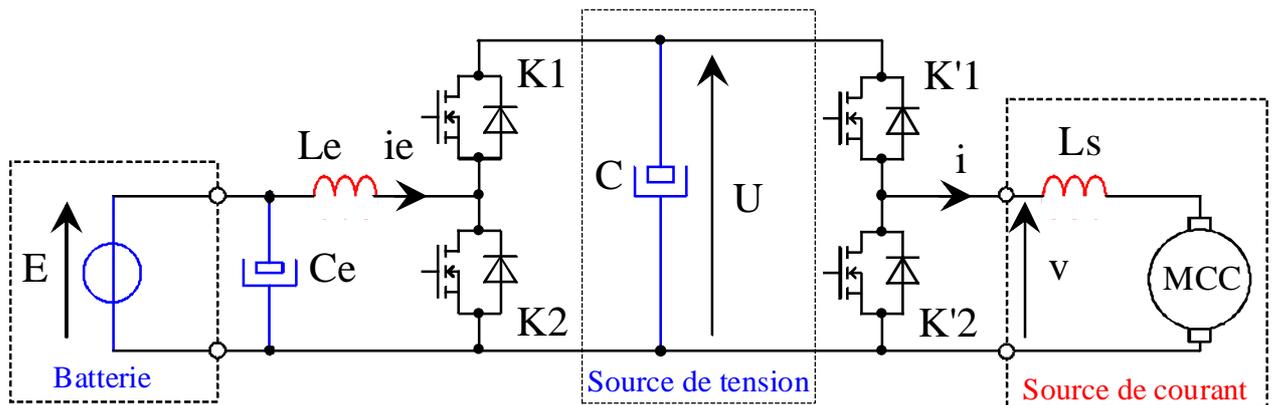


Commande d'un moteur à courant continu
48 V – 140 A – 3200 tr/min – 18 Nm – 8,1 CV
pour un véhicule électrique

Thierry LEQUEU – IUT GEII de Tours – Projet-KARTING3h.doc



Commande d'un moteur pour un véhicule électrique

Projet IUT GEII 2003 → 2005

Chapitre 1 - Présentation du projet.....	6
1.1 Le projet technique.....	6
1.2 Les intervenants 2003/2004/2005	6
1.3 Les fournisseurs.....	7
1.3.1 Radiospares	7
1.3.2 SEFI - Agence de Tours.....	7
1.3.3 Société POLE KARTING SERVICES	7
1.3.4 La société GO KART.....	7
1.4 La démarche de conception.....	7
Chapitre 2 - La mécanique du projet KARTING.....	8
2.1 Les deux châssis de KARTING	8
2.1.1 KARTING N°18 et KARTING N°19	8
2.1.2 L'arbre de transmission.....	9
2.1.3 Les pneumatiques	9
2.2 La transmission mécanique	10
2.2.1 Définitions et calculs.....	10
2.2.2 Application numérique.....	11
2.2.3 La poulie de l'arbre moteur	11
2.3 La définition de la puissance du moteur.....	13
2.3.1 Frottements mécaniques.....	13
2.3.2 Vitesse maximale.....	13
2.3.3 Accélération du véhicule.....	13
2.3.4 Mise en équation du mouvement.....	14
2.4 Le moteur Briggs & Stratton E-tek	15
2.4.1 Principales relations sur le moteur à courant continu	15
2.4.2 Caractéristiques d'après l'article D. EYMARD [1]	15
2.4.3 Caractéristiques d'après Briggs & Stratton	16
2.4.3.1 <i>Calculs de la résistance d'induit</i>	16
2.4.4 Caractéristiques mesurées à l'IUT GEII de Tours.....	17
2.4.4.1 <i>La résistance d'induit + résistance de l'inductance et l'inductance d'induit</i>	17
2.4.4.2 <i>Le couple de frottement sec du moteur</i>	18
2.4.4.3 <i>L'inertie du rotor</i>	19
2.5 Les batteries pour l'alimentation.....	21
2.5.1 Caractéristiques des batteries.....	21
2.5.2 Décharge d'un pack de 2 batteries	22
2.5.3 Charge d'un pack de 2 batteries.....	22
2.6 Câbles et capteur de vitesse	23
2.6.1 Câbles d'alimentation électrique 25 mm ²	23
2.6.2 Capteur inductif de vitesse	23
Chapitre 3 - Les convertisseurs d'énergie	24
3.1 Présentation	24
3.2 Bilan de puissance.....	24
3.3 La section hacheur abaisseur.....	25
3.3.1 Cahier des charges	25
3.3.2 Etude de l'inductance Ls	26
3.3.2.1 <i>Choix de l'inductance Ls</i>	26
3.3.2.2 <i>Dimensionnement de l'inductance Ls – Calcul du nombre de spires N</i>	27

3.3.2.3	Dimensionnement de l'inductance L_s – Calcul de l'entrefer e	29
3.3.2.4	Calculs de l'inductance L_s – $e = 2mm$ – $N = 19$ spires.....	29
3.3.2.5	Calculs de l'inductance L_s – $e = 1mm$ – $N = 19$ spires.....	29
3.3.2.6	Calculs de l'inductance L_s – $e = 1mm$ – $N = 25$ spires.....	29
3.3.2.7	Mesure de l'inductance $N^{\circ}1$	30
3.3.2.8	Mesure de l'inductance $N^{\circ}2$	31
3.3.3	Etude des transistors.....	32
3.3.3.1	Choix des transistors	32
3.3.3.2	Temps de commutation des transistors – Choix des résistances de grille	32
3.3.4	Choix des diodes.....	32
3.3.5	Calculs des pertes dans les semi-conducteurs – Choix du dissipateur	33
3.3.6	Choix du condensateur $C'e$	34
3.4	La section élévateur de tension.....	35
3.4.1	Choix des transistors	36
3.4.2	Choix des diodes.....	36
3.4.3	Choix de l'inductance L_e	36
3.4.4	Choix du condensateur C_e	36
3.4.5	Choix du condensateur C_s	36
Chapitre 4 - La régulation des convertisseurs d'énergie.....		37
4.1	Présentation de la régulation du courant dans le moteur.....	37
4.2	La mesure du courant moteur	37
4.2.1	Choix du capteur.....	37
4.2.2	Version 50A.....	37
4.3	Modélisation du hacheur abaisseur et du moteur	39
4.3.1	Modèle « grands signaux » du moteur	39
4.3.2	Modèle « petits signaux » autour d'un point de fonctionnement.....	39
4.4	Modélisation du générateur MLI.....	40
4.5	Calculs du correcteur de la boucle de courant	40
4.5.1	Présentation de la structure du correcteur.....	40
4.5.2	Fonction de transfert en boucle ouverte	40
4.5.3	Correcteur et fonction de transfert en boucle fermée théorique.....	41
4.5.4	Réalisation du correcteur.....	42
4.5.5	Réponse expérimentale de la boucle fermée.....	43
Chapitre 5 - Bibliographie.....		44
Chapitre 6 - Annexes		45
6.1	Etude théorique du hacheur BUCK réversible en courant.....	46
6.1.1	Cas de l'accélération – $\langle i \rangle = I_s > 0$	46
6.1.1.1	Contraintes sur le transistor de $K'1$	46
6.1.1.2	Contraintes sur la diode de $K'2$	47
6.1.2	Cas du freinage – $\langle i \rangle = I_s < 0$	48
6.1.2.1	Contraintes sur le transistor de $K'2$	48
6.1.2.2	Contraintes sur la diode de $K'1$	49
6.1.3	Cas du couple nul – $\langle i \rangle = I_s = 0$	50
6.1.3.1	Contraintes sur le transistor de $K'1$	50
6.1.3.2	Contraintes sur la diode de $K'1$	50
6.1.3.3	Contraintes sur le transistor de $K'2$	51
6.1.3.4	Contraintes sur la diode de $K'2$	51
6.2	Calculs des courants efficaces	52
6.2.1.1	Courant efficace dans le transistor de $K'2$ – Cas du freinage $I_s < 0$	52
6.2.1.2	Courant efficace dans la diode de $K'1$ – Cas du freinage $I_s < 0$	53
6.2.1.3	Courant efficace dans les transistors et les diodes – Cas du couple nul $I_s = 0$	54

Liste des figures :

Figure .1. Châssis du karting N°18 (images-maquettes\kart18a.jpg).	8
Figure .2. Châssis du karting N°19 (images-maquettes\kart19b1.jpg).	8
Figure .3. Zoom sur la transmission (images-maquettes\kart-trans-22 & 32.jpg).	9
Figure .4. Zoom sur la transmission (images-maquettes\kart-trans-52 & 42.jpg).	9
Figure .5. Pneu avant et pneu arrière (images-maquettes\kart-pneu-avant-12 & arriere-12.jpg).	9
Figure .6. Schéma de la transmission (dessins\kart1.drw).	10
Figure .7. La poulie aluminium SFI 18 8M 30F (images-maquettes\kart-pignon-32.jpg).	11
Figure .8. Montage de la poulie sur le moteur E-tek (images-maquettes\kart-moteur-poulie-32.jpg).	12
Figure .9. Le moteur électrique E-tek et son schéma équivalent (images-maquettes\12VDC51V-12.jpg & dessins\rl1.drw).	15
Figure .10. Caractéristiques du moteur électrique E-tek (images-maquettes\kart-ETEK-01.jpg).	16
Figure .11. Courant et tension moteur rotor bloqué (karting\2004-04-02\tek00001.pcx).	17
Figure .12. Identification des constantes de l'exponentielle (karting\2004-09-023\ide2.m).	17
Figure .13. Courant et tension moteur rotor libre (karting\2004-03-08\mesures.xls).	18
Figure .14. Courbe d'arrêt du moteur seul (karting\2004-09-023\tek00003.pcx).	19
Figure .15. Identification des constantes de l'exponentielle (karting\2004-09-023\ide2.m).	20
Figure .16. Batterie Yuasa 12V 65AH (images-maquettes\12VDC51V-12.jpg).	21
Figure .17. Décharge des batteries en fonction de la distance parcourue pour Imot = 60A (images-maquettes\12VDC51V-12.jpg).	2
2	
Figure .18. Charge des batteries sous Imax = 6,25 A et Vmax = 27 VA (images-maquettes\12VDC51V-12.jpg).	22
Figure .19. Câbles d'alimentation électrique 25 mm ² Nexans (images-maquettes\12VDC51V-12.jpg).	23
Figure .20. Capteur inductif Télémécanique (images-composantss\281-1177.jpg).	23
Figure .1. Hacheur abaisseur de type BUCK réversible en courant (dessins\h2q-1.drw).	25
Figure .2. Circuit magnétique ETD59 (images-composants\etd59a & b.jpg).	27
Figure .3. Bobine pour Circuit magnétique ETD59 (images-composants\etd59c.jpg).	28
Figure .4. L'inductance N°1, ETD 59, e= 1mm, N ≈ 18 spires. (karting\2004-03-10\dsc00069b.jpg)	30
Figure .5. Courant et tension de l'inductance (karting\).pcx).	30
Figure .6. L'inductance N°2, ETD 59, e= 1mm, N = 25 spires. (karting\2004-03-10\dsc00069b.jpg)	31
Figure .7. Courant et tension de l'inductance (karting\2004-03-18\tek00005.pcx).	31
Figure .8. Hacheur élévateur réversible en courant de type BOOST (dessins\h2q-1.drw).	35
Figure .1. Synoptique de la régulation du courant du moteur (dessins\kart1.drw).	37
Figure .2. Vue du capteur HAS 200-S avec 5 spires (images-maquette\has200-1.jpg).	38
Figure .3. Mesure du courant moteur avec le capteur HAS 200-S (tektronix\).pcx).	38
Figure .4. Modélisation du moteur et de la charge mécanique (dessins\kart1.drw).	39
Figure .5. Modélisation du moteur et de la charge mécanique (dessins\kart1.drw).	40
Figure .6. Réponse à un échelon de consigne $V\alpha$ en boucle ouverte (\).pcx).	41
Figure .7. Schéma du correcteur PI et du soustracteur (orcad\iut3\mli-pi2.sch).	42
Figure .8. Réponse à un échelon de consigne V_{Icons} en boucle fermée (\).pcx).	43

Figure .1. Accélération $I_s > 0$: fonctionnement en hacheur BUCK (dessins\hacheur6.drw). 46
 Figure .2. Freinage $I_s < 0$: fonctionnement en hacheur BOOST (dessins\hacheur6.drw)..... 48
 Figure .3. Couple nul $I_s = 0$: fonctionnement en hacheur réversible (dessins\h2q-1.drw).... 50

Liste des tableaux :

Tableau .1. Exemple de calculs de l'accélération (karting.xls)..... 13
 Tableau .2. Calculs des inerties (karting.xls)..... 14
 Tableau .3. Caractéristiques du moteur (d'après D. EYMARD [1]). 15
 Tableau .4. Caractéristiques techniques du Moteur Etek™, référence : 695001 16
 Tableau .5. Calculs des constantes en fonction du courant à vide 20
 Tableau .6. Batterie étanche au plomb..... 21
 Tableau .1. Bilan de puissance. 24
 Tableau .2. Calcul de l'inductance. 26
 Tableau .3. Produit $A_e \cdot S_B$ des différents circuit magnétique ETD. 26
 Tableau .4. Caractéristiques du circuit magnétique ETD59-3C90. 27
 Tableau .5. Calculs du condensateur C'e en fonction de l'ondulation. 34
 Tableau .1. Valeurs des paramètres du moteur..... 39
 Tableau .2. Valeurs du rapport cyclique en fonction de $V\alpha$ 40

Chapitre 1 - Présentation du projet

1.1 Le projet technique

Basé sur l'expérience de la société SpeedOmax de Clermont Ferrand spécialisée dans l'activité de loisir « vert », le kart électrique est un support pluritechnologique qui intéresse les filières de formation du Génie Electrique.

L'article de Denis EYMARD [1] présente cet ensemble technique, vecteur d'une motivation certaine auprès de nos élèves et étudiants, offrant des perspectives d'utilisation pédagogique dans des domaines aussi variés que la mécanique, l'électrotechnique, l'électronique et l'automatique. On trouve également des articles de recherche sur des applications de contrôle-commande de ce type de véhicule [2].

Les applications visées sur ce support concernent les parties :

- interface de puissance afin d'alimenter correctement le moteur (courant continu ou alternatif) ;
- commande et régulation du moteur ;
- gestion de l'énergie de la batterie : recharge et indicateur d'état ;
- communication à distance des paramètres du véhicule (vitesse, état de la batterie, ...).

Les étudiants s'occuperont cette année de l'interface entre les batteries (2 x 12V 65AH) et le moteur à courant continu. La communication des informations entre le véhicule et une base fixe au sol seront des sujets proposés en partenariat avec des étudiants de l'option électronique.

1.2 Les intervenants 2003/2004/2005

- 1) Thierry LEQUEU – Maître de Conférences à l'IUT GEII de Tours
Avenue Monge – Parc de Grandmont – 37200 TOURS – France
Tel/Fax : 02 47 36 72 91
Standard : 02 47 36 71 05
E-mail : thierry.lequeu@univ-tours.fr
Web : <http://www.univ-tours.fr/>
- 2) Denis COURATIN – Service Technique de l'Université de Tours
Avenue Monge – Parc de Grandmont – 37200 TOURS – France
Tel : 02 47 36 69 48
Fax : 02 47 36 xx xx
E-mail : denis.couratin@univ-tours.fr
- 3) Eric BENEFF - Société POLE KARTING SERVICES
6 rue Gustave EIFFEL – ZI N° 1 – 37 300 JOUE–les–TOURS – France
Tel : 02 47 80 03 27
Fax : 02 47 80 03 77
E-mail : polekarting@wanadoo.fr
Web : <http://www.pole-karting.com/>
- 4) Christophe JALLAMION – Gérant de la société ACARTECH Sarl
ZI St Malo
4 allée Panhard et Levassor
37 320 Esvres sur Indre
Tel : 02 47 53 30 50 Portable : 06 08 70 47 00
Fax : 02 47 53 49 50
E-mail : acartech@wanadoo.fr

1.3 Les fournisseurs

1.3.1 Radiospares

1.3.2 SEFI - Agence de Tours

20 rue Louis Pasteur - ZI N°1 Les Aubuis - Jean Perrin - 37550 St Avertin

Tel. : 02 47 48 44 00

Fax : 02 47 28 08 73

E-mail : tours@sefitransmission.fr"

1.3.3 Société POLE KARTING SERVICES

Les krt de locations sont des modèles 4 temps de 160 cm³.

Leur vitesse maximale, en fin de ligne droite, est estimée à 45-50 km/h.

1.3.4 La société GO KART

Adresse : Z.I. Bois de la Plante - Rue Louise de la Vallière - 37700 La Ville aux Dames

Tél : 02.47.32.00.04

Fax : 02.47.32.93.13

E-mail : gokart@gokart.fr

Site : <http://www.gokart.fr>

1.4 La démarche de conception

La démarche de conception n'est pas conventionnelle car il s'agit d'un prototype pédagogique.

N'ayant pas la connaissance complète du système, une première étape consiste à fixer un cahier des charges théorique. De ce premier cahier des charges découlent une série de calculs de dimensionnement des composants utilisés.

Le choix des composants se fera généralement sur des questions de prix de revient et de disponibilités des composants. Une première adaptation du cahier des charges est faite.

La réalisation du prototype soulève des problèmes de conception et de mécanique qui seront intégrés dans une deuxième version du prototype, avec une nouvelle adaptation du cahier des charges.

La phase de mesure permet l'ajustement des modèles théoriques utilisés et permet également la validation (ou non) des hypothèses simplificatrices utilisées.

Chapitre 2 - La mécanique du projet KARTING

2.1 Les deux châssis de KARTING

2.1.1 KARTING N°18 et KARTING N°19

Deux châssis de karting ont été achetés à la société POLE KARTING SERVICES, de Joué les Tours.



Figure 2.1. Châssis du karting N°18 (images-maquettes\kart18a.jpg).



Figure 2.2. Châssis du karting N°19 (images-maquettes\kart19b1.jpg).

2.1.2 L'arbre de transmission



Figure 2.3. Zoom sur la transmission (images-maquettes\kart-trans-22 & 32.jpg).



Figure 2.4. Zoom sur la transmission (images-maquettes\kart-trans-52 & 42.jpg).

2.1.3 Les pneumatiques

A l'avant : VEGA 10 x 4.00 – 5 ; diamètre $D_r = 24$ cm ; circonférence 754 mm.

A l'arrière : VEGA 11 x 5.00 – 5 ; diamètre $D_r = 25,5$ cm ; circonférence 801 mm.



Figure 2.5. Pneu avant et pneu arrière (images-maquettes\kart-pneu-avant-12 & arriere-12.jpg).

