



HAL
open science

Utilisation des outils de simulation pour une approche pédagogique en électronique de puissance

Philippe Ladoux, Hubert Piquet, Frédéric Richardeau, Olivier Toury

► **To cite this version:**

Philippe Ladoux, Hubert Piquet, Frédéric Richardeau, Olivier Toury. Utilisation des outils de simulation pour une approche pédagogique en électronique de puissance. La Revue 3E.I, 2003. hal-02537791

HAL Id: hal-02537791

<https://hal.science/hal-02537791>

Submitted on 9 Apr 2020

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Utilisation des outils de simulation pour une approche pédagogique en électronique de puissance.

Philippe LADOUX(*), **Hubert PIQUET(*)**, **Frédéric RICHARDEAU(*)**
Olivier TOURY ()**

(*) Enseignants au Département Génie Électrique et Automatique de l'ENSEEIH
Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique Industrielle
Unité Mixte de Recherche INPT-ENSEEIH / CNRS
BP 7122 - 2 rue Camichel - 31071 TOULOUSE Cedex 7 - France

(**) POWERSYS – Les Grandes Terres 13650 MEYRARGUES - France – www.powersys.fr

1 Introduction

Les outils de simulation numérique sont depuis longtemps largement utilisés pour la conception et la mise au point des structures de convertisseurs et de leurs lois de commandes dans les laboratoires de recherche et d'industrie. Ils permettent de réduire considérablement la durée du cycle de conception et de limiter, sans les remplacer, les phases de validation expérimentales.

Cependant, leur utilisation à but pédagogique dans le cadre de programmes d'enseignement, est plus récente car plus délicate. En effet, si l'intérêt pédagogique de la simulation numérique pour la visualisation et la compréhension des phénomènes physiques intervenant dans le comportement des systèmes électrotechniques se conçoit aisément, la réalité de sa mise en oeuvre dans le cadre d'un module d'enseignement est plus délicate.

La difficulté majeure provient du temps, forcément limité, du module d'enseignement qui doit être réparti entre la prise en main de l'outil de simulation numérique et l'objet pédagogique.

La plupart des logiciels ne sont pas simples à appréhender pour des étudiants qui n'ont souvent aucune expérience pratique de ce type d'outil. Le temps de formation nécessaire limite alors forcément le champ d'utilisation dans le cadre d'un module d'enseignement.

Cependant il existe désormais des outils de simulation spécialisés pour l'électronique de puissance très adaptés à l'approche pédagogique car conçus pour permettre de réaliser de façon « intuitive » la simulation de structures de convertisseurs et de boucles de contrôle.

Le logiciel PSIM utilisé dans l'étude présentée permet la mise en oeuvre des simulations numériques

de convertisseurs (schémas, calcul, visualisation) de façon simple, robuste rapide et quasi immédiate pour les étudiants.

Dans ce projet, la simulation numérique est utilisée pour l'ensemble des composantes du dimensionnement d'un convertisseur:

- Calcul de valeurs de composants d'une structure de puissance ;
- Calcul et visualisation des formes d'onde ;
- Calcul de contraintes électriques sur les composants du circuit de puissance ;
- Calcul de correcteurs de boucles de régulation ;
- Validation de performances statiques ;
- Validation de performances dynamiques ;
- Test de charge non-linéaire.

Les étudiants peuvent ainsi, dans le cadre de leur module d'enseignement, appréhender, au moyen d'une démarche itérative de calcul-validation, les différents aspects du dimensionnement d'une « fonction » de conversion d'énergie composée de plusieurs modules (puissance + commande) interfacés entre eux de façon à répondre à un cahier des charges « global ».

La simulation numérique devient dans ces conditions un véritable outil de calcul, d'apprentissage et de communication pour les étudiants et les professeurs, tout en restant toujours « l'outil » et jamais la finalité de la formation.

L'émergence d'outils adaptés à l'électronique de puissance ouvre donc des perspectives très intéressantes en matière de pédagogie en proposant une voie d'apprentissage par l'expérimentation-validation, à mi-chemin entre la théorie et la pratique, très adaptée à la compréhension des phénomènes physiques de l'électronique de puissance et beaucoup moins contraignante que les travaux pratiques conventionnels.

2 Approche système du dispositif étudié, objectifs et organisation

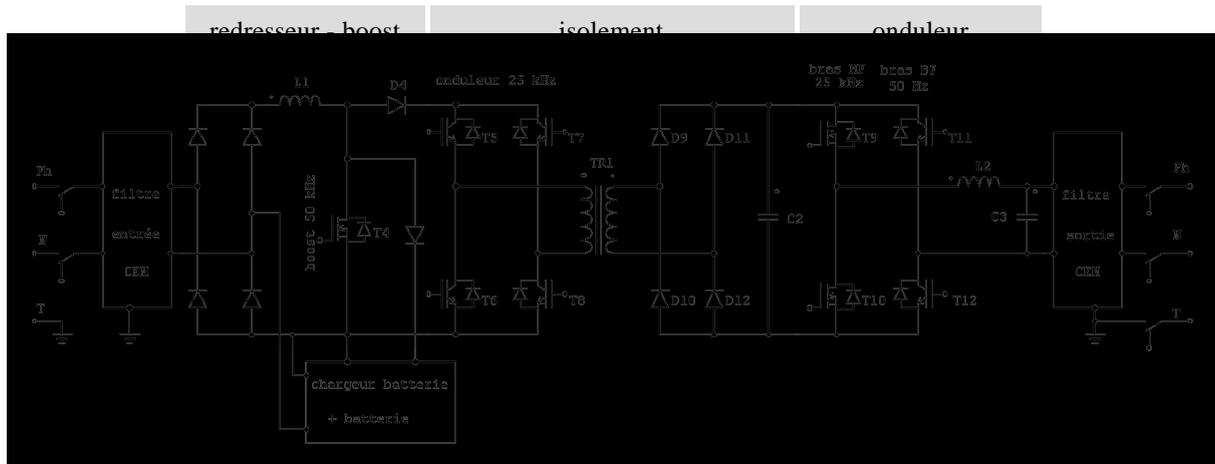


Figure 2.1 : Alimentation Sans Interruption

L'étude proposée aux étudiants utilise comme support la chaîne de conversion d'une alimentation sans interruption (ASI) monophasée de 2 kVA (modèle PULSAR PSX20 – Merlin-Gérin) (Fig 2.1); cette installation est caractérisée par un fonctionnement « toujours en ligne » et permet :

- l'absorption d'un courant sinusoïdal sur le réseau,
- la mise en place d'un isolement galvanique,
- la génération d'une tension de sortie régulée, même en présence de charges perturbatrices non-linéaires.

Le chargeur de batterie et la gestion de l'énergie stockée dans cette dernière ne sont pas abordés au cours de cette étude

Les caractéristiques des fonctions assurées par l'ASI sont analysées pour justifier et construire le cahier des charges permettant le dimensionnement des trois étages qui effectuent la transformation et le transfert d'énergie :

- le redresseur-boost, qui règle la forme d'onde du courant absorbé et régule la tension de l'étage continu (capacité C2) ;
- l'étage d'isolement galvanique, qui permet l'introduction d'un transformateur haute fréquence et repose sur l'association d'un onduleur de courant commutant à courant nul et d'un redresseur à diodes ;
- l'onduleur de tension, associé à un filtre passif, produit une tension de sortie sinusoïdale régulée, conférant à l'équipement une caractéristique vue des bornes de type « source de tension ».

Modalités pédagogiques

Chacun de ces trois éléments est confié à un groupe de 3 à 4 étudiants, qui reçoit (sur un ensemble de 5 séances de 4 heures) pour objectif :

- l'étude de la fonction réalisée, par l'analyse de la structure du convertisseur et de son mode de commande,
- le dimensionnement de ses composants,
- le choix et la détermination des paramètres des régulateurs.

Pour chaque groupe, ces analyses sont validées par simulation et/ou mesures expérimentales sur un exemplaire « didactisé » (points de mesure fiabilisés ramenés en face avant) du modèle d'ASI étudié. Le travail de ces trois groupes nécessite de leur part une certaine collaboration pour le choix des degrés de liberté qui ne sont pas explicitement fixés (tension du bus continu, valeur de C2, par exemple). A l'issue des études menées dans chaque groupe, les résultats sont mis en commun et les performances de l'ensemble, obtenues en simulation, sont confrontées au cahier des charges global; les valeurs issues des 3 études de dimensionnement sont comparées à celles retenues sur l'installation industrielle.

Dans les quatre parties qui suivent sont présentés des résultats de travaux menés par des étudiants de l'option de 3^{ème} année TAEE (Traitement Avancé de l'Energie Electrique) du département Génie Electrique et Automatique de l'ENSEEIH. Les supports visuels de ces travaux sont essentiellement des résultats de simulation obtenus à l'aide du logiciel PSIM.

3 Redresseur monophasé à absorption de courant sinusoïdal

L'enjeu de la conversion réalisée par cet étage est l'absorption d'énergie sur le réseau à facteur de puissance unitaire, avec un faible taux de distorsion harmonique. L'inductance L1 est donc le siège d'un courant dont le terme basse fréquence présente l'allure d'un sinus redressé. A travers l'étage d'isolement galvanique, l'énergie prélevée alimente l'étage continu (capacité C2) et doit réaliser la régulation de la tension

V_{bus} . La commande du convertisseur *boost* (interrupteur T4) est donc organisée autour de deux boucles imbriquées : la première, rapide, contrôle le courant absorbé, afin d'en garantir la qualité de la forme d'onde ; la seconde, lente, définit l'amplitude de ce courant, pour régler la tension de l'étage continu.

Le cahier des charges à remplir est le suivant :

- ondulation résiduelle du courant dans L1 inférieur à 2A,
- boucle d'asservissement du courant présentant une erreur de traînage nulle ;
- boucle de régulation de la tension garantissant une erreur statique nulle et une bonne robustesse vis-à-vis des variations de charge, avec un dépassement en régime transitoire inférieur à 5% ;
- butées contraignant le rapport cyclique de T4 entre 0,1 et 0,75.

3.1 Dimensionnement de l'inductance L1

L'ondulation du courant dans L1 s'exprime classiquement par la relation :

$$\Delta i_{L1} = \frac{\alpha(1-\alpha)V_{bus}}{L1 f_{dec}}$$

α est le rapport cyclique de T4,
 f_{dec} sa fréquence de découpage (50 kHz) ;
 V_{bus} est la tension de l'étage continu, choisie à l'étape (3), de l'ordre de 380 V.

On en déduit la valeur de L1 satisfaisant le cahier des charges : L1 = 1 mH.

3.2 Asservissement du courant absorbé

Il s'agit d'effectuer l'asservissement du courant absorbé sur le réseau ; ceci est obtenu par le contrôle du courant IL1. V_{red} étant la tension délivrée en sortie du redresseur d'entrée, on a :

$$V_{red} = L_1 \frac{dIL_1}{dt} + VT_4$$

En considérant cette relation en valeur moyenne à l'échelle du 50 kHz :

$$V_{red} = L_1 \frac{d\Delta IL_1}{dt} + (1-\alpha)V_{bus}$$

En considérant les variations de IL1 et α , on a :

$$L_1 \times \frac{d\Delta IL_1}{dt} = V_{bus} \times \Delta \alpha$$

d'où, en passant aux fonctions de Laplace, la fonction de transfert du système à contrôler est de la forme :

$$\frac{IL_1(p)}{\alpha(p)} = \frac{V_{bus}}{L_1 p}$$

Vue la forme de cette fonction de transfert, un correcteur de type proportionnel intégral permet de garantir les performances recherchées pour la boucle de courant. Ses paramètres sont déterminés afin de garantir une bande passante en boucle fermée de 5 kHz (valeur choisie en fonction de la fréquence de découpage) et une marge de phase de 60°.

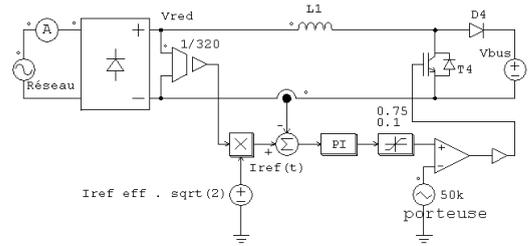


Figure 3.1 : asservissement du courant

La figure 3.1 présente le principe de l'asservissement du courant : l'amplitude instantanée de la référence de courant est déterminée en multipliant la valeur crête choisie, par la mesure normalisée de la tension redressée V_{red} . La prise en compte des limitations du rapport cyclique conduit à une perte du contrôle au voisinage des passages par zéro du courant, qu'un correcteur muni d'un dispositif d'anti-saturation (Fig. 3.2) permet de limiter.

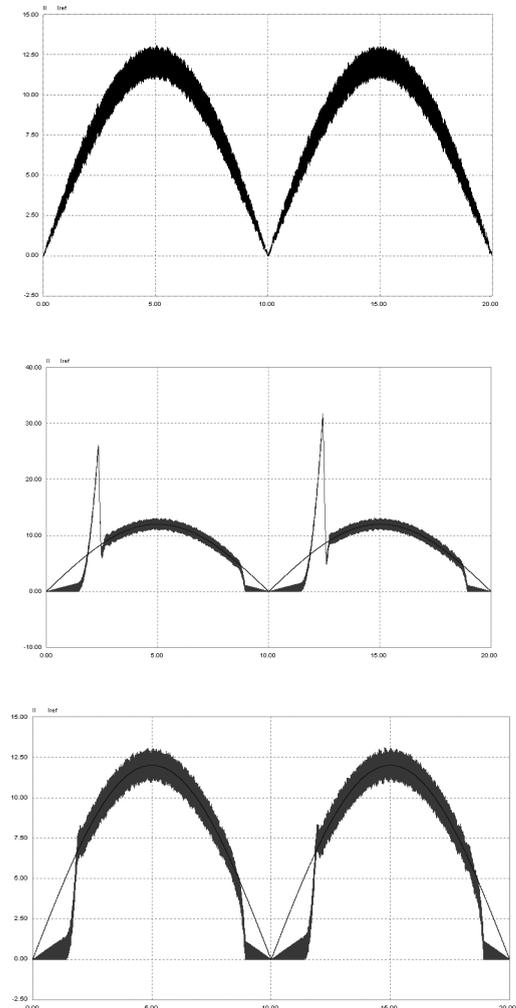


Figure 3.2 : asservissement du courant IL1 : correcteur PI sans butées, de rapport cyclique / perturbations dues aux limitations / correcteur avec limitations et dispositif d'anti-saturation.

3.3 Contrôle de la tension V_{bus}

Valeur du condensateur C_2 (bus continu)

On effectue un bilan des puissances instantanées au niveau de la capacité C_2 (Fig. 3.3).

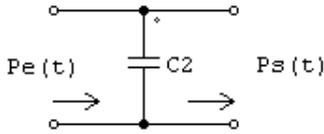


Figure 3.3 : bilan des puissances instantanées au niveau du bus continu

En négligeant les pertes dans tous les étages amont, la puissance prélevée sur le réseau s'exprime par :

$$P_e(t) = V_{red}(t) \times I_{L1}(t) = \sqrt{2} V_{res} \cdot \sin(\omega t) \times \sqrt{2} I_{L1} \cdot \sin(\omega t)$$

$$P_e(t) = V_{res} \cdot I_{L1} \cdot (1 - \cos 2\omega t)$$

Au niveau de l'étage onduleur, on fournit une tension identique à la tension réseau ; nous supposons que nous alimentons une charge (courant efficace I_s) dont le facteur de puissance est compris entre 0,7 et 1. La puissance fournie à la sortie s'exprime donc :

$$P_s(t) = V_{res} \cdot I_s \cdot (\cos \mathbf{j} - \cos(2\omega t - \mathbf{j}))$$

En exprimant l'égalité des valeurs moyennes de $P_e(t)$ et $P_s(t)$, on obtient :

$$I_{L1} = I_s \times \cos \mathbf{j}$$

La capacité C_2 est donc le siège de la circulation d'un courant à 100 Hz qui correspond à la partie fluctuante de $P_e(t) - P_s(t)$:

$$i_{C2}(t) = \frac{V_{res} \cdot I_s \cdot \sin \mathbf{j}}{V_{bus}} \sin 2\omega t$$

En acceptant une ondulation résiduelle à 100 Hz de 2 % pour une puissance transmise de 2 kW, on calcule : $C_2 = 2 \text{ mF}$

Régulation de V_{bus}

Il s'agit de réguler V_{bus} à 380V, quelque soit la puissance absorbée par la charge ; les étudiants font ici l'hypothèse qu'il est possible de modéliser les étages d'isolement et d'ondulation MLI par une résistance équivalente R qui vient en parallèle de C_2 . L'expression de l'égalité entre la puissance prélevée sur le réseau et celle délivrée en sortie du boost donne :

$$V_{red} \times i_{L1_{ref}} = V_{bus} \times i_{D4} \text{ avec :}$$

$$i_{D4} = C_2 \frac{dV_{bus}}{dt} + \frac{V_{bus}}{R} ; \text{ avec : } x = V_{bus}^2 :$$

$$V_{red} \times i_{L1_{ref}} = \frac{C_2}{2} \frac{dx}{dt} + \frac{x}{R}$$

Cette relation permet de mettre en place le réglage de V_{bus} (par l'intermédiaire de la variable x), par action sur $i_{L1_{ref}}$ (la valeur efficace du courant qui sera absorbé sur le réseau, c'est à dire la grandeur I_{ref} présente sur la figure 3.1). La correction est effectuée à

l'aide d'un correcteur de type PI, avec un choix de la bande passante de quelques Hz, de façon à ne pas induire, par la définition de la référence $i_{L1_{ref}}$, de distorsion harmonique sur le courant absorbé sur le réseau. On cherchera également à conférer au contrôle la meilleure robustesse vis-à-vis des variations de charge et de la tension réseau

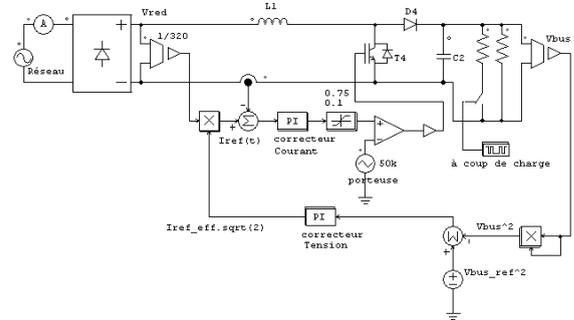


Figure 3.4 : régulation de la tension V_{bus}

La figure 3.4 présente la structure du dispositif de contrôle de la tension V_{bus} . On notera la représentation résistive de la charge de cet étage, permettant de simuler des à-coups, comme l'illustre la figure 3.5.

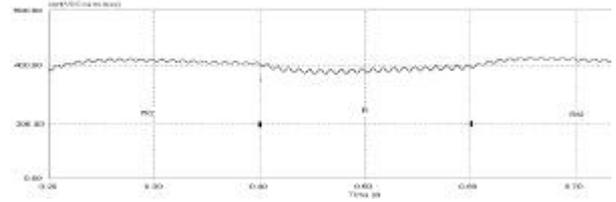


Figure : 3.5 : réponse de la régulation de V_{bus} , vis-à-vis de variations de charge (référence de 400 V)

4 Isolement galvanique

Pour préserver le même régime de neutre entre l'entrée et la sortie de l'ASI, la continuité du fil de neutre doit être assurée. Pour une ASI monophasée, cette exigence implique l'introduction d'un étage d'isolement galvanique par transformateur. Dans certaine topologie, ce transformateur joue un rôle supplémentaire en permettant une adaptation de tension entre le bus basse tension batterie (quelques dizaines de volts) et le bus onduleur (350 à 400 V). Ce degré de liberté *a priori* très intéressant n'est pas exploité ici. Néanmoins, pour préserver un haut niveau d'intégration et minimiser la masse du produit fini, il est important d'introduire un transformateur à flux haute fréquence.

Comme le montre la figure 4.1, la solution retenue par le constructeur est originale et se démarque très nettement des solutions que nous aurions pu imaginer initialement avant de connaître l'architecture exacte de la chaîne. Le transformateur ($Tr1$) est intercalé entre l'étage redresseur-boost décrit précédemment et l'étage onduleur qui sera exposé dans le paragraphe suivant. Notons que la forme d'onde du courant en sortie du boost (i_{D4}) fait clairement apparaître une composante continue (image de la puissance active) et une composante à la fréquence double du réseau (image de

la puissance fluctuante monophasée). Le raccordement direct du transformateur n'est donc pas souhaitable, c'est la raison pour laquelle un onduleur de courant en pont complet à haute fréquence de découpage est inséré entre la sortie du boost et l'enroulement primaire du transformateur. Cet onduleur permet ainsi d'utiliser le circuit magnétique à haute fréquence selon un cycle magnétique symétrique et centré dans le plan B(H), opération avantageuse en termes d'optimisation de volume. L'enroulement secondaire du transformateur est ensuite simplement raccordé à un redresseur de courant à diodes dans la mesure où la réversibilité en puissance n'est pas requise ici. Le redresseur étant lui-même raccordé au bus continu de l'ASI.

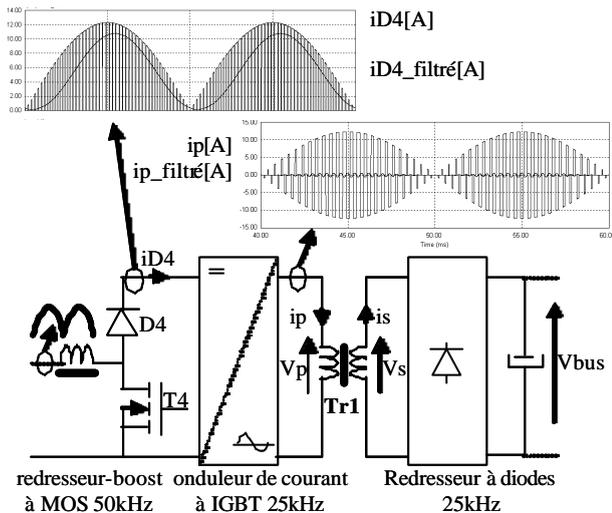


Figure 4.1 : Schéma de principe de l'étage d'isolement. (pour plus de lisibilité, la simulation PSIM a été réalisée à 2,5 kHz)

Sans entrer dans les détails, précisons juste que cette solution permet, en plus de l'isolement haute fréquence, un raccordement courant-tension "transparent" sans inductance supplémentaire. Le schéma SimCad de cette solution est donné en figure 4.2. L'inductance magnétisante du transformateur est arbitrairement placée au primaire.

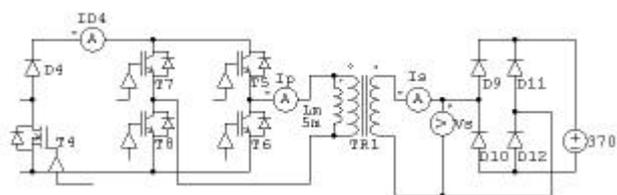


Figure 4.2 : Onduleur de courant à IGBT 25 kHz et isolement galvanique.

Outre l'intérêt "brut" que représente l'étude de cette association originale, l'objectif de cette partie est plutôt d'initier les étudiants à une démarche méthodique et générique de dimensionnement d'un transformateur utilisé dans un circuit particulier, lequel sort de tout cas d'étude type présenté en cours...ou dans la littérature.

4.1 Principe de la commande de l'onduleur de courant

La forme d'onde du courant $i_{D4}(t)$ a une propriété importante : au courant magnétisant près du transformateur, $i_{D4}(t)$ s'annule périodiquement sur une durée αT_{dec} . Il est donc judicieux de profiter de cet intervalle de temps pour commuter les transistors de l'onduleur à "courant nul" et minimiser les pertes. Cela implique une synchronisation de la commande des diagonales T5-T8 et T6-T7 de l'onduleur de courant sur la rampe de découpage de boost. Le principe de cette commande est donné en figure 4.3.

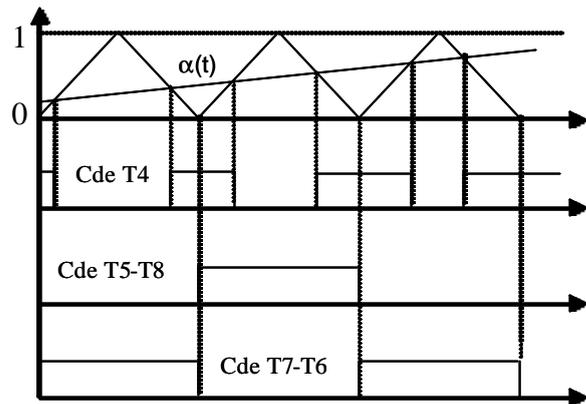


Figure 4.3 : Principe de la génération des ordres de commande de l'onduleur de courant à IGBT 25 kHz.

4.2 Formes d'ondes

Les formes d'ondes simulées par PSIM et tracées par SimView sont données en figure 4.4 sur quelques périodes de découpage. Le fonctionnement de l'onduleur de courant est bien conforme à la commande décrite précédemment. Le courant magnétisant est tracé également et montre bien que le flux est à haute fréquence, i.e. ici 25 kHz.

Cette simulation permet en outre de bien comprendre la façon dont est utilisé le transformateur, en particulier au niveau des phases de magnétisation ($|\phi|$ croissant) et de démagnétisation ($|\phi|$ décroissant) du circuit magnétique.

La magnétisation se produit durant la phase de transfert du courant i_{D4} au travers d'une des diagonales, pendant une durée $(1-\alpha)T_{dec}$. Par contre, à la fermeture du transistor T4, le courant i_{D4} transféré à l'étage d'isolement s'annule théoriquement. La question est de savoir par quel chemin circule le courant magnétisant du transformateur ? Sans entrer dans le détail de l'analyse complète, on montre que le chemin de moindre résistance électrique est celui formé par la maille T4-D4-T5-T8 pour un courant magnétisant positif et par la maille T4-D4-T6-T7 pour un courant magnétisant négatif. Cela signifie que le courant magnétisant circule en "sens inverse" dans le MOS du boost (ou dans sa diode de corps si le courant total est trop faible). Durant cette séquence, sorte de "roue libre", la tension résultante de la maille correspond à la somme algébrique des chutes de tension des composants IGBT et du MOS, i.e. quelques volts tout au plus. Le courant magnétisant est donc pratiquement constant sur la figure, soit un flux quasi-constant. Lors

de la commutation des diagonales de l'onduleur, les chemins de roue-libre précités laissent place une phase de démagnétisation par le redresseur au secondaire pendant une durée $(\alpha/2) \cdot T_{dec}$.

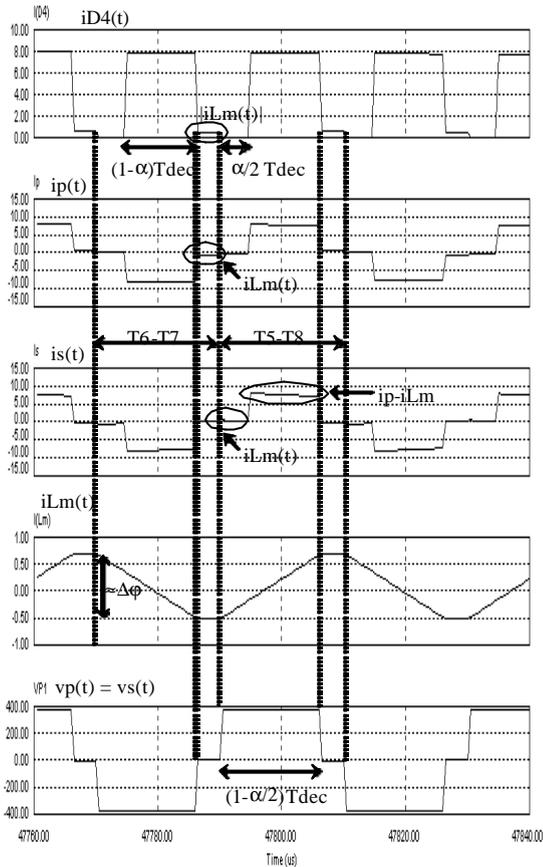


Figure 4.4 : Formes d'ondes des courants et tension du transformateur sur quelques périodes de découpage HF.

4.3 Principe du dimensionnement du transformateur

Sur la base des formes d'ondes que nous venons d'analyser, il s'agit maintenant de dimensionner le circuit magnétique et le bobinage du transformateur pour le point nominal. L'objectif consiste bien sûr à minimiser le volume global en s'assurant que le circuit magnétique n'est pas saturé et que le double bobinage (primaire et secondaire) est compatible avec la fenêtre du circuit magnétique. La figure 4.5 donne un exemple typique de circuit en "E" de section magnétique A_e et de surface de bobinage S_b . La relation (1) correspond au critère de non saturation dans le pire cas de magnétisation, i.e. pour une durée de $(1-\alpha_{min}/2) \cdot T_{dec}$. La relation (2) correspond au critère d'encombrement maximum de la section totale de bobinage dans une fenêtre.

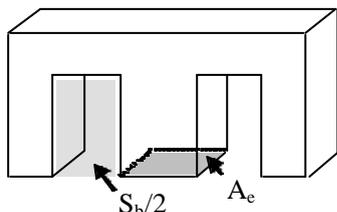


Figure 4.5 : Forme d'une des deux parties du circuit magnétique.

$$\frac{V_{bus}}{2nA_e F_{dec}} \left(1 - \frac{\alpha_{min}}{2}\right) < B_{sat} \quad (1)$$

$$2nK_f \frac{I_{eff}}{J} < S_b \quad (2)$$

avec :

n : nombre des spires (identiques entre primaire et secondaire) ;

A_e : section de la jambe centrale du circuit magnétique ;

B_{sat} : champ à saturation (200mT pour un matériau ferrite) ;

J : densité de courant nominale (6 à 8 A/mm² en utilisant du fil de Litz) ;

K_f : coefficient de foisonnement total (relation entre la surface d'un brin et la surface réelle occupée par le fil multibrin gainé, valeur de 3 à 4).

Il y a donc deux relations de base et trois inconnues: n , A_e , S_b . Le produit des relations (1) et (2) permet de faire disparaître l'inconnue "n" et de choisir sur catalogue le circuit magnétique ayant un produit $A_e \cdot S_b$ immédiatement supérieur à celui calculé. Une fois le circuit choisi, l'étape suivante consiste à "choisir" le nombre de spires conformément à l'encadrement suivant :

$$\frac{V_{bus}}{2B_{sat} A_e F_{dec}} \left(1 - \frac{\alpha_{min}}{2}\right) < n < \frac{J}{I_{eff}} \frac{S_b}{2K_f} \quad (3)$$

Si cet encadrement n'est pas vérifié en pratique, il faut alors prendre le circuit de dimension supérieur (augmenter S_b et A_e). Le choix de "n" résulte, entre autre, d'un compromis entre pertes joules et pertes fer. La valeur de "n" permet ensuite de choisir sur catalogue le type de fil de Litz (nombre de brins, section apparente du fil multibrin gainé, résistance par unité de longueur) et d'évaluer l'encombrement réel du bobinage. Cette étape est importante et peut remettre en cause le choix initial du circuit magnétique. Une fois le choix stabilisé, il peut être intéressant d'évaluer les pertes dans le bobinage et dans le circuit magnétique, et enfin le rendement.

5 Onduleur de tension monophasé

5.1 Cahier des charges de l'onduleur.

Point nominal :

230 V – 2 kVA - $\cos \phi$ 0,7 – 50 Hz

Spécifications Basse Fréquence (50 Hz) :

- Courant capacitif 10 % I_n
- Chute de tension Inductive 5 % de V_n
- Chute de tension en boucle fermée 2 % de V_n

Spécifications Haute Fréquence (25 kHz) :

- Ondulation de tension en sortie 2 % de V_n crête ;
- Atténuation dans un rapport 100 de l'harmonique produit par l'onduleur à la fréquence de découpage ;
- Ondulation du courant dans l'inductance du filtre de sortie 30 % I_n crête.

5.2 Étude de la commande MLI.

L'onduleur de sortie a la particularité de posséder un bras à transistors IGBT fonctionnant en basse fréquence à rapport cyclique 0,5 et un bras à transistors MOS fonctionnant en haute fréquence et commandé en Modulation de Largeur d'Impulsion. Les étudiants doivent intégrer cette spécificité pour réaliser la commande de l'onduleur et déterminer ensuite la valeur de la tension du bus continu nécessaire pour remplir le cahier des charges. La figure 4.1 illustre le principe de commande des bras de l'onduleur MLI (les interrupteurs sont supposés idéaux, il n'y a pas de temps mort dans la commande).

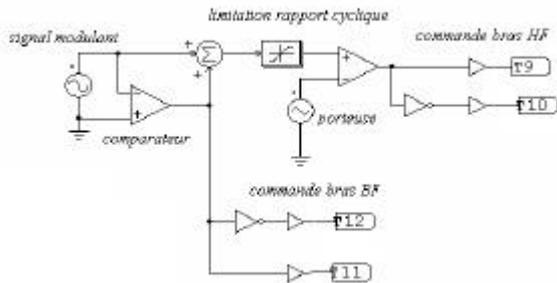


Figure 5.1 : Schéma PSIM du circuit de commande de l'onduleur.

La figure 5.2 présente les résultats de simulation obtenus : la fréquence de la porteuse a été ici volontairement réduite à 1800 Hz afin de visualiser correctement les formes d'ondes.

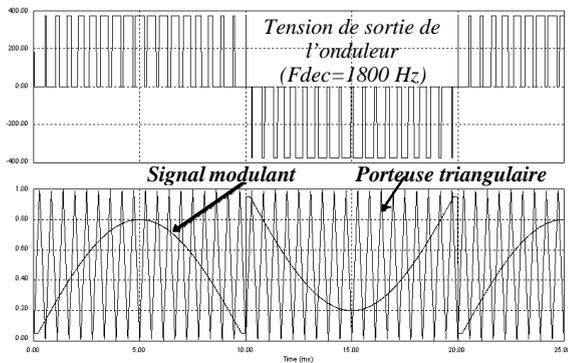


Figure 5.2 : Commande MLI du bras HF

L'analyse fréquentielle de la tension de sortie de l'onduleur (Figure 5.3) permet aux étudiants de vérifier que les harmoniques de rang bas sont effectivement éliminés. L'analyse fréquentielle permet aussi de relier l'amplitude de la raie fondamentale à 50 Hz à l'amplitude du signal modulant et à la tension du bus continu et donc de valider le modèle moyen à 50 Hz de l'onduleur.

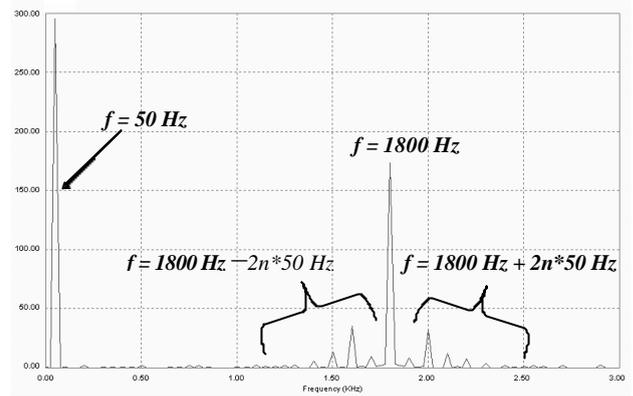


Figure 5.3 : Analyse spectrale de la tension de sortie de l'onduleur.

Compte tenu de la chute de tension dans l'inductance de sortie et des butées sur le rapport cyclique du bras haute fréquence, la tension V_{bus} est fixée à 380 V.

5.3 Dimensionnement du filtre de sortie.

Les données fournies dans le cahier des charges permettent un encadrement des valeurs de L et de C conformément à la figure 5.4.

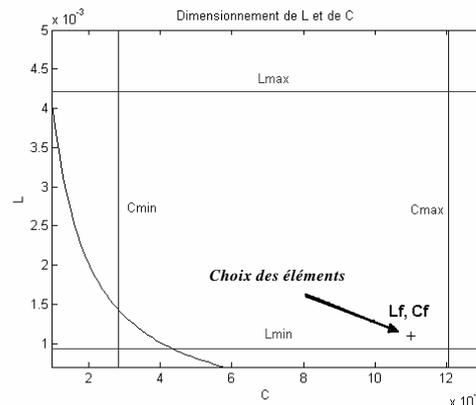


Figure 5.4 : Choix des éléments du filtre de sortie.

La simulation permet ensuite aux étudiants de vérifier de manière quasi instantanée l'exactitude de leur calcul. Ainsi, la figure 5.5 présente un zoom sur les formes d'ondes à l'échelle de la période de découpage ($f_{dec} = 25$ kHz) pour un rapport cyclique de commande voisin de 0,5. Il est alors facile de déterminer ΔI et ΔV .

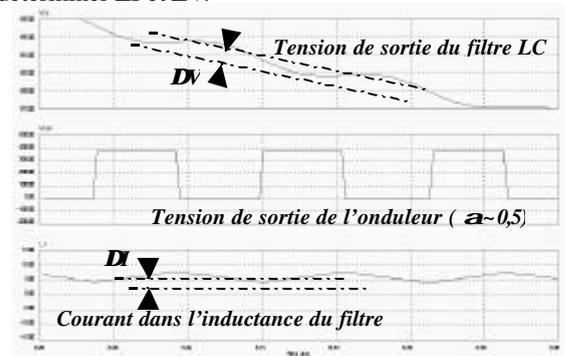


Figure 5.5 : Simulation PSIM ; zoom à l'échelle de la période de commutation de l'onduleur.

5.4 Régulation de la tension de sortie.

La boucle de régulation de la tension de sortie utilise un correcteur PID. Les étudiants ayant jusqu'à présent à leur disposition la version 5 du logiciel PSIM, ils préfèrent dimensionner les éléments de ce correcteur à l'aide de MATLAB/SIMULINK où ils implantent le modèle moyen du convertisseur et de sa commande. Une fois le fonctionnement de la commande validé (réponse fréquentielle et réponse temporelle), ils « câblent » le correcteur PID dans PSIM, ce qui permet de prendre en compte l'influence du découpage et de vérifier notamment qu'il n'y a pas de surmodulation dans la tension délivrée par l'onduleur. La version 6.0 de PSIM permettant de tracer des diagrammes de Bode devrait éviter, dans des cas simples comme celui-ci, le passage par MATLAB/SIMULINK. Le fonctionnement sur charge linéaire étant validé, il est aisé par la suite de modifier le schéma PSIM et de considérer le cas d'une charge non linéaire du type redresseur monophasé avec condensateur en tête.

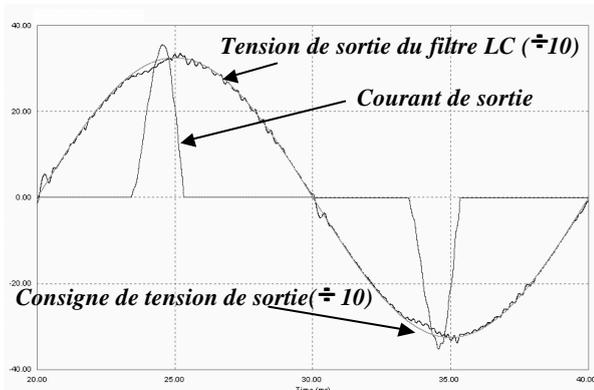


Figure 5.5 : Fonctionnement en boucle fermée sur charge non linéaire.

6 Conclusion

Une fois l'étude de chaque étage terminée, les groupes de travail mettent en commun leurs résultats et testent les performances globales de la chaîne de conversion. Généralement, l'outil de simulation PSIM est pris en main rapidement par les étudiants. Les erreurs principales sont liées au mauvais choix du pas de calcul, ce qui conduit parfois à des résultats erronés. Il est donc important pour les étudiants de connaître à l'avance l'allure des formes d'ondes. Vis-à-vis des étudiants, le logiciel PSIM est donc plus pertinent en tant qu'outil de validation que comme outil d'investigation (ce qui est vrai aussi pour d'autres outils de simulation). Mise en place depuis quelques années au Département Génie Electrique et Automatique de l'ENSEEIH, cette approche pédagogique au travers de thèmes d'étude semi-encadrés est dans l'ensemble très appréciée par les étudiants.

BIBLIOGRAPHIE

P. Ladoux, M. Metz : « Utilisation de l'onduleur de tension MLI pour la correction du facteur de puissance », *La Revue 3EI* n°28, mars 2002.

H. Foch, F. Forest : « Onduleurs de tension : éléments sur la mise en oeuvre et les multiples applications d'une fonction fondamentale de l'électronique de puissance ». Journées 3EI 1997.

H. Foch, J. Arches, Y. Chéron, B. Escaut, P. Marty : « Alimentations à Découpage ». Techniques de l'Ingénieur. Volume DAB

H. Foch, F. Forest, T. Meynard : « Onduleurs de tension ». Techniques de l'Ingénieur volume DAB.

H. Bülher : "Réglage de systèmes d'électronique de puissance, volume 3" Collection Electricité, Presses Polytechniques Romandes.

Mohan, Undeland, Robbins : "Power Electronics" Editions Wiley.