

LMD5 - HAE 604

TDP

Électronique de puissance et thermique pour la conversion d'énergie électrique

Responsable de l'UE : Jean-Jacques Huselstein – Thierry Martiré

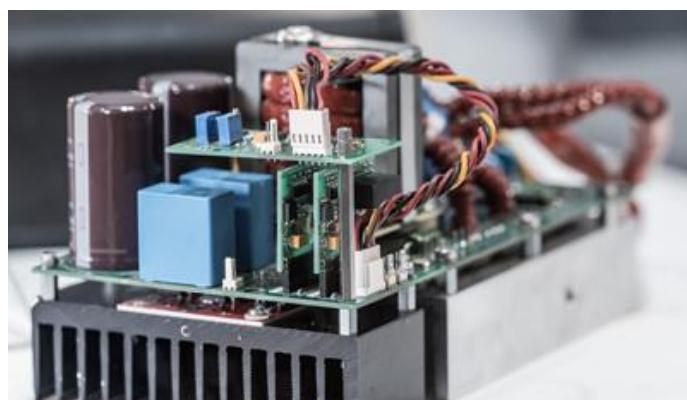
jean-jacques.huselstein@umontpellier.fr

thierry.martire@umontpellier.fr

Enseignants : Jean-Jacques Huselstein – Thierry Martiré

Enseignants vacataires du groupe GEM – ATER : Guillaume Pellecuer

guillaume.pellecuer@umontpellier.fr



L3 EEA

HAE604

SOMMAIRE

TDP 1 - COMPARAISONS ENTRE UNE ALIMENTATION LINÉAIRE ET UNE ALIMENTATION À DÉCOUPAGE

TDP 2 - ÉTUDE THERMIQUE ET CHOIX D'UN RADIATEUR POUR UN COMPOSANT ÉLECTRONIQUE

**ANNEXE – DESCRIPTION DES MAQUETTES PÉDAGOGIQUES
HACHEUR ONDULEUR**

TDP 3 - HACHEUR SÉRIE : ÉTUDE DES VALEURS MOYENNES

TDP 4 - HACHEUR PARALLÈLE (ou hacheur élévateur)

TDP 5 - HACHEUR 4 QUADRANTS

TDP 6 - ONDULEURS DE TENSION MONOPHASÉS

TDP 7 - ONDULEURS DE TENSION TRIPHASÉS

TDP 8 - CONVERTISSEURS CONTINU-CONTINU ISOLÉ FLYBACK

TDP 9 - CONVERTISSEUR CONTINU-CONTINU FORWARD

TDP 10 – COMPOSANTS DE PUISSANCE SEMI-CONDUCTEURS

TDP 11 – ÉCHANGE D'ÉNERGIE – ASSOCIATION HACHEUR ÉLÉVATEUR-ONDULEUR

TDP 1 - COMPARAISONS ENTRE UNE ALIMENTATION LINÉAIRE ET UNE ALIMENTATION À DÉCOUPAGE

Sujet de TP et TD

COMPARAISONS ENTRE UNE ALIMENTATION LINÉAIRE ET UNE ALIMENTATION À DÉCOUPAGE

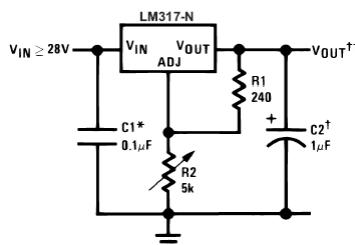
Dans ce TP nous comparerons les performances, notamment au niveau des rendements, d'un régulateur de tension linéaire et d'un régulateur de tension à découpage. Ce dernier est basé sur une structure de type hacheur série.

Les deux régulateurs seront utilisés pour alimenter une charge sous une tension fixe de +5V à partir d'une source de tension pouvant évoluer entre +7V et +30V. La puissance nominale absorbée par la charge est de 5W.

Régulateur linéaire :

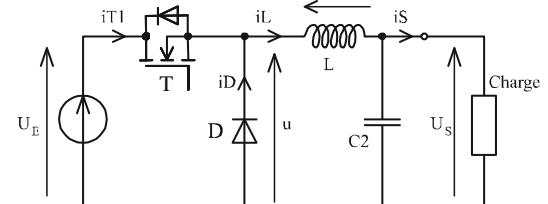
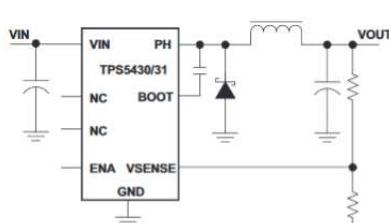
Circuit intégré régulateur linéaire LM317 monté sur un dissipateur thermique en raison du mauvais rendement de ce type de régulateur.

Le montage permet un réglage de la tension de sortie par un potentiomètre. Pour ce TP on ne travaillera qu'avec une tension de sortie de +5V, donc régler le potentiomètre pour fixer la tension de sortie à +5V.



Régulateur à découpage :

Structure hacheur série. Carte d'évaluation basée sur un circuit intégré à découpage TPS5430 comportant un transistor de puissance MOSFET intégré. Une diode externe et un filtre de sortie LC complètent le dispositif. Il n'y a pas de dissipateur thermique, les pertes à dissiper étant très faibles. La consigne de tension de sortie est fixe et égale à +5V.



1. Travail préparatoire : calculs

Les objectifs de ce travail préparatoire sont de bien comprendre les principes de fonctionnement de ces deux types de régulateur puis de calculer, avec des modèles simplifiés, les caractéristiques d'évolution de tension de sortie, courant d'entrée, rendement, rapport cyclique qui seront ensuite mesurés expérimentalement.

On tracera les courbes théoriques sur des graphiques qui seront complété ensuite avec les mesures expérimentales. Les légendes devront être suffisamment claires pour éviter toute confusion.

Hypothèses :

Pour les deux régulateurs on négligera la consommation des circuits de commande. Seule la partie puissance sera prise en compte.

Pour le régulateur à découpage on négligera les chutes de tension des semi-conducteurs de puissance (MOSFET et diode) ainsi que la résistance interne de l'inductance de lissage.

1.1. Étude des documents constructeurs des circuits

- Consulter le document constructeur du régulateur linéaire LM317. Lire le paragraphe "description". Comprendre les caractéristiques essentielles.
- Faire de même pour le régulateur à découpage TPS5430.

1.2. Influence de la tension d'entrée

Représenter le schéma électrique équivalent du régulateur linéaire. Le transistor ballast sera représenté par une résistance variable « automatique » dont la valeur est ajustée pour maintenir une tension de sortie de +5V.

Calculer le rendement théorique du régulateur linéaire.

Quel est le rendement théorique du régulateur à découpage (avec les hypothèses simplificatrices exposées plus haut) ?

Représenter sur un même graphe l'évolution de la tension de sortie régulée VS avec la tension d'entrée (entre 0 et 30V) pour les 2 types de régulateurs. On supposera que la chute de tension du régulateur linéaire peut descendre jusqu'à zéro. On supposera que le rapport cyclique du hacheur série peut varier entre 0 et 100% selon la commande de la régulation de tension de sortie.

Représenter sur un autre graphe, avec la même échelle de tension d'entrée en abscisse, l'évolution du rendement théorique avec la tension d'entrée (entre 0 et 30V) pour les 2 types de régulateurs.

2. Partie expérimentale : mesures

2.1. Influence de la tension d'entrée

- Compléter le graphe théorique avec les mesures expérimentales de l'évolution de la tension de sortie régulée avec la tension d'entrée (entre 0 et 30V) pour les 2 types de régulateurs.

Remarques : Tracer directement les courbes sans faire de tableau de mesures. Laisser les points de mesure apparents sur la courbe. Espacer judicieusement les points de mesure en fonction des besoins.

- Compléter le graphe théorique de rendement avec les mesures expérimentales de rendement en fonction de la tension d'entrée pour les 2 types de régulateurs en faisant croître la tension d'entrée

jusqu'à +30V. On ne représentera le rendement que pour les tensions d'entrée permettant d'obtenir la tension de sortie de +5V. Donner les explications nécessaires. Conclusions.

- En conservant la même échelle de tension d'entrée, représenter sur un autre graphe l'évolution du rapport cyclique mesuré du hacheur série constituant le régulateur à découpage en fonction de la tension d'entrée (entre 0 et 30V). Voir au paragraphe suivant les explications techniques de la maquette.

Relever la fréquence de découpage.

Ajouter sur ce graphe l'évolution du rapport cyclique théorique calculé.

Rappel hacheur série : tension de sortie $V_S = \alpha V_E$.

Donner les explications nécessaires. Conclusions.

Explications techniques pour l'utilisation de la maquette :

Visualiser à l'oscilloscope les tensions de sortie avant et après filtre du régulateur à découpage. Utiliser la même échelle pour les deux voies.

La tension du hacheur série $v(t)$ avant filtre de sortie est disponible sur le contact TP6 de la carte.

La tension de sortie filtrée $v_S(t)$ est disponible sur le contact TP3.

La masse sur le contact TP4.

Attention : Ne PAS utiliser les mesures automatiques de l'oscilloscope. Vous devez savoir mesurer période, fréquence, rapport cyclique, ... sans utiliser les fonctions de l'oscilloscope ! (pour des mesures répétitives cela peut être pratique ... mais en attendant il faut montrer que vous êtes capables de vous en passer ...)

2.2. Étude expérimentale de l'influence du courant de sortie

- Régler la tension d'entrée à 10V. Représenter sur un même graphe l'évolution rendement avec le courant de sortie (entre 0 et 2A) pour les 2 types de régulateurs.
- Ajouter les « courbes » de rendement théoriques.
- Expliquer.

LM117, LM317-N Wide Temperature Three-Pin Adjustable Regulator

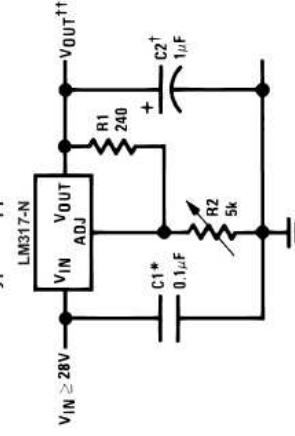
1 Features

- Typ. 0.1% Load Regulation
- Typ. 0.01%/ $\sqrt{\text{V}}$ Line Regulation
- 1.5-A Output Current
- Adjustable Output Down to 1.25 V
- Current Limit Constant With Temperature
- 80-dB Ripple Rejection
- Short-Circuit Protected Output
- -55°C to 150°C Operating Temperature Range (LM117)

2 Applications

- Automotive LED Lighting
- Battery Chargers
- Post Regulation for Switching Supplies
- Constant Current Regulators
- Microprocessor Supplies

Typical Application



*Needed if device is more than 6 inches from filter capacitors.
†Optional—improves transient response

$$V_{\text{OUT}} = 1.25 \text{ V} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) + I_{\text{ADJ}} (R_2)$$

7.5 Thermal Information, LM317-N

	THERMAL METRIC ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)			LM317-N		
	KTT (TO-263)	NDE (TO-220)	DCY (SOT-223)	NDT (TO)	NDP (TO-252)	UNIT
R_{JA}	3 PINs	3 PINs	4 PINs	3 PINs	3 PINs	
$R_{\text{JC},\text{D2012}}$	Junction-to-ambient thermal resistance	41.0	23.3	59.6	186(³)	°C/W
R_{JB}	Junction-to-case (top) thermal resistance	43.6	16.2	39.3	21	°C/W
ψ_{JT}	Junction-to-board thermal resistance	23.6	4.9	8.4	—	°C/W
ψ_{JB}	Junction-to-top characterization parameter	10.4	2.7	1.8	—	°C/W
$R_{\text{S,CASE}}$	Junction-to-case (bottom) thermal resistance	22.6	4.9	8.3	—	°C/W

- (1) For more information about traditional and new thermal metrics, see the Semiconductor and IC Package Thermal Metrics application report, SPRA553.
- (2) When surface mount packages are used (SOT-223, TO-252), the junction to ambient thermal resistance can be reduced by increasing the PCB copper area that is thermally connected to the package. See [Heatsink Requirements](#) for heatsink techniques.
- (3) No heatsink

7.6 Electrical Characteristics

Some specifications apply over full Operating Temperature Range as noted. Unless otherwise specified, $T_J = 25^{\circ}\text{C}$, $V_{\text{IN}} = V_{\text{OUT}} = 5 \text{ V}$, and $I_{\text{ADJ}} = 10 \text{ mA}$.

TEST CONDITIONS

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Reference voltage	$3 \text{ V} \leq (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) \leq 40 \text{ V}$ $10 \text{ mA} \leq I_{\text{OUT}} \leq \text{Max} ^{(1)}$ (over full operating temperature range)	1.2	1.25	1.3	V
Line regulation	$3 \text{ V} \leq (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) \leq 40 \text{ V}^{(2)}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ over full operating temperature range	0.01	0.02	0.05	%/V
Load regulation	$10 \text{ mA} \leq I_{\text{OUT}} \leq \text{Max} ^{(1)}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ over full operating temperature range	0.1%	0.3%	1%	
Thermal regulation	20-ms pulse over full operating temperature range	0.03	0.07	0.1%	%/W
Adjustment pin current	$10 \text{ mA} \leq I_{\text{ADJ}} \leq \text{Max} ^{(1)}$ $3 \text{ V} \leq (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) \leq 40 \text{ V}$ (over full operating temperature range)	50	100	μA	
Adjustment pin current change	$3 \text{ V} \leq (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) \leq 40 \text{ V}$ (over full operating temperature range)	0.2	5	μA	
Temperature stability	$T_{\text{MN}} \leq T_J \leq T_{\text{MAX}}$ (over full operating temperature range) $(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) = 40 \text{ V}$ (over full operating temperature range)	1%	1%	1%	
Minimum load current	$(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) \leq 15 \text{ V}$ $T_{\text{O-3}} \text{ package (over full operating temperature range)}$ $(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) = 40 \text{ V}$ $T_{\text{O-39}} \text{ package (over full operating temperature range)}$	3.5	5	mA	
RMS output noise, % of V_{OUT}	$10 \text{ Hz} \leq f \leq 10 \text{ kHz}$ $V_{\text{OUT}} = 10 \text{ V}$, $f = 120 \text{ Hz}$, $C_{\text{ADJ}} = 0 \text{ pF}$ (over full operating temperature range)	0.3	0.4	0.5	A
Ripple rejection ratio	$V_{\text{OUT}} = 10 \text{ V}$, $f = 120 \text{ Hz}$, $C_{\text{ADJ}} = 10 \text{ pF}$ (over full operating temperature range)	66	80	0.003%	dB
Long-term stability	$T_J = 125^{\circ}\text{C}$, 1000 hrs	0.3%	1%	0.3%	

- (1) $I_{\text{ADJ}} = 1.5 \text{ A}$ for the NDS (TO-3), NDE (TO-220), and KTT (TO-263) packages. $I_{\text{ADJ}} = 1.0 \text{ A}$ for the DCY (SOT-223) package. $I_{\text{ADJ}} = 0.5 \text{ A}$ for the NDT (TO) and NDP (TO-252) packages. Device power dissipation (P_D) is limited by ambient temperature (T_A). Device maximum junction temperature (T_J) and package thermal resistance (θ_{JA}) are determined by $T_J = (T_{\text{MAX}} - T_A) / (\theta_{JA})$. All Min. and Max. limits are ensured to TI's Average Outgoing Quality Level (AOQL).
- (2) Specifications and availability for military and space grades of LM117 can be found in the LM117M data sheet (SNVS365).
- (3) Regulation is measured at a constant junction temperature. Using pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects are covered under the specifications for thermal regulation.

TPS543x 3-A, Wide Input Range, Step-Down Converter

1 Features

- Wide Input Voltage Range:
 - TPS5430: 5.5 V to 36 V
 - TPS5431: 5.5 V to 23 V
- Up to 3-A Continuous (4-A Peak) Output Current
- High Efficiency up to 95% Enabled by 110-nΩ Integrated MOSFET Switch
- Wide Output Voltage Range: Adjustable Down to 1.22 V with 1.5% Initial Accuracy
- Internal Compensation Minimizes External Parts Count
- Fixed 500 kHz Switching Frequency for Small Filter Size
- Improved Line Regulation and Transient Response by Input Voltage Feed Forward
- System Protected by Overcurrent Limiting, Overvoltage Protection and Thermal Shutdown
- 40°C to 125°C Operating Junction Temperature Range
- Available in Small Thermally Enhanced 8-Pin SO PowerPAD™ Package

3 Description

The TPS543x is a high-output-current PWM converter that integrates a low-resistance, high-side N-channel MOSFET. Included on the substrate with the listed features are a high-performance voltage error amplifier that provides tight voltage regulation accuracy under transient conditions; an undervoltage-lockout circuit to prevent start-up until the input voltage reaches 5.5 V; an internally set slow-start circuit to limit inrush currents; and a voltage feed-forward circuit to improve the transient response. Using the ENA pin, shutdown supply current is reduced to 18 µA typically. Other features include an active-high enable, overcurrent limiting, over-voltage protection and thermal shutdown. To reduce design complexity and external component count, the TPS543x feedback loop is internally compensated. The TPS5431 is intended to operate from power rails up to 23 V. The TPS5430 regulates a wide variety of power sources including 24 V bus.

The TPS543x device is available in a thermally enhanced, easy to use 8-pin SOIC PowerPAD™ package. TI provides evaluation modules and the Designer software tool to aid in quickly achieving high-performance power supply designs to meet aggressive equipment development cycles.

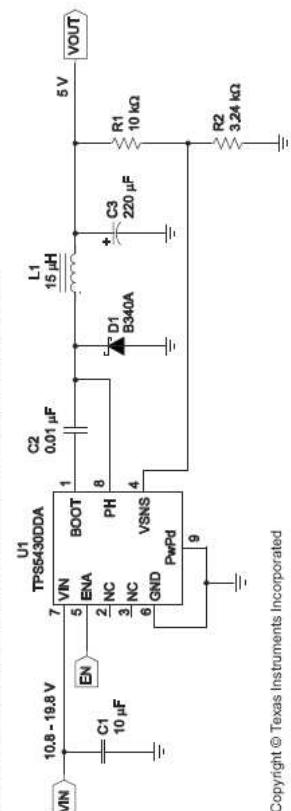
2 Applications

- Consumer: Set-top Box, DVD, LCD Displays
- Industrial and Car Audio Power Supplies
- Battery Chargers, High Power LED Supply
- 12-V/24-V Distributed Power Systems

8.2 Typical Applications

8.2.1 12 V Input to 5.0 V Output

Figure 9 shows the schematic for a typical TPS5430 application. The TPS5430 can provide up to 3 A output current at a nominal output voltage of 5 V. For proper thermal performance, the exposed PowerPAD™ underneath the device must be soldered down to the printed-circuit board.



Copyright © Texas Instruments Incorporated

Figure 9. Application Circuit, 12 V Input to 5.0 V Output

8.2.1.1 Design Requirements

For this design example, use the following as the input parameters:

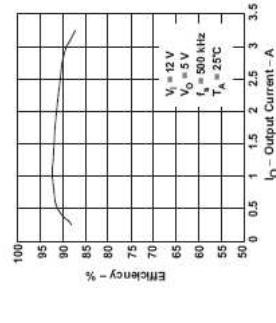
DESIGN PARAMETER ⁽¹⁾		EXAMPLE VALUE
Input voltage range	10.8 V to 19.8 V	5 V
Output voltage	300 mV	30 mV
Input ripple voltage	300 mV	3 A
Output ripple voltage	500 kHz	Operating frequency

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the datasheet.

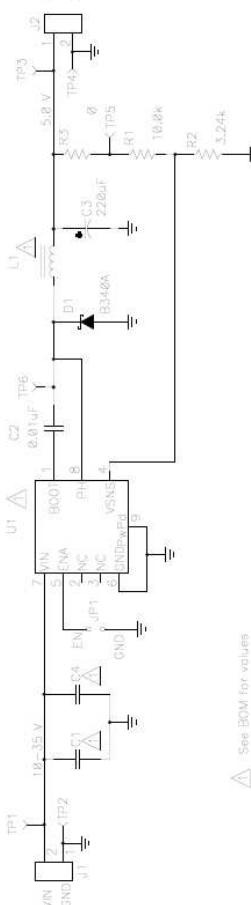
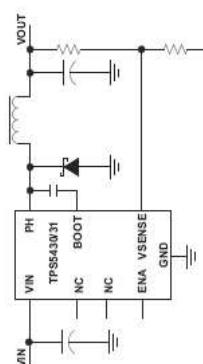
Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	INPUT VOLTAGE
TPS5430	HSOP (8)	5.5 V to 36 V
TPS5431	HSOP (8)	5.5 V to 23 V

Efficiency vs Output Current



Simplified Schematic



△ See BOM for values

**TDP 2 - ÉTUDE THERMIQUE ET CHOIX D'UN RADIATEUR
POUR UN COMPOSANT ÉLECTRONIQUE**

ÉTUDE THERMIQUE ET CHOIX D'UN RADIATEUR POUR UN COMPOSANT ÉLECTRONIQUE

1. PREPARATION

1. 1.1. PRÉSENTATION DU SYSTÈME

Pour étudier le comportement thermique d'un radiateur, on dispose :

- d'un *radiateur Alutronic PR168* en aluminium de *longueur totale 200mm* ;
- de *10 MOS IRFZ34N* connectés en série et disposés en ligne le long du radiateur ;

ces composants sont en *boîtier TO220 isolés (surface en contact avec le radiateur : $10 \times 16 \text{ mm}^2$)*

Figure 1 : Détail de la connexion des MOS

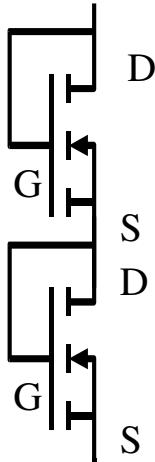
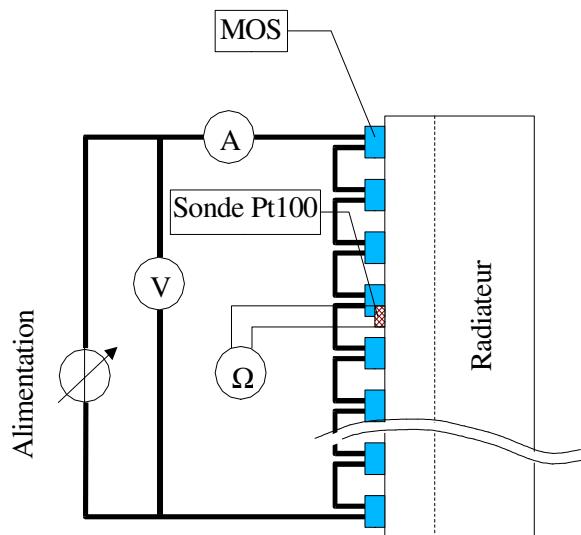


Figure 2 : Système de mesure



;

- d'une *sonde de température Pt100* placée sur le radiateur et d'un *ohmmètre* ;
- d'une *alimentation continue $2 \times 30V - 2,5A$* .

Afin d'assurer un bon contact thermique, une couche de *pâte thermique aux siliciums* (conductivité thermique $\lambda = 0,41 \text{ WK}^{-1}\text{m}^{-1}$) d'environ $0,1 \text{ mm}$ d'épaisseur est placée entre les boîtiers des MOS et le radiateur.

Les MOS sont montés en série suivant le schéma de la Figure 1. La liaison Drain-Grille permet de faire travailler chaque MOS en linéaire avec une tension Drain-Source d'environ $4V$ (qui dépend toutefois du courant et de la température).

Quelques caractéristiques physiques de l'**aluminium** sont rappelées dans le tableau ci-dessous :

Résistivité électrique	Conductivité thermique	Capacité thermique massique	Masse volumique	Température de fusion
$\mu\Omega \cdot \text{cm}$	$\text{W m}^{-1} \text{K}^{-1}$	$\text{J kg}^{-1} \text{K}^{-1}$	g/cm^3	$^{\circ}\text{C}$
2,65	237	888	2,70	660

Le but de la manipulation est de déterminer expérimentalement certaines caractéristiques thermiques du radiateur (résistance thermique, capacité calorifique,...) et de comparer ces caractéristiques aux données fournies par le constructeur. On déterminera aussi la température atteinte par les puces de silicium des MOS. Enfin, on choisira un radiateur selon certains critères.

2. 1.2. QUESTIONS THEORIQUES

- Rappeler le principe d'une sonde de température Pt100. D'où vient ce nom ?
- Quels sont les modes prédominants de transfert de chaleur entre les différentes parties du système ?
- Proposer un schéma électrique équivalent faisant apparaître les différentes résistances thermiques présentes dans le système (jonction-boîtier, jonction-ambiente, pâte aux silicones, radiateur,...).
- Pourquoi, dans la documentation Alutronic, la résistance thermique du radiateur est-elle donnée en fonction de la longueur et de la puissance ?
- D'après les données du constructeur du radiateur, le produit de la longueur du radiateur par la résistance thermique varie peu mais n'est pas cependant rigoureusement constant. Pouvez-vous le justifier ?

2. EXPERIMENTATION

2.1. GRANDEURS THERMIQUES DU RADIATEUR EN POSITION HORIZONTALE SANS VENTILATION

Placer les **ailettes** du radiateur en **position Horizontale**. Les ventilateurs ne sont pas branchés.

Régler les alimentations de telle sorte qu'elles délivrent 1 A en court-circuit et **42 V** en circuit ouvert. Réaliser le schéma de mesure, mais *ne pas mettre tout de suite les alimentations (branchées en série) sous tension*.

Mesurer la température ambiante.

Brancher les alimentations et noter régulièrement (à la volée) la température. On prendra une mesure toutes les 30 secondes pendant les 4 premières minutes, puis une mesure toutes les 2 minutes. **Veiller en permanence à ce que la puissance absorbée reste constante**. On arrêtera de prendre des mesures quand la température se sera stabilisée.

Tracer la courbe donnant la température en fonction du temps. Justifier son allure. Déterminer la résistance thermique équivalente du radiateur, la constante de temps thermique puis la capacité calorifique. Comparer avec les données du constructeur.

Déterminer le coefficient de convection h à partir de la surface du radiateur. Le résultat vous semble-t-il correct ?

2.2. POSITION VERTICALE

Remettre le radiateur en position Verticale, ventilateurs vers le bas et éteints et régler la puissance comme la puissance injectée lors de l'essai 2.1. Calculer la nouvelle valeur de la résistance thermique du radiateur. Conclusion ?

2.3. INFLUENCE DE LA VENTILATION

Placer (sans se brûler) les ailettes du radiateur en position horizontale, sans chauffage, et alimenter les ventilateurs en 12V. Attendre que la température du radiateur redescende au voisinage de la température de la salle (la ventilation devrait permettre d'accélérer le refroidissement). Recommencer la manipulation précédente et tracer la courbe $\theta(t)$ sur le même graphique que

précédemment mais avec la ventilation allumée en permanence. Recalculer les paramètres de la question précédente et les comparer avec ceux obtenus ventilation éteinte.

3. EXPLOITATION DES DONNEES – CHOIX D'UN RADIATEUR

Tracer la tangente à l'origine pour chacune des courbes de température expliquer pourquoi elles sont confondues et conclure quand au facteur qui influence la position des courbes.

Représenter, en semilog sur l'axe x, l'évolution de l'impédance thermique en fonction du temps avec et sans ventilation sur le même graphique, et placer les asymptotes horizontales représentant les deux R_{th} équivalentes du radiateur calculées précédemment. L'impédance thermique $Z_{th}(t)$ est :

$$Z_{th}(t) = \frac{(T_{rad}(t) - T_{ambiante})}{P}$$

Si T_a et P ne changent pas dans le temps

Dans chacun des cas a) b) c) du paragraphe 2), calculer la température de jonction des MOS. Les valeurs trouvées sont-elles compatibles avec le bon fonctionnement des composants ?

On désire réaliser un hacheur abaisseur 30V 24A à l'aide de 2 MOS IRFIZ34N en parallèle. On se fixe une température de jonction maximale de 125°C et une température ambiante de 60°C. On supposera que les diodes nécessaires pour le hacheur sont placées sur le même radiateur que les MOS et dissipent la même puissance.

- Est-il réellement possible d'utiliser des IRFIZ34N ? Justifier de façon détaillée la réponse.
- Choisir un radiateur qui réponde au cahier des charges.
- Quelle(s) solution(s) peut-on envisager pour réduire le volume et l'encombrement du radiateur ?

ANNEXE 1 : PRINCIPAUX MATERIELS DES SALLES DE TP

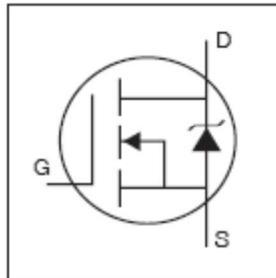
International
IR Rectifier

PD - 9.1489B

IRFIZ34N

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Isolated Package
- High Voltage Isolation = 2.5KVrms ⑤
- Sink to Lead Creepage Dist. = 4.8mm
- Fully Avalanche Rated

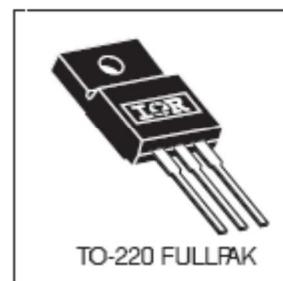


$V_{DSS} = 55V$
 $R_{DS(on)} = 0.04\Omega$
 $I_D = 21A$

Description

Fifth Generation HEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 Fullpak eliminates the need for additional insulating hardware in commercial-industrial applications. The moulding compound used provides a high isolation capability and a low thermal resistance between the tab and external heatsink. This isolation is equivalent to using a 100 micron mica barrier with standard TO-220 product. The Fullpak is mounted to a heatsink using a single clip or by a single screw fixing.



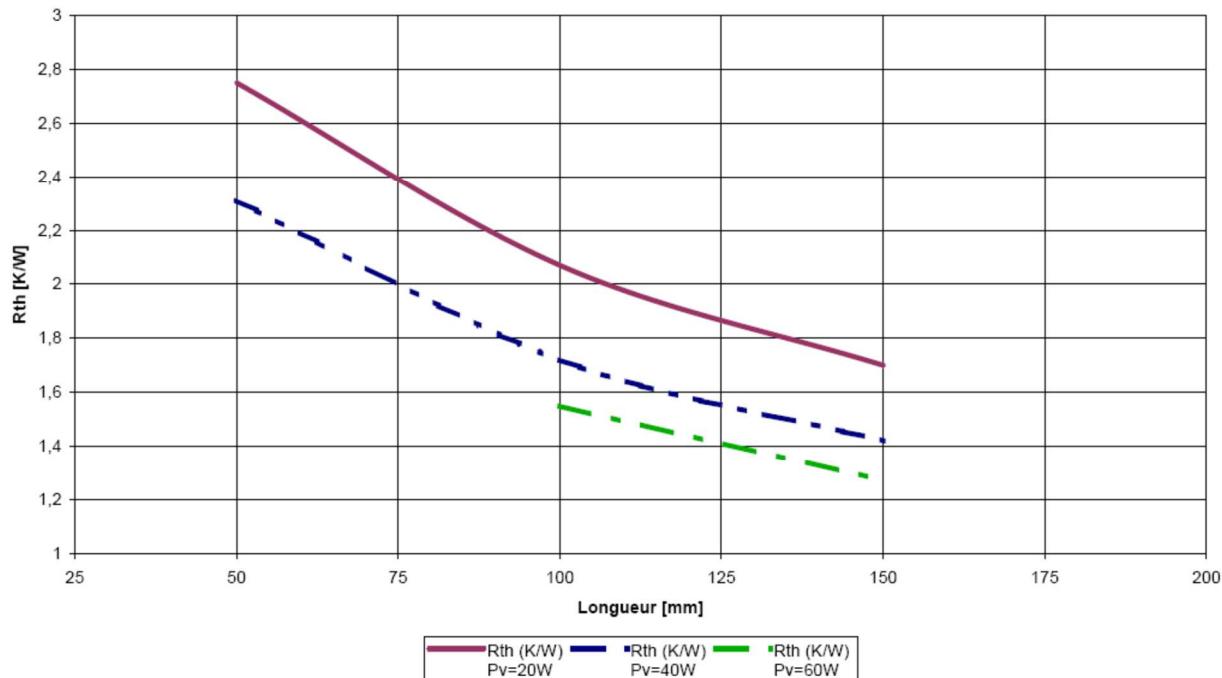
Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	21	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	15	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①⑥	100	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	37	W
	Linear Derating Factor	0.24	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②⑥	110	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①⑥	16	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	3.7	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③⑥	5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1N·m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
R_{JC}	Junction-to-Case	—	4.1	°C/W
R_{JA}	Junction-to-Ambient	—	65	

Résistance thermique en fonction de la longueur (PR168)



Données sur le radiateur PR168 (ALUTRONIC)

Longueur (mm)	Surface (cm ²)	Volume (cm ³)	Masse (g)	Résistance thermique (K/W)		
				Rth (K/W) Pv=20W	Rth (K/W) Pv=40W	Rth (K/W) Pv=60W
50	315	67	182	2,75	2,31	-
100	604	135	364	2,07	1,72	1,55
150	892	202	546	1,7	1,42	1,27

Produit longueur par résistance thermique

Longueur (mm)	Rth (K/W) Pv=20W	Rth (K/W) Pv=40W	Rth (K/W) Pv=60W
50	137,5	115,5	-
100	207	172	155
150	255	213	190,5

EXERCICE DE THERMIQUE : ECHAUFFEMENT D'UN REGULATEUR DE TENSION

Posé à l'examen de Mai 2009 (Durée conseillée : 30 à 40 minutes)

Le schéma de principe d'un régulateur de tension intégré est donné dans la figure suivante. Son rôle est de fournir une tension continue V_S parfaitement constante à partir d'une tension d'entrée ondulée $v_e(t)$ délivrée par un ensemble redresseur bi-alternance/condensateur. La tension périodique $v_e(t)$ est représentée dans la figure ci-dessous.

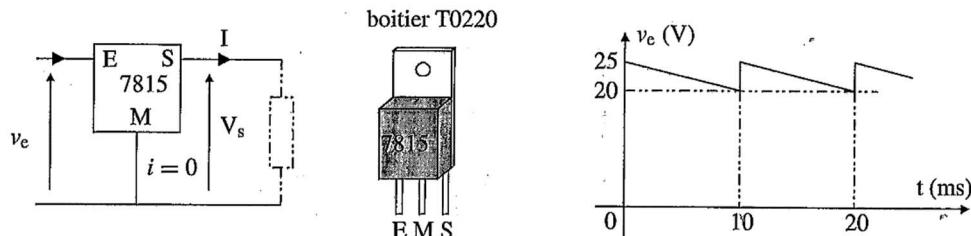


Figure 1. Régulateur de tension.

Les caractéristiques du régulateur intégré type 7815 en boîtier TO220 ont été extraites du catalogue constructeur :

$$V_S = 15 \text{ V} ; I_{Max} = 1 \text{ A} ; V_{eMin} = 18 \text{ V} ; V_{eMax} = 30 \text{ V}$$

Température maximum de jonction : $\theta_{JMax} = 150^\circ\text{C}$

Résistance thermique jonction-boîtier $R_{thJB} = 4 \text{ K/W}$

Résistance thermique boîtier-air $R_{thBA} = 50 \text{ K/W}$

Résistance thermique boîtier-radiateur $R_{thBR} = 2 \text{ K/W}$

On supposera que la température ambiante vaut $\theta_{amb} = 20^\circ\text{C}$.

Le courant qui circule dans la broche de masse est supposé négligeable ($i = 0$, Figure 1).

- Justifier que la puissance dissipée dans le régulateur s'écrit $P = (\langle v_e \rangle - V_S)I$, avec $\langle v_e \rangle$ valeur moyenne de la tension appliquée au régulateur (Figure 1). Calculer sa valeur lorsque le courant débité par le régulateur est maximum.

2. Etude du composant sans radiateur de refroidissement

- Etablir le schéma **équivalent thermique** en régime permanent du composant **sans radiateur** (source de chaleur, résistances thermiques). Y faire figurer les températures de la jonction θ_J et du boîtier θ_B et la chute de température jonction-boîtier $\Delta\theta_{JB}$.

- Quel courant maximum peut délivrer le circuit si le régulateur est utilisé sans radiateur de refroidissement ? Quelle est la température d'équilibre atteinte par le boîtier ?

3. Etude du composant avec radiateur de refroidissement

- Etablir le **nouveau schéma thermique** équivalent du système en régime permanent, en faisant apparaître les différentes résistances thermiques et températures.

- Calculer la résistance thermique du radiateur à utiliser pour que le régulateur puisse débiter son courant maximum. Quelle sera la température d'équilibre du radiateur ?

- Le radiateur est réalisé dans un alliage d'aluminium de chaleur massique $c_p = 350 \text{ J} \cdot \text{kg}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$, sa masse étant $m = 40 \text{ g}$. Au bout de combien de temps atteint-il la température de 50°C , le régulateur débitant son courant maximum ?

ANNEXE – DESCRIPTION DES MAQUETTES PÉDAGOGIQUES

HACHEUR ONDULEUR

DESCRIPTION DES MAQUETTES PÉDAGOGIQUES HACHEUR ONDULEUR

1. Finalités de ces maquettes

Cet ensemble constitué par une carte de commande et une carte de puissance a pour vocation de permettre la réalisation de tous nos travaux pratiques basés sur les structures de hacheurs et d'onduleurs de tension. Différentes structures et modes de commande sont possibles en partant du très simple hacheur série 1 quadrant pour arriver à l'onduleur triphasé commandé en mode $U/f = Cte$ pour l'alimentation d'un moteur asynchrone.

2. Partie puissance

La partie puissance est constituée par trois bras d'onduleur (un bras d'onduleur = 2 IGBTs (ou MOSFETs) + 2 diodes). Chacun de ces bras d'onduleur est en fait un hacheur 2 quadrants réversible en courant. C'est la commande et le câblage appliquée à cette structure qui déterminera la fonction réalisée. Par exemple, pour réaliser un hacheur série, seul l'IGBT T1A sera commandé. Pour réaliser un hacheur élévateur, seul l'IGBT T1B sera commandé. Le condensateur de découplage et de filtrage est déjà placé sur le bus continu. Les inductances de lissage sont à ajouter lors du câblage. Remarque des inductances de faible valeur ($20\mu H$) sont cependant déjà placées sur les trois sorties pour limiter la vitesse de croissance du courant en cas de court-circuit entre les sorties pour que la protection ait le temps d'agir (bloquer les IGBT) avant que le courant de court-circuit ne devienne trop important (le temps de retard total entre l'apparition d'un court-circuit et l'application d'une tension de commande grille-émetteur nulle aux IGBT est d'environ $1\mu s$).

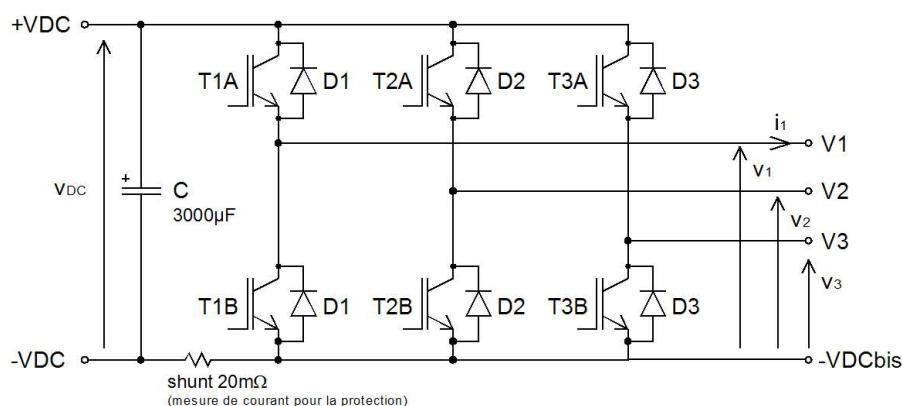


Figure 1 : Structure de la carte de puissance.

Cette carte de puissance comporte également tous les auxiliaires nécessaires à son bon fonctionnement plus certaines protections :

- Un circuit de commande décalé. Ce circuit intégré permet de commander 6 IGBTs (ou MOSFETs) avec une tension grille-émetteur de +15V (interrupteur passant) ou 0V (interrupteur bloqué) en assurant le décalage de tension nécessaire entre la borne moins du bus continu et les tensions d'émetteur (de source) des 3 IGBTs (MOSFETs) supérieurs T_{1A}, T_{2A} et T_{3A} qui prennent successivement des valeurs de tension proches de 0 et de +VDC (le circuit intégré peut admettre +600V au maximum).

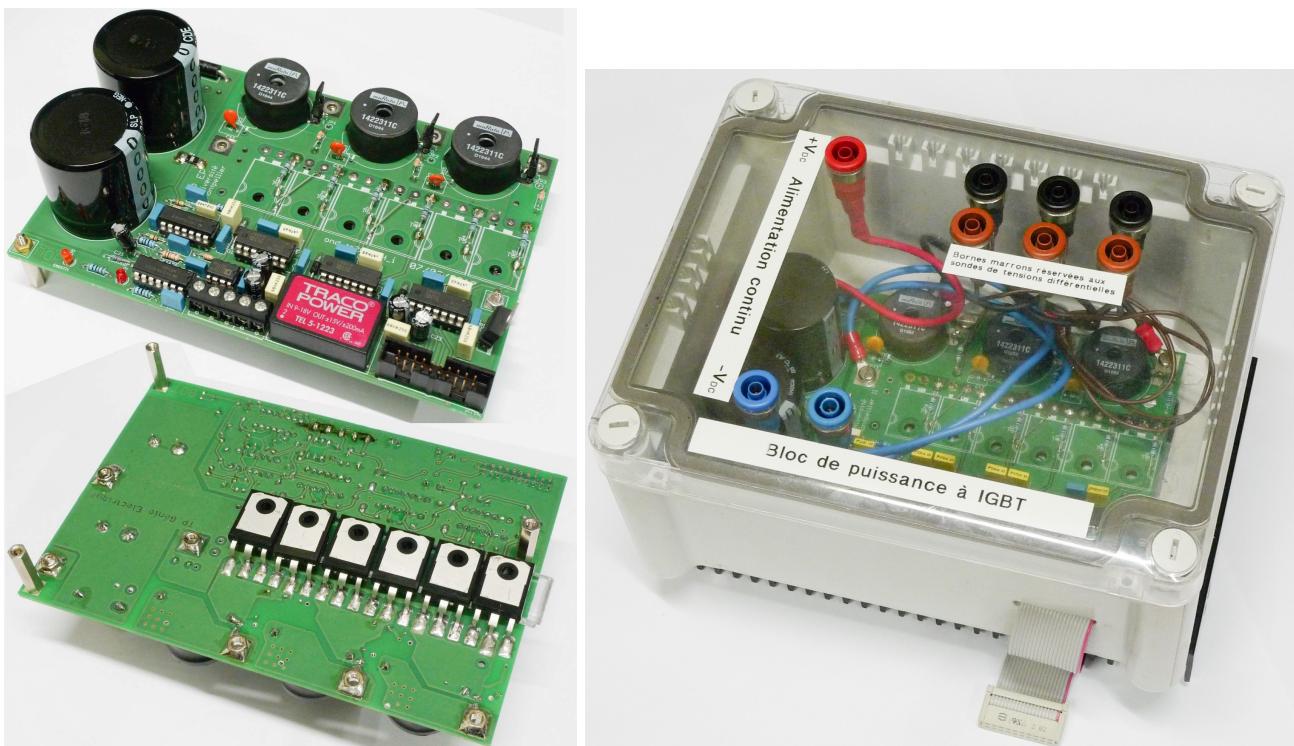


Figure 2 : A droite : bloc de puissance fermé.

A gauche : carte de puissance extraite de son boîtier (vue de dessus et vue de dessous). Les boîtiers IGBT-diodes ou MOSFETs sont placés sur la face inférieure du circuit imprimé et plaqués sur le radiateur de refroidissement.

- Un shunt de courant de très faible valeur ohmique ($20\text{m}\Omega$) et de faible inductance parasite. Associé à deux comparateurs de tension rapide, ce circuit permet d'envoyer un signal vers le circuit de commande lorsque le courant instantané maximal est dépassé. Dans ce cas le circuit de commande bloque quasiment instantanément tous les IGBT.
- Un troisième comparateur de tension surveille la tension du bus continu. Lorsque la puissance transite de la charge vers la source (freinage d'un moteur avec une charge comportant une inertie par exemple) la tension risque d'augmenter dangereusement et d'endommager les semi-conducteurs par surtension si la source continue n'est pas réversible en courant. Dans ce cas il est nécessaire d'empêcher cette augmentation de tension, soit en dissipant l'énergie dans une résistance (connectée en parallèle par un IGBT commandé en conséquence), soit par une simple protection arrêtant en cas de surtension le convertisseur par un blocage de tous les IGBT. C'est cette dernière solution qui est utilisée ici.
- Deux alimentations +15V et -15V régulées obtenues à partir d'une tension de 6V à 9V. Ces tensions servent à alimenter le circuit de commande des IGBT et les comparateurs de tension utilisés pour les protections.

Composants principaux de la carte de puissance :

Modèle avec IGBTs 600V

IGBT : 600V – 50A

Commande isolée décalée : IR2136 boîtier 28 broches SOIC

Condensateur : 2 x $1500\mu\text{F}$ 450V en parallèle (9Aeff 25 x 30mm)

Shunt : $20\text{m}\Omega$ 2W boîtier CMS 2512

Inductances internes : $22\mu\text{H}$ 5A

Modèle avec MOSFETs 200V**MOSFETs** : 200V – 10mΩ**Commande isolée décalée** : IR2113 boîtier 16 broches DIL**Condensateur** : 2 x 1500µF 250V en parallèle (9Aeff 25 x 30mm)**Shunt** : 20mΩ 2W boîtier CMS 2512**Inductances internes** : 10µH 10A

3. Partie commande

3.1. Description

Cette carte de commande est totalement numérique. Elle est basée sur un FPGA (circuit logique programmable) qui intègre l'intégralité des fonctions de commande. La liaison avec la carte de puissance se fait par un câble en nappe.

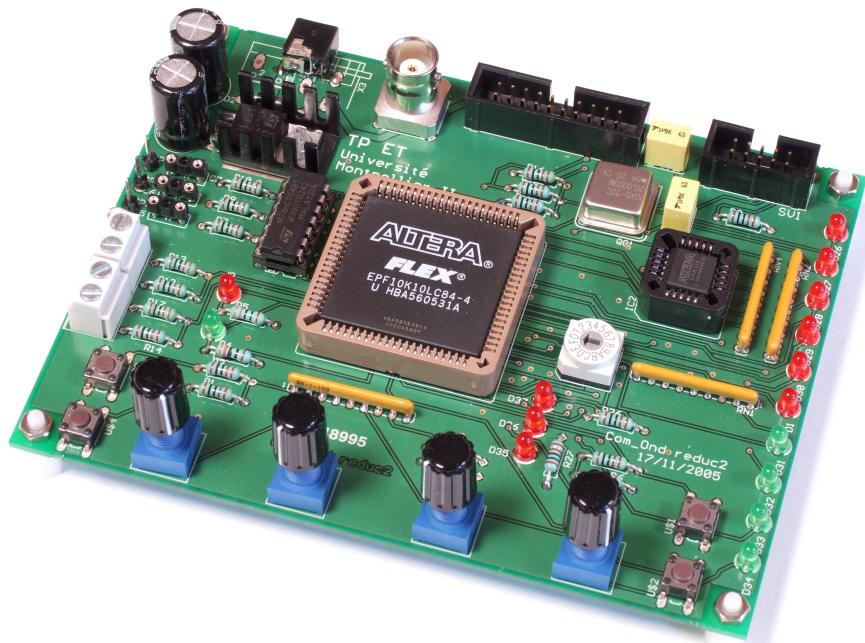


Fig 4 : Vue de la carte de commande.

La carte comporte deux poussoirs permettant de sélectionner le mode de commande. Les autres paramètres de fonctionnement sont à régler par de boutons rotatifs reliés à des codeurs incrémentaux. En association avec des fonctions de comptage / décomptage intégrées dans le FPGA ces derniers se comportent un peu comme des potentiomètres. Ils permettent de régler quasiment continûment sur une large plage (voir ci-dessous) les paramètres fréquence de découpage, rapport cyclique (fonctionnements hacheurs), fréquence de modulation et profondeur de modulation (fonctionnements ondulateurs).

3.2. Caractéristiques de la commande

Fréquence de découpage : de 0,610kHz à 38,76kHz par pas de 0,305kHz

Rapport cyclique en mode hacheur : de 0 à 99,65% par pas de 0,387%

Fréquence de modulation : de 0,3125Hz à 101,3Hz par pas de 0,395Hz

Amplitude de modulation : de 0 à 98,5% par pas de 1,56%

Modulation en mode U/f = constante : modulation proportionnelle à F_BF de 0 à 25,03Hz puis constante (98,5%) jusqu'à 101,3Hz

Université Montpellier - L3 EEA Électronique, Énergie Électrique, Automatisme

HAE604 Électronique de puissance et thermique pour la conversion d'énergie électrique

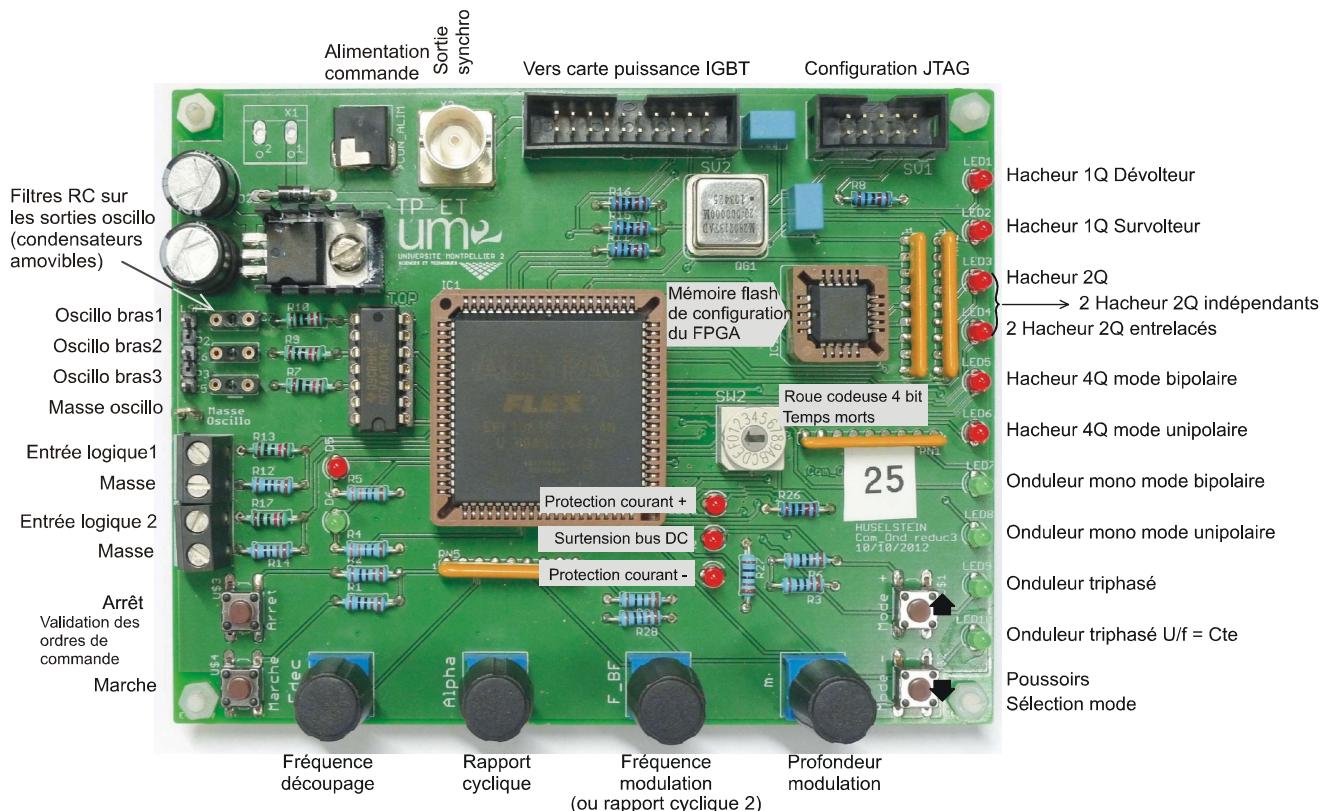


Figure 5 : Affectations des fonctions de la carte de commande.

3.3. Sorties pour oscilloscope

La carte de commande est équipée de trois sorties pour oscilloscope, une sortie pour chaque bras d'onduleur. Selon l'état des commandes des bras, la tension est égale à +5V ou à 0V. Ces sorties sont indépendantes des fonctions marche/arrêt et des protections. Il est ainsi possible de régler les paramètres de fonctionnement (rapports cyclique, fréquences, ...) avant d'envoyer les ordres de commandes sur les IGBT.

Pour faciliter encore l'utilisation, surtout en mode onduleur, un filtre RC est placé sur chacune des trois sorties. Ces sorties filtrées (de la fréquence de découpage) permettent de mieux visualiser la modulation basse fréquence. Les condensateurs sont montés sur support pour permettre de les retirer (pas de filtrage) ou de changer la fréquence de coupure des filtres.

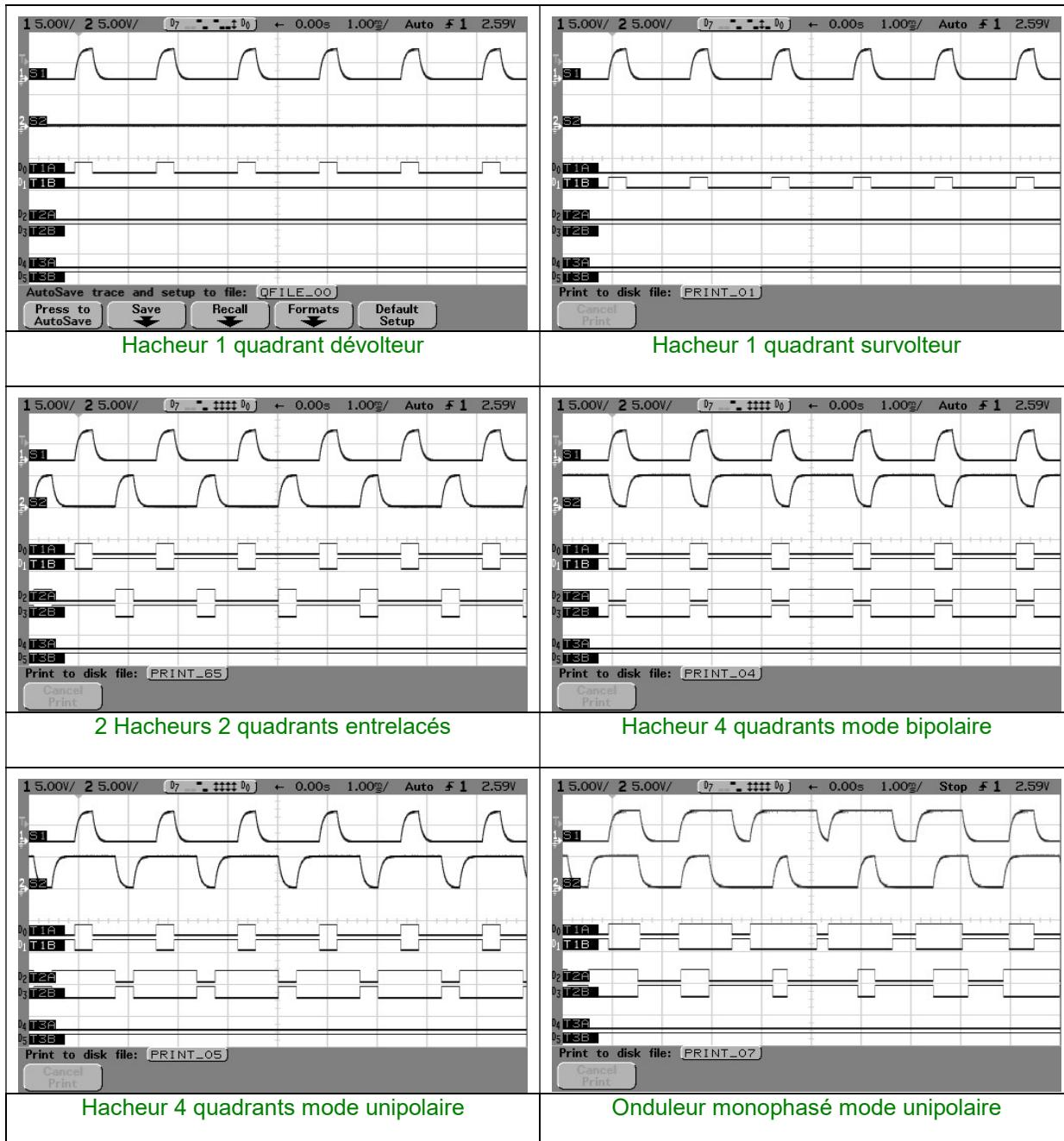
3.4. Sortie de synchronisation

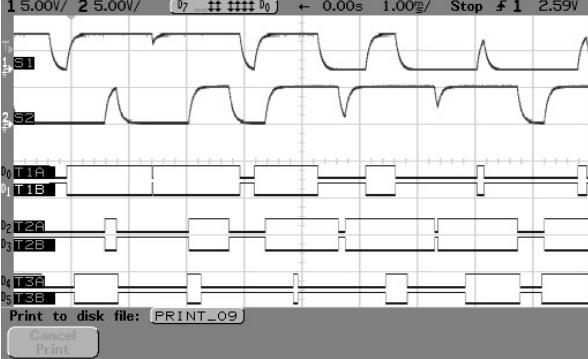
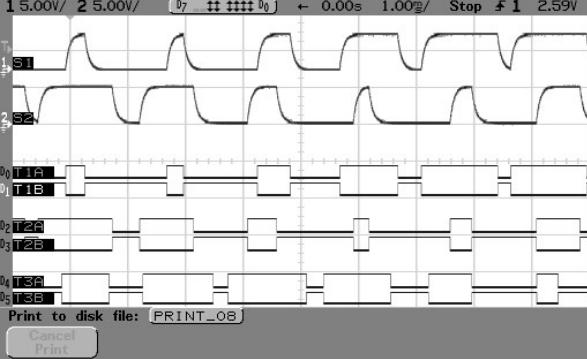
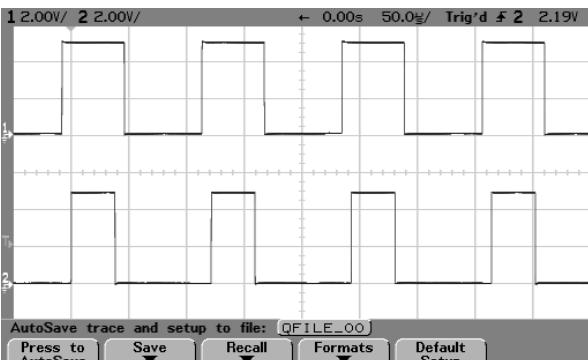
Une sortie de synchronisation (embase BNC) est prévue sur la carte de commande pour simplifier et améliorer la synchronisation de l'oscilloscope. Le signal de synchronisation est de type logique 0V et +5V. En mode *hacheur* ce signal correspond à la fréquence de découpage. En mode *onduleur* ce signal correspond à la fréquence de modulation.

3.5. Modes de fonctionnement

Lorsque le mode de fonctionnement est modifié, par sécurité les IGBT sont instantanément placés en position bloquée. Pour réactiver leur commande il faut appuyer sur le bouton départ en s'étant préalablement assuré de la bonne adéquation entre le mode de commande, les paramètre de fonctionnement (fréquences, rapport cyclique, ..) et le circuit de puissance câblé.

Les oscilloscogrammes ci-dessous illustrent la plus part des modes de fonctionnement. Les deux courbes du haut sont les sorties pour oscilloscope filtrées des bras 1 et 2 (la constante de temps du filtre passe-bas est ici insuffisante). En dessous se trouvent les ordres de commande appliqués au 6 IGBT (T1A et T1B pour le 1^{er} bras et ainsi de suite ...). Le niveau logique 1 correspond à un IGBT passant, le niveau logique 0 correspond à un IGBT bloqué.



 <p>Onduleur triphasé avec réglages séparés de la fréquence et de l'amplitude de la modulation BF.</p>	 <p>Onduleur triphasé en fonctionnement $U/f = \text{cte.}$</p>
 <p>Deux hacheurs 2 quadrants avec réglage indépendant des rapports cycliques (permet le fonctionnement en opposition).</p>	

3.5.1. Mode hacheur 1 quadrant dévolteur

Seul le transistor T_{1A} est commandé avec un rapport cyclique α (réglé par le 2^{ème} codeur) et une fréquence de découpage $F_{\text{déc}}$ (réglée par le 1^{er} codeur). Tous les autres transistors sont bloqués.

3.5.2. Mode hacheur 1 quadrant survolteur

Seul le transistor T_{1B} est commandé avec un rapport cyclique α (réglé par le 2^{ème} codeur) et une fréquence de découpage $F_{\text{déc}}$ (réglée par le 1^{er} codeur). Tous les autres transistors sont bloqués.

3.5.3. Mode hacheur 2 quadrants

Les transistors T_{1A} et T_{1B} sont commandés avec un rapport cyclique α (réglé par le 2^{ème} codeur) et une fréquence de découpage $F_{\text{déc}}$ (réglée par le 1^{er} codeur). Les autres transistors sont toujours bloqués.

3.5.4. Mode deux hacheurs 2 quadrants entrelacés

Les transistors T_{1A} et T_{1B} sont commandés avec un rapport cyclique α (réglé par le 2^{ème} codeur) et une fréquence de découpage $F_{\text{déc}}$ (réglée par le 1^{er} codeur). Il en est de même pour les transistors T_{2A} et T_{2B} du deuxième bras mais avec un décalage temporel d'une demie période.

3.5.5. Mode hacheur 4 quadrants en mode bipolaire

Les transistors T_{1A} et T_{1B} sont commandés avec un rapport cyclique α (réglé par le 2^{ème} codeur) et une fréquence de découpage $F_{\text{déc}}$ (réglée par le 1^{er} codeur). Les transistors T_{2A} et T_{2B} du deuxième

bras sont commandés avec un rapport cyclique $\alpha_2 = 1 - \alpha$ à partir d'une simple inversion logique des commandes de T_{1A} et T_{1B} .

3.5.6. Mode hacheur 4 quadrants en mode unipolaire

Les transistors T_{1A} et T_{1B} sont commandés avec un rapport cyclique α (réglé par le 2^{ème} codeur) et une fréquence de découpage $F_{déc}$ (réglée par le 1^{er} codeur). Les transistors T_{2A} et T_{2B} du deuxième bras sont commandés avec un rapport cyclique $\alpha_2 = 1 - \alpha$ avec un décalage temporel d'une demie période à partir d'une deuxième modulation de largeur d'impulsion.

3.5.7. Mode Onduleur monophasé bipolaire

Les transistors T_{1A} et T_{1B} sont commandés comme dans le mode hacheur 4 quadrants, mais le rapport cyclique fixe α est remplacé par un rapport cyclique variable en fonction du temps selon une loi sinusoïdale $\alpha = 0,5 + P_{MOD} \sin 2\pi F_{BF}$ avec une fréquence de modulation F_{BF} . Les transistors T_{2A} et T_{2B} du deuxième bras sont commandés avec un rapport cyclique $\alpha_2 = 1 - \alpha$ à partir d'une simple inversion logique des commandes de T_{1A} et T_{1B} .

3.5.8. Mode Onduleur monophasé unipolaire

Les transistors T_{1A} et T_{1B} sont commandés comme dans le mode hacheur 4 quadrants, mais le rapport cyclique fixe α est remplacé par un rapport cyclique variable en fonction du temps selon une loi sinusoïdale avec une fréquence de modulation F_{BF} (3^{ème} codeur) avec $\alpha = 0,5 + P_{MOD} \sin 2\pi F_{BF}$. Les transistors T_{2A} et T_{2B} du deuxième bras sont commandés avec un rapport cyclique $\alpha_2 = 1 - \alpha$ avec un décalage temporel d'une demie période à partir d'une deuxième modulation de largeur d'impulsion.

3.5.9. Mode Onduleur triphasé

Comme pour les modes onduleur monophasé, les transistors T_{1A} et T_{1B} sont commandés avec un rapport cyclique variable en fonction du temps selon une loi sinusoïdale avec une fréquence de modulation F_{BF} (3^{ème} codeur) avec $\alpha = 0,5 + 0,5.P_{MOD} \sin 2\pi F_{BF}$. Les transistors T_{2A} et T_{2B} du deuxième bras sont commandés avec un rapport cyclique $\alpha_2 = 0,5 + 0,5.P_{MOD} \sin(2\pi F_{BF} + 2\pi/3)$. Les transistors T_{3A} et T_{3B} du troisième bras sont commandés avec un rapport cyclique $\alpha_3 = 0,5 + 0,5.P_{MOD} \sin(2\pi F_{BF} + 4\pi/3)$.

3.5.10. Mode Onduleur triphasé en U/f = constante

Le fonctionnement équivalent à l'onduleur triphasé, mais l'amplitude de modulation est lié à la fréquence de modulation selon une loi $U/f = Cte$.

3.5.11. Mode deux hacheur 2 quadrants avec réglage indépendant des rapports cycliques

Mode utilisé pour faire fonctionner deux hacheurs en opposition. Les transistors T_{1A} et T_{1B} sont commandés avec un rapport cyclique α_1 (réglé par le 2^{ème} codeur) et une fréquence de découpage $F_{déc}$ (réglée par le 1^{er} codeur). Les transistors T_{2A} et T_{2B} du deuxième bras sont commandés à la même fréquence de découpage $F_{déc}$ avec un rapport cyclique α_2 (réglé par le 3^{ème} codeur).

TDP 3 - HACHEUR SÉRIE : ÉTUDE DES VALEURS MOYENNES

TD HACHEUR SÉRIE : ÉTUDE DES VALEURS MOYENNES

Ce TD est directement en relation avec le TP hacheur série : étude des valeurs moyennes. Il se focalise principalement sur la fonction de conversion avec deux applications. La partie filtrage ne sera que survolée avec l'étude de l'ondulation de courant dans l'inductance de lissage.

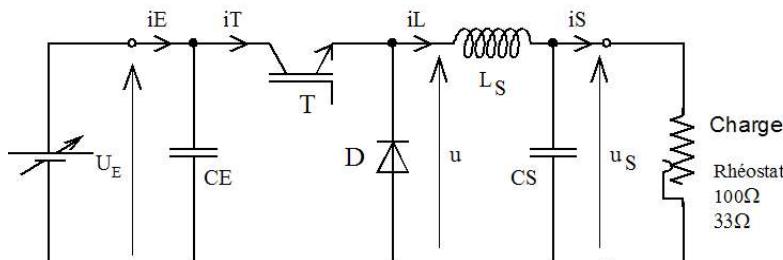


Figure 1 : Hacheur série.

1. Étude de la fonction de conversion partie 1 : Tension de sortie réglable à partir d'une source de tension fixe

Dans cette première partie du TD on souhaite alimenter une charge sous une tension continue réglable à partir d'une source d'alimentation continue fixe $V_E = 60V$.

Tension de sortie : V_S réglable entre 0 et environ 60V par action sur le rapport cyclique α

Fréquence de découpage : $F_{déc} = 10kHz$ Inductance de lissage $L = 1mH$

On négligera l'ondulation de la tension de sortie $v_S(t)$ qui sera supposée parfaitement continue.

Pour tracer les chronogrammes on utilisera la valeur de rapport cyclique α permettant d'obtenir une tension de sortie $V_S = 20V$. Les calculs seront nécessaires avant le tracé définitif à l'échelle des chronogrammes.

- Tracer le chronogramme de la tension non filtrée $v(t)$. Expliquer la méthode employée. Ajouter la tension de sortie continue $v_S(t)$.
- Déterminer et représenter la relation théorique de la tension de sortie $V_S = f(\alpha)$ pour $V_E = 60V$
- Déterminer la valeur de rapport cyclique α permettant d'obtenir une tension de sortie $V_S = 20V$.
- Déterminer l'équation de l'amplitude de l'ondulation de courant en fonction du rapport cyclique $\Delta i_L = f(\alpha)$ pour $V_E = 60V$.
- Calculer l'amplitude de l'ondulation de courant $\Delta i_L(t)$ dans l'inductance de lissage L (toujours dans le cas où $V_S = 20V$).
- Tracer (en concordance de temps avec les précédents) le chronogramme du courant $i_L(t)$ dans l'inductance de lissage L .
- Représenter la relation expérimentale $I_E/I_S = f(\alpha)$. Calcul très simple à partir des puissances en supposant un rendement $\eta = 1$.

2. Étude de la fonction de conversion partie 2 : Tension de sortie fixe à partir d'une source de tension pouvant varier

On se met maintenant dans le cas d'une tension de sortie fixe avec $V_S = +20V$ obtenue à partir d'une source d'alimentation de tension V_E pouvant varier entre $+20V$ et $+60V$.

Pour obtenir cette tension de sortie fixe le hacheur sera régulé. Le rapport cyclique α est ajusté en permanence par la régulation pour obtenir la tension de sortie souhaitée.

- Déterminer l'équation et tracer la relation théorique du rapport cyclique $\alpha = f(V_E)$ pour $V_S = +20V$.
- Déterminer l'équation et tracer la relation théorique $I_E = f(V_E)$ avec toujours $V_S = +20V$ et $P_S = 60W$
- Quelle est l'évolution théorique de la puissance d'entrée $P_E = f(V_E)$ avec une tension et puissance de sortie inchangée ?

- Question supplémentaire s'il reste du temps disponible : déterminer dans le mode de fonctionnement actuel la valeur maximale de l'ondulation de courant.

On se place toujours dans le cas où le rapport cyclique α est ajusté par la régulation pour maintenir une tension de sortie $V_S = +20V$. La tension d'entrée V_E peut prendre n'importe quelle valeur entre $20V$ et $60V$.

Aide : la relation précédente de l'ondulation Δi_L est toujours utilisable. Pour déterminer facilement pour quel couple de valeurs V_E et α l'ondulation de courant Δi_L est maximale il est possible de remplacer dans l'équation de Δi_L le produit $\alpha \cdot V_E$ par V_S qui est connue ici.

HACHEUR SÉRIE : ÉTUDE DES VALEURS MOYENNES

Pour ce TP on utilisera une maquette pédagogique « Hacheur-Onduleur » constitué d'une carte de commande et d'un bloc de puissance. Pour son utilisation se référer au document *Description des maquettes pédagogiques hacheur onduleur*.

Dans ce TP nous étudierons le hacheur série (appelé aussi hacheur abaisseur ou dévolteur, Buck en anglais) essentiellement du point de vu des valeurs moyennes. Les aspects de filtrage seront étudiés plus en détails dans un TP suivant.

Le fonctionnement se fera dans un seul quadrant du plan courant-tension. Il ne comporte donc qu'un seul interrupteur commandé (transistor IGBT) et un seul interrupteur à commutation spontanée (diode).

Cependant, pour éviter une multiplication élevées du nombre de maquettes en salle de TP, le hacheur série sera étudié avec la même carte de puissance que celle que nous utiliserons plus tard pour assurer d'autres fonctions de conversion (par exemple onduleur de tension monophasé ou triphasé). Le choix la fonction assurée (hacheur série pour ce TP) se fait par la sélection du mode de commande correspondant sur la carte de commande numérique associé. Les composants de puissance non utilisés sont maintenus à l'état bloqué par la carte de commande.

Le travail demandé comporte une partie expérimentale et une préparation théorique (en plus du TD). Il est évidemment demandé aux étudiants de préparer cela AVANT de venir en TP.

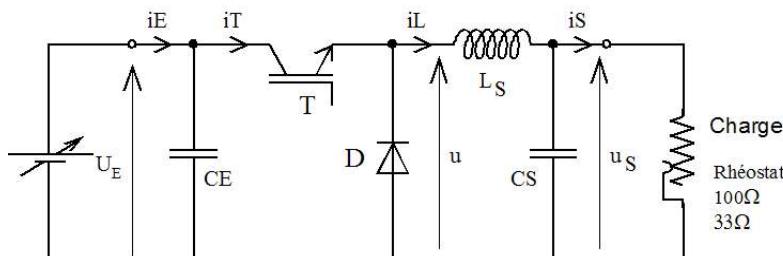


Figure 1 : Hacheur série.

0. Etude de la maquette utilisée

Lire en détail et comprendre le document « *Description des maquettes pédagogiques hacheur onduleur* ».

Il est indispensable de savoir utiliser correctement les instruments de mesures et notamment l'oscilloscope avec une sonde de courant et une sonde de tension différentielle.

1. Préparation théorique

Cette préparation théorique consiste à prédéterminer par calcul les résultats qui seront ensuite obtenus expérimentalement. Les courbes théoriques seront présentées sur les mêmes graphiques que les courbes expérimentales. Ceci permettra les comparaisons, les différences observées devront être expliquées.

2. Préparatifs pour l'étude expérimentale

- Configurer la carte de commande numérique dans le mode hacheur série (dévolteur) :
Hacheur 1Q Dévolteur

Dans ce mode seul le transistor T_{1A} est commandé (avec un rapport cyclique fixe α et une fréquence de découpage $F_{\text{déc}}$). Les autres transistors sont maintenus à l'état bloqué. La fonction de diode de roue libre sera assurée par la diode D_{1B} .

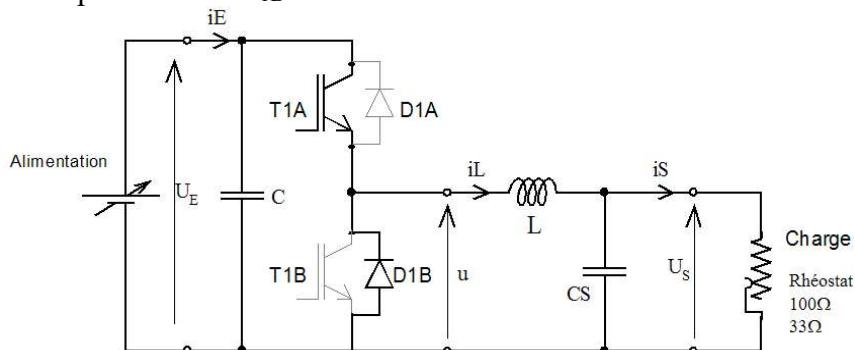


Figure 2 : Utilisation de la carte de puissance en mode « hacheur série ».

- Vérifier rapidement le fonctionnement du circuit de commande en connectant directement la sonde d'oscilloscope (non isolée) sur les bornes prévues à cet effet (*Oscillo bras 1 et masse*). Il est ainsi possible de régler la fréquence de découpage et le rapport cyclique sans câbler ou alimenter le circuit de puissance. Régler la fréquence de découpage à 10kHz et le rapport cyclique α à 20%.

Pour la suite du TP on ne visualisera plus ce signal de commande. On affichera pendant tout le TP sur l'oscilloscope la tension $u(t)$ avant le filtre de sortie. Cette tension $u(t)$ permet de voir simultanément la tension d'entrée U_E , le rapport cyclique α et la fréquence de découpage F . On utilisera pour $u(t)$ une sonde différentielle, borne + rouge connectée sur la borne marron phase 1 du bloc de puissance et la borne - noire connectée sur la borne bleue (0V) du bloc de puissance.

- Alimenter provisoirement la carte de puissance sous une tension de 10V. Relier la sortie du hacheur à un rhéostat de 100Ω sans insérer de filtre. Observer la tension de sortie $u(t)$ et le courant $i_S(t)$ avec l'oscilloscope pour vérifier le bon fonctionnement de la maquette. Aucun relevé n'est à effectuer.

3. Étude de la fonction de conversion partie 1 : Tension de sortie réglable à partir d'une source de tension fixe

Cahier de charges succinct :

On souhaite alimenter à l'aide de ce hacheur série une charge (simulée ici par un rhéostat) sous une tension continue réglable à partir d'une source continue supposée fixe. Pour des raisons pratiques une alimentation de laboratoire disponible dans la salle sera utilisée pour créer cette source de tension supposée fixe.

Source continue d'alimentation : $V_E = 60V$

Attention : Faire les premiers essais avec une tension d'entrée réduite (10V) pour limiter les dégâts en cas d'erreur de câblage ! Ne pas noter ou enregistrer de mesures. Lorsque tout est en ordre passer à une tension d'entrée de 60V.

Tension de sortie : V_S réglable entre 0 et environ 60V par action sur le rapport cyclique α

Fréquence de découpage : $F_{\text{déc}} = 10\text{kHz}$

Inductance de lissage $L \cong 1\text{mH}$ (deux bobines de $470\mu\text{H}$ en série)

La capacité du condensateur du filtre de sortie sera dans un premier temps de $35\mu\text{F}$.

Se référer aux annexes pour des indications concernant l'utilisation de l'alimentation (connections série ou parallèle) si utilisation d'une alimentation Metrix 2 x 30V. Idem pour la bobine et les condensateurs de filtrage.

On maintiendra un **courant de sortie compris entre approximativement 1,5A et 2A** pour l'ensemble de ces mesures (sauf pour les faibles tensions de sortie pour lesquelles ce ne sera pas possible).

Pour faire ces essais le plus commode et le plus sûr est de commencer par la valeur maximale du rapport cyclique α puis de le faire diminuer. Pour maintenir un courant de sortie proche de 2A la valeur de la résistance du rhéostat de charge devra être diminuée en même temps.

Attention : après ceci ne pas oublier d'augmenter la valeur de la résistance de charge avant d'augmenter le rapport cyclique α .

Mesures de valeurs moyennes

Attention : afin réduire le temps de manip, faire les mesures d'ondulation de courant demandées au paragraphe 4 en même temps que les mesures de valeurs moyennes ci-dessous

Ne pas faire de tableau de mesure mais laisser les points de mesure apparents sur les courbes qui seront tracées en même temps que l'expérimentation sera effectuée.

- tracer la relation expérimentale $V_S = f(\alpha)$ pour $V_E = 60V$
- tracer la relation expérimentale $I_E/I_S = f(\alpha)$

Expliquer les courbes obtenues

Mesures temporelles

- Illustrer le fonctionnement du hacheur série par quelques enregistrements de formes d'ondes ($u(t)$ et $i_L(t)$) bien choisies et bien commentées. On ajoutera à la main la tension de sortie filtrée $v_S(t)$ dans chacun des cas.

Remarque importante : les signaux temporels visualisés à l'oscilloscope peuvent éventuellement être imprimés, mais il est indispensable de compléter ces documents en graduant les échelles (courants, tensions, temps) et en ajoutant les « zéros » (pour les courants et tensions).

4. Étude sommaire du filtre de sortie : Ondulation de courant i_L

Dans ce TP on ne fera qu'une approche minimale de l'étude du filtre de sortie. On se contentera de l'observation de l'amplitude de l'ondulation de courant dans l'inductance L. La tension de sortie $v_S(t)$ sera supposé quasiment constante.

- Relever la courbe de l'évolution de l'amplitude de l'ondulation de courant en fonction du rapport cyclique $\Delta i_L = f(\alpha)$. On utilisera toujours une fréquence de découpage de 10kHz.

Remarque : De façon générale les mesures automatiques de l'oscilloscope ne doivent pas être utilisées, les mesures d'amplitude d'ondulation sont systématiquement fausses en raison des surtensions parasites prises en compte par l'oscilloscope lors du calcul de l'amplitude d'ondulation (alors que dans une mesure « manuelle » on saura ne pas tenir compte de ces parasites).

5. Étude qualitative du fonctionnement

- Analyser, de manière qualitative, successivement les effets des variations des grandeurs énoncées ci-dessous. On en fera pas de mesure. On notera dans quel sens évoluent, une ou plusieurs, des grandeurs observées par rapport à la grandeur que l'on fait varier. On expliquera les raisons.
 - du rapport cyclique de commande α .
 - de la tension d'alimentation V_E .
 - de la résistance de charge R (que l'on fera varier avec le rhéostat).
 - de la fréquence de découpage $F_{\text{déc}}$.
 - de l'inductance de lissage L (on peut faire varier en continu l'inductance d'une bobine à l'aide d'un noyau plongeur en utilisant les transformateurs démontables disponibles sur les tables).

6. Étude de la fonction de conversion partie 2 : Tension de sortie réglable à partir d'une source de tension fixe

On se met maintenant dans le cas d'une tension de sortie fixe avec $V_S = +20V$ obtenue à partir d'une source d'alimentation de tension V_E pouvant varier entre $+20V$ et $+60V$.

Pour obtenir cette tension de sortie fixe le hacheur sera régulé. Le rapport cyclique sera ajusté par la régulation pour obtenir la tension de sortie souhaitée. Dans les applications réelles un circuit de régulation électronique, analogique ou numérique, est dédié à cette tâche.

Pour ce TP c'est l'opérateur qui assurera la fonction de régulation. Il s'agira de modifier le rapport cyclique α appliqué à la commande du hacheur en fonction de l'écart observé entre la tension de sortie souhaitée, $+20V$, et la tension de sortie mesurée.

La charge sera un rhéostat absorbant une puissance P_S de $60W$ lorsque $V_S = +20V$.

- tracer la relation expérimentale rapport cyclique $\alpha = f(V_E)$ pour $V_S = +20V$
- tracer en même temps la relation expérimentale $I_E = f(V_E)$ avec toujours $V_S = +20V$ et $P_S = 60W$
- tracer en même temps la relation expérimentale $P_E = f(V_E)$
- utiliser les mesures précédentes pour tracer la courbe du rendement $\eta = P_S/P_E = f(V_E)$

7. Compléments

S'il reste du temps disponible, étudier le fonctionnement du hacheur série en conduction discontinue. Pour ces études on choisira un rapport cyclique fixe, par exemple $\alpha = 0,25$, et on fera diminuer progressivement le courant de sortie en augmentant la valeur du rhéostat de charge. Pour augmenter l'ondulation de courant, la valeur de l'inductance de lissage sera diminuée : $L = 0,47\mu H$.

- Commencer avec $I_S = 1A$. Augmenter la valeur du rhéostat pour diminuer le courant de sortie I_S .
- Relever la courbe $V_S = f(I_S)$ en faisant diminuer le plus possible le courant moyen de sortie. Un rhéostat de résistance plus élevée peut-être utilisé.
- Relever un oscillogramme complet permettant d'illustrer clairement le phénomène de conduction discontinue. Sur cet oscillogramme seront représentés $v(t)$, $i_L(t)$ et $v_S(t)$.

ANNEXES : Matériel mis à disposition

Alimentation TTI 420W

Une seule sortie réglable de 0 à 60V 20A max 420W maxi.

La puissance maximale est de 420W, la valeur maximale du courant dépend de la tension de sortie demandée.

Le bouton « Output » permet d'activer ou de désactiver le fonctionnement de l'alimentation.

Alimentation désactivée : les indicateurs affichent les consignes de tension de sortie et de limitation de courant de sortie réglées par les potentiomètres.

Alimentation active : les indicateurs se transforment en voltmètre et en ampèremètre.

Si le courant absorbé par la charge est inférieur à la valeur maximal programmé l'alimentation fonctionne en régulation de tension.

Si le courant absorbé par la charge voudrait devenir supérieur à la consigne de courant réglée, l'alimentation limitera le courant à cette valeur en diminuant la valeur de la tension de sortie effective.



Blocs de 6 inductances

Ces boîtiers comportent 6 inductances de $470\mu\text{H}$ ($I_{\max} = 4\text{A}$). Elles sont montées en série en trois groupes de deux inductances. Différents montages série parallèles peuvent être effectués selon les besoins du TP.

Bobines 250 et 500 spires

Ces bobines seront utilisées sans circuit magnétique

Sur chacune de ces bobines sont notés :

- l'inductance (en l'absence de circuit magnétique),
- la résistance série,
- le courant maximal admissible en régime permanent.

Les bornes A et E sont les extrémités du bobinage. La borne M est un point milieu.

Le noyau du circuit magnétique peut être avantageusement utilisé pour augmenter la valeur de l'inductance. Il peut aussi servir à régler cette valeur et observer directement l'effet d'une modification de l'inductance sur l'écran de l'oscilloscope.



Bloc de condensateurs

Ce bloc comporte 3 condensateurs film plastique (non polarisés) d'une tenue en tension sinusoïdale efficace maximale de 250V.

Des cavaliers permettent de choisir les condensateurs connectés en parallèle. Les valeurs de capacités réalisables sont de 5 μF , 10 μF , 15 μF , 20 μF , 25 μF , 30 μF ou 35 μF



Rhéostats

Deux types de rhéostats, utilisés en tant que charge, sont disponibles dans la salle de TP :

- 100 Ω , 2,5A maxi
- 33 Ω , 5A maxi



Mesures avec l'oscilloscope

Configuration de l'oscilloscope

En raison des perturbations électromagnétiques générées en raison de la fréquence de découpage élevée et d'un câblage avec des fils volants, certaines précautions sont à prendre pour réduire les perturbations visibles sur l'écran de l'oscilloscope.

- activer la limitation de bande passante BW sur la voie 1 et sur la voie 2.
- activer la fonction de moyennage en position 1 (filtre de lissage numérique).
- activer la fonction HF Reject sur la synchronisation.

Les circuits d'entrée d'un oscilloscope sont munis d'un commutateur "DC - AC" (*Direct Current, Alternate Current*) qui permet, en position "AC", de supprimer la composante continue d'un signal composite. Cette opération est effectuée par un filtre passe-haut (circuit RC) ayant une fréquence de coupure d'environ 4 Hz. La position "normale" de couplage est la position "DC". On utilisera toujours cette position "DC" sauf lorsque l'on a besoin de mesurer une faible variation autour d'une valeur moyenne (ondulation de tension à la sortie d'un filtre par exemple).

Sondes de tension

Un oscilloscope permet de visualiser des signaux temporels. À l'entrée de l'oscilloscope, ces signaux doivent être sous forme de tensions. Pour mesurer des tensions supérieures à la plage de tensions d'entrée, on peut utiliser un atténuateur (divideur de tensions résistif).

La masse de l'oscilloscope est commune avec son châssis métallique qui est reliée à la terre (sécurité des personnes). Connecter, sans précautions, l'oscilloscope à un montage relié directement au réseau revient à relier un point du réseau avec la terre ! Pour effectuer des mesures de tension avec l'oscilloscope, deux solutions sont envisageables :

- isoler le montage du réseau à l'aide d'un transformateur d'isolation. Dans ce cas, il est possible de relier la masse de l'oscilloscope au montage (**en un seul point à la fois !**).
- **utiliser une sonde de tension différentielle** pour la mesure des tensions. La sonde assure l'isolation galvanique entre le montage étudié et la masse de l'oscilloscope. **C'est uniquement cette solution que nous utiliserons.**



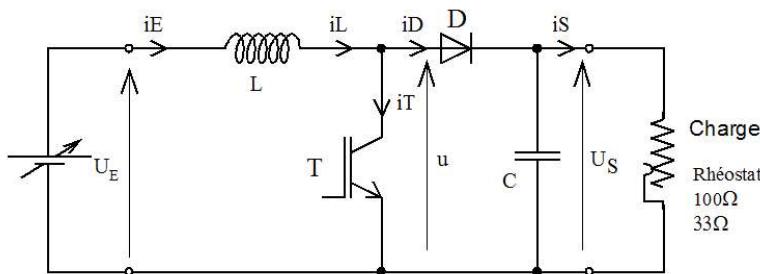
Mesures d'un courant

La mesure d'un courant à l'oscilloscope ne peut se faire que par la mesure d'une tension proportionnelle au courant $i(t)$ que l'on souhaite visualiser. Deux solutions sont envisageables :

- utiliser un **transformateur de courant** qui présente l'avantage d'isoler le circuit de mesure du circuit principal. C'est uniquement cette dernière solution que nous utiliserons.
- intercaler en série avec le récepteur une **résistance shunt**. Pour ne pas perturber le fonctionnement du récepteur, cette résistance devra être de faible valeur, elle ne devra pas être inductive pour ne pas introduire de déphasage et devra être capable de supporter le courant absorbé par le récepteur.

TDP 4 - HACHEUR PARALLÈLE (ou hacheur élévateur)

TD HACHEUR PARALLÈLE (ou hacheur élévateur)



Dans ce TD nous étudierons le hacheur parallèle (appelé aussi hacheur survoltage ou BOOST en anglais). Le fonctionnement se fera dans un seul quadrant du plan courant-tension. Il ne comporte donc qu'un seul interrupteur commandé (transistor IGBT) et un seul interrupteur à commutation spontanée (diode).

Applications numériques :

On utilisera le cahier des charges utilisé pour le TP.

$U_E = 30V$, $U_S = 90V$, $I_S = 1A$ et $F_{déc} = 10kHz$.

La fréquence de découpage est fixée comme pour le TP à $F = 10kHz$, valeur assez faible choisie pour faciliter les mesures.

Le transistor MOSFET est commandé à cette fréquence de découpage F avec un rapport cyclique α par un circuit de commande assurant la régulation de la tension de sortie.

Toutes les pertes seront négligées.

Pour notre étude on considérera que la charge absorbe une puissance P égale à $90W$.

1. On suppose que le courant dans l'inductance L ne s'annule jamais. Représenter l'évolution de la tension v_L aux bornes de l'inductance L pendant une période de découpage T . En déduire l'équation du rapport cyclique α en fonction des tensions U_S et U_E .

Remarque : Laisser de la place pour compléter ce chronogramme avec d'autres tensions et courants pour les questions suivantes.

2. Déterminer la valeur numérique du rapport cyclique α permettant d'obtenir une tension de sortie U_S égale à $+90V$ avec une tension d'entrée de $+30V$. Quelle est dans ce cas la valeur moyenne du courant d'entrée I_E ?

3. La valeur de l'inductance est choisie pour obtenir une amplitude d'ondulation de courant Δi_L égale à 67% du courant moyen traversant. Déterminer la valeur de Δi_L . Représenter $i_L(t)$ sur le graphe précédent.

4. Déterminer l'équation de l'amplitude de l'ondulation de courant Δi_L . En déduire la valeur de l'inductance L nécessaire pour respecter l'objectif d'ondulation de courant défini à la question précédente.

5. Le courant absorbé par la charge est supposé parfaitement constant. Représenter précisément le courant $i_C(t)$ sur la graphe précédent en indiquant comment déterminer ce courant.

6. Déterminer l'expression de l'amplitude Δu_S de l'ondulation de tension aux bornes du condensateur de sortie C . En déduire la valeur de C pour limiter l'amplitude cette ondulation à 1% de la tension moyenne de sortie.

HACHEUR PARALLÈLE ou HACHEUR ÉLEVATEUR

Dans ce TP nous étudierons le hacheur parallèle (appelé aussi hacheur survoltage). Le fonctionnement se fera dans un seul quadrant du plan courant-tension. Il ne comporte donc qu'un seul interrupteur commandé (transistor IGBT) et un seul interrupteur à commutation spontanée (diode).

On utilisera une maquette pédagogique « Hacheur-Onduleur » constitué d'une carte de commande et d'un bloc de puissance. Pour son utilisation se référer au document *Description des maquettes pédagogiques hacheur onduleur*. Le choix la fonction assurée (hacheur parallèle pour ce TP) se fait par la sélection du mode de commande correspondant sur la carte de commande numérique associé.

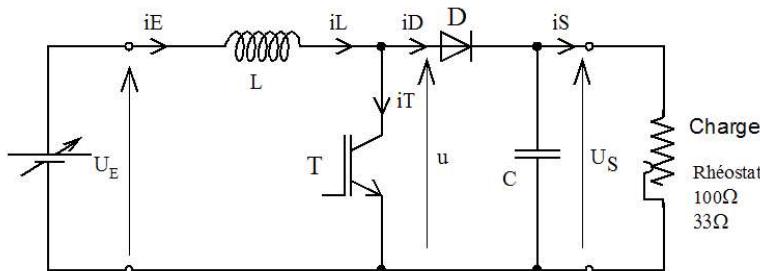


Figure 1 : Hacheur parallèle.

1. Préparatifs pour l'étude expérimentale

- Configurer la carte de commande numérique dans le mode hacheur parallèle (survolteur) : *Hacheur 1Q Survolteur* (deuxième led en partant du haut de la carte).

Dans ce mode seul le transistor T_{1B} est commandé (avec un rapport cyclique fixe α et une fréquence de découpage $F_{déc}$). Les autres transistors sont maintenus à l'état bloqué. La fonction de diode de roue libre sera assurée par la diode D_{1A} .

Comme nous utilisons le même circuit de puissance, en plus de la modification du transistor commandé, il est nécessaire de permuter les connexions d'entrée et de sortie du convertisseur.

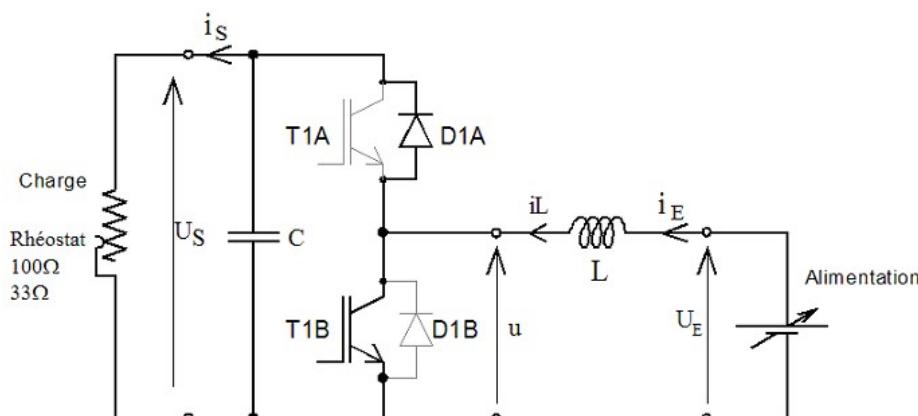


Figure 2 : Utilisation du bloc de puissance en mode « Hacheur parallèle ».

- Vérifier le fonctionnement du circuit de commande en connectant directement la sonde d'oscilloscope (non isolée) sur les bornes de la carte de commande prévues à cet effet (*Oscillo bras 1 et masse*). Il est ainsi possible de régler la fréquence de découpage et le rapport cyclique sans câbler ou alimenter le circuit de puissance. Régler la fréquence de découpage à 10kHz et le rapport cyclique α à 20%.

Lorsque le circuit de puissance sera fonctionnel, retirer cette sonde d'oscilloscope car elle ne servira plus à rien. La visualisation de la tension $u(t)$ avec une sonde différentielle donnera toutes les informations nécessaires : la fréquence F , le rapport cyclique α et même la tension de sortie V_S .

2. Étude de la fonction de conversion

Cahier de charges succinct :

Source continue d'alimentation : $V_E = 30V$

Attention : Faire les premiers essais avec une tension d'entrée réduite (10V) pour limiter les dégâts en cas d'erreur !

Tension de sortie : V_S réglable entre 30V et 90V par action sur le rapport cyclique α

Courant de sortie : Courant absorbé par la charge : $I_{SMax} = 1,3A$

Fréquence de découpage : $F_{dec} = 10kHz$

Inductance de lissage $L \cong 1mH$ (2 inductances $470\mu H$ - 4A assemblées en série).

Attention au réglage du rapport cyclique (à augmenter précautionneusement), quand α tend vers 1 la tension de sortie U_S tend vers l'infini !!

La capacité du condensateur du filtre de sortie est dans cette utilisation le condensateur interne du bloc de puissance d'une capacité totale de $1000\mu F$.

Mesures de valeurs moyennes :

On maintiendra un **courant de sortie d'environ 1,3A** pour l'ensemble de ces mesures par action sur la résistance du rhéostat de charge.

Attention : ne pas oublier d'augmenter la valeur de la résistance de charge AVANT d'augmenter le rapport cyclique α .

Ne pas fournir de tableau de mesure mais laisser les points de mesure apparents sur les courbes qui seront tracées en même temps que l'expérimentation.

- tracer la relation expérimentale $V_S = f(\alpha)$ avec $V_E = 30V$ sans dépasser $V_S = 90V$. Ajouter la courbe théorique sur le même graphique.

Rappel : pour le hacheur parallèle le rapport cyclique α est défini ici comme le rapport entre la durée de conduction du transistor, $u(t) = 0$, et la période de découpage.

- utiliser les mesures de tension et courant précédentes pour tracer la courbe du rendement $\eta = P_S/P_E = f(\alpha)$. Ajouter la courbe théorique (évident !). Mentionner le type de semiconducteur de la maquette utilisé (IGBT ou MOSFET).

Mesures temporelles

- Illustrer le fonctionnement du hacheur parallèle par quelques enregistrements de formes d'ondes (u et i_L) bien choisies et bien commentées. On ajoutera à la main la tension U_S dans chacun des cas.

Remarque importante : les signaux temporels visualisés à l'oscilloscope peuvent être tracés à la main ou bien être imprimés à partir d'une copie d'écran, mais il est alors indispensable de compléter ces documents en graduant les échelles (courants, tensions, temps) et en ajoutant les « zéros » (courants et tensions).

3. Étude du filtre d'entrée

Ondulation de courant i_L :

- Relever la courbe de l'évolution de l'amplitude de l'ondulation de courant en fonction du rapport cyclique $\Delta i_L = f(\alpha)$. Ajouter la courbe théorique. Expliquer cette courbe en s'a aidant des formes d'ondes (u et i_L) relevées précédemment. On utilisera toujours une fréquence de découpage de 10kHz.

4. Étude qualitative du fonctionnement :

- En observant à l'oscilloscope le courant $i_L(t)$ et la tension $u(t)$ Analyser, de manière qualitative, successivement les effets :
 - du rapport cyclique de commande α .
 - de la résistance R (que l'on fera varier avec le rhéostat).
 - de la fréquence de découpage $F_{\text{déc}}$.
 - de l'inductance de lissage L (faire varier l'inductance d'une bobine à l'aide d'un noyau plongeur en utilisant les transformateurs démontables disponibles sur les tables).

On maintiendra un courant de **sortie de l'ordre de 1A** pour l'ensemble de ces mesures.

5. Complément : Conduction discontinue

S'il reste du temps disponible, étudier le fonctionnement, du hacheur parallèle en conduction discontinue. Pour ces études on choisira un rapport cyclique fixe, par exemple $\alpha = 0,2$, et on fera diminuer progressivement le courant de sortie en augmentant la valeur du rhéostat de charge (en ajoutant éventuellement des résistances en série). Afin d'augmenter l'ondulation de courant, la valeur de l'inductance de lissage sera diminuée à environ 0,5mH.

La tension de sortie ne devra **en aucun cas dépasser la valeur de 100V**.

- Relever la courbe $V_S = f(I_S)$ en faisant tendre le courant moyen de sortie vers 0.
- Relever les oscillogrammes permettant d'illustrer clairement le phénomène de conduction discontinue.

TDP 5 - HACHEUR 4 QUADRANTS

TD HACHEUR 4 QUADRANTS

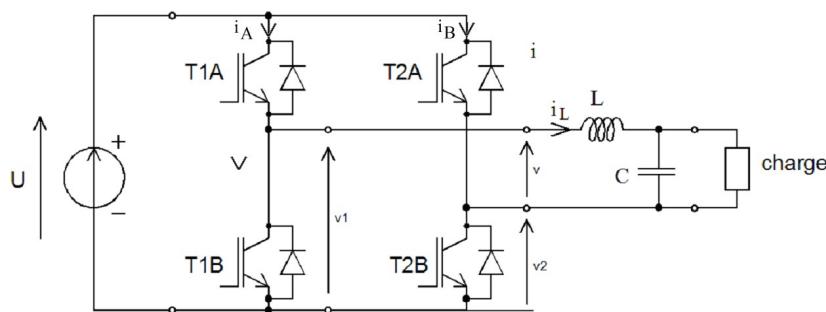


Figure 1 : Hacheur 4 quadrants avec filtre de sortie

Hypothèses :

On négligera les pertes dans les interrupteurs semi-conducteurs.

Pour chaque bras les 2 transistors sont commandés par des ordres complémentaires. On appliquera une commande bipolaire ce qui revient à faire une simple inversion logique entre la commande du bras 1 et la commande du bras 2.

Applications numériques :

Tension d'entrée $U = 60V$. Fréquence de découpage $F_{déc} = 10kHz$.

Tension de sortie VS ajustable entre $-60V$ et $+60V$

1. Valeur moyennes

- 1.1. Pour $\alpha = 0,8$ quelles sont les valeurs α_1 et α_2 , rapports cycliques de commandes des bras 1 et 2 ? Représenter les tensions $v_1(t)$, $v_2(t)$ et $v(t)$.
- 1.2. Quelle est la relation entre la tension de sortie après filtre supposée constante VS et la tension $v(t)$? Déterminer l'expression de VS.
- 1.3. La charge est modélisée par une résistance $R = 10\Omega$. On suppose que le courant $i_s = cte = IS$, retrouver l'expression de $\langle i_E \rangle$. Déterminer les valeurs numériques de IS et de $\langle i_E \rangle$?
- 1.4. On applique maintenant $\alpha = 0,3$. Calculer la nouvelle valeur de la tension VS. Quelle est la nouvelle valeur des courants IS et $\langle i_E \rangle$?

2. Ondulation de courant dans l'inductance

- 2.1. Dans un premier temps on suppose $vs(t)$ parfaitement filtrée avec $vs(t) = Cte = Vs$. Tracer l'évolution de $vL(t)$ pour $\alpha = 0,8$. En déduire l'allure de $iL(t)$.
- 2.2. Déterminer l'expression de ΔiL . Tracer la courbe $\Delta iL = f(\alpha)$.
- 2.3. On souhaite une ondulation de courant $\Delta iL = 3A$ dans le cas le plus défavorable. Déterminer la valeur de l'inductance L.

3. Ondulation de tension de sortie

Il faut maintenant déterminer la capacité C pour obtenir dans le cas le plus défavorable une ondulation de la tension de sortie de $0,5V$ crête à crête.

- 3.1. Représenter le courant $iC(t)$.
- 3.2. Représenter la variation $\delta vC(t)$ de $vC(t)$ autour de sa valeur moyenne ($vC(t) = vS(t)$)
- 3.3. En utilisant l'expression de ΔiL , déterminer l'expression de ΔvC (méthode similaire à celle employée dans le cas du filtrage du hacheur série).
- 3.3. Déterminer la valeur de C pour limiter l'ondulation de la tension de sortie de $0,5V$ crête à crête.

HACHEUR 4 QUADRANTS

Ce TP s'effectuera avec les maquettes pédagogiques (commande et puissance) « hacheur onduleur ». Pour tous les aspects techniques, se référer au document *Descriptif Maquette Hacheur Onduleur*.

1. Introduction

Un hacheur 4 quadrants est un convertisseur continu-continu permettant d'alimenter une charge sous une tension continue réglable entre $-U$ et $+U$ (U étant la tension d'entrée) et ce quelque soit le signe du courant de sortie.

2. Déroulement des manipulations

Dans ce TP nous allons dans un premier temps travailler sur un hacheur 4 quadrants (réversible en courant). D'abord avec un filtre de sortie passe-bas de type LC avec une charge résistive. Ensuite avec un moteur à courant continu dont on fera varier la vitesse et le sens de rotation.

Nous vérifierons les fonctions de ces convertisseurs par l'observation des tensions et courants de sortie. Nous nous efforcerons de comprendre les détails du fonctionnement et de retrouver les formes des courants dans les semi-conducteurs.

3. Hacheur 4 quadrants avec filtre de sortie LC

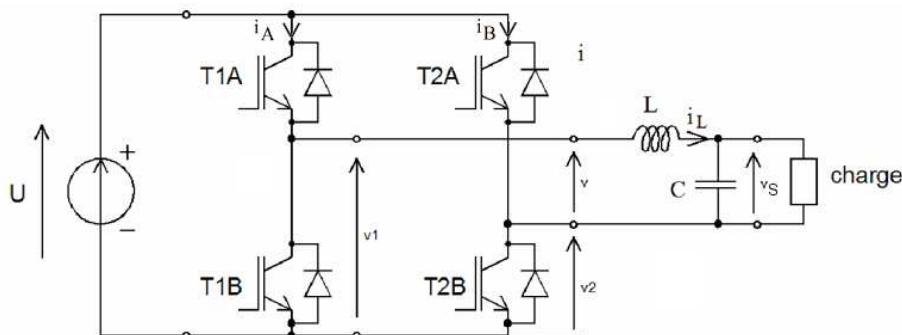


Figure 1 : Structure de puissance d'un convertisseur avec filtre de sortie LC et charge résistive remplissant, selon la loi de commande appliquée, la fonction de hacheur 4 quadrants ou bien la fonction d'onduleur de tension monophasé.

3.1. Mise en œuvre

Sélectionner le mode « Hacheur 4 quadrants mode bipolaire » (5^{me} LED en partant du haut, voir document « Descriptif Maquette Hacheur »).

Dans ce mode de commande le bras 1 est commandé avec un rapport cyclique $\alpha_1 = \alpha$

Le bras 2 est commandé par un rapport cyclique $\alpha_2 = 1 - \alpha$. Les ordres de commande du bras 2 sont obtenus par un simple complément logique de la commande du bras 1.

Fréquence de découpage $F = 10\text{kHz}$.

Tension d'alimentation $UE = 60\text{V}$.

Filtre : $L = 1\text{mH}$ (deux bobines de $470\mu\text{H}$ nominal en série), $C = 15\mu\text{F}$

●	Hacheur 1Q Dévoleur
●	Hacheur 1Q Survolteur
●	Hacheur 2Q
●	2 Hacheur 2Q entrelacés
●	Hacheur 4Q mode bipolaire
●	Hacheur 4Q mode unipolaire
●	Onduleur mono mode bipolaire
●	Onduleur mono mode unipolaire
●	Onduleur triphasé
●	Onduleur triphasé U/f = Cte

Charge : rhéostat de 33Ω réglé à une valeur calculée pour obtenir une puissance moyenne de 180W dans la charge lorsque la tension de sortie est maximale. Il y a un petit calcul très simple à faire pour déterminer la valeur de réglage du rhéostat. Lors des essais on vérifiera que les conditions demandées sont bien respectées.

3.2. Mesures de valeurs moyennes

Attention : pour plus de clarté les questions sur les mesures à effectuer sont présentées séparément, mais pour une plus grande rapidité ces mesures devront être effectuées simultanément pour chaque valeur du rapport cyclique α . Il sera aussi judicieux de superposer verticalement les graphiques des résultats en respectant une concordance entre les axes des abscisses (toutes graduées en α).

- Relever sur un graphique la courbe $V_s = f(\alpha)$ pour $U_E = 60V$. Compléter avec la courbe théorique.
- Relever sur un deuxième graphe la courbe $I_E/I_S = f(\alpha)$. Compléter également avec la courbe théorique. Explications.

Remarque : ne pas oublier de tenir compte du signe.

3.3. Mesures de l'ondulation de courant dans l'inductance et de l'ondulation de tension de sortie

Attention : **ne pas** utiliser les mesures automatiques de l'oscilloscope. Les résultats sont très fortement erronés en raison des parasites affectant des signaux issus des sondes de courant et de tension.

Attention, effectuer simultanément les mesures pour les questions suivantes.

- Relever sur un graphique l'évolution de l'ondulation de courant $\Delta i_L = f(\alpha)$.
- Mesure l'ondulation de tension de sortie Δv_S dans le cas le plus défavorable.
- Compléter avec la courbe théorique et la valeur théorique calculée (cf. TD, attention : application numérique à modifier).
- Illustrer ces essais avec deux relevés d'oscillogrammes bien documentés avec $\alpha = 0,8$ et $\alpha = 0,3$. On fera clairement apparaître les tensions $v(t)$ et $v_S(t)$ avant et après filtrage ainsi que le courant $i_L(t)$ dans l'inductance de lissage. Les graduations des axes (en A, en V et en μs) devront être ajoutées aux oscillogrammes.

4. Alimentation en vitesse variable d'une machine à courant continu par un hacheur 4 quadrants

On utilise maintenant le hacheur 4 quadrants pour alimenter une machine à courant continu en vitesse variable dans les deux sens de rotation. Pour chaque sens de rotation, le couple peut être positif ou négatif et c'est la même chose pour le courant.

Le filtre de sortie LC sera supprimé. Le moteur à courant continu ne nécessite pas une alimentation sous une tension filtrée. L'inductance propre du moteur est généralement suffisante pour assurer le lissage du courant. Cependant, pour ce TP, par précaution, on laissera en place la bobine de 1mH ($2 \times 470\mu H$ utilisée précédemment).

On alimentera le moteur MCC2 dont la tension nominale est de 60V. Ceci permet d'utiliser le hacheur sur toute sa plage de tensions de sortie.

On ne fera lors de ce TP que des essais à vide. La machine MCC1 (24V nominal) du banc ne sera pas connectée électriquement.

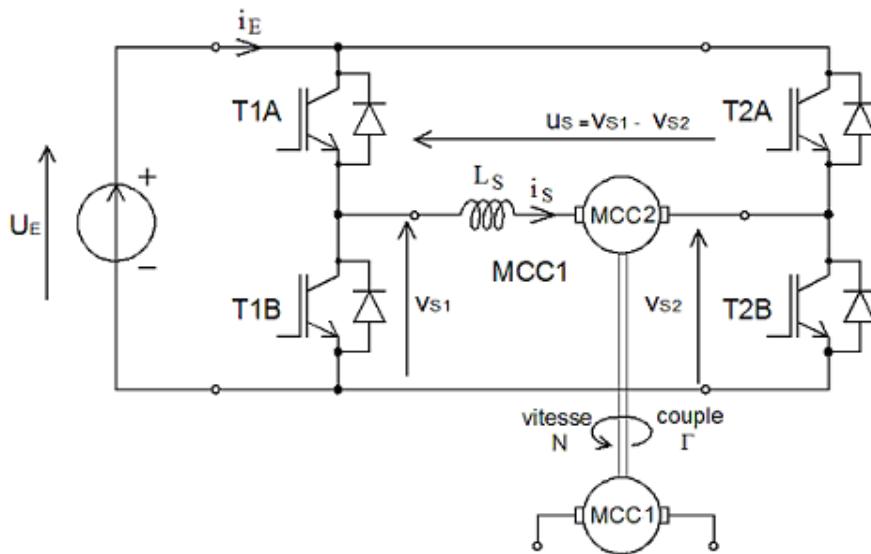


Figure 2 : Machine à courant continu alimentée par un hacheur 4 quadrants.

- Relever expérimentalement l'évolution de la valeur moyenne de la tension de sortie <uS> en fonction du rapport cyclique α ainsi que l'évolution de la vitesse de rotation N du moteur en fonction du rapport cyclique α . Ces deux mesures seront bien sûr effectuées en même temps.

Attention : le tachymètre ne donne que la valeur absolue de la vitesse de rotation. On admettra comme convention de signe que le sens de rotation est positif lorsque la machine est alimentée sous une tension positive.

- Ajouter sur ces graphes l'évolution théorique $<uS> = f(\alpha)$ et l'évolution théorique de $N = f(\alpha)$. Se référer pour cela aux TP sur la MCC (mesure de la constante électromécanique $k\phi$) fait lors du 1^{er} semestre. Si nécessaire refaire la mesure de la constante électromécanique $k\phi$ du moteur.

5. Rappels concernant le moteur à courant continu

5.1. Introduction

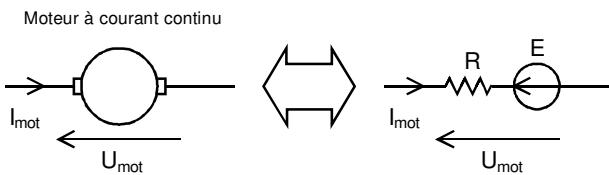
Le moteur à courant continu, également appelé machine à courant continu, est un convertisseur électromécanique tournant permettant la conversion d'une énergie électrique (sous la forme d'une tension continue et d'un courant continu) en une énergie mécanique (sous forme d'une vitesse et d'un couple). Cette conversion est réversible.

Moyennant certaines approximations, on peut dire que la vitesse de rotation d'une machine à courant continu est sensiblement proportionnelle à sa tension d'alimentation. De même, le courant est sensiblement proportionnel au couple mécanique. Ces caractéristiques rendent le moteur à courant continu très adapté aux entraînements à vitesse variable ainsi qu'aux asservissements de position.

Le moteur à courant continu se prête particulièrement au réglage de vitesse par un réglage de la tension d'alimentation qui lui est appliquée. Cette alimentation sous une tension continue réglable est assurée par un hacheur.

5.2. Modélisation statique d'un moteur à courant continu à aimants permanents

Un moteur à courant continu peut être modélisé par une force électromotrice E en série avec une résistance interne R .



$$\text{Force électromotrice } E : \quad E = k\phi\Omega \quad \text{avec } E \text{ en V et } \Omega \text{ en rd/s}$$

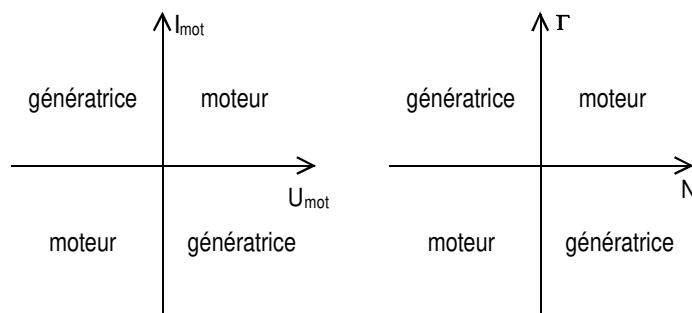
$$\text{Couple électromagnétique } \Gamma_e : \quad \Gamma_e = k\phi I \quad \text{avec } \Gamma_e \text{ en Nm et } I \text{ en A}$$

$$\text{Tension aux bornes du moteur : } U_{mot} = E + R I_{mot} \quad \text{avec } R, \text{ résistance interne du moteur}$$

La constante $k\phi$ est la constante électromagnétique du moteur. Cette constante est proportionnelle au flux traversant l'induit de la machine. Dans le cas d'une machine à aimants permanents, les valeurs de ce flux, et donc la valeur de $k\phi$, sont constantes.

5.3. Fonctionnement en moteur et en génératrice

La conversion électromécanique opérée par le moteur à courant continu est réversible. Dans un fonctionnement moteur, le couple est positif par rapport au sens de rotation ; l'énergie électrique est convertie en énergie mécanique. Dans un fonctionnement génératrice, le couple est négatif par rapport au sens de rotation ; l'énergie mécanique est convertie en énergie électrique.



6. Dispositif expérimental

6.1. Banc d'essais

Le banc d'essais mis à votre disposition est composé à partir de deux machines à courant continu à aimants permanents. Les grandeurs nominales de ces moteurs sont :

$$\begin{aligned} \text{MCC1} \quad U_n &= 24 \text{ V} \\ I_n &= 4,9 \text{ A} \\ N_n &= 3350 \text{ tr/mn} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{MCC2} \quad U_n &= 60 \text{ V} \\ I_n &= 2 \text{ A} \\ N_n &= 3350 \text{ tr/mn} \end{aligned}$$

U_n Tension nominale.

I_n Courant nominal. Courant permanent admissible (dimensionnant thermique).

N_n Vitesse nominale. Vitesse de rotation lorsque le moteur est alimenté sous la tension nominale et que la charge mécanique impose un couple conduisant le moteur à absorber le courant nominal.

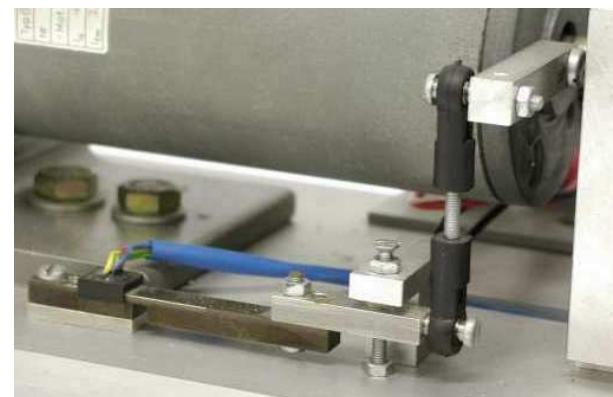


Les arbres des deux moteurs sont solidarisés par un accouplement. Les moteurs tournent donc à la même vitesse de rotation et leurs couples mécaniques sont identiques.

Le moteur 1 est monté en "balance" sur deux paliers à roulements à billes. L'effort de réaction du couple est transmis par un bras de levier et une biellette à un capteur de force.

La force mesurée par ce capteur est proportionnelle au couple de réaction du moteur. Un afficheur numérique monté sur le banc permet de lire directement la valeur de ce couple en Nm.

En bout d'arbre du moteur 2, un cylindre métallique noir muni d'une bande réfléchissante



permet de mesurer la vitesse de rotation (en tours/mn) des deux moteurs à l'aide d'un tachymètre numérique à couplage optique. Ce tachymètre indique la valeur absolue de la vitesse de rotation en tr/mn.



TDP 6 - ONDULEURS DE TENSION MONOPHASÉS

TD ONDULEURS DE TENSION MONOPHASÉS

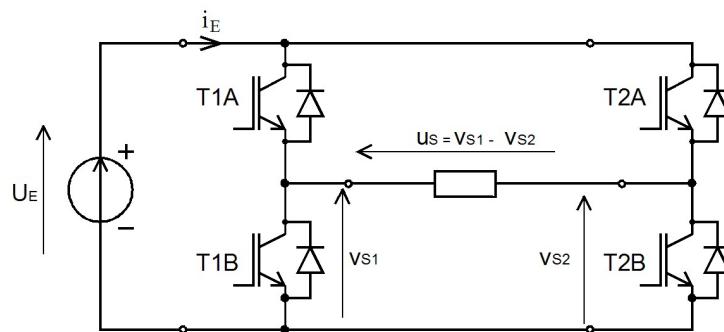


Figure 1 : Structure de puissance d'un hacheur 4 quadrants ou bien d'un onduleur de tension monophasé selon la loi de commande appliquée.

Hypothèses :

On négligera les pertes dans les interrupteurs semi-conducteurs.

Pour chaque bras les 2 transistors sont commandés par des ordres complémentaires. On appliquera une commande bipolaire ce qui revient à faire une simple inversion logique entre la commande du bras 1 et la commande du bras 2.

Applications numériques :

Tension d'entrée $U_e = 60V$.

Remarques :

Le début du travail demandé ici fait appel aux séries de Fourier, mais il ne s'agit pas d'un TD sur les séries de Fourier. Les étudiants qui auraient des difficultés sur ces aspects sont appelés à retravailler leurs enseignements sur les séries de Fourier. Il ne sera pas possible d'y consacrer du temps durant ce TD.

Le TD et le TP suivant porteront sur les onduleurs de tension triphasés. L'enseignant pour alléger le travail de cette séance en reportant une partie du travail de ce TD et de ce TP à la séance suivante.

1. Onduleur de tension monophasé commande pleine onde

Voir le sujet de TP pour les explications.

Déterminer (valeurs littérales et numériques) :

- valeur moyenne de la tension $v(t)$
- valeur efficace de la tension $v(t)$
- fréquence et amplitude du fondamental de la tension $v(t)$
- fréquence et amplitude de l'harmonique suivant de la tension $v(t)$

2. Onduleur de tension monophasé à commandes décalées

Voir le sujet de TP pour les explications.

La durée des impulsions positives et négatives de la tension $v(t)$ est égale à αT .

Déterminer (valeurs littérales et numériques) :

- valeur moyenne de la tension $v(t)$
- valeur efficace de la tension $v(t)$
- fréquence et amplitude du fondamental de la tension $v(t)$
- fréquence et amplitude du 1er harmonique de la tension $v(t)$ après le fondamental
- si $\alpha = 1/3$ quel est le rang et l'amplitude du 1er harmonique de la tension $v(t)$ après le fondamental ?

3. Onduleur de tension monophasé à modulation de largeur d'impulsions (MLI)

Voir également le sujet de TP pour les explications.

Un onduleur monophasé est utilisé dans une alimentation de secours pour générer une tension alternative sinusoïdale 50Hz à partir d'une tension continue fixe. Cette tension continue U de 350V est fournie par une batterie de stockage. Fréquence de découpage $F_{déc} = 10\text{kHz}$.

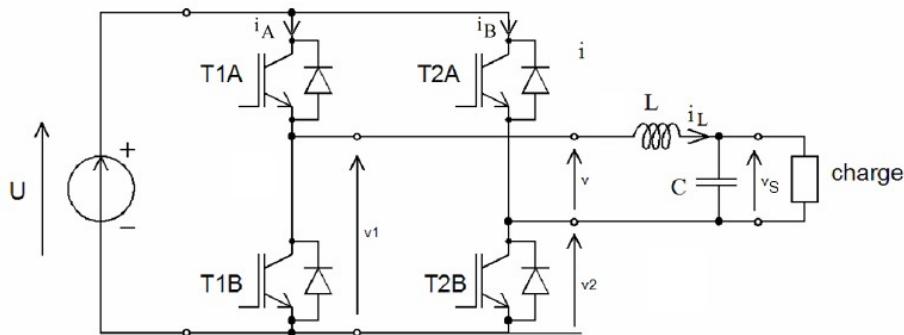


Figure 2 : Structure de puissance d'un convertisseur avec filtre de sortie LC et charge résistive remplissant, selon la loi de commande appliquée, la fonction de hacheur 4 quadrants ou bien la fonction d'onduleur de tension monophasé.

Les rapports cycliques de commande appliqués aux deux cellules de commutations (deux bras d'onduleur) sont respectivement α_1 et α_2 avec $\alpha_1 = \alpha$ et $\alpha_2 = (1 - \alpha)$.

1.1. Rappeler les relations entre les tensions moyennes $\langle v_1 \rangle$, $\langle v_2 \rangle$, et $\langle v \rangle$, le rapport cycliques α et la tension continue U. Ce sont les mêmes relations que pour le hacheur 4 quadrants.

On notera maintenant $v_1(t)$ la valeur moyenne glissante de v_1 sur une période de découpage. On fera de même pour les autres tensions et courants. Cette approximation est possible ici car la fréquence de variation des rapports cycliques (50Hz ici) est très faible devant la fréquence de découpage (10kHz ou plus).

Le circuit de commande applique aux interrupteurs de l'onduleur un rapport cyclique variable en fonction du temps selon l'expression suivante.

$$\alpha(t) = \frac{1}{2}(1 + m \sin 2\pi ft)$$

1.2. Donner l'expression de la tension de sortie de l'onduleur $v(t)$. Pour cela on reprendra les équations du hacheur 4 quadrants.

1.3. Tracer, pour les taux de modulations, $m = 0,5$ et pour $m = 1$, les évolutions des tensions $v_1(t)$, $v_2(t)$ et $v(t)$.

1.4. Quel taux de modulation m faut-il appliquer à la commande de l'onduleur pour obtenir une valeur efficace de la tension aux bornes de la charge égale à 230V ?

1.5. Représenter dans ce cas de figure l'allure approximative de la tension instantanées v . On supposera que la commande de l'onduleur fonctionne en mode bipolaire.

Pour simplifier la représentation on adoptera une fréquence de découpage (500 Hz) égale à seulement à 10 fois la fréquence de modulation (50Hz). Remarque : dans la réalité, pour réduire le volume du filtre de sortie, la fréquence de découpage est toujours beaucoup plus élevée (10kHz ou plus).

1.6. On connecte en sortie de l'onduleur (après le filtre) une charge modélisée par une résistance de 23Ω . On suppose que le filtre LC supprime totalement les ondulations à la fréquence de découpage et l'on néglige les petits déphasages apportés par le filtre pour la fréquence de modulation (50Hz). Tracer l'évolution du courant de sortie i_S .

1.7. Rappeler les relations entre les courants i_A et i_S et entre les courants i_B et i_S . En déduire la relation entre le courant i_E et le courant i_S .

1.8. Ajouter sur le graphique précédent (question 1.3) l'évolution du courant $i_E(t)$.

1.9. Indiquer une autre méthode pour déterminer les évolutions du courant $i_E(t)$. On supposera pour cela que le rendement de l'onduleur est unitaire.

TP ONDULEURS DE TENSION MONOPHASÉS

Ce TP s'effectuera avec les maquettes pédagogiques (commande et puissance) « hacheur onduleur ». Pour tous les aspects techniques, se référer au document *Descriptif Maquette Hacheur Onduleur*.

Se référer également au TD " Hacheur 4 quadrants " traité la semaine précédente.

1. Introduction

Un hacheur 4 quadrants (structure étudiée lors de la séance précédente) est un convertisseur continu-continu permettant d'alimenter une charge sous une tension continue réglable entre $-U$ et $+U$ (U étant la tension d'entrée) et ce quelque soit le signe du courant de sortie.

Un onduleur de tension est un convertisseur qui permet de générer une tension alternative à partir d'une source de tension continue. Les applications les plus courantes sont les alimentations de secours, monophasées ou triphasées, (source de tension continue : batteries) et les alimentations de moteurs à courant alternatif en vitesse variable (machine asynchrones et machines synchrones triphasées).

Ces deux convertisseurs utilisent la même structure de puissance, c'est la loi de commande appliquée aux semi-conducteurs qui différencie leurs fonctions.

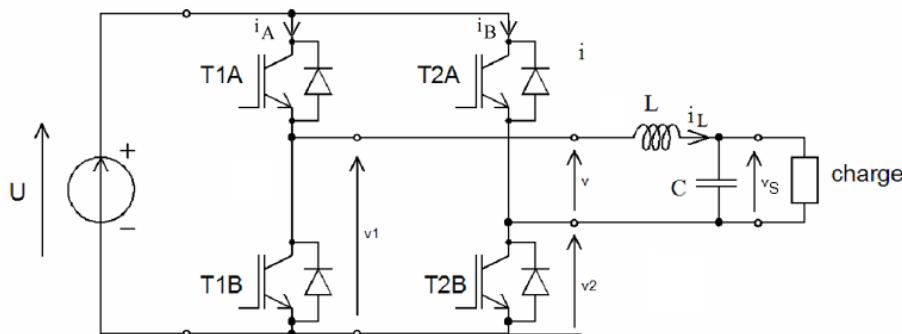


Figure 1 : Structure de puissance d'un convertisseur avec filtre de sortie LC et charge résistive remplissant, selon la loi de commande appliquée, la fonction de hacheur 4 quadrants ou bien la fonction d'onduleur de tension monophasé.

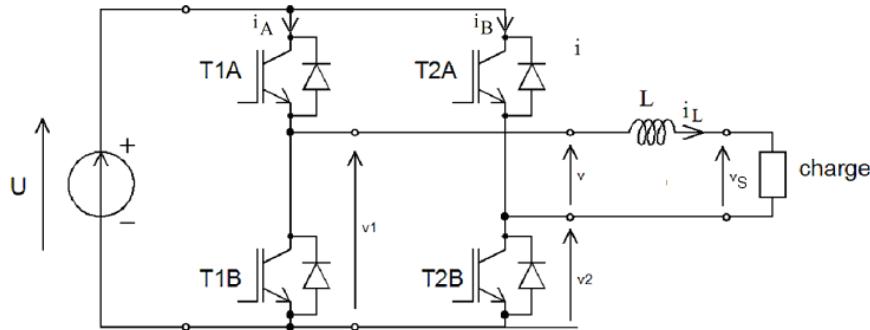
2. Déroulement des manipulations

Remarque : Le TP suivant portera sur les onduleurs de tension triphasés. L'enseignant pour alléger le travail de cette séance en reportant une partie du travail de ce TP à la séance suivante.

Nous utiliserons d'abord avec une commande dite "en pleine onde", la commutation se fait à la fréquence de l'onde de tension de sortie. Ensuite nous utiliserons une commande par modulation de largeurs d'impulsions (MLI ou PWM en anglais), la commutation se fait à une fréquence de découpage très grande devant la fréquence de modulation.

Nous vérifierons les fonctions de ces convertisseurs par l'observation des tensions et courants de sortie. Nous nous efforcerons de comprendre les détails du fonctionnement et de retrouver les formes des courants dans les semi-conducteurs.

3. Onduleur de tension monophasé commande pleine onde



Attention : ne pas placer de condensateur aux bornes de la charge. En raison de la faible fréquence de découpage utilisée ici cela engendrerait une résonance non souhaitée ici.

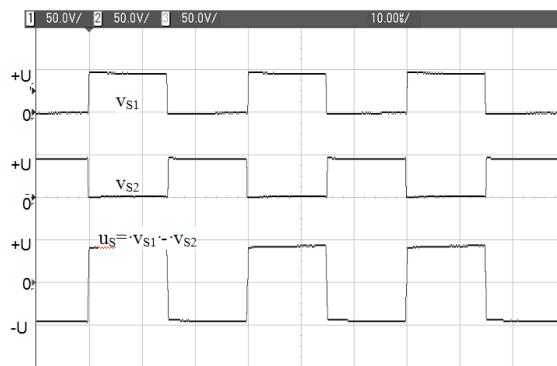


Figure 2 : Tensions de sorties pour une commande en pleine onde.

Dans un premier temps, pour comprendre plus facilement le fonctionnement de l'onduleur, nous allons le faire fonctionner dans un mode appelé «pleine onde». Les interrupteurs semi-conducteurs (transistors IGBT et diodes) vont être commandés à la même fréquence que l'onde de tension alternative générée. Ce mode de fonctionnement très simple ne permet donc pas d'obtenir une tension sinusoïdale. La tension de sortie sera alternative mais rectangulaire ou en forme de créneaux, elle comportera donc un niveau d'harmoniques élevée.

Pour chacun des deux bras de l'onduleur de tension les deux transistors T1A et T1B (ou bien T2A et T2B pour le deuxième bras) sont commandés de manière complémentaire. Les figures 2, 3 et 4 illustrent ce fonctionnement. Les tensions de sortie de chaque bras (v_{S1} et v_{S2}) ne peuvent prendre que deux valeurs : $+U$ ou 0 . La tension de sortie différentielle appliquée à la charge est égale à la différence entre ces deux tensions de bras. $u_S = v_{S1} - v_{S2}$.

3.1. Mise en œuvre

Sélectionner le mode « 2 hacheurs 2Q entrelacés » (4^{ème} LED en partant du haut, voir document « Descriptif Maquette Hacheur »).

Connecter l'oscilloscope pour observer les deux tensions v_1 et v_2 .

Régler la fréquence de découpage à sa valeur minimale.

Alimenter l'onduleur avec une tension continue égale à 60V.

●	Hacheur 1Q Dévolteur
●	Hacheur 1Q Survolteur
●	Hacheur 2Q
●	2 Hacheur 2Q entrelacés
●	Hacheur 4Q mode bipolaire
●	Hacheur 4Q mode unipolaire
●	Onduleur mono mode bipolaire
●	Onduleur mono mode unipolaire
●	Onduleur triphasé
●	Onduleur triphasé U/f = Cte

Régler un rapport cyclique égal à 50% pour les tensions v_{S1} et v_{S2}

Observer aussi la tension de sortie $v = v_{S1} - v_{S2}$

Mesurer la valeur efficace de v . Comparer avec la valeur théorique.

Connecter une charge R-L. $R = 50\Omega$, $L = 9mH$ (bobine 500 spires du transformateur démontable sans le circuit magnétique - la valeur de cette inductance peut-être aussi augmentée en introduisant le barreau du circuit magnétique).

Observer v et i_s . Expliquer. Que peut-on dire du volume de l'inductance et de l'efficacité du filtrage ?

4. Onduleur de tension monophasé à commandes décalées

Nous utiliserons ici une variante de la commandé décalée qui nous permet d'obtenir une forme de tension en créneaux.

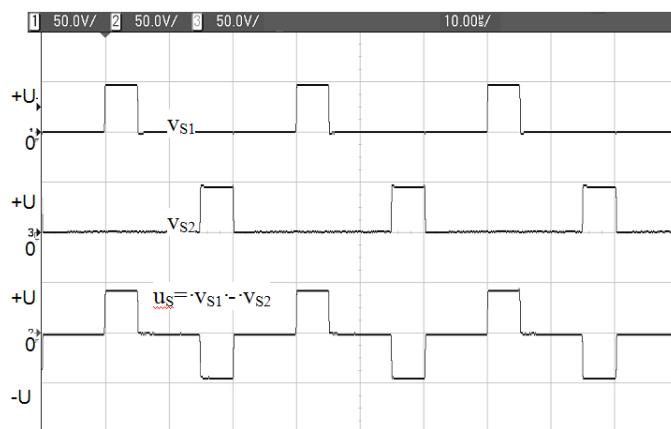


Figure 3 : Tensions de sorties pour une commande décalée.

Lorsque les durées des impulsions positives et négatives sont égales à $1/3$ de la période totale l'harmonique 3 devient nul. En raison de la nature symétrique de la forme de la tension les harmoniques paires sont déjà nuls, donc le 1^{er} harmonique présent après le fondamental est l'harmonique 5.

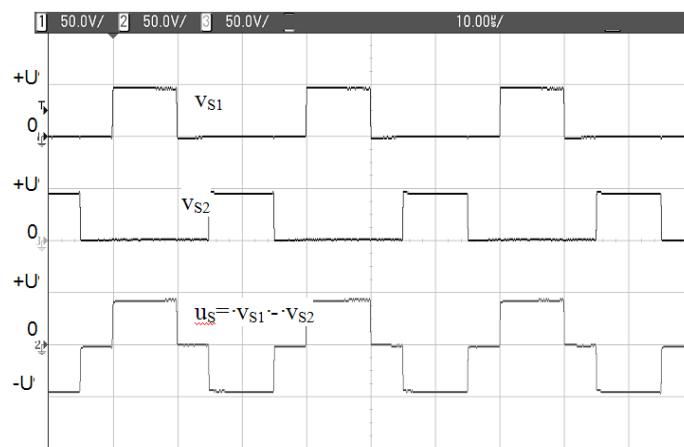


Figure 4 : Tensions de sorties pour une commande décalée avec suppression des harmoniques 3.

4.1. Mise en œuvre – travail demandé

Reprendre les fonctionnements précédents (commande pleine onde) mais en ajustant le réglage de rapport cyclique pour obtenir des durées d'impulsions, positives et négatives, égales à 1/3 de période.

5. Onduleur de tension monophasé à modulation de largeurs d'impulsion calculées

Nous n'étudierons pas ce mode de commande qui est présenté ici à titre d'illustration. En augmentant le nombre d'impulsions par période et en calculant leurs durées et leurs positions il est possible de supprimer totalement les premiers harmoniques de l'onde générée.

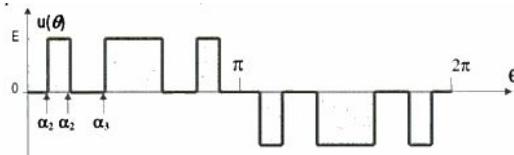


Figure 5 : Exemple de modulation de largeurs d'impulsions calculée.

6. Onduleur de tension monophasé commande en modulation de largeur d'impulsions (MLI)

6.1. Rappels

Un onduleur de tension monophasé à modulation de largeurs d'impulsions est un hacheur 4 quadrants dont la fonction de modulation (fonction qui génère les rapports cycliques α_1 et α_2 des deux bras d'onduleur) n'est plus constante dans le temps, mais variable selon une loi sinusoïdale autour d'une valeur moyenne égale à 0,5. La fréquence de découpage (de l'ordre de quelques kHz ou dizaines de kHz) étant très grande devant la fréquence de modulation (quelques dizaines de Hz), on peut considérer que la fonction de modulation est quasiment constante durant une période de découpage.

Pour obtenir la fonction de modulation appliquée aux interrupteurs on peut utiliser une commande intersective qui détermine l'état bloqué ou saturé des interrupteurs en fonction de la comparaison d'un signal sinusoïdal (à la fréquence de la tension alternative que l'on souhaite générer) avec un signal triangulaire à la fréquence de découpage des interrupteurs.

Les rapports cycliques de commande appliqués aux deux cellules de commutations (deux bras d'onduleur) sont respectivement α_1 et α_2 avec $\alpha_1 = \alpha$ et $\alpha_2 = (1 - \alpha)$.

$$u_S = v_{S1} - v_{S2} = (2\alpha - 1)U_E$$

On applique à l'onduleur un rapport cyclique variable en fonction du temps selon l'expression :

$$\alpha(t) = \frac{1}{2}(1 + m \sin 2\pi ft)$$

Ainsi on obtient :

$$u_S = U_E \alpha(t) = m U_E \sin 2\pi ft$$

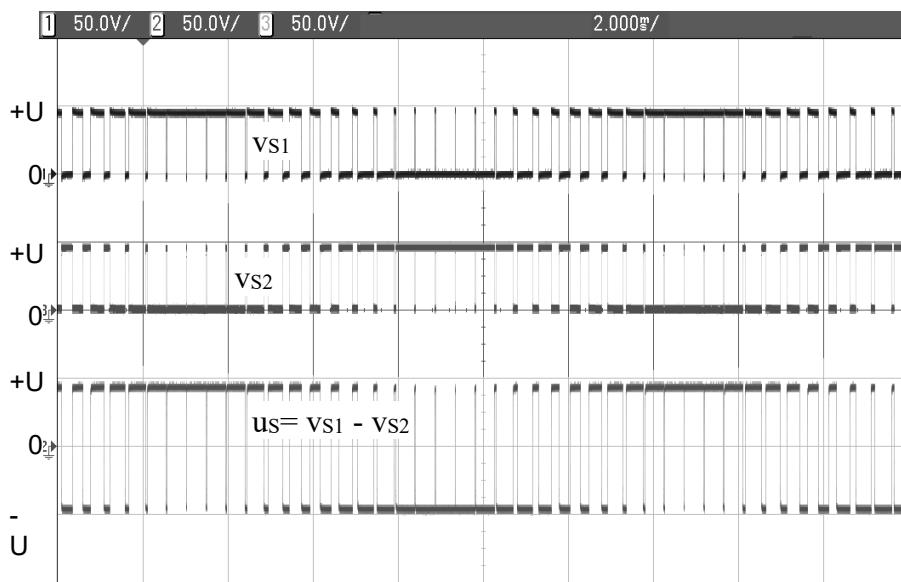


Figure 6 : Tensions de sorties pour une commande modulation de largeur d’impulsions en commande bipolaire.

6.2. Onduleur monophasé commandé en mode bipolaire

On utilisera ici la fonction de la carte de commande : *Onduleur monophasé mode bipolaire*. Voir également le document : *Description des maquettes pédagogiques hacheur onduleur*.

Pour ces deux modes de fonctionnement, la carte de commande génère les ordres de commande des IGBT par une modulation de largeurs d’impulsion de type intersectorive. C'est-à-dire que la consigne de rapport cyclique est simplement comparée avec un signal triangulaire (variant entre 0 et 1 à la fréquence de découpage). Dans le cas du hacheur la consigne était une valeur constante. Ici il s'agit d'un signal de valeur moyenne égale à 0,5 à laquelle est ajoutée une onde sinusoïdale d'amplitude et de fréquence ajustable. La fréquence de modulation BF et son amplitude peuvent être réglées séparément. Dans le cas de la modulation bipolaire, comme pour le hacheur 4 quadrants, les commandes des IGBT du bras 2 résultent simplement d'un complément logique des commandes appliquées au bras 1. La tension instantanée de sortie prendra donc l'une ou l'autre des deux valeurs suivantes : +U ou U.

6.3. Expérimentation

Alimenter une charge (simulée par un rhéostat) avec une tension sinusoïdale de fréquence 40Hz et d'une amplitude efficace de 35V. Déterminer la valeur de la résistance de charge pour que la puissance moyenne absorbée soit égale à 80W.

Source : alimentation continue 60V.

On utilisera une inductance de lissage de 2mH et une capacité de filtrage de $35\mu F$.

La fréquence de découpage sera égale à 10kHz.

- Relever les chronogrammes de la tension de sortie avant filtre et après filtre.
- Ajouter un chronogramme avec les tensions vs_1 , vs_2 débarrassées de leurs composantes à la fréquence de découpage. Pour cela on utilisera un filtre bas ($1k\Omega$ - $1\mu F$ dans petit boîtier métallique) placé entre la sonde de tension différentielle et l'oscilloscope.
- Quelle est l'amplitude théorique maximale possible pour V_{Seff} ? Vérifier expérimentalement.

- Quelle est la puissance moyenne fournie par la source ? Quelle est la puissance moyenne absorbée par la charge ? Faire un rapide bilan des puissances.
- Relever la valeur maximale de l'ondulation de courant. Pour quel(s) valeur(s) de α est-elle maximale ?
- Faire varier la fréquence de découpage. Observer et expliquer.
- Faire varier la fréquence de modulation. Observer et expliquer.
- Faire varier le taux de modulation. Observer et expliquer.

7. Annexe : techniques de mesures avec l'oscilloscope

7.1. Réglages particuliers de l'oscilloscope conseillés pour ce TP

En raison des commutations rapides de l'onduleur et des couplages parasites liés au câblage de du circuit de manipulation, les mesures seront entachées par des impulsions parasites plus moins gênantes. Pour réduire ces impulsions parasites :

- Limiter la bande passante de l'oscilloscope :
 - sélectionner la voie 1
 - activer la fonction BW Limit.
 - répéter cette opération pour la voie 2.
- Agir sur le réglage de luminosité de l'affichage de l'oscilloscope pour rendre moins visible les impulsions parasites de courte durée.

7.2. Synchronisation de l'oscilloscope

Il est difficile de synchroniser correctement un oscilloscope sur la tension de sortie d'un onduleur à MLI (découpage haute fréquence modulé par une onde basse fréquence). En mode de déclenchement normal sur fronts (edge), l'oscilloscope ne permet pas de se synchroniser sur la modulation BF. Sur la carte de commande pédagogique mise à votre disposition, la sortie de synchronisation est un signal (O, +5V) correspondant à l'onde sinusoïdale BF de l'onduleur, ce qui rend la synchronisation évidente.

Dans le cas où cette sortie synchro n'est pas disponible (par exemple pour l'étude d'un onduleur industriel), une configuration adaptée du mode de synchronisation de certains oscilloscopes numériques permet d'obtenir un bon confort et une bonne efficacité de mesures. Pour cela (cas des oscilloscopes Agilent série 54000) :

- utiliser le mode de synchronisation Pulse Width
- choisir la source (voie 1 ou voie 2), choisir impulsion positive, choisir supérieur
- régler une durée d'environ 1 ms.
- régler le seuil de synchronisation Level à un niveau compris entre 0 et l'amplitude maximale négative des impulsions.

7.3. Mesures de tensions

Pour assurer un isolement galvanique entre l'onduleur et l'oscilloscope, on utilisera des sondes de tension différentielle. Remarque : dans ce TP l'onduleur n'est pas relié au réseau par un redresseur à diodes, comme c'est généralement le cas pour un onduleur industriel, mais il est alimenté par une alimentation stabilisée comportant une isolation galvanique. Il est donc possible d'utiliser des sondes normales d'oscilloscope.

En raison des commutations très rapides de l'onduleur, la bande passante l'immunité au bruit de ces sondes devront être élevés. Deux sondes et un filtre seront mis à votre disposition :

- Une sonde différentielle hautes performances, ELDITEST GE 8100 ou modèle équivalent, offrant une bande passante de 30MHz et un taux de réjection de mode commun très élevé. Cette sonde sera connectée directement à l'oscilloscope.
- La sonde différentielle habituellement utilisée en TP. Conçue à l'origine pour une utilisation sur des redresseurs, ses performances sont limitées. Pour limiter les perturbations transmises par cette sonde, on placera systématiquement un filtre passe-bas entre la sonde et l'oscilloscope.
- Un filtre passe-bas passif du 1^{er} ordre. Ce filtre est constitué par une résistance de 1kΩ et un condensateur de 1µF. Ce filtre permettra de supprimer (en partie du moins) les composantes à la fréquence de découpage des tensions mesurées pour observer le fondamental basse fréquence.

TDP 7 - ONDULEURS DE TENSION TRIPHASÉS

Onduleur pleine onde

Dans un tramway, chaque moteur de traction est alimenté par l'intermédiaire d'un onduleur de tension à partir du réseau 750 V continu.

La tension d'alimentation continue de l'onduleur U_c est délivrée par la caténaire : $U_c = 750 \text{ V}$.

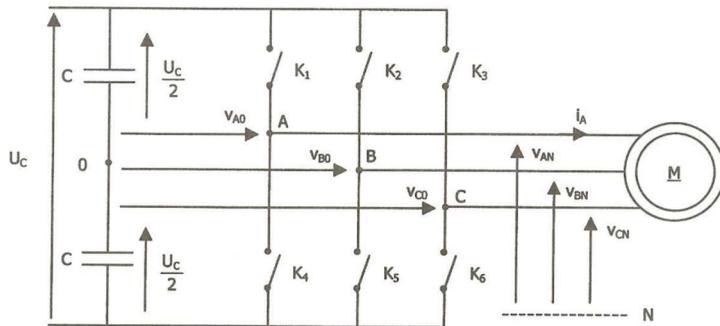


Figure 1: schéma du système

Deux condensateurs identiques forment un diviseur capacitif permettant de créer un point milieu O.

Chaque moteur de traction se comporte comme un récepteur équilibré.

Les interrupteurs $K_1, K_2, K_3, K_4, K_5, K_6$, réversibles en courant, sont commandables à l'ouverture et à la fermeture et sont supposés idéaux.

Les commandes des interrupteurs $(K_1, K_4), (K_2, K_5)$, et (K_3, K_6) sont deux à deux complémentaires. Chaque interrupteur est commandé à la fermeture durant une demi-période et à l'ouverture sur l'autre demi-période, il s'agit donc d'une commande à 180° . La commande d'un bras d'onduleur est décalée d'un tiers de période sur celle du bras précédent (voir figure 2, chaque secteur de la figure vaut 60°).

- 1) Préciser la valeur de la tension v_{AO} lorsque K_1 est fermé puis lorsque K_4 est fermé.
- 2) Compléter la figure 2 en y traçant le chronogramme des tensions v_{AO}, v_{BO}, v_{CO}
- 3) La tension phase neutre v_{AN} est reliée aux tension v_{AO}, v_{BO}, v_{CO} par $v_{AN} = \frac{1}{3}[2v_{AO} - v_{BO} - v_{CO}]$, construire, sur la figure 2, le chronogramme de v_{AN} en indiquant les différentes valeurs prises.
- 4) Calculer la valeur efficace V_{AN} de la tension v_{AN} en fonction de U_c
- 5) La décomposition en série de Fourier de la tension v_{AN} est la suivante :

$$v_{AN}(t) = \frac{2U_c}{\pi} \left[\sin(\omega t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t) + \frac{1}{7} \sin(7\omega t) + \frac{1}{11} \sin(11\omega t) + \dots \right]$$

Donner l'expression du fondamental $v_1(t)$ de la tension $v_{AN}(t)$. Calculer sa valeur efficace V_1 et tracer l'allure de $v_1(t)$ sur la figure 2.

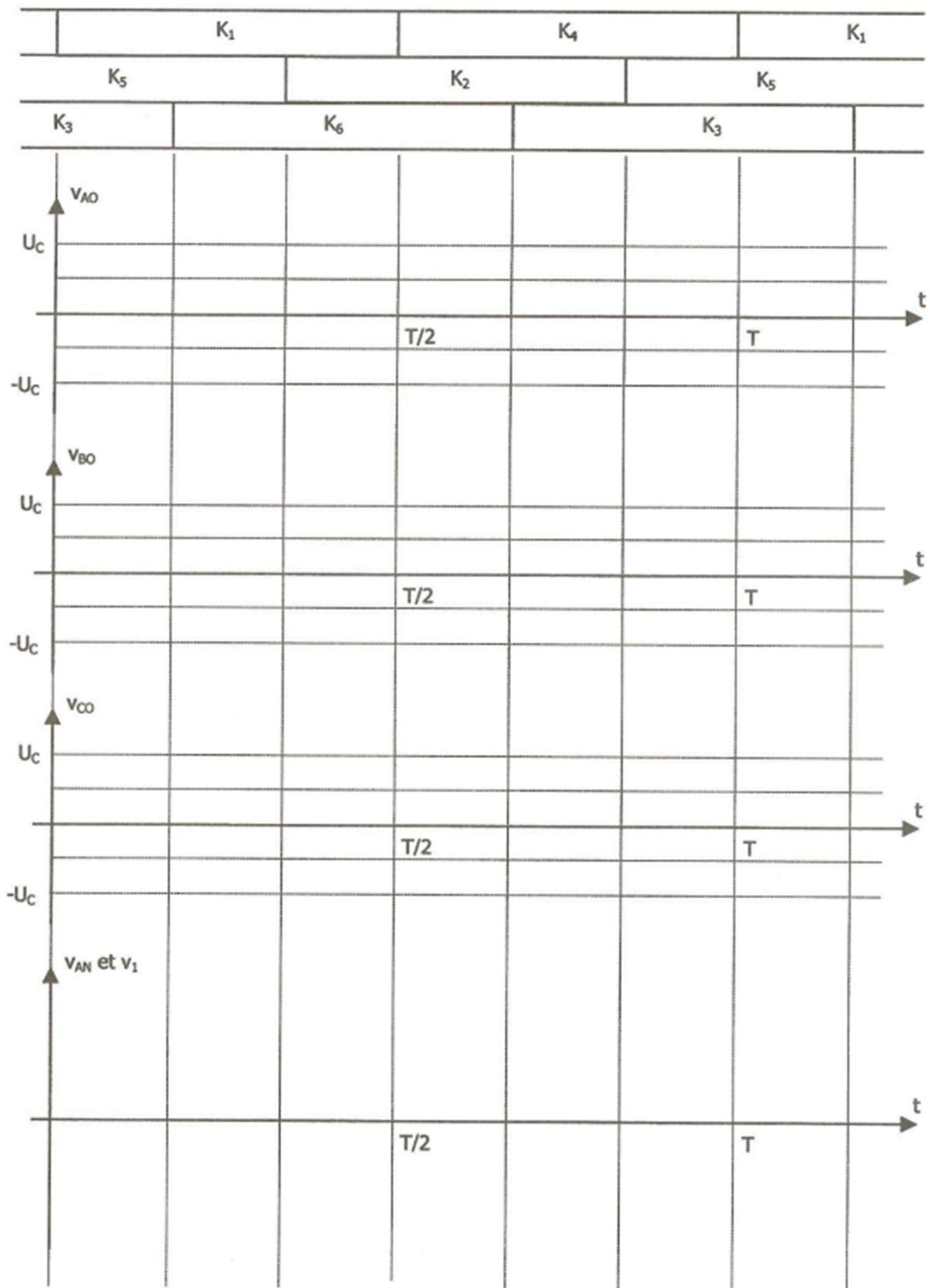


Figure 2: chronogramme à compléter

Le même onduleur est utilisé pour générer un système de tensions alternatives triphasées sinusoïdales de fréquence 50Hz à partir d'une tension continue fixe Cette tension continue U de 600V est fournie par un redresseur. Fréquence de découpage est $F_{\text{déc}} = 10\text{kHz}$. Les rapports cycliques de commande appliqués aux cellules de commutations (bras d'onduleur) sont :

$$\alpha_1 = \frac{1}{2}(1 + m \sin(\omega t))$$

$$\alpha_2 = \frac{1}{2}\left(1 + m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right)$$

$$\alpha_3 = \frac{1}{2}\left(1 + m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)\right)$$

- 6) Rappeler les relations entre les tensions moyennes $\langle v_1 \rangle$, $\langle v_2 \rangle$, et $\langle v \rangle$, le rapport cycliques α et la tension continue U
- 7) Donner l'expression de la tension de sortie de l'onduleur $U_{AB}(t)$.
- 8) Quel taux de modulation m faut-il appliquer à la commande de l'onduleur pour obtenir une valeur efficace de la tension entre phases égale à 400V ?

TP ONDULEURS DE TENSION TRIPHASÉS

Ce TP s'effectuera avec les maquettes pédagogiques (commande et puissance) « hacheur onduleur ». Pour tous les aspects techniques, se référer au document *Descriptif Maquette Hacheur Onduleur*.

Se référer également au TD et au TP " Onduleurs monophasé " traité la semaine précédente.

1. Introduction

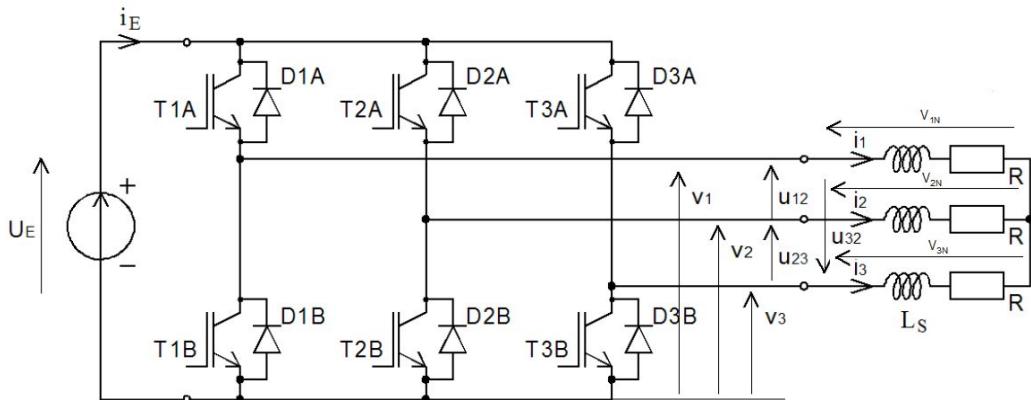


Fig.1 : Onduleur de tension triphasé.

2. Déroulement des manipulations

Le TP se fera en deux parties. Nous utiliserons d'abord avec une commande dite "en pleine onde". Pour ce mode de commande la commutation se fait à la fréquence de l'onde de tension alternative de sortie. Les tensions de sortie présentent un niveau élevé d'harmonique de la fréquence générée.

Ensuite nous utiliserons une commande par modulation de largeurs d'impulsions (MLI ou PWM en anglais), la commutation se fait à une fréquence de découpage grande devant la fréquence de modulation. Le niveau d'harmoniques basse fréquence est proche de zéro. Un filtrage passif de la fréquence de modulation sera mis en place pour filtrer les ondulations dues à la fréquence de découpage.

Nous vérifierons les fonctions de l'onduleur de tension triphasé avec ces deux modes de commande par l'observation des tensions et courants de sortie. Nous nous efforcerons de comprendre les détails du fonctionnement et de retrouver les formes des courants dans les semi-conducteurs.

3. Onduleur de tension triphasé commande pleine onde

Utiliser une carte de commande FPGA avec le programme spécifique *onduleurpleineonde.pof*.

Attention : ne pas placer de condensateur aux bornes de la charge. En raison de la faible fréquence de découpage utilisée ici cela engendrerait des résonances non souhaitées.

Dans cette première partie, pour comprendre plus facilement le fonctionnement de l'onduleur, nous allons le faire fonctionner dans un mode dit « pleine onde ». Les interrupteurs semi-conducteurs (transistors IGBT et diodes) vont être commandés à la même fréquence que l'onde de tension alternative générée. Ce mode de fonctionnement très simple ne permet donc pas

d'obtenir une tension sinusoïdale. La tension de sortie sera alternative mais rectangulaire ou en forme de créneaux, elle comportera donc un niveau d'harmoniques élevée.

Pour chacun des trois bras de l'onduleur de tension, les deux transistors T1A et T1B (ou bien T2A et T2B, T3A et T3B) sont commandés de manière complémentaire comme cela a été indiqué dans le TD. Les tensions de sortie de chaque bras (v_{s1} , v_{s2} et v_{s3}) ne peuvent prendre que deux valeurs : $+U$ ou 0 . Les tensions de sortie différentielles entre phases appliquées à la charge sont égales à la différence entre deux tensions de bras. $u_{12} = v_1 - v_2$ $u_{23} = v_2 - v_3$ $u_{31} = v_3 - v_1$ avec 3 niveaux possibles $+U_E$, 0 ou $-U_E$.

3.1. Mise en œuvre en commande pleine onde

Utiliser une carte de commande FPGA avec le programme spécifique *ondul_plein_onde_A.pof*.

Avec ce programme de FPGA le mode de commande est verrouillé sur « onduleur de tension triphasé commande pleine onde ». Les boutons de sélection de mode sont inactifs.

Les poussoirs « marche-arrêt » sont également inactifs, les ordres de commande sont envoyés en permanence aux transistors de puissance du bloc de puissance. Il est nécessaire de relier la carte de commande au bloc de puissance, puis d'alimenter la carte de commande et seulement ensuite alimenter le bloc de puissance à partir de l'alimentation continue U_E .

Le seul codeur rotatif actif est le troisième en partant de la gauche « réglage de la fréquence de modulation ». La fréquence est avec le programme actuel du FPGA, ajustable entre environ 40Hz et environ 200Hz.

3.2. Charge triphasée utilisée en commande pleine onde

On utilisera comme charge un ensemble de trois résistances de puissance $6,8\Omega$ - $2A$ maxi connectées en étoile. Pour chaque phase on placera en série une inductance de $2mH$ (2 bobines $470\mu H$ – $4A$ max en série).

3.3. Mesure à effectuer en commande pleine onde

Pour les mesures de tension utiliser deux sondes de tension différentielles.

Pour les mesures de courant utiliser une sonde de courant ouvrante ($0,1A/V$) ou bien une sonde à connecter en série ($0,4V/A$).

Les signaux de tensions et de courants étant nombreux, ils seront enregistrés successivement en conservant une tension de référence inchangée durant toute l'expérimentation pour la synchronisation de l'oscilloscope. On utilisera pour cela la tension de sortie $v_1(t)$.

L'ensemble des chronogrammes sera, soit redessiné à la main, soit obtenu par un assemblage de copies d'écrans multiples (au format .png) à l'aide d'un logiciel de dessin. La référence de tension

Ajuster la fréquence pour obtenir une période T de $6ms$. De cette façon les déphasages de $T/3$ et $2T/3$ seront très facile à observer. Quelle est la fréquence des tensions de sortie ?

Observer et relever clairement les grandeurs instantanées suivantes :

- tension de sortie du bras1 : v_1
- tension de sortie du bras2 : v_2
- tension de sortie du bras3 : v_3
- tension entre phases $u_{12} = v_1 - v_2$
- tension entre phases $u_{23} = v_2 - v_3$
- tension entre phases $u_{31} = v_3 - v_1$

- courant de phase i_1
- courant de phase i_2
- courant de phase i_3

3.4. Analyse du fonctionnement en mode pleine onde

- Des inductances de lissage ont été placés sur les trois phases de sortie. Quelle est leur efficacité de filtrage pour ce mode de commande ?
- Quelle est la constante de temps pour chaque phase ? Comparer avec les formes de courants et les formes de tensions observées aux bornes des résistances. Conclusion sur l'efficacité du filtrage en mode pleine onde.
- Mesurer les valeurs efficaces de tensions aux bornes de chacune des résistances. Calculer la puissance théorique dissipée. Mesurer la puissance absorbée par l'onduleur sur l'alimentation continue. Faire un bilan de puissance.

4. Onduleur de tension triphasé commande en modulation de largeur d'impulsions (MLI)

Utiliser maintenant une carte de commande FPGA configurée avec le programme classique *ondul_pedag_opposition2b.pof* utilisé pour la plupart des autres TP de la série.

Comme précédemment utilisera comme charge un ensemble de trois résistances de puissance $6,8\Omega$ - 2A maxi connectées en étoile. Pour chaque phase on placera également en série une inductance de 2mH (2 bobines $470\mu\text{H}$ – 4A max en série).

4.1. Commande avec réglage indépendant de la fréquence et de la tension

On choisira le mode de commande « Onduleur triphasé », 9^{ème} LED en partant du haut (voir fig. 2). La commande de l'onduleur triphasé à MLI fonctionne de la même que pour l'onduleur monophasé en mode unipolaire excepté que pour commander les trois bras d'onduleur on effectue trois modulations intersectives en utilisant le même signal triangulaire à la fréquence de découpage, mais maintenant avec trois consignes de rapport cyclique. Chacune de ces consignes possède une valeur moyenne égale à 0,5 à laquelle s'ajoute une onde sinusoïdale avec une fréquence de modulation F_{BF} . Les trois ondes sinusoïdales sont de même amplitude (comprise entre 0 et 0,5 selon l'amplitude de tension de sortie souhaitées) et sont déphasées entre elles de 120° . Les transistors T_{1A} et T_{1B} sont commandés avec un rapport cyclique variable en fonction du temps selon une loi sinusoïdale avec $\alpha = 0,5 + 0,5.PMOD \sin 2\pi F_{BF} t$. Les transistors T_{2A} et T_{2B} du deuxième bras sont commandés avec un rapport cyclique $\alpha_2 = 0,5 + 0,5.PMOD \sin(2\pi F_{BF} t + 2\pi/3)$. Les transistors T_{3A} et T_{3B} du troisième bras sont commandés avec un rapport cyclique $\alpha_3 = 0,5 + 0,5.PMOD \sin(2\pi F_{BF} t + 4\pi/3)$.

Le 3^{ème} codeur permet de régler la fréquence de modulation BF de 0,3125Hz à 101,3Hz par pas de 0,395Hz.

Le 4^{ème} codeur permet de régler la profondeur de modulation BF de 0 à 98,5% par pas de 1,56%. A la mise sous tension il est réglé à zéro.

Le 1^{er} codeur sert à ajuster la fréquence de découpage. On utilisera une fréquence de découpage égale à 10kHz.

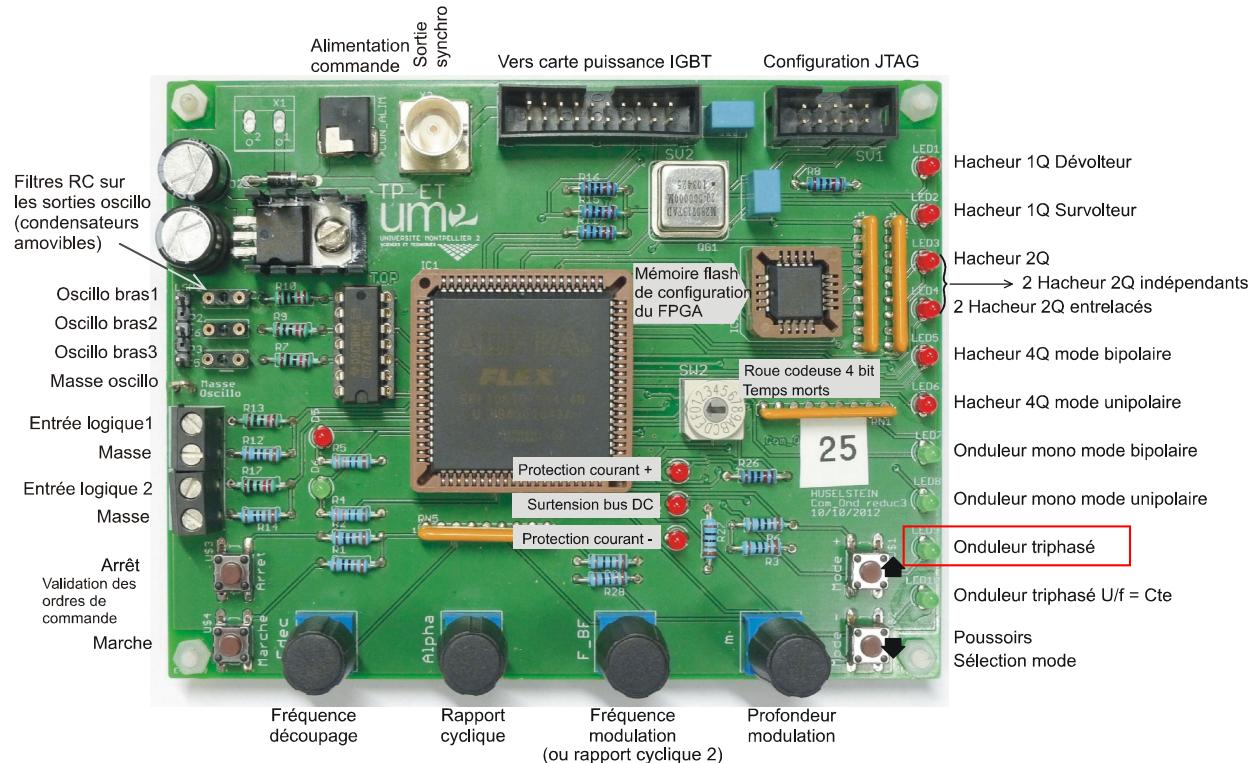


Fig.2 : Affectations des fonctions de la carte de commande.

4.2. Expérimentation d'un onduleur triphasé sur une charge résistive

Comme précédemment on utilisera comme charge un ensemble de trois résistances de puissance $6,8\Omega$ - 2A maxi connectées en étoile. Pour chaque phase on placera en série une inductance de 2mH (2 bobines $470\mu\text{H}$ – 4A max en série).

Selon la disponibilité du matériel le filtrage sera être complété par trois condensateur de $10\mu\text{F}$ placés aux bornes des résistances de charge.

Source : alimentation continue 60V

Alimenter cette charge triphasée avec une tension sinusoïdale de fréquence 40Hz.

Ajuster expérimentalement l'amplitude de la tension alternative pour que la puissance totale absorbée par la charge soit égale à 120W.

Trouver par calcul les valeurs des tensions et le taux de modulation m correspondant à ce point de fonctionnement.

Refaire le même type de démarche que dans le cas de l'onduleur monophasé.

Observer et expliquer clairement, pour différents régimes de fonctionnement de l'onduleur, les grandeurs instantanées suivantes :

- tension du bus continu V_{DC}
- tension de sortie v_1
- tension de sortie v_2
- tension de sortie v_3
- tension entre deux phases u_{12} ($\text{u}_{12} = \text{v}_1 - \text{v}_2$)
- tension simple v_{IN} par rapport au neutre (point de liaison des trois résistances de charge).
- courants de sortie i_1

Particularités pour les mesures des tensions de sorties de l'onduleur en MLI

Les tensions instantanées $v_1(t)$, $v_2(t)$ et $v_3(t)$ ne prennent que deux valeurs : +UE ou 0V. Leurs rapports cycliques sont modulés alternativement par le circuit de commande avec une fréquence FBF et un taux de modulation m. Pour observer ces tensions débarassées de leur composante à la fréquence de découpage un filtre passe bas sera inséré entre la sortie de la sonde différentielle et l'entrée haute impédance ($1M\Omega$) de l'oscilloscope. Des filtres passe-bas passif du 1^{er} ordre sont disponibles. Ces filtres sont constitués par une résistance de $1k\Omega$ et un condensateur de $1\mu F$. Ils permettent de supprimer (en partie du moins) les composantes à la fréquence de découpage des tensions mesurées pour observer le fondamental basse fréquence.

4.3. Onduleur triphasé avec une commande de type U/f =Cte

Ce type de commande diffère du précédent (*Onduleur triphasé*) uniquement par le fait que la fréquence de modulation (BF) et l'amplitude de cette modulation ne sont plus réglées séparément. L'amplitude de modulation est maintenant liée à la fréquence de modulation par une loi de type $U/f = \text{Constante}$. Ceci est un moyen simple pour alimenter un moteur asynchrone avec une tension alternative d'amplitude proportionnelle à sa fréquence d'alimentation afin maintenir (moyennant certaines approximations) un flux sensiblement constant. Cette loi $U/f = \text{Cte}$ est appliquée pour de fréquences allant de 0 jusqu'à une fréquence maximale pour laquelle l'amplitude d'excursion des rapports cycliques des commandes des bras d'onduleur atteint sa valeur maximale (c'est-à-dire que le rapport cyclique fluctue entre 0 et 1). Pour des fréquences plus élevées, l'amplitude de la modulation BF est maintenue constante. Dans ce cas le flux dans le moteur asynchrone diminue avec la fréquence de modulation.

4.4. Onduleur triphasé. Alimentation d'un moteur asynchrone

Trois bancs comportant un moteur asynchrone de 2kW 1500 tr/mn sont présents dans la salle. Les tensions de ces moteurs sont de 230V/400V selon le couplage. La tension de bus continue limitée à 60V dans le cas de notre maquette pédagogique ne permet pas d'alimenter ces moteurs à leur tension nominale, mais il est tout de même possible de les faire tourner à vide sans difficulté.

Un petit moteur triphasé 230V-400V est également disponible. Il sera possible de le faire tourner à vide à titre de démonstration.

5. Annexe : techniques de mesures avec l'oscilloscope

5.1. Réglages particuliers de l'oscilloscope conseillés pour ce TP

En raison des commutations rapides de l'onduleur et des couplages parasites liés au câblage de du circuit de manipulation, les mesures seront entachées par des impulsions parasites plus moins gênantes. Pour réduire ces impulsions parasites :

- Limiter la bande passante de l'oscilloscope :
 - sélectionner la voie 1
 - activer la fonction BW Limit.
 - répéter cette opération pour les autres voies.
- Agir sur le réglage de luminosité de l'affichage de l'oscilloscope pour rendre moins visible les impulsions parasites de courte durée.

5.2. Synchronisation de l'oscilloscope

Il est difficile de synchroniser correctement un oscilloscope sur la tension de sortie d'un onduleur à MLI (découpage haute fréquence modulé par une onde basse fréquence). En mode de déclenchement normal sur fronts (edge), l'oscilloscope ne permet pas de se synchroniser sur la modulation BF. Sur la carte de commande pédagogique mise à votre disposition, la sortie de synchronisation est un signal (0, +5V) correspondant à l'onde sinusoïdale BF de l'onduleur, ce qui rend la synchronisation évidente.

Dans le cas où cette sortie synchro n'est pas disponible (par exemple pour l'étude d'un onduleur industriel), une configuration adaptée du mode de synchronisation de certains oscilloscopes numériques permet d'obtenir un bon confort et une bonne efficacité de mesures. Pour cela (cas des oscilloscopes Agilent série 54000) :

- utiliser le mode de synchronisation Pulse Width
- choisir la source (voie 1 ou voie 2), choisir impulsion positive, choisir supérieur
- régler une durée d'environ 1 ms.
- régler le seuil de synchronisation Level à un niveau compris entre 0 et l'amplitude maximale négative des impulsions.

5.3. Mesures de tensions

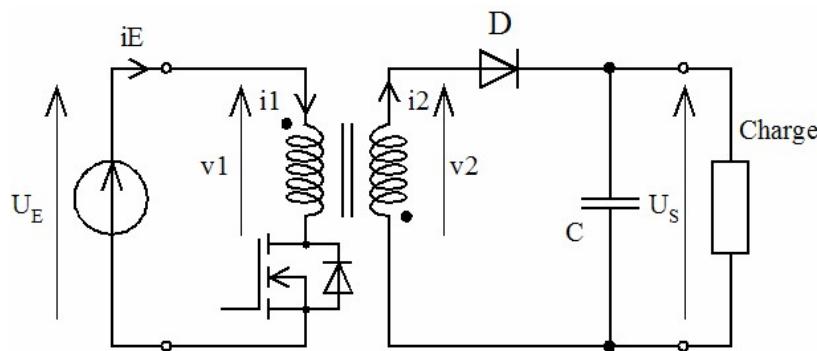
Pour assurer un isolement galvanique entre l'onduleur et l'oscilloscope, on utilisera des sondes de tension différentielle. Remarque : dans ce TP l'onduleur n'est pas relié au réseau par un redresseur à diodes, comme c'est généralement le cas pour un onduleur industriel, mais il est alimenté par une alimentation stabilisée comportant une isolation galvanique. Il est donc possible d'utiliser des sondes normales d'oscilloscope.

En raison des commutations très rapides de l'onduleur, la bande passante l'immunité au bruit de ces sondes devront être élevées. Deux sondes et un filtre seront mis à votre disposition :

- Une sonde différentielle hautes performances, ELDITEST GE 8100 ou modèle équivalent, offrant une bande passante de 30MHz et un taux de réjection de mode commun très élevé. Cette sonde sera connectée directement à l'oscilloscope.
- La sonde différentielle habituellement utilisée en TP. Conçue à l'origine pour une utilisation sur des redresseurs, ses performances sont limitées. Pour limiter les perturbations transmises par cette sonde, on placera systématiquement un filtre passe-bas entre la sonde et l'oscilloscope.
- Un filtre passe-bas passif du 1^{er} ordre. Ce filtre est constitué par une résistance de 1kΩ et un condensateur de 1μF. Ce filtre permettra de supprimer (en partie du moins) les composantes à la fréquence de découpage des tensions mesurées pour observer le fondamental basse fréquence.

TDP 8 - CONVERTISSEURS CONTINU-CONTINU ISOLÉ FLYBACK

TD CONVERTISSEURS CONTINU-CONTINU ISOLÉ FLYBACK



On s'intéresse à un convertisseur continu-continu isolé destiné à alimenter un système électronique sous une tension continue de +300V à partir d'une source de tension de bord de +30V. On ne s'intéressera qu'à la partie puissance du dispositif. Toutes les pertes seront négligées.

Dans un premier temps on supposera que la tension de sortie, filtrée par un condensateur C, est parfaitement constante.

Cahier des charges :

$$V_E = +30V \quad V_S = +300V \quad P = 300W$$

$$F = 100\text{kHz} \quad \alpha = 0,40 \quad \text{fonctionnement en démagnétisation incomplète}$$

L'ondulation $\Delta iL1$ du courant primaire i_1 pendant la durée de conduction du MOSFET ($i_{1\text{Max}} - i_{1\text{min}}$) est égale à 100% de la valeur moyenne $(i_{1\text{Max}} + i_{1\text{min}})/2$ du courant i_1 calculée sur la durée de conduction du transistor.

1. Représenter les évolutions temporelles des tensions v_1 et v_2 en respectant le cahier des charges. Mentionner clairement les valeurs littérales et numériques.
2. Déterminer le rapport de nombres de spires n_2/n_1 permettant de respecter le cahier des charges.
3. Représenter les évolutions temporelles des courants i_1 et i_2 en respectant le cahier des charges.
4. Déterminer la valeur de l'inductance magnétisante ramenée au primaire L_1 permettant d'obtenir la valeur d'ondulation de courant spécifiée dans le cahier des charges.
5. On tient compte maintenant de la faible ondulation de la tension de sortie V_S . Représenter i_C et $V_C = V_S$. Déterminer la valeur de C permettant d'obtenir une ondulation de tension de sortie $\Delta V_S = 1\%$ de V_S (le calcul est très simple).

ALIMENTATION À DÉCOUPAGE FLYBACK

1. Principe de fonctionnement

L'alimentation à découpage FLYBACK utilise une inductance de stockage à deux enroulements. Toute l'énergie transférée par le convertisseur transite par cette inductance.

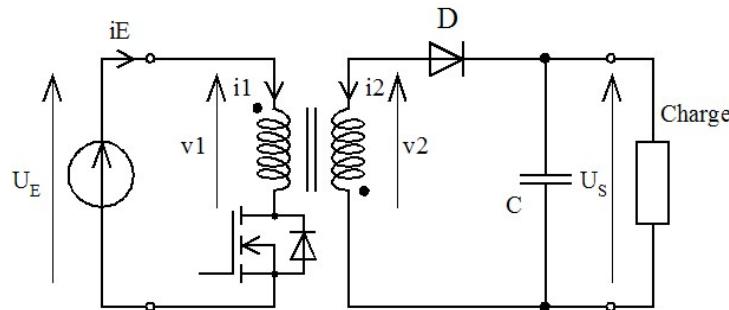


Fig. 1 - Schéma simplifié.

Pour simplifier l'étude, nous négligerons dans un premier temps les résistances et les inductances de fuite des bobinages. On peut donc considérer l'inductance à deux enroulements comme un transformateur avec une inductance magnétisante de faible valeur. Elle peut être représentée par un modèle équivalent constitué d'une inductance magnétisante (ramenée au primaire ou bien au secondaire) et d'un transformateur parfait (Fig. 2).

Pour permettre un stockage d'énergie, le circuit magnétique comporte un entrefer, ou bien est réalisé dans un matériau comportant un entrefer réparti, (poudre de fer).

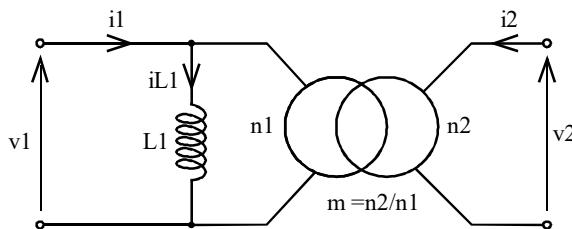


Fig. 2 - Modèle équivalent simplifié de l'inductance à deux enroulements.

Dans la première phase de fonctionnement du convertisseur le transistor T est saturé, la tension v_1 aux bornes du bobinage primaire de l'inductance est une tension constante U_E . Le courant i_{L1} dans l'inductance L_1 croît linéairement ($L_1 \cdot di_{L1}/dt = U_E$). Quand v_1 est positive, v_2 est négative, la diode D est donc bloquée et le courant i_2 nul. $i_1 = i_{L1}$.

Dans la deuxième phase de fonctionnement, T est bloqué, donc $i_1 = 0$. Le courant de l'inductance magnétisante traverse le transformateur parfait, la diode D et la charge (que l'on peut assimiler à une source de tension). $i_2 = i_{L1}/m$ et $v_1 = v_2/m$. $L_1 \cdot di_{L1}/dt = v_1 = v_2/m$.

Si le courant dans l'inductance magnétisante devient nul avant que le transistor soit remis en conduction, il existe une troisième phase de fonctionnement où $i_{L1} = i_1 = i_2 = 0$ et $v_1 = v_2 = 0$. Dans ce cas on dit que le convertisseur fonctionne en mode de démagnétisation complète.

Si le transistor T est remis en conduction avant que le courant ne s'annule, il n'existe que deux phases de fonctionnement, on dit que le convertisseur fonctionne en mode de démagnétisation incomplète.

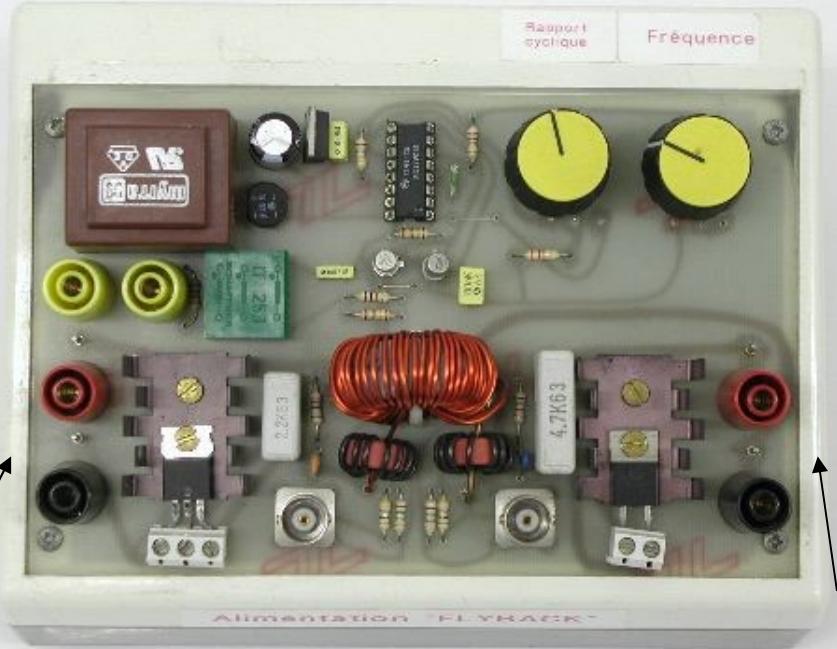
2. Etude expérimentale

2.1. Maquette utilisée

Le schéma du montage expérimental utilisé est représenté figure 3. La source du transistor (MOSFET de puissance) a été reliée à la borne négative de l'alimentation pour faciliter sa commande. Un circuit de commande permet de régler la fréquence et le rapport cyclique de la commande de ce transistor.

Une sortie de synchronisation pour l'oscilloscope est disponible sur le montage

Entrée



Sortie

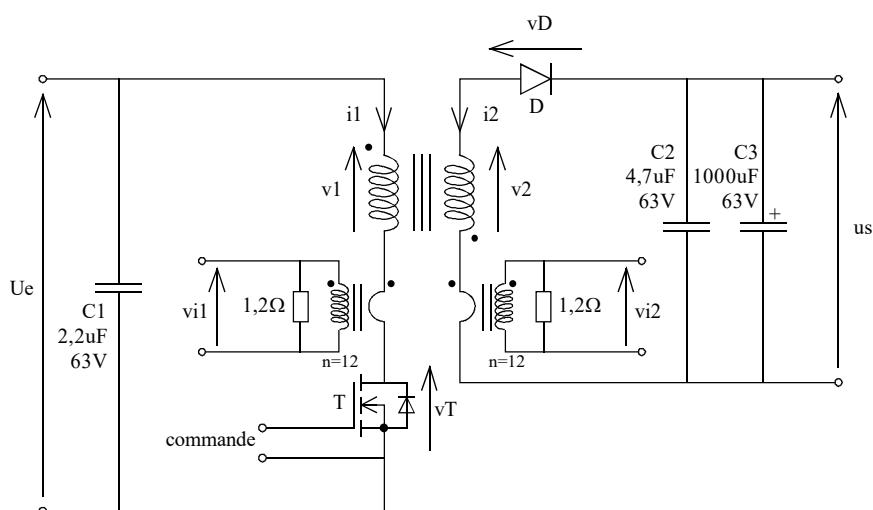


Fig. 3 – Schéma de la partie puissance du montage expérimental.

La mesure des tensions aux bornes des enroulements primaire et secondaire se feront à l'aide d'une sonde de tension d'oscilloscope. Un picot est placé à côté de chacune des bornes d'entrée et de sortie du convertisseur FLYBACK et relié électriquement à celle-ci. Ces picots seront utilisés pour connecter la masse de la sonde de tension à l'aide de la pince croco. La pointe de touche de la sonde sera reliée à une borne du transistor ou de la diode correctement choisie pour visualiser la tension souhaitée (voir le schéma fig. 3).

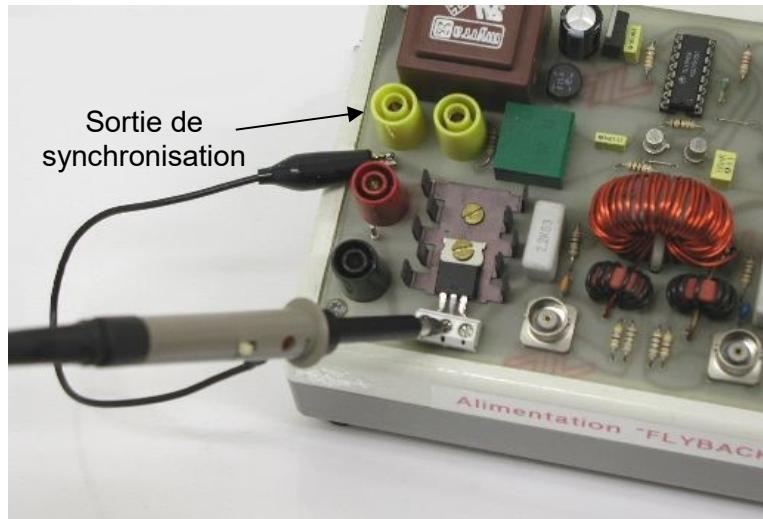
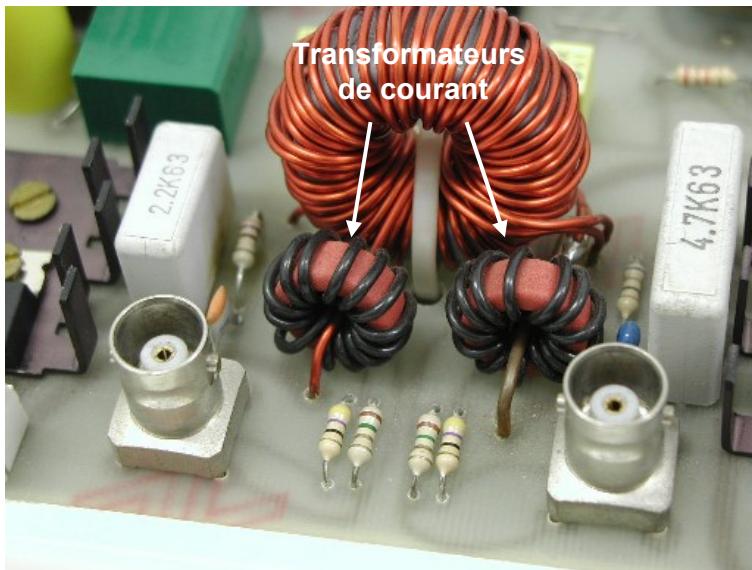


Fig. 4 - Mesure de la tension aux bornes de l'enroulement primaire, $-v_1(t)$, avec une sonde d'oscilloscope.



Des transformateurs d'intensité sont placés en série avec les bobinages pour la mesure des courants. Les sorties se font par des connecteurs BNC placés sur le circuit. Déterminez la rapport i/v_i entre le courant mesuré et la tension fournie par le capteur formé par le transformateur de courant et la résistance de mesure ($n = 12$ spires, $R = 1,2\Omega$).

Caractéristiques de l'inductance à deux enroulement ("transformateur") :

Noyau	MAGNETICS n°55925 : tore en poudre de molypermaloy (nickel, fer, molybdène) caractérisée par une résistivité élevée et un faible hystérésis. Perméabilité initiale : $\mu = 300$ Longueur moyenne : $L_{moy} = 63,5$ mm, Diamètre interne = 14,1 mm Diamètre externe = 27,7 mm, Hauteur = 12 mm Inductance pour un tour : $A_L = 0,377 \mu\text{H}$ $B/nI = 5,94 \text{ mT/A.t}$
Bobinages :	Primaire : cuivre émaillé diamètre 1 mm, 33 spires Secondaire : cuivre émaillé diamètre 1mm, 2 fils en parallèle, 11spires

Remarques importantes avant de débuter la manipulation :

Le montage étudié est un système fonctionnant en boucle ouverte. Il ne comporte aucune régulation ni limitation afin de permettre l'étude de tous les modes de fonctionnement. C'est à l'opérateur de prendre le soin de ne pas dépasser les valeurs maximales de courant et de tension admissibles. Ne dépassiez pas 4 A crête pour i_1 et 12 A crête pour i_2 .

Pour respecter ces limitations il est indispensable d'observer en permanence à l'oscilloscope un des courants i_1 ou i_2 et de connaître le calibre effectif en A/division.

Attention, la tension de sortie à vide d'une alimentation FLYBACK tend théoriquement vers l'infini. Ce montage ne peut fonctionner à vide ! Attention aux ouvertures de circuit dues à l'action d'un fusible d'ampèremètre au calibre mal choisis.

2.2. Prise en main du montage

Réglez $F = 20 \text{ kHz}$, et α petit. Tension d'alimentation $U_E = 10 \text{ V}$. Charge $R_{CH} = 15 \Omega$

Vérifiez le fonctionnement du montage. Observer les tensions et courant à l'oscilloscope. Lorsque vous serez parfaitement familier avec le montage, vous pouvez augmenter la tension d'entrée du convertisseur U_E jusqu'à 60 V pour la suite du TP. Attention à toujours surveiller un des courants, i_1 ou i_2 , en connaissant la valeur limite à ne pas dépasser.

2.3. Fonctionnement en mode de démagnétisation complète

- $U_E = 60 \text{ V}$, $F = 20 \text{ kHz}$, charge $R_{CH} = 15 \Omega$

Réglez α pour obtenir un courant $I_S = 1,5 \text{ A}$ dans la charge. Quelle est la valeur de α ?

- Relevez sur un même chronogramme $i_1(t)$, $i_2(t)$, $v_1(t)$ et $v_2(t)$.
- Mesurez les courants I_E , I_S et les tensions U_E , V_S . En déduire la puissance d'entrée P_E , la puissance de sortie P_S et le rendement η .
- Déduire des mesures de $i_1(t)$ et $v_1(t)$ les valeurs de l'inductance vue du primaire. Déduire des mesures de $i_2(t)$ et $v_2(t)$ les valeurs de l'inductance vue du secondaire.

2.4. Fonctionnement en mode de démagnétisation incomplète

$U_E = 60 \text{ V}$, $F_{\text{déc}} = 40 \text{ kHz}$, $R_{ch} = 5 \Omega$

- Réglez α pour obtenir un courant $I_S = 2 \text{ A}$ dans la charge. Quelle est la valeur de α ?
- Relevez sur un même chronogramme $i_1(t)$, $i_2(t)$, $v_1(t)$ et $v_2(t)$.

2.5. Evolution de la tension de sortie en fonction de α

- Relevez sur un même graphique, pour $F_{\text{déc}} = 20 \text{ kHz}$, $V_S = f(\alpha)$. Observez $i_2(t)$ et $v_2(t)$. Respectez les valeurs maximales de courant et de tension. Indiquer les plages de fonctionnement en démagnétisation complète ou démagnétisation incomplète. Commentez les résultats.

2.6. Influence de la charge sur la tension de sortie (à faire si temps disponible)

$F = 20 \text{ kHz}$, $\alpha = 0,3$. Charge : rhéostat de 100Ω .

- Relevez $V_S = f(I_S)$ et $P_S = f(I_S)$ en faisant varier la résistance de charge ($0,3 \text{ A} \leq I_S \leq 3 \text{ A}$). Observez $i_1(t)$ et $v_1(t)$. Indiquez les zones de fonctionnement en démagnétisation complète ou démagnétisation incomplète. Commentez les résultats.

TDP 9 - CONVERTISSEUR CONTINU-COMINU FORWARD

TD 9 CONVERTISSEUR CONTINU-CONTINU FORWARD

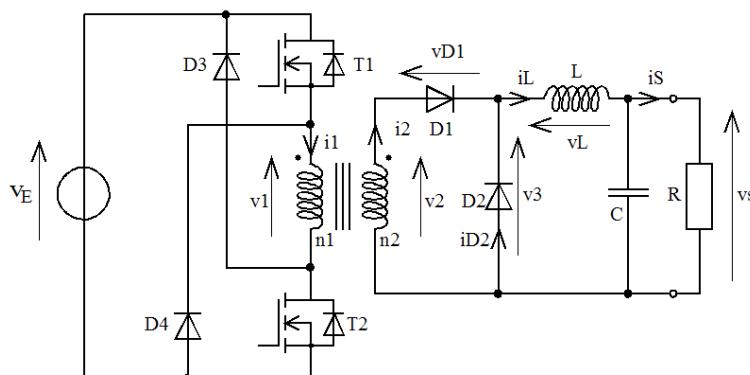


Figure 1 : Convertisseur continu-continu FORWARD

Cet étage de conversion continu-continu isolée à transfert direct de type FORWARD est destiné à fournir une tension de sortie V_s parfaitement continue et régulée de **+5V** à partir d'une tension d'entrée continue v_E pouvant fluctuer entre $V_{E\min} = +200V$ et $V_{E\max} = +400V$.

On supposera qu'à l'échelle d'une période de découpage cette tension d'entrée est strictement constante. Cependant, cette tension d'entrée v_E étant la tension de sortie d'un étage alternatif-continu reliée au réseau alternatif 230V, en raison des fluctuations possibles de la tension du réseau et de l'ondulation résiduelle à 100Hz, la valeur de cette tension v_E peut varier dans une plage assez large. Pour notre étude on considérera les valeurs extrêmes de **+200V** et **+400V**.

Les transistors T_1 et T_2 sont commandés simultanément avec un rapport cyclique α et une fréquence de découpage $F_{\text{déc}}$ avec $F_{\text{déc}} = 100\text{kHz}$. Le rapport cyclique α est générée par un circuit de régulation dont la mission est de maintenir constante la tension de sortie V_s appliquée à la charge indépendamment des fluctuations de la tension d'entrée V_E .

La puissance maximale absorbée par la charge est égale à **200W**.

Hypothèses :

- On suppose que l'amplitude du courant magnétisant est négligeable devant les courants circulant dans les enroulements.
- Toutes les pertes sont négligées. On néglige les chutes de tension aux bornes des semi-conducteurs ainsi que dans les enroulements du transformateur. Les transistors T_1 et T_2 ainsi que toutes les diodes sont considérés comme des interrupteurs parfaits.
- Le transformateur est modélisé par un transformateur parfait auquel est ajouté une inductance magnétisante côté primaire. Le courant magnétisant sera négligé devant le courant primaire i_1 .

Dans un premier temps on néglige l'ondulation du courant $i_L(t)$ dans l'inductance de lissage.

1. Expliquer le principe de démagnétisation du transformateur utilisé dans cette structure. Déterminer la valeur maximale théorique du rapport cyclique α qui peut être appliquée à la commande des transistors T_1 et T_2 en justifiant votre réponse.

2. Pour $V_E = V_{E\min} = 200V$, $V_s = 5V$, $P_s = 200W$ et $\alpha = \alpha_1 = 0,40$ représenter sur un peu plus d'une période de découpage les évolutions des tensions v_1 , v_2 , v_3 ainsi que des courants i_2 et i_{D2} . (avec $i_L = \text{cte}$).

3. Déterminer le rapport de nombre de spires $m = n_2/n_1$ permettant d'obtenir une tension de sortie de +5V pour un rapport cyclique α égal à 0,40 lorsque $V_E = V_{E\min} = 200V$.

4. Quelles sont dans ces conditions de fonctionnement la valeur moyenne du courant à l'entrée du convertisseur ainsi que les valeurs efficaces des courants i_1 et i_2 dans les enroulements du transformateur ? Calcul simplifié en supposant les courants rectangulaires.

5. Représenter sur un même chronogramme les évolutions temporelles du courant traversant le transistor T_1 et de la tension à ses bornes (on supposera que la tension se partage équitablement entre T_1 et T_2 lorsque

ceci sont bloqués). Quelle est la valeur maximale du courant i_{T1} ? Quelle est la valeur maximale de tension vue par T_1 ?

6. On se place maintenant dans le cas où la tension V_E est maximale ($v_{C_{max}} = 400V$). Quelle doit être la valeur du rapport cyclique α_2 appliquée par la régulation pour maintenir la tension de sortie égale à +5V ?

7. Déterminer dans ce deuxième cas de fonctionnement les valeurs efficaces des courants i_1 et i_2 dans les enroulements du transformateur ainsi que la valeur moyenne du courant à l'entrée du convertisseur.

8. Quelle est dans ces conditions de fonctionnement la valeur maximale de l'induction dans le circuit magnétique ? (la réponse est très simple !)

9. Montrer que les calculs de filtre de sortie effectués sur le hacheur série peuvent s'appliquer ici.

TP ALIMENTATION À DÉCOUPAGE FORWARD

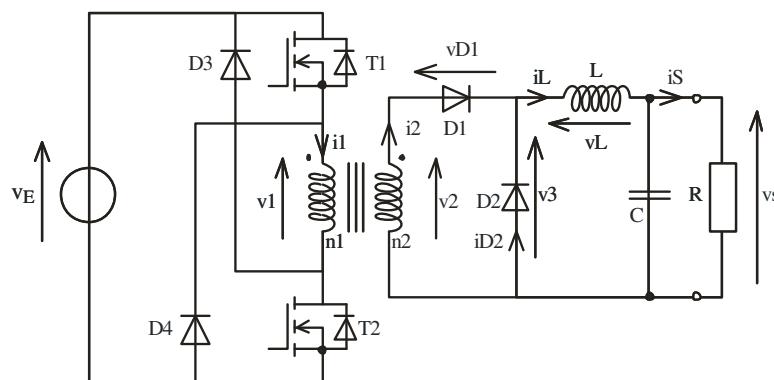


Fig. 1 - Schéma simplifié alimentation Forward en demi-pont asymétrique.

1. Matériel expérimental

1.1. Maquette utilisée

Pour ce TP le convertisseur Forward sera construit à partir des éléments suivants :

- un bloc "hacheur - onduleur" à transistors de type **MOSFETs** dans lequel seuls les transistors T_{1A} et T_{2B} ainsi que les diodes D_{1B} et D_{2A} seront utilisés pour former le demi-pont asymétrique du côté de l'entrée du convertisseur.
- une carte de commande FPGA pilotant ce demi-pont asymétrique configurée en mode "FORWARD" (dernier choix de la liste, les 2 premières LED allumées). Le FPGA devra avoir été configuré avec le programme « Forward ».
- une carte additionnelle montée sur le bloc "hacheur - onduleur" supportant le transformateur et les diodes de redressement.

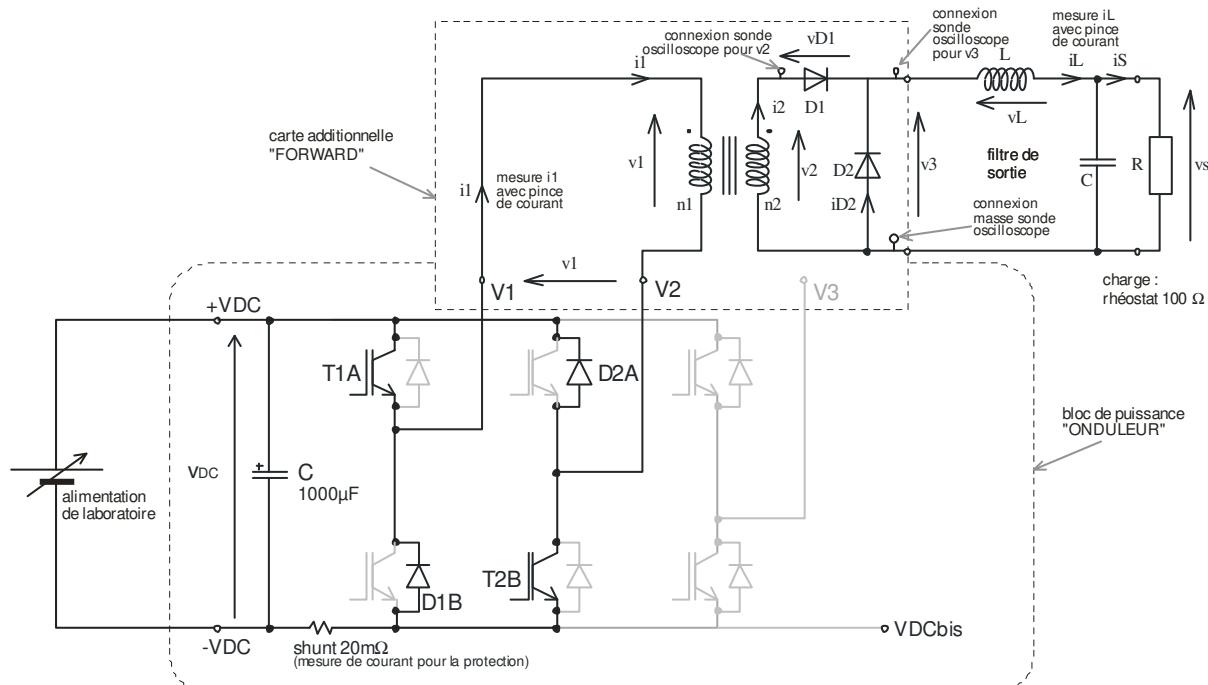


Figure 2 : Assemblage du convertisseur : bloc "Hacheurs - onduleur" + carte additionnelle "Forward"

- un filtre de sortie constitué par une inductance L et un condensateur C .

Université Montpellier - L3 EEA Électronique, Énergie Électrique, Automatisme

HAE604 Electronique de puissance et thermique pour la conversion d'énergie électrique

Pour construire le filtre sont à disposition :

- une boîte contenant 6 inductances de $470\mu\text{H}$ - 4A pouvant être associées pour obtenir la valeur nécessaire.
- une boîte de condensateurs de 5, 10 et $20\mu\text{F}$ que l'on peut associer en parallèle
- éventuellement un condensateur électrolytique (polarisé !) de $470\mu\text{F}$ - 400V.

Charge :

- un rhéostat 100Ω - 1,8A max sera utilisé comme charge.

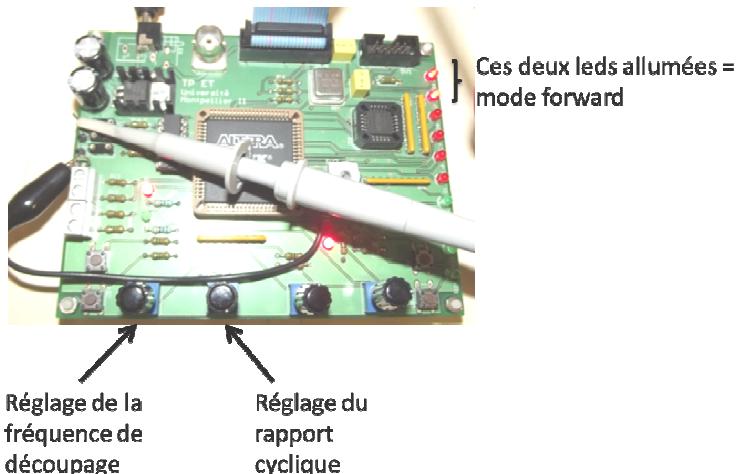


Figure 3 : Carte de commande et réglages préliminaire avant mise en route de l'alimentation de puissance.

1.2. Transformateur

Sur la carte additionnelle "Forward" est disposé un transformateur composé d'un noyau magnétique de forme et dimensions ETD44 en matériau de type ferrite 3C90 (caractéristiques données en annexe).sur lequel sont placés les deux bobinages primaire n_1 et secondaire n_2 .

Bobinages : $n_1 = 35$ spires $n_2 = 70$ spires

Pour mesurer le flux dans le transformateur une spire est enroulée autour de la jambe centrale de celui-ci. Cette tension étant proportionnel à la dérivée du flux, une intégration permettra de visualiser l'évolution temporelle du flux $\phi(t)$. Cette intégration sera effectuée de manière numérique par l'oscilloscope (menu maths).

1.3. Redresseur

La carte additionnelle contient les diodes de redressement. Un commutateur permet de choisir soit un redresseur simple alternance (deux diodes) adapté au montage Forward, soit un redresseur double alternance adapté à un montage en pont complet.

Pour ce TP il est **IMPERATIF** de **TOUJOURS** laisser le commutateur sur la position **1/2 PONT**.

Les diodes de redressement sont des diodes ultra rapides MUR1620 (16A - 200V), leur temps de recouvrement inverse est de 35ns. Les deux diodes du boîtier sont associées en parallèle (en reliant les pattes) 1 et 3 par l'extérieur pour obtenir une diode de 32A / 200V.

2. Mesures

2.1. Mesure de grandeurs continues

Les mesures des valeurs moyennes de courants et de tensions coté alimentation et coté charge se feront avec des ampèremètres et voltmètres en position "continu" (DC).

2.2. Mesure des tensions à l'oscilloscope

Pour les mesures des tensions variables on utilisera une sonde de tension différentielle ainsi qu'une sonde de tension non isolée d'oscilloscope.

Pour visualiser la tension v1 (primaire du transformateur) on utilisera une sonde différentielle connectée sur les deux bornes marrons de mesures de tensions du bloc onduleur (bras 1 et bras 2). Aucune de ces bornes n'étant au potentiel de la masse, une sonde d'oscilloscope non isolée ne pourrait être utilisée ici.

Pour visualiser la tension v2 (au secondaire du transformateur) on profitera de l'isolation apportée par celui-ci et on utilisera une sonde d'oscilloscope non isolée. Avec ce type de sonde on aura l'avantage d'une plus grande bande passante et d'une meilleure précision. La masse de cette sonde (pince crocodile) sera impérativement reliée à la borne négative de la sortie (par un petit cavalier sur la carte "Forward").

2.3. Mesure des courants à l'oscilloscope

Le courant i1 sera mesuré par une pince de courant placée directement sur un conducteur prévu à cet effet sur la carte "Forward". Pince de courant "HZO50 Current Probe". Il s'agit d'un transformateur de courant en boucle fermé avec capteur à effet Hall. Ce capteur de courant a une bande passante qui va du continu jusqu'à une fréquence de coupure haute de l'ordre de 150kHz (en régime sinusoïdal). Attention : la position de la pince de courant a une influence sur la qualité de la mesure, l'électronique intégrée à ce capteur est sensible aux variations rapides de champ électrique (dv/dt très élevé lors des commutations).

2.4. Précautions de mesures

Les commutations très rapides des transistors MOSFET engendrent des variations de courant di/dt et des variations de tension dv/dt très élevées avec des oscillations. Ces variations rapides sont transmises par couplages parasites (capacitifs essentiellement ici) vers l'électronique des sondes de courant et vers l'électronique des sondes de tension différentielles.

Pour limiter les effets des couplages parasites :

Activer les limitations de bande passante à 20MHz de toutes les voies utilisées de l'oscilloscope (Limite BP).

Utiliser le mode "High resolution" dans le menu "Acquire" (fonction de filtrage passe-bas numérique, la fréquence de coupure est liée à la base de temps choisie).

Réduire la luminosité de l'écran à la meilleure valeur pour rendre les "parasites" moins visibles.

Relier par un cordon banane la sortie négative du convertisseur à son entrée négative (attention : on n'aura plus d'isolation !)

Les couplages parasites du champ électrique peuvent être diminués par une bonne position de sondes :

- pour la mesure de i_L placer la sonde du coté condensateur (dv/dt quasi nul).
- pour la mesure de i_1 tenir la sonde de courant en cherchant la position avec laquelle l'image du courant sera la "plus propre".

3. Cahier des charges du convertisseur à réaliser

Tension d'entrée $V_E = 60V$ Tension de sortie $V_S = 50V$

Puissance de sortie maximale $P_S = 100W$

Fréquence de découpage $F_{dec} = 20kHz$

Ondulation maximale du courant dans l'inductance de lissage $\Delta i_L = 50\% \text{ de } I_S$.

Ondulation maximale de la tension de sortie $\Delta v_S = 3\% \text{ de } V_S$

4. Travail demandé

4.1. Prise en main du montage

Tension d'alimentation $V_E = 20V$ Rapport cyclique $\alpha = 0,4$

Charge : $R = 25\Omega$

Vérifiez le fonctionnement du montage. Observer les tensions et courant à l'oscilloscope. Ne pas effectuer de relevés. Lorsque vous serez parfaitement familier avec le montage, vous pouvez augmenter la tension d'entrée du convertisseur U_E à 60 V pour la suite du TP.

Attention à toujours surveiller le courant i_1 au primaire ou le courant i_L dans l'inductance de lissage en connaissant la valeur limite à ne pas dépasser.

Valeur instantanées à ne pas dépasser : $i_1 < 8A$ $i_L < 4A$

4.2. Etude du fonctionnement au régime nominal

Déterminer les éléments du filtre de sortie pour respecter le cahier des charges. Dans un premier temps il est possible de commencer la manipulation avec une inductance de lissage L de 2mH et un condensateur de filtrage C de $35\mu F$. Connecter un rhéostat de charge de valeur nécessaire pour obtenir le fonctionnement au courant nominal.

- Relever les chronogrammes de tension $v_1(t)$, $v_2(t)$ et de courant $i_1(t)$ et $i_L(t)$ au régime nominal. Ajouter à la main les grandeurs quasi constantes (I_S et V_S).
- Mesurer les valeurs de l'ondulation de courant Δi_L et de l'ondulation de tension de sortie Δv_S . Comparer avec les valeurs théoriques (pour 2mH et $35\mu F$).
- Faire un bilan pour les valeurs moyennes des grandeurs d'entrée et de sortie, les puissances, le rendement.

4.3. Etude de l'induction dans le circuit magnétique

Etablir un chronogramme avec $v_1(t)$ et $B(t)$.

Quelle est la valeur maximale de l'induction dans le circuit magnétique B_{MAX} ? Comparer avec la valeur théorique.

Comment évolue B_{max} avec le rapport cyclique α ? Tracer une courbe.

4.4. Variation de la tension de sortie

Faire varier la tension de sortie entre 0 et sa valeur nominale par action sur le rapport cyclique α .

Relever la courbe $V_S = f(\alpha)$. La résistance de charge sera réglée pour maintenir le courant de sortie à 2A.

4.5. Rendement (si temps disponible)

Tracer l'évolution du rendement η avec le courant absorbé par la charge pour un courant allant jusqu'à 2A. On maintiendra une tension de sortie égale à 50V (par ajustage du rapport cyclique α).

5. Principe de fonctionnement - rappels

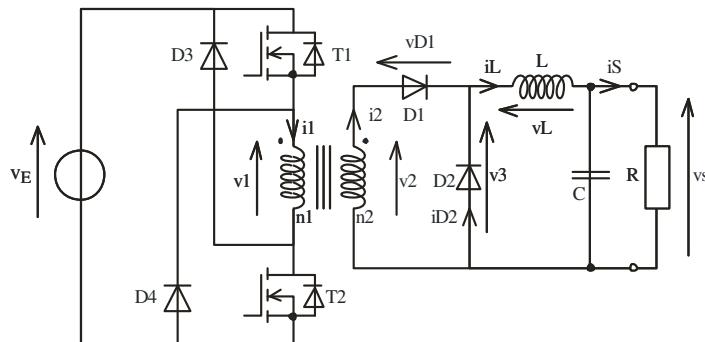
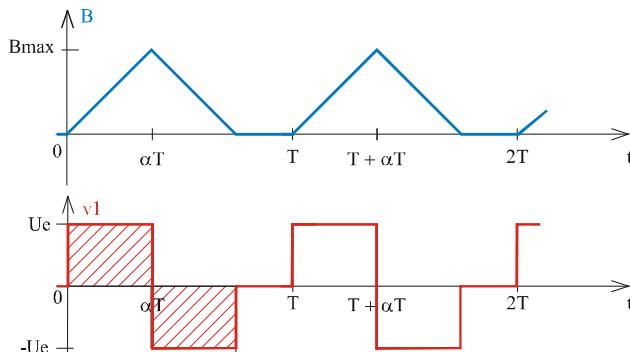


Fig. 1 - Schéma simplifié alimentation Forward en demi-pont asymétrique.

L'alimentation à découpage FORWARD utilise un principe de fonctionnement par transfert direct d'énergie, il n'y a pas de stockage d'énergie dans le circuit magnétique (contrairement à l'alimentation Flyback). Coté secondaire la tension redressée est équivalente à celle d'un hacheur série au rapport de transformation n_2/n_1 près. Le filtre de sortie fonctionne exactement de la même façon que pour le hacheur série. Le transformateur fonctionne forcément en alternatif avec des valeurs moyennes des tensions v_1 et de v_2 nulles. Pour assurer ceci l'alimentation Forward de ce TP est en demi-pont asymétrique. Lors du blocage simultané des transistors T_1 et T_2 le courant magnétisant met en conduction les diodes D_3 et D_4 . Par ce fait une tension négative $-V_E$ est appliquée au primaire du transformateur, l'induction B décroît linéairement jusqu'à zéro.



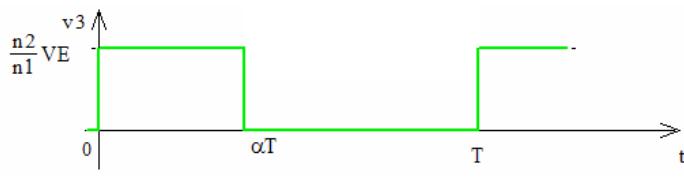
$$B = \mu H \quad H = \frac{n i}{l} \quad i = B \frac{l}{\mu n}$$

$$\mu = \mu_r \mu_0$$

$$B = \frac{1}{n_1 S_{fer}} \int_0^t v_1 dt + Cte$$

$$2 \alpha T < T \Rightarrow \alpha_{Max} \leq 1/2$$

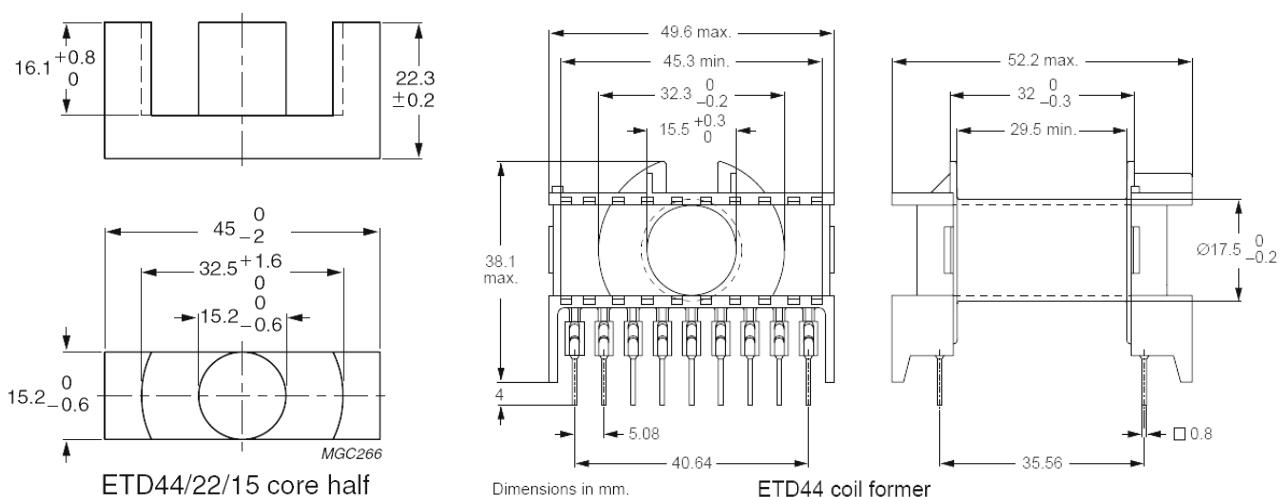
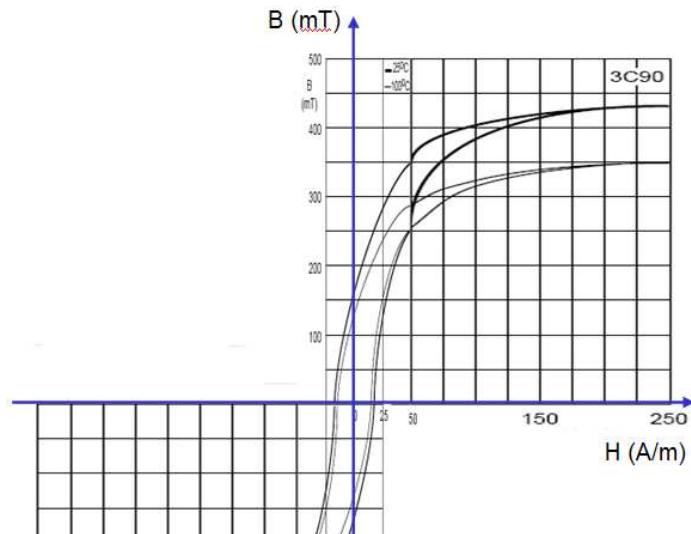
Tension de sortie moyenne



$$V_S = \langle v_3 \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T v_3 dt = \alpha \frac{n_2}{n_1} V_E$$

$$V_S = \alpha \frac{n_2}{n_1} V_E$$

Annexes



Pour ETD44 : section effective du circuit magnétique : $S_f = 173\text{mm}^2$

TDP 10 – COMPOSANTS DE PUISSANCE SEMI-CONDUCTEURS

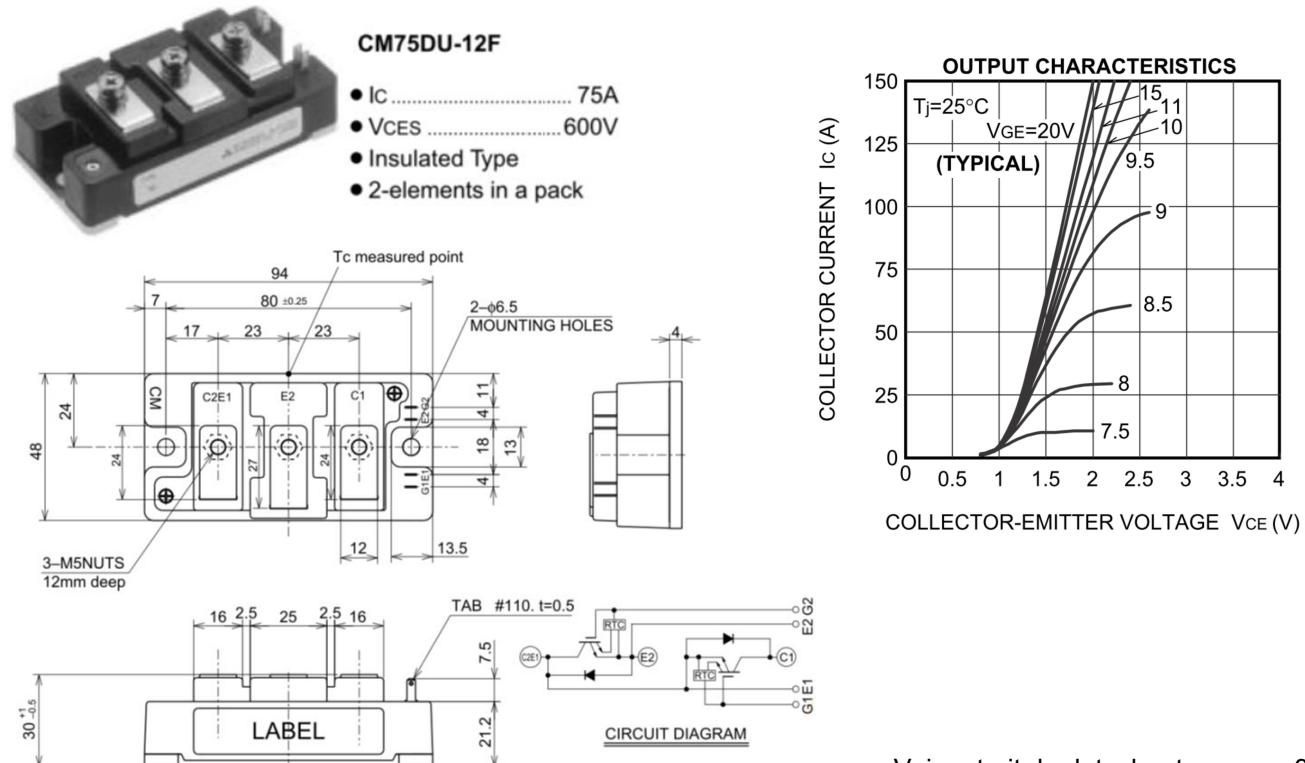
TD Composants de puissance semi-conducteurs

Objectif du TD :

L'objectif de ce TD est une initiation au calcul des pertes dans un convertisseur continu-continu à partir des caractéristiques des composants de puissance extraites de leur data-sheet.

Nous utiliserons comme exemple un hacheur 4 quadrants construit à partir de deux modules de puissance comportant chacun deux IGBTs et deux diodes.

Pour simplifier l'étude le calcul ne sera fait que pour une seule valeur de courant de sortie.



Voir extrait de datasheet en page 3

Applications numériques :

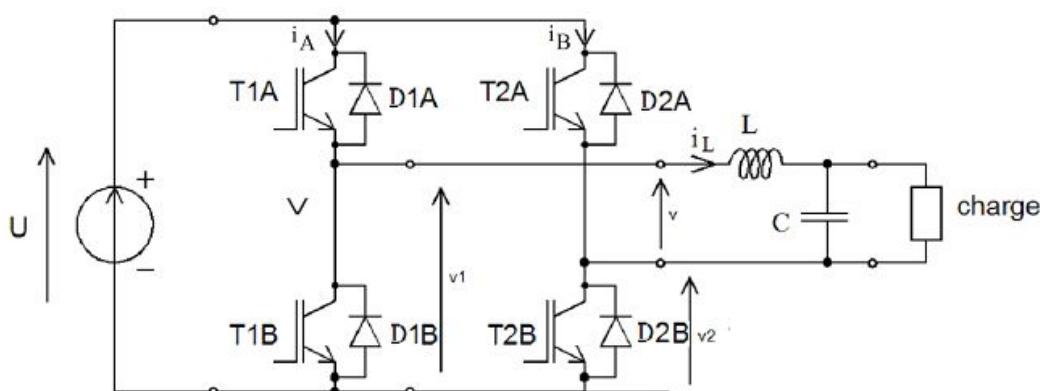
Hacheur 4 quadrants

Tension d'entrée UE = 300V

Tension de sortie US variable entre -UE et +UE

Is = +50A (puis Is = -50A, à faire quand le TD sera terminé, quelles seront les différences ?)

F_{déc} = 10kHz.



Hacheur 4 quadrants avec filtre de sortie

1. Pertes par conduction

1.1. La commande du hacheur 4 quadrants sera considérée de type bipolaire pour simplifier l'étude. Une commande de type unipolaire ne change rien du point de vue pertes pour une même fréquence de découpage. Représenter deux schémas partiels du convertisseur en ne conservant que les interrupteurs IGBT ou diodes conducteurs dans l'intervalle de temps considéré. Un schéma partiel pour l'intervalle $0 < t < \alpha T$ et un schéma partiel pour l'intervalle $\alpha T < t < T$. Le filtre de sortie et la charge sera modélisé par une source de courant constant.

1.2. À partir des données des data sheet des composants, déterminer les chutes de tension des IGBT et des diodes lorsqu'ils sont conducteurs dans le cadre de notre application.

1.3. Calculer la valeur moyenne des pertes par conduction de chacun des semi-conducteurs actifs dans notre exemple.

1.4. Calculer la valeur moyenne des pertes par conduction pour l'ensemble du convertisseur.

2. Pertes par commutation

Pour réduire la durée de ce TD le calcul des pertes par commutation sera très fortement simplifié. On négligera le courant de recouvrement inverse des diodes. Dans la réalité ce courant recouvrement inverse engendre des pertes par commutation importantes dans les IGBT et il est essentiel de tenir compte de son effet.

On se contentera également d'un modèle très simplifié de la commutation en admettant des vitesses de variation de courant di/dt et des vitesses de variation de tension dv/dt constantes lors des commutations. La réalité est beaucoup plus complexe.

Mise en conduction IGBT : $di/dt = +200A/\mu s$ $dv/dt = -1000V/\mu s$

Blocage IGBT : $di/dt = -100A/\mu s$ $dv/dt = +1000V/\mu s$

Pour ce TD les commutations des diodes seront supposées parfaites (ce qui n'est pas le cas dans la réalité).

2.1. Tracer le chronogramme de la commutation de l'IGBT T1A en représentant $v_{CE1A}(t)$ et $i_{C1A}(t)$. On représentera un amorçage et un blocage en exagérant leurs durées pour la lisibilité du graphique. Indiquer les durées des transitions.

La diode D1B est supposée parfaite : soit elle est bloquée avec un courant nul, soit elle est passante avec une tension nulle.

2.2. Calculer l'énergie de pertes par commutation dans l'IGBT T1A, à la mise en conduction, au blocage et l'énergie totale.

2.3. En déduire la puissance de pertes par commutation dans l'IGBT T1A. Calculer la puissance totale de pertes par commutations dans l'ensemble du convertisseur. Attention : tous les IGBTs ne sont pas concernés.

2.4. L'application d'une commande de type unipolaire permettrait de diviser par 4 l'amplitude maximale d'ondulation de courant Δi_L pour une même fréquence de découpage. Si on réduisait la valeur de la fréquence de découpage pour garder la même amplitude d'ondulation de courant Δi_L , par quel coefficient serait multiplié la puissance totale de pertes par commutation ?

MITSUBISHI IGBT MODULES

CM75DU-12F

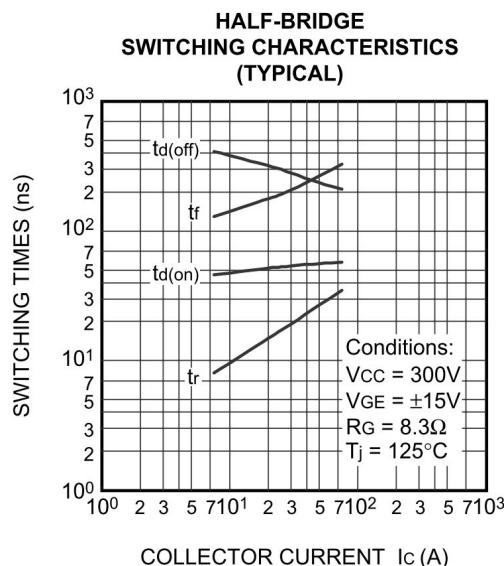
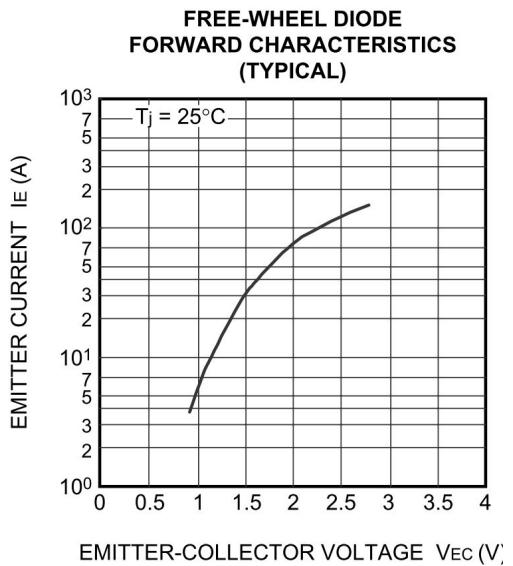
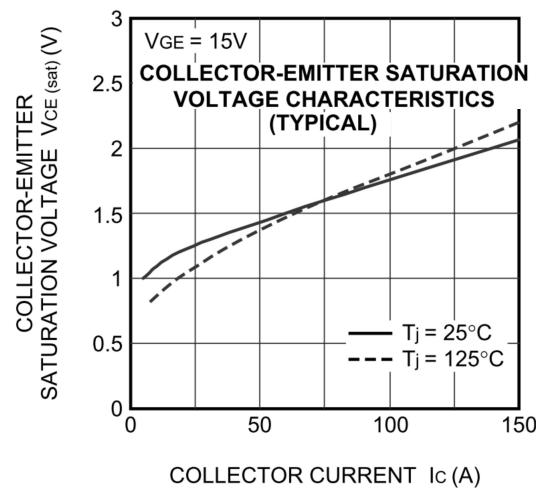
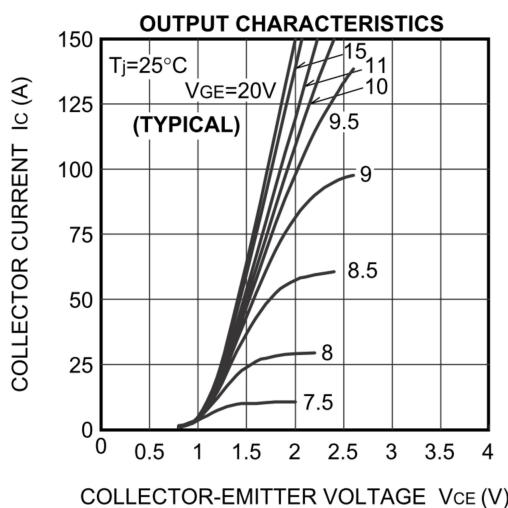
HIGH POWER SWITCHING USE

MAXIMUM RATINGS ($T_j = 25^\circ\text{C}$)

Symbol	Parameter	Conditions	Ratings	Unit	
V_{CES}	Collector-emitter voltage	G-E Short	600	V	
V_{GES}	Gate-emitter voltage	C-E Short	± 20	V	
I_C	Collector current	$T_c = 25^\circ\text{C}$	75	A	
I_{CM}		Pulse	(Note 2)	150	A
I_E (Note 1)	Emitter current	$T_c = 25^\circ\text{C}$	75	A	
I_{EM} (Note 1)		Pulse	(Note 2)	150	A
P_C (Note 3)	Maximum collector dissipation	$T_c = 25^\circ\text{C}$	290	W	
T_j	Junction temperature		-40 ~ +150	$^\circ\text{C}$	

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_j = 25^\circ\text{C}$)

Symbol	Parameter	Test conditions	Limits			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
$V_{GE(\text{th})}$	Gate-emitter threshold voltage	$I_C = 7.5\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}$	5	6	7	V
$V_{CE(\text{sat})}$	Collector-emitter saturation voltage	$T_j = 25^\circ\text{C}$	—	1.6	2.2	V
		$T_j = 125^\circ\text{C}$	—	1.6	—	
C_{IES}	Input capacitance	$V_{CE} = 10\text{V}$	—	—	20	nF
C_{OES}	Output capacitance	$V_{GE} = 0\text{V}$	—	—	1.4	nF
C_{RES}	Reverse transfer capacitance		—	—	0.75	nF
Q_G	Total gate charge	$V_{CC} = 300\text{V}, I_C = 75\text{A}, V_{GE} = 15\text{V}$	—	465	—	nC
$t_{d(on)}$	Turn-on delay time		—	—	100	ns
t_r	Turn-on rise time	$V_{CC} = 300\text{V}, I_C = 75\text{A}$	—	—	80	ns
$t_{d(off)}$	Turn-off delay time	$V_{GE1} = V_{GE2} = 15\text{V}$	—	—	300	ns
t_f	Turn-off fall time	$R_G = 8.3\Omega$, Inductive load switching operation	—	—	250	ns
t_{rr} (Note 1)	Reverse recovery time	$I_E = 75\text{A}$	—	—	150	ns
Q_{rr} (Note 1)	Reverse recovery charge		—	1.4	—	μC
V_{EC} (Note 1)	Emitter-collector voltage	$I_E = 75\text{A}, V_{GE} = 0\text{V}$	—	—	2.6	V
$R_{th(j-c)Q}$	Thermal resistance ^{*1}	IGBT part (1/2 module)	—	—	0.43	$^\circ\text{C}/\text{W}$
$R_{th(j-c)R}$		FWDI part (1/2 module)	—	—	0.9	$^\circ\text{C}/\text{W}$
$R_{th(c-f)}$	Contact thermal resistance	Case to fin, Thermal compound applied ^{*2} (1/2 module)	—	0.07	—	$^\circ\text{C}/\text{W}$
$R_{th(j-c)Q}$	Thermal resistance	Tc measured point is just under the chips	—	—	0.34 ^{*3}	$^\circ\text{C}/\text{W}$
R_G	External gate resistance		8.3	—	83	Ω



TP Composants de puissance semi-conducteurs

Objectif du TP :

L'objectif de ce TP est une approche aux mesures de pertes dans les composants semi-conducteurs de puissance.

Dans une première partie nous caractériserons la chute de tension statique $v_{CE} = i_C$ d'un IGBT.

Dans une deuxième partie nous mesurerons par une méthode d'opposition les pertes globales, conduction plus commutation, dans un convertisseur DC-DC quatre quadrants.

Nous ne ferons pas d'étude détaillée de la commutation à l'oscilloscope. Ce type de mesure nécessite une maquette spécifique dont nous ne disposons pas actuellement. Il faut une cellule de commutation avec de très faibles inductances parasites de câblage et avec une sonde de courant à large bande passante ($>10\text{MHz}$) pour visualiser le courant dans les interrupteurs semi-conducteurs.

1. Matériel utilisés

Bloc de puissance triphasé à **IGBT**.

Carte de commande FPGA avec le programme habituel.

Boîtier de 6 bobines à noyau ferrite $470\mu\text{H} - 4\text{A}$.

Sondes de tension différentielle.

2. Mesure préliminaire : caractérisation statique d'une diode d'un pont redresseur

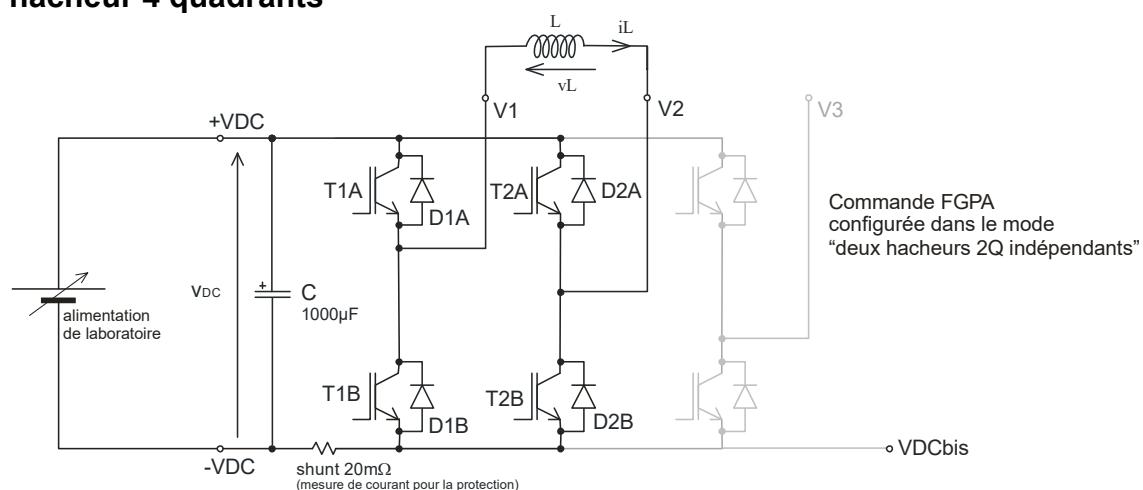
Comme travail préliminaire relever la caractéristique $v_D = f(i_D)$ d'une diode d'un pont redresseur (pont de Graetz comportant 4 diodes). Cette remplace la caractérisation $v_{CE} = i_C$ d'un IGBT, moins de risque de casse du bloc de puissance en cas de mauvais manip.

On utilisera l'alimentation de laboratoire 60V en mode régulation de courant. Pour cela prérégler la tension maximale à environ 3V et le courant à 0A. On effectuera une série de mesures $v_D = f(i_D)$ en augmentera progressivement la consigne de courant sur l'alimentation jusqu'à 7A au maximum.

La chute de tension aux bornes de la diode sera faite avec un voltmètre connecté judicieusement pour limiter les effets des résistances parasites des câbles.

La caractérisation statique en chute de tension d'un IGBT pourrait être effectuées de la même manière. Pour des caractérisations avec de fort courants sans échauffement on utilise souvent une méthode impulsionale. Eventuellement il sera possible d'effectuer cette mesure pour les étudiants ayant terminé toutes les autres parties du TP. Ceci nécessitera un programme spécifique de la carte de commande FPGA.

3. Mesure globale de pertes par une méthode d'opposition : calcul du rendement d'un hacheur 4 quadrants



L'objectif de cette partie et de pouvoir calculer le rendement d'un hacheur 4 quadrants pour différents points de fonctionnement à partir d'une caractérisation expérimentale des pertes des deux hacheurs 2 quadrants (aussi appelés bras d'onduleurs).

Ces mesures de pertes seront faites en utilisant une méthode d'opposition.

Le principe général des méthodes d'opposition est de ne pas utiliser de charge pour caractériser un convertisseur. Il est nécessaire d'utiliser deux convertisseurs, un fonctionnant en générateur et l'autre en récepteur. La puissance convertie circule entre les deux convertisseurs. L'alimentation ne fournit que les pertes des deux convertisseurs.

Ici pour caractériser les pertes globales d'un hacheur 4 quadrants on utilisera les deux hacheurs 2 quadrants qui le composent en les faisant fonctionner en opposition.

Le hacheur deux quadrants, réversible en courant, de tension de sortie v_1 est relié à la sortie du hacheur deux quadrants de tension v_2 par l'intermédiaire d'une inductance de faible valeur.

Ces deux hacheurs deux quadrants sont reliés à la même source de tension d'entrée Ualim. Ils font ici partie du même bloc de puissance pédagogique « onduleur triphasé ».

Les valeurs moyennes des tensions v_1 et v_2 sont très proches. Il peut y avoir un très léger écart entre ces deux valeurs en raison de la résistance interne de l'inductance. Il faut donc que les rapports cycliques α_1 et α_2 soient quasi identiques.

Si les rapports cycliques α_1 et α_2 sont identiques, les valeurs moyennes de v_1 et v_2 sont identiques, le courant moyen $\langle i_L \rangle$ est nul.

Si le rapport cyclique α_1 devient légèrement supérieur à α_2 la tension aux bornes de la résistance interne de l'inductance devient positive ce qui induit un courant positif. Il en est de même dans l'autre sens pour obtenir un courant négatif.

Dans la réalité les résistances internes des interrupteurs de puissance interviennent également. Dans le cas transistors MOSFETs la résistance interne de l'inductance est augmentée par les résistances RDSON des MOSFET (2 x RDSON en tout). Pour les IGBT c'est le même principe mais avec une non linéarité lors du changement de signe de courant en raisons des effets de chute de tension de la jonction supplémentaire.

3.1. Mode opératoire pour le fonctionnement en opposition

Inductance obtenue par association en série et en parallèle de quatre bobines $470\mu\text{H}$ – 4A. Inductance obtenue : $470\mu\text{H}$ – 8A max

- Configurer la carte de commande dans le mode « deux hacheurs 2Q indépendants » (3^{ème} et 4^{ème} LED allumées simultanément).
- Ne pas connecter l'inductance.
- Connecter une sonde de tension différentielle pour visualiser la tension $v_1(t)$ à l'oscilloscope.
- Augmenter la tension de l'alimentation de laboratoire jusqu'à 60V.
- Régler le rapport cyclique α_1 et la fréquence souhaitée pour $v_1(t)$.
- Visualiser maintenant la tension $v_2(t)$ à l'oscilloscope à l'aide de la même sonde de tension différentielle. Sans dérégler le rapport cyclique α_1 , ajuster le rapport cyclique α_2 à la même valeur.
- Par précaution baisser à zéro la tension d'alimentation. Connecter l'inductance entre les sorties 1 et 2 avec une sonde de courant pour visualiser le courant $i_L(t)$ à l'oscilloscope.
- Augmenter à nouveau la tension d'alimentation tout en surveillant le courant $i_L(t)$. Normalement la valeur moyenne $\langle i_L(t) \rangle$ de ce courant devrait rester nulle.
- Baisser délicatement le rapport cyclique α_2 pour augmenter la valeur moyenne $\langle i_L(t) \rangle$ jusqu'à la valeur souhaitée. Effectuer les mesures de puissances de pertes demandées en se basant sur la puissance fournie par l'alimentation.
- Augmenter maintenant délicatement le rapport cyclique α_2 pour faire baisser la valeur moyenne $\langle i_L(t) \rangle$ jusqu'à la rendre négative aux valeurs souhaitées. Effectuer également les mesures de puissances de pertes demandées.

3.2. Mesures à effectuer

- Mesurer la puissance fournie par l'alimentation pour les conditions fonctionnements ci-dessous.

UE = 60V Fdéc = 10kHz α1 = 0,50

<iL> : +2A +4A +6A puis -2A -4A et -6A

Les valeurs de courant devront s'approcher le plus possible des valeurs indiquées (car la finesse de réglage est limitée). Mais ce sont les valeur moyennes réellement obtenues qui seront notées dans le tableau de mesures.

- Tracer la courbe des pertes = f(I) dans ces conditions.
- Refaire les mesures avec des courants positifs pour une fréquence de 30kHz.

3.3. Extraction des pertes par commutation et des pertes par conduction

La puissance moyenne des pertes par commutation est égale à l'énergie d'un cycle de commutation complets (amorçage et blocage) multiplié par la fréquence de découpage.

A partir des mesures faites à +4A pour Fdéc = 10kHz et des mesures faites à +4A pour Fdéc = 30kHz déterminer l'énergie totale perdue par commutation dans un bras.

La différence entre les pertes totales mesurées à 30kHz et les pertes totales mesurées à 10kHz correspond aux pertes par commutation seules pour une fréquence de 10kHz (différence 30kHz -10kHz).

En déduire par extrapolation les pertes par conduction seules d'un bras d'onduleur pour +4A. Pour cela on prend les pertes totales mesurées à 10kHz auxquelles on soustrait les pertes par commutation calculées pour une fréquence de découpage de 10kHz.

3.4. Prédétermination des rendements d'un hacheur 4 quadrants pour différents points de fonctionnement

On souhaite prédéterminer les différentes valeurs de rendements d'un hacheur 4 quadrants à partir des mesures effectuées en opposition sur les deux bras d'onduleurs.

Hypothèse simplificatrice : on négligera les effets du rapport cyclique sur les pertes totales. En effet, le rapport cyclique a une très forte influence sur la répartition des pertes par conduction entre les différents interrupteurs semi-conducteurs, mais il a un effet faible sur les pertes totales de l'ensemble du convertisseur, surtout si les caractéristiques de chutes de tensions de IGBT et des diodes sont proches.

Calculer les valeurs du rendement d'un hacheur 4 quadrants dans les conditions de fonctionnement suivantes :

UE = 60V Fdéc = 10kHz

US = 50V IS = +6A

US = 20V IS = +6A

US = 20V IS = +2A

US = 20V IS = -6A

US = -20V IS = -6A

US = -50V IS = -6A

Pour le calcul du rendement on utilisera la formule suivante :

$$\eta = \frac{|Ps|}{|Ps| + \text{pertes}}$$

4. Caractérisation statique en continu de l'IGBT T1B du bloc de puissance triphasé

S'il reste du temps disponible reprendre le travail qui avait été effectué sur une diode de redresseur sur l'IGBT T1B du bloc de puissance. Pour cette mesure l'IGBT T1B sera commandé pour être conducteur en permanence par un programme **spécifique** de la carte de commande FPGA.

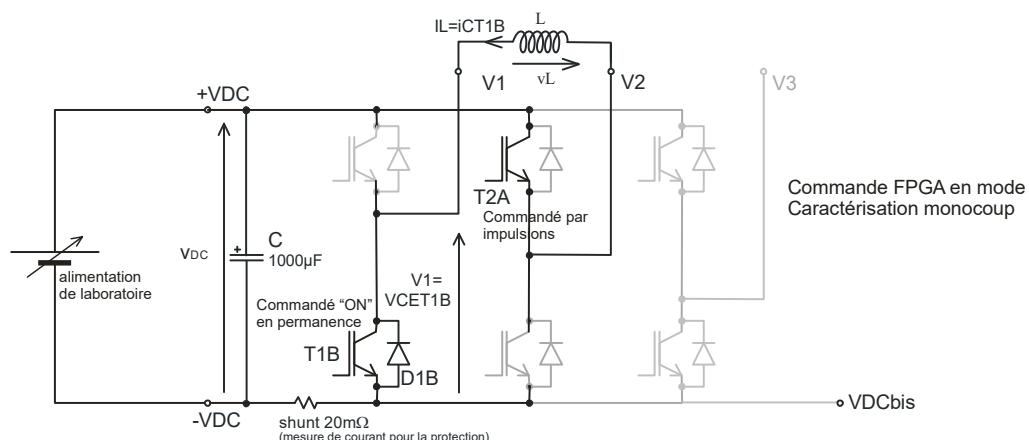
5. Caractérisation par commutation de l'IGBT T1B du bloc de puissance triphasé

S'il reste du temps disponible il sera possible d'afficher directement sur l'oscilloscope en mode X-Y la caractéristique $v_{CE} = f(i_C)$ de l'IGBT T1B.

Pour cela une commande **spécifique** sera appliquée à l'IGBT T2B. L'IGBT T1B sera commandé en permanence en mode « ON ».

Cette commande permettra d'imposer un courant croissant de pente U/L entre 0 et I_{max} à l'IGBT. Cela est habituellement effectué en mode « monocoup », mais ici, pour faciliter la synchronisation de l'oscilloscope ces « impulsions » sont répétées à une cadence de 100Hz.

La valeur maximale du courant appliquée dépendra de la pente de croissance du courant Ualim/L et de la durée Ton de conduction de l'IGBT auxiliaire du test T2A. Le bouton rotatif de gauche de la carte de commande permettra de régler cette durée.



**TDP 11 – ÉCHANGE D'ÉNERGIE – ASSOCIATION HACHEUR
ÉLÉVATEUR-ONDULEUR**

TD - Échanges d'énergie

Une éolienne est associée à une charge et à un onduleur et une batterie, le schéma équivalent est donné figure 1.

- 1) Tracer sur la figure 2 le fondamental (v_{AN})_f de v_{AN} sachant que sa valeur efficace est $V_f = \frac{\sqrt{2}E}{\pi}$, calculer la valeur à donner à E pour que les valeurs efficaces des fondamentaux des tensions composées valent 690V (tension nominale de la génératrice).
- 2) Exprimer puis calculer la valeur efficace V_{AN} de v_{AN}
- 3) Les courants i_A , i_B , i_C en sortie de l'onduleur ont pour valeur efficace I_{ch} et sont déphasés d'un angle φ_{ch} par rapport aux tensions simples. Exprimer la puissance P_{ch} consommée par la charge triphasée de l'onduleur en fonction de E, I_{ch} et φ_{ch} . En déduire une expression de la valeur moyenne $\langle i_E \rangle$ du courant dans la batterie, l'onduleur est considéré sans pertes.

La charge de la figure 1 consomme en permanence une puissance $P_C = 500$ kW avec un facteur de puissance de 0,85 (courant en retard sur la tension). La génératrice fonctionne à son point nominal ($P = -660$ kW ; $Q = +357$ kVAR). Les fondamentaux des tensions composées ont pour valeur efficace 690 V. La f.e.m. de la batterie est égale à 885V.

- 4) À partir de ces données, déterminer la valeur efficace I_{ch} , du courant i_A en sortie de l'onduleur et son déphasage (φ_{ch} par rapport à (v_{AN})_f le fondamental de v_{AN} (tension simple phase A, neutre)).
- 5) Calculer la valeur moyenne $\langle i_E \rangle$ du courant dans la batterie. Préciser, en le justifiant, si elle se charge ou se décharge.
- 6) On considère maintenant un fonctionnement à puissance réduite, vent faible, pour lequel les puissances de la génératrice sont $P = -278$ kW et $Q = +275$ kVAR. En déduire le courant moyen de la batterie et son mode de fonctionnement.
- 7) Calculer la capacité de la batterie qui permet un fonctionnement autonome à puissance réduite pendant 10 h. Combien de temps (h) l'éolienne devra-t-elle fonctionner à puissance nominale pour recharger la batterie. On admet que le rendement électrique de la batterie est égal à 1.

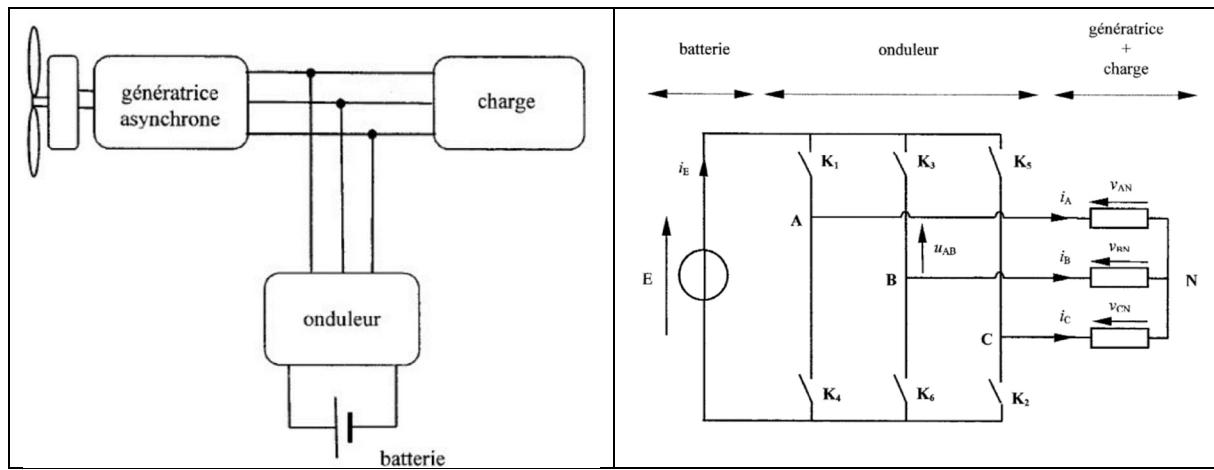


Figure 1 : schéma du système et circuit équivalent.

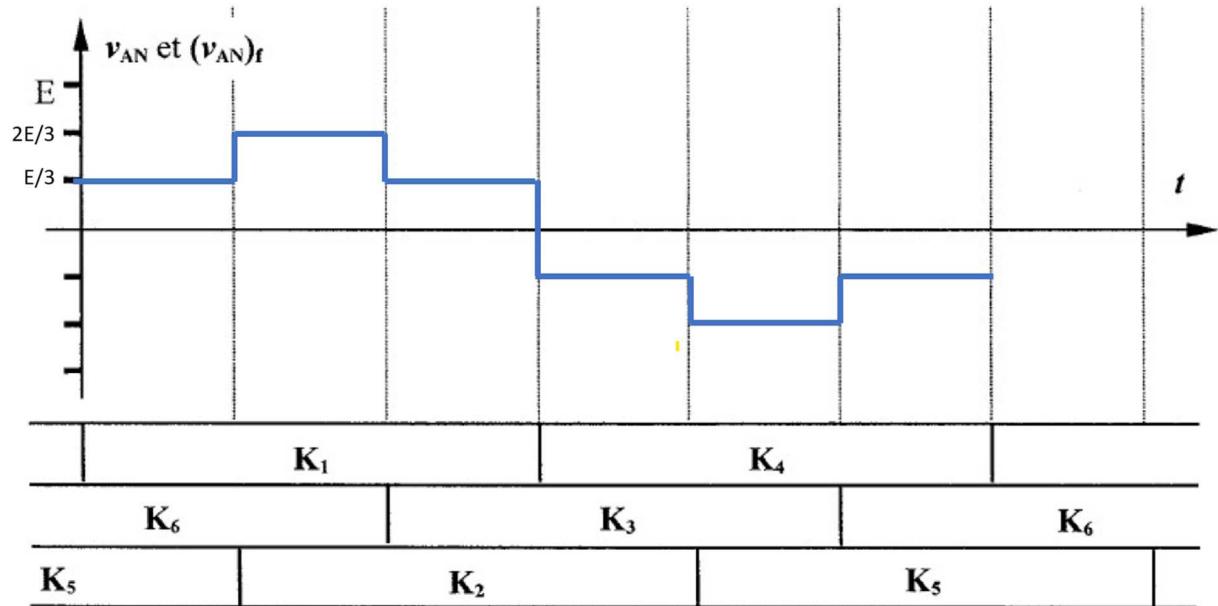


Figure 2 : chronogramme à compléter

TP

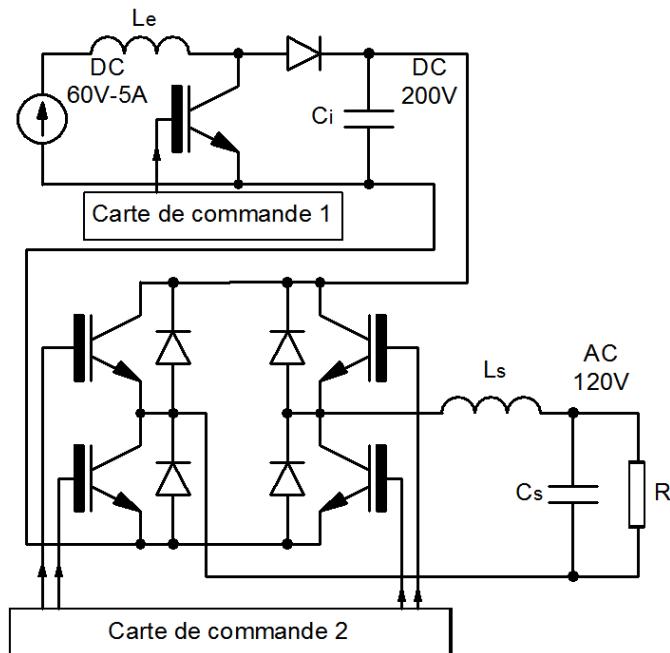
ASSOCIATION HACHEUR ELEVATEUR-ONDULEUR

Ce TP s'effectuera avec les maquettes pédagogiques (commande et puissance) « hacheur onduleur ». Pour tous les aspects techniques, se référer au document *Descriptif Maquette Hacheur Onduleur*.

Se référer également aux sujets *Hacheur Série* et *Hacheur Parallèle* et *Onduleurs* de cette UE.

PRESENTATION

L'objectif de ce TP est de réaliser une association de convertisseurs permettant une génération alternative moyenne tension à partir d'une source DC basse tension. Ce type de configuration est classiquement lié à l'utilisation de sources telles les batteries, les panneaux solaires, les piles à combustible, pour alimenter des machines à courants alternatifs, pour échanger avec un réseau ou pour constituer plus généralement un générateur alternatif. Dans le TP, la source basse tension sera une alimentation 60V et l'objectif sera de fournir en sortie une tension sinusoïdale à paramètres ajustables (valeur efficace réglable entre 0 et 120V, fréquence réglable entre 50 et 100Hz). Le schéma de principe du dispositif est donné ci-dessous.



Le hacheur élévateur permet de produire une tension continue compatible avec les spécifications de l'onduleur qui assure la conversion AC-DC.

Le TP sera mis en œuvre par deux binômes, le premier réalisant le hacheur élévateur, le second l'onduleur. Aux deux tiers de la séance, les deux binômes réaliseront conjointement l'association de leur système et mèneront la caractérisation de l'ensemble sur charge résistive.

1. Hacheur élévateur (Binôme 1)

Le hacheur élévateur a pour fonction de générer une tension de 200V à partir de la source 60V. Cette dernière sera constituée par une alimentation de laboratoire 60V-5A dont on exploitera la puissance maximale.

On impose une fréquence de découpage de 40kHz :

- Calculer le rapport cyclique théorique nominal,
- Pour ce rapport cyclique, calculer l'inductance d'entrée pour obtenir une ondulation de courant de 20% au courant nominal et choisir la configuration la plus proche réalisable à partir des boîtiers "inductances" disponible en salle de TP,

Réaliser ensuite le montage (charge résistive) en prenant soin de l'organiser de façon à pouvoir ensuite aisément interconnecter le hacheur et l'onduleur. Le condensateur de sortie sera celui présent sur la maquette. Réaliser les mesures suivantes :

- Vérification du bon fonctionnement du montage et du respect des principales spécifications,
- Relevé de la caractéristique $V_s(\alpha)$ pour la résistance de charge nominale et comparaison avec le calcul théorique,
- Relevé de $\Delta i_e(\alpha)$ et comparaison avec le calcul théorique,
- Mesure du rendement du hacheur à tension de sortie nominale entre 20% et 100% du courant nominal.

2. Onduleur (Binôme 2)

L'onduleur sera un pont monophasé et devra permettre, à partir d'une tension continue de 200V de générer une tension sinusoïdale pouvant atteindre 120V efficace. La puissance de sortie sera directement tributaire de la puissance de la source 60V dans le montage final. On impose une fréquence de découpage de 20kHz :

- Calculer la tension efficace théorique que l'on peut obtenir avec une source 200V.
- En supposant un rendement de la chaîne complète (hacheur + onduleur) de 70%, estimer la puissance de sortie de l'onduleur compte tenu des performances de l'alimentation 60V. Calculer le courant efficace correspondant et la charge résistive nécessaire.
- Calculer les éléments du filtre de sortie LC pour obtenir une ondulation de courant relative maximale de 20% et une ondulation de tension relative maximale de 5% par rapport à la tension de sortie maximale, l'onduleur étant supposé fonctionner en mode unipolaire.

Réaliser ensuite le montage (charge résistive) en prenant soin de l'organiser de façon à pouvoir ensuite aisément interconnecter le hacheur et l'onduleur. Dans cette première phase, la tension de 200V sera générée à partir d'un autotransformateur et d'un pont de diodes. Les mesures devront être réalisées avec précaution, la source ainsi réalisée ne possédant pas les propriétés de limitation en courant des alimentations de laboratoires. Réaliser les mesures suivantes.

- Vérification du bon fonctionnement du montage et du respect des principales spécifications,
- Pour une tension d'alimentation de 200V et la charge nominale, vérifier la gamme de réglage de la tension efficace de sortie, en utilisant le réglage de la profondeur de modulation de α .

- Sur une période de découpage, vérifier le respect des spécifications sur les ondulations relatives,
- Mesurer le rendement de l'onduleur à tension de sortie nominale et courant de sortie variable entre 50% et 100% du courant nominal.

3. Interconnexions des deux étages (Binômes 1 et 2)

Dans cette deuxième phase, on interconnecte le hacheur élévateur et l'onduleur, en éliminant l'autotransformateur et le redresseur à diodes. On prendra soin de démarrer progressivement le système en utilisant le réglage de l'alimentation de laboratoire, le réglage du rapport cyclique du hacheur élévateur, le réglage de la profondeur de modulation de α pour l'onduleur. Pour cela, on surveillera en permanence la tension intermédiaire de 200V, en se rappelant que le hacheur élévateur doit toujours être chargé, donc que l'onduleur doit toujours absorber du courant sur la ligne continue. Réaliser les mesures suivantes.

- Vérification du bon fonctionnement du montage et du respect des principales spécifications,
- Pour une tension d'alimentation de 60V, une tension intermédiaire de 200V et la charge nominale, mesurer le rendement de l'ensemble. Comparer avec les résultats obtenus séparément sur chacun des deux convertisseurs.