

Référence : TDR-SP1_6-CCTP-P-01344

P

CAHIER DES CLAUSES TECHNIQUES PARTICULIERES (CCTP) : REALISATION DE 7 CIRCUITS DE PUISSANCE DE 30 kW POUR LES ALIMENTATIONS DE QUADRUPOLES DU BOOSTER DE SOLEIL II

Date de diffusion	Rédacteur	Vérificateur	Approbateur	Modifications
AAAA/MM/JJ	Responsable WP Alimentations Électriques	Coordinateur Programme Construction des Accélérateurs Coordinateur Technique Upgrade Injecteur	Coordinateur Programme Construction des Accélérateurs	
Destinataires	Liste de groupe(s) et/ou fonction(s) avec des virgules comme séparateur			

PUBLIC

LA VERSION ELECTRONIQUE FAIT FOI.



SOMMAIRE

1. PRESENTATION GENERALE	3
1.1. PRESENTATION DU SYNCHROTRON SOLEIL	3
1.2. PRESENTATION DE SOLEIL II	4
2. INTRODUCTION : OBJET DU MARCHE	4
3. SPECIFICATIONS TECHNIQUES DES CIRCUITS DE PUISSANCE	5
3.1. DESCRIPTION DES ALIMENTATIONS DANS LESQUELLES SERONT INTEGRES LES CIRCUITS DE PUISSANCE	5
3.2. CARACTERISTIQUES PRINCIPALES DES CIRCUITS DE PUISSANCE A REALISER	10
3.2.1. CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES	10
3.2.2. CHOIX DES COMPOSANTS	18
3.2.3. CARACTERISTIQUES MECANQUES	26
4. CONDITIONS GENERALES	28
4.1. OBJET DE LA FOURNITURE	28
4.2. CONFORMITE DE LA FOURNITURE	28
4.2.1. TESTS EN USINE AVANT LIVRAISON (FAT)	28
4.2.2. RECEPTION SUR LE SITE DE SOLEIL (SAT)	29
4.3. EXECUTION DU MARCHE	30
4.3.1. DEMANDES D'ECARTS PAR RAPPORT AUX SPECIFICATIONS	30
4.3.2. CALENDRIER	30
4.3.3. POINTS D'AVANCEMENT	31
4.3.4. ACCES A L'ENTREPRISE	32
5. ANNEXE 1	33

1. PRESENTATION GENERALE

1.1. PRESENTATION DU SYNCHROTRON SOLEIL



Situé au cœur du cluster Paris-Saclay, à une vingtaine de kilomètres de Paris, SOLEIL¹ est la source française de rayonnement synchrotron.

Dans cette Très Grande Infrastructure de Recherche, les expériences reposent sur l'utilisation d'un rayonnement lumineux produit par des paquets d'électrons circulant quasiment à la vitesse de la lumière dans un anneau. Ce rayonnement, exceptionnellement brillant, couvre une gamme de longueurs d'onde très large : de l'infrarouge jusqu'aux rayons X, en passant par les ultraviolets. Ses caractéristiques (intensité, focalisation, stabilité...) permettent d'observer la matière à toutes les échelles, jusqu'à celle de l'atome, pour des expériences tant en recherche fondamentale qu'en recherche appliquée ou d'intérêt industriel.

Depuis 2008, SOLEIL est au service de nombreux domaines qui mobilisent la science et l'industrie aujourd'hui : la physique, la biologie, la chimie, la science des matériaux, l'environnement, les sciences de la Terre ou le patrimoine culturel, notamment.

SOLEIL est placé sous la double tutelle du CNRS² et du CEA³, et offre à son personnel un environnement de travail pluridisciplinaire et international.

¹ SOLEIL : Source Optimisée de Lumière d'Energie Intermédiaire du LURE* (*Laboratoire d'Utilisation du Rayonnement Électromagnétique)

² CNRS : Centre National de la Recherche Scientifique

³ CEA : Commissariat à l'énergie atomique et aux énergies alternatives

1.2. PRESENTATION DE SOLEIL II

Le projet SOLEIL II est une modernisation ambitieuse de l'ensemble de l'installation qui permettra des expériences jusqu'à dix mille fois plus rapides, mille fois plus sensibles, avec une résolution à l'échelle du nanomètre, et ainsi de contribuer de manière décisive à de nombreux enjeux sociétaux dans la recherche sur les matériaux avancés, l'énergie et le développement durable, la santé et le bien-être, l'environnement.

Les premiers approvisionnements pour la construction de SOLEIL II débutent en 2024. Le fonctionnement de l'installation actuelle se poursuivra en parallèle jusqu'à l'automne 2028. Le démarrage de SOLEIL II est prévu pour 2030, avec une montée en puissance jusqu'en 2035.

Pour plus de détails, on pourra se reporter au site web : <http://www.synchrotron-soleil.fr/>

2. INTRODUCTION : OBJET DU MARCHE

Le présent marché s'inscrit dans le cadre du projet SOLEIL II, qui vise à refondre les installations existantes, en opération depuis près de 20 ans. Cette modernisation ambitieuse de l'ensemble des composantes de la machine actuelle se traduira par une amélioration significative de ses performances, et permettra une contribution accrue au développement de solutions scientifiques et technologiques pour répondre aux grands enjeux sociétaux, notamment dans les domaines de la santé, de l'environnement, de l'énergie et du développement durable, ou encore des matériaux avancés.

Ce marché concerne la fourniture **de sept circuits de puissance identiques**, décrits ci-après. Cinq de ces sept circuits de puissance seront mis en place dans des alimentations d'électroaimants, les deux autres serviront de rechange. Les cinq alimentations d'électroaimants dans lesquelles seront installés les circuits de puissance sont en opération depuis la mise en service de SOLEIL en mars 2006. Elles ont été conçues pour fournir un courant continu réglable entre 0 et 350 A, avec une puissance de sortie maximale fixée à une trentaine de kW. SOLEIL souhaite désormais modifier ces alimentations pour intégrer de nouvelles fonctionnalités. Il est en effet prévu qu'elles alimentent de nouveaux électroaimants utilisés au sein du futur accélérateur circulaire, appelé Booster, du projet SOLEIL II. Les courants délivrés devront dès lors suivre une courbe de variation correspondant à la montée en énergie du faisceau de particules dans le Booster. Les alimentations devront par conséquent pouvoir fonctionner dans les 4 quadrants, alors qu'elles sont actuellement unipolaires. Les circuits de puissance, objet de ce marché, remplaceront les hacheurs à IGBT constitutifs des alimentations actuelles, permettant ainsi le fonctionnement dans les quatre quadrants. SOLEIL souhaite confier la conception et la réalisation de ces circuits de puissance, selon les spécifications présentées dans la suite du document.

3. SPECIFICATIONS TECHNIQUES DES CIRCUITS DE PUISSANCE

3.1. DESCRIPTION DES ALIMENTATIONS DANS LESQUELLES SERONT INTEGRES LES CIRCUITS DE PUISSANCE

La topologie de puissance des cinq alimentations d'électroaimants existantes, représentée en figure 1, est basée sur la chaîne de fonctions suivantes :

Redressement isolé dodécaphasé + Filtrage basse fréquence et stockage d'énergie + Hacheur abaisseur série à IGBT + Filtrage haute fréquence

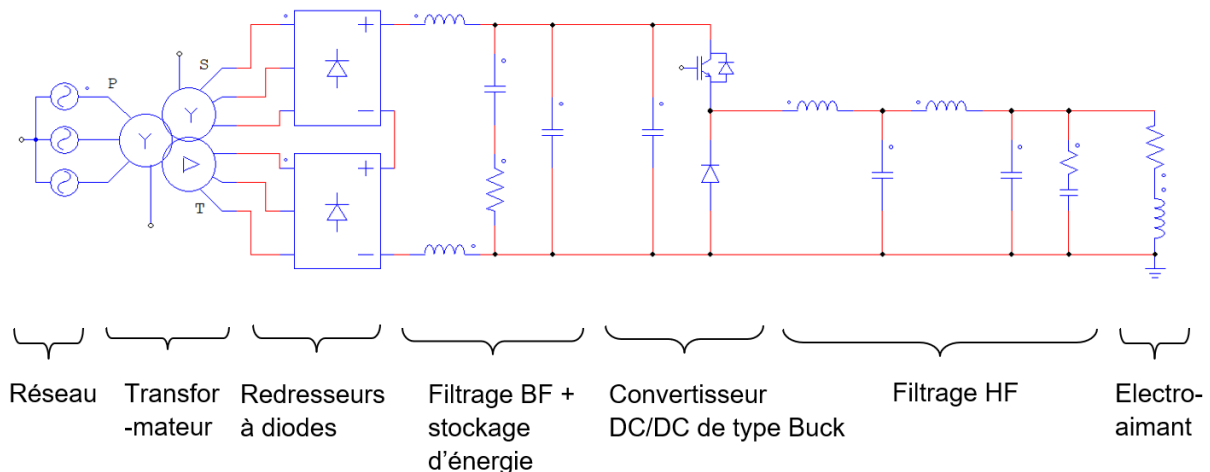


Fig. 1 : Structure des alimentations actuelles

Le réglage du courant dans l'électroaimant est réalisé en faisant varier le rapport cyclique des impulsions de commande envoyées au transistor IGBT du convertisseur de type Buck. La fréquence de découpage est de 20 kHz.

Pour permettre un fonctionnement dans les quatre quadrants, l'étage de sortie des alimentations sera transformé, par la mise en œuvre d'un hacheur en pont en H en lieu et place du convertisseur Buck, tel que représenté sur la figure suivante :

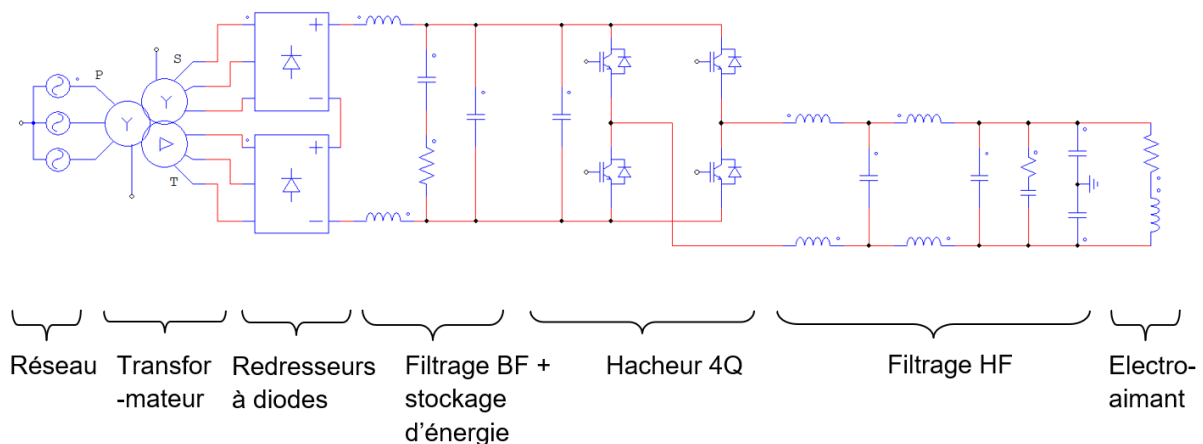


Fig. 2 : Structure des alimentations une fois modifiées

Il est à noter, comme le montre cette figure, que le filtre de sortie des alimentations sera également modifié pour le rendre symétrique vis-à-vis des polarités de sortie.

Le refroidissement des composants actifs est assuré par une plaque à eau. Sur les alimentations actuelles, les redresseurs à diodes sont montés sur le même dissipateur que les modules IGBT du convertisseur Buck. L'assemblage correspondant est présenté aux figures 3a, 3b et 3c.

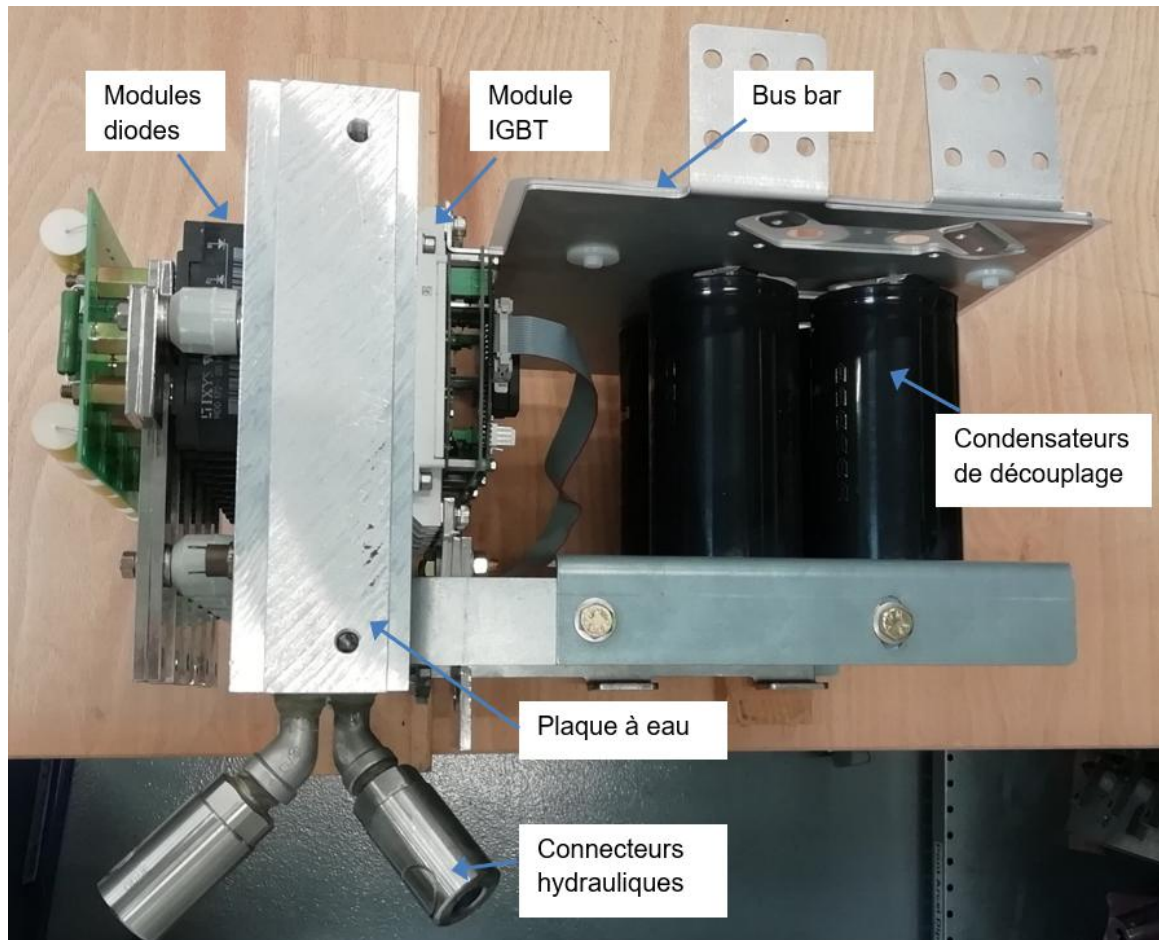
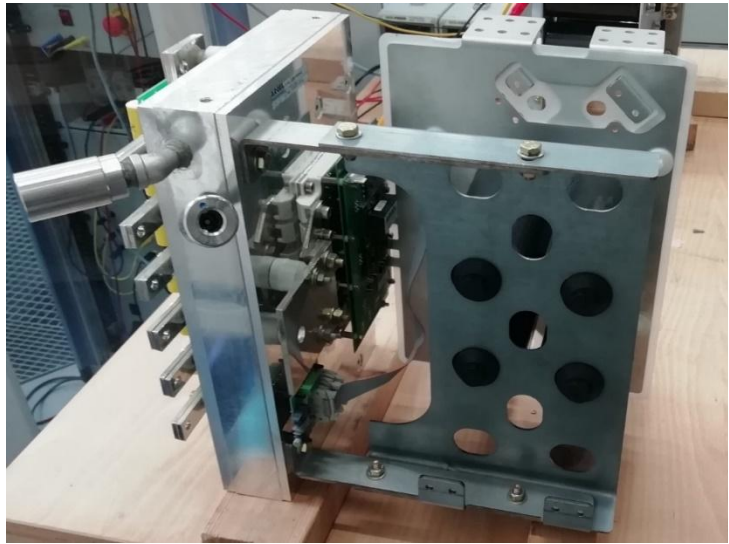


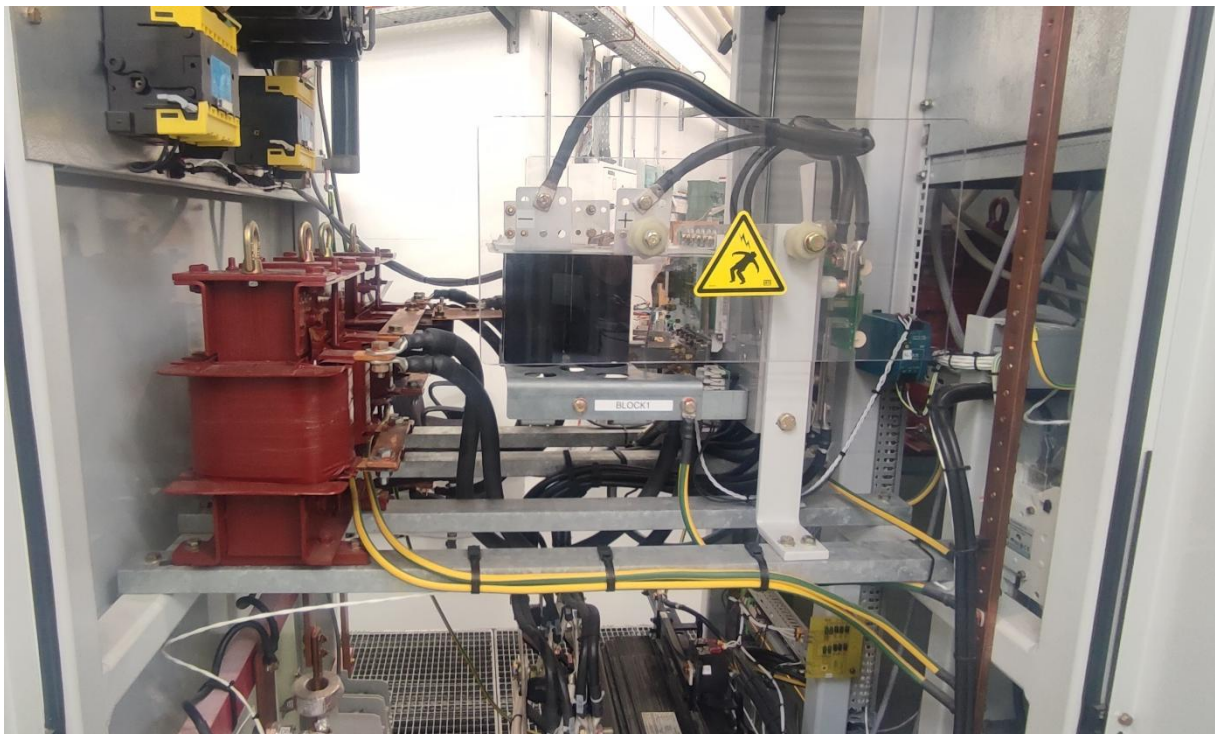
Fig. 3a : Circuit de puissance actuel, à remplacer

*Fig. 3 b : Vue côté redresseurs**Fig. 3c : Vue côté IGBT*

Les modules diodes utilisés sont des modules dual 800V 300Arms / 190Amoy de référence MDD172-08N1 de IXYS.

Les modules IGBT mis en œuvre sont des modules sixpack 1200V 300A de référence FS300R12KE3 de INFINEON.

Les figures suivantes montrent comment ces montages sont intégrés dans les alimentations. La liste de leurs interfaces est en outre précisée dans le tableau 1.

*Fig. 4a : Montage installé dans une alimentation, vue 1*

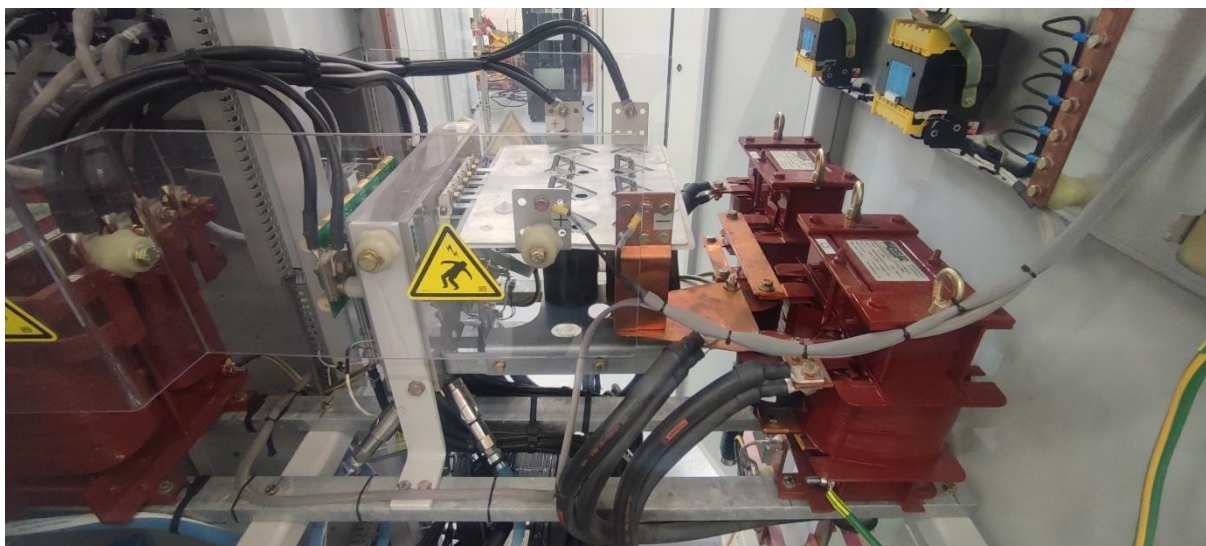


Fig. 4b : Montage installé dans une alimentation, vue 2

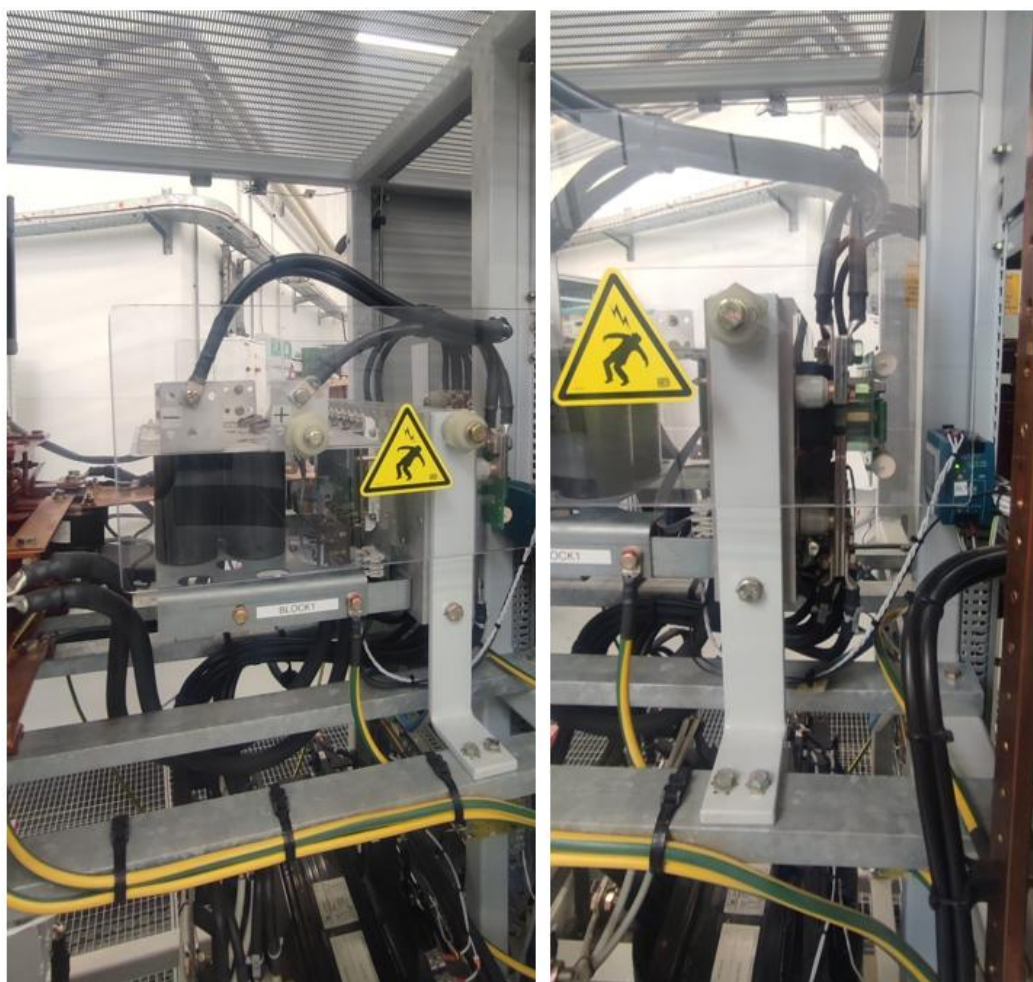


Fig. 4c : Montage installé dans une alimentation, vues 3 & 4

Sous-ensemble concerné	Nature des entrées/sorties	Type	Nombre	Noms des entrées/sorties
Redresseurs	Connexions de puissance	Entrées	6	In1a, In2a, In3a In1b, In2b, In3c
		Sorties	2	DC 1+, DC1-
Hacheur Buck	Connexions de puissance	Entrées	2	DC 2+, DC2-
		Sortie	1	Out
Carte driver IGBT	Alimentation électrique	Entrées	3	+15 V, 0 V, -15 V
	Signaux optiques	Entrée	1	PWM_IGBT
		Sortie	1	DRIVER_FAULT
Plaque à eau	Connexions hydrauliques	Entrée	1	WATER_IN
		Sortie	1	WATER_OUT
Vigitherme 65 °C plaque à eau	Contact sec	Entrée	1	+24 V
		Sortie	1	TEMPERATURE_FAULT

Tableau 1 : Liste des interfaces des circuits de puissance actuels

Le schéma électrique simplifié de ces circuits de puissance est le suivant :

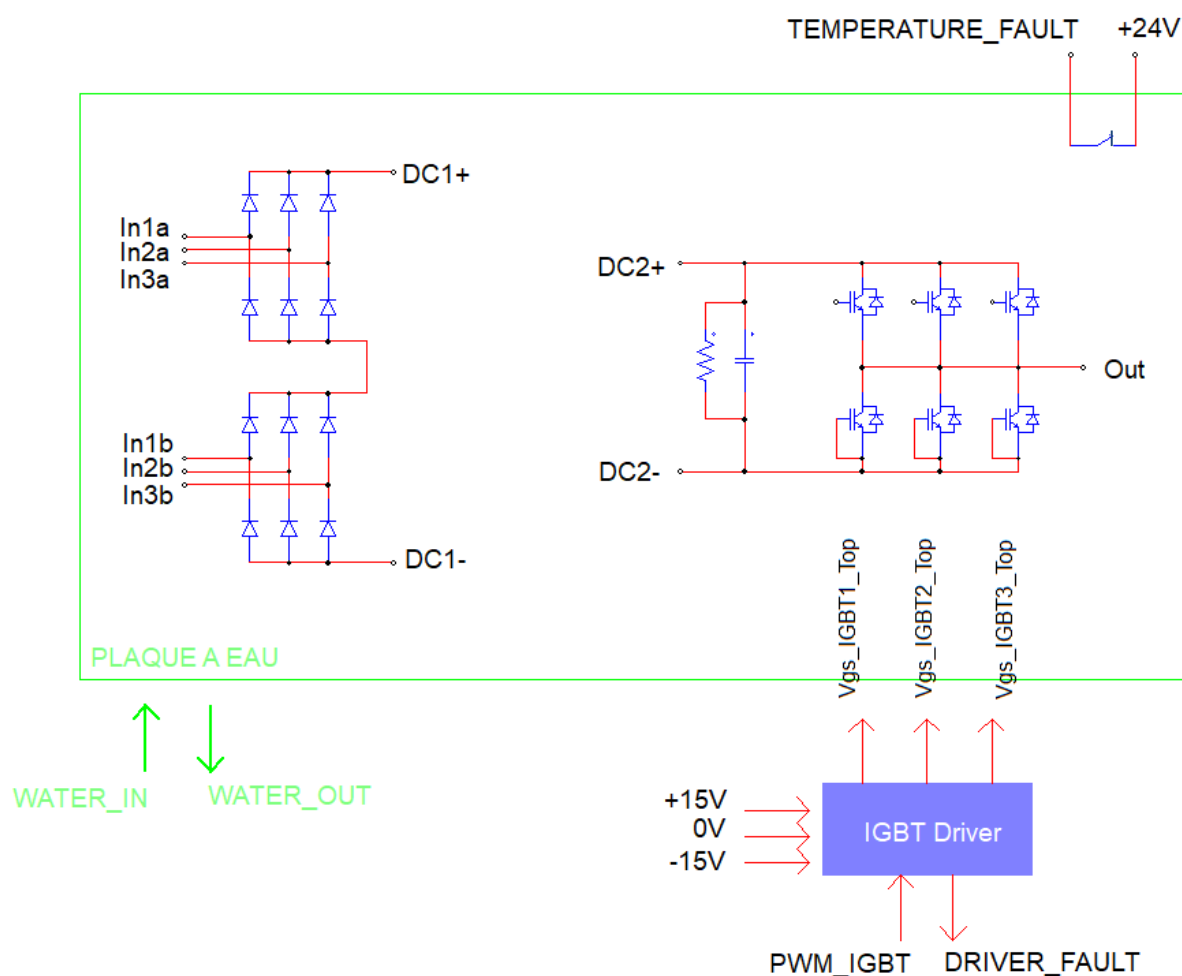


Fig. 5 : Schéma électrique simplifié des circuits de puissance existants

3.2. CARACTERISTIQUES PRINCIPALES DES CIRCUITS DE PUISSANCE A REALISER

Les circuits de puissance à développer devront intégrer les deux redresseurs à diodes triphasés, en plus du hacheur à IGBT en pont en H. Ceci résulte de la conception des assemblages actuels, qui incluent les redresseurs et le hacheur, montés tous trois sur une même plaque à eau.

Les schémas électriques simplifiés des circuits de puissance à réaliser sont représentés ci-dessous :

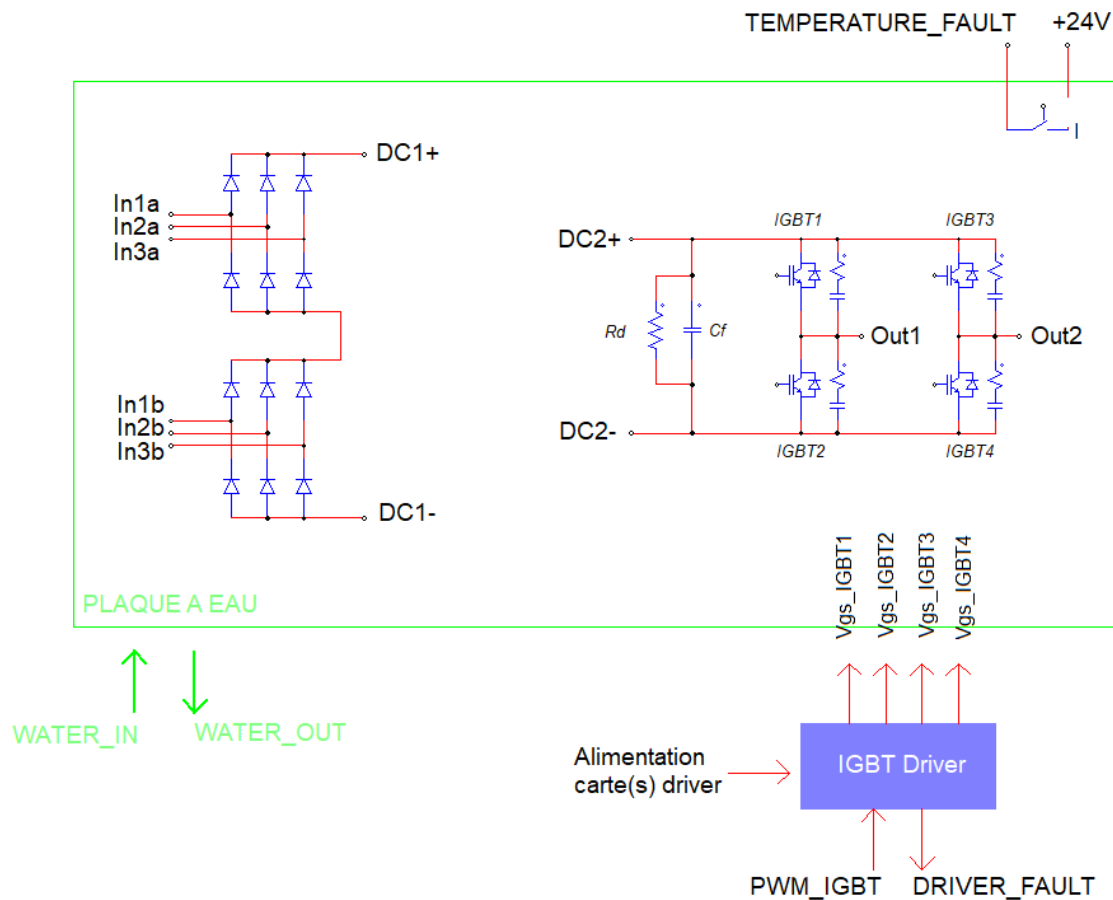


Fig. 6 : Schéma électrique simplifié du circuit de puissance à développer

3.2.1. CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Comme expliqué en introduction, les circuits de puissance seront utilisés dans deux de modes de fonctionnement distincts :

1. « Mode DC » : Fourniture par l'alimentation d'électroaimants d'un courant continu réglable entre **-350 A** et **+350 A**.
2. « Mode cyclé » : Fourniture par l'alimentation d'un courant de forme sinusoïdale à 3 Hz, possédant une composante continue, d'expression

$$i = I_a / 2 \times (1 - \cos \omega t) + I_o$$

avec $\omega = 2\pi f$, f étant 3 Hz, I_a = amplitude du courant à 3 Hz, I_o = courant d'offset.

Les valeurs de I_a et I_o sont réglables.

La valeur maximale de I_a est de **200 A**.

La valeur maximale du courant crête $I_c = I_a + I_o$ est également de **200 A** (on pourra par exemple avoir $I_a = 193$ A et $I_o = 7$ A).

La forme d'onde typique du courant que devra délivrer l'alimentation en « mode cyclé » est représentée en figure 7, pour $I_a = 200$ A et $I_o = 0$ A.

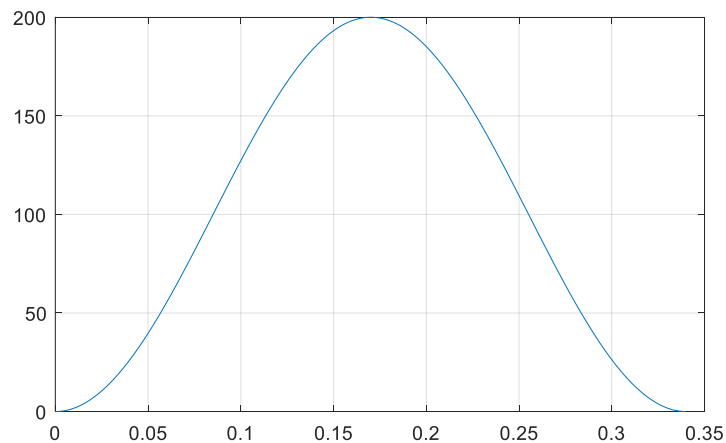


Fig. 7 : Forme d'onde du courant à délivrer en mode cyclé

Un mode de **fonctionnement de type « stop and go »**, représenté en figure 8, est exigé obligatoirement pour réaliser des économies d'énergie lorsque le Booster n'est pas utilisé. Dans cette configuration, les alimentations réalisent 50 cycles 3 Hz puis leur consigne de courant est passée à 0 A, pendant environ 15 s. À l'issue de cette période, le mode cyclé est réactivé pour à nouveau 50 cycles.

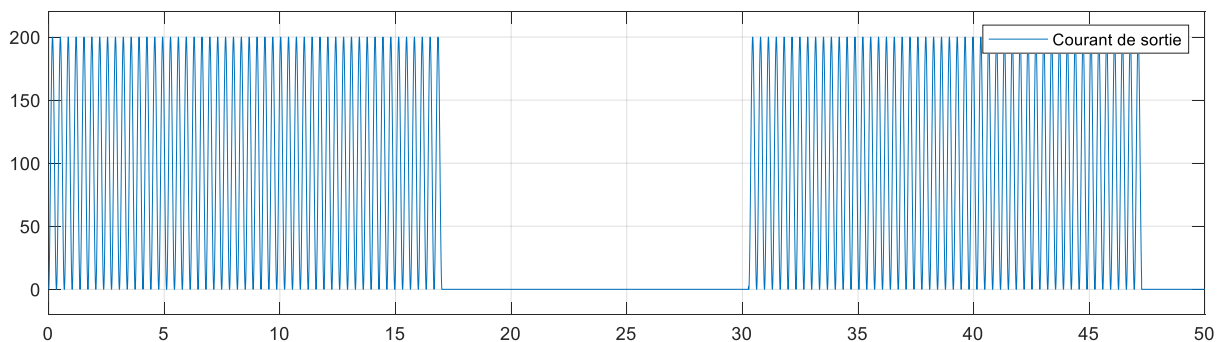


Fig. 8 : Mode de fonctionnement « stop and go »

Ce mode de fonctionnement se traduit par l'apparition d'un cyclage lent, d'une période de 30 secondes, en plus du cyclage rapide à 3 Hz.

SOLEIL fonctionne 6 500 heures par an. Sur ce volume d'heures, nous prévoyons 5 500 heures en mode « stop and go » et 1 000 heures en mode cyclé continu. Par conséquent, les alimentations réaliseront chaque année :

- $5500 \times 3600 / 30 = \mathbf{660\,000\text{ cycles lents}}$ (à 1/30 Hz)
- $(5500 \times 3600 / 30 \times 50 + 1000 \times 3600 \times 3) = \mathbf{43,8\text{ millions de cycles rapides}}$ (à 3 Hz).

Pour déterminer les contraintes électriques sur les composants actifs et passifs des circuits de puissance, nous nous appuierons sur des simulations avec le logiciel PSIM.

La tension du réseau électrique à l'entrée de nos alimentations est habituellement de **410 V** entre phases. Elle est toutefois susceptible de varier entre **330 V** (réseau bas) et **440 V** (réseau haut).

C'est pourquoi dans la suite du document, nous distinguerons 2 cas de figure : le fonctionnement sur réseau bas et celui sur réseau haut.

Le rapport de transformation du transformateur 50 Hz de l'étage d'entrée des alimentations est de 0,105. En conséquence, la tension composée à l'entrée des redresseurs à diodes est de **43 V** pour une tension secteur de **410 V**. En sortie de l'étage de redressement, la tension continue s'établit alors à **120 V** lorsque l'alimentation fonctionne à faible charge, et à environ **115 V** lorsque l'alimentation est à pleine charge.

La fréquence de découpage des IGBT est **imposée à 20 kHz**, comme pour les circuits de puissance existants.

La valeur de la capacité Cf du banc de condensateurs devra être comprise entre **1 mF et 5 mF**. Dans les simulations réalisées plus loin, nous donnerons les contraintes qui s'appliquent sur le banc de condensateurs pour ces 2 valeurs limites, 1 mF et 5 mF.

La liaison entre les modules IGBT et le banc de condensateurs Cf doit être de type **bus bar laminé**, pour minimiser l'inductance de câblage, et par conséquent les surtensions aux bornes des transistors lors de leur blocage.

Le schéma de simulation PSIM est présenté à la figure 9. La résistance aux bornes de Cf modélise les pertes du hacheur 4Q.

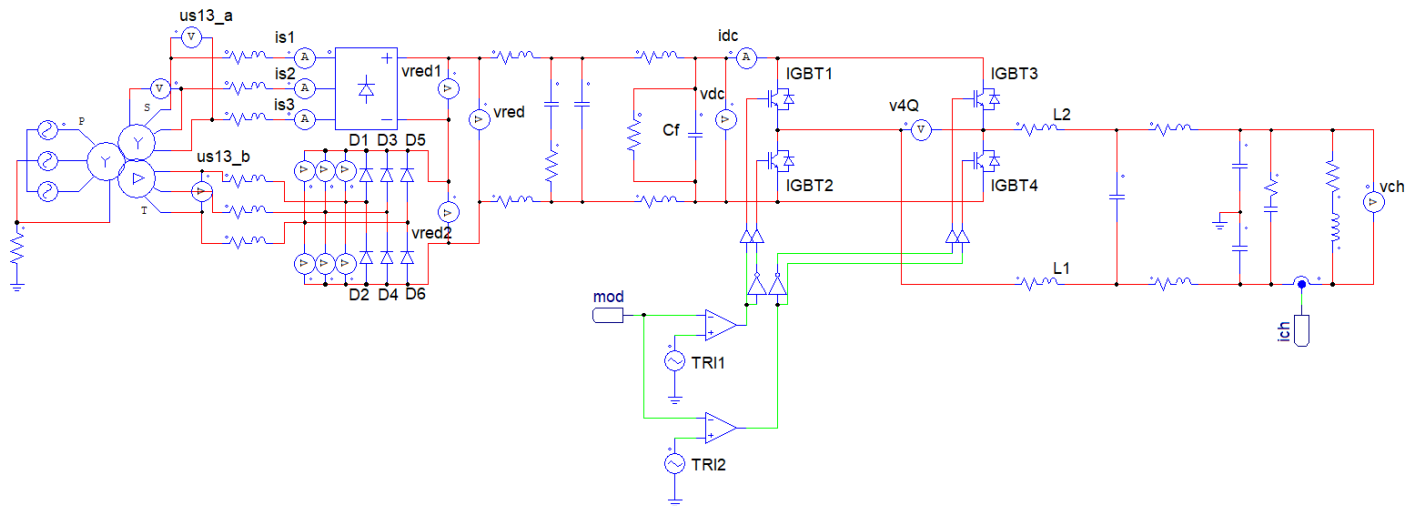


Fig. 9 : Schéma de simulation électronique

Deux modes de commande sont envisagés pour les IGBT du pont en H.

1. Commande en diagonale : Les signaux PWM des IGBT 1 et 4 sont identiques. Ceux des IGBT 2 et 3 sont complémentaires. La tension $v4Q$ en sortie du pont en H varie alors entre 2 niveaux $+v_{dc}$ et $-v_{dc}$.

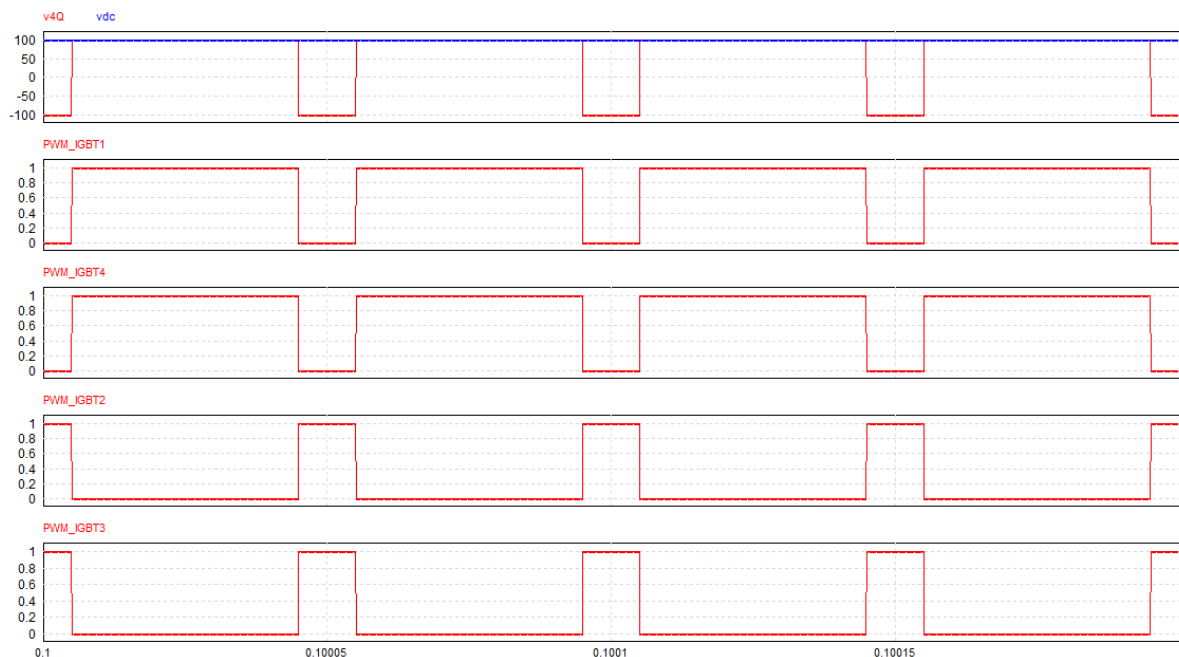


Fig.10 : Commande en diagonale des IGBT du pont en H

2. Commande bipolaire 3 niveaux : Les signaux PWM des IGBT du bras de gauche sont déphasés de π par rapport à ceux des IGBT du bras de droite (en introduisant un déphasage de π entre les porteuses triangulaires TRI1 et TRI2). La tension $v4Q$ en sortie du pont en H varie alors entre 3 niveaux, $+v_{dc}$, 0 et $-v_{dc}$.

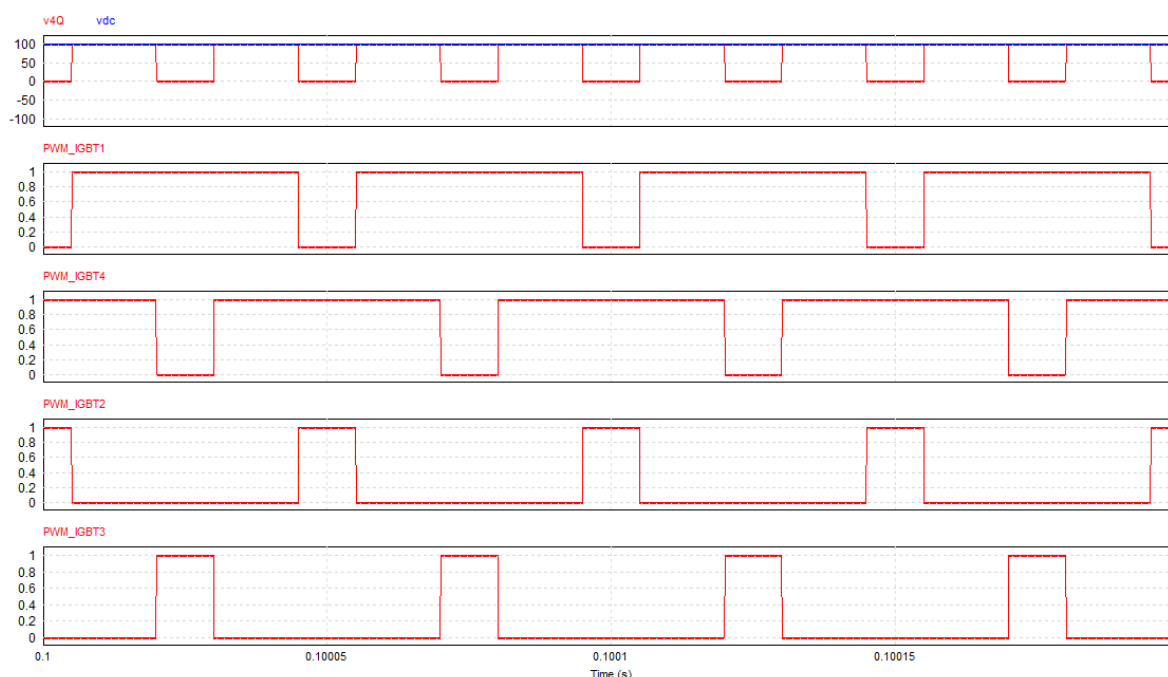


Fig.11 : Commande bipolaire des IGBT du pont en H

Le hacheur à IGBT en pont en H devra pouvoir fonctionner avec ces 2 types de commande.

Les simulations présentées ci-dessous sont réalisées avec une commande en diagonale, qui est défavorable vis-à-vis du dimensionnement de Cf (courant efficace plus élevé).

3.2.1.1. CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES EN « MODE DC »

Une simulation en « mode DC » pour une tension du réseau électrique de 410 V et une valeur de 1 mF pour Cf est présentée en figures 12 et 13. Elle porte sur 2 périodes réseau (40 ms). En « mode DC », l'impédance de la charge de nos alimentations est de 220 mΩ - 24 mH. La puissance maximale fournie à la charge est donc de $0.22 \times 350^2 \approx 27$ kW.

Le tableau 2 résume les contraintes sur les composants actifs et passifs des convertisseurs constitutifs des circuits de puissance à réaliser.

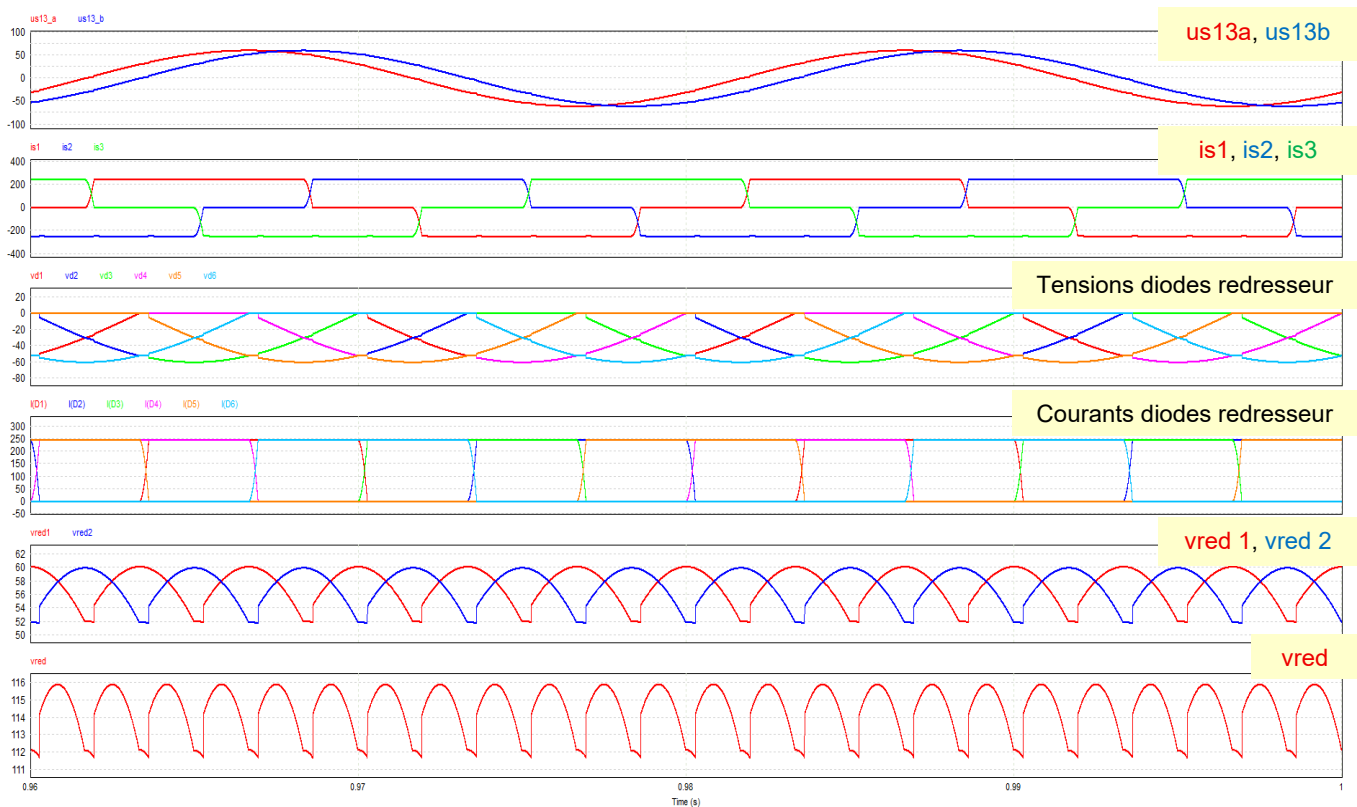


Fig. 12 : Simulation des redresseurs à diodes à puissance nominale (350A en sortie d'alimentation)

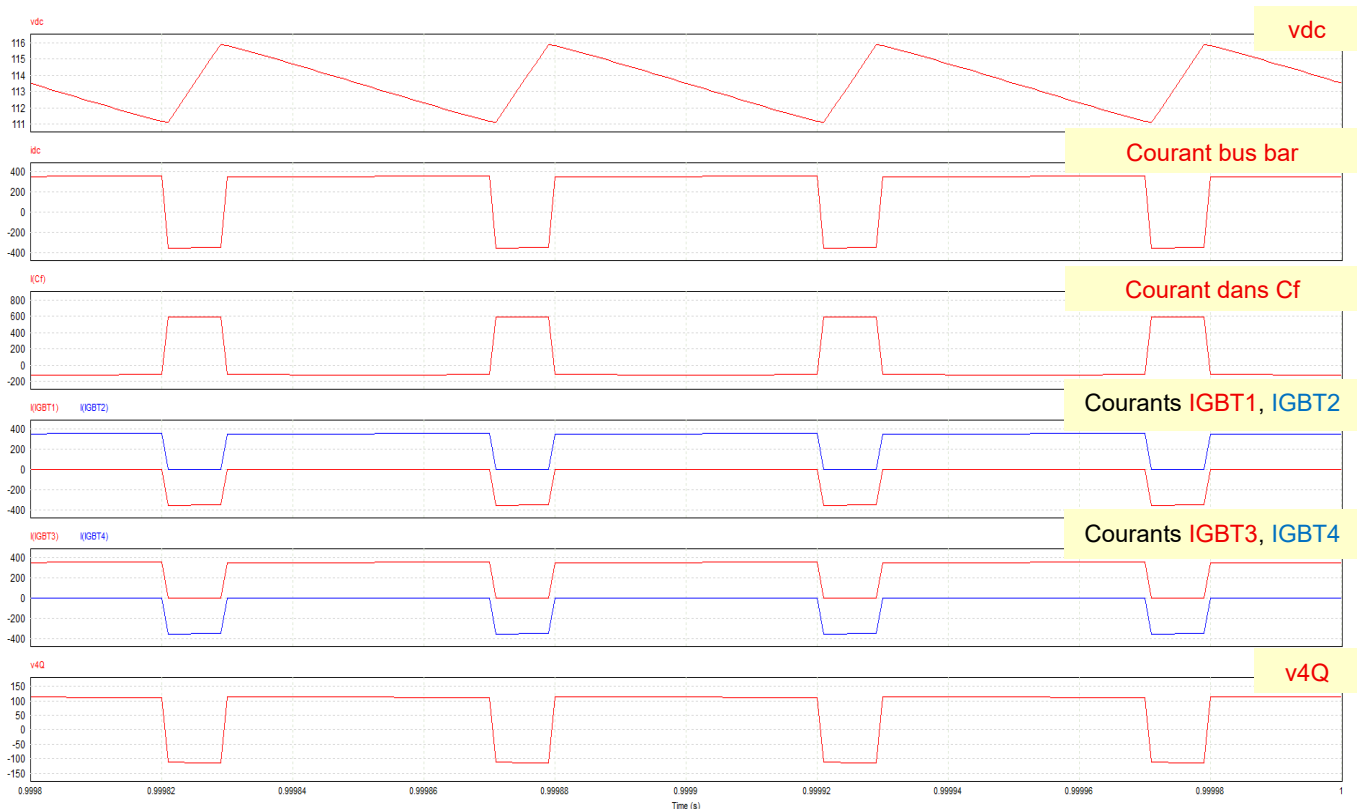


Fig. 13 : Simulation du hacheur 4Q à puissance nominale

			Réseau haut	Réseau bas
Redresseurs à diodes	Tension d'entrée phase-phase efficace		46 V	34 V
	Valeur crête de la tension aux bornes des diodes		65 V	50 V
	Courant efficace max dans les diodes		135 A	185 A
	Courant moyen max dans les diodes		80 A	110 A
Cf	Valeur moyenne max de la tension continue		122 V	90 V
	Ondulation HF max de la tension aux bornes de Cf	Cf = 1 mF	5V @ 20 kHz	3V @ 20 kHz
		Cf = 5 mF	1V @ 20 kHz	0.6V @20kHz
	Courant efficace max	Cf = 1 mF / 5 mF	275 A @ 20 kHz	170 A @ 20 kHz
	Courant crête max	Cf = 1 mF / 5 mF	630 A	690 A
Bus bar	Courant efficace max		350 A	350 A
Modules IGBT	Fréquence de découpage		20 kHz	
	Rapport cyclique max		0,815	0,925
	Courant efficace max dans les transistors		320 A	340 A
	Courant moyen max dans les transistors		290 A	330 A
	Courant max à la mise à On des transistors		350 A	350 A
	Courant max à la mise à Off des transistors		355 A	355 A
	Courant efficace max dans les diodes		150A	90 A
	Courant moyen max dans les diodes		65 A	25 A
	Courant max à la mise à Off des diodes		355 A	355 A

Tableau 2 : Contraintes sur les composants à puissance nominale en « mode DC »

3.2.1.2. CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES EN « MODE CYCLE »

Une simulation en « mode cyclé » pour une tension du réseau électrique de 410 V et une valeur de 1 mF pour Cf est présentée en figures 14 et 15. Elle porte sur 1 cycle complet à 3 Hz. En « mode cyclé », l'impédance de la charge de nos alimentations est de 260 mΩ - 24 mH, et la valeur efficace maximale du courant à délivrer à la charge de 125 A. La puissance active consommée par la charge est alors de 4,1 kW et la puissance réactive de 4 kVAR.

Le tableau 3 résume les contraintes sur les composants actifs et passifs sur un cycle complet à 3 Hz.

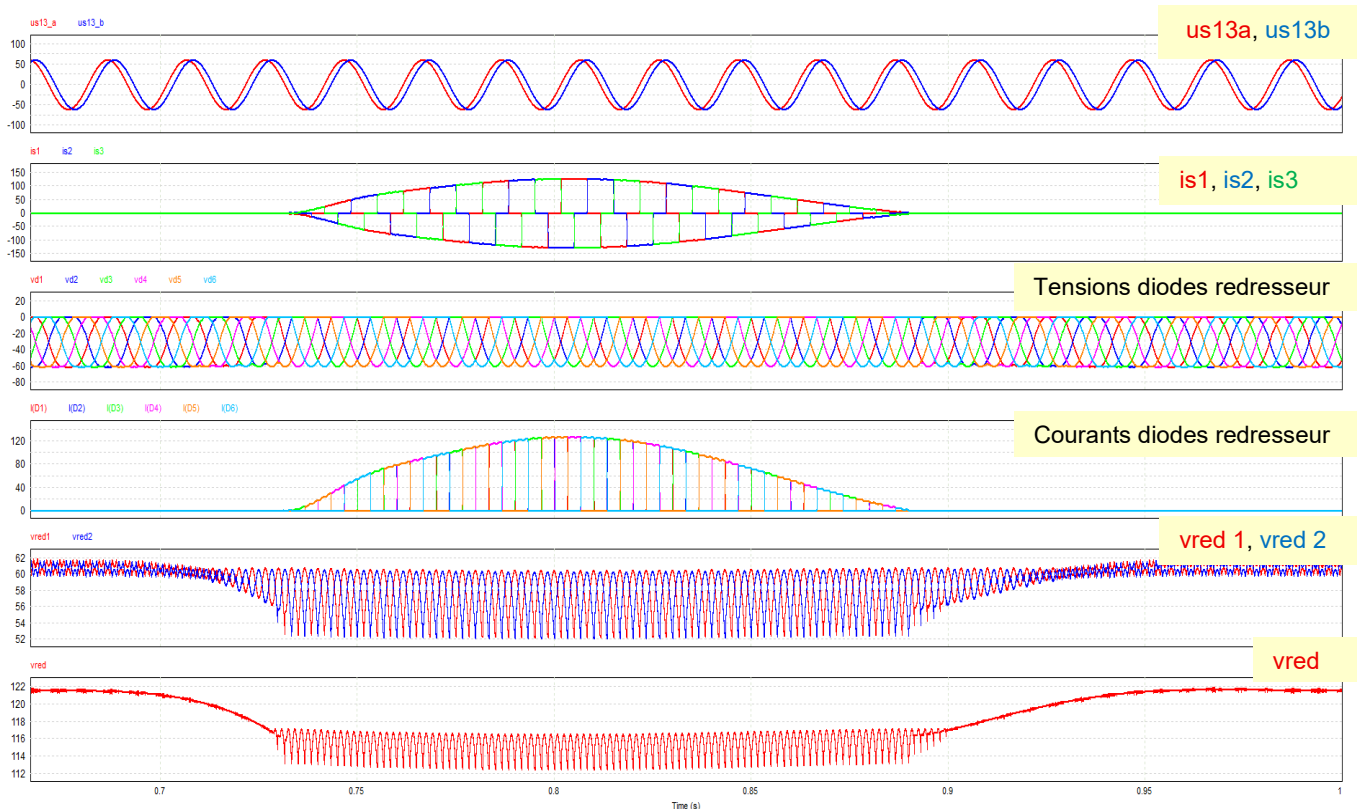


Fig. 14 : Simulation des redresseurs à diodes à puissance nominale ($I_a = 200A$)

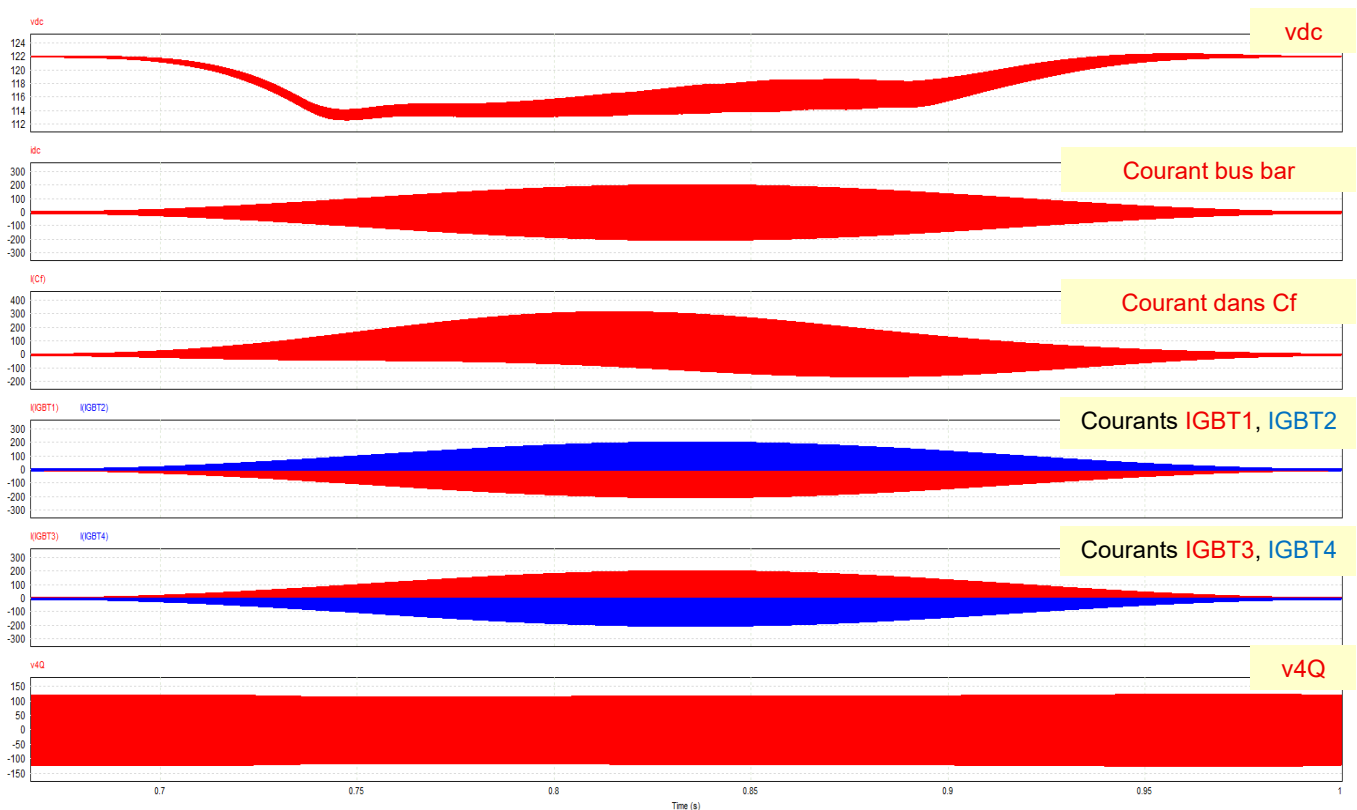


Fig. 15 : Simulation du hacheur 4Q à puissance nominale

		Réseau haut	Réseau bas	
Redresseurs à diodes	Tension d'entrée phase-phase efficace		46 V	34 V
	Valeur crête de la tension aux bornes des diodes		65 V	50 V
	Courant efficace max dans les diodes		35 A	50 A
	Courant moyen max dans les diodes		15 A	20 A
Cf	Valeur moyenne max de la tension continue		126 V	95 V
	Excursion à 3 Hz de la tension aux bornes de Cf	Cf = 1 mF / 5 mF	10 V	10 V
	Courant efficace max	Cf = 1 mF / 5 mF	115 A @ 20 kHz	100 A @ 20 kHz
	Courant crête max	Cf = 1 mF / 5 mF	310 A	340 A
Bus bar	Courant efficace max		125 A	125 A
Modules IGBT	Fréquence de découpage		20 kHz	
	Excursion du rapport cyclique @ 3 Hz		0.4 → 0,83	0.36 → 0,95
	Courant efficace max dans les transistors		105 A	110 A
	Courant moyen max dans les transistors		70 A	75 A
	Courant efficace max dans les diodes		70 A	65 A
	Courant moyen max dans les diodes		35 A	30 A

Tableau 3 : Contraintes sur les composants à puissance nominale en « mode cyclé »

3.2.2. CHOIX DES COMPOSANTS

3.2.2.1. REDRESSEUR A DIODES

Pour chacun des redresseurs triphasés à diodes, on pourra par exemple utiliser 3 modules équivalents aux MDD172-08N1 de IXYS, mis en œuvre dans les circuits de puissance actuels, pourvus de snubbers ad hoc. Le module diodes retenu par le Titulaire devra être soumis à la validation de SOLEIL.

3.2.2.2. CONDENSATEURS (Cf)

Comme indiqué précédemment, la valeur de la capacité Cf du banc de condensateurs devra être comprise entre **1 mF et 5 mF**. Les condensateurs devront être de type film polypropylène. Pour le choix de leur calibre en tension, un facteur supérieur à 2 devra être appliqué par rapport à la tension maximale d'utilisation. La température de fonctionnement maximale des condensateurs devra préférablement être de 105 °C. Pour la détermination du courant efficace maximal supporté par les condensateurs et les calculs de la température Hot Spot, la température ambiante sera prise à 60 °C.

On pourra par exemple opter pour l'une des 2 configurations suivantes :

1. 5 condensateurs 200µF 500V en parallèle de référence FFVI6J0207K-- de AVX ou équivalent
2. 8 condensateurs 390 µF 800V en parallèle de référence FFLI6B0397K-- de AVX ou équivalent

Pour la première configuration, on aura par exemple un courant efficace admissible de 5x90 = 450 A et une température Hot Spot de 85 °C à 60 °C de température ambiante. Compte tenu

de cette valeur de température et du ratio entre la tension d'utilisation et le calibre en tension des condensateurs, leur durée de vie sera très supérieure à la durée de vie visée qui est de **130 000 heures**.

En cas de choix d'une autre référence de condensateur, il sera demandé au Titulaire d'étudier précisément le courant efficace admissible, la température Hot Spot et l'impact sur la durée de vie. Ce choix devra en outre être soumis à la validation de SOLEIL.

Une résistance de forte valeur (notée R_d sur le schéma en figure 6) devra enfin être montée sur le banc de condensateurs pour assurer une décharge lente de celui-ci après coupure de l'alimentation.

3.2.2.3. MODULES IGBT

Les interrupteurs de puissance sont des IGBT, de calibre en tension de 1200 V. Les modules IGBT devront être pourvus d'une CTN qui permettra de les protéger en cas de température de jonction trop élevée (génération du défaut assurée par la carte driver du module IGBT : voir plus bas).

Il est demandé que la température de jonction maximum des puces en « mode DC » ne dépasse pas **100 °C**.

Il est demandé que l'excursion à 3 Hz de la température de jonction des puces en « mode cyclé » ne dépasse pas **20 °C**.

Il est également demandé que l'excursion à 1/30 Hz (cyclage lent évoqué plus haut) de la température de jonction des puces en « mode cyclé » ne dépasse pas **30 °C**.

Les contraintes thermomécaniques qui résultent des variations de température peuvent en effet conduire à un vieillissement prématuré des modules IGBT, en causant notamment :

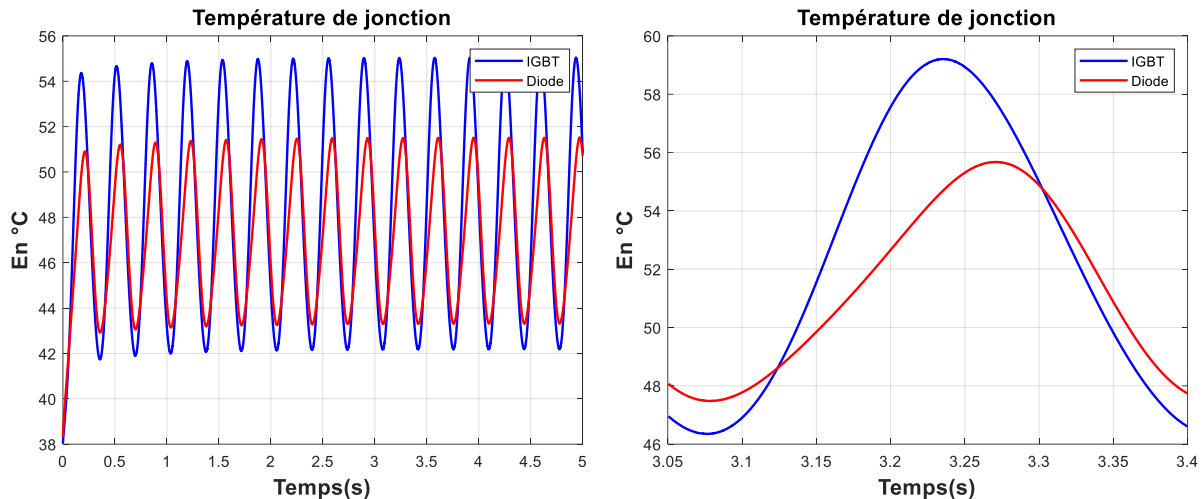
1. Un décollement des fils de bonding, engendrant ainsi des points chauds au niveau des puces,
2. Une déformation des métallisations en surface des puces, conduisant à une augmentation de la résistance de métallisation,
3. Une altération des brasures substrat-puce et substrat-semelle, avec pour conséquence une augmentation de la résistance thermique.

Il est prévu que les alimentations effectuent environ 44 millions de cycles 3 Hz par an, soit près de **900 millions de cycles 3 Hz en 20 ans**, qui est leur durée de vie cible. Elles effectueront également environ 700 000 cycles lents (à 1/30 Hz) par an, soit près de **15 millions de cycles lents en 20 ans**.

Le nombre de cycles admissible des modules IGBT choisis devra par conséquent être supérieur à ces valeurs.

À titre indicatif, SOLEIL a conduit une première analyse dans le but de dresser une liste de modules IGBT pouvant convenir à notre application. Cette analyse, non exhaustive, figure dans le tableau 4. Les références surlignées en vert sont les plus adéquates (meilleur compromis faibles pertes / faibles températures de jonction / faibles variations de température de jonction).

Un module PrimePACK™ 2 d'INFINEON avec la technologie Trenchstop IGBT5, ou un module équivalent, qui a de très bonnes performances vis-à-vis de la tenue au cyclage de puissance comme le montre la figure 17, répond par exemple parfaitement à notre besoin. Les élévations de température de jonction calculées pour le module INFINEON FF1200R12IE5 sont présentées en figure 16. L'annexe 1 détaille les calculs correspondants.



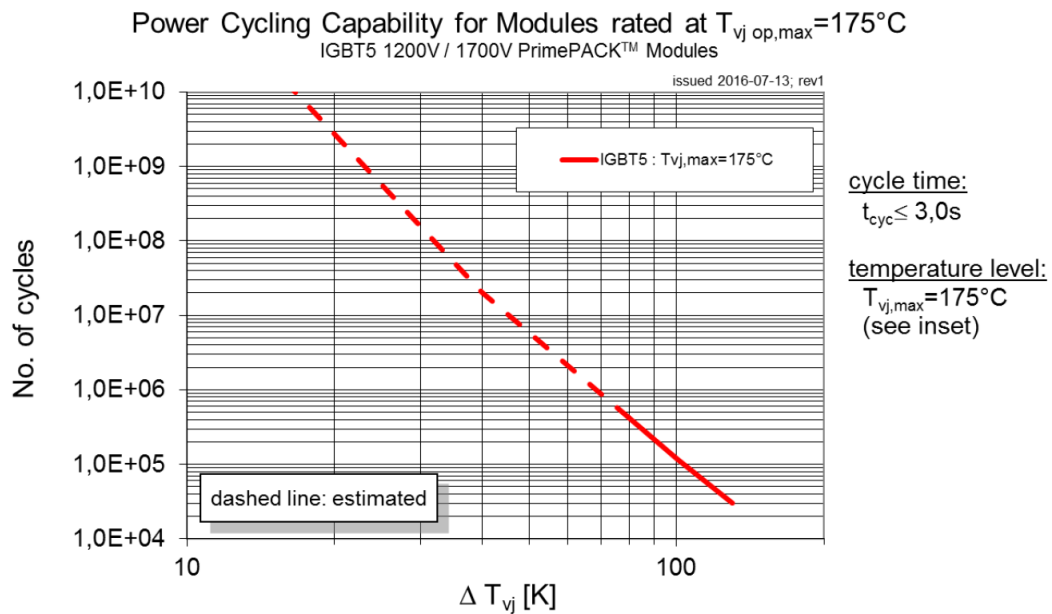
*Fig. 16 : Températures en « mode cyclé » avec le module INFINEON FF1200R12IE5
A gauche : cyclage en mode « stop and go » / A droite : cyclage en mode 3 Hz continu*

On obtient :

- Puce IGBT :
 - Cycles lents (1/30Hz) : $\Delta T = 17\text{ °C}$ avec $T_{vj\text{ max}} = 55\text{ °C}$
 - Cycles rapides (3 Hz) : $\Delta T = 12,9\text{ °C}$ avec $T_{vj\text{ max}} = 59,2\text{ °C}$
- Puce diode :
 - Cycles lents (1/30Hz) : $\Delta T = 13,2\text{ °C}$ avec $T_{vj\text{ max}} = 51,5\text{ °C}$
 - Cycles rapides (3 Hz) : $\Delta T = 8,2\text{ °C}$ avec $T_{vj\text{ max}} = 55,7\text{ °C}$

Compte tenu de la tenue au cyclage de puissance présentée en figure 17, la durée de vie des IGBT sera très supérieure à la durée de vie cible, spécifiée plus haut.

Il est à noter que ce module INFINEON est disponible avec une interface thermique pré-appliquée (référence FF1200R12IE5P), permettant de réduire encore la résistance thermique jonction-dissipateur.



*Fig. 17 : Tenue au cyclage de puissance des modules IGBT5 d'INFINEON :
 Environ 10x supérieure aux modules IGBT4*

Dans le cadre de ce marché, il est possible de répondre aux exigences avec des modules différents mais équivalents en termes de performance. Ainsi, en cas de choix d'une référence de module IGBT différente de celles figurant dans le tableau 4, il sera demandé au Titulaire d'étudier précisément les pertes, les élévations de température des puces et l'impact sur la durée de vie des modules. Ces calculs feront partie des livrables de la phase d'étude.

Le choix du module IGBT devra ensuite être soumis à la validation de SOLEIL.

Modules IGBT	Fournisseur	Type module	Fonctionnement	Pcond T [W]	Pcom T [W]	P T [W]	Pcond D [W]	P com D [W]	P D [W]	P tot [W]	Tvj T max [°C]	Delta Tvj T max Fast cycle [°C]	Delta Tvj T max Slow cycle [°C]	Tvj D max [°C]	Delta Tvj D max Fast cycle [°C]	Delta Tvj D max Slow cycle [°C]
SEMIX603GB12E4pV1	SEMIKRON	DUAL 1200V 600A	Mode cyclé 200A pk @ 3Hz	73	128	201	45	72	117	635	65,7		22,7	60,9		15,2
			Mode DC 350A	433	308	741	111	107	218	1916	114,1	-	-	86,8	-	-
SEMIX453GD12E4c	SEMIKRON	SIXPACK 1200V 450A	Mode cyclé 200A pk @ 3Hz	19	37	56	12	40	52	647	54,4		13,6	54,3		10
			Mode DC 350A	104	125	229	25	55	80	1852	88,8	-	-	82,7	-	-
														55,4		
CM1200DW-24T	MITSUBISHI	DUAL 1200V 1200A	Mode cyclé 200A pk @ 3Hz	64	212	276	32	117	149	850	58,5	10,4	15,5	55,4	6,9	12,4
			Mode DC 350A	320	452	772	67	175	242	2026	95	-	-	83,7	-	-
CM800DX(P)-24T1	MITSUBISHI	DUAL 1200V 800A	Mode cyclé 200A pk @ 3Hz	72	135	207	36	94	130	673	59	13,2	18,2	55,6	9,1	14,7
			Mode DC 350A	395	312	707	81	169	250	1914	102,9	-	-	87,5	-	-
CM600DXL-24S	MITSUBISHI	DUAL 1200V 600A	Mode cyclé 200A pk @ 3Hz	80	83	163	29	108	137	600	52,7	12,3	13,6	56,6	14,1	17,5
			Mode DC 350A	441	226	667	86	283	369	2072	92,1	-	-	93,4	-	-
2MBI1200VG-120P	FUJI	DUAL 1200V 1200A	Mode cyclé 200A pk @ 3Hz	79	396	475	34	130	164	1277	62,9	9,8	16,8	53,4	3,5	8,1
			Mode DC 350A	390	756	1146	73	185	258	2807	101,4	-	-	80,1	-	-
6MBI450V-120-50	FUJI	SIXPACK 1200V 450A	Mode cyclé 200A pk @ 3Hz	23	56	79	10	39	49	768	49,6	5,5	8,8	49,4	7	9,1
			Mode DC 350A	116	101	217	23	105	128	2069	80,8	-	-	77,8	-	-
FF1200R12IE5	INFINEON	DUAL 1200V 1200A	Mode cyclé 200A pk @ 3Hz	67	175	242	33	115	148	780	59,2	12,9	17	55,7	8,2	13,2
			Mode DC 350A	346	392	738	70	213	283	2042	100	-	-	83,9	-	-
FF900R12IE4P	INFINEON	DUAL 1200V 900A	Mode cyclé 200A pk @ 3Hz	71	150	221	37	108	145	731	54,4	7,7	14,6	56,8	8,2	16,9
			Mode DC 350A	384	365	749	80	215	295	2088	99	-	-	88,8	-	-
FF600R12KE4	INFINEON	DUAL 1200V 600A	Mode cyclé 200A pk @ 3Hz	77	108	185	38	97	135	639	60,1	15,8	20,1	62,1	12,1	21
			Mode DC 350A	445	273	718	88	170	258	1952	111,1	-	-	93,6	-	-
FS450R12OE4	INFINEON	SIXPACK 1200V 450A	Mode cyclé 200A pk @ 3Hz	22	62	84	10	58	68	914	55,2	8,9	12,3	54,3	5,4	10,8
			Mode DC 350A	111	132	243	22	94	116	2153	90,1	-	-	80,5	-	-

Tableau 4 : Analyse modules IGBT

Nota Bene :

Pcond T / D : Pertes par conduction transistor / diode
 Pcom T / D : Pertes par commutation transistor / diode
 P T / D : Pertes totales par transistor / par diode
 P tot : Pertes totales pour l'ensemble du pont en H
 Tvj T / D max : Température de jonction transistor / diode
 Delta Tvj T / D max : Excursion de la température de jonction transistor / diode
 Fast / Slow cycle : Cycle rapide @ 3 Hz / cycle lent @ 1/30 Hz

Hypothèses :

Rth plaque à eau = 8 °C/kW
 Température eau = 30 °C

Calculs réalisés avec un réseau haut, en prenant :
 Pertes redresseurs + R snubbers = 400 W en mode cyclé
 Pertes redresseurs + R snubbers = 1700 W en mode DC

3.2.2.4. SNUBBERS IGBT

La fonction des snubbers R-C placés aux bornes des IGBT (cf. figure 6) est triple :

- Réduction des dv/dt lors des commutations des IGBT
- Réduction des surtensions aux bornes des IGBT lors de leur ouverture
- Réduction de la discontinuité de la tension de sortie du convertisseur au passage par zéro du courant de sortie. Cette discontinuité est induite par le temps mort entre les commandes des IGBT de chaque bras.

Nous souhaitons implanter ces snubbers principalement pour réduire la discontinuité au passage par zéro du courant. En effet, dans notre application, il est important que le courant de chaque alimentation suive rigoureusement sa consigne, sans discontinuité.

Dans les 2 simulations suivantes, la valeur du temps mort est fixée à 2,2 μs .

L'adjonction d'un snubber de **4,7 Ω - 45 nF** sur chaque IGBT permet de lisser convenablement la tension de sortie au passage par zéro du courant de l'alimentation.

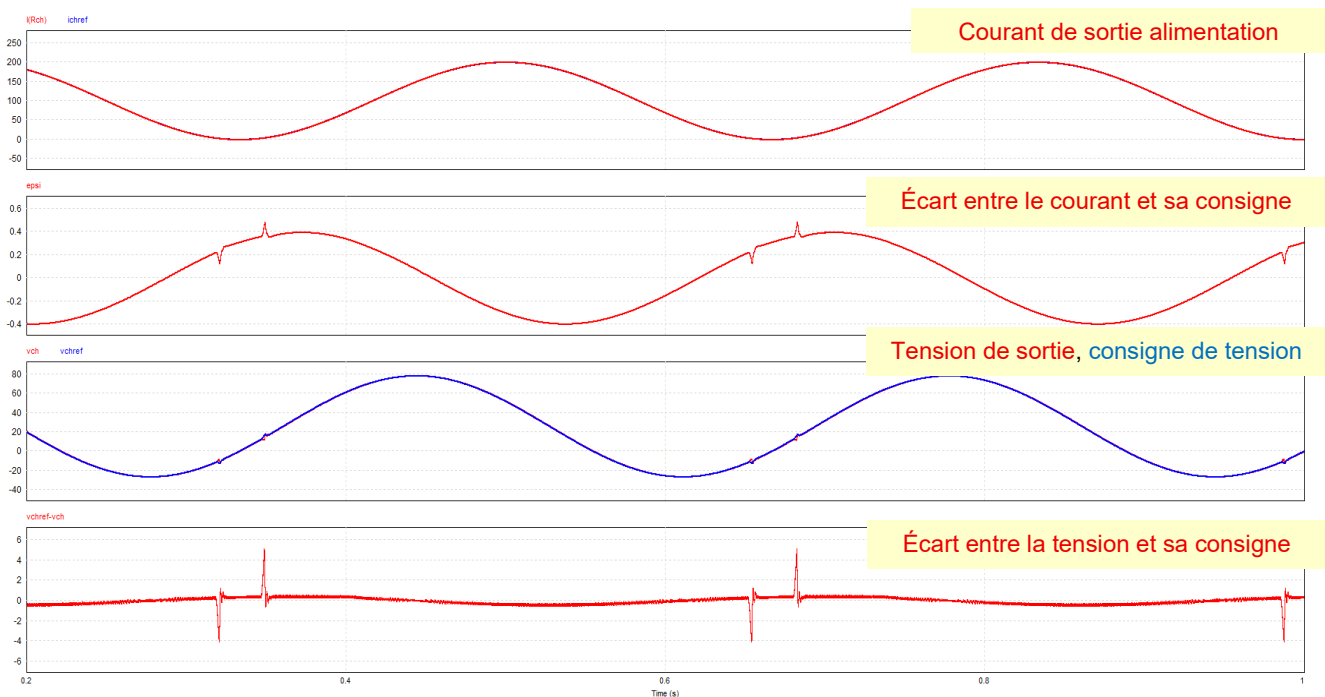


Fig. 18 : Formes d'onde en mode cyclé sans snubbers R-C aux bornes des IGBT

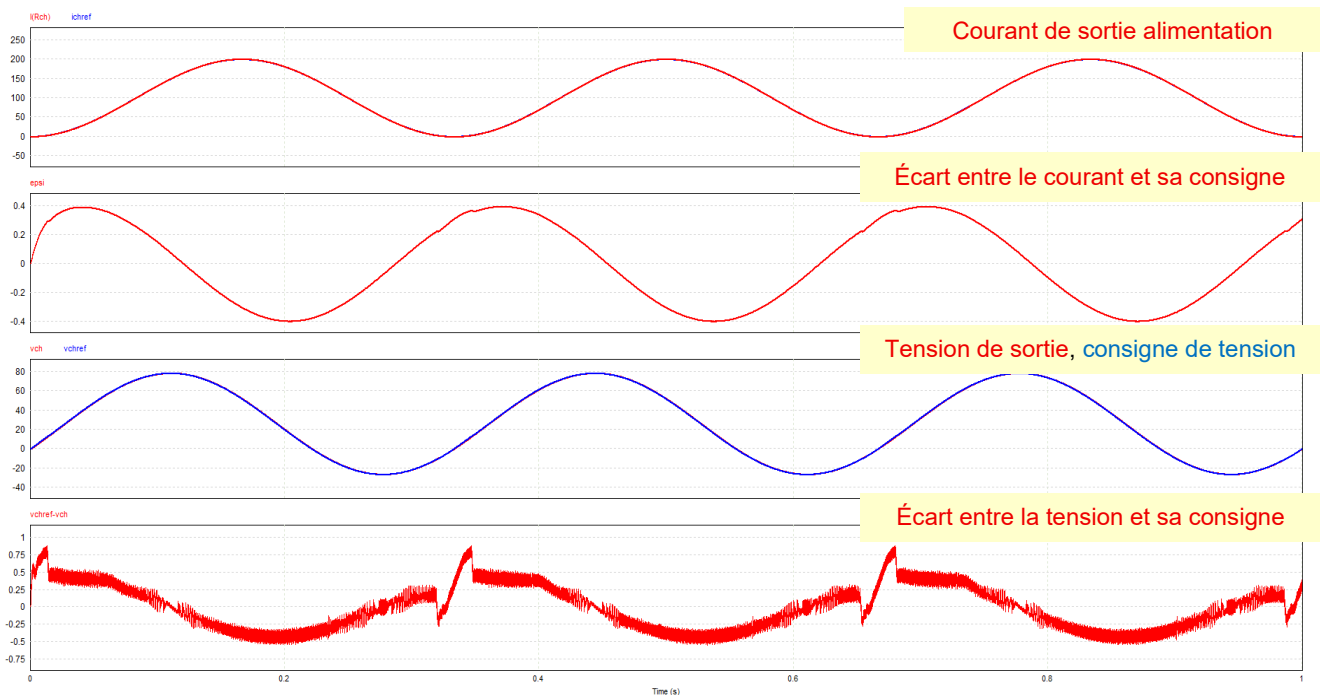


Fig. 19 : Formes d'onde en mode cyclé avec snubbers R-C aux bornes des IGBT

La puissance dissipée par la résistance du snubber peut être approximée par la formule suivante :

$$P_R = \frac{\tau}{\tau + t_{fv}} \cdot P_C + \frac{\tau}{\tau + t_{rv}} \cdot (P_C + P_L)$$

Avec

$$\tau = R \cdot C$$

t_{fv} : IGBT voltage fall time

t_{rv} : IGBT voltage rise time

$$P_C = \frac{1}{2} \cdot C \cdot v_{dc}^2 \cdot f_{dec}$$

$$P_L = \frac{1}{2} \cdot L_\sigma \cdot I_{Toff}^2 \cdot f_{dec}$$

L_σ : Inductance parasite de câblage, approximée à 50nH

Dans la configuration la plus pessimiste (réseau haut, fonctionnement à 350A DC, t_{fv} et t_{rv} négligeables devant τ), on obtient $P_R = 75W$.

On pourra par exemple choisir 4 résistances film couche épaisse 4.7Ω 200W à monter sur la plaque à eau, de référence RTOP200V4R70JB de VISHAY.

Pour les condensateurs, on pourra opter pour 3 condensateurs Snubber FKP 15 nF 2 kV de marque WIMA, câblés en parallèle sur un PCB placé à proximité immédiate du module IGBT correspondant.

Le choix des résistances et condensateurs devra être soumis à la validation de SOLEIL.

3.2.2.5. CARTES DRIVER D'IGBT

Les impulsions de commande (PWM) des IGBT seront envoyées sous forme optique aux cartes driver. Les connecteurs pour fibre optique devront être de type **HFBR X5X1**.

Les temps morts entre les signaux PWM des IGBT Top et Bottom de chaque bras d'IGBT devront être générés au niveau des drivers.

2 solutions sont possibles :

1. La carte de régulation de SOLEIL génère un seul signal PWM par bras d'IGBT. Le signal complémentaire est automatiquement généré au niveau du driver avec le temps mort adéquat.
2. La carte de régulation de SOLEIL génère 2 signaux PWM complémentaires par bras d'IGBT, qui sont tous deux envoyés au driver. Le temps mort entre ces signaux est généré par le driver.

Il devra être possible d'envoyer un signal supplémentaire (là encore sous forme optique) à chaque driver pour inhiber ses sorties, dans le cas où un défaut serait détecté dans l'alimentation d'électroaimants intégrant le circuit de puissance.

Les alimentations de chaque carte driver devront être isolées de la puissance et surveillées. Un signal optique de défaut (un retour défaut par carte driver) en logique positive devra être disponible pour indiquer un défaut sur ces alimentations. Ce signal sera également utilisé pour indiquer un défaut causé par une température de jonction IGBT trop importante (via la mesure de la CTN des modules IGBT).

Une détection de court-circuit des bras d'IGBT devra en outre être mise en œuvre.

La consommation maximale des drivers devra être précisée, de même que le choix des résistances de grille pour la mise à On et la mise à Off des IGBT, et la valeur du temps mort.

La tension de commande de grille sera de +/-15 V.

Un écrêtage actif des tensions Vce des IGBT serait un plus.

3.2.2.6. PLAQUE A EAU

L'alimentation sera raccordée au réseau fermé d'eau désionisée, de résistivité entre 7 et 10 MΩ du synchrotron ayant les caractéristiques suivantes :

- Température eau : $30\text{ °C} \pm 1\text{ °C}$
- ΔT : 10 °C
- Pression d'entrée : 12 bars
- Perte de pression maximale : 6 bars
- Débit d'eau maximal : 7 L/min

La résistance thermique de la plaque à eau devra être précisée dans l'offre (au moins pour le débit d'eau minimum permettant de limiter les températures de jonction des modules IGBT à 100 °C). Il est souhaitable qu'elle soit inférieure à **8 °C/kW** , compte tenu des résultats présentés dans le tableau 4 et afin de limiter l'excursion de température sur la semelle des modules IGBT.

Un vigitherm (contact normalement fermé : cf. figure 6) devra être monté sur la plaque froide, pour permettre de protéger les convertisseurs en cas d'élévation anormale de la température. La température de jonction des modules IGBT atteinte avec une température de plaque froide égale au seuil de déclenchement du vigitherm devra être précisée.

La puissance maximale à dissiper dans l'eau (obtenue en « mode DC » pour un courant en sortie d'alimentation de +/-350 A) sera de l'ordre de **3750 W**, répartie comme suit :

- 1400 W pour les deux redresseurs à diodes (calculs réalisés avec les modules MDD172-08N1),
- 2050 W pour les modules IGBT du pont en H (avec les modules FF1200R12IE5),
- 300 W pour les snubbers R-C placés aux bornes des IGBT.

Les connecteurs hydrauliques de la plaque à eau devront être des connecteurs rapides en inox **RBE08 STAUBLI à double obturation**, identiques aux raccords de la plaque à eau actuelle visibles sur les figures 3a, 3b et 3c.

Prévoir une connexion électrique pour la mise à la terre de la plaque.

3.2.3. CARACTERISTIQUES MECANIQUES

Dans un premier temps, SOLEIL souhaite pouvoir tester les 7 circuits de puissance de manière successive, avec un calendrier précisé au paragraphe 4.3.2, dans l'une de ses alimentations d'électroaimants. L'installation définitive des circuits de puissance dans les 5 alimentations à modifier sera réalisée à l'issue de ces tests.

Lors de cette phase de tests, un retour en arrière avec réinstallation du circuit de puissance actuel devra être possible. Pour cette raison, les modifications à apporter à l'alimentation pour y intégrer le nouveau circuit de puissance devront être aussi légères que possible.

En particulier :

- Le circuit de puissance devra pouvoir être fixé dans l'armoire électrique de l'alimentation sur les 2 profilés en acier de largeur 50 mm, que l'on peut voir en figure 20b, écartés l'un de l'autre de 450 mm.
- Les dimensions du circuit de puissance devront être similaires à celles des montages actuels. Ces dernières sont précisées à la figure 20b.
- Les connecteurs hydrauliques devront être identiques à ceux des montages actuels, et orientés vers le bas.
- Les connexions électriques recensées en figure 20a (In1,2,3a, In1,2,3 b, DC1+/-, DC2+/-, Out1, Out2) devront préférablement être situées aux mêmes emplacements, pour éviter d'avoir à rallonger les câbles de puissance utilisés dans l'alimentation. Les positions correspondantes sont indiquées en figure 20c. Par ailleurs, les plages de raccordement des circuits de puissance devront être adaptées aux cosses serties sur ces câbles, dont voici la liste :
 - In1,2,3a et In1,2,3 b : Cosses tubulaires pour câble 50 mm² trou 8 mm
 - DC 1+/- : Cosses tubulaires pour câble 50 mm² trou 10 mm
 - DC 2+/- : Cosses tubulaires pour câble 50 mm² trou 8 mm
 - Out1 / Out2 : Cosses tubulaires pour câble 95 mm² trou 10 mm

Des cotes plus précises pourront être fournies ultérieurement.

Les dimensions et les caractéristiques mécaniques des circuits de puissance à réaliser devront être soumises à la validation de SOLEIL.

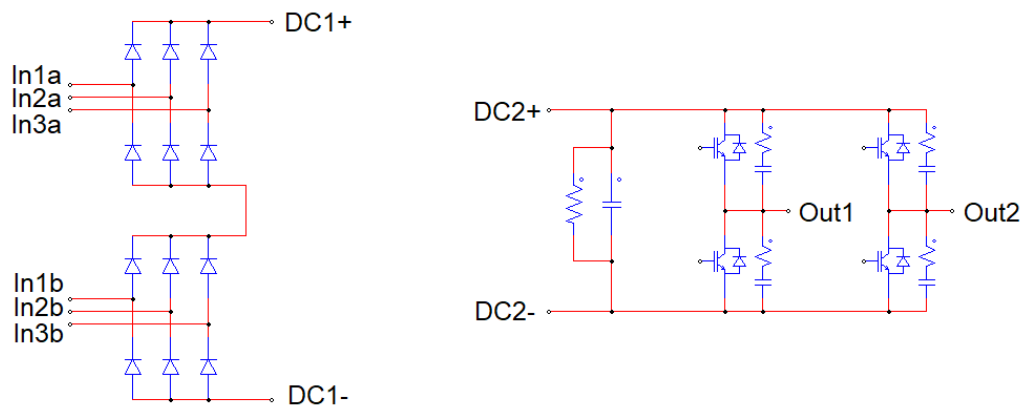


Fig. 20a : Connexions de puissance des montages

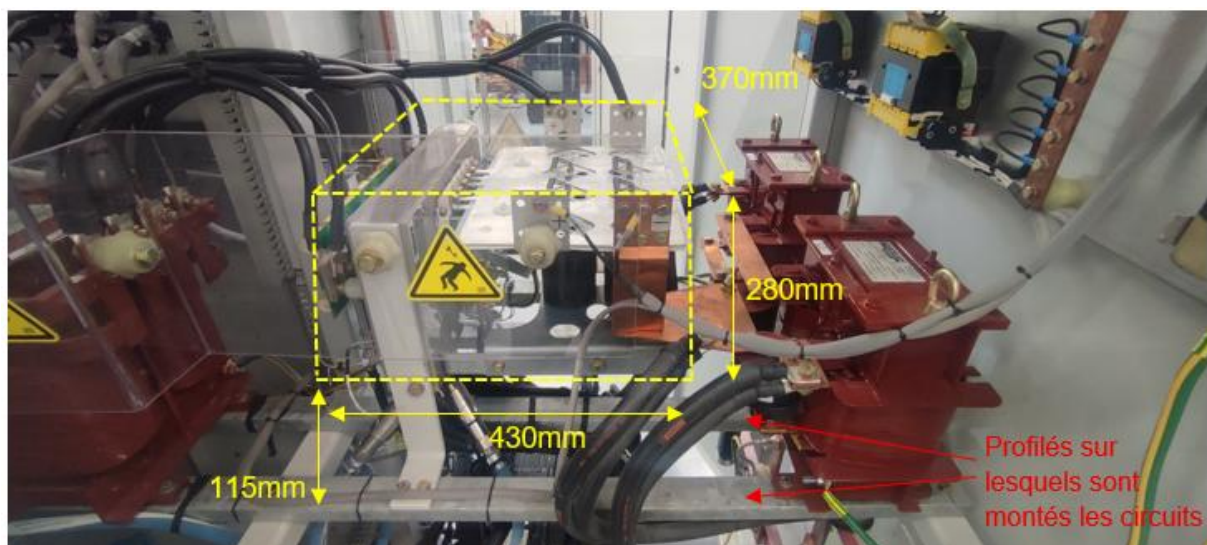


Fig. 20 b : Dimensions des circuits de puissance actuels

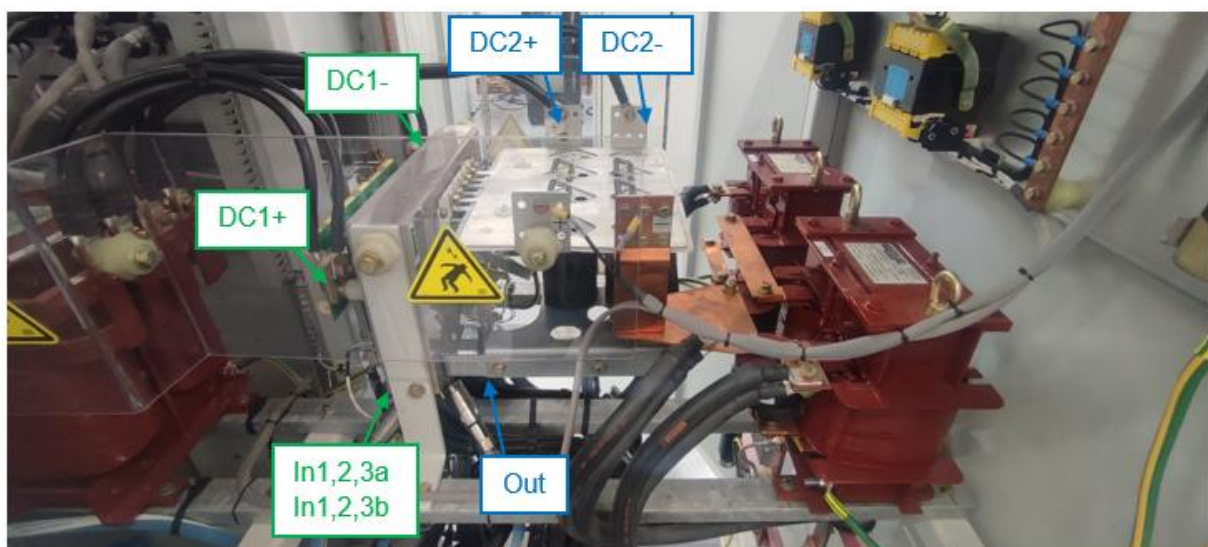


Fig. 20c : Position des connexions de puissance sur les montages actuels

4. CONDITIONS GENERALES

4.1. OBJET DE LA FOURNITURE

Le présent cahier des charges concerne la fourniture :

- **De sept circuits de puissance identiques**, répondant aux spécifications du chapitre 2.
- **Des composants de rechange listés ci-après** : modules diodes correspondant à 2 redresseurs complets, modules IGBT correspondant à 2 ponts en H complets, condensateurs correspondant à un banc complet pour Cf, bus bar pour 1 pont en H, cartes drivers IGBT pour 2 ponts en H.
- **De la documentation suivante** : Un dossier de fabrication détaillé devra être fourni, comprenant la nomenclature des composants utilisés, le dimensionnement des composants (redresseur à diodes, modules IGBT, condensateur Cf), les schémas de principe des cartes électroniques (cartes drivers) et leur paramétrage, les plans du circuit de puissance avec les fichiers CAO, ainsi que le compte-rendu des tests en usine des 7 montages.

4.2. CONFORMITE DE LA FOURNITURE

4.2.1. TESTS EN USINE AVANT LIVRAISON (FAT)

Avant livraison, le prestataire procédera aux tests et mesures suivants sur chaque circuit de puissance :

1. Vérification de l'isolation entre les polarités et la masse mécanique.
2. Test des sécurités.
3. Tests de pression d'eau de la plaque froide avec 12 bar.
4. Application d'une tension de 150 V DC aux bornes de Cf.
5. Validation du hacheur 4Q à +350A DC et -350A DC, avec relevé des tensions Vce et Vge des IGBT, mesures du rendement de conversion, mesures d'échauffement à la caméra thermique et vérification de l'absence de points anormalement chauds. Le schéma de la figure 21a pourra être utilisé.
6. Il n'est pas exigé de tester les redresseurs à diodes en usine.

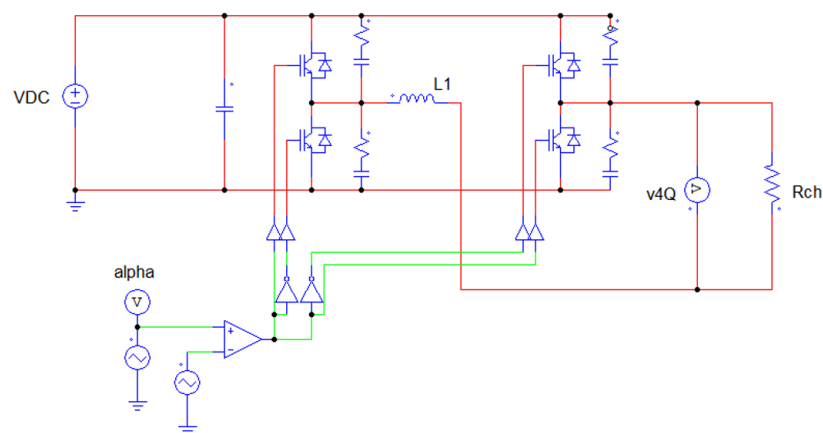


Fig. 21a : Schéma préconisé pour les tests en usine du hacheur 4Q

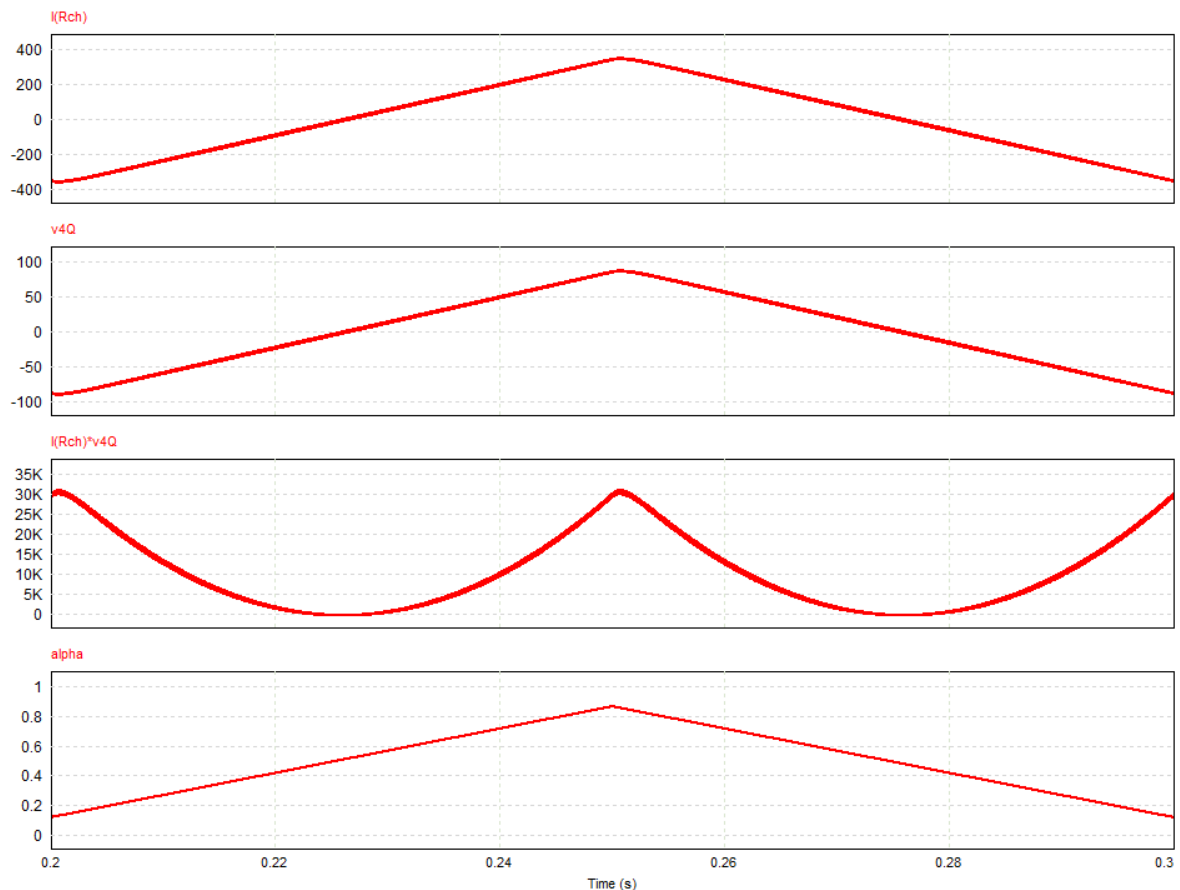


Fig. 21 b : Formes d'onde correspondantes en variant le rapport cyclique de 0,125 à 0,875, avec une tension de bus $VDC = 120V$, une inductance $L1 = 250 \mu H$, et une résistance de charge $Rch = 250 m\Omega$

Dans nos alimentations de puissance, les inductances en sortie de bras d'IGBT ont une valeur de $200 \mu H$. Pour les tests en usine, on pourra choisir pour l'inductance $L1$ une valeur supérieure à $50 \mu H$. SOLEIL a par exemple à sa disposition une inductance de $250 \mu H$ 350A DC qui pourra être prêtée au Titulaire si nécessaire. SOLEIL dispose également d'une caméra thermique. Pour pouvoir valider les hacheurs à 30 kW, une résistance de charge (Rch sur la figure 21a) de $250 m\Omega$ sera nécessaire.

Les essais de validation du premier exemplaire des 7 circuits de puissance seront réalisés avec un représentant de SOLEIL. Si le rapport de FAT est signé par les 2 parties, le Titulaire pourra organiser la livraison de ce circuit de puissance à une date convenue ensemble.

4.2.2. RECEPTION SUR LE SITE DE SOLEIL (SAT)

La recette du premier exemplaire du circuit de puissance sera réalisée par SOLEIL dans ses locaux, dans son contexte d'utilisation, c'est-à-dire dans l'une des alimentations d'électroaimants dans lesquelles doivent être installés les circuits de puissance. Ces tests pourront être réalisés en présence des 2 parties. Le circuit de puissance sera testé en « mode DC » et en « mode 3 Hz » aux points de fonctionnement nominaux décrits au paragraphe 3.2.1.

Si cette recette est satisfaisante, les 6 autres circuits de puissance pourront être livrés à SOLEIL à une date convenue ensemble. Dans le cas contraire, le Titulaire devra intégrer les éventuelles modifications apportées pendant les tests dans le dossier de fabrication qui sera alors figé. Les circuits de puissance, intégrant ces modifications, pourront ensuite être livrés à SOLEIL. La recette finale sera prononcée lorsque les sept circuits de puissance auront été testés et validés sur site.

4.3. EXECUTION DU MARCHÉ

4.3.1. DEMANDES D'ECARTS PAR RAPPORT AUX SPECIFICATIONS

Pendant l'exécution du marché, toute demande d'écart aux spécifications doit être faite par écrit pour validation par SOLEIL.

4.3.2. CALENDRIER

Les principales phases du marché sont listées ci-après :

1. **Notification du marché**
2. **Étude des circuits de puissance :**
 - Choix et dimensionnements des composants : La validation de ces travaux par SOLEIL permettra de lancer les approvisionnements (potentiellement longs) des composants les plus critiques.
 - Étude mécanique et préparation du dossier de fabrication.
3. **Validation du dossier de fabrication par SOLEIL.**
4. **Lancement de tous les approvisionnements.**
5. **Fabrication du premier exemplaire** des circuits de puissance.
6. **Tests en usine (FAT)**, avec un représentant de SOLEIL du circuit de puissance. Signature du rapport de FAT.
7. **Livraison à SOLEIL du premier exemplaire** des circuits de puissance.
8. **Tests à SOLEIL (SAT)**, dans les 2 mois suivant la livraison. La signature du rapport de SAT validera ce 1^{er} exemplaire.
Le Titulaire devra intégrer les éventuelles modifications apportées pendant les tests dans le dossier de fabrication qui sera alors figé.
9. **Fabrication des 6 autres circuits de puissance.**
10. **Tests en usine des circuits de puissance.**
11. **Livraison à SOLEIL des circuits de puissance, des composants de rechange, et de l'ensemble de la documentation.**
12. **Tests à SOLEIL (FAT)** des circuits de puissance. La réception finale sera prononcée dans le délai de 2 mois, concrétisée par la signature du rapport de SAT.

Précisions sur les étapes 8 et 12 :

L'intégration du premier exemplaire des circuits de puissance requerra des adaptations dans l'alimentation d'électroaimants qui servira à tester les montages. Ces modifications demanderont probablement quelques journées de travail. Or SOLEIL est une machine qui

fonctionne 7 jours sur 7, 24 heures sur 24, environ 270 jours par an. Par conséquent, **cette intégration ne pourra être réalisée que lors des phases d'arrêt de la machine** (habituellement consacrées aux tâches de maintenance) durant lesquelles l'alimentation n'est pas utilisée. Les phases d'arrêt prévues en 2026 sont les suivantes :

- 2 mars au 12 mars
- 15 juin au 27 août
- 26 octobre au 5 novembre

La période la plus favorable est celle de juin-juillet-août 2026. Nous souhaiterions ensuite valider le circuit de puissance sur une **période de fonctionnement ininterrompue de 4 semaines consécutives**. Pour ces raisons, nous prévoyons un délai de 2 mois pour valider la SAT de la tête de série des circuits de puissance.

Pour les tests des 6 autres circuits de puissance, la mise en place dans l'alimentation d'électroaimants pourra être effectuée en période de fonctionnement du synchrotron, lors de certains lundis durant lesquels il est envisageable d'effectuer des interventions de courte durée. En effet, l'alimentation ayant été modifiée pour la SAT du premier exemplaire des circuits de puissance, l'intégration d'un autre circuit de puissance identique sera cette fois assez rapide.

Nous prévoyons ainsi d'installer alternativement les 6 montages dans l'alimentation durant les lundis où du temps pourra nous être libéré, et de les tester de manière successive pendant au minimum 1 semaine. Pour cette étape, nous prévoyons à nouveau un délai de 2 mois pour valider les 6 montages.

Planning indicatif :

Le planning suivant n'est fourni qu'à des fins informatives. Le planning renseigné dans le marché prévaudra.

Validation choix principaux composants	T0+2
Validation dossier de fabrication	T0+3
Tests usine tête de série	T0+5
Fin tests réception à SOLEIL tête de série	T0+7
Test usine 6 autres circuits de puissance	T0+8
Réception finale	T0+10

Tableau 5 : Planning en mois après notification de la commande (T0)

Il est demandé au Titulaire de fournir dans son offre (cadre de réponse technique - CRT) un planning détaillant les calendriers de fabrication et d'essais prévus.

4.3.3. POINTS D'AVANCEMENT

Une réunion distante mensuelle sera organisée par le Titulaire pour rapporter sur l'exécution du marché. Un compte rendu écrit des décisions sera rédigé par le Titulaire et envoyé à SOLEIL dans la semaine suivant la réunion.

4.3.4. ACCES A L'ENTREPRISE

SOLEIL et ses représentants doivent pouvoir accéder librement aux horaires normaux de travail au site d'étude, de fabrication et de test pendant la durée du marché. Le Titulaire donnera un préavis de 15 jours pour les visites de SOLEIL et les tests. SOLEIL donnera un préavis de 8 jours avant toute visite.

5. ANNEXE 1

Calcul des élévations de température de jonction pour le module INFINEON FF1200R12IE5 en « mode cyclé »

L'influence des snubbers n'est pas prise en compte ici.

Calcul des pertes par conduction :

On extrait de la datasheet du composant les paramètres statiques du transistor et de la diode :

- V_{t0} ; V_{d0} : Tension de seuil de conduction à $T_{vj} = 150\text{ °C}$ et $V_{ge} = 15\text{ V}$
- r_t ; r_d : Impédance dynamique de conduction à $T_{vj} = 150\text{ °C}$ et $V_{ge} = 15\text{ V}$

$$V_{t0} = 0.85\text{ V} ; r_t = 1\text{ m}\Omega$$

$$V_{d0} = 0.88\text{ V} ; r_d = 0,7\text{ m}\Omega$$

A la $k^{\text{ième}}$ période de découpage d'un cycle 3 Hz, les pertes par conduction dans les interrupteurs utilisés en transistor sont données par :

$$P_{condT}(k) = V_{t0} \cdot I_{T_{moy}}(k) + r_t \cdot I_{T_{eff}}(k)^2$$

Et celles dans les interrupteurs utilisés en diode :

$$P_{condD}(k) = V_{d0} \cdot I_{D_{moy}}(k) + r_d \cdot I_{D_{eff}}(k)^2$$

- $I_{T_{eff}}(k)$ et $I_{D_{eff}}(k)$ étant les courants efficaces traversant respectivement chaque transistor et chaque diode à la $k^{\text{ième}}$ période de découpage.
- $I_{T_{moy}}(k)$ et $I_{D_{moy}}(k)$ étant les courants moyens traversant respectivement chaque transistor et chaque diode à la $k^{\text{ième}}$ période de découpage.

Calcul des pertes par commutation :

Les paramètres dynamiques du transistor et de la diode sont donnés par les courbes $E_{on} = f(I_c)$, $E_{off} = f(I_c)$ et $E_{rec} = f(I_f)$, obtenues avec les conditions de mesure suivantes :

- Une température de jonction de 150 °C
- Une tension continue de 600 V
- Une tension d'alimentation de grille de $\pm 15\text{ V}$
- Une résistance de grille $R_{gon} = R_{goff} = 0,82\text{ }\Omega$
- Une valeur d'inductance de commutation de 45 nH

A la $k^{\text{ième}}$ période de découpage d'un cycle 3 Hz, les pertes par commutation dans les transistors sont alors données par :

$$P_{comT}(k) = \left[\left(\frac{V_{dc}(k)}{600} \right)^{kv_{on}} \cdot E_{on}(I_{con}(k)) + \left(\frac{V_{dc}(k)}{600} \right)^{kv_{on}} \cdot E_{off}(I_{coff}(k)) \right] \cdot f_{dec}$$

Et dans les diodes :

$$P_{comD}(k) = \left(\frac{V_{dc}(k)}{600} \right)^{kv_{rec}} \cdot E_{rec}(I_{Foff}(k)) \cdot f_{dec}$$

- f_{dec} est la fréquence de découpage des interrupteurs (20 kHz).
- $I_{con}(k)$ est le courant à la fermeture de chaque transistor à la $k^{ième}$ période de découpage.
- $I_{coff}(k)$ est le courant à l'ouverture de chaque transistor à la $k^{ième}$ période de découpage.
- $I_{Foff}(k)$ est le courant au blocage de chaque diode à la $k^{ième}$ période de découpage.
- $V_{dc}(k)$ est la tension d'entrée des tiroirs 2Q à la $k^{ième}$ période de découpage.
- kv_{on} , kv_{off} , kv_{rec} sont des facteurs de correction, que l'on suppose ici égaux à 1.

Étant donné que les inductances de sortie des 2 bras d'IGBT sont d'assez forte valeur (200 μ H), on admet que le courant de sortie du 1^{er} bras est égal au courant de sortie de l'alimentation (représenté au paragraphe 3.2.1 en figure 7), et que le courant de sortie du second bras est égal à l'opposé de ce courant.

On obtient les pertes par conduction et par commutation suivantes sur un cycle 3 Hz :

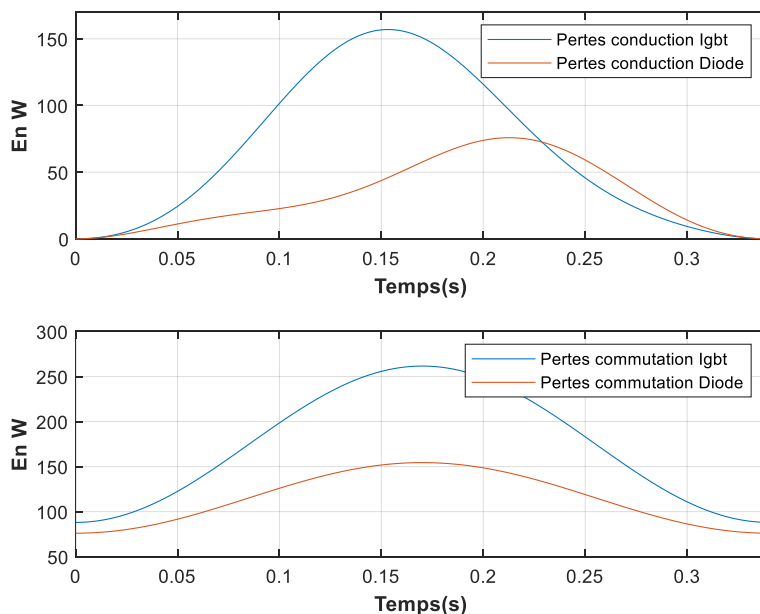


Fig. 22 : Pertes par conduction et par commutation

Les pertes moyennées sur un cycle 3 Hz sont indiquées ci-dessous :

Module	P_{condT} (W)	P_{comT} (W)	P_{totT} (W)	P_{condD} (W)	P_{comD} (W)	P_{totD} (W)	P_{tot} hacheur 4Q (W)
FF1200R12IE5	67	175	242	33	115	148	780

Calcul des températures de jonction des semi-conducteurs :

Pour le calcul de la température de jonction des transistors et des diodes, on utilise le modèle thermique suivant :

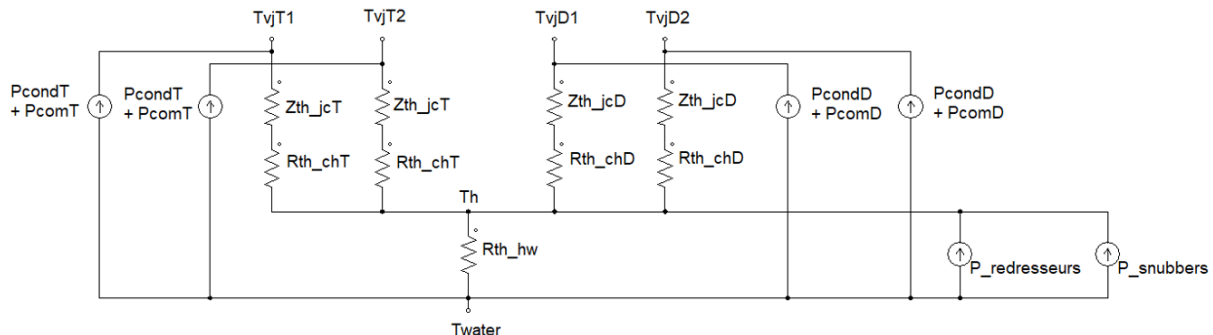


Fig. 23 : Modèle thermique utilisé

TvjT 1,2 : Température de jonction des 2 transistors

TvjD 1,2 : Température de jonction des 2 diodes

Zth_jc : Modèle d'impédance thermique transitoire du module IGBT donné dans la datasheet

Rth_ch : Résistance thermique de contact = 22,1 °C/kW par transistor / 29 °C/kW par diode

Th : Température plaque froide

Rth_hw : Résistance thermique de la plaque froide prise à 8 °C/kW pour les calculs

Twater : Température de l'eau du circuit de refroidissement (30 °C en entrée de circuit)

Lors des phases de relaxation en mode « stop and go », on considère que les pertes moyennes pour le hacheur 4Q (IGBT + snubbers) et pour les redresseurs sont au total de 700 W.

Entre 2 phases de relaxation, on suppose que l'élévation de la température de la plaque à eau sera assez faible. En mode « stop and go », on admet donc que la température de la plaque à eau restera constante, égale à $Th = 0,008 \cdot 700 + 30 = 36$ °C.

En « mode cyclé », les pertes moyennes pour le hacheur 4Q sont de 780 W, et celles des redresseurs et des snubbers de 400 W. En mode cyclé permanent (sans phases de relaxation), la température de la plaque à eau s'établira donc à $Th = 0,008 \cdot 1180 + 30 = 40$ °C.

On en déduit les températures de jonction suivantes pour les transistors et les diodes dans les 2 modes de fonctionnement :

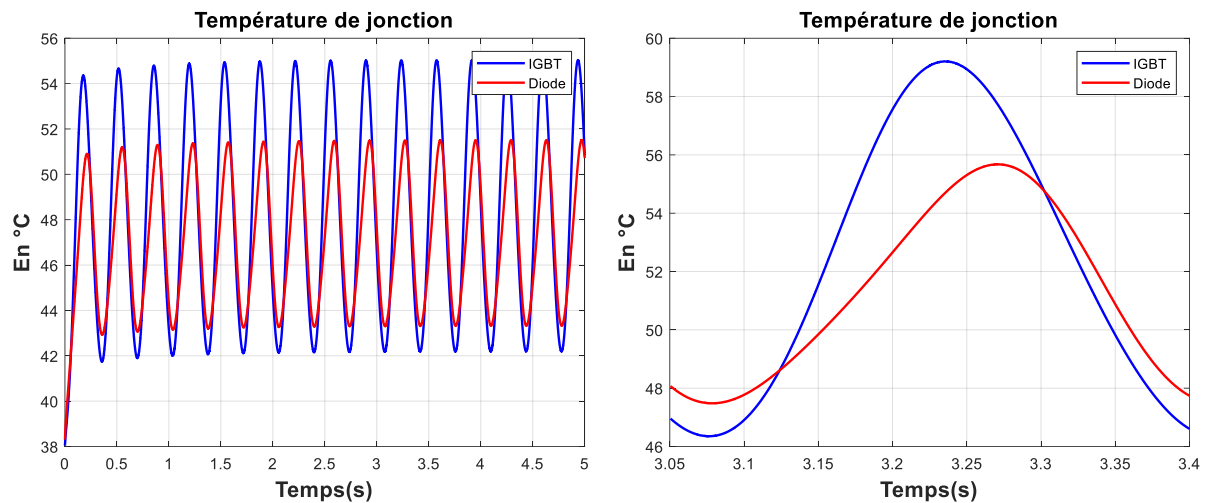


Fig. 24 : Températures en « mode cyclé » avec le module INFINEON FF1200R12IE5
A gauche : cyclage en mode « stop and go » / A droite : cyclage en mode 3 Hz continu