

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj

Faculté des Sciences et de la technologie

Département d'Electronique

Mémoire

Présenté pour obtenir

LE DIPLOME DE MASTER

FILIERE : ELECTRONIQUE

Spécialité : Industries électroniques

Par

- **Lazouèche Charef Eddine**
- **Zediri wail**

Intitulé

Etude, dimensionnement et réalisation de deux onduleurs triphasés avec leurs commandes rapprochées destinée pour alimenter la machine asynchrone double étoile

Soutenu le : 03/07/2023

Devant le Jury composé de :

<i>Nom & Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Etablissement</i>
<i>M. SARRA Mustapha</i>	<i>Pr</i>	<i>Président</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. BENTOUHAMI Larafi</i>	<i>MCB</i>	<i>Encadrant</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. ZEBIRI Fouad</i>	<i>MCB</i>	<i>Co-Encadrant</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. ZAIDI Elyazid</i>	<i>MCB</i>	<i>Examineur</i>	<i>ENSH-Blida</i>
<i>M. TALBI Billel</i>	<i>MCB</i>	<i>Invité</i>	<i>Univ-BBA</i>

Année Universitaire 2022/2023

Remerciement

En introduction à ce mémoire, nous exprimons notre gratitude envers Allah qui nous a aidés, donné patience et courage tout au long de ces années d'études ardues. Ce document actuel n'aurait pas pu être réalisé sans la contribution de nombreuses personnes, et il est aujourd'hui à la fois un plaisir et un devoir pour nous de les remercier et de leur témoigner notre profonde reconnaissance. Nous souhaitons remercier notre superviseurs, le [Dr. Bentouhami Larafi](#), ainsi que le [Dr.Zebiri Fouad](#), pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail et le soutien qu'ils nous ont accordé tout au long de celui-ci. Remerciements particuliers à [M. Messoudan Zouhir](#) et [M.abdelbaki](#) l'ingénieur de de laboratoire CAO Qui n'ont pas lésiné sur leurs conseils d'or et une grande aide, Dieu bénisse leur santé.

Nous présentons également nos remerciements aux membres de jury le [Pr.SARRA Mustapha](#) et [Dr.ZAIDI Elyazid](#) qui daigneront, évaluer et juger notre travail.

Nous sommes reconnaissants envers tous les enseignants de la filière d'électronique industrielle qui n'ont cessé de nous aider et de nous soutenir. Nous n'oublions pas le soutien moral et matériel de nos parents, ni l'appui inébranlable et la fidélité de nos amis. Merci. Nous adressons également nos remerciements aux membres du jury qui accepteront d'évaluer et de juger notre travail. Enfin, nous remercions toutes les personnes qui nous ont apporté leur aide, de près ou de loin, durant notre formation.

Et Mercie

Dédicace

*Tous ceux qui croient en moi, me soutiennent, m'encouragent
Merci d'exister dans ce monde.*

Dummy_Willy

Dédicace

À Dieu le tout puissant pour nous avoir donné la force et la patience pour mener à terme ce travail.

À mes parents

À mes très chères sœurs, à mes très chers frères

À mes amis

Lazoueche Charef Eddine

الملخص :

من المعروف أنه للتحكم في آلة ثلاثية الطور غير متزامنة يجب تغذيتها بمحول (مستمر / متناوب) ثلاثي الطور. لهذا في سياق تغذية آلة غير متزامنة مزدوجة النجم، يستند عملنا على دراسة محولين تيار (مستمر / متناوب) ثلاثي الطور ومن أجل التحكم فيها استخدمنا تقنيات مختلفة (النض الكامل, التحكم بإزاحة و MLI). ولأن هذا المحول يعمل بطريقة تكميلية، فقد طورنا جزءاً من الأجهزة لتجنب الدوائر القصيرة في هذه الأذرع (إنشاء وقت ميت بين إشارات التحكم). لإثبات فعالية هذه التقنيات، تم تنفيذ وانجاز المحولات باستخدام لوحات التحكم هذه وتم تنفيذها على لوحة dSPACE1104 للتحقق من صحة النتائج التي تم الحصول عليها في المحاكاة.

الكلمات المفتاحية: آلة ثلاثية الطور, محول (مستمر / متناوب), آلة غير متزامنة مزدوجة النجم, النض الكامل, التحكم بإزاحة و MLI, وقت ميت, dSPACE110.

RESUME

Il est connu que pour commander une machine asynchrone triphasée, il est indispensable de l'alimenter par un onduleur triphasé. Alors dans le cadre d'alimentation d'une MASDE, notre travail est basé sur l'étude, le dimensionnement de deux onduleurs triphasés et pour les commander, on a utilisé divers techniques (symétrique, décalée, et MLI). Et car ce convertisseur fonction de manière complémentaire on a développé une partie hardware pour éviter les courts-circuits au niveau de ses bras (création d'un temps mort entre les signaux de commande). Pour prouver l'efficacité de ces commandes on a réalisé les onduleurs avec ces cartes commandes et on a l'implémenter sur la carte **dSPACE1104** afin de valider les résultats obtenus dans la simulation.

Mots clés : machine asynchrone triphasée, MASDE, onduleur triphasé, symétrique, décalée, MLI, temps mort, **dSPACE1104**.

Abstract

It's well known that to control a three-phase induction machine, it is essential to supply it with a three-phase inverter. Thus, to supply a double-star induction machine, our work is based on the study and sizing of two three-phase inverters and to control the tow inverters, using various control techniques (Symmetrical, offset and PWM). And because this converter functions in a complementary way, we develop a hardware part to avoid short-circuits in its arms (creation of a dead time between the control signals). To prove the effectiveness of these

controls, we design the inverters with these control boards and implement them on the **dSPACE1104** board to validate the obtained results in the simulation.

Keywords: three-phase induction machine, double-star induction machine, three-phase inverters, symmetrical, shifted and PWM, dead time, **dSPACE1104**.

LISTE D'ABREVIATIONS

MASDE : Machine asynchrone double étoile ,

GTO : Gate Turn-off Thyristor ,

BJT : Bipolar Junction transistor ,

MOSFET : Metal oxide semiconductor field transistor ,

IGBT : Insulated gate Bipolar transistor ,

V_{DS} : Tension drain source ,

V_{GS} : Tension grille-source ,

DC : Courant continu,

AC : Courant alternatif,

MLI : Modulation de largeur d'impulsion ,

PWM : Pulse Width Modulation ,

DSP : Digital Signal Processor,

DS : carte de commande dSPACE ,

RCD : Résistance, Condensateurs, diode ,

m : Indice de modulation,

LISTE DES SYMBOLES

$U_{abc.s1}$: Tension triphasé statorique étoile 1 (V).

$V_{abc.s2}$: Tension triphasé statorique étoile 2 (V).

$U_{abc.r}$: Tension triphasé rotorique (V).

$I_{abc.r}$: Courants triphasées rotorique (A).

$[i_{s1}], [i_{s2}], [i_r]$: Vecteurs des courants statoriques et rotorique (A).

R : Résistance électrique (Ω).

R_{s1} : Résistance d'une phase (statorique) de l'étoile 1 (Ω).

R_{s2} : Résistance d'une phase (statorique) de l'étoile 2 (Ω).

R_r : Résistance d'une phase rotorique ramené (Ω).

$[V_{s1}], [V_{s2}], [V_r]$: Vecteur des tensions statoriques et rotorique (V).

$[\Phi_{s1}]$: Matrice de flux de 1^{er} stator.

$[\Phi_{s2}]$: Matrice de flux de 2^{ème} stator.

$[\Phi_r]$: Matrice de flux de rotor.

L_{s1} : Inductance propre d'une phase de l'étoile 1 (H).

L_{s2} : Inductance propre d'une phase de l'étoile 2 (H).

L_r : Inductance mutuelle cyclique stators-rotor (H).

L_m : Inductance mutuelle cyclique étoile1-étoile2 et le rotor (H).

L_{ms} : Inductance mutuelle cyclique statorique (H).

L_{mr} : Inductance mutuelle cyclique rotorique (H).

L_r : Inductance propre d'une phase du rotor (H).

W_r : Pulsation électrique des grandeurs rotorique (rd/s).

W_s : Pulsation électrique des grandeurs statorique (rd/s).

α : Angle électrique de décalage entre les deux étoiles (rd).

θ : Position de l'axe d par rapport à l'étoile 1(rd).

θ_{gl} : Position de l'axe d par rapport un rotor (rd).

θ_r : Position du rotor par rapport à l'étoile 1(rd).

$\theta_{r-\alpha}$: Position du rotor par rapport à l'étoile 2(rd).

[I] : Vecteur d'état.

T_j : Température de jonction dispositif/puce ($^{\circ}\text{C}$).

T_a : Température de l'air ambient ($^{\circ}\text{C}$).

Q : Puissance totale ou dissipation thermique en watt(W).

R_{ja} : Jonction à la résistance thermique de l'air.

R_{jc} : Résistance thermique jonction-puce.

R_{ch} : Résistance thermique de la puce au dissipateur de chaleur (matériau de l'interface).

R_{ha} : Dissipateur de chaleur à la résistance thermique de l'air.

Ω : Vitesse de rotation de la machine .

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant (couple de charge).

K_f : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie.

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I-1 : les performances des différents interrupteurs commandés	16
Tableau III-1 : Désignation des broches de connecteur CP37	49
Tableau III-2 : Caractéristique de l'inverseur TC4069UBP	54
Tableau III-3 : Caractéristique de l'optocoupleur 3120	55
Tableau III-4 : Résistance thermique de IRFP250N.....	59

LISTE DES FIGURES

Figure I-1 - La diode de puissance	4
Figure I-2 - Diode passage de l'état fermé à l'état ouvert	4
Figure I-3 - Transistor bipolaire de puissance	5
Figure I-4 - propose l'évolution des grandeurs entre le blocage	6
Figure I-5 - Fonctionnement et états du transistor	6
Figure I-6 - Caractéristique transistor bloqué-saturé.....	7
Figure I-7 - Les types de transistor bipolaire (NPN et PNP)	8
Figure I-8 - Notation pour les transistors NPN et PNP	8
Figure I-9 - Structure du transistor NPN.....	9
Figure I-10 - MOS à canal P.....	10
Figure I-11 - MOS à canal N	10
Figure I-12 - Notation pour le PMOS et NMOS	11
Figure I-13 - Caractéristiques de fonctionnement du transistor NMOS.....	11
Figure I-14 - Composant IGBT : (a) Structure (b) Schéma équivalent.....	13
Figure I-15 - Représentation de l'IGBT sur la forme d'un interrupteur.....	13
Figure I-16 - Cellule élémentaire de type PT	14
Figure I-17 - Cellule élémentaire de type NPT	14
Figure I-18 - Classification des composants de puissance en fonction de la fréquence de découpage et le produit U.I des composants.....	16
Figure II-1 - Représentation schématique des enroulements de la MASDE.....	20
Figure II-2 - Vitesse de rotation [rad/s].....	33
Figure II-3 - Couple électromagnétique [N,m]	33
Figure II-4 - Courant statorique réel [A].....	34
Figure II-5 - Vitesse de rotation [rad/s]	34
Figure II-6 - Couple électromagnétique [N,m].....	35
Figure II-7 - Courant statorique réel [A].....	35
Figure III-1 - Signaux de commande pleine onde d'un onduleur triphasé(LES PINS 2,8,4,12,7,13 d'Arduino)	39
Figure III-2 - Signaux de commande décalée d'un onduleur triphasé (LES PINS 2,8,4,12,7,13 d'Arduino)	39
Figure III-3 - Principe de la modulation de largeur d'impulsion MLI.....	40

Figure III-4 - Principe de commande MLI d'un onduleur triphasé	41
Figure III-5 - Signaux de commande MLI (PWM) d'un onduleur triphasé (LES PINS 2,8,4,12,7,13d'Arduino)	41
Figure III-6 - Commande plein onde d'un onduleur triphasé.....	42
Figure III-7 – Les tensions simples des trois phases pour la commande plein onde.....	42
Figure III-8 – Les tensions composées pour la commande plein onde	43
Figure III-9 – Les tensions simples des trois phases pour la commande décalée.	43
Figure III-10 – Les tensions composés des trois phases pour la commande décalée.....	44
Figure III-11 – Les tensions simples des trois phases pour la commande MLI (PWM).....	45
Figure III-12 - Présentation générale de la maquette	45
Figure III-13 - Carte dSPACE DS1104.....	47
Figure III-14 - : Architecture de la carte dSPACE 1104	47
Figure III-15 - Constitution du panel d'interface CLP1104	48
Figure III-16 - La soudure de câble de connexion DP37.....	50
Figure III-17 - Schéma de l'alimentation stabilisé sur PROTEUS.....	51
Figure III-18 -Le transformateur 230/2*15V.....	51
Figure III-19 - : Régulateurs de tension 15V (LM7815).....	52
Figure III-20 - brochage de l'inverseur	53
Figure III-21 -Circuit du temps mort.....	53
Figure III-22 - Temps mort de 4µs.....	53
Figure III-23 - Inverseur (TC4069UB)	54
Figure III-24 - Diagramme fonctionnel d'inverseur.....	54
Figure III-25 - Image de l'optocoupleur HCPL-3120.....	54
Figure III-26 - Diagramme fonctionnel d'optocoupleur	54
Figure III-27 - Schéma complet de la carte de commande sur PROTEUS.	55
Figure III-28 - PCB de la carte de commande	56
Figure III-29 - Vision 3D de la carte de commande.....	56
Figure III-30 - MOSFET IRFP250N.....	57
Figure III-31 - Schéma électrique de l'onduleur sur PROTEUS	59
Figure III-32 - Schéma de circuit imprimé de la partie puissance avec ARES	60
Figure III-33 - Vision 3D de la carte de puissance	60
Figure III-34 - Circuit d'aide à l'ouverture implanté.....	63
Figure III-35 - La tension et le courant du MOSFET lors de son ouverture.....	64
Figure III-36 - Image réelle de la carte de commande	67

Figure III-37 - Image réelle de la carte de puissance	68
Figure III-38 - Banc d'essais expérimental	69
Figure III-39 - Signaux de commande 0-15V commande pleine onde générés par HCPL	70
Figure III-40 - Le décalage de signaux de commande après la génération par HCPL entre les interrupteurs Tr1 et Ms1	71
Figure III-41 - Signaux de sortie de l'onduleur (plein onde)	71
Figure III-42 - Temps morts entre deux signaux de commande complémentaires MLI	72
Figure III-43 Signaux de commande 0-15V commande MLI générés par HCPL	72
Figure III-44 - Deux tensions composées avec $E=150V$ pour la commande MLI	73
Figure III-45 - Schéma-bloc de la commande à pleine onde	74
Figure III-46 - : Tensions composées de l'onduleur	74
Figure III-47 - Résultats pratiques de la machine asynchrone double étoile	75
Figure III-48 - Le Taux distorsion harmonique du courant statorique pour la commande plein onde ..	75
Figure III-49 - Schéma bloc des deux onduleurs	76
Figure III-50 - Allure des tensions composées V_{ab} et V_{bc} pour un indice de modulation $m=21$	76
Figure III-51 - Résultats pratiques de la machine asynchrone double étoile 1.3kW pour un indice de modulation $m=21$	77
Figure III-52 - Taux distorsion harmonique du courant statorique pour la commande MLI	77
Figure III-53 - Résultats pratiques et simulation de la MASDE	78

TABLE DES MATIERES

Introduction Generale.....	1
----------------------------	---

CHAPITRE I

I. Types de composants semi-conducteurs.....	4
I.1 Les interrupteurs non commandés.....	4
I.1.1 La diode de puissance.....	4
I.1.2 Commutation.....	4
I.2 Les interrupteurs commandés.....	5
I.2.1 Transistor bipolaire de puissance (BJT).....	5
I.2.2 Fonctionnement du composant parfait.....	5
I.2.3 Fonctionnement du composant parfait.....	5
I.2.4 Composant réel et limites de fonctionnement.....	6
I.2.5 Choix d'un transistor.....	7
I.3 Transistor bipolaire BJT.....	8
I.3.1 Constitution et symbole.....	8
I.3.2 Éléments sur le fonctionnement.....	8
I.4 Transistor MOSFET.....	9
I.4.1 Constitution et symbole.....	9
I.4.2 Éléments sur le fonctionnement (canal N).....	10
I.4.3 Caractéristiques statiques.....	11
I.4.4 Comportement dynamique.....	12
I.5 Transistor bipolaire à grille isolée IGBT.....	12
I.5.1 Définition.....	12
I.5.2 Principe physique et technologie.....	13
I.5.3 L'IGBT en mode d'interrupteur.....	13
I.5.3.1 Structure PT.....	13
I.5.3.2 Structure NPT.....	14
I.5.4 Comparaison entre IGBT type PT et NPT.....	15
I.6 Comparaison entre les trois types de transistors.....	15
I.7 Conclusion.....	17

 CHAPITRE II

II.	Modélisation et simulation de la machine asynchrone double étoile	19
II.1	Introduction.....	19
II.2	Présentation de la machine asynchrone à double étoile	19
II.3	Description du moteur asynchrone à double étoile.....	19
II.3.1	Stator	19
II.3.2	Rotor.....	19
II.4	Représentation de la machine [11].....	20
II.4.1	Equations électriques	20
II.4.2	Equations magnétiques	22
II.4.3	Modèle biphasé du MASDE.....	24
II.4.3.1	Puissance instantanée.....	28
II.4.3.2	Mise sous forme d'équation d'état.....	29
II.5	Simulation et Interprétation des résultats.....	32
II.5.1	Simulation de la MASDE alimenter par deux sources de tension sinusoïdale.....	32
II.5.2	Simulation de la MASDE alimentée par deux onduleurs triphasés à deux niveaux.....	34
II.6	Conclusion	35

CHAPITRE III

III.	Essais Et Realisation Experimentaux.....	37
III.1	Introduction.....	37
III.2	Techniques de commande d'un onduleur triphase.....	37
III.2.1	Commande plein onde.....	37
III.3	Commande décalée d'un onduleur triphasé	39
III.3.1	Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI)	39
III.4	Simulation des techniques de commande des onduleurs triphasés.....	42
III.4.1	Les différentes techniques de commande	42
III.4.1.1	Commande symétrique d'un onduleur triphasé.....	42
III.4.1.1.1	Interprétation des résultats	43
III.4.1.2	Commande décalée d'un onduleur triphasé.....	43
III.4.1.3	Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI).....	45

III.5	Présentation générale de la maquette.....	45
III.5.1	dSPACE.....	46
III.5.1.1	La carte commande DS1104 R&D	46
III.5.1.2	Architecture interne de la carte DS1104	47
III.5.1.3	Panel d'acquisition CLP1104	48
III.5.2	Réalisation de la carte de commande et la partie de puissance.....	50
III.5.2.1	Carte de commande.....	50
III.5.2.1.1	Partie d'alimentation stabilisée.....	50
III.5.2.1.1.1	Transformateur	51
III.5.2.1.1.2	Redresseur	51
III.5.2.1.1.3	Filtre	51
III.5.2.1.1.4	Régulateur.....	52
III.5.2.1.1.5	Protection contre les surtensions	52
III.5.2.1.2	Partie créer un temps mort	52
III.5.2.1.2.1	Inverseur TC4069UBP	53
III.5.2.1.1	Partie d'isolation et d'amplification des signaux	54
III.5.2.1.1.1	Optocoupleur (HCPL-3120)	54
III.5.2.2	Réalisation de la carte de commande.....	55
III.5.2.2.1	Partie de Puissance (onduleur triphasé)	57
III.5.2.2.1.1	Circuit de puissance	57
III.5.2.2.1.1.1	Interrupteurs de puissance MOSFET	57
III.5.2.2.1.1.2	Fusible.....	57
III.5.2.2.1.1.3	Circuit d'aide de commutation (CALC ou Snubber).....	58
III.5.2.2.1.1.4	Dissipateur de chaleur.....	58
III.5.2.3	Réalisation de l'onduleur	59
III.5.2.4	Fabrication de circuit imprimé.....	60
III.5.3	Charge.....	61
III.5.4	Dimensionnement des composants.....	61
III.5.4.1	Choix des MOSFETs.....	61
III.5.4.2	Dimensionnement des MOSFETs.....	61
III.5.4.2.1	Pertes par conduction	61
III.5.4.2.2	Pertes par commutation au niveau du MOSFET avec circuit d'aide à la commutation	62
III.5.4.2.2.1	Circuit d'aide à la commutation (CALC ou Snubber).....	62
III.6	Résultats des circuits imprimés	66
III.7	Présentation de la plate-forme.....	68

III.8	L'algorithme de la commande.....	69
III.8.1	Implémentation de la commande pleine onde.....	69
III.8.2	Discussion des résultats de l'implémentation de la commande à pleine onde.....	71
III.8.3	Implémentation de la commande MLI.....	71
III.8.3.1	Discussion des résultats de l'implémentation de la commande MLI.....	73
III.9	Alimentation du MASDE 1.3kW par l'onduleur triphasé réalisé.....	74
III.9.1	Commande pleine onde.....	74
III.9.2	Interprétation des résultats.....	75
III.9.3	Commande MLI.....	75
III.9.4	Interprétation des résultats.....	77
III.10	comparaison simulation et réalisation.....	78
III.11	Conclusion.....	78
	Conclusion Generale.....	80
	Références bibliographiques.....	81
	Annexe.....	83

Introduction générale

Tout le monde s'accorde à dire qu'une bonne économie dépend d'une industrie forte, ce dernier nécessité de nombreuses machines électriques, dont des machines à courant alternatif qui occupe une place importante dans la production de l'énergie électrique et les entraînements électriques. Ces machines ont remplacé les machines à courant continu, grâce à leur simplicité de construction, la possibilité de régulation du facteur de puissance, le très bon rendement et le coût élevé. [1]

En forte puissance, les machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques trouvent de plus en plus d'applications. Mais les contraintes que subissent les composants de puissance limitent la fréquence de commutation et donc les performances. Pour permettre l'utilisation de composants à fréquence de commutation plus élevée, il faut segmenter la puissance. Pour ce faire, une des solutions consiste à utiliser des machines à grand nombre de phases ou des machines multi-étoile. Un exemple de ce type de structure est la machine asynchrone double étoile (MASDE)[3]. Et ce type des machines exigeant une forte tension d'alimentation qui est fournie par des appareils servant à transformer l'énergie d'une telle forme à une autre, qui s'appelle les convertisseurs. Ces dernières doivent être dimensionnées et commandées de manière à supporter des tensions d'alimentation élevées, de qualité convenable [2].

Les convertisseurs continu-alternative (Onduleurs) sont largement utilisés dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable surtout dans la commande des moteurs à courant alternatif. La fréquence et la tension de sortie peuvent être constantes ou variables. Ceux-ci peuvent être commandées par des différentes stratégies de commande (symétrique, décalée et la modulation de largeur d'impulsion MLI), afin d'obtenir une meilleