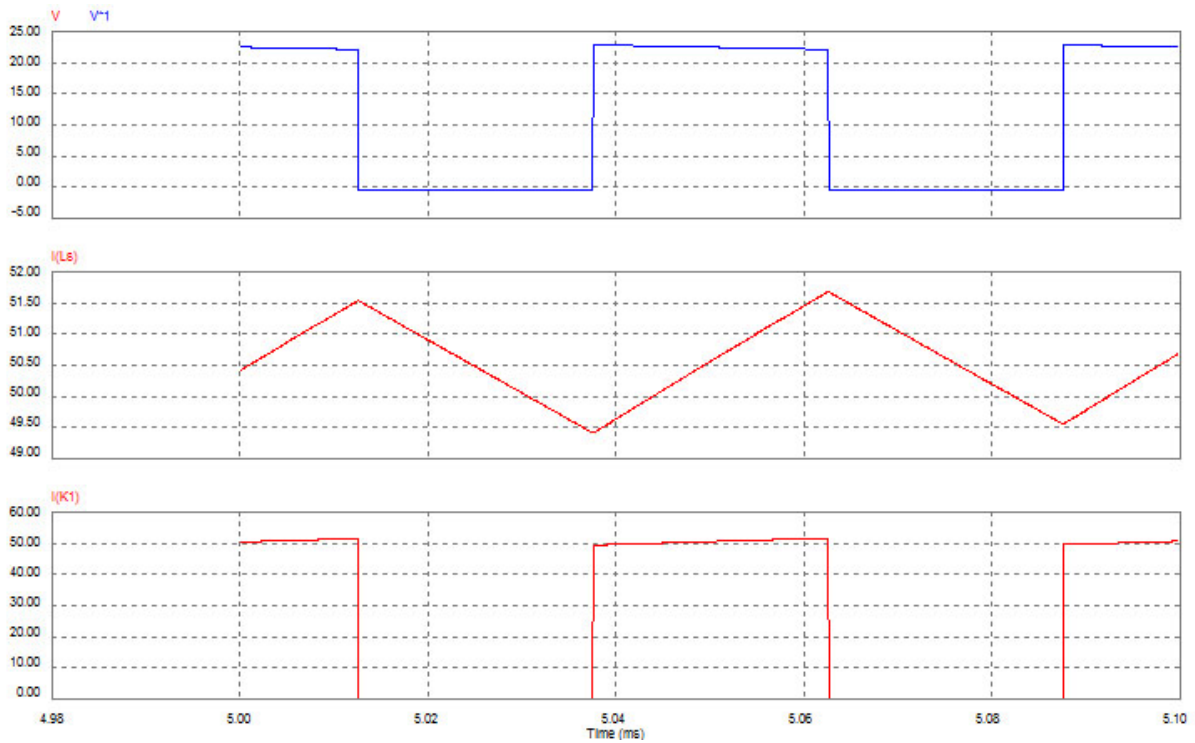


Fig. 28. Tension du hacheur V , courant dans le moteur $I(Ls)$ et courant dans l'interrupteur $K1$ en régime permanent (PSIM\buck2.sch)

La figure 29 présente l'ondulation de la tension d'entrée, qui vaut ici $\Delta V_e = 0,67V$, soit 2,8%. ATTENTION : le courant efficace dans le condensateur d'entrée vaut $I_{C_e(RMS)} = 26,7A$. Il faudra en tenir compte dans le choix technologique du condensateur et ne pas hésiter à mettre des condensateurs en parallèle pour supporter cette forte ondulation de courant.

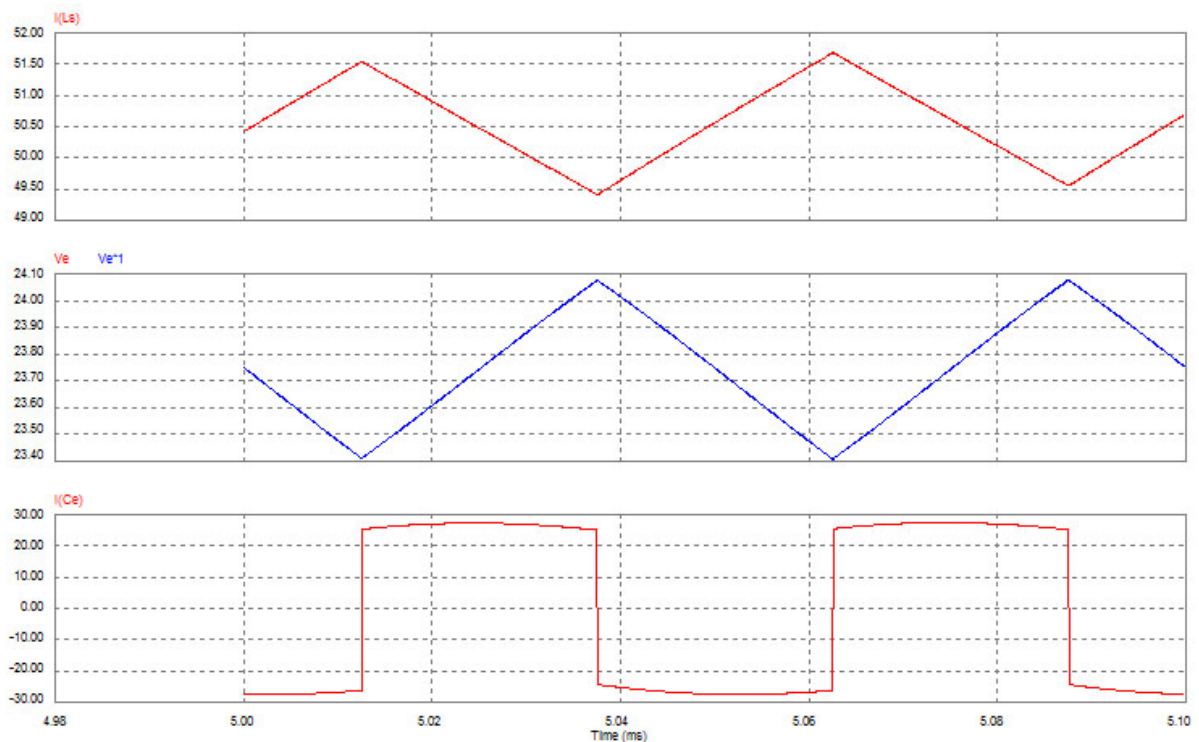


Fig. 29. Courant dans le moteur $I(Ls)$, tension d'entrée du hacheur V_e et courant dans le condensateur d'entrée $I(C_e)$ en régime permanent (PSIM\buck2.sch)

5 L'alimentation des cartes électroniques

Les cartes électroniques nécessitent des alimentations +15V, -15V pour la régulation de courant, +15V pour les drivers de transistors de puissance et +5V pour les composants logiques (microprocesseur pour l'affichage).

L'alimentation sera de préférence prélevée sur la tension totale des batteries afin d'équilibrer la décharge (cas de mise en série de batteries 12V par exemple).

Les alimentations non isolées seront alors utilisables pour des tensions de batteries inférieures ou égales à 36V. En effet, une batterie plomb OPTIMA de 12V peut voir sa tension s'élever jusqu'à 15-16V au maximum (en régime transitoire, sous l'effet d'un courant de charge important). La tension maximale pour 3 batteries est donc de $V_{BATmax} \leq 45V-48V$. Cette tension reste inférieure à la limite des 60V pour les composants Haute Tension (H.V.).

Pour les autres cas, les modules de tensions isolées conviennent parfaitement.

5.1 Cas des alimentations non isolées

La famille des régulateurs à découpage LM257x de chez National Semiconductor se décline en version 0,5A (LM2574), 1A (LM2575) et 3A (LM2576) [21]. La figure 30 présente le composant en version ajustable, avec les précautions de routage des composants clef du montage, à savoir le condensateur d'entrée C_{IN} , la diode de roue libre D_1 et le condensateur de sortie C_{OUT} .

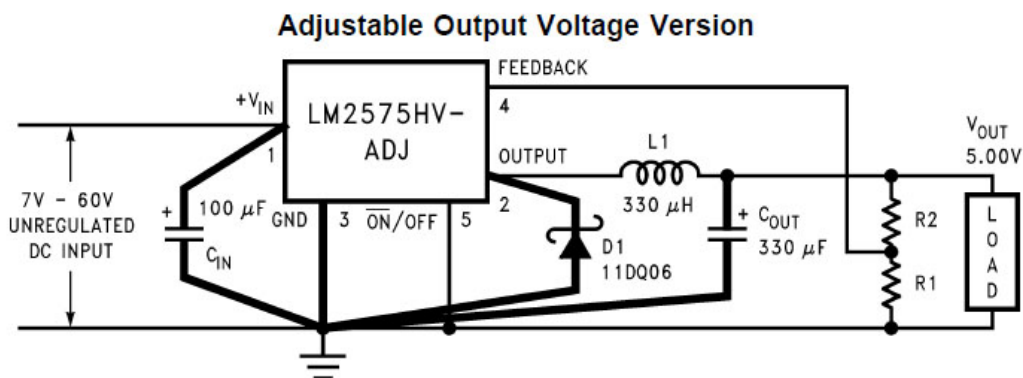


Fig. 30. Exemple d'alimentation à découpage non isolée avec un régulateur abaisseur LM2575.

Le même composant peut être utilisé pour fabriquer des tensions négatives (Fig. 31). Le montage est alors un hacheur de type BUCK-BOOST. Dans cette configuration, le régulateur doit supporter la différence entre la tension d'entrée et la tension de sortie. Pour un modèle « High Voltage » (H.V.) capable de supporter 60V et une tension de sortie $V_s = -15V$, la tension d'entrée ne devra pas dépasser 45V, d'où la limitation aux tensions de batteries inférieures ou égales à 36V.

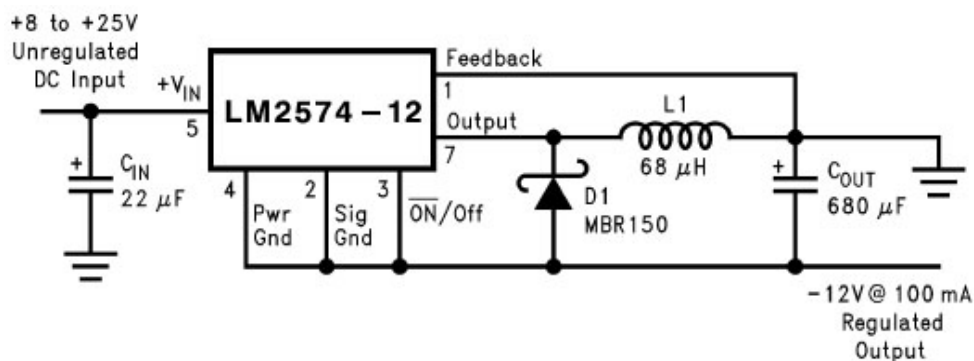


Fig. 31. Exemple d'alimentation à découpage non isolée avec un régulateur inverseur LM2575.

5.2 Cas des alimentations isolées

La société Traco Power commercialise des alimentations à découpages isolées sous forme de modules intégrés [22](Fig. 32).

La figure 33 présente les différents modules de la famille des convertisseurs DC-DC isolés TEN 5 d'une puissance de 6 W

Afin de limiter la sensibilité aux parasites provenant du hacheur de puissance, un filtre sur l'alimentation du module peut être ajouté (Fig. 34).

L'isolation des alimentations des cartes électroniques minimisera les problèmes de Compatibilité ElectroMagnétique (C.E.M.) entre le hacheur de puissance et sa régulation en courant.



Fig. 32. Exemple d'alimentation à découpage isolée de la société Traco Power .

Ordercode	Input voltage range	Output voltage	Output current max.	Efficiency typ.
TEN 5-0510	4.5 – 7 VDC	3.3 VDC	1200 mA	75 %
TEN 5-0511		5 VDC	1000 mA	79 %
TEN 5-0512		12 VDC	500 mA	82 %
TEN 5-0513		15 VDC	400 mA	82 %
TEN 5-0521		± 5 VDC	± 500 mA	79 %
TEN 5-0522		± 12 VDC	± 250 mA	82 %
TEN 5-0523		± 15 VDC	± 200 mA	82 %
TEN 5-1210	9 – 18 VDC	3.3 VDC	1200 mA	77 %
TEN 5-1211		5 VDC	1000 mA	81 %
TEN 5-1212		12 VDC	500 mA	84 %
TEN 5-1213		15 VDC	400 mA	84 %
TEN 5-1221		± 5 VDC	± 500 mA	81 %
TEN 5-1222		± 12 VDC	± 250 mA	84 %
TEN 5-1223		± 15 VDC	± 200 mA	84 %
TEN 5-2410	18 – 36 VDC	3.3 VDC	1200 mA	79 %
TEN 5-2411		5 VDC	1000 mA	83 %
TEN 5-2412		12 VDC	500 mA	86 %
TEN 5-2413		15 VDC	400 mA	86 %
TEN 5-2421		± 5 VDC	± 500 mA	83 %
TEN 5-2422		± 12 VDC	± 250 mA	86 %
TEN 5-2423		± 15 VDC	± 200 mA	86 %
TEN 5-4810	36 – 75 VDC	3.3 VDC	1200 mA	79 %
TEN 5-4811		5 VDC	1000 mA	83 %
TEN 5-4812		12 VDC	500 mA	86 %
TEN 5-4813		15 VDC	400 mA	86 %
TEN 5-4821		± 5 VDC	± 500 mA	83 %
TEN 5-4822		± 12 VDC	± 250 mA	86 %
TEN 5-4823		± 15 VDC	± 200 mA	86 %

Fig. 33. Les convertisseurs Traco Power DC-DC de la famille TEN 5 [22].

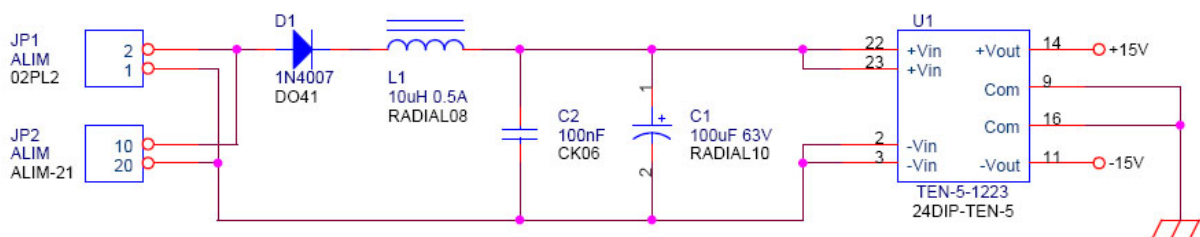


Fig. 34. Exemple d'application d'un module TEN 5.

6 La régulation du courant dans le moteur

6.1 Présentation de la régulation du courant dans le moteur

L'objectif ici est la régulation du courant dans le moteur. Grâce au hacheur abaisseur, on obtient un contrôle de la tension moyenne aux bornes du moteur $\langle v \rangle = V = \alpha U$, avec le rapport cyclique.

L'organe de commande est donc de rapport cyclique, produit par le bloc M.L.I., qui compare une tension triangulaire à la fréquence de découpage $F = 20$ kHz et une tension de commande $V\alpha$.

Un capteur de courant fournit une tension image du courant dans le moteur V_{Imes} .

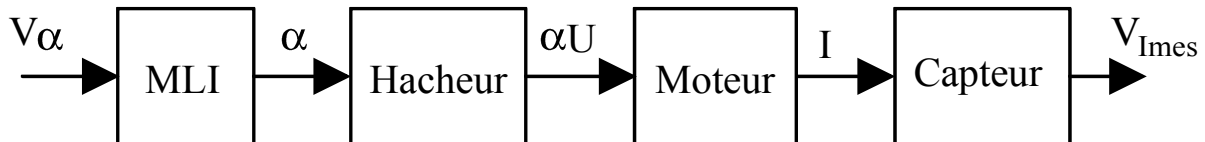


Fig. 35. Synoptique de la régulation du courant du moteur (dessins\kart1.drw).

6.2 La mesure du courant moteur

6.2.1 Choix du capteur

La plage initiale de variation du courant dans le moteur était de ± 500 A.

Il existe deux possibilités pour mesurer le courant :

- 1) l'utilisation d'un shunt de faible valeur en série avec le moteur. Afin de limiter la puissance dissipée dans le shunt, il faudra prendre une résistance très faible. Avec $P = r \cdot I^2 \approx 10$ W et $I = 500$ A, $r \approx \frac{P}{I^2} = 40 \mu\Omega$. Cette résistance devra être stable en fonction de la température. La tension aux bornes de la résistance sera donc très faible $u \approx 20$ mV et nécessite une amplification.
- 2) l'utilisation d'un capteur à effet hall permet de simplifier la mesure, dans dissipation de puissance. La société LEM fabrique des capteurs fort courant, économique et facile à utiliser [18].

Le choix c'est donc porté sur le capteur LEM HAS 200-S, de courant efficace (en sinusoïdal) $I_{eff} = I_{pn} = 200$ A et de courant crête $I_p = \pm 600$ A. Il est alimenté en de ± 15 V, avec une consommation de ± 15 mA. Sa bande passante est du DC à 50 kHz. La tension de sortie est de ± 4 V ± 40 mV pour le courant nominal $I_{pn} = 200$ A, à 25°C et $R_L = 10$ k Ω .

6.2.2 Version 50A

Pour la version 50 A, 5 spires sont faites dans la fenêtre du capteur afin qu'il mesure $5 \times I_{moteur}$. Le calibre vaut alors :

$$K_{Imes} = \frac{V_{Imes}}{I_{moteur}} = \frac{\pm 4V}{\pm \frac{200A}{5}} = 0,1V/A \text{ ou } \frac{\pm \frac{200A}{5}}{\pm 4V} = 10A/V \quad (16)$$

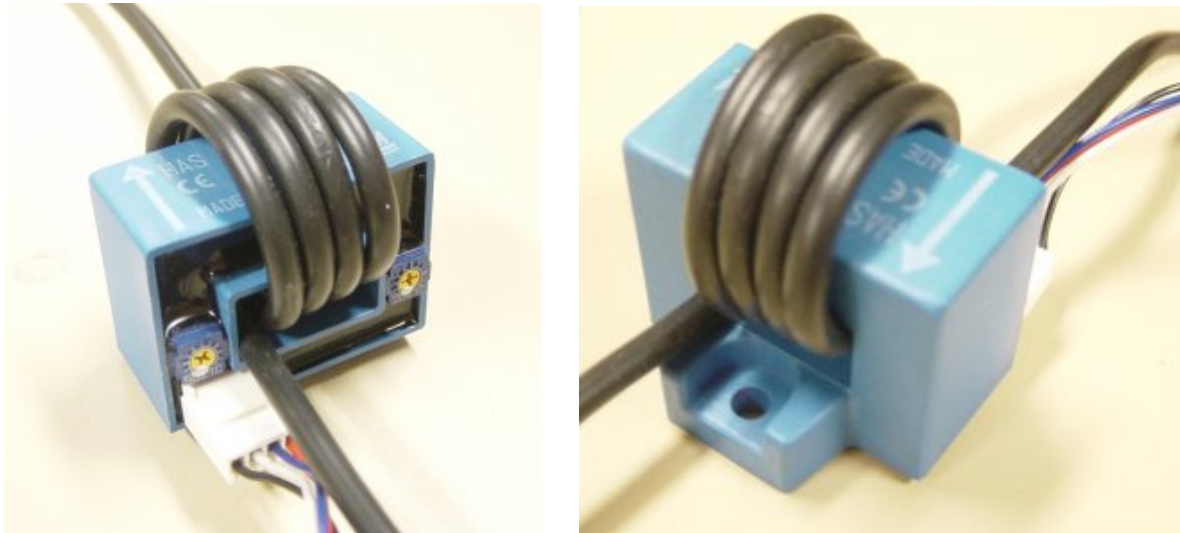


Fig. 36. Vue du capteur HAS 200-S avec 5 spires (images-maquette\has200-1.jpg).

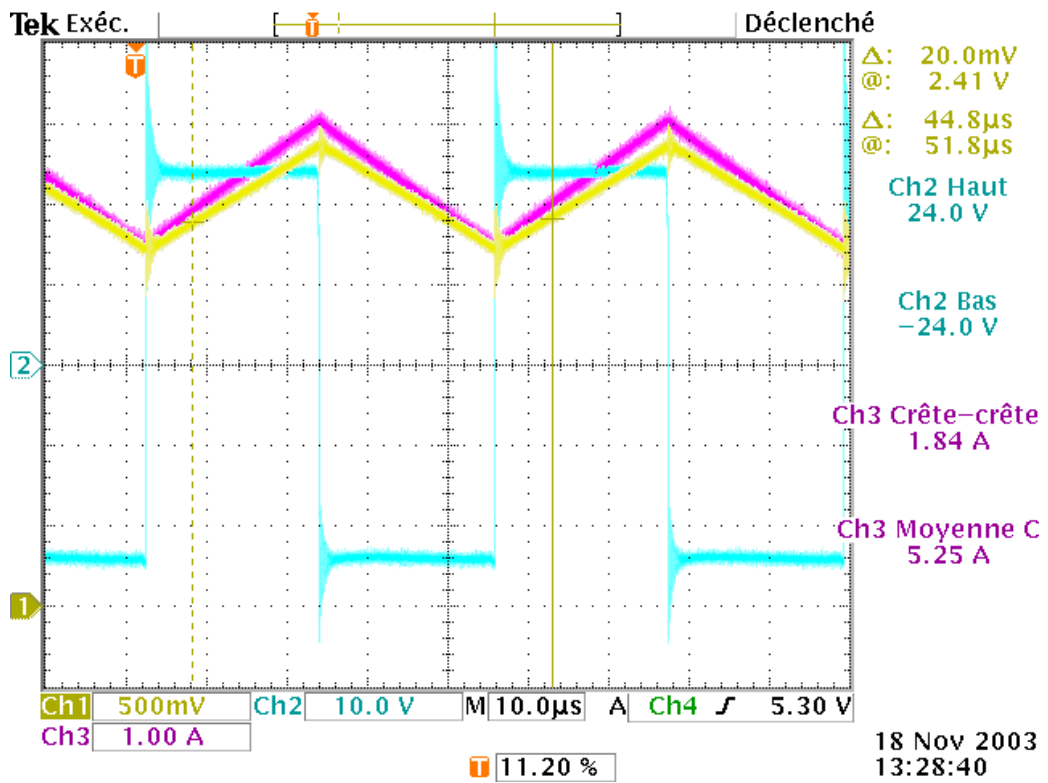


Fig. 37. Mesure du courant moteur avec le capteur HAS 200-S (tektronix\pcx).

6.3 Modélisation du hacheur abaisseur et du moteur

6.3.1 Modèle « grands signaux » du moteur

Le modèle moyen du hacheur de type BUCK est donné par la littérature [19][20] et vaut :

$$\alpha U = (R + Lp) \cdot i + E \Rightarrow H(p) = \frac{i(p)}{\alpha(p)} = \frac{U}{R + Lp} - \frac{E}{R + Lp} \quad (17)$$

La modélisation des équations de fonctionnement du moteur et de l'équation mécanique permet d'établir le schéma bloc de la figure 38 qui sera utilisé pour la simulation de la régulation.

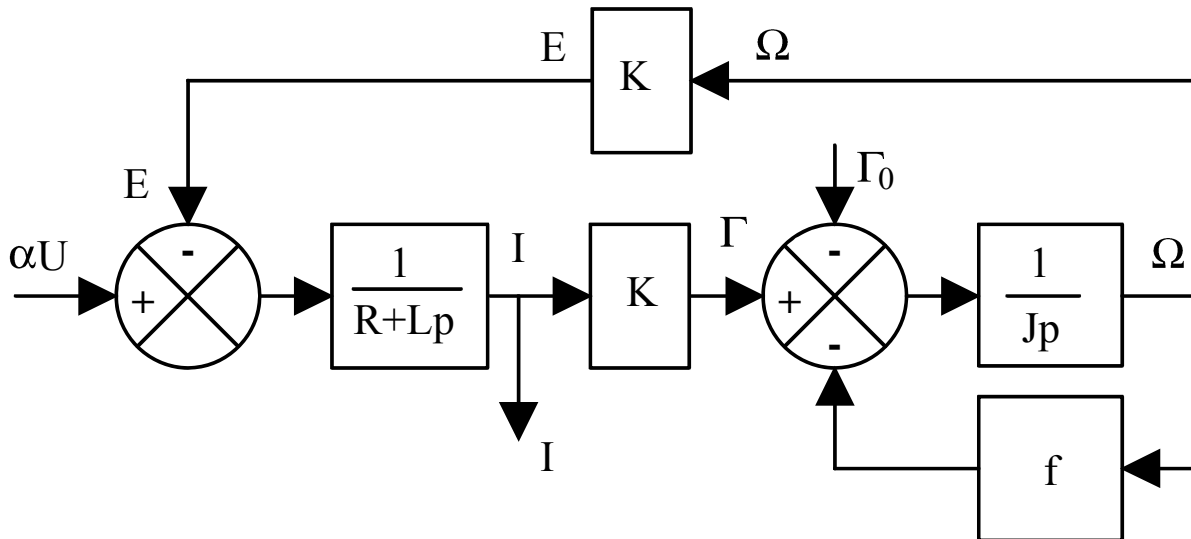


Fig. 38. Modélisation du moteur et de la charge mécanique (dessins\kart1.drw).

Le tableau 6 donne les valeurs pour l'application numérique et la simulation.

Tableau 6. Valeurs des paramètres du moteur.

Paramètre	U	R	L	K	Γ_0	f	J
Valeur	24 V	40 m Ω	40 μ H	0,13 USI	0,771 Nm	à définir	0,2565 kg m ²

6.3.2 Modèle « petits signaux » autour d'un point de fonctionnement

Les petites variations autour d'un point de fonctionnement s'écrivent [20] :

$$\begin{cases} \alpha = \alpha_0 + \delta\alpha \\ i = i_0 + \delta i \end{cases} \text{ avec } U = C^{\text{ste}} \text{ et } E = C^{\text{ste}} \quad (18)$$

La relation sur le courant d'induit s'écrit alors :

$$\alpha U = (R + Lp) \cdot i + E \Rightarrow \begin{cases} \alpha_0 U = R \cdot i_0 + E \\ H(p) = \frac{\delta i(p)}{\delta \alpha(p)} = \frac{U}{R} \cdot \frac{1}{1 + \tau_e \cdot p} \end{cases} \text{ avec } \tau_e = \frac{L}{R} \quad (19)$$

6.4 Modélisation du générateur M.L.I.

Le générateur M.L.I. est un comparateur de signaux qui compare une rampe triangulaire de fréquence $F = 20 \text{ kHz}$, d'amplitude $\pm 10\text{V}$, avec une tension de consigne V_α . Le tableau suivant donne les valeurs particulières du rapport cyclique en fonction de la tension de commande V_α . Il faut noter la saturation intrinsèque du générateur M.L.I. pour des tensions inférieure à -10V et supérieure à $+10\text{V}$.

Tableau 7. Valeurs du rapport cyclique en fonction de V_α .

V_α	-15V	-10V	-5V	0	+5V	+10V	+15V
α	0	0	25%	50%	75%	100%	100%

Le gain du générateur M.L.I. vaut donc :

$$K_{MLI} = \frac{\alpha}{V_\alpha} = \frac{1-0}{+10-(-10)} = \frac{1}{20} = 0,05 \quad (20)$$

6.5 Calculs du correcteur de la boucle de courant

6.5.1 Présentation de la structure du correcteur

Un correcteur agit sur la tension V_α afin que la tension V_{Imes} (et donc le courant dans le moteur) « suive » parfaitement la tension de consigne V_{Icons} . Le correcteur pourra être du type :

- P, avec un simple gain « Proportionnel » ;
- PI, avec en plus une action « Intégration » qui annule l'erreur statique ε ;
- PID, avec en plus une action « Dérivation » qui accélère le système et augmente sa stabilité.

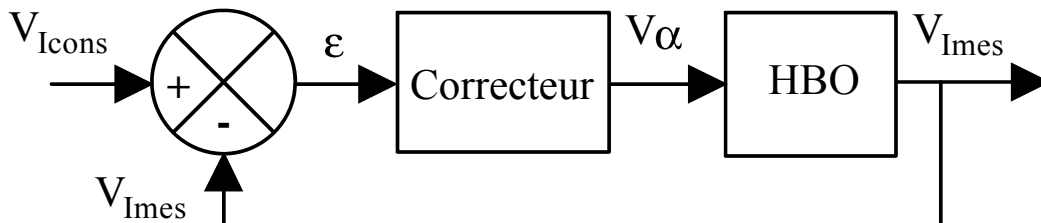


Fig. 39. Modélisation du moteur et de la charge mécanique (dessins\kart1.drw).

6.5.2 Fonction de transfert en boucle ouverte

On appelle fonction de transfert en boucle ouverte $H_{BOI}(p) = \frac{V_{Imes}(p)}{V_{Icons}(p)}$ donnée par :

$$H_{BOI}(p) = \frac{V_{Imes}}{V_{Icons}} = \frac{Ke}{1 + \tau_e \cdot p} \text{ avec } Ke = \frac{K_{MLI} \cdot U \cdot K_{Imes}}{R} \quad (21)$$

C'est une fonction de transfert du premier ordre que l'on identifie à partir de la réponse à un échelon de la tension V_α , pour un point de fonctionnement donné.

Le gain statique $Ke = \frac{K_{MLI} \cdot U \cdot K_{Imes}}{R} = \frac{\Delta V_{Imes}}{\Delta V_{Icons}}$ est mesuré à partir du rapport entre amplitude de la variation ΔV_{Imes} de la tension V_{Imes} et de l'amplitude de la variation ΔV_{Icons} de la tension V_{Icons} .

La constante de temps τ_e est mesurée à partir de la réponse de V_{Imes} à un échelon V_{Icons} par les méthodes classiques des 63%, de la tangente à l'origine ou du temps de montée 10%-90%.

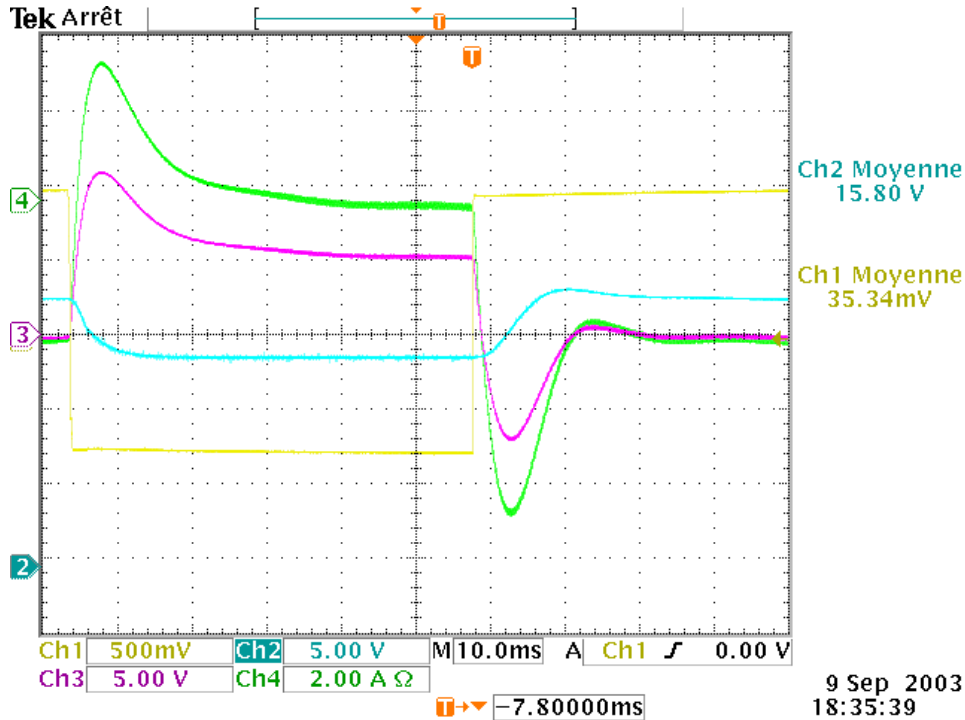


Fig. 40. Réponse à un échelon de consigne $V\alpha$ en boucle ouverte (.l.pcx).

On trouve ici :

$$\begin{cases} K_e = 3 \\ \tau_e = 1 \text{ ms} \end{cases} \quad (22)$$

6.5.3 Correcteur et fonction de transfert en boucle fermée théorique

Afin d'avoir une erreur statique nulle, le correcteur PI est retenu. Le système étant « rapide » et stable (système du premier ordre), l'action Dérivée n'est pas utile ici.

La fonction de transfert du correcteur PI vaut :

$$H_{PII}(p) = \frac{V\alpha(p)}{\varepsilon(p)} = K_{pI} \cdot \left(1 + \frac{1}{\tau_{il} \cdot p} \right) = K_p \cdot \frac{1 + \tau_{il} \cdot p}{\tau_{il} \cdot p} \quad (23)$$

avec K_{pI} le gain proportionnel et τ_{il} la constante de temps d'intégration. La fonction en boucle ouverte du système corrigé vaut alors $H_{PII} \cdot H_{BOI} = K_{pI} \left(\frac{1 + \tau_{il} \cdot p}{\tau_{il} \cdot p} \right) \cdot \frac{K_e}{1 + \tau_e \cdot p}$. On réalise un choix du correcteur par « compensation du pôle dominant » (ici τ_e) et donc :

$$\tau_{il} = \tau_e = 1 \text{ ms} \quad (24)$$

La fonction en boucle ouverte se simplifie $H_{PII} \cdot H_{BOI} = \frac{K_{pI} \cdot K_e}{\tau_{il} \cdot p}$. La fonction en boucle fermée du système corrigé vaut alors :

$$H_{BFI} = \frac{H_{PII} \cdot H_{BOI}}{1 + H_{PII} \cdot H_{BOI}} = \frac{K_{pI} \cdot K_e}{\tau_{il} \cdot p} \cdot \frac{1}{1 + \frac{K_{pI} \cdot K_e}{\tau_{il} \cdot p}} = \frac{1}{1 + \frac{\tau_{il}}{K_{pI} \cdot K_e} p} = \frac{1}{1 + \tau_{BFI} \cdot p} \quad (25)$$

qui est la fonction de transfert d'un système du premier ordre de gain unitaire et de constante de temps $\tau_{BF1} = \frac{\tau_{il}}{K_{PI} \cdot K_e}$. ~~Le système ne pouvant être plus rapide que la charge de l'inductance~~ (constante de temps τ_e), on aura $\tau_{BF1} = \tau_e = \tau_{il}$ et donc :

$$K_{PI} = \frac{1}{K_e} = \frac{R}{K_{MLI} \cdot U \cdot K_{Imes}} = \frac{1}{3} = 0,333 \quad (26)$$

6.6 Réalisation du correcteur

La figure suivante donne le schéma utilisé pour la réalisation de l'ensemble soustracteur et correcteur.

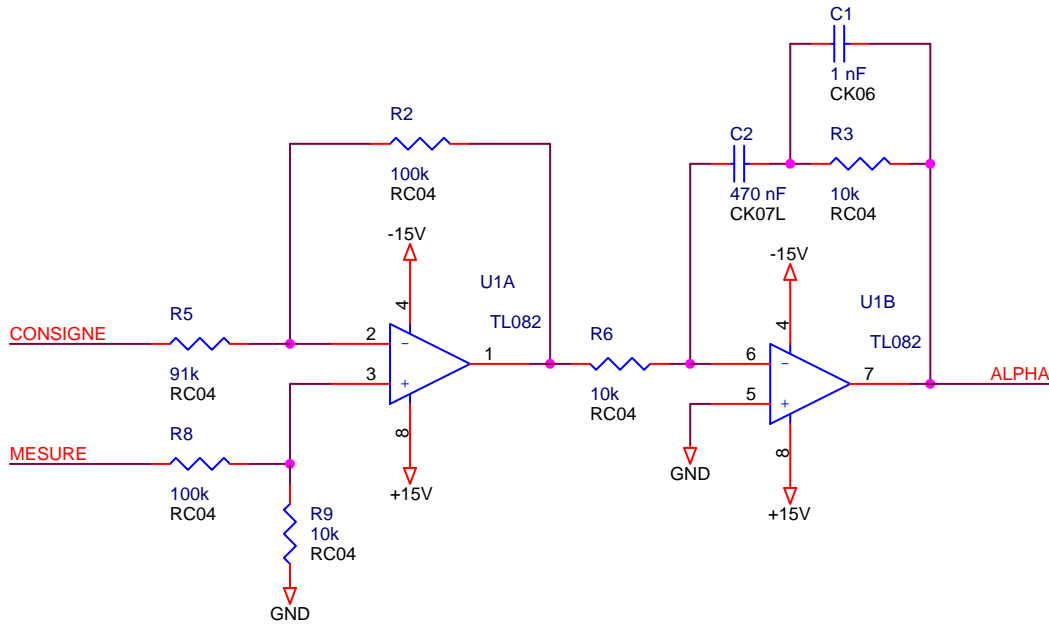


Fig. 41. Schéma du correcteur PI et du soustracteur (orcad\iut3\mli-pi2.sch).

Le circuit amplificateur opérationnel U1B (1/2 du TL082) réalise la fonction de transfert

$$H_{PI} = \frac{V\alpha}{\varepsilon} = -\frac{Z_{eq}}{R6} \quad \text{avec} \quad Z_{eq} = Z_{C2} + Z_{C1} // R3 = \frac{1}{C2p} + \frac{\frac{1}{C1p} R3}{\frac{1}{C1p} + R3} = \frac{1}{C2p} + \frac{R3}{1 + R3 \cdot C1 \cdot p},$$

soit :

$$-H_{PI} = -\frac{V\alpha}{\varepsilon} = \frac{R3}{R6} \cdot \left(\frac{1}{R3 \cdot C2 \cdot p} + 1 \cdot \frac{1}{1 + R3 \cdot C1 \cdot p} \right) \quad (27)$$

de constante de temps d'intégration $\tau_i = R3 \cdot C2$ et de gain $K_p \approx \frac{R3}{R6}$ sur la plage de

fréquence de 0 à $\omega_{max} = \frac{1}{R3 \cdot C1} \gg \omega_i = \frac{1}{\tau_i}$ si $C2 \gg C1$.

Le circuit amplificateur opérationnel U1A (1/2 du TL082) réalise la fonction de transfert $\varepsilon = -(V_{Icons} - V_{Imes})$ et compense ainsi le signe négatif de la fonction de transfert du correcteur PI.

6.7 Réponse expérimentale de la boucle fermée

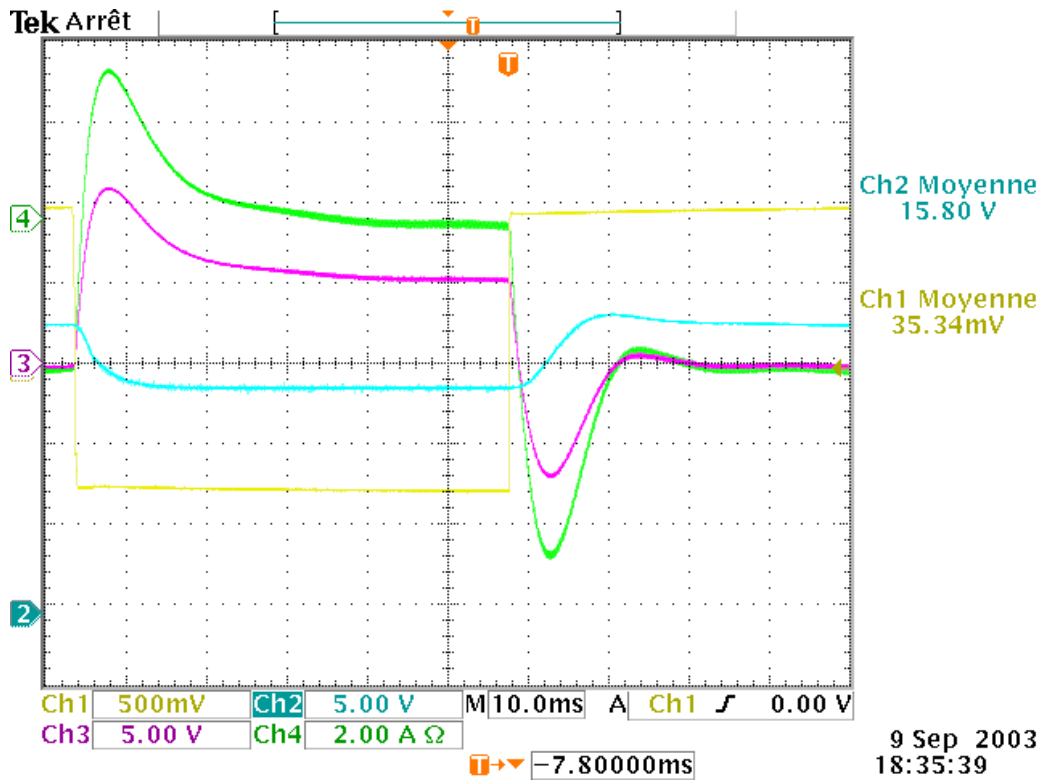


Fig. 42. Réponse à un échelon de consigne $V_{I_{cons}}$ en boucle fermée (.pcx).

On trouve ici

$$\begin{cases} K_{BF1} = 1 \\ \tau_{BF1} = 1 \text{ ms} \end{cases} \quad (28)$$

6.8 Étude de la régulation de vitesse du moteur à courant continu

On étudie ici la simulation de la boucle de régulation de courant du moteur à courant continu et la possibilité de réguler sa vitesse. L'interaction des 2 boucles de régulations et la variation des paramètres des correcteurs sont également étudiés.

6.8.1 Détermination des paramètres du schéma équivalent

Le coefficient de frottement visqueux f (Tableau 6) est délicat à déterminer et dépend fortement de la charge mécanique du moteur.

Par exemple, pour le moteur défini au tableau 6 avec un courant à vide d'environ $I_{\text{vide}} \approx 6A$, le couple résistant mécanique équivalent vaut :

$$\Gamma_{\text{vide}} = K \times I_{\text{vide}} = 0,13 \times 6 = 0,78 \text{ Nm} = \Gamma_{\text{sec}} + f \times \Omega_{\text{vide}} \quad (29)$$

Le couple résistant Γ_{sec} correspond aux frottements mécaniques des balais et des roulements. On pose que la répartition des couples est équivalente soit $\Gamma_{\text{sec}} \approx f \times \Omega_{\text{vide}}$ et donc on obtient

$f \times \Omega_{\text{vide}} = x\% \times \Gamma_{\text{vide}} \approx \frac{\Gamma_{\text{vide}}}{2} = 0,39 \text{ Nm}$, soit :

$$f = \frac{x\% \cdot \Gamma_{\text{vide}}}{\Omega_{\text{vide}}} \approx \frac{\Gamma_{\text{vide}}}{2} \times \frac{60}{2\pi \cdot N_{\text{vide}}} = \frac{0,39}{183,3} = 0,002128 \text{ USI} \quad (30)$$

avec une vitesse à vide $N_{\text{vide}} = 1750 \text{ tr/min}$.

L'inertie du moteur seul à vide correspond à l'inertie du rotor (et de l'arbre du moteur). En considérant le rotor comme un cylindre de diamètre 190 mm et d'une masse de 2 kg environ, son moment d'inertie est donnée par :

$$J_{\text{vide}} = \frac{1}{2} M \cdot r^2 = \frac{1}{2} \cdot 2 \cdot (0,190)^2 = 0,0090 \text{ kg} \cdot \text{m}^2 = 90 \text{ kg} \cdot \text{cm}^2 \quad (31)$$

6.8.2 Simulation du comportement en boucle ouverte du moteur

Les simulations sont faites avec le logiciel SIMCAD Demo Version 9.3 [5]. La fonction de transfert donnant le courant d'induit est calculée à partir de :

$$H(p) = \frac{1}{R + L \cdot p} = \frac{1}{R} \times \frac{1}{1 + \tau_e \cdot p} = k \times \frac{\omega_c}{p + \omega_c} \quad (32)$$

$k = \frac{1}{R} = \frac{1}{0,040} = 25$ est le gain de la fonction de transfert. $\tau_e = \frac{L}{R} = \frac{40 \cdot 10^{-6}}{40 \cdot 10^{-3}} = 1 \text{ ms}$ est la constante de temps électrique du moteur. Par contre pour la simulation, il faut renseigner la fréquence de coupure du filtre passe bas du premier ordre à partir de l'expression :

$$F_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_e} = \frac{R}{2\pi \cdot L} = \frac{40 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 10^{-6}} \approx 159 \text{ Hz} \quad (33)$$

La fonction de transfert donnant la vitesse de rotation en fonction du couple est calculée à partir de :

$$H(p) = \frac{1}{f + J \cdot p} = \frac{1}{f} \times \frac{1}{1 + \tau_m \cdot p} = k \times \frac{\omega_c}{p + \omega_c} \quad (34)$$

$k = \frac{1}{f} = \frac{1}{0,002128} \approx 470$ est le gain de la fonction de transfert. $\tau_m = \frac{J}{f} = \frac{0,0090}{0,002128} = 11,18$ s est la constante de temps mécanique du moteur. Par contre pour la simulation, il faut renseigner la fréquence de coupure du filtre passe bas du premier ordre à partir de l'expression :

$$F_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_m} = \frac{f}{2\pi \cdot J} = \frac{0,002128}{2\pi \cdot 0,0090} \approx 0,0142 \text{ Hz} \quad (35)$$

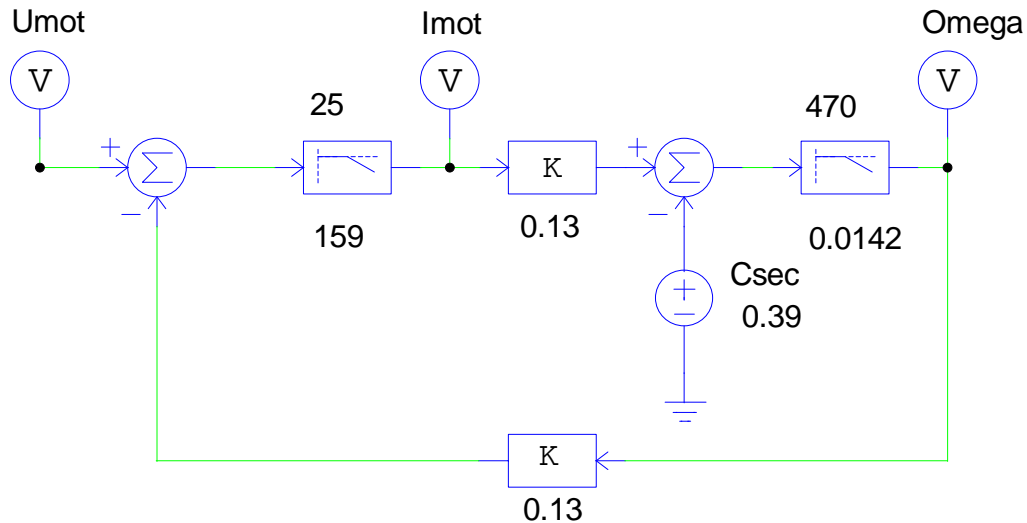


Fig. 43. Modélisation du moteur à courant continu en boucle ouverte avec SIMCAD 9.3.

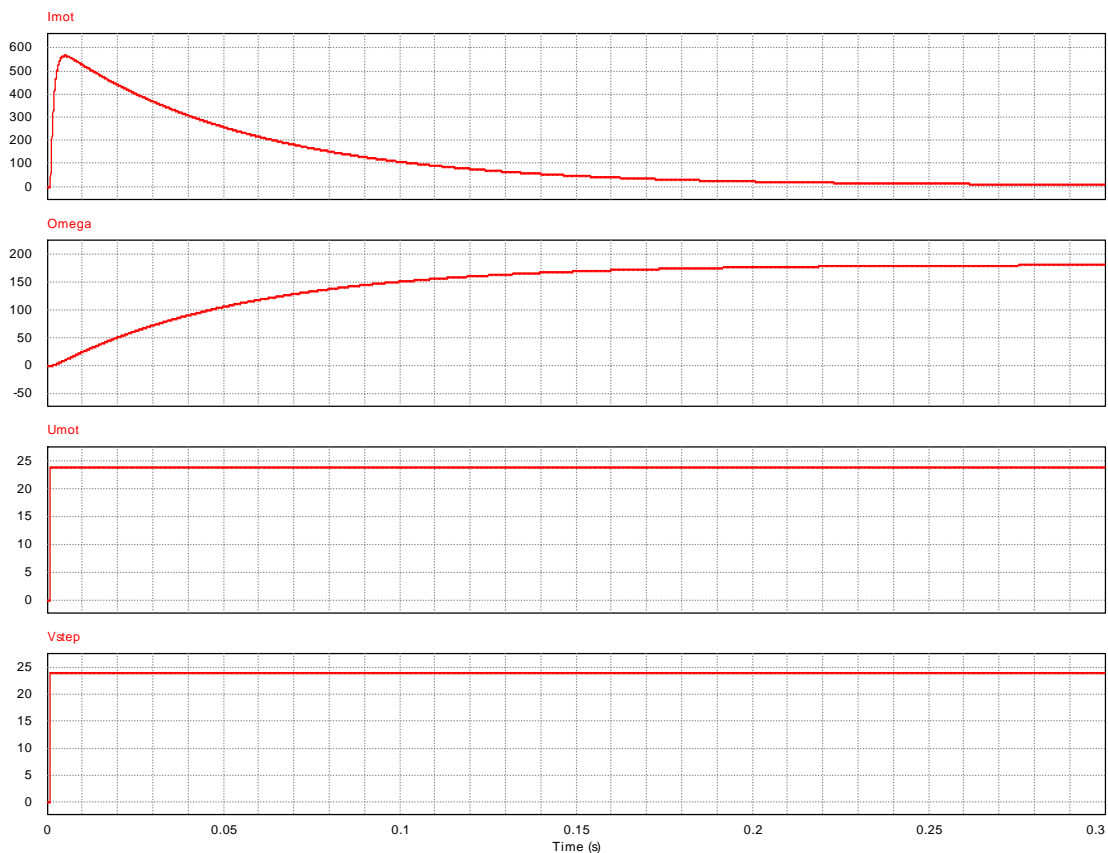


Fig. 44. Réponse à un échelon de tension du moteur à courant continu en boucle ouverte sous une tension de 24V avec SIMCAD 9.3.

La figure 44 donne la réponse à un échelon de tension du moteur à courant continu en boucle ouverte sous une tension $U = 24 \text{ V}$. Le courant d'induit monte jusqu'à 567 A , avant de tendre vers le courant à vide $I_{\text{vide}} = 6 \text{ A}$ au fur et à mesure que la vitesse du moteur augmente. On retrouve bien la vitesse finale de $\Omega_{\text{vide}} = 183 \text{ rd/s}$ correspondant à $N_{\text{vide}} = 1750 \text{ tr/min}$. On retrouve bien une constante de temps de montée du courant de l'ordre de la milli-seconde.

6.8.3 Simulation de la régulation de courant

Un correcteur PI à compensation du pôle dominant de la fonction de transfert donnant le courant est utilisé, avec une constante d'intégration $\tau_{i1} = \tau_e = 1 \text{ ms}$. Un bloc de saturation représente le générateur MLI et le hacheur de puissance (ici réversible) avec une limitation de la tension appliquée au moteur à $\pm 24 \text{ V}$. Le courant de consigne vaut $I_{\text{cons}} = 100 \text{ A}$.

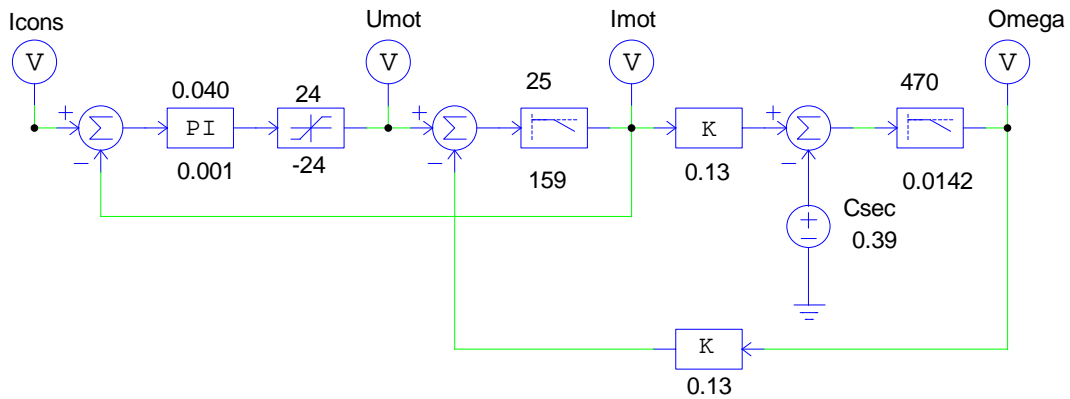


Fig. 45. Modélisation de la boucle de régulation du courant dans le moteur à courant continu.

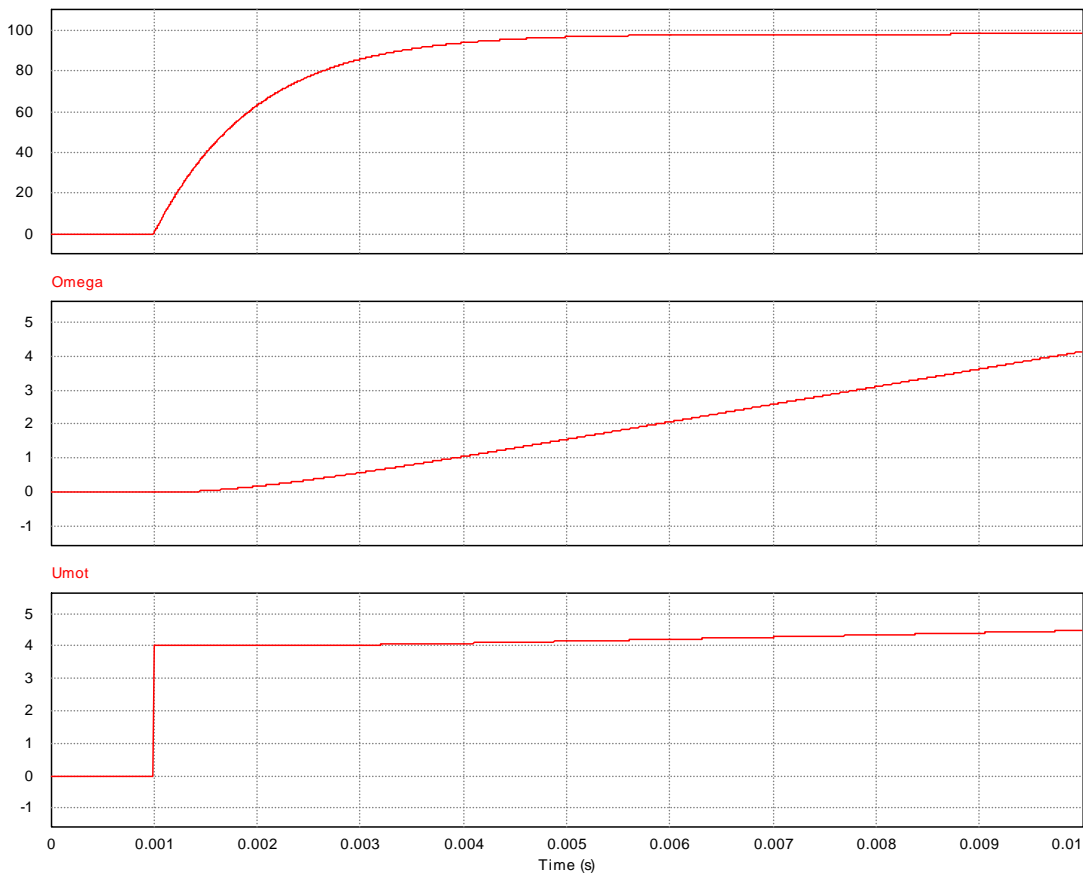


Fig. 46. Réponse à un échelon de courant de 100A de la régulation de courant du moteur.

Le gain du correcteur est donné par $K_{PI} = \frac{1}{K_e} = R = 0,040$.

La figure 46 donne la réponse du courant dans le cadre de la régulation.

La constante de temps en boucle fermée vaut bien $\tau_{BFI} = \frac{\tau_{il}}{K_{PI} \cdot K_e} = \frac{\tau_e}{K_{PI} \cdot K_e} = 1 \text{ ms}$.

Le courant du moteur atteint sa valeur finale au bout de $\Delta T = 5 \cdot \tau_e = 5 \text{ ms}$.

6.8.3.1 Déréglage du correcteur PI : gain x10

Si on multiplie le gain du correcteur par 10 ($K_p = 0,40$), le système sera plus rapide (Fig. 47). On voit apparaître la saturation du système avec la limitation de la tension du moteur à $U = 24 \text{ V}$.

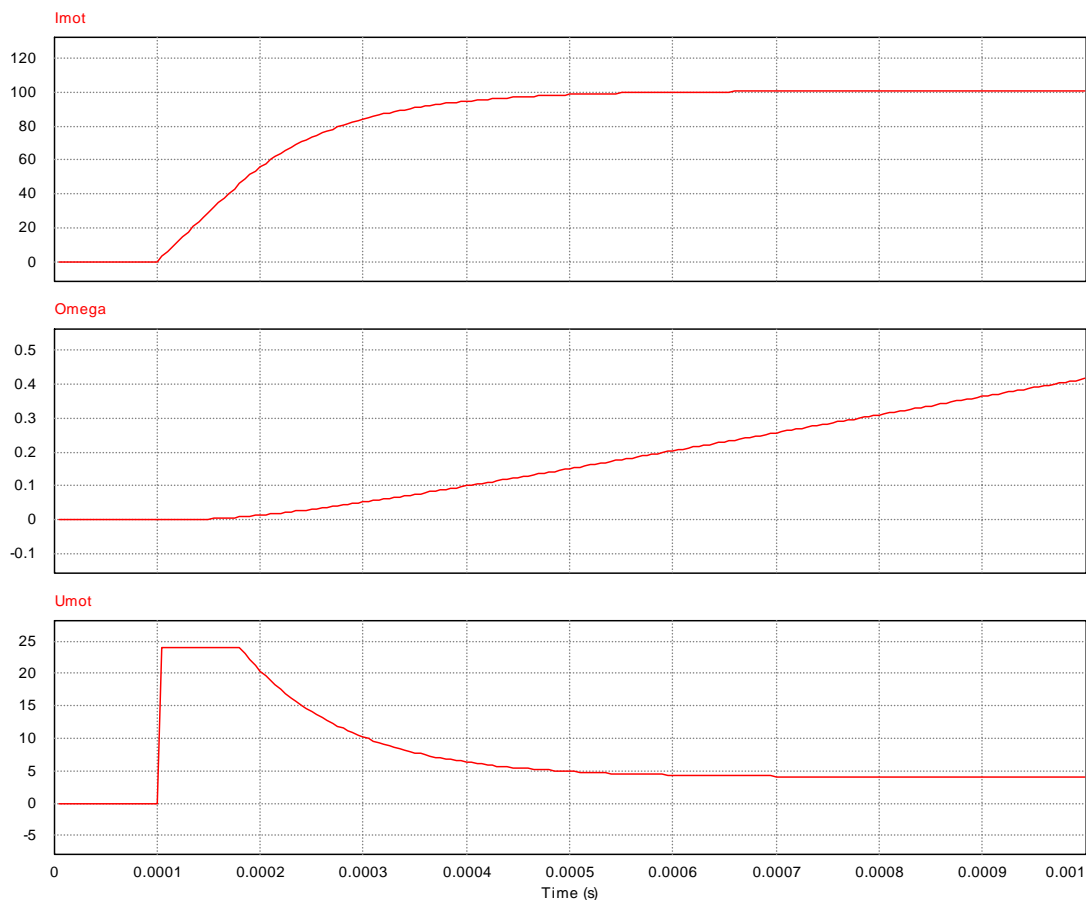


Fig. 47. Réponse à un échelon de courant de 100A de la régulation de courant du moteur avec un gain proportionnel multiplié par 10 : $K_p = 0,40$.

Le courant du moteur atteint sa valeur finale au bout de $\Delta T = \frac{5 \cdot \tau_e}{10} = 500 \mu\text{s}$.

La durée de saturation vaut environ $100 \mu\text{s}$.

6.8.3.2 Déréglage du correcteur PI : gain x100

Si on multiplie le gain du correcteur par 100 ($K_p = 4$), le système sera encore plus rapide (Fig. 48).

La saturation du système dure plus longtemps ($200 \mu\text{s}$).

Le courant dépasse la consigne ($I_{\max} \approx 105\text{A}$).

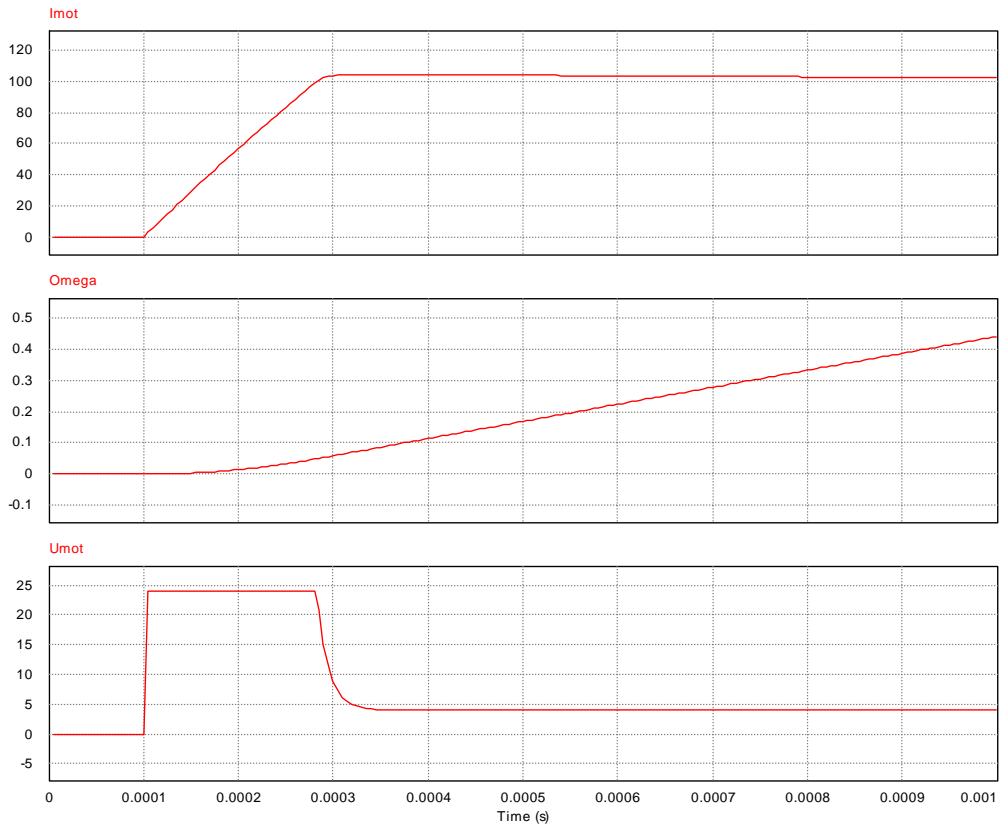


Fig. 48. Réponse à un échelon de courant de 100A de la régulation de courant du moteur avec un gain proportionnel multiplié par 100 : $K_p = 4$.

6.8.3.3 Déréglage du correcteur PI : constante de temps x10

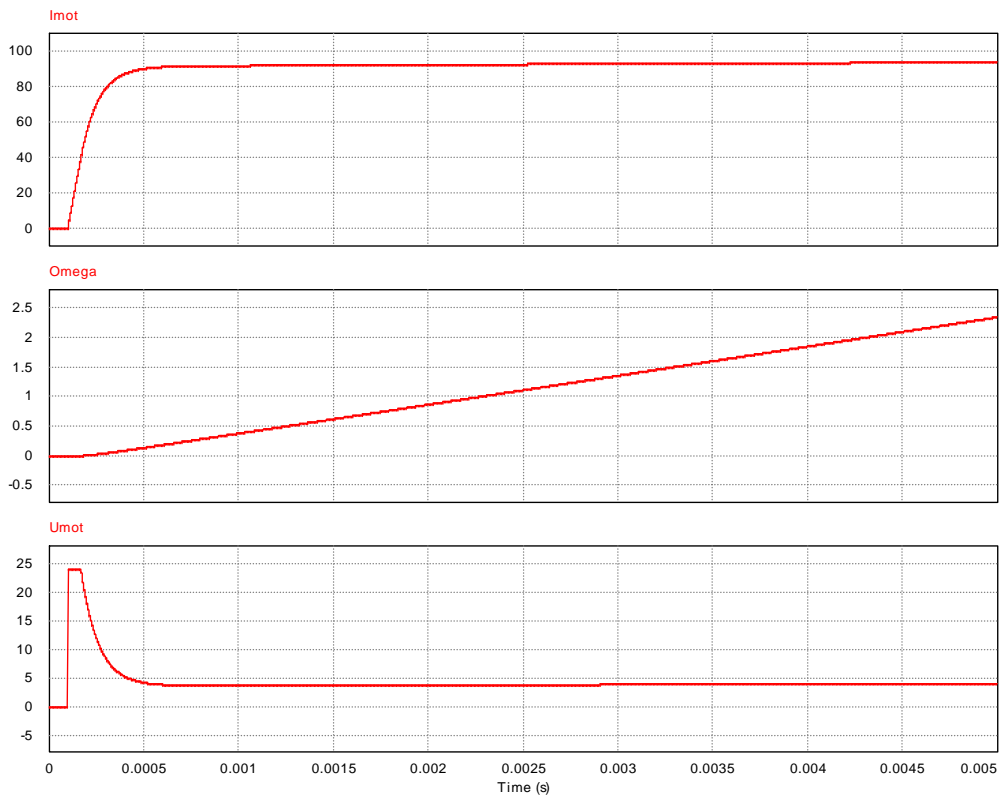


Fig. 49. Réponse à un échelon de courant de 100A de la régulation de courant du moteur avec une constante de temps d'intégration multipliée par 10 : $\tau_i = 10$ ms ($K_p = 0,4$).

En conservant le gain $K_p = 0,4$ donnant une réponse « rapide » du système corrigé, on multiplie la constante de temps d'intégration par 10 $\tau_i = 10 \cdot \tau_e = 10 \text{ ms}$.

Le système est beaucoup plus lent : on retrouve une première constante de temps de montée du courant de l'ordre de la milli seconde.

Le courant n'atteint pas immédiatement la valeur finale : il y a en premier abord une erreur statique « important » et ensuite de courant tend « lentement » vers la valeur de consigne.

6.8.3.4 Déréglage du correcteur PI : constante de temps $\div 10$

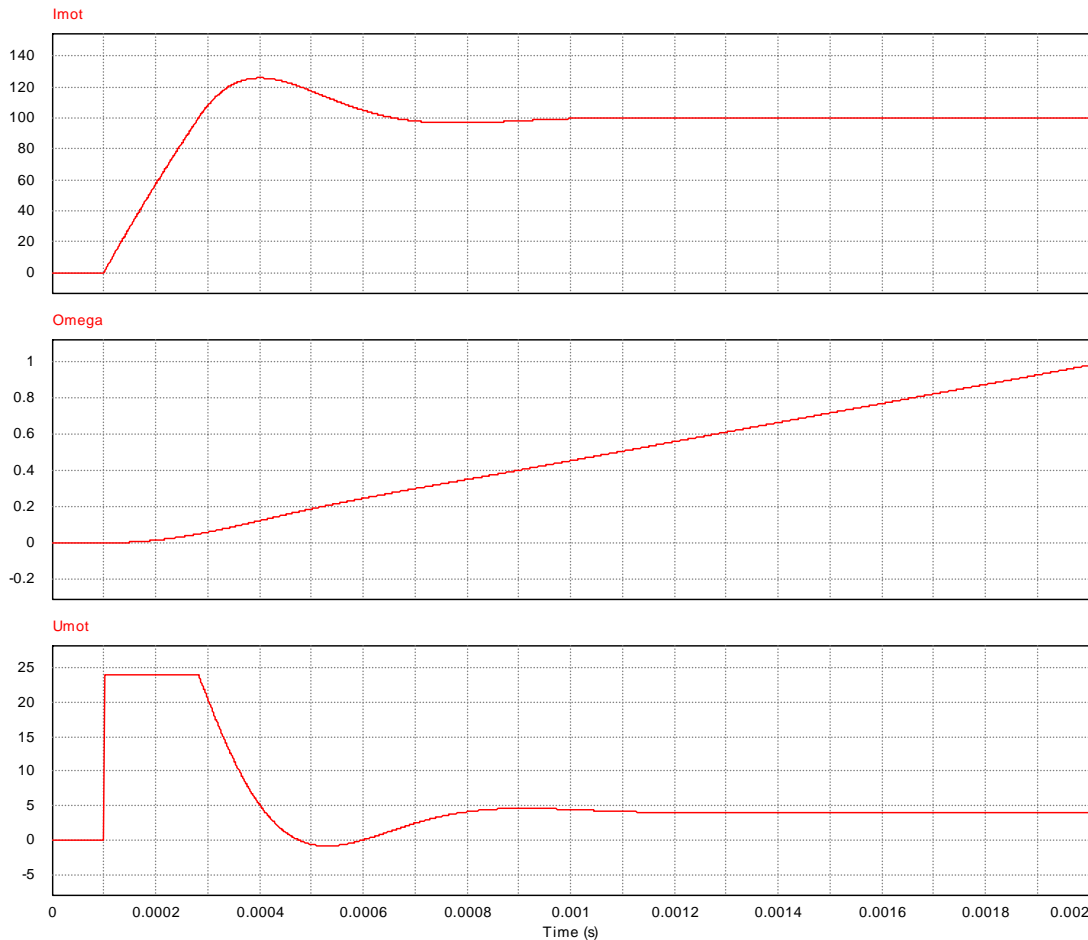


Fig. 50. Réponse à un échelon de courant de 100A de la régulation de courant du moteur avec une constante de temps d'intégration divisée par 10 : $\tau_i = 0,1 \text{ ms}$ ($K_p = 0,4$).

En conservant le gain $K_p = 0,4$ donnant une réponse « rapide » du système corrigé, on divise la constante de temps d'intégration par 10 $\tau_i = \frac{\tau_e}{10} = 0,1 \text{ ms} = 100 \mu\text{s}$.

Le système retrouve de la rapidité, mais présente des oscillations (Fig. 50).

Le courant présente un fort dépassement (ici $I_{\max} = 126 \text{ A}$).

L'erreur statique est nulle : le courant atteint rapidement la valeur de consigne.

Remarque : si on augmente de nouveau de gain proportionnel du correcteur ($K_p = 4$, Fig. 51), les oscillations s'atténuent et on se retrouve dans la configuration de temps de réponse du cas $\{K_p = 4 ; \tau_i = 1 \text{ ms}\}$ de la figure 48 (temps de saturation de la tension d'environ $200 \mu\text{s}$).

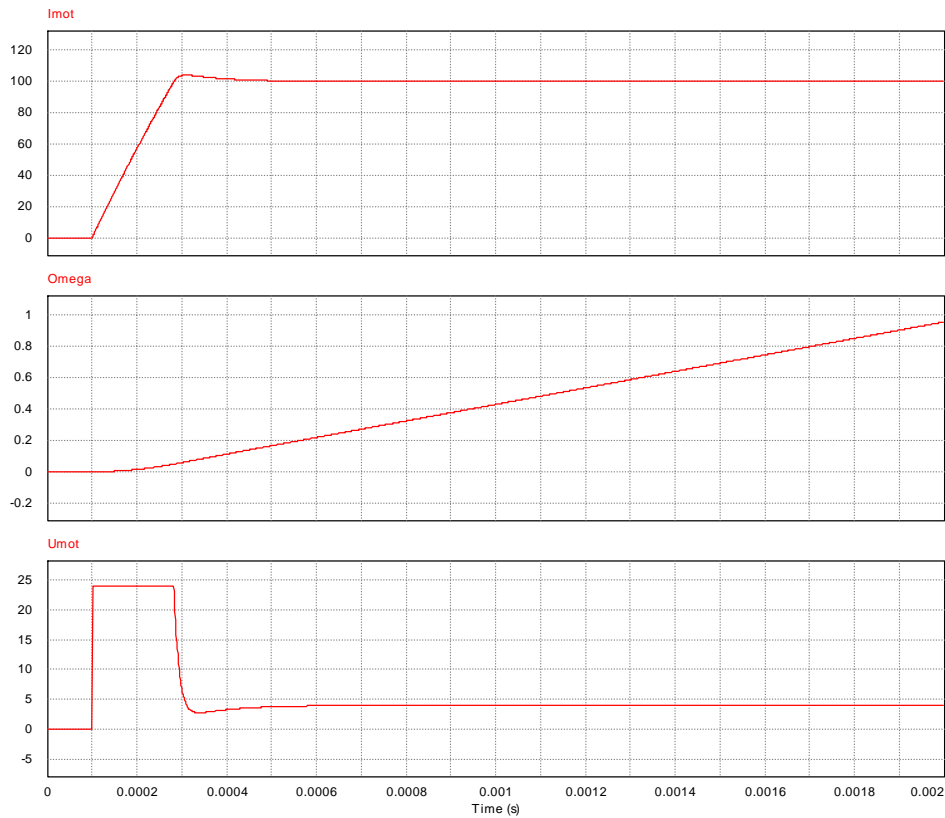


Fig. 51. Réponse à un échelon de courant de 100A de la régulation de courant du moteur avec une constante de temps d'intégration divisée par 10 : $\tau_i = 0,1$ ms et un gain $K_p = 4$.

6.8.3.5 Déréglage du correcteur PI : constante de temps $\div 100$

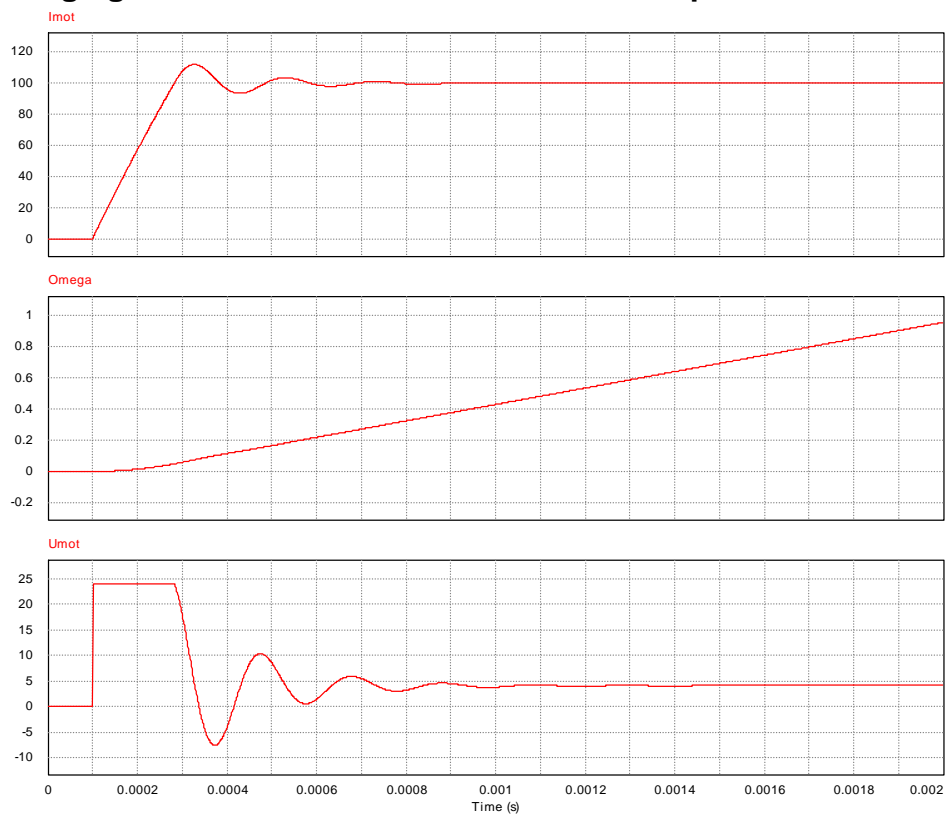


Fig. 52. Réponse à un échelon de courant de 100A de la régulation de courant du moteur avec une constante de temps d'intégration divisée par 100 : $\tau_i = 0,010$ ms ($K_p = 0,4$).

En conservant le gain $K_p = 0,4$ donnant une réponse « rapide » du système corrigé, on divise la constante de temps d'intégration par 100 $\tau_i = \frac{\tau_e}{100} = 0,010 \text{ ms} = 10 \mu\text{s}$.

Le système retrouve de la rapidité, mais présente des oscillations (Fig. 52).

Le courant présente un dépassement de $I_{\text{max}} = 112 \text{ A}$.

L'erreur statique est nulle : le courant atteint rapidement la valeur de consigne.

Remarque : si on augmente de nouveau de gain proportionnel du correcteur ($K_p = 4$, Fig. 53), les oscillations sur la réponse du courant s'atténuent, mais la tension aux bornes du moteur subit des variations très rapides et des oscillations.

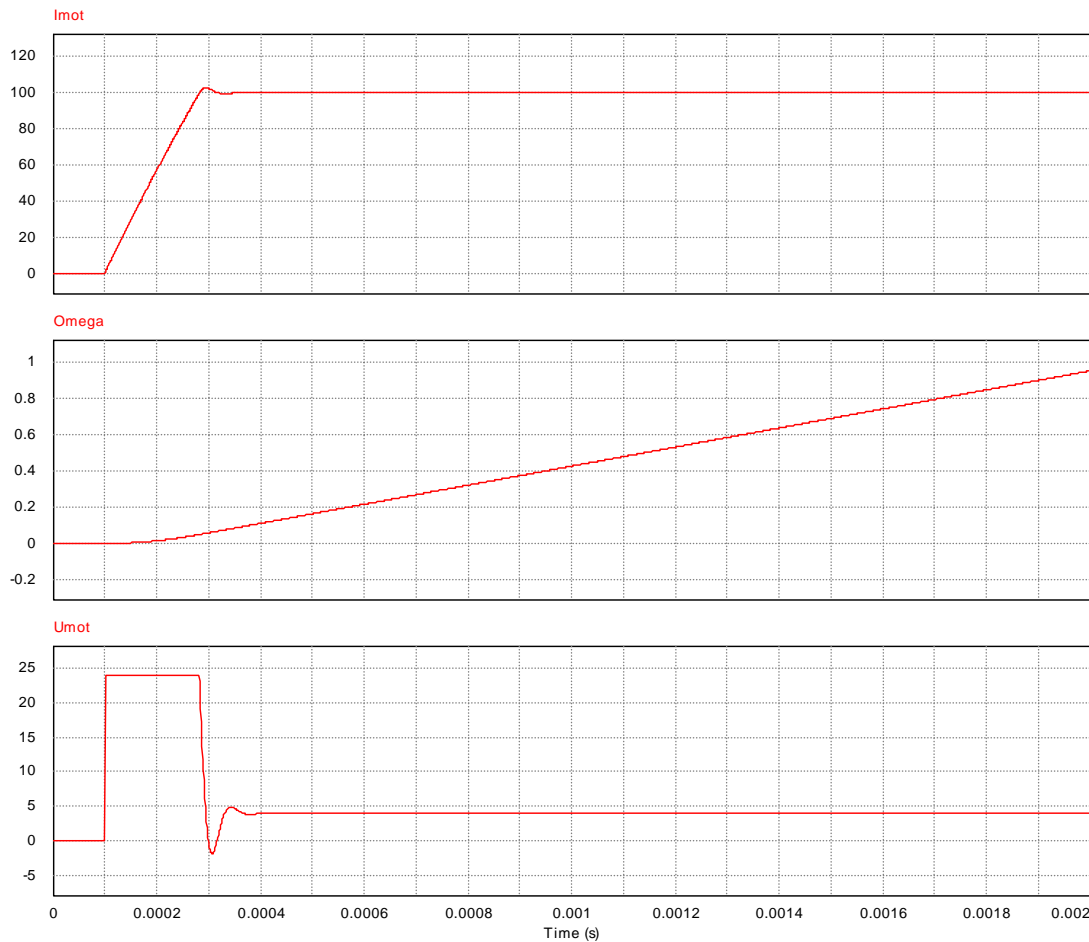


Fig. 53. Réponse à un échelon de courant de 100A de la régulation de courant du moteur avec une constante de temps d'intégration divisée par 10 : $\tau_i = 0,010 \text{ ms}$ et un gain $K_p = 4$.

La figure 54 présente la réponse du correcteur de courant avec un gain $K_p = 40$ et une constante de temps d'intégration $\tau_i = \frac{\tau_e}{100} = 0,010 \text{ ms} = 10 \mu\text{s}$.

Ce cas se rapproche de celui d'un correcteur proportionnel pur (sans intégration).

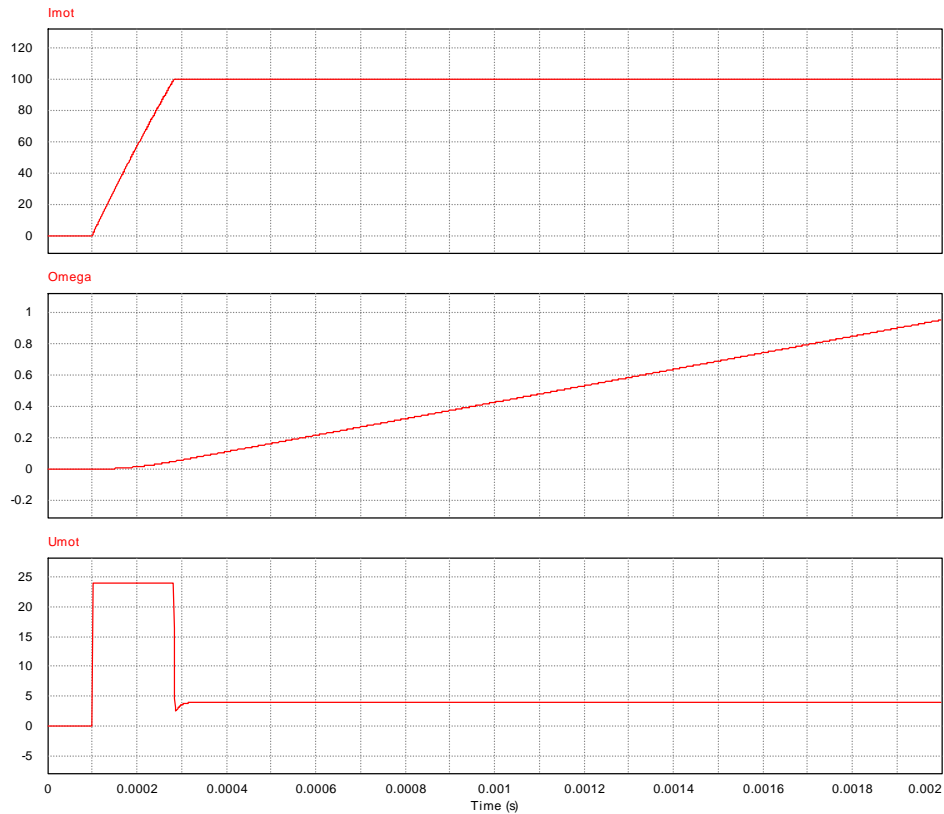


Fig. 54. Réponse à un échelon de courant de 100A de la régulation de courant du moteur avec une constante de temps d'intégration divisée par 10 : $\tau_i = 0,010$ ms et un gain $K_p = 40$!

6.8.4 Mesure de la constante de temps mécanique

6.8.4.1 Méthode 1 : faible accélération

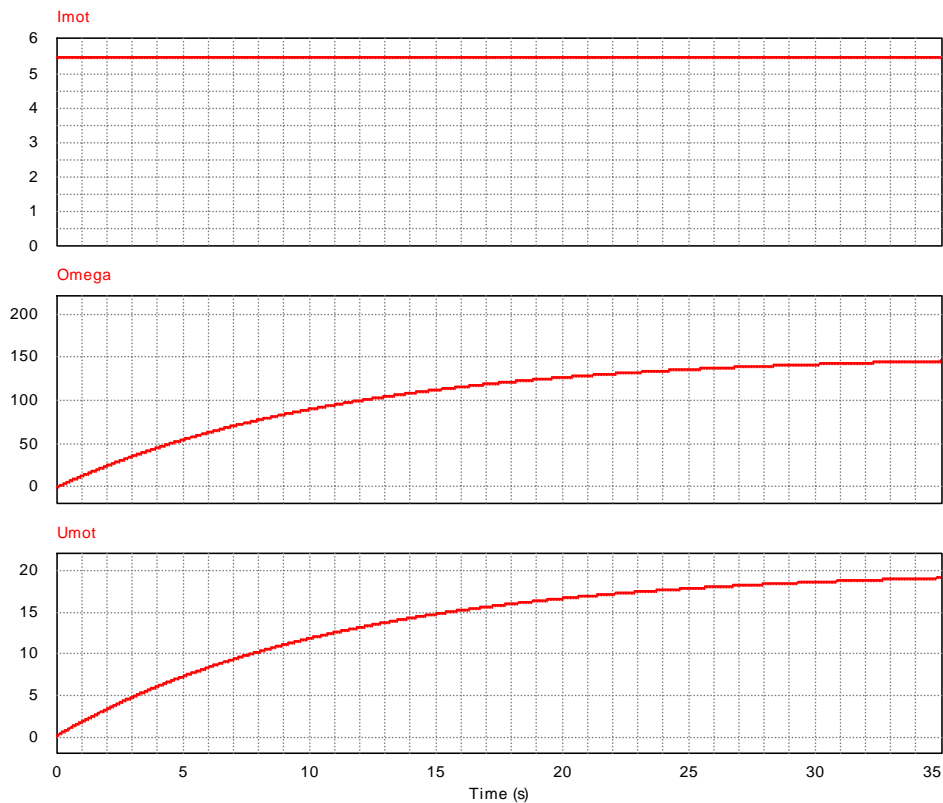


Fig. 55. Réponse à un échelon de courant de 5,5 A de la vitesse du moteur ($\Omega_{vide} = 150$ rd/s).

Afin que le système reste linéaire, il faut imposer un échelon de courant compatible avec un comportement linéaire du moteur. Par exemple, pour atteindre la vitesse à vide de 150 rd/s, il faut appliquer un courant moteur de 5,5 A (Fig 55).

La constante de temps mécanique est bien de l'ordre de la dizaine de milli-secondes.

6.8.4.2 Méthode 2 : essais de ralentissement

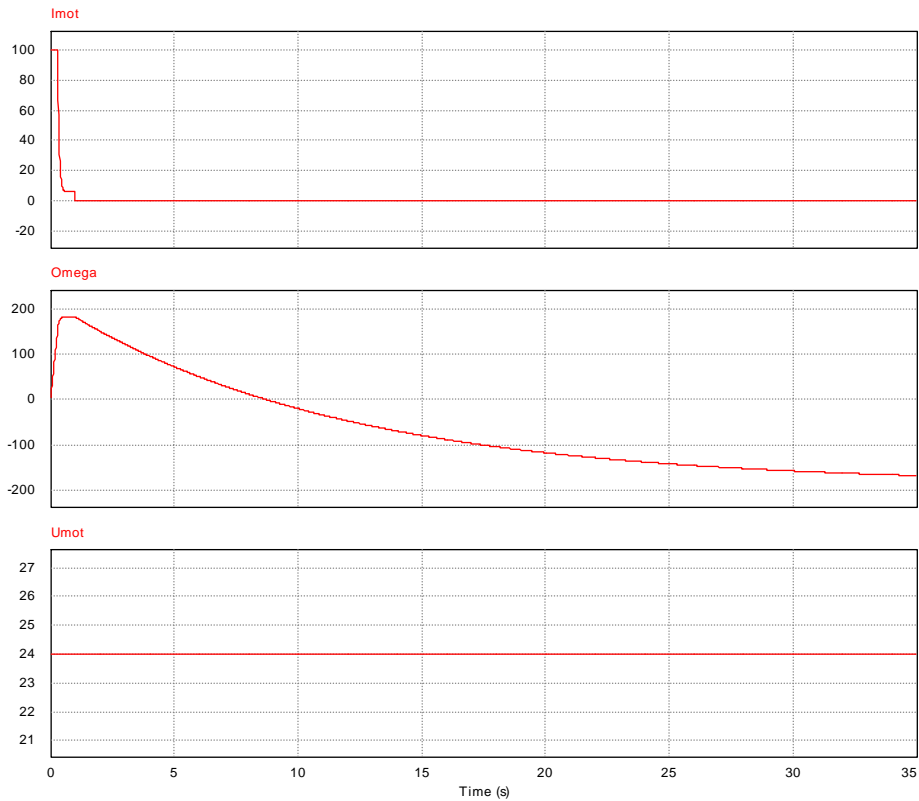


Fig. 56. Simulation de l'essai de lâcher du moteur à courant.

Maintenant que le courant est maîtrisé dans le moteur, on peut procéder à un démarrage jusqu'à la vitesse de rotation à vide, puis « couper » l'alimentation ($I_{mot} = 0A$). Le moteur va ralentir à cause des frottements mécaniques (fig. 56).

ATTENTION : la simulation fait apparaître des vitesses négatives car le couple de frottement sec tend à entraîner le rotor en inverse. Dans la pratique, le moteur s'arrête (le couple de frottement sec à un comportement non linéaire).

On retrouve bien une constante de temps mécanique de l'ordre de la dizaine de seconde.

6.8.5 Simulation de la régulation de vitesse

6.8.5.1 Modélisation du régulateur de vitesse pour moteur à courant continu

La boucle fermée du régulateur de courant en peut être modélisée sous la forme d'un système du 1^{er} ordre. La fonction de transfert de la boucle ouverte de la régulation de vitesse est donnée par la figure 57.

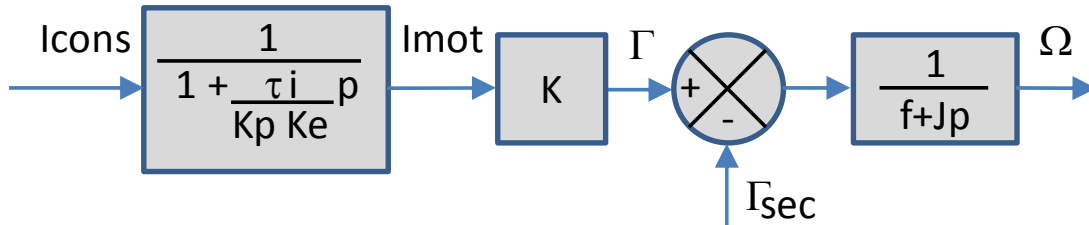


Fig. 57. Modélisation de la boucle ouverte du régulateur de vitesse (AN-EK012-Dessins.pptx).

6.8.5.2 Modèle « petits signaux » autour d'un point de fonctionnement

Les petites variations autour d'un point de fonctionnement s'écrivent :

$$\begin{cases} \Gamma = \Gamma_{\text{sec}} + \delta\Gamma \\ \Omega = \Omega_0 + \delta\Omega \end{cases} \text{ avec } \Gamma_{\text{sec}} = C^{\text{ste}} \quad (36)$$

La relation sur la vitesse de rotation s'écrit alors :

$$\Gamma = (f + Jp) \cdot \Omega + \Gamma_{\text{sec}} \Rightarrow \begin{cases} \Gamma_0 = f \cdot \Omega_0 + \Gamma_{\text{sec}} \\ H_{\text{meca}}(p) = \frac{\delta\Omega(p)}{\delta\Gamma(p)} = \frac{1}{f} \cdot \frac{1}{1 + \tau_m \cdot p} \end{cases} \text{ avec } \tau_m = \frac{J}{f} \quad (37)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte du système hacheur + moteur + régulateur de courant est donnée par :

$$H_{\text{BO2}}(p) = H_{\text{BF1}}(p) \cdot K \cdot H_{\text{meca}}(p) = \frac{1}{1 + \tau_{\text{BF1}} \cdot p} \cdot K \cdot \frac{1}{f} \cdot \frac{1}{1 + \tau_m \cdot p}$$

$$H_{\text{BO2}}(p) = \frac{K}{f} \cdot \frac{1}{(1 + \tau_{\text{BF1}} \cdot p)(1 + \tau_m \cdot p)} \text{ avec } \tau_{\text{BF1}} = \frac{\tau_{\text{il}}}{K_{\text{p1}} \cdot K_e} \quad (38)$$

6.8.5.3 Correcteur et fonction de transfert en boucle fermée théorique

Afin d'avoir une erreur statique nulle, le correcteur PI est retenu.

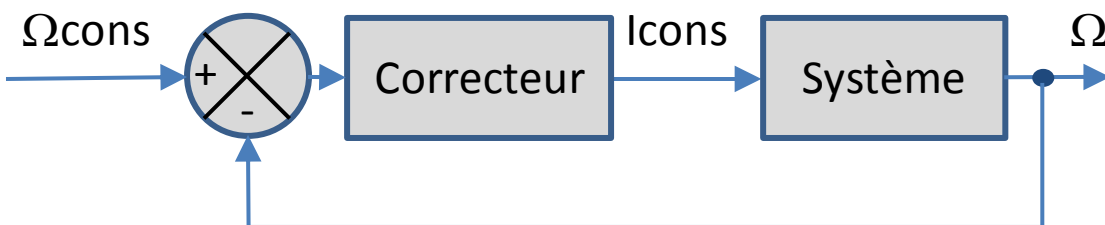


Fig. 58. Modélisation du correcteur de la boucle de vitesse du moteur (AN-EK012-Dessins.pptx).

La fonction de transfert du correcteur PI vaut :

$$H_{PI2}(p) = \frac{I_{cons}(p)}{\varepsilon(p)} = K_{P2} \left(1 + \frac{1}{\tau_{i2} \cdot p} \right) = K_{P2} \frac{1 + \tau_{i2} \cdot p}{\tau_{i2} \cdot p} \text{ avec } \varepsilon(p) = \Omega_{cons}(p) - \Omega(p) \quad (39)$$

avec K_{P2} le gain proportionnel et τ_{i2} la constante de temps d'intégration. La fonction de transfert en boucle ouverte du système corrigé vaut alors :

$$H_{PI2} \cdot H_{BO2} = K_{P2} \left(\frac{1 + \tau_{i2} \cdot p}{\tau_{i2} \cdot p} \right) \frac{K}{f (1 + \tau_{BF1} \cdot p)(1 + \tau_m \cdot p)} \quad (40)$$

On réalise un choix du correcteur par « compensation du pôle dominant » (ici τ_m) et donc :

$$\tau_{i2} = \tau_m \approx 11,2 \text{ s} \quad (41)$$

La fonction en boucle ouverte se simplifie $H_{PI2} \cdot H_{BO2} = \frac{K_{P2}K}{f (\tau_{i2} \cdot p)(1 + \tau_{BF1} \cdot p)}$. La fonction en boucle fermée du système corrigé vaut alors :

$$H_{BF2} = \frac{H_{PI2} \cdot H_{BO2}}{1 + H_{PI2} \cdot H_{BO2}} = \frac{1}{\frac{1}{H_{PI2} \cdot H_{BO2}} + 1} = \frac{1}{\frac{f}{K_{P2} \cdot K} (\tau_{i2} \cdot p)(1 + \tau_{BF1} \cdot p) + 1}$$

$$H_{BF2} = \frac{1}{1 + \frac{f \cdot \tau_{i2}}{K_{P2} \cdot K} p + \frac{f \cdot \tau_{i2} \cdot \tau_{BF1}}{K_{P2} \cdot K} p^2} = \frac{1}{1 + \frac{2 \cdot z}{\omega_0} p + \frac{1}{\omega_0^2} p^2} \quad (42)$$

$H_{BF2}(p)$ est la fonction de transfert d'un système du deuxième ordre de gain unitaire, avec :

$$\omega_0^2 = \frac{K_{P2} \cdot K}{f \cdot \tau_{i2} \cdot \tau_{BF1}} \Rightarrow \omega_0 = \sqrt{\frac{K_{P2} \cdot K}{f} \frac{1}{\tau_{i2} \cdot \tau_{BF1}}} \text{ et } T_0 = 2\pi \sqrt{\frac{f}{K_{P2} \cdot K} \cdot \tau_{i2} \cdot \tau_{BF1}} \quad (43)$$

$$\frac{2 \cdot z}{\omega_0} = \frac{f \cdot \tau_{i2}}{K_{P2} \cdot K} \Rightarrow z = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{f}{K_{P2} \cdot K} \cdot \frac{\tau_{i2}}{\tau_{BF1}}} \quad (44)$$

6.8.5.4 Étude du correcteur PI de la régulation de vitesse

Un correcteur PI à compensation du pôle dominant de la fonction de transfert donnant la vitesse est utilisé, avec une constante d'intégration $\tau_{i2} = \tau_m = 11,2\text{s}$ et un gain

$K_{P2} = \frac{f}{K} = \frac{0,002128}{0,13} = 0,01637$ (Fig. 59). Un bloc de saturation limite le courant de consigne à ± 100 A. La figure 60 donne la réponse de la vitesse dans le cadre d'un échelon de 150 rd/s.

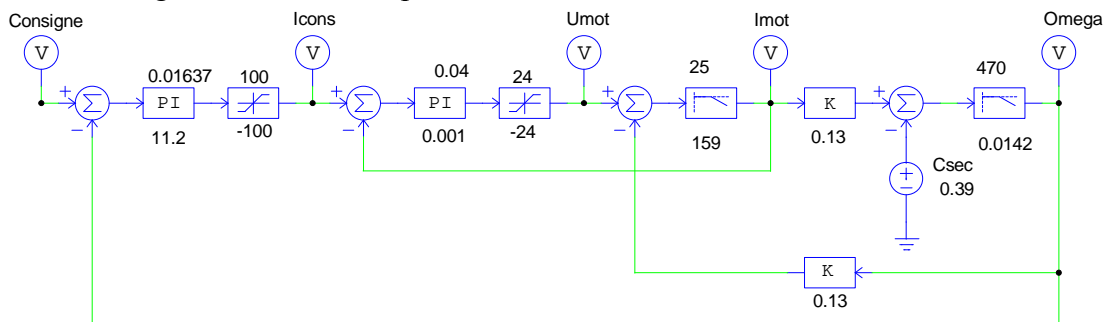


Fig. 59. Structure de simulation de la boucle de régulation de vitesse du moteur à courant continu.

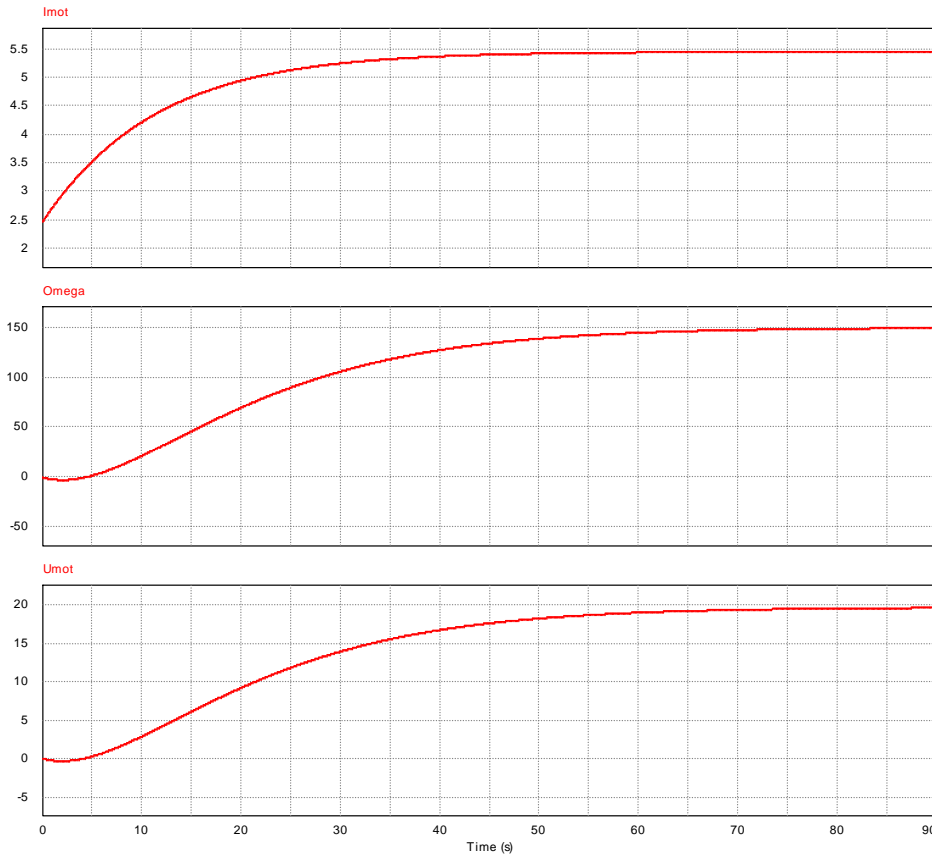


Fig. 60. Réponse à un échelon de vitesse de 150 rd/s de la régulation de vitesse du moteur avec $K_{p2} = 0,01637$ et $\tau_{i2} = 11,2$ s.

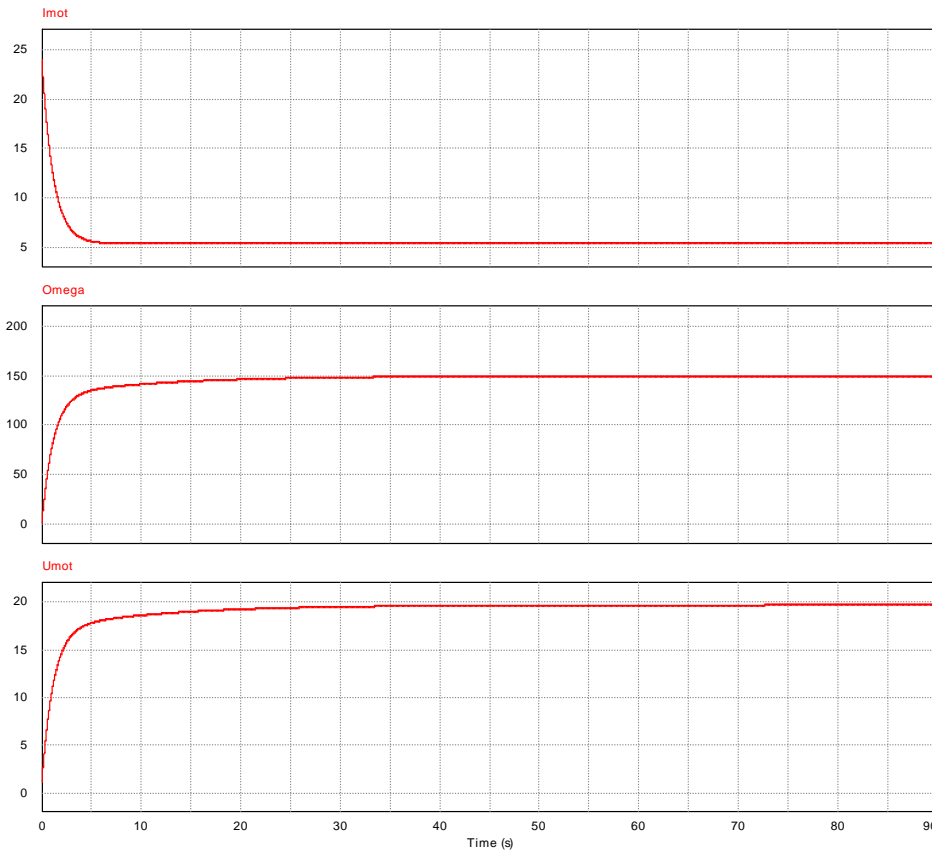


Fig. 61. Réponse à un échelon de vitesse de 150 rd/s de la régulation de vitesse du moteur avec $K_{p2} = 0,1637$ et $\tau_{i2} = 11,2$ s.

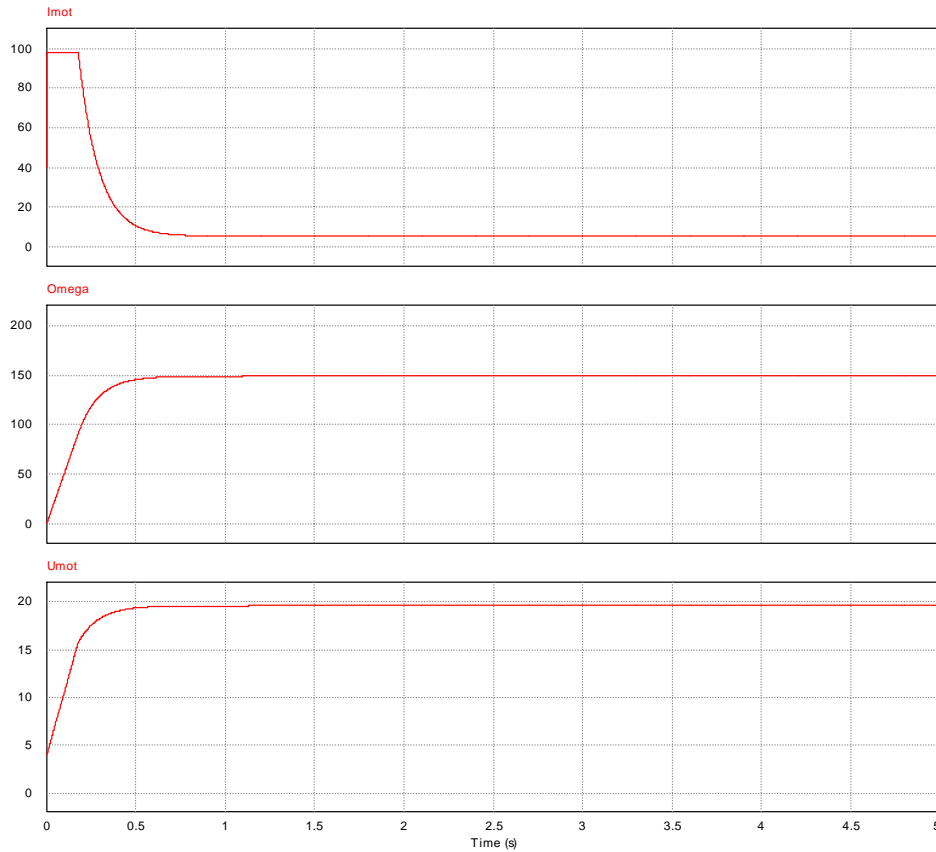


Fig. 62. Réponse à un échelon de vitesse de 150 rd/s de la régulation de vitesse du moteur avec $K_{p2} = 1,637$ et $\tau_{i2} = 11,2$ s.

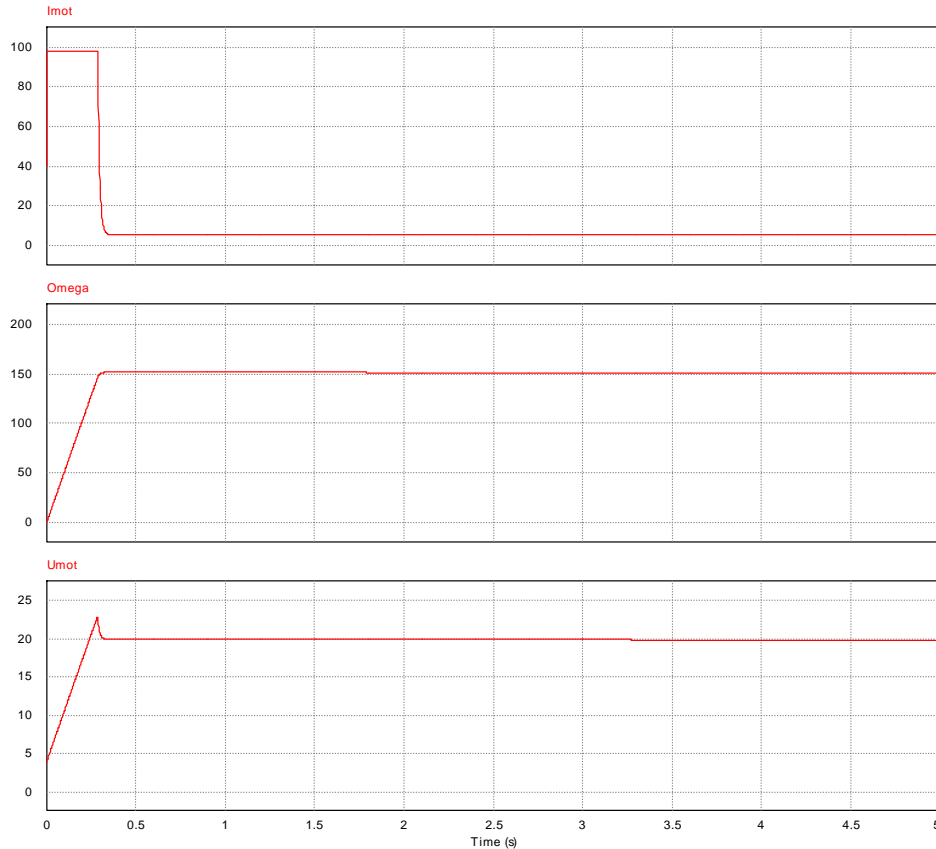


Fig. 63. Réponse à un échelon de vitesse de 150 rd/s de la régulation de vitesse du moteur avec $K_{p2} = 16,37$ et $\tau_{i2} = 11,2$ s.

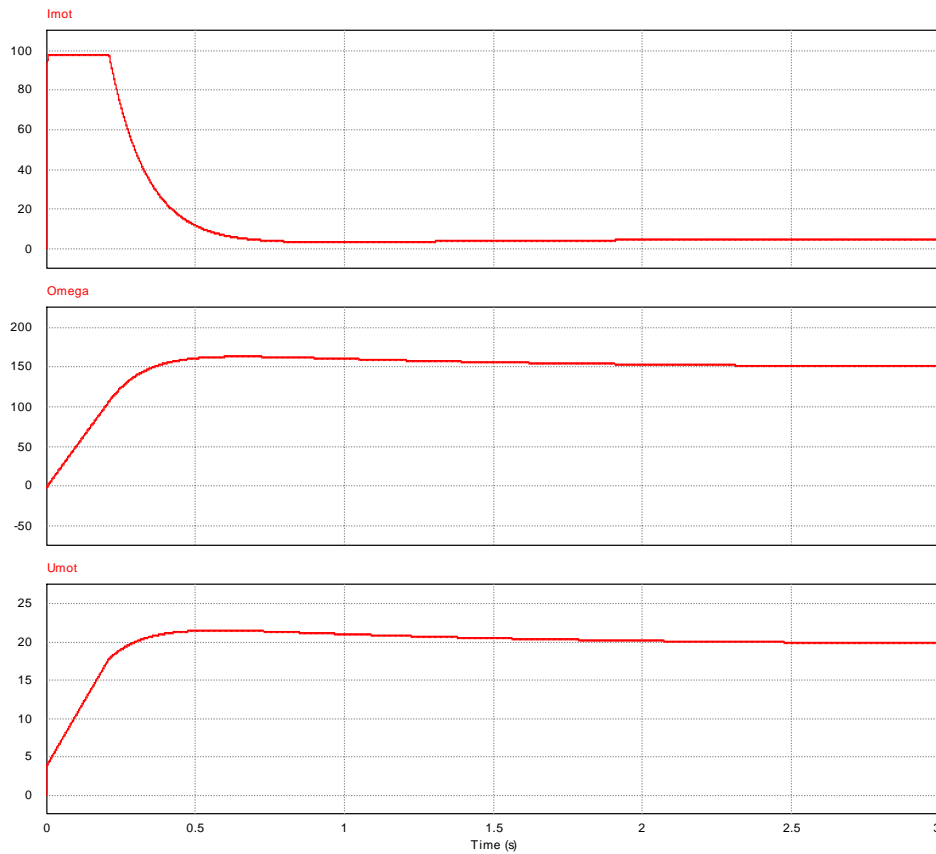


Fig. 64. Réponse à un échelon de vitesse de 150 rd/s de la régulation de vitesse du moteur avec $K_{p2} = 1,637$ et $\tau_{i2} = 1,12$ s.

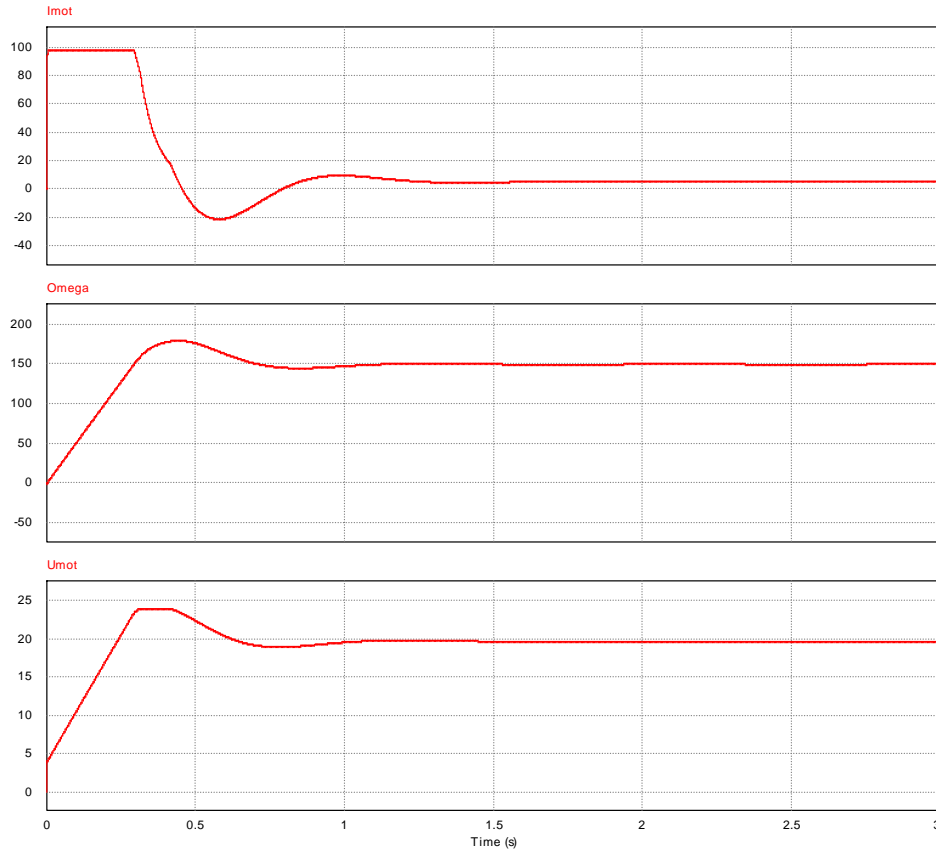


Fig. 65. Réponse à un échelon de vitesse de 150 rd/s de la régulation de vitesse du moteur avec $K_{p2} = 1,637$ et $\tau_{i2} = 0,112$ s.

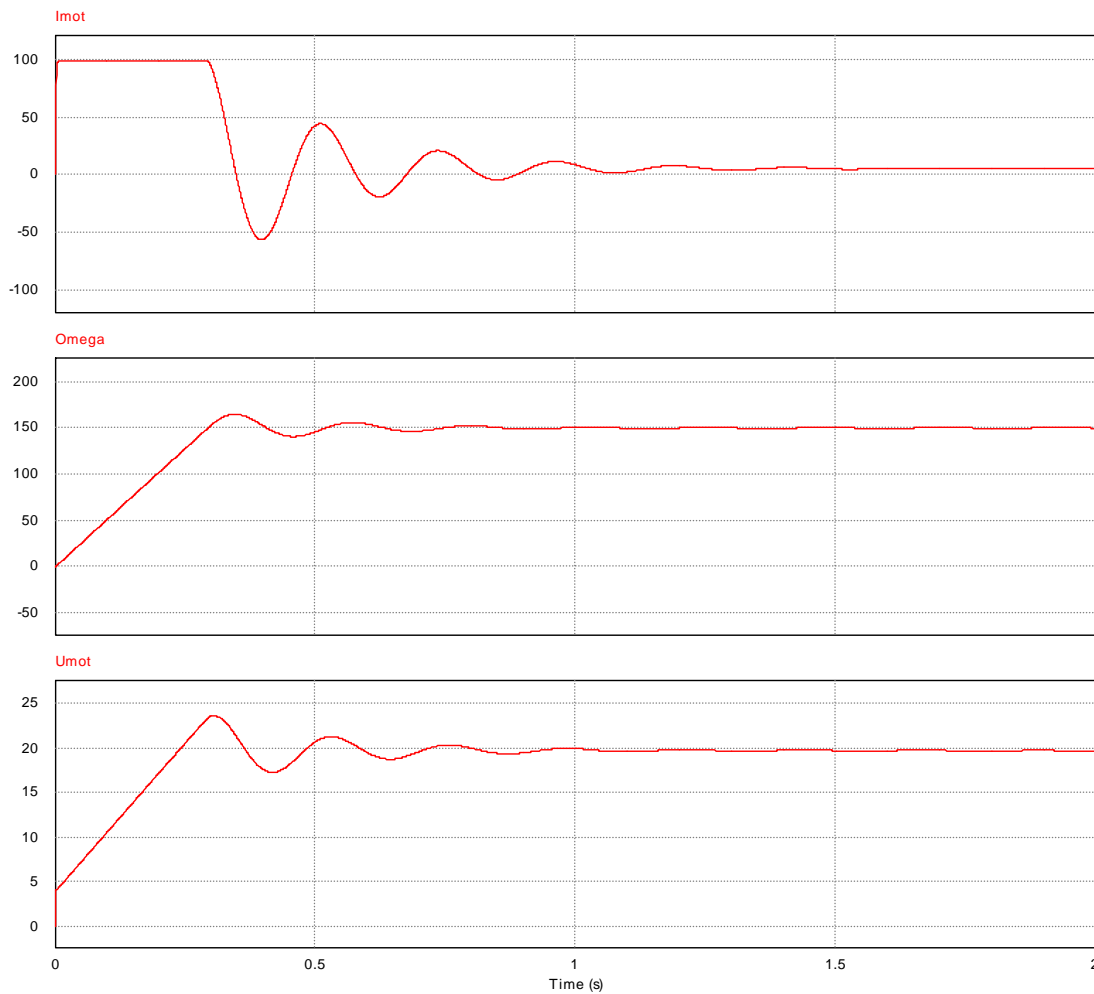


Fig. 66. Réponse à un échelon de vitesse de 150 rd/s de la régulation de vitesse du moteur avec $K_{p2} = 1,637$ et $\tau_{i2} = 11,2$ ms.

Le tableau 8 fait une synthèse du comportement de la boucle fermée de la régulation de vitesse du moteur à courant continu. Le couple $\{K_{p2} = 1,637 ; \tau_{i2} = 11,2$ s $\}$ est un bon compromis stabilité et temps de réponse minimal.

Tableau 8. Synthèse de la régulation de vitesse.

K_{p2}	τ_{i2}	Stabilité ?	Temps de réponse	Remarques
0,01637	11,2 s	Stable	≈ 90 s	Pas de saturation du courant
0,1637	11,2 s	Stable	≈ 30 s	Pas de saturation du courant
1,637	11,2 s	Stable	≈ 1 s	Saturation du courant à +100A
16,37	11,2 s	« Stable »	$\approx 0,5$ s	Saturation du courant – Trop de gain...
1,637	11,2 s	Stable	≈ 1 s	Saturation du courant à +100A
1,637	1,12 s	1 dépassement	≈ 2 s	Saturation du courant
1,637	0,112 s	Oscillations	$\approx 1,5$ s	Saturation du courant et de la tension – Dépassement important de la consigne
1,637	11,2 ms	Oscillations importantes	$\approx 1,5$ s	Saturation du courant et de la tension – Dépassement important de la consigne

6.8.6 Étude de l'impact des paramètres sur la stabilité globale du système

6.8.6.1 Déréglage du correcteur de courant

À partir de la configuration $\{K_{p2} = 1,637; \tau_{i2} = 11,2 \text{ ms}\}$ qui provoque des oscillations sur la réponse de la vitesse de rotation du moteur, on cherche à mesurer l'impact d'un « mauvais » réglage du correcteur de la boucle de courant.

La valeur « convenable » par défaut est $\{K_{p1} = 0,4; \tau_{i1} = 1 \text{ ms}\}$.

Le couple $\{K_{p1} = 0,4; \tau_{i1} = 10 \mu\text{s}\}$ dérègle fortement la boucle de courant et provoque des oscillations sur la réponse du courant du moteur à un échelon de consigne de courant, mais sur une échelle de temps de l'ordre de la milli-secondes. Ce « déréglage » de la boucle de courant n'a aucun impact sur la stabilité de la boucle de vitesse.

De même, le couple $\{K_{p1} = 0,040; \tau_{i1} = 1 \text{ ms}\}$, qui est un réglage « lent » de la boucle de courant, n'a aucun impact sur la stabilité de la boucle de vitesse.

Conclusion : les constantes de temps mécanique et électrique étant extrêmement différentes (10 s contre 1 ms, soit un rapport de 10 000 !), l'impact du réglage de la boucle de courant (très rapide) est négligeable sur la boucle de vitesse (très lente).

6.8.6.2 Modification de la charge mécanique

On considère maintenant que le moteur est associé à sa charge nominale, avec un courant nominal d'environ $I_{\text{nom}} \approx 90 \text{ A}$ (inférieur à la limite des 100A du limiteur de consigne). Le couple résistant mécanique équivalent vaut :

$$\Gamma_{\text{nom}} = K \times I_{\text{nom}} = 0,13 \times 90 = 11,7 \text{ Nm} = \Gamma_{\text{sec}} + f \times \Omega_{\text{vide}} \quad (45)$$

Le couple résistant Γ_{sec} correspondant aux frottements mécaniques des balais et des roulements est négligeable devant le couple moteur, soit $\Gamma_{\text{nom}} \approx f \times \Omega_{\text{nom}}$. Avec une vitesse en charge de $N_{\text{nom}} \approx 1432 \text{ tr/min}$ ($\Omega_{\text{nom}} = 150 \text{ rd/s}$), on obtient :

$$f \approx \frac{\Gamma_{\text{nom}}}{\Omega_{\text{nom}}} = \Gamma_{\text{nom}} \times \frac{60}{2\pi \cdot N_{\text{nom}}} = \frac{11,7}{150} = 0,078 \text{ USI} \quad (46)$$

L'inertie de la charge mécanique ramenée à l'arbre du moteur, en tenant compte du rapport de réduction de vitesse vaut $J_{\text{nom}} = 0,2565 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ (voir Tab. 6). La fonction de transfert donnant la vitesse de rotation en fonction du couple est calculée à partir de :

$$H(p) = \frac{1}{f + J \cdot p} = \frac{1}{f} \times \frac{1}{1 + \tau_m \cdot p} = k \times \frac{\omega_c}{p + \omega_c} \quad (47)$$

$k = \frac{1}{f} = \frac{1}{0,078} \approx 12,82$ est le nouveau gain et $\tau_m = \frac{J}{f} = \frac{0,2565}{0,078} = 3,288 \text{ s}$ est la nouvelle

constante de temps mécanique du moteur. Par contre pour la simulation, il faut renseigner la fréquence de coupure du filtre passe bas du premier ordre à partir de l'expression :

$$F_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_m} = \frac{f}{2\pi \cdot J} = \frac{0,078}{2\pi \cdot 0,2565} \approx 0,0484 \text{ Hz} \quad (48)$$

Le réglage « optimal » (correcteur PI à compensation du pôle dominant de la fonction de transfert donnant la vitesse) est réalisé avec une constante d'intégration $\tau_{i2} = \tau_m = 3,288 \text{ s}$ et

un gain $K_{p2} = \frac{f}{K} = \frac{0,078}{0,13} = 0,6$ (Fig. 72). Le système est plus rapide avec un gain $K_{p2} = 6$.

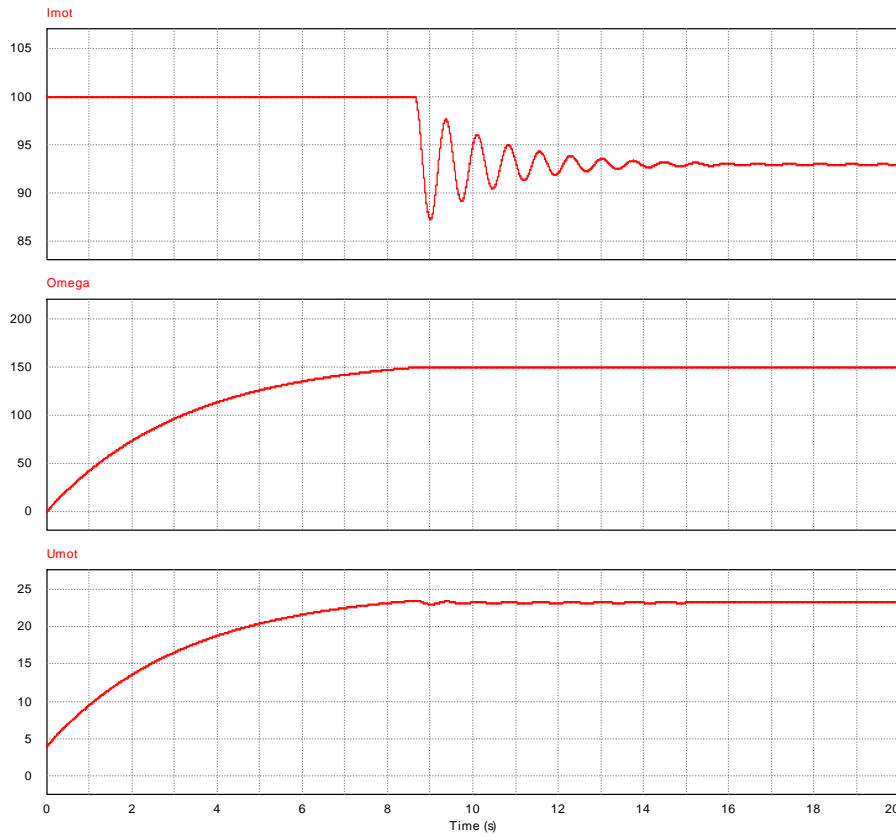


Fig. 67. Réponse à un échelon de vitesse de 150 rd/s de la régulation de vitesse du moteur en charge avec $(K_{p1} = 0,4 ; \tau_{i1} = 1 \text{ ms})$ et $(K_{p2} = 1,637 ; \tau_{i2} = 11,2 \text{ ms})$.

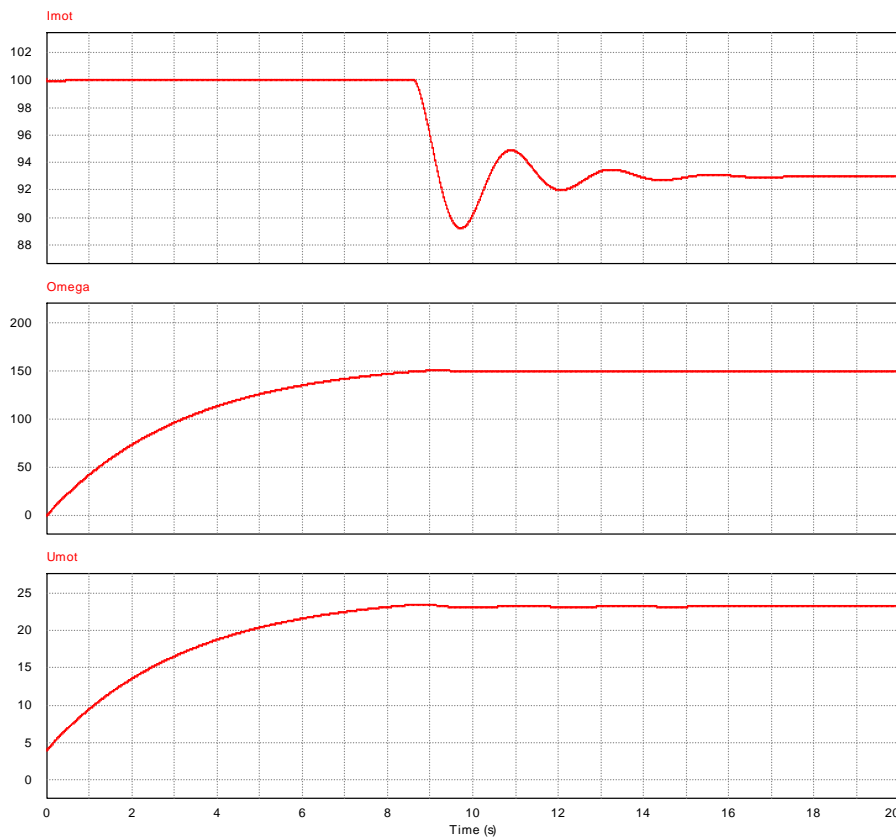


Fig. 68. Réponse à un échelon de vitesse de 150 rd/s de la régulation de vitesse du moteur en charge avec $(K_{p1} = 0,4 ; \tau_{i1} = 1 \text{ ms})$ et $(K_{p2} = 1,637 ; \tau_{i2} = 0,112 \text{ ms})$.

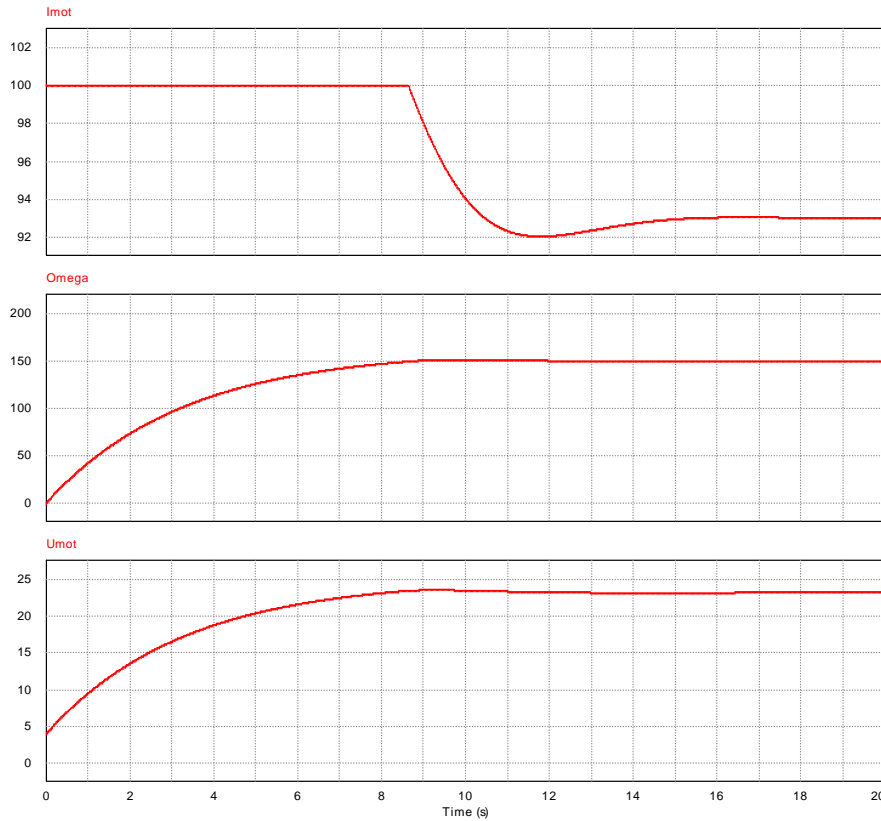


Fig. 69. Réponse à un échelon de vitesse de 150 rd/s de la régulation de vitesse du moteur en charge avec ($K_{p1} = 0,4$; $\tau_{i1} = 1$ ms) et ($K_{p2} = 1,637$; $\tau_{i2} = 1,12$ ms).

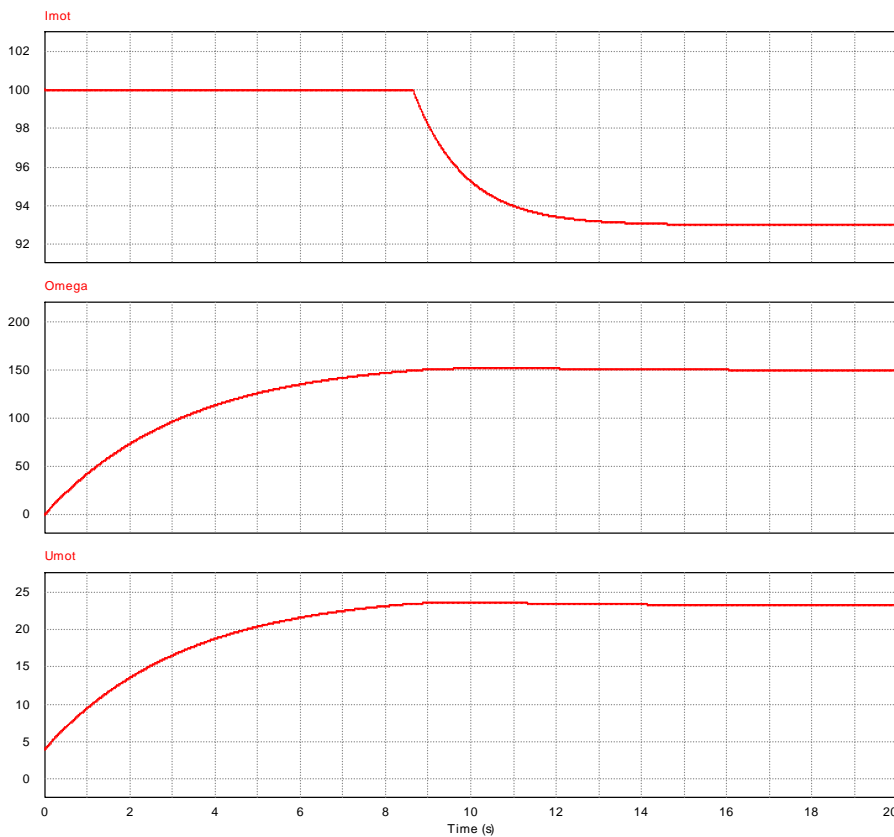


Fig. 70. Réponse à un échelon de vitesse de 150 rd/s de la régulation de vitesse du moteur en charge avec ($K_{p1} = 0,4$; $\tau_{i1} = 1$ ms) et ($K_{p2} = 1,637$; $\tau_{i2} = 3,288$ ms).

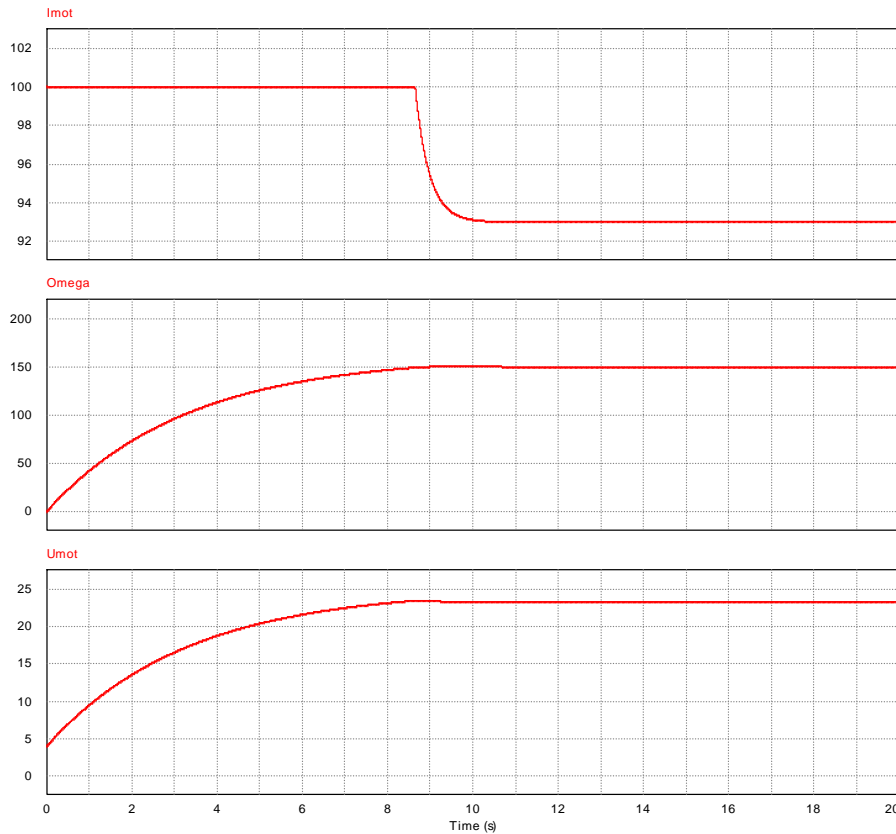


Fig. 71. Réponse à un échelon de vitesse de 150 rd/s de la régulation de vitesse du moteur en charge avec ($K_{p1} = 0,4$; $\tau_{i1} = 1$ ms) et ($K_{p2} = 6$; $\tau_{i2} = 3,288$ ms).

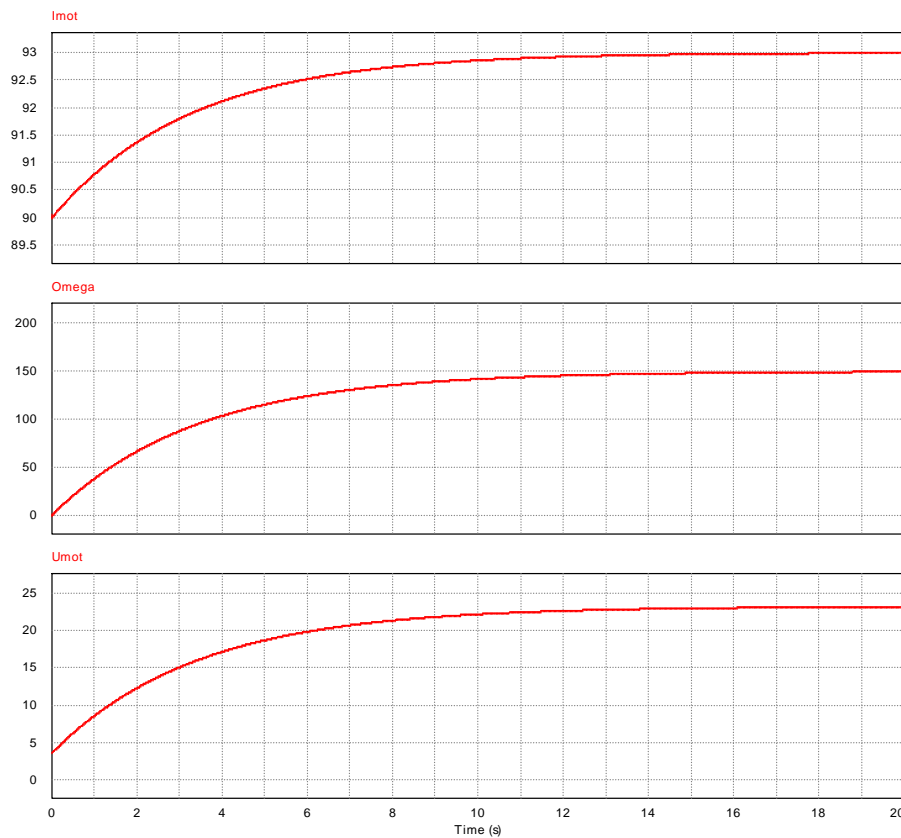


Fig. 72. Réponse à un échelon de vitesse de 150 rd/s de la régulation de vitesse du moteur en charge avec ($K_{p1} = 0,4$; $\tau_{i1} = 1$ ms) et ($K_{p2} = 0,6$; $\tau_{i2} = 3,288$ ms).

7 Conclusions

La réalisation du convertisseur d'énergie reliant un moteur à courant continu à aimant permanent à une source d'énergie électrique embarquée constituée de batteries, nécessite la réalisation d'un hacheur de puissance de type BUCK (réversible si l'on souhaite pouvoir freiner le véhicule).

La régulation du courant dans le moteur permet de garantir un bon fonctionnement du moteur et du hacheur. La pédale d'accélération fixe le niveau de courant dans le moteur et donc l'accélération du véhicule.

Les différentes cartes électroniques ont besoin d'une alimentation qui sera prélevée sur la batterie de puissance. Un afficheur électronique pourra également être développé pour assurer la fonction surveillance de la température et de la tension de la batterie.

Ce projet met en œuvre des compétences techniques variées comme l'électronique, l'électronique de puissance, l'électrotechnique, l'automatique, l'informatique industrielle mais aussi des compétences en anglais, en mathématique, en français et en communication.

8 Bibliographie

- [1] Site web de l'Association e-Kart, <http://www.e-kart.fr>, consulté 7 août 2014.
- [2] Site web de Thierry LEQUEU, <http://www.thierry-lequeu.fr>, consulté le 7 août 2014.
- [3] T. LEQUEU, *Projet 03 - KARTING / Étude de la motorisation électrique d'un KARTING*, documentation technique du projet, Association e-Kart, août 2014, sur le site web <http://www.thierry-lequeu.fr/data/DIV407.HTM>, consulté le 7 août 2014.
- [4] Site web de IUT en Ligne, consulté le 7 août 2014
<http://public.iutenligne.net/etudes-et-realisations/lequeu/kart/index.html>.
- [5] Site web de la société Powersim Inc, <http://www.powersimtech.com>, consulté le 3 août 2011.
- [6] Site web de la société Microsoft <http://www.microsoft.com/>, consulté le 19 juillet 2011.
- [7] L. LEPAGE, T. BAGRIN, *Projet : le KART – Commande d'un moteur à courant continu 51V-250W à partir d'une batterie de 12V*, projet IUT GEII Tours, avril 2003, <http://www.thierry-lequeu.fr/data/DATA249.HTM>, consulté le 4 août 2011.
- [8] T. LEQUEU, *Annexe 1 - Calculs des inductances et des transformateurs*, Cours d'Electronique De Puissance, IUT GEII 2ème année, option EEP, janvier 2006, <http://www.thierry-lequeu.fr/data/DIV410.HTM>, consulté le 4 août 2011.
- [9] J.-C. LEBUNETEL, *Calculs et choix des inductances*, <http://jlebunetel.free.fr/PageDimen.html>, consulté le 6 août 2011.
- [10] Site web de la société Radiospares, <http://radiospares-fr.rs-online.com/web/>, consulté le 4 août 2011.
- [11] Documentation du transistor HUF75639P3 de Fairchild Semiconductor <http://www.fairchildsemi.com/pf/HU/HUF75639P3.html>, consulté le 6 août 2011.
- [12] Documentation de la diode Schottky 43CTQ100 de International Rectifier <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/43ctq080.pdf>, consulté le 6 août 2011.
- [13] C. GLAIZE, [D3120][D3121] *Commande des composants actifs*, Techniques de l'Ingénieur, mars 1989, <http://www.thierry-lequeu.fr/data/PAP063.HTM>, consulté le 6 août 2011.

- [14] S. LEFEBVRE, B. MULTON, [D3233] *Commande des convertisseurs - MOSFET et IGBT : circuits de commande*, Techniques de l'Ingénieur, août 2003 1998, 16 pages, <http://www.thierry-lequeu.fr/data/ART443.HTM>, consulté le 6 août 2011.
- [15] Documentation du driver rapide 9A pour MOSFET TC4421 Microship, consulté le 6 août 2011, <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/21420d.pdf>.
- [16] Documentation du circuit driver IR2183 de International Rectifier <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/ir2183.pdf>, consulté le 6 août 2011.
- [17] R. BAUSIERE, F. LABRIQUE, G. SEGUIER, *Volume 3. La conversion continu-continu*, éditions TEC & DOC, 1997, <http://www.thierry-lequeu.fr/data/LIVRE025.HTM>, consulté le 5 août 2011.
- [18] Documentation des capteurs LEM HAS xxx-s, consulté le 17 juillet 2011, <http://www.lem.com/docs/products/has%2050%20600-s%20e.pdf>
- [19] J.-P. FERRIEUX, F. FOREST, *Alimentations à découpage - Convertisseurs à résonance*, 3e édition revue et augmentée, 1999, <http://www.thierry-lequeu.fr/data/LIVRE122.HTM>, consulté le 5 août 2011.
- [20] M. CORREVON, *SYSTEMES ELECTRONIQUES - Chapitre 11 - Modélisation DC et AC des alimentations à découpage*, HEIG-VD, HES-SO, <http://www.iai.heig-vd.ch/> , <http://www.thierry-lequeu.fr/data/DIV422.HTM> , consulté le 4 août 2011.
- [21] Documentation du régulateur LM2575 de National Semiconductor, <http://www.national.com/ds/LM/LM1575.pdf> , consulté le 4 août 2011,
- [22] Documentation des alimentations Traco Power, <http://www.tracopower.com/> , consulté le 7 août 2014.

Table des matières :

Étude de la régulation de courant.....	1
d'un moteur à courant continu	1
Note d'Application EK012-FR – Août 2014	1
1 Résumé.....	1
2 Introduction.....	1
3 Plan de l'étude.....	2
3.1 Synoptique de niveau 2.....	2
3.2 Les outils utilisés	3
3.2.1 La simulation avec SIMCAD.....	3
3.2.2 Les feuilles de calculs Microsoft Office Excel	4
3.2.3 Les logiciels de calculs Matlab et le module d'automatique Simulink.....	5
4 Le hacheur de puissance.....	6
4.1 Cahier des charges	6
4.2 Etude de l'inductance Ls	7
4.2.1 Choix de l'inductance Ls.....	7
4.2.2 Dimensionnement de l'inductance Ls – Calcul du nombre de spires N	8
4.2.3 Dimensionnement et calculs de l'inductance Ls.....	10
4.2.3.1 Calcul de l'entrefer e.....	10
4.2.3.2 Cas N°1 – e = 2mm – N = 19 spires	10
4.2.3.3 Cas N° 2 – e = 1mm – N = 19 spires	10
4.2.3.4 Calculs de l'inductance Ls – e = 1mm – N = 25 spires	10
4.3 Mesure de l'inductance.....	11
4.4 Etude des transistors	12
4.4.1 Choix des transistors	12
4.4.2 Critère dynamique	12
4.4.3 Commutation à la fermeture du transistor MOSFET	13
4.4.3.1 Phase 1 : $0 < t < t_1$	13
4.4.3.2 Phase 2 : $t_1 < t < t_2$	15
4.4.3.3 Phase 3 : $t_2 < t < t_3$	15
4.4.3.4 Phase 4 : $t > t_3$	15
4.4.4 Commutation à l'ouverture du transistor MOSFET	16
4.4.4.1 Phase 1 : $0 < t < t_1$	16
4.4.4.2 Phase 2 : $t_1 < t < t_2$	17
4.4.4.3 Phase 3 : $t_2 < t < t_3$	17
4.4.4.4 Phase 4 : $t > t_3$	17
4.5 Driver pour MOSFET et IGBT	18
4.5.1 Position du problème.....	18
4.5.2 Des solutions	18
4.5.2.1 Un driver rapide non isolé.....	18
4.5.2.2 Un driver pour bras de pont	19
4.6 Choix des diodes.....	20
4.7 Calculs des pertes dans les semi-conducteurs	20
4.8 Etude du condensateur d'entrée C'e.....	22
4.8.1 Approche simplifiée	22
4.8.2 Critères de choix des condensateurs de puissance	23
4.9 Simulation du fonctionnement du hacheur.....	24
4.9.1 Schéma de simulation du hacheur BUCK réversible en courant	24
5 L'alimentation des cartes électroniques	26

5.1	Cas des alimentations non isolées	26
5.2	Cas des alimentations isolées	27
6	La régulation du courant dans le moteur	28
6.1	Présentation de la régulation du courant dans le moteur	28
6.2	La mesure du courant moteur	28
6.2.1	Choix du capteur	28
6.2.2	Version 50A	28
6.3	Modélisation du hacheur abaisseur et du moteur	30
6.3.1	Modèle « grands signaux » du moteur	30
6.3.2	Modèle « petits signaux » autour d'un point de fonctionnement	30
6.4	Modélisation du générateur M.L.I.	31
6.5	Calculs du correcteur de la boucle de courant	31
6.5.1	Présentation de la structure du correcteur	31
6.5.2	Fonction de transfert en boucle ouverte	31
6.5.3	Correcteur et fonction de transfert en boucle fermée théorique	32
6.6	Réalisation du correcteur	33
6.7	Réponse expérimentale de la boucle fermée	34
6.8	Étude de la régulation de vitesse du moteur à courant continu	35
6.8.1	Détermination des paramètres du schéma équivalent	35
6.8.2	Simulation du comportement en boucle ouverte du moteur	35
6.8.3	Simulation de la régulation de courant	37
6.8.3.1	Déréglage du correcteur PI : gain x10	38
6.8.3.2	Déréglage du correcteur PI : gain x100	38
6.8.3.3	Déréglage du correcteur PI : constante de temps x10	39
6.8.3.4	Déréglage du correcteur PI : constante de temps ÷10	40
6.8.3.5	Déréglage du correcteur PI : constante de temps ÷100	41
6.8.4	Mesure de la constante de temps mécanique	43
6.8.4.1	Méthode 1 : faible accélération	43
6.8.4.2	Méthode 2 : essais de ralentissement	44
6.8.5	Simulation de la régulation de vitesse	45
6.8.5.1	Modélisation du régulateur de vitesse pour moteur à courant continu	45
6.8.5.2	Modèle « petits signaux » autour d'un point de fonctionnement	45
6.8.5.3	Correcteur et fonction de transfert en boucle fermée théorique	45
6.8.5.4	Étude du correcteur PI de la régulation de vitesse	46
6.8.6	Étude de l'impact des paramètres sur la stabilité globale du système	51
6.8.6.1	Déréglage du correcteur de courant	51
6.8.6.2	Modification de la charge mécanique	51
7	Conclusions	55
8	Bibliographie	55

Article créé le 16 juillet 2011 sur le site <http://www.e-kart.fr>

5703 vues le 8 août 2014, pour une durée de 3 ans, soit 1901 vues par ans et 5,2 vues par jours.