2.2 La transmission mécanique

2.2.1 Définitions et calculs

La figure suivante définit les grandeurs mécaniques utilisées, à savoir :

- pour le moteur, Nm la vitesse en tours par minute et Dm le diamètre de la poulie coté moteur ;
- pour l'arbre de transmission, Na la vitesse en tours par minute et Da le diamètre de la poulie ;
- pour les roues, $Nr = Na$ la vitesse en tours par minute et Dr le diamètre des roues ;
- $V = |\vec{V}|$ est la vitesse linéaire en kilomètres par heure ;

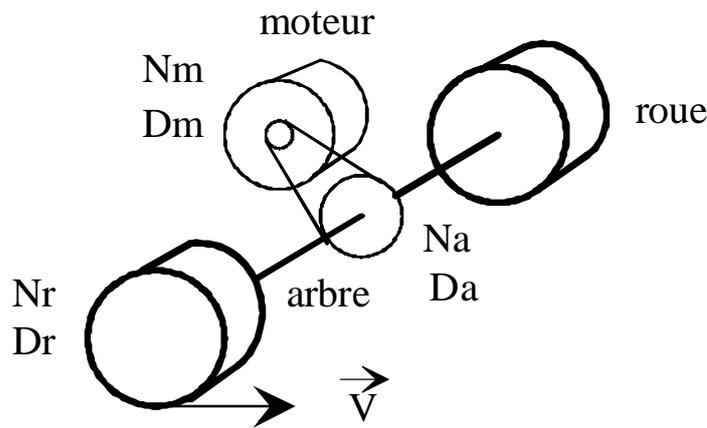


Figure 2.6. Schéma de la transmission (dessins\kart1.drw).

La vitesse de l'arbre de transmission est donnée par le rapport du diamètre des poulies :

$$\frac{Na}{Nm} = \frac{Da}{Dm} = \frac{Nb \text{ dent}(a)}{Nb \text{ dent}(m)} \Leftrightarrow Na = Nm \times \frac{Dm}{Da} \text{ en tr/min} \quad (2.1)$$

La vitesse de rotation des roues est égale à celle de l'arbre moteur :

$$Nr = Na = Nm \times \frac{Dm}{Da} \text{ en tr/min} \quad (2.2)$$

La vitesse angulaire de rotation des roues est donnée par :

$$\Omega r = \frac{2\pi \times Nr}{60} = Nm \times \frac{Dm}{Da} \times \frac{\pi}{30} \text{ en rd/s} \quad (2.3)$$

La vitesse linéaire du véhicule vaut alors :

$$|\vec{V}| = \frac{Dr}{2} \times \Omega r = Nm \times \frac{Dm}{Da} \times \frac{\pi}{30} \times \frac{Dr}{2} \text{ en m/s} \quad (2.4)$$

La conversion en kilomètre par heure donne :

$$V = \frac{3600}{1000} \times |\vec{V}| = Nm \times \frac{Dm}{Da} \times \frac{\pi}{30} \times \frac{Dr}{2} \times 3,6 \text{ en km/h} \quad (2.5)$$

2.2.2 Application numérique

$$\left\{ \begin{array}{l} Nm = 5000 \text{ tr / min} \\ Dm \approx 4 \text{ cm} \Rightarrow 18 \text{ dents} \\ Da \approx 16 \text{ cm} \Rightarrow 65 \text{ dents} \\ Dr \approx 25 \text{ cm} \end{array} \right. \Rightarrow V = 5000 \times \frac{18}{65} \times \frac{\pi}{30} \times \frac{0,25}{2} \times 3,6 = 65 \text{ km/h} \quad (2.6)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} Nm = 3200 \text{ tr / min} \\ Dm \approx 4 \text{ cm} \Rightarrow 18 \text{ dents} \\ Da \approx 16 \text{ cm} \Rightarrow 65 \text{ dents} \\ Dr \approx 25 \text{ cm} \end{array} \right. \Rightarrow V = 3200 \times \frac{18}{65} \times \frac{\pi}{30} \times \frac{0,25}{2} \times 3,6 = 41,7 \text{ km/h} \quad (2.7)$$

2.2.3 La poulie de l'arbre moteur

La poulie en sortie de l'arbre moteur est en aluminium et dispose de 18 dents. Elle a été achetée auprès de la société « SEFI - Agence de Tours » sous la référence 18 8M 30F, au prix de 29,55 € HT (231,83 Francs TTC).



Figure 2.7. La poulie aluminium SFI 18 8M 30F (images-maquettes\kart-pignon-32.jpg).



Figure 2.8. Montage de la poulie sur le moteur E-tek (images-maquettes\kart-moteur-poulie-32.jpg).

2.3 La définition de la puissance du moteur

Les caractéristiques de la motorisation sont les suivantes :

- 1) le moteur doit pouvoir vaincre les frottements mécaniques du KARTING et de la transmission ;
- 2) la vitesse maximale du véhicule est limité par la vitesse de rotation maximale du moteur via la transmission ;
- 3) on souhaite une accélération acceptable du véhicule, comparativement à un modèle thermique.

2.3.1 Frottements mécaniques

Ce premier point est délicat car les frottements sont difficile à modéliser et à mesurer. On fera l'hypothèse que la puissance du moteur sera suffisante, d'autant plus que le point N°3 fournira un moteur d'une puissance importante.

2.3.2 Vitesse maximale

Le paragraphe §2.2 donne la démarche de calculs en fonction de la transmission et de la taille des roues.

2.3.3 Accélération du véhicule

Le paramètre utilisé ici sera plutôt le temps mis pour passer de la vitesse nulle à une vitesse maximale donnée. Les conditions de cet essais sont particulières, car il faut une route en ligne droite assez longue pour atteindre ladite vitesse maximale.

L'accélération est supposée constante pendant l'essais et à $t = T_0 = 0$, la vitesse est nulle :

$$A = \left| \vec{a} \right| = \left| \frac{d\vec{v}}{dt} \right| = \frac{V_{\max} - V_0}{T_{\max} - T_0} = \frac{V_{\max}}{T_{\max}} \text{ en m/s}^2 \quad (2.8)$$

L'évolution de la vitesse est donnée par :

$$v = \left| \vec{v} \right| = \left| \frac{d\vec{x}}{dt} \right| = A \cdot (t - T_0) + V_0 = \frac{V_{\max}}{T_{\max}} \cdot t \text{ en m/s} \quad (2.9)$$

La position du véhicule vaut alors :

$$x = \left| \vec{x} \right| = \frac{A \cdot (t - T_0)^2}{2} + V_0 \cdot t + x_0 = \frac{A \cdot t^2}{2} = \frac{V_{\max}}{2 \cdot T_{\max}} \cdot t^2 \text{ en m} \quad (2.10)$$

La distance D parcourue au bout du temps T_{\max} vaut :

$$D = x(T_{\max}) = \frac{V_{\max}}{2 \cdot T_{\max}} \cdot T_{\max}^2 = \frac{V_{\max} \cdot T_{\max}}{2} \text{ en m} \quad (2.11)$$

Tableau 2.1. Exemple de calculs de l'accélération (karting.xls).

Vmax	Vmax	Tmax	Accélération	Distance
en km/h	en m/s	en s	en m/s ²	en m
10	2,778	10	0,2778	13,89
20	5,556	10	0,5556	27,78
30	8,333	10	0,8333	41,67
40	11,111	10	1,1111	55,56
50	13,889	10	1,3889	69,44
60	16,667	10	1,6667	83,33

2.3.4 Mise en équation du mouvement

Il faut tenir compte de l'énergie cinétiques de rotation $\frac{1}{2} \cdot J \cdot \Omega^2$ des pièces de la transmission et du moteur, ainsi que de l'inertie de translation du véhicule $\frac{1}{2} \cdot M \cdot V^2$.

L'équation liant la vitesse de rotation du moteur et l'inertie du système est donnée par :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_{moteur} - \Gamma_{résistant} = \Gamma_{moteur} - \Gamma_0 - f \cdot \Omega - k \cdot \Omega^2 \quad (2.12)$$

J est le moment d'inertie équivalent du véhicule donné par $\frac{1}{2} \cdot J \cdot \Omega^2 = \sum_x \frac{1}{2} \cdot J_x \cdot \Omega_x^2 + \sum_y \frac{1}{2} \cdot M_y \cdot V_y^2$. Le couple représentant les frottements secs Γ_0 est considéré constant. Les frottements fluide seront soit proportionnel à la vitesse, soit proportionnel au carré de la vitesse.

Le moment d'inertie d'un cylindre en rotation autour de son axe (roues, axes de transmissions, poulies) vaut :

$$J_{OZ} = \frac{1}{2} m \cdot r^2 \text{ en kg/m}^2, \text{ avec } r \text{ le rayon du cylindre et } m \text{ sa masse} \quad (2.13)$$

La vitesse de rotation de l'arbre de transmission vaut $\Omega a = \frac{Dm}{Da} \cdot \Omega = \Omega r$, avec $\Omega = \Omega m = \Omega_{moteur}$ en rd/s.

L'inertie de cet arbre, de la grosse poulie et des roues vaut $\frac{1}{2} Ja \cdot (\Omega a)^2 = \frac{1}{2} Ja \cdot \left(\frac{Dm}{Da}\right)^2 \cdot \Omega^2$, donc

l'inertie ramené sur l'arbre moteur vaut $Ja \cdot \left(\frac{Dm}{Da}\right)^2$

La masse totale M en translation est la somme des masse du châssis, des batteries, du moteur, des convertisseurs et du pilote. La relation entre la vitesse linéaire V en m/s et la vitesse de rotation Ω en rd/s est $V = \frac{Dr}{2} \cdot \Omega r = \frac{Dr}{2} \cdot \frac{Dm}{Da} \cdot \Omega$. L'inertie équivalente en rotation ramené sur l'arbre du moteur vaut

$$\frac{1}{2} M_y \cdot V^2 = \frac{1}{2} \cdot M_y \cdot \left(\frac{Dr}{2} \cdot \frac{Dm}{Da} \cdot \Omega\right)^2 \Rightarrow J_y = M_y \cdot \left(\frac{Dr}{2} \cdot \frac{Dm}{Da}\right)^2$$

Tableau 2.2. Calculs des inerties (karting.xls).

Masse en translation en kg		Diamètre en m	Longueur en m	Densité kg/m3	Poids en kg	Moment d'inertie en kg	Dm/Da	Dr/2	
Chassis	50	4 x Roues	0,25		2	0,015625	0,2769		0,001198
2 x Batteries	48	Axe arrière	0,03	1,5	7000	7,422	0,000835	0,2769	0,000064
Moteur	10	Poulie	0,16	0,02	1100	0,4423	0,001415	0,2769	0,000109
Convertisseur	5	Moteur	0,3	0,02	1500	2,1206			0,023856
Pilote	80	Masse			193		0,2769	0,125	0,2312574
TOTAL	193	Inertie TOTAL sur l'arbre du moteur (en kg m) :							0,2565

2.4 Le moteur Briggs & Stratton E-tek

2.4.1 Principales relations sur le moteur à courant continu

Le moteur est équivalent à une charge électrique de type (R-L-E), avec R-L la résistance et l'inductance d'induit, et E la fem du moteur. Les relations entre grandeurs mécanique et électriques sont les suivantes :

$$\begin{cases} E = k \cdot \phi \cdot \Omega = K \cdot \Omega = K \cdot \frac{\pi \cdot N}{30} \\ \Gamma = k \cdot \phi \cdot I = K \cdot I \end{cases} \quad (2.14)$$

avec E la fem en Volt, Ω la vitesse de rotation en rd/s, N la vitesse de rotation en tr/min, Γ le couple moteur en Nm, I le courant d'induit en A et K la constante du moteur en V/rd/s ou en Nm/A.

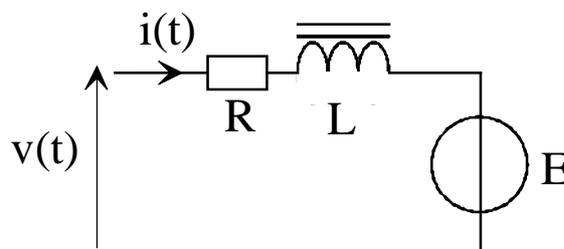


Figure 2.9. Le moteur électrique E-tek et son schéma équivalent (images-maquettes\12VDC51V-12.jpg & dessins\rl1.drw).

2.4.2 Caractéristiques d'après l'article D. EYMARD [1]

Deux moteurs électrique E-tek de Briggs & Stratton ont été achetés. D'une puissance de 5 kW, ils sont alimentés en 50V, avec un courant de démarrage de 500A pendant une minute [1].

Tableau 2.3. Caractéristiques du moteur (d'après D. EYMARD [1]).

Tension nominale	50 V
Courant nominal	100 A
Puissance nominale	5 kW
Puissance utile	6 ch
Courant maximal	500 A pendant 1 min
Vitesse	5000 tr/min
Rendement	> 88%
Couple nominal	8,4 Nm
Couple maximum	42 Nm
Poids	10 kg
Prix unitaire TTC	528,63 euros (3467,59 Francs)

2.4.3 Caractéristiques d’après Briggs & Stratton

Tableau 2.4. Caractéristiques techniques du Moteur Etek™, référence : 695001

Alimentation : 48 Volts	Tension constante : 72 Tr/min par volt
Courant maxi à vide : 6 Amp	Couple constant : 0,13 Nm/Amp
Vitesse maxi à vide : 3600 Tr/min	Courant maxi : 330 Ampères pendant 2'
Vitesse mini à vide : 3300 Tr/min	Poids moteur : 9,5 Kg
Vitesse mini à 18 Nm : 3200 Tr/min	Puissance moteur
Courant continu maxi à 18 Nm : 140 Amp	Continue : 8 CV
Puissance maxi continue : 8,1 CV (6 Kw)	Maximum : 15 CH

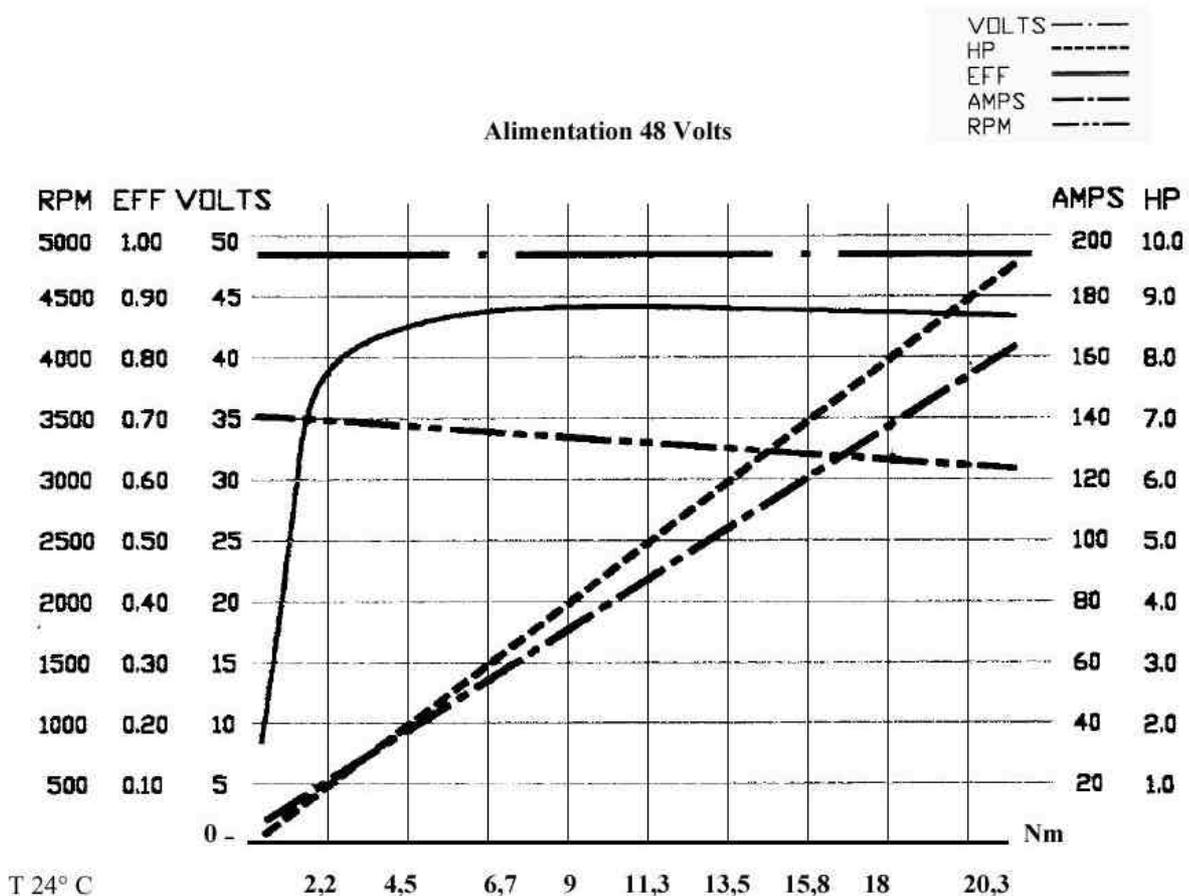


Figure 2.10. Caractéristiques du moteur électrique E-tek (images-maquettes\kart-ETEK-01.jpg).

2.4.3.1 Calculs de la résistance d’induit

L’estimation de la résistance d’induit du moteur peut se faire à partir de deux points de la caractéristique Vitesse = f(Courant). On prend $N_1 = 3500$ tr/min pour $I_1 = 20$ A et $N_2 = 3200$ tr/min pour $I_2 = 140$ Nm.

On calcule la résistance par la pente $R = \frac{\Delta E}{\Delta I} = -\frac{E_2 - E_1}{I_2 - I_1} = 34 \text{ m}\Omega$.

2.4.4 Caractéristiques mesurées à l'IUT GEII de Tours

2.4.4.1 La résistance d'induit + résistance de l'inductance et l'inductance d'induit

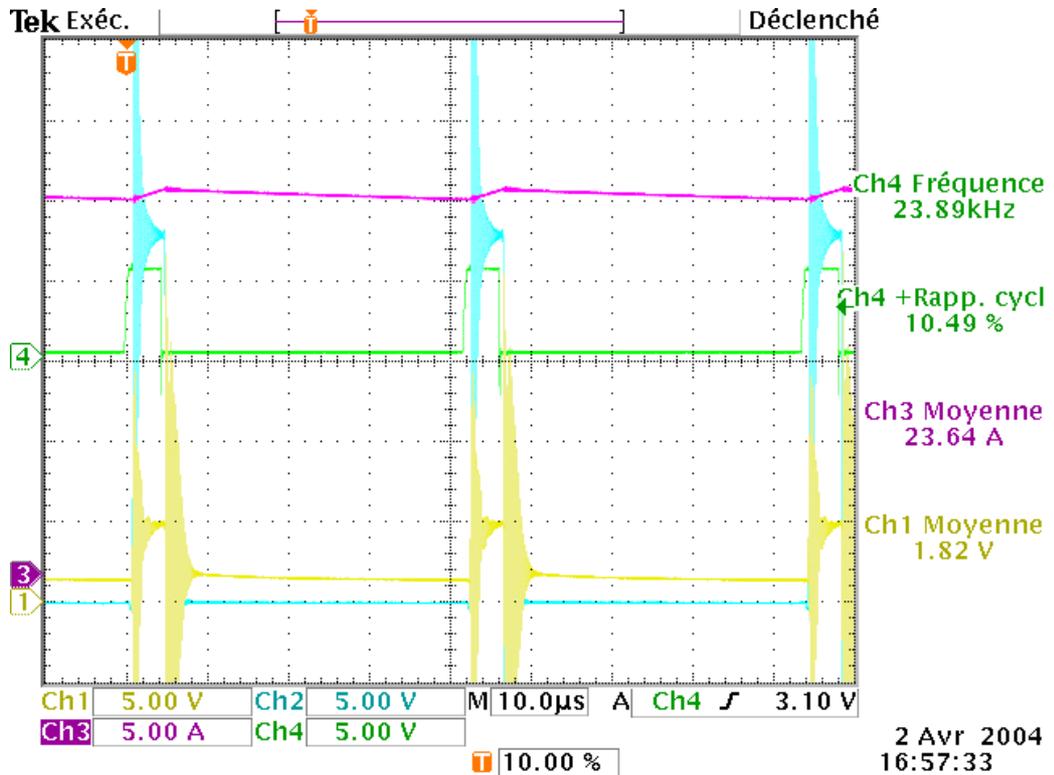


Figure 2.11. Courant et tension moteur rotor bloqué (karting\2004-04-02\tek00001.pcx).

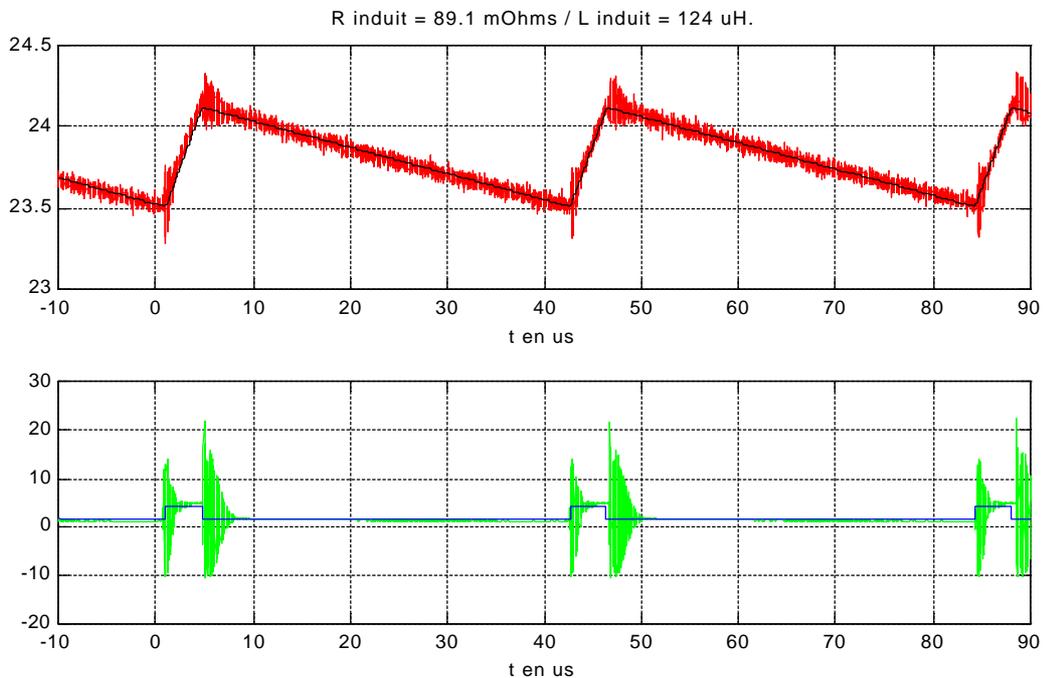


Figure 2.12. Identification des constantes de l'exponentielle (karting\2004-09-023\ide2.m).

$$R_{\text{induit}} = 89,1 \text{ m}\Omega \text{ et } L_{\text{induit}} = 124 \mu\text{H}$$

2.4.4.2 Le couple de frottement sec du moteur

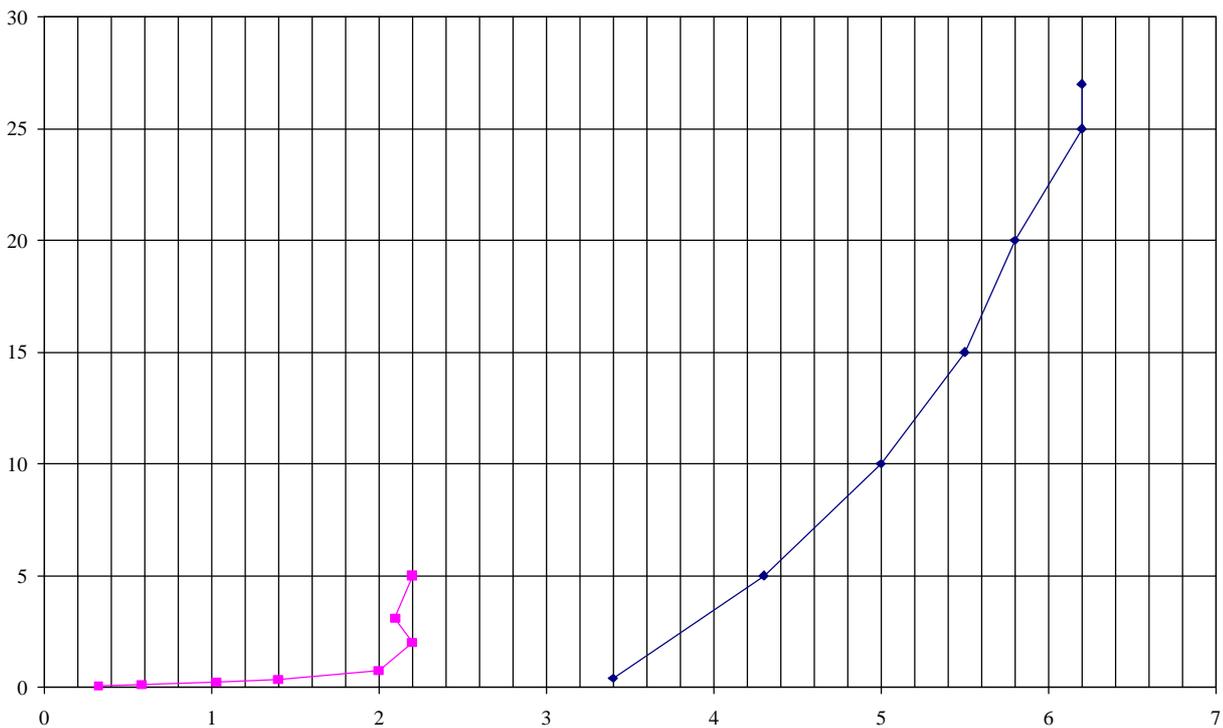
Le courant maximal à vide du moteur seul vaut $I_{vide} = 6$ A sous 48V, correspondant à un couple de frottement sec propre du moteur $\Gamma_{vide} = K \cdot I_{vide} = 0,13 \cdot 6 = 0,771$ Nm (d’après les données Briggs & Stratton).

La mesure du courant à vide du moteur seul donne $I_{vide} = x$ A, correspondant à un couple de frottement sec propre du moteur $\Gamma_{vide} = K \cdot I_{vide} = 0,13 \cdot x = 0,771$ Nm (moteur 695001-a).

La mesure du courant à vide du moteur seul donne $I_{vide} = x$ A, correspondant à un couple de frottement sec propre du moteur $\Gamma_{vide} = K \cdot I_{vide} = 0,13 \cdot x = xxx$ Nm (moteur 695001-b).

La mesure du courant à vide du moteur monté sur le karting et roue en « l’air » donne $I_{vide} = x$ A, correspondant à un couple de frottement sec propre du moteur $\Gamma_{vide} = K \cdot I_{vide} = 0,13 \cdot x = xxx$ Nm (moteur 695001-b).

La mesure du courant à vide du moteur monté sur le karting avec pilote (masse totale $M = 150$ kg) donne $I_{vide} = x$ A, correspondant à un couple de frottement sec propre du moteur $\Gamma_{vide} = K \cdot I_{vide} = 0,13 \cdot x = xxxx$ Nm (moteur 695001-b).



2.4.4.3 L'inertie du rotor

Le mode opératoire est le suivant :

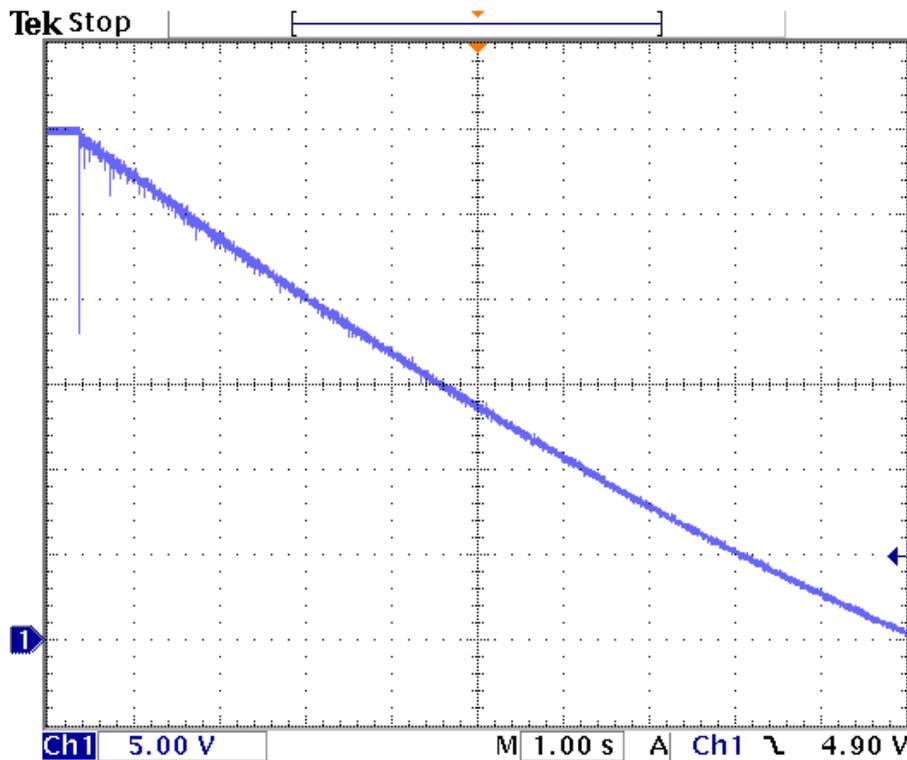
- 1) le moteur est alimenté sous sa tension nominale (grande vitesse) ;
- 2) on coupe l'alimentation électrique et on relève l'évolution de la vitesse en fonction du temps.

L'équation du ralentissement du moteur seul est la suivante :

$$J_{rotor} \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega = -\Gamma_{vide} \text{ avec } E = K \cdot \Omega \quad (2.15)$$

qui a pour solution $\Omega = (\Omega_0 - \Omega_1) \cdot e^{-\frac{t}{\tau_m}} + \Omega_1$, avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Omega_0 = \frac{E_0}{K} \text{ la vitesse initiale} \\ \Omega_1 = -\frac{\Gamma_{vide}}{f} \text{ la vitesse finale} \\ \tau_m = \frac{J_{rotor}}{f} \text{ la constante de temps mécanique} \end{array} \right. \quad (2.16)$$



23 Sep 2004
16:22:34

Figure 2.14. Courbe d'arrêt du moteur seul (karting\2004-09-023\tek00003.pcx).

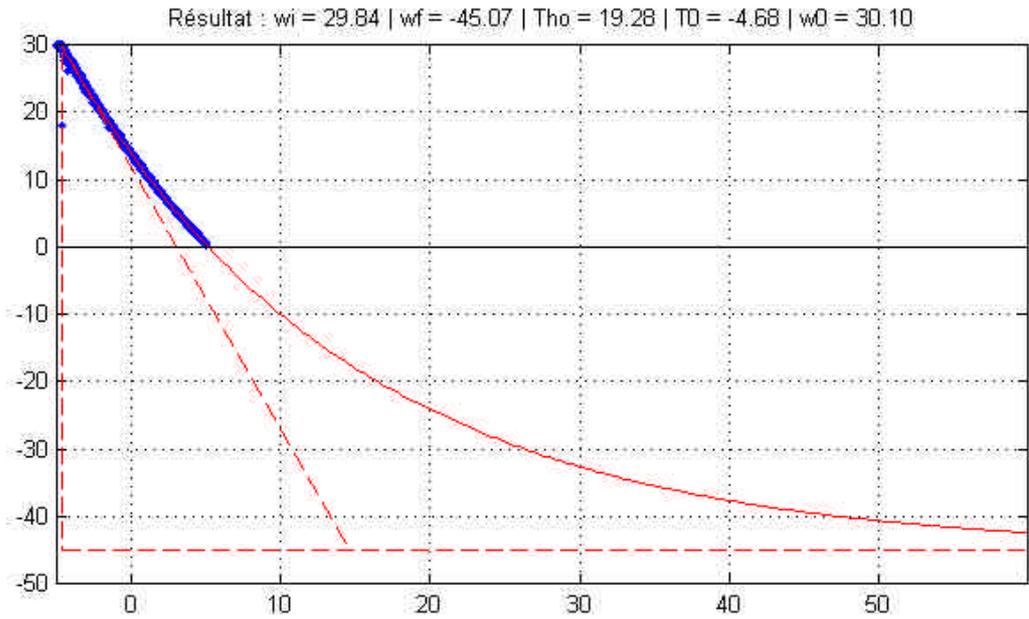


Figure 2.15. Identification des constantes de l'exponentielle (karting\2004-09-023\ide2.m).

$$\text{avec } \left\{ \begin{array}{l} K = 0,13 \\ I_{\text{vide}} \approx 3 \text{ A} \\ E_1 \approx -45 \text{ V} \\ \tau_m \approx 19,28 \text{ s} \end{array} \right. \left\{ \begin{array}{l} \Gamma_{\text{vide}} = K \cdot I_{\text{vide}} \approx 0,13 \cdot 3 = 0,39 \text{ Nm} \\ \Omega_1 = \frac{E_1}{K} \approx \frac{-45}{0,13} = 346 \text{ rd/s} \\ f = -\frac{\Gamma_{\text{vide}}}{\Omega_1} \approx \frac{0,39}{346} = 0,00113 \text{ Nm/rd/s} \\ J_{\text{rotor}} = f \cdot \tau_m \approx 0,00113 \cdot 19,28 = 0,0217 \text{ kg} \cdot \text{m}^2 \end{array} \right. \quad (2.17)$$

Tableau 2.5. Calculs des constantes en fonction du courant à vide

I vide	1,50	2,00	2,50	3,00	3,50	4,00	A
C vide	0,195	0,260	0,325	0,390	0,455	0,520	Nm
f	0,00056	0,00075	0,00094	0,00113	0,00131	0,00150	Nm / rd/s
J mot	0,0109	0,0145	0,0181	0,0217	0,0253	0,0290	kg . m ²

2.5 Les batteries pour l'alimentation

2.5.1 Caractéristiques des batteries

Quatre batteries de 12V 65 AH ont été achetées. Pour des raisons de sécurité, des modèles étanches ont été retenus.

Tableau 2.6. Batterie étanche au plomb.

Type	NPL 65-12I
Code commande Radiospares	198-8169
Prix unitaire HT	168,30 euros
Prix unitaire TTC (19.6%)	€
Prix unitaire TTC	1 319,75 F
Poids	24 kg

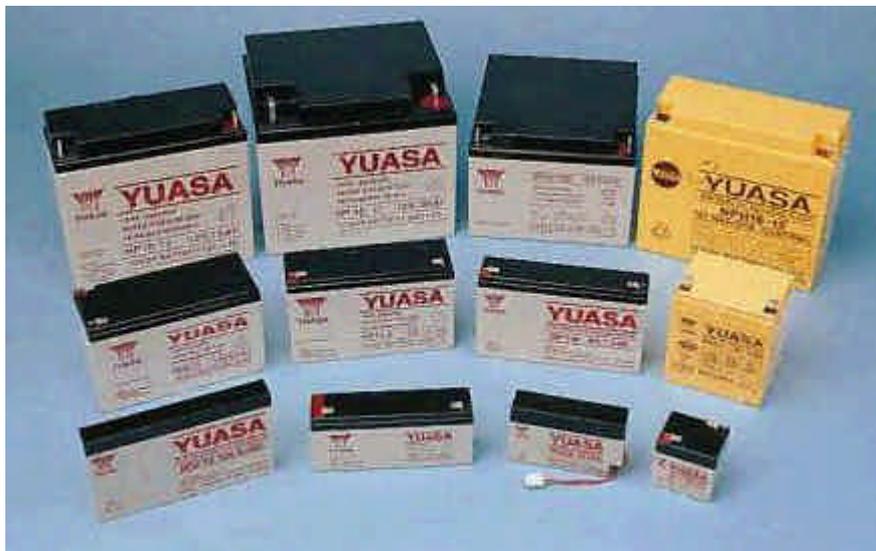


Figure 2.16. Batterie Yuasa 12V 65AH (images-maquettes\12VDC51V-12.jpg).

2.5.2 Décharge d'un pack de 2 batteries

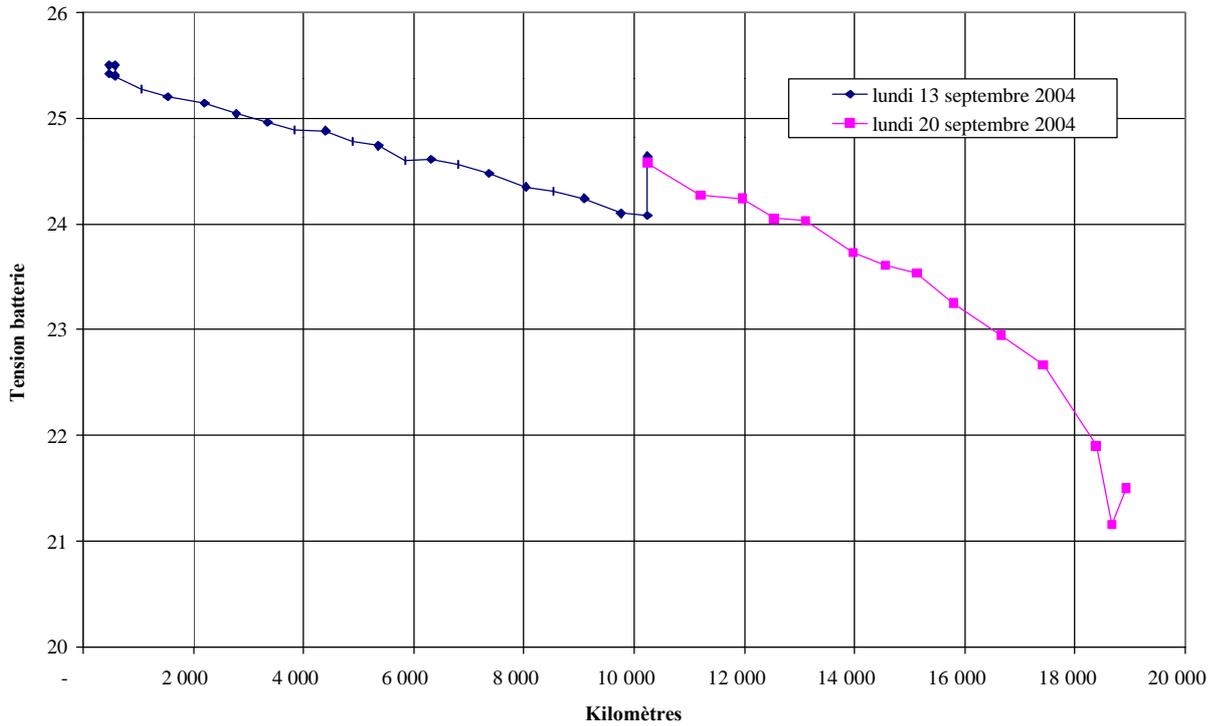


Figure 2.17. Décharge des batteries en fonction de la distance parcourue pour $I_{mot} = 60A$ (images-maquettes\12VDC51V-12.jpg).

2.5.3 Charge d'un pack de 2 batteries

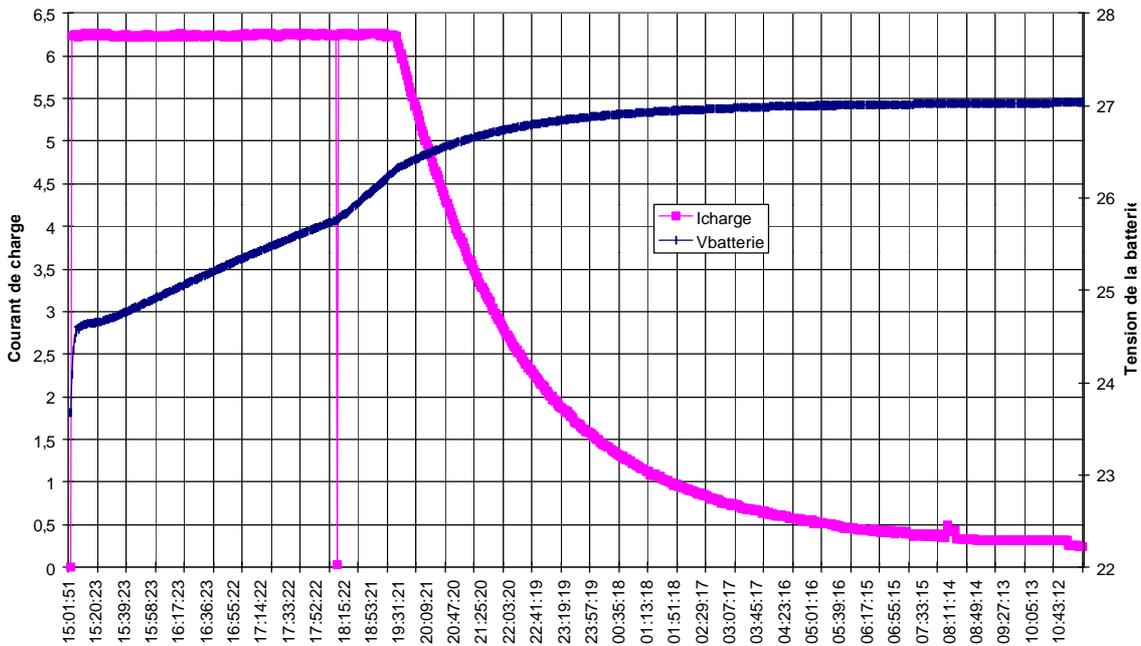


Figure 2.18. Charge des batteries sous $I_{max} = 6,25 A$ et $V_{max} = 27 VA$ (images-maquettes\12VDC51V-12.jpg).

2.6 Câbles et capteur de vitesse

2.6.1 Câbles d'alimentation électrique 25 mm²

- Longueur : 5,30 m ;
- poids : 1475 g ;
- section : 25 mm² ;
- Volume : 0,1325 L ;
- Densité : 11,13 kg/L.
- Courant max : 140A ;
- Densité de courant : 5,6 A/mm² ;
- Radiospares : 220-1334
- Prix : 115€ HT pour 25 m ;
- Prix : 5,50€ TTC le mètre.

Site : <http://www.nexans.com> - Tréfileries et Laminoirs de la Méditerranée (TLM)

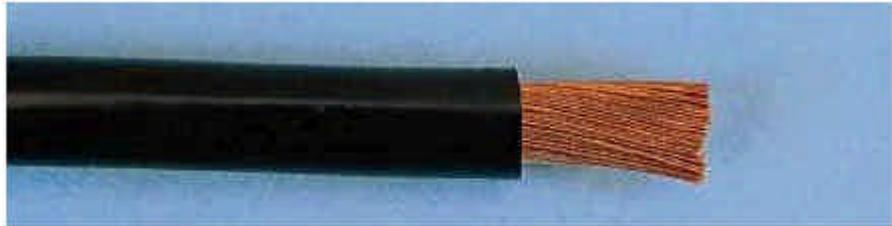


Figure 2.19. Câbles d'alimentation électrique 25 mm² Nexans
(images-maquettes\12VDC51V-12.jpg).

2.6.2 Capteur inductif de vitesse

- 1) BN – brun – +12V / +24V ;
- 2) BK – noir – sortie ;
- 3) BU – bleu – masse



Figure 2.20. Capteur inductif Télémécanique
(images-composantss\281-1177.jpg).

Chapitre 3 - Les convertisseurs d'énergie

3.1 Présentation

Les convertisseurs d'énergie électrique du karting sont réalisés par les étudiants de l'IUT GEII de l'option Electrotechnique et Electronique de Puissance, lors des Projets de Réalisations.

Plusieurs binômes d'étudiants se partagent les tâches pour réaliser :

- un premier convertisseur hacheur 24V – 50A, alimenté par 2 batteries montées en série ;
- un convertisseur élévateur 24V vers 50V – 5 kW ;
- un convertisseur hacheur 50V – 100A ;
- un chargeur de batterie 12V – 65AH ;
- des alimentations +15V et –15V à partir du 24V.

3.2 Bilan de puissance

Les convertisseurs de puissance sont réversible en courant afin de récupérer l'énergie électrique des phases de freinage du moteur pour recharger les batteries.

Les caractéristiques de la tension intermédiaire de 50V sont noté V50 pour la tension, I50 pour le courant et P50 pour la puissance.

Tableau 3.1. Bilan de puissance.

Vs en V	Is en A	Ps en W	rd BUCK	Pertes en W	P50 en W	V50 en V	I50 en A	rd BOOST	Pertes en W	Pe en W	Ve en V	Ie en A
1	50	50	95%	2,5	52,5	50	1,05	95%	2,6	55,1	24	2,30
48	50	2400	95%	120	2520,0	50	50,40	95%	126,0	2646,0	24	110,25
48	-50	-2400	95%	120	-2280,0	50	-45,60	95%	114,0	-2166,0	24	-90,25
1	-50	-50	95%	2,5	-47,5	50	-0,95	95%	2,4	-45,1	24	-1,88

1	50	50	95%	2,5	52,5
24	50	1200	95%	60	1260,0
24	-50	-1200	95%	60	-1140,0
1	-50	-50	95%	2,5	-47,5

52,5	24	2,19
1260,0	24	52,50
-1140,0	24	-47,50
-47,5	24	-1,98

3.3 La section hacheur abaisseur

3.3.1 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).

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 3.1). 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 faible pertes en commutation. Les diodes anti-parallèles sont des diodes SCHOTTKY (diode rapide et faible chutes de tensions).

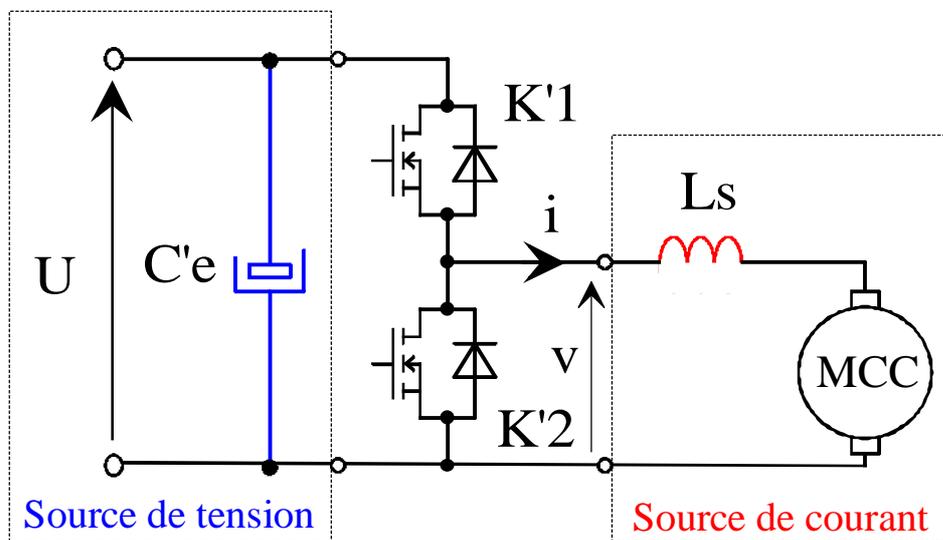


Figure 3.1. Hacheur abaisseur de type BUCK réversible en courant (dessins/h2q-1.drw).

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

$$\begin{cases} t \in [0 ; \alpha T], K'1 \text{ est fermé et } K'2 \text{ est ouvert: } v = +U \\ t \in [\alpha T ; T], K'2 \text{ est fermé et } K'1 \text{ est ouvert: } v = 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

Les principales relations de ce hacheur sont :

$$\begin{cases} \langle v \rangle = \alpha U = V \\ \Delta I_{Ls} = \frac{U}{Ls \cdot F} \alpha \cdot (1 - \alpha) \leq \frac{U}{4 \cdot Ls \cdot F} \\ \Delta U = \frac{I_s}{C'e \cdot F} \alpha \cdot (1 - \alpha) \leq \frac{U}{4 \cdot C'e \cdot F} \end{cases} \quad (3.2)$$

3.3.2 Etude de l'inductance Ls

3.3.2.1 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 5% ;
- 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 [5] :

$$A_e \cdot S_B \geq \frac{2 \cdot K_B \cdot W_{max}}{\delta \cdot B_{max} \cdot K_I} \tag{3.3}$$

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

Tableau 3.2. Calcul de l'inductance.

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
I _{max} en A	51,25	52,5	55	62,5	75	100
L _{min} en μH	120	60	30	12	6	3
W _{max} 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
Ae x SB mm ⁴	307 532	157 566	82 637	37 889	23 419	17 321

Tableau 3.3. Produit $A_e \cdot S_B$ des différents circuit magnétique 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 à l'IUT) 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.

3.3.2.2 Dimensionnement de l'inductance L_s – Calcul du nombre de spires N

Tableau 3.4. Caractéristiques du circuit magnétique ETD59-3C90.

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

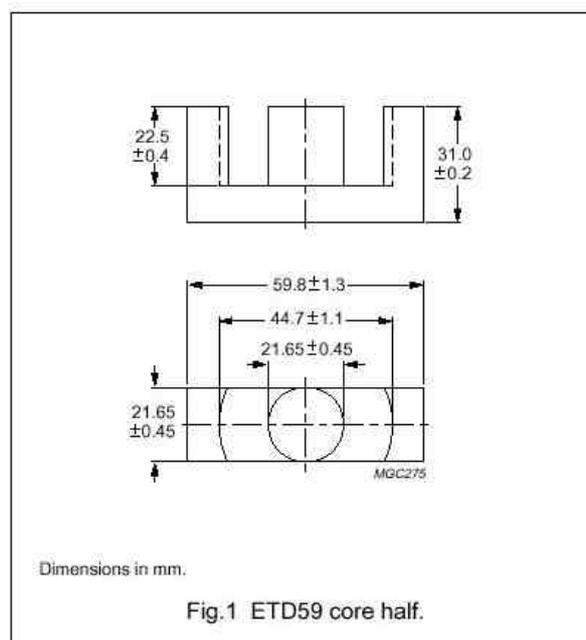
ETD cores and accessories

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

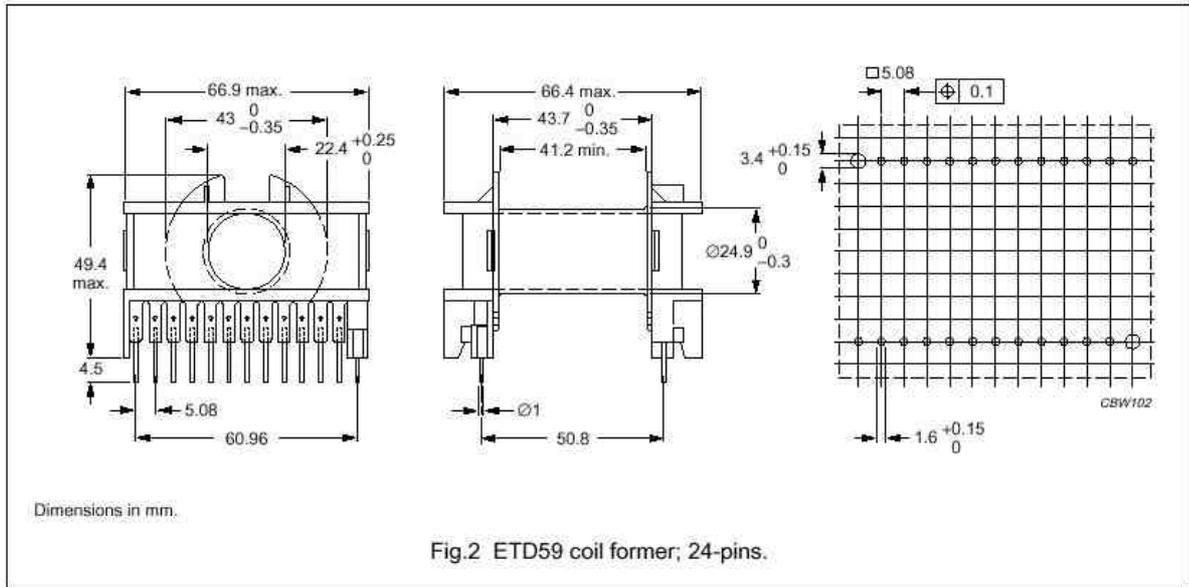
Clamping force for A_L measurements, $70 \pm 20 \text{ N}$. Gapped cores are available on request.

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; Ḃ = 200 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; Ḃ = 100 mT; T = 100 °C	f = 400 kHz; Ḃ = 50 mT; T = 100 °C
3C90	≥ 330	≤ 6.2	≤ 7.3	–
3F3	≥ 320	–	≤ 6.7	≤ 12.8

Figure 3.2. 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

Figure 3.3. 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 $D_{cu} = 1,29 \text{ mm}$ et de section de cuivre $s_{cu} = 1,307 \text{ mm}^2$. 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 $S_{CU} = N_p \cdot s_{cu} = 10 \cdot 1,307 = 13,07 \text{ mm}^2$. 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 $N = \frac{S}{S_{CU}} \approx 19$ spires.

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

La résistance équivalente vaut $R_{CU} = \rho(100^\circ\text{C}) \frac{L_{CU}}{S_{CU}} = 3,467 \text{ m}\Omega$ et les pertes joules dans le cuivre

$$P_{CU} = R_{CU} \cdot I_{\text{eff}}^2 = 8,7 \text{ W}.$$

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

3.3.2.3 Dimensionnement de l'inductance L_s – Calcul de l'entrefer e

L'entrefer est réglé pour éviter la saturation du circuit magnétique. La condition s'écrit $\Phi_{\max} = n \times \Phi_{\text{spire max}} = L \cdot I_{\max} = N \cdot B_{\max} \cdot Ae$ 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 : $e \geq \frac{Le}{2 \cdot \mu_e} \left(\frac{N \cdot A_L \cdot I_{\max}}{Ae \cdot B_c} - 1 \right) = 1,8045 \text{ mm}$. On choisit $e = 2 \text{ mm}$, correspondant à une double épaisseur d'époxy FR4 sans cuivre (entrefer amagnétique haute température).

3.3.2.4 Calculs de l'inductance L_s – $e = 2 \text{ mm}$ – $N = 19 \text{ spires}$

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

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 $B_{\max} = 292 \text{ mT}$.

3.3.2.5 Calculs de l'inductance L_s – $e = 1 \text{ mm}$ – $N = 19 \text{ spires}$

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

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 $B_{\max} = 554 \text{ mT}$.

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

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

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 $B_{\max} = 718 \text{ mT}$.

3.3.2.7 Mesure de l'inductance N°1

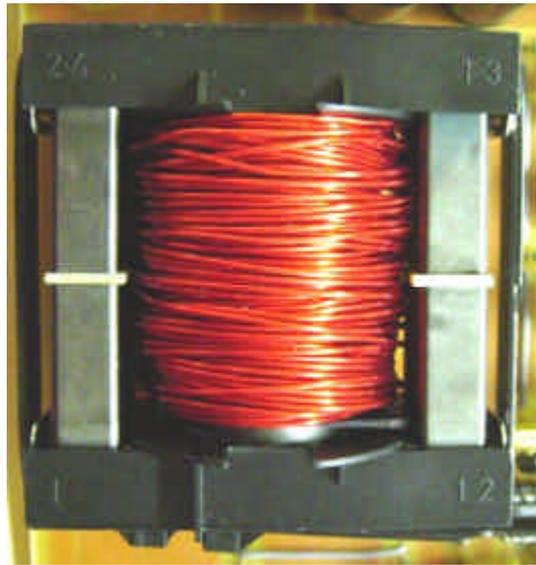


Figure 3.4. L'inductance N°1, ETD 59, e= 1mm, N ≈ 18 spires. (karting\2004-03-10\dsc00069b.jpg)

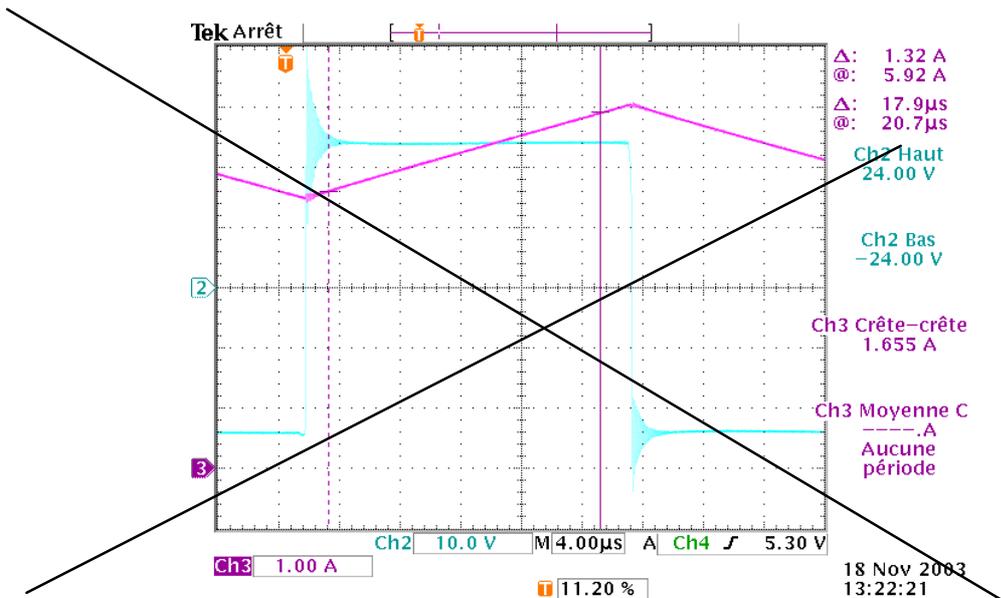


Figure 3.5. Courant et tension de l'inductance (karting\pcx).

Tension d'entrée :	E = 24 V	Tension inductance	$V_{Lmax} = +24 V$
Rapport cyclique	$\alpha = 50 \%$	pendant ΔT	$\Delta T = 17,9 \mu s$
Courant d'entrée	$I_e = 2,5 A$	Variation du courant	$\Delta I_L = 1,32 A$
Courant de sortie	$I_s = 5 A$	Inductance	$L = \frac{V_L \times \Delta T}{\Delta I_L} = 325 \mu H$

Circuit ETD59 – Matériaux 3C90 – Entrefer e = 1 mm (FR4) – N = 18 spires – 10 x AWG19 (φ 1 mm)

$$\mu_e = 1950 - A_e = 368 \text{ mm}^2 - l_e = 139 \text{ mm} - \mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} - L = N^2 \cdot A_L \cdot \frac{1}{1 + \frac{2 \cdot e \cdot \mu_e}{L_e}} \approx 67 \mu H$$

3.3.2.8 Mesure de l'inductance N°2

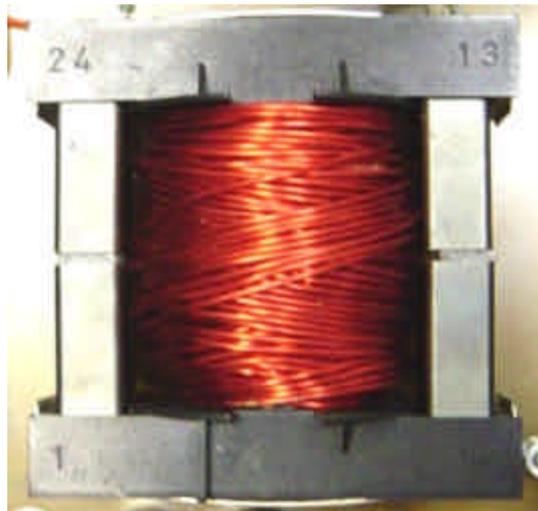


Figure 3.6. L'inductance N°2, ETD 59, e= 1mm, N = 25 spires.
(karting\2004-03-10\dsc00069b.jpg)

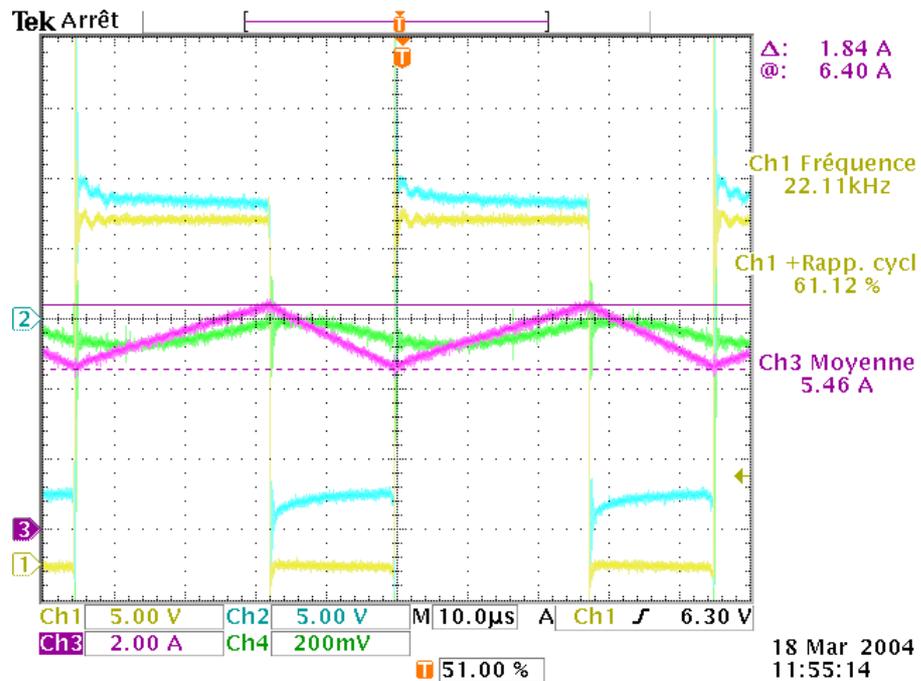


Figure 3.7. Courant et tension de l'inductance (karting\2004-03-18\tek00005.pcx).

Tension d'entrée :	E = 24 V	Tension inductance	$V_{Lmax} = +8,5 \text{ V}$
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	$L = \frac{V_L \times \Delta T}{\Delta I_L} \approx 130 \mu\text{H}$

Circuit ETD59 – Matériaux 3C90 – Entrefer e = 1 mm (FR4) – N = 25 spires – 10 x AWG19 (ϕ 1 mm)

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

3.3.3 Etude des transistors

3.3.3.1 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 ($R_{\text{DS(ON)}} \approx \text{qq m}\Omega$). Leurs performances en commutations les rendent compatible avec une fréquence de découpage $F_d = 20 \text{ kHz}$.

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 $I_{K\text{max}} = I_{L\text{max}} = 54 \text{ A}$.

Le plus « gros » calibre en courant des transistors MOSFET disponible chez RADIOSPARES et le moins chers est le MOSFET HUF75639P3 de ISIL, TO220, 56A, 100V, 0.025 Ω à 5,25 €HT (41,19 F TTC).

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 $I_{T\text{max}} = \frac{I_{L\text{max}}}{2} = 27 \text{ A}$.

3.3.3.2 Temps de commutation des transistors – Choix des résistances de grille

3.3.4 Choix des diodes

L'application est du type « basse tension » et « fort courant », donc les diodes 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.

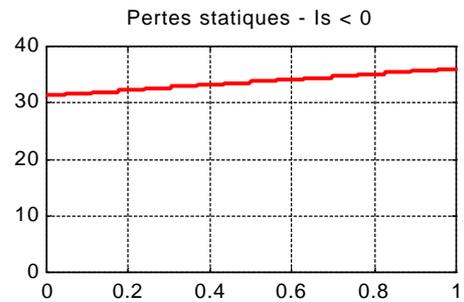
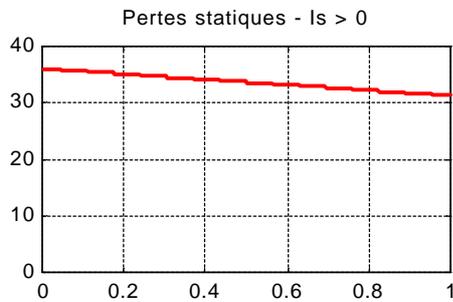
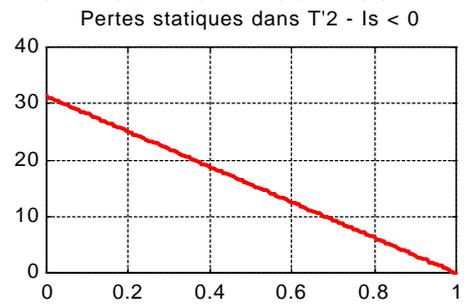
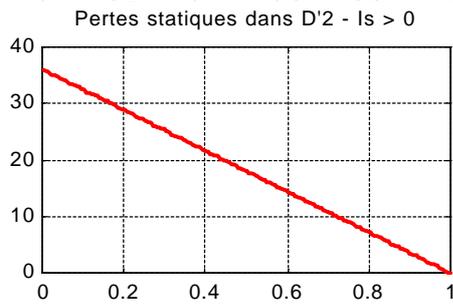
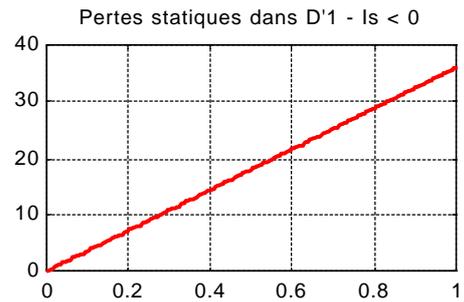
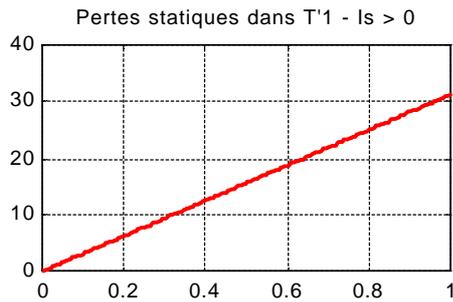
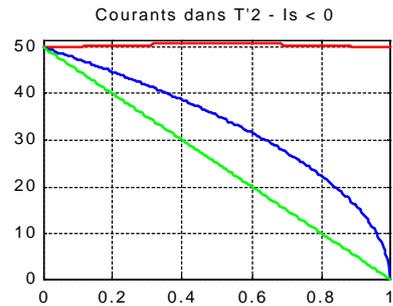
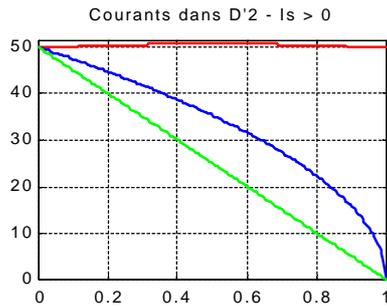
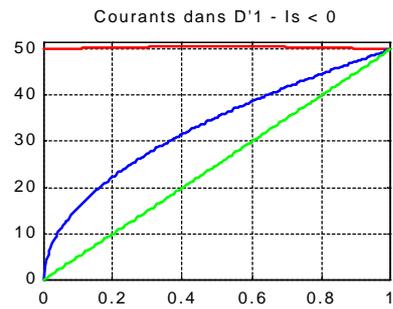
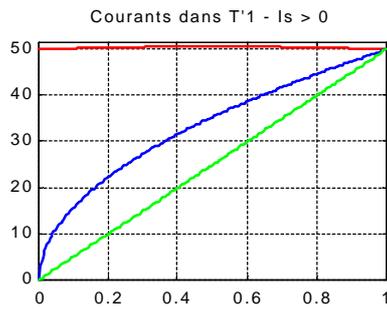
Le courant moyen maximal dans les interrupteurs (diodes de roue libre) vaut $I_{K\text{moy}} = I_s = 50 \text{ A}$.

Le plus « gros » calibre en courant d'une diode SCHOTTKY en boîtier TO220 disponible chez RADIOSPARES est la diode 43CTQ100 de IR, 40 A, 100 V, 0.67 V à 4,09 €HT (32,09 F TTC).

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 $I_{F(AV)} = \frac{I_s}{2} = 25 \text{ A}$.

3.3.5 Calculs des pertes dans les semi-conducteurs – Choix du dissipateur



3.3.6 Choix du condensateur C'e

Le courant d'entrée est décomposable en une composante continue I_{DC} (sa valeur moyenne) et une composante alternative $i_{AC}(t)$. Si la 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 : $i_{Ce}(t) = -i_{AC}(t)$.

Avec l'hypothèse d'un courant rectangulaire, le courant dans le condensateur va produire une variation de tension linéaire par morceaux (figure 3.1).

$$\begin{cases} t \in [0 \quad \alpha T]; i_T(t) = +I_e, \text{ donc } v_c(t) = V_{c_{\max}} - \frac{I_s(1-\alpha)}{C_e}(t-0) \\ t \in [\alpha T \quad T]; i_T(t) = 0, \text{ donc } v_c(t) = V_{c_{\min}} + \frac{\alpha I_s}{C_e}(t-\alpha T) \end{cases} \quad (3.4)$$

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

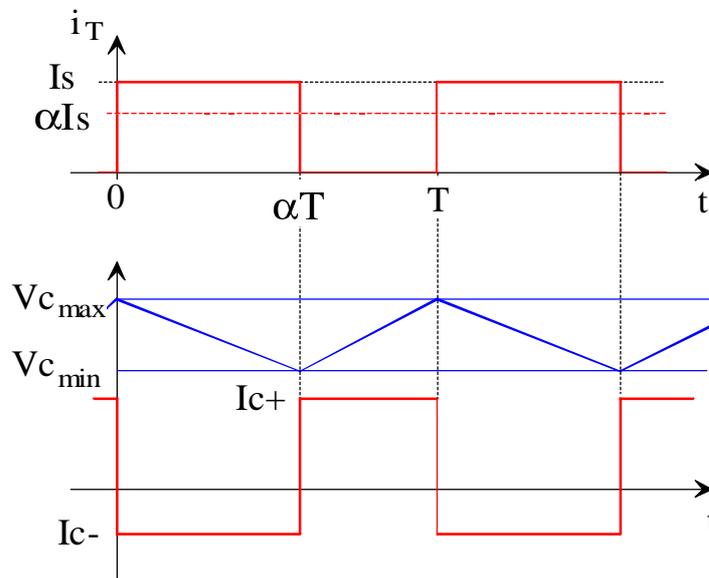


Fig. 3.1. Courant et tension du condensateur d'entrée (dessins\h_serie3.drw)

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

$$\Delta V_c = V_{c_{\max}} - V_{c_{\min}} = \frac{I_s}{C_e}(1-\alpha)\alpha T = \frac{I_s}{C_e \cdot F} \alpha(1-\alpha) \quad (3.5)$$

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 $F = 20 \text{ kHz}$, $U = 60 \text{ V}$, $I_s = 50 \text{ A}$ et $\alpha = 0,5$.

Tableau 3.5. Calculs du condensateur C'e en fonction de l'ondulation.

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 μF	1042	521	208	104	52	21

3.4 La section élévateur de tension

Pour alimenter correctement ce moteur à partir d'une batterie de 24V, il faut un premier convertisseur élévateur de tension : le montage BOOST (figure 3.8). Ce montage est réversible en puissance, afin d'économiser et de récupérer l'énergie électrique lors des phases de freinages.

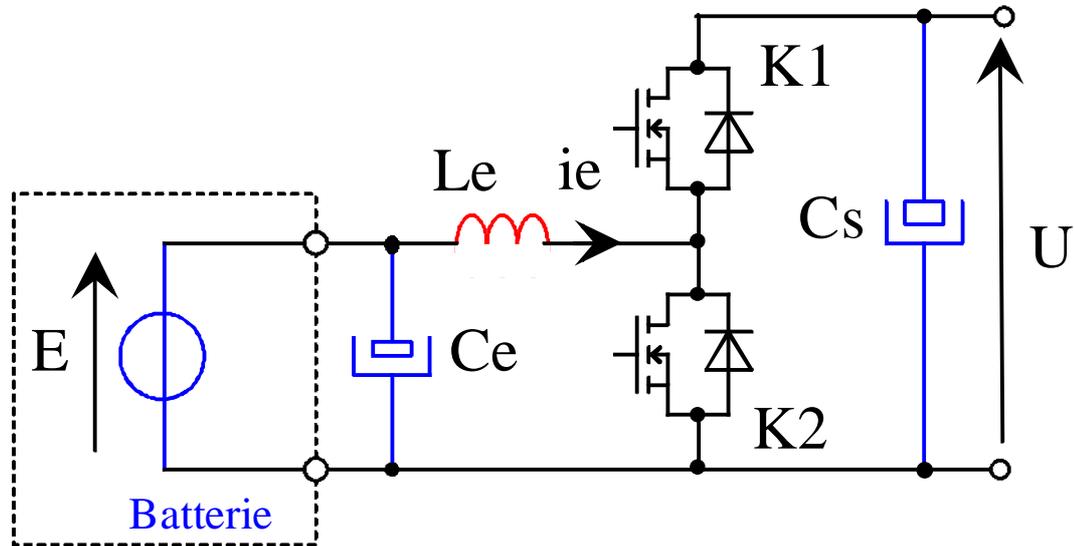


Figure 3.8. Hacheur élévateur réversible en courant de type BOOST (dessins\h2q-1.drw).

La tension de la batterie E est filtrée par le condensateur C_e . L'énergie emmagasinée dans l'inductance L_e sert à charger le condensateur de sortie C_s à la tension $U > E$. Le réglage de la tension de sortie est effectué par la commande des interrupteurs K_1 et K_2 .

Dans notre cas $E = 24 \text{ V}$ (deux accumulateurs de 12 V) et la tension $U = 60 \text{ V}$.

Les interrupteurs K_1 et K_2 sont de type MOSFET et présentent de faibles pertes en commutation.

3.4.1 Choix des transistors

3.4.2 Choix des diodes

3.4.3 Choix de l'inductance L_e

3.4.4 Choix du condensateur C_e

3.4.5 Choix du condensateur C_s

Chapitre 4 - La régulation des convertisseurs d'énergie

4.1 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 MLI, 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.

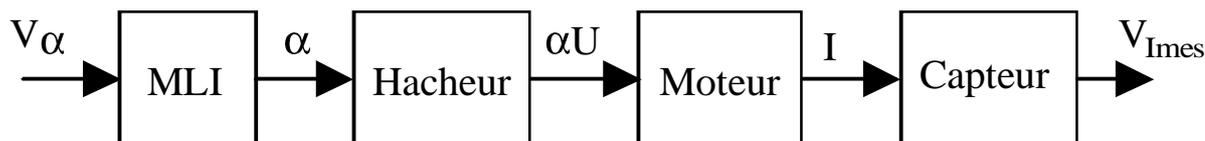


Figure 4.1. Synoptique de la régulation du courant du moteur (dessins\kart1.drw).

4.2 La mesure du courant moteur

4.2.1 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.

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 .

Il est disponible chez RADIOSPARES au prix de 34€08 HT (273,85 Francs), code commande 301-9502.

4.2.2 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 :

$$K_{Imes} = \frac{V_{Imes}}{I_{moteur}} = \frac{\pm 4V}{\pm \frac{200A}{5}} = 0,1V / A \text{ ou } \frac{\pm \frac{200A}{5}}{\pm 4V} = 10A / V \quad (4.1)$$

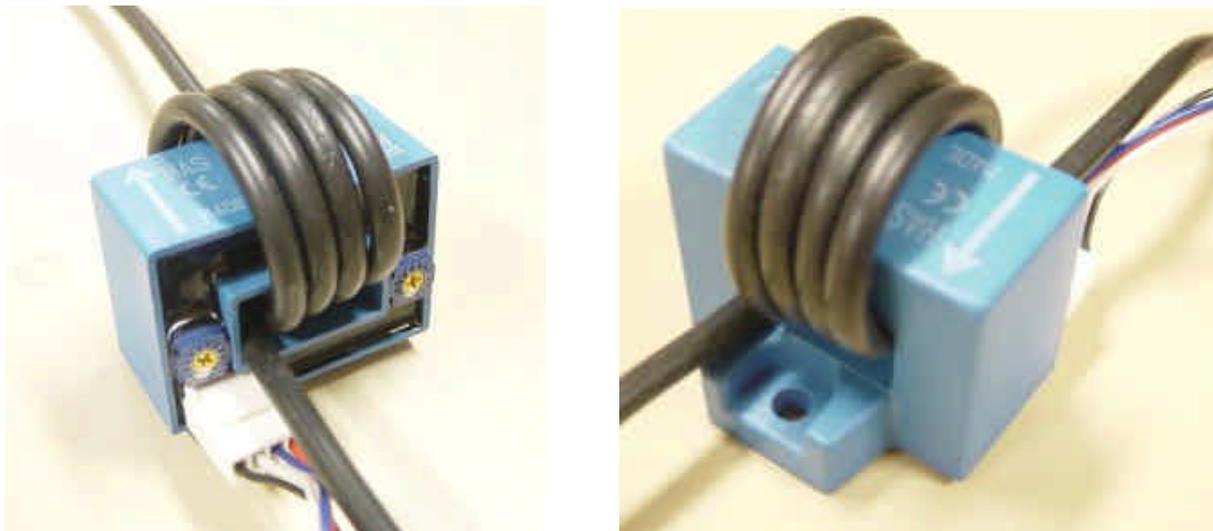


Figure 4.2. Vue du capteur HAS 200-S avec 5 spires (images-maquette\has200-1.jpg).

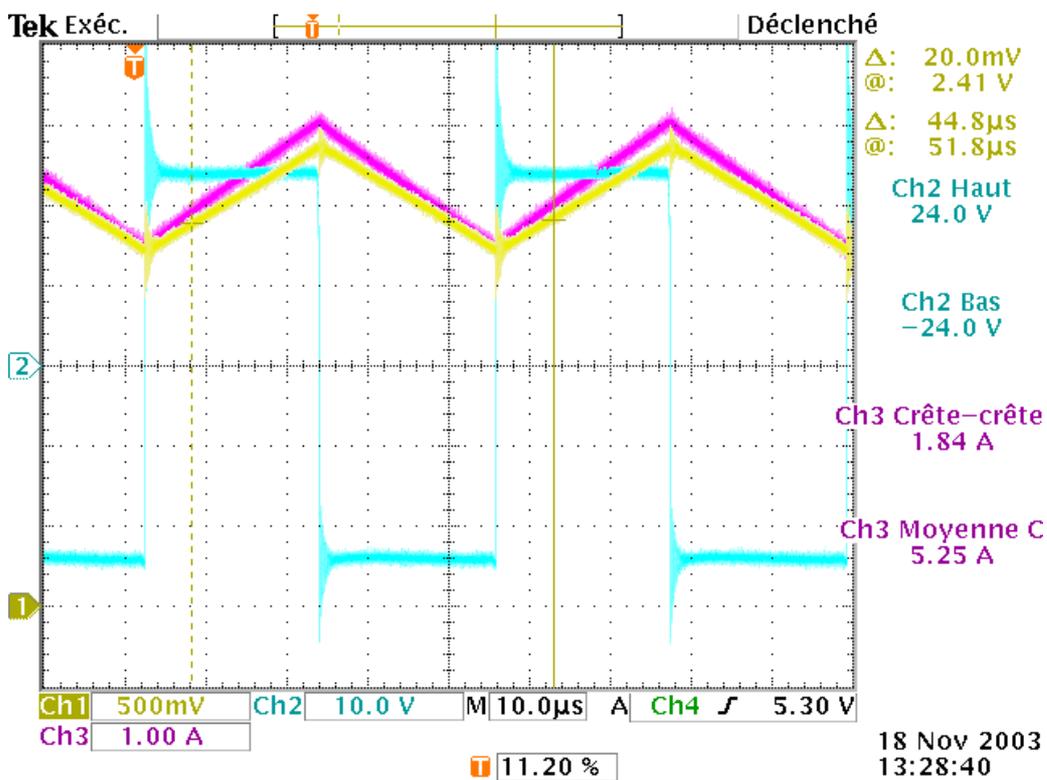


Figure 4.3. Mesure du courant moteur avec le capteur HAS 200-S (tektronix\pcx).

4.3 Modélisation du hacheur abaisseur et du moteur

4.3.1 Modèle « grands signaux » du moteur

Le modèle moyen du hacheur de type BUCK est donné par la littérature [6][7] et vaut :

$$\alpha U = (R + Lp) \cdot i + E \Rightarrow H(p) = \frac{i(p)}{\alpha(p)} = \frac{U}{R + Lp} - \frac{E}{R + Lp} \quad (4.2)$$

La modélisation des équations de fonctionnement du moteur et de l'équation mécanique permet d'établir le schéma bloc de la figure 4.4 qui sera utilisé pour la simulation de la régulation.

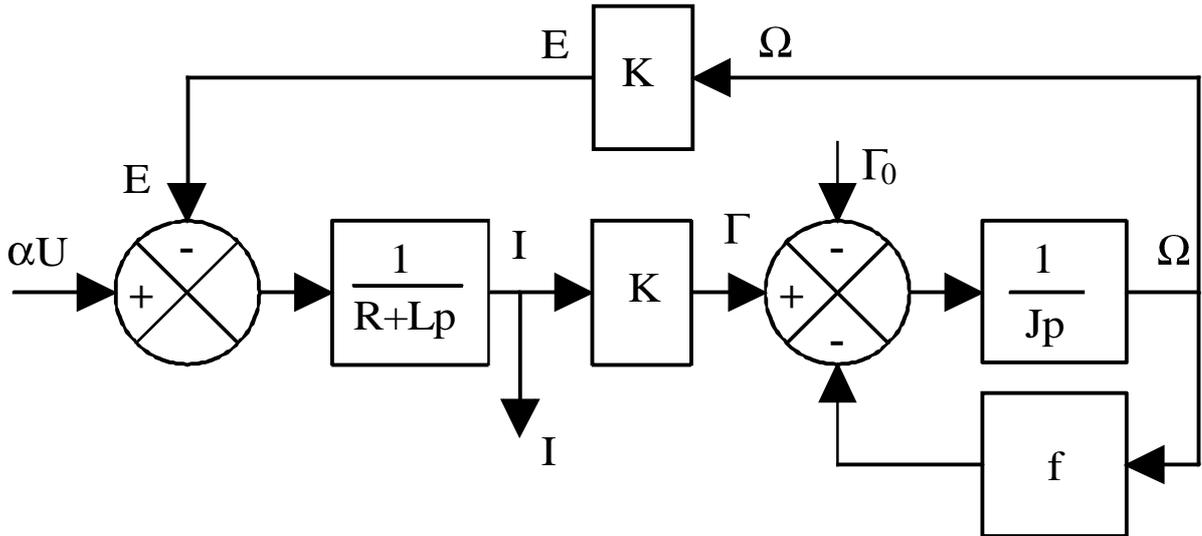


Figure 4.4. Modélisation du moteur et de la charge mécanique (dessins\kart1.drw).

La table suivante donne les valeurs pour l'application numérique et la simulation.

Tableau 4.1. 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
Référence	§3.3.1	§2.4.4.1	§3.3.2.3	2.4.3§	2.4.4.2§	§	2.3.4§

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

Les petites variations autour d'un point de fonctionnement s'écrivent [7] :

$$\begin{cases} \alpha = \alpha_0 + \delta\alpha \\ i = i_0 + \delta i \end{cases} \text{ avec } U = C^{ste} \text{ et } E = C^{ste} \quad (4.3)$$

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

$$\alpha U = (R + Lp) \cdot i + E \Rightarrow \begin{cases} \alpha_0 U = R \cdot i_0 + E \\ H(p) = \frac{\delta i(p)}{\delta \alpha(p)} = \frac{U}{R} \cdot \frac{1}{1 + \tau_e \cdot p} \end{cases} \text{ avec } \tau_e = \frac{L}{R} \quad (4.4)$$

4.4 Modélisation du générateur MLI

Le générateur MLI 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 MLI pour des tensions inférieure à -10V et supérieure à $+10\text{V}$.

Tableau 4.2. 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 MLI vaut donc :

$$K_{MLI} = \frac{\alpha}{V_{\alpha}} = \frac{1-0}{+10 - (-10)} = \frac{1}{20} = 0,05 \tag{4.5}$$

4.5 Calculs du correcteur de la boucle de courant

4.5.1 Présentation de la structure du correcteur

Un correcteur agit sur la tension V_{α} afin que la tension $V_{I_{mes}}$ (et donc le courant dans le moteur) « suive » parfaitement la tension de consigne $V_{I_{cons}}$. 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.

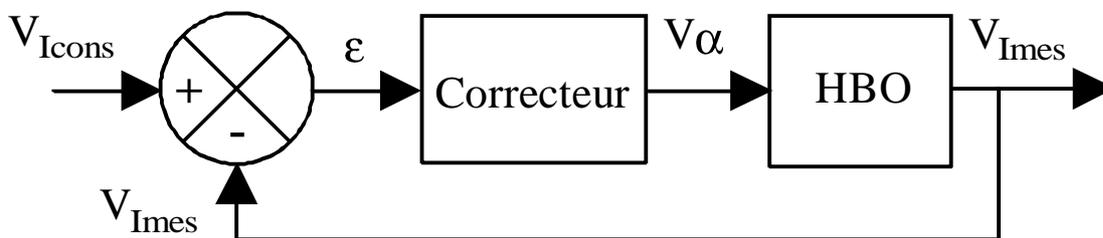


Figure 4.5. Modélisation du moteur et de la charge mécanique (dessins\kart1.drw).

4.5.2 Fonction de transfert en boucle ouverte

On appelle fonction de transfert en boucle ouverte $H_{BO}(p) = \frac{V_{I_{mes}}(p)}{V_{I_{cons}}(p)}$ donnée par :

$$H_{BO}(p) = \frac{V_{I_{mes}}}{V_{I_{cons}}} = \frac{K}{1 + \tau_e \cdot p} \text{ avec } K = \frac{K_{MLI} \cdot U \cdot K_{I_{mes}}}{R} \tag{4.6}$$

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 une point de fonctionnement donné.

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

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

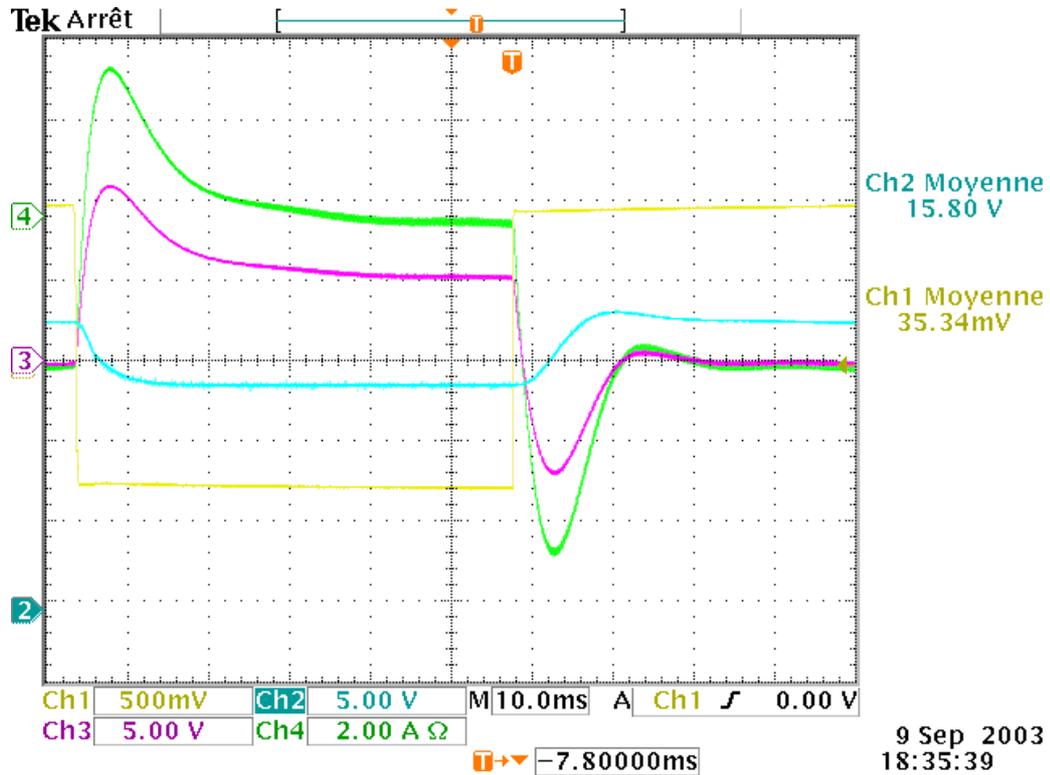


Figure 4.6. Réponse à un échelon de consigne V_{α} en boucle ouverte (\.pcx).

On trouve ici

$$\begin{cases} K = 3 \\ \tau_i = 1ms \end{cases} \quad (4.7)$$

4.5.3 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 :

$$H_{PI}(p) = \frac{V_{\alpha}(p)}{\varepsilon(p)} = K_P \cdot \left(1 + \frac{1}{\tau_i \cdot p} \right) = K_P \cdot \frac{1 + \tau_i \cdot p}{\tau_i \cdot p} \quad (4.8)$$

avec K_P le gain proportionnel et τ_i la constante de temps d'intégration. La fonction en boucle ouverte du système corrigé vaut alors $H_{PI} \cdot H_{BO} = K_P \left(\frac{1 + \tau_i \cdot p}{\tau_i \cdot p} \right) \cdot \frac{K}{1 + \tau_e \cdot p}$. On réalise un choix du correcteur par « compensation du pôle dominant » (ici τ_e) et donc :

$$\tau_i = \tau_e = 1 \text{ ms} \quad (4.9)$$

La fonction en boucle ouverte se simplifie $H_{PI} \cdot H_{BO} = \frac{K_P \cdot K}{\tau_i \cdot p}$. La fonction en boucle fermée du système corrigé vaut alors :

$$H_{BF} = \frac{H_{PI} \cdot H_{BO}}{1 + H_{PI} \cdot H_{BO}} = \frac{K_P \cdot K}{\tau_i \cdot p} \cdot \frac{1}{1 + \frac{K_P \cdot K}{\tau_i \cdot p}} = \frac{1}{1 + \frac{\tau_i}{K_P \cdot K} p} \quad (4.10)$$

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

$$K_P = \frac{1}{K} = \frac{R}{K_{MLI} \cdot U \cdot K_{Imes}} = 1/3 \quad (4.11)$$

4.5.4 Réalisation du correcteur

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

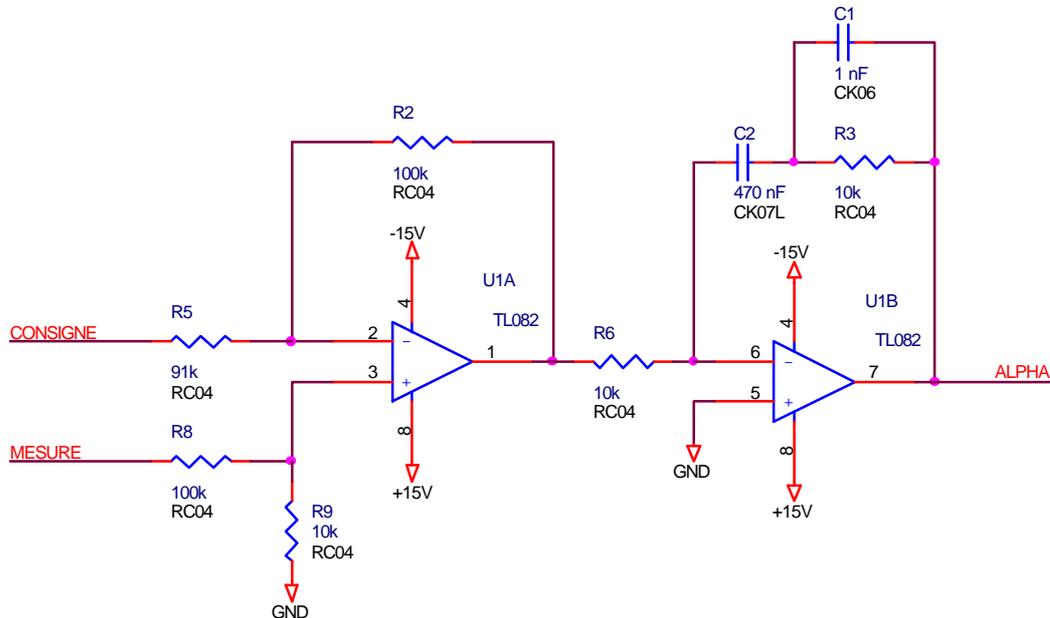


Figure 4.7. Schéma du correcteur PI et du soustracteur (orcad\iut3\mli-pi2.sch).

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

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

$$-H_{PI} = -\frac{V\alpha}{\varepsilon} = \frac{R3}{R6} \cdot \left(\frac{1}{R3 \cdot C2 \cdot p} + 1 \cdot \frac{1}{1 + R3 \cdot C1 \cdot p} \right) \quad (4.12)$$

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

$$\omega_{\max} = \frac{1}{R3 \cdot C1} \gg \omega_i = \frac{1}{\tau_i} \text{ si } C2 \gg C1.$$

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.

4.5.5 Réponse expérimentale de la boucle fermée

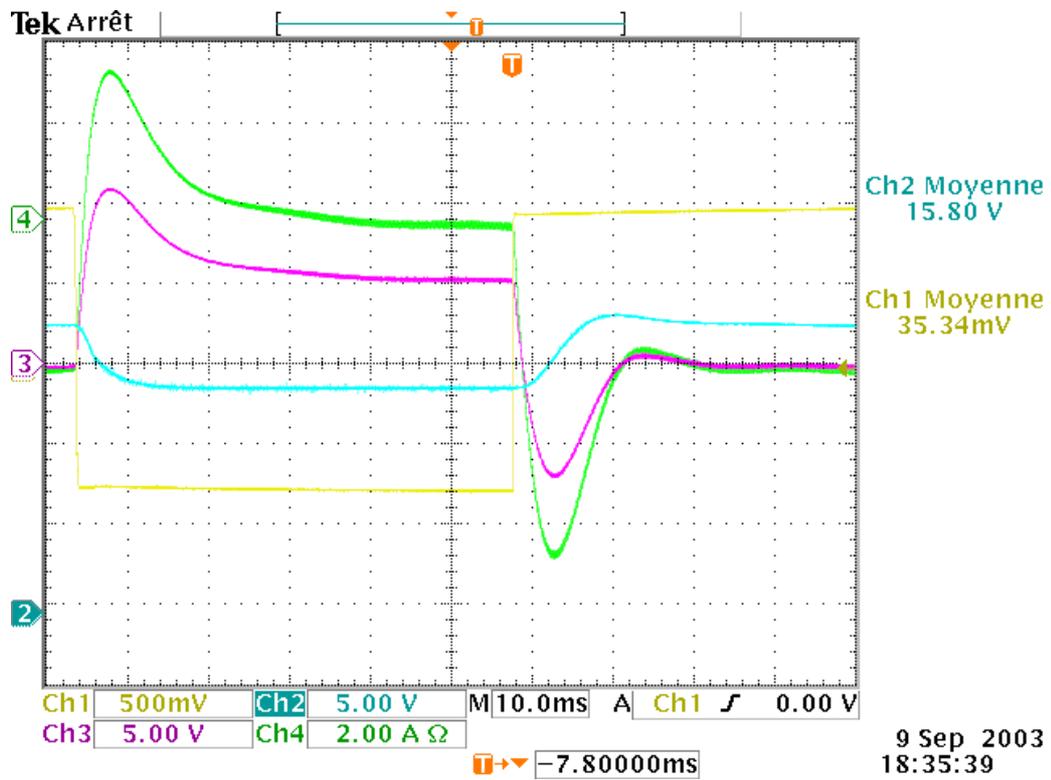


Figure 4.8. Réponse à un échelon de consigne $V_{I_{cons}}$ en boucle fermée (.px).

On trouve ici

$$\begin{cases} K_{BF} = 1 \\ \tau_{BF} = 1ms \end{cases} \quad (4.13)$$

Chapitre 5 - Bibliographie

- [1] D. EYMARD, *Le kart électrique : une application pédagogique*, Revue Technologie, N° 120, mai-juin 2002, pp. 74-76
- [2] M. CHAVES, L. PERRO, A. ROQUE, D. PRATA, J. MAIA, P. VERDELHA, J. ESTEVES, *Control of an Electrical Kart With Two Independent Motors*, EPE Proceedings, September 1999.
- [3] T. BAGRIN, L. LEPAGE, *Projet : le KART*, présentation du projet, novembre 2002.
- [4] 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.
- [5] T. LEQUEU, *Calculs des inductances et des transformateurs*, cours d'Electronique de Puissance, septembre 2003.
- [6] J.-P. FERRIEUX, F. FOREST, *Alimentations à découpage - Convertisseurs à résonance*, 3e édition revue et augmentée, 1999.
- [7] M. CORREVON, *SYSTEMES ELECTRONIQUES - Chapitre 11 - Modélisation DC et AC des alimentations à découpage*, EI-VD, HES-SO, <http://ies.eivd.ch/Enseignement/cours/MCN/Syst%E8mes%20%E9lectroniques/Chap11.pdf>, 12 février 2004.

Chapitre 6 - Annexes

Sommaire des annexes :

Etude théorique du hacheur BUCK réversible en courant

Calculs des courants efficaces

6.1 Etude théorique du hacheur BUCK réversible en courant

6.1.1 Cas de l'accélération – $\langle i \rangle = I_s > 0$

Pendant la phase d'accélération, le courant est positif dans le moteur. La valeur moyenne de la tension de sortie du hacheur $v(t)$ étant toujours positive, la puissance transmise au moteur est positive (du hacheur vers le moteur). La fem E du moteur passe de 0V (arrêt) à 48V (pour une vitesse de 3300 tr/min environ), avec une constante de temps « grande » (constante de temps mécanique de l'ordre de la seconde) devant la constante de temps électrique et devant la période de découpage. Ainsi, pour l'étude du hacheur sur une période de découpage, nous ferons l'hypothèse que la fem E est constante.

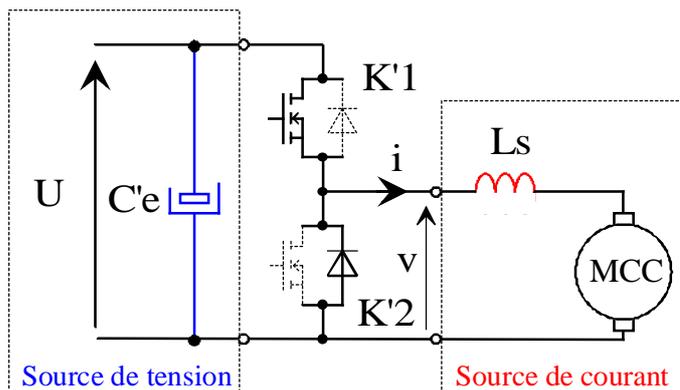


Figure 6.1. Accélération $I_s > 0$: fonctionnement en hacheur BUCK (dessins\hacheur6.drw).

L'interrupteur $K'1$ est fermé pendant la fraction αT de la période de découpage T (et donc $K'2$ est ouvert). La source d'entrée fournit l'énergie au moteur au travers de l'inductance L_s : c'est la phase active.

Lors du blocage du transistor, la diode de l'interrupteur $K'2$ assure la continuité du courant dans l'inductance. L'énergie emmagasinée dans cette inductance est alors déchargée dans le moteur : c'est la phase de roue libre. Les formes d'ondes en conduction continue sont représentée à la figure 6.3. La tension de sortie est donnée par la relation suivante :

$$v(t) = \begin{cases} 1 & \text{pour } 0 < t < \alpha T \\ 0 & \text{pour } \alpha T < t < T \end{cases} \times U = v_{Ls}(t) + E \quad (6.14)$$

Par définition, $0 \leq \alpha \leq 1$, ce qui induit que le montage est abaisseur de tension (dévolteur).

6.1.1.1 Contraintes sur le transistor de $K'1$

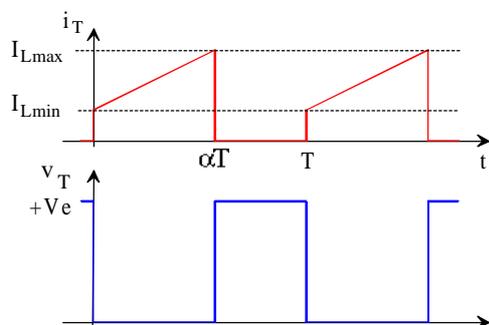


Fig. 6.2. Courant et tension du transistor (dessins\h_serie1.drw).

$$I_{TM} = I_{Ls \max} = \langle i \rangle + \frac{\Delta I_{Ls}}{2} = I_s + \alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot \frac{U}{2LsF}$$

$$I_{Tmoy} = \alpha \cdot I_s = I_{e_{moy}}!$$

$$V_{Tmax} = +U$$

Les pertes statiques dans un transistor MOSFET valent : $P_0 = R_{DSon} \cdot I_{DS(RMS)}^2$.

Les pertes statiques dans un transistor bipolaire valent : $P_0 = R_D \cdot I_{C(RMS)}^2 + V_{CEsat} \cdot I_{C(AV)}$

$$I_{Teff} = \sqrt{\left[\left(I_s - \frac{\Delta I_{Ls}}{2} \right)^2 + \frac{\Delta I_{Ls}^2}{3} + \Delta I_{Ls} \left(I_s - \frac{\Delta I_{Ls}}{2} \right) \right]} \cdot \alpha \quad (6.15)$$

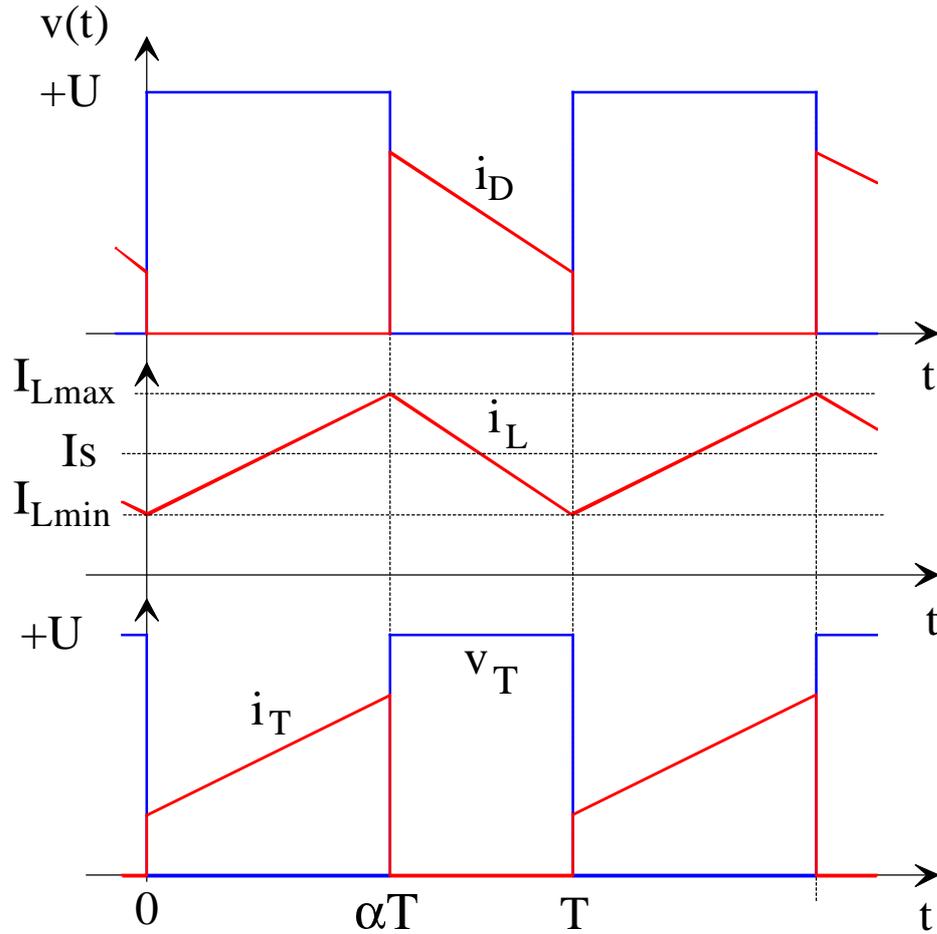
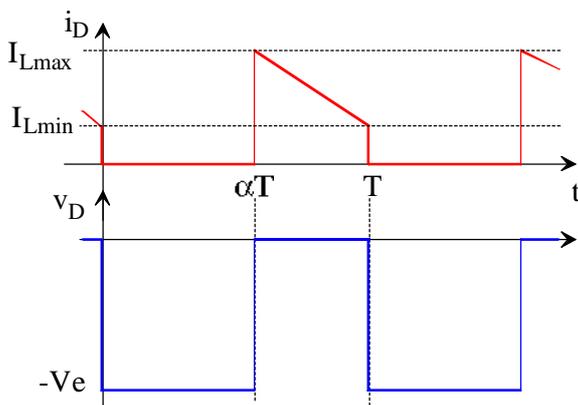


Fig. 6.3. Formes d'ondes du hacheur – Cas $I_s > 0$ (dessins\h2q-6a.drw).

6.1.1.2 Contraintes sur la diode de K'2



$$I_{Dmax} = I_{FRM} = \langle i \rangle + \frac{\Delta I_{Ls}}{2}$$

$$= I_s + \alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot \frac{U}{2L_s F}$$

$$I_{Dmoy} = I_{F(AV)} = (1 - \alpha) \cdot I_s$$

$$V_{Dinv\ max} = V_{DRM} = +U$$

Les pertes statiques dans la diode valent :

$$P_0 = R_D \cdot I_{F(RMS)}^2 + V_{D0} \cdot I_{F(AV)}$$

Fig. 6.4. Courant et tension de la diode (dessins\h_serie1.drw).

$$I_{Deff} = \sqrt{\left[\left(I_s + \frac{\Delta I_{Ls}}{2} \right)^2 + \frac{\Delta I_{Ls}^2}{3} - \Delta I_{Ls} \left(I_s + \frac{\Delta I_{Ls}}{2} \right) \right]} \cdot (1 - \alpha) \quad (6.16)$$

6.1.2 Cas du freinage – $\langle i \rangle = I_s < 0$

Pendant la phase de freinage, le courant est négatif dans le moteur. La valeur moyenne de la tension de sortie du hacheur $v(t)$ étant toujours positive, la puissance transmise au moteur est négative (du moteur vers le hacheur). La fem E du moteur passe de 48V (vitesse max.) à 0V (arrêt), avec la même constante de temps mécanique. Nous ferons l’hypothèse que la fem E est constante sur une période de découpage.

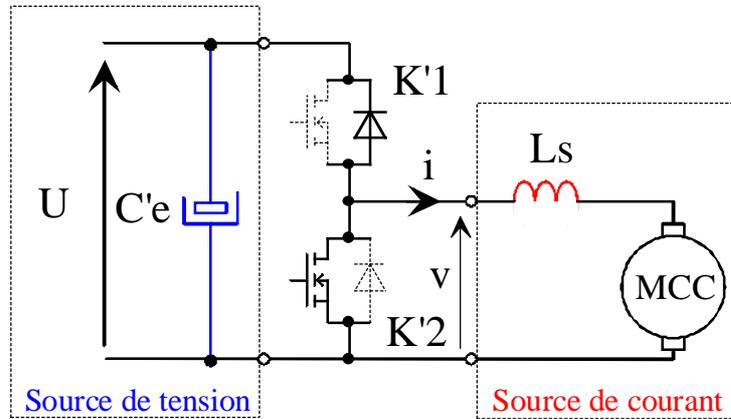


Figure 6.2. Freinage $I_s < 0$: fonctionnement en hacheur BOOST (dessins\hacheur6.drw).

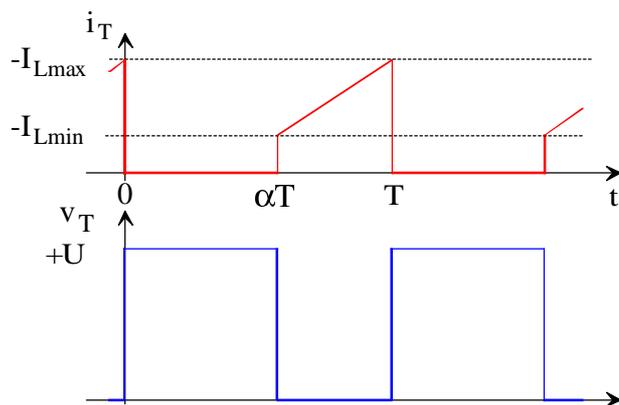
L'interrupteur $K'2$ est fermé pendant la fraction $(1-\alpha)T$ de la période de découpage T (et donc $K'1$ est ouvert). L'énergie au moteur est emmagasinée dans l'inductance L_s : c'est la phase de roue libre.

Lors du blocage du transistor, la diode de l'interrupteur $K'1$ assure la continuité du courant dans l'inductance. L'énergie emmagasinée dans cette inductance est alors déchargée dans la source d'entrée : c'est la phase active de récupération de l'énergie. Les formes d'ondes en conduction continue sont représentée à la figure 6.6. La tension de sortie est donnée par la relation suivante :

$$v(t) = \begin{cases} 1 & \text{pour } 0 < t < \alpha T \\ 0 & \text{pour } \alpha T < t < T \end{cases} \times U = v_L(t) + E \quad (6.17)$$

Par définition, $0 \leq \alpha \leq 1$, ce qui induit que le montage est abaisseur de tension $U > E$.

6.1.2.1 Contraintes sur le transistor de $K'2$



$$I_{TM} = I_{Ls \max} = -I_s + \alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot \frac{U}{2L_s F}$$

$$I_{Tmoy} = -\alpha \cdot I_s = I_{e_{moy}}!$$

$$V_{Tmax} = +U$$

Les pertes statiques dans un transistor MOSFET valent : $P_0 = R_{DSon} \cdot I_{DS(RMS)}^2$.

Les pertes statiques dans un transistor bipolaire valent : $P_0 = R_D \cdot I_{C(RMS)}^2 + V_{CEsat} \cdot I_{C(AV)}$

Fig. 6.5. Courant et tension du transistor (dessins\h_seriel.drw).

$$I_{Teff} = \sqrt{\left[\left((-I_s) - \frac{\Delta I_{Ls}}{2} \right)^2 + \frac{\Delta I_{Ls}^2}{3} + \Delta I_{Ls} \left((-I_s) - \frac{\Delta I_{Ls}}{2} \right) \right] \cdot (1 - \alpha)} \quad \text{avec } I_s < 0 \quad (6.18)$$

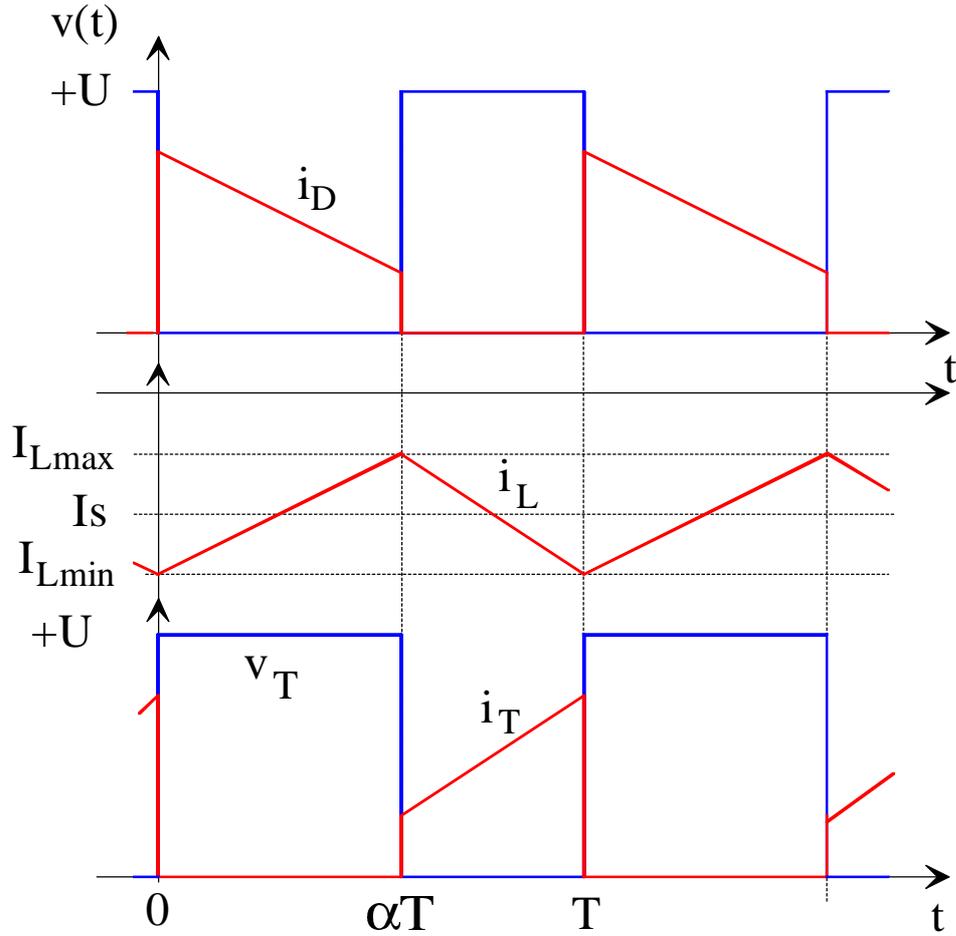
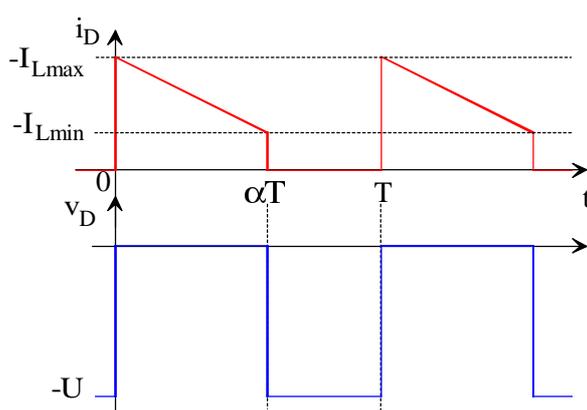


Fig. 6.6. Formes d'ondes du hacheur – Cas $I_s < 0$ (dessins\h2q-6b.drw).

6.1.2.2 Contraintes sur la diode de K'1



$$I_{Dmax} = I_{FRM} = -I_s + \alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot \frac{U}{2LsF}$$

$$I_{Dmoy} = I_{F(AV)} = -(1 - \alpha) \cdot I_s$$

$$V_{Dinv\ max} = V_{DRM} = +U$$

Les pertes statiques dans la diode valent :

$$P_0 = R_D \cdot I_{F(RMS)}^2 + V_{D0} \cdot I_{F(AV)}$$

Fig. 6.7. Courant et tension de la diode (dessins\h2q-6b.drw).

$$I_{Deff} = \sqrt{\left[\left((-I_s) + \frac{\Delta I_{Ls}}{2} \right)^2 + \frac{\Delta I_{Ls}^2}{3} - \Delta I_{Ls} \left((-I_s) + \frac{\Delta I_{Ls}}{2} \right) \right] \cdot \alpha} \text{ avec } I_s < 0 \quad (6.19)$$

6.1.3 Cas du couple nul – $\langle i \rangle = I_s = 0$

La valeur du couple étant nul, la valeur moyenne du courant de sortie est nulle. La valeur moyenne de la tension de sortie du hacheur $v(t)$ étant toujours positive, la condition de stabilité de ce point de fonctionnement est que la valeur de La fem E du moteur soit égale à la valeur moyenne de la tension du hacheur : $E = \alpha U$ (c'est la relation du hacheur). Ceci correspond au fonctionnement « en roue libre » (position débrayé) du véhicule. La fem E est constante sur une période de découpage.

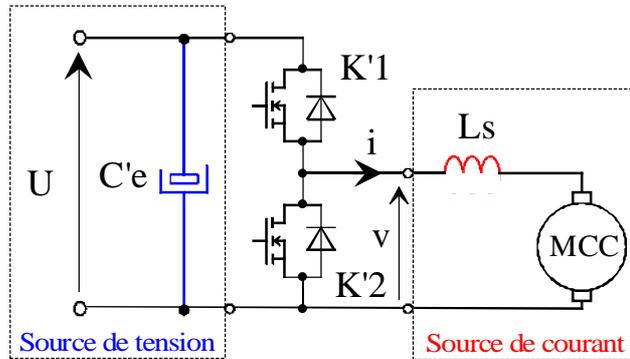


Figure 6.3. Couple nul $I_s = 0$: fonctionnement en hacheur réversible (dessins\h2q-1.drw).

L'interrupteur $K'1$ est fermé pendant la fraction αT de la période de découpage T (et donc $K'2$ est ouvert). Le courant change de signe pour $t = \frac{\alpha T}{2}$: il circule dans la diode de $K'1$ pour $i(t) < 0$ et dans le transistor de $K'1$ pour $i(t) > 0$.

Lors du blocage du transistor, la diode de l'interrupteur $K'2$ assure la continuité du courant dans l'inductance. Cette diode conduit tant que $i(t) > 0$. L'interrupteur de $K'2$ conduit dès que $i(t) < 0$. Les formes d'ondes en conduction continue sont représentée à la figure 6.6.

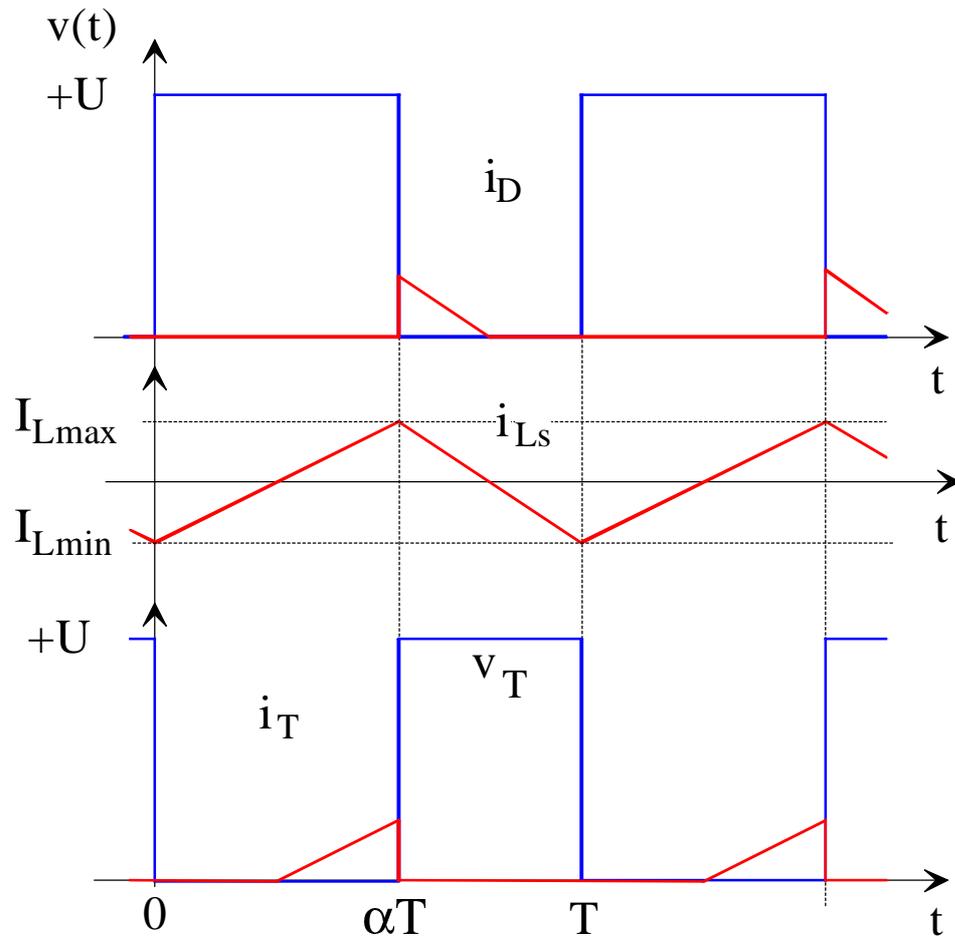
Le courant dans l'inductance est symétrique $I_{L\max} = -I_{L\min} = \frac{\Delta I_{Ls}}{2} = \frac{U}{2LsF} \alpha(1-\alpha)$

6.1.3.1 Contraintes sur le transistor de $K'1$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{T\max} = I_{L\max} = \frac{\Delta I_{Ls}}{2} = \frac{U}{2LsF} \alpha \cdot (1-\alpha) \\ I_{T\text{moy}} = \frac{1}{T} \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_{Ls}}{2} \cdot \frac{\alpha T}{2} \right) = \frac{\alpha}{8} \cdot \Delta I_{Ls} \\ I_{T\text{eff}} = \Delta I_{Ls} \sqrt{\frac{\alpha}{24}} \\ V_{T\max} = +U \end{array} \right.$$

6.1.3.2 Contraintes sur la diode de $K'1$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{D\max} = -I_{L\min} = \frac{\Delta I_{Ls}}{2} = \frac{U}{2LsF} \alpha \cdot (1-\alpha) \\ I_{D\text{moy}} = \frac{1}{T} \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_{Ls}}{2} \cdot \frac{\alpha T}{2} \right) = \frac{\alpha}{8} \cdot \Delta I_{Ls} \\ I_{D\text{eff}} = \Delta I_{Ls} \sqrt{\frac{\alpha}{24}} \\ V_{DRRM} = +U \end{array} \right.$$


 Fig. 6.8. Formes d'ondes du hacheur – Cas $I_s = 0$ (dessins\h2q-6c.drw).

6.1.3.3 Contraintes sur le transistor de K'2

$$\begin{cases} I_{T\max} = -I_{L\min} = \frac{\Delta I_{Ls}}{2} = \frac{U}{2LsF} \alpha \cdot (1-\alpha) \\ I_{T\text{moy}} = \frac{1}{T} \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_{Ls}}{2} \cdot \frac{(1-\alpha)}{2} \right) = \frac{1-\alpha}{8} \cdot \Delta I_{Ls} \\ I_{T\text{eff}} = \Delta I_{Ls} \sqrt{\frac{1-\alpha}{24}} \\ V_{T\max} = +U \end{cases}$$

6.1.3.4 Contraintes sur la diode de K'2

$$\begin{cases} I_{D\max} = I_{L\max} = \frac{\Delta I_{Ls}}{2} = \frac{U}{2LsF} \alpha \cdot (1-\alpha) \\ I_{D\text{moy}} = \frac{1}{T} \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_{Ls}}{2} \cdot \frac{(1-\alpha)T}{2} \right) = \frac{1-\alpha}{8} \cdot \Delta I_{Ls} \\ I_{D\text{eff}} = \Delta I_{Ls} \sqrt{\frac{1-\alpha}{24}} \\ V_{D\text{RRM}} = +U \end{cases}$$

6.2 Calculs des courants efficaces

6.2.1.1 Courant efficace dans le transistor de K'2 – Cas du freinage $I_s < 0$

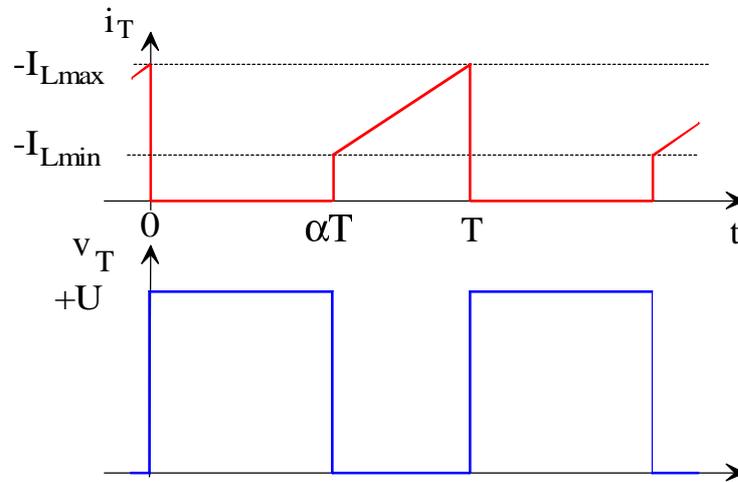


Fig. 6.9. Courant et tension du transistor (dessins\h_serie1.drw).

L'expression de i_T pour $t \in [\alpha T ; T]$ est : $i_T(t) = \left((-I_s) - \frac{\Delta I_{Ls}}{2} \right) + \Delta I_{Ls} \cdot \frac{(t - \alpha T)}{T - \alpha T}$. Donc i_T^2 vaut :

$$i_T^2(t) = \left((-I_s) - \frac{\Delta I_{Ls}}{2} \right)^2 + \left(\Delta I_{Ls} \frac{(t - \alpha T)}{T - \alpha T} \right)^2 + 2 \cdot \Delta I_{Ls} \frac{(t - \alpha T)}{T - \alpha T} \cdot \left((-I_s) - \frac{\Delta I_{Ls}}{2} \right) \quad (6.20)$$

La valeur efficace I_{Teff}^2 est égale à la valeur moyenne de i_T^2 , donc :

$$I_{Teff}^2 = \frac{1}{T} \left[\left((-I_s) - \frac{\Delta I_{Ls}}{2} \right)^2 (t - \alpha T) + \left(\frac{\Delta I_{Ls}}{T - \alpha T} \right)^2 \frac{(t - \alpha T)^3}{3} + \frac{2 \Delta I_{Ls}}{T - \alpha T} \left((-I_s) - \frac{\Delta I_{Ls}}{2} \right) \frac{(t - \alpha T)^2}{2} \right]_{\alpha T}^T$$

D'où l'expression de I_{Teff} :

$$I_{Teff} = \sqrt{\left[\left((-I_s) - \frac{\Delta I_{Ls}}{2} \right)^2 + \frac{\Delta I_{Ls}^2}{3} + \Delta I_{Ls} \left((-I_s) - \frac{\Delta I_{Ls}}{2} \right) \right] \cdot (1 - \alpha)} \quad \text{avec } I_s < 0 \quad (6.21)$$

Dans la cas ou l'ondulation est faible $\frac{\Delta I_{Ls}}{(-I_s)} \ll 1$, l'expression devient $I_{Teff} \approx (-I_s) \sqrt{1 - \alpha}$.

Lorsque le hacheur travail à $I_{Ls \min} = 0$, $\Delta I_{Ls} = -2 \cdot I_s$ et $I_{Teff} = \Delta I_{Ls} \sqrt{\frac{(1 - \alpha)}{3}}$.

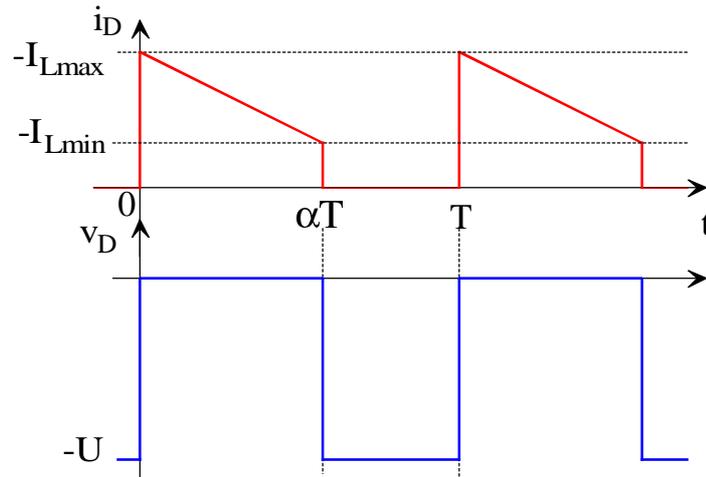
6.2.1.2 Courant efficace dans la diode de K'1 – Cas du freinage $I_s < 0$


Fig. 6.10. Courant et tension de la diode (dessins\h2q-6b.drw).

L'expression de i_D pour $t \in [0; \alpha T]$ est : $i_D(t) = \left((-I_s) + \frac{\Delta I_{Ls}}{2} \right) - \Delta I_{Ls} \cdot \frac{t}{\alpha T}$. Donc i_D^2 vaut :

$$i_D^2(t) = \left((-I_s) + \frac{\Delta I_{Ls}}{2} \right)^2 + \left(\Delta I_{Ls} \frac{t}{\alpha T} \right)^2 - 2 \cdot \Delta I_{Ls} \frac{t}{\alpha T} \cdot \left((-I_s) + \frac{\Delta I_{Ls}}{2} \right) \quad (6.22)$$

La valeur efficace $I_{D_{eff}}^2$ est égale à la valeur moyenne de i_D^2 , donc :

$$I_{D_{eff}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} i_D^2(t) dt = \frac{1}{T} \left[\left((-I_s) + \frac{\Delta I_{Ls}}{2} \right)^2 t + \left(\frac{\Delta I_{Ls}}{\alpha T} \right)^2 \frac{t^3}{3} - \frac{2 \Delta I_{Ls}}{\alpha T} \left((-I_s) + \frac{\Delta I_{Ls}}{2} \right) \frac{t^2}{2} \right]_0^{\alpha T}$$

D'où l'expression de :

$$I_{D_{eff}} = \sqrt{\left[\left((-I_s) + \frac{\Delta I_{Ls}}{2} \right)^2 + \frac{\Delta I_{Ls}^2}{3} - \Delta I_{Ls} \left((-I_s) + \frac{\Delta I_{Ls}}{2} \right) \right] \cdot \alpha} \quad \text{avec } I_s < 0 \quad (6.23)$$

Dans la cas où l'ondulation est faible $\frac{\Delta I_{Ls}}{(-I_s)} \ll 1$, l'expression devient $I_{D_{eff}} = (-I_s) \sqrt{\alpha}$.

Lorsque le hacheur travaille à $I_{Ls \min} = 0$, $\Delta I_{Ls} = -2 \cdot I_s$ et $I_{D_{eff}} = \Delta I_{Ls} \sqrt{\frac{\alpha}{3}}$.

6.2.1.3 Courant efficace dans les transistors et les diodes – Cas du couple nul $I_s = 0$

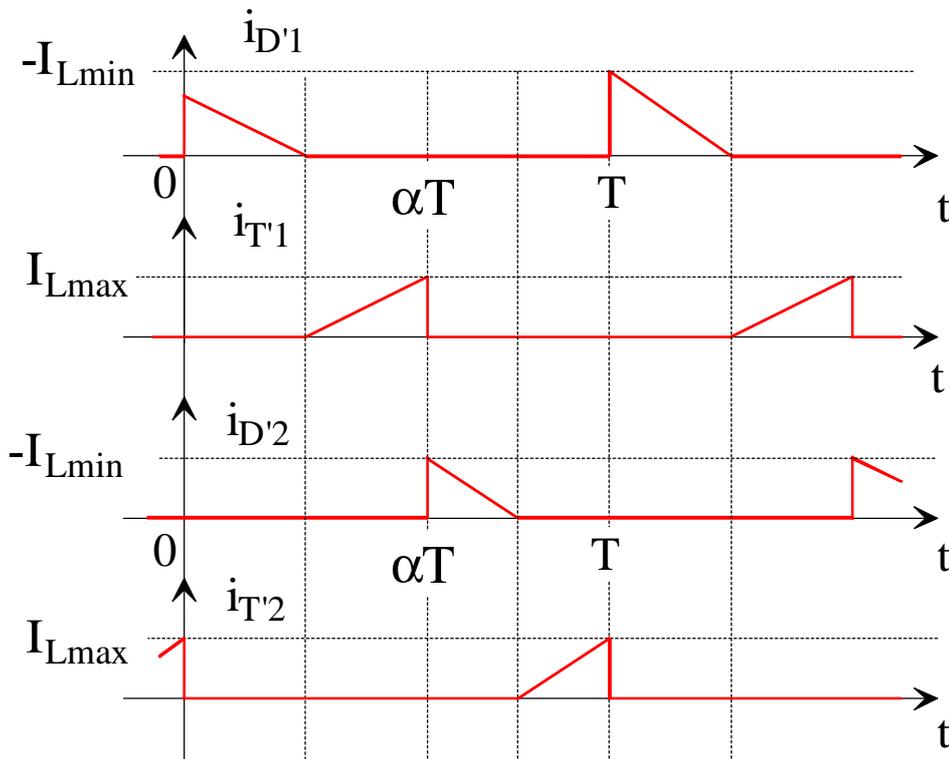


Fig. 6.11. Courant dans les transistors et les diodes (dessins\h2q-6c.drw).

Les courants ont une durée de $\frac{\alpha T}{2}$ pour D'1 et T'1 et une durée de $\frac{(1-\alpha)T}{2}$ pour D'2 et T'2. Les amplitudes maximale sont égales à $I_{Lmax} = -I_{Lmin} = \frac{\Delta I_{LS}}{2} = \frac{U}{2LsF} \alpha(1-\alpha)$. Pour le calcul de la valeur efficace, on considère une fonction $y = f(x) = Y_{max} \frac{x}{\Delta x}$. La valeur efficace Y_{eff}^2 est égale à la valeur moyenne de $y(x)^2$, donc :

$$Y_{eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{\Delta x} \left(Y_{max} \frac{x}{\Delta x} \right)^2 dx = \frac{1}{T} \left[\left(\frac{Y_{max}}{\Delta x} \right)^2 \frac{x^3}{3} \right]_0^{\Delta x} = \frac{1}{T} \frac{Y_{max}^2}{3} \Delta x$$

D'ou l'expression de Y_{eff} :

$Y_{eff} = Y_{max} \sqrt{\frac{\Delta x}{3T}}$	(6.24)
--	--------

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{pour D'1: } \Delta x = \frac{\alpha T}{2} \text{ et } Y_{max} = \frac{\Delta I_{LS}}{2} \text{ soit } I_{Deff} = \frac{\Delta I_{LS}}{2} \sqrt{\frac{\alpha}{6}} \\ \text{pour T'1: } \Delta x = \frac{\alpha T}{2} \text{ et } Y_{max} = \frac{\Delta I_{LS}}{2} \text{ soit } I_{Teff} = \frac{\Delta I_{LS}}{2} \sqrt{\frac{\alpha}{6}} \\ \text{pour D'2: } \Delta x = \frac{(1-\alpha)T}{2} \text{ et } Y_{max} = \frac{\Delta I_{LS}}{2} \text{ soit } I_{Deff} = \frac{\Delta I_{LS}}{2} \sqrt{\frac{1-\alpha}{6}} \\ \text{pour T'2: } \Delta x = \frac{(1-\alpha)T}{2} \text{ et } Y_{max} = \frac{\Delta I_{LS}}{2} \text{ soit } I_{Teff} = \frac{\Delta I_{LS}}{2} \sqrt{\frac{1-\alpha}{6}} \end{array} \right.$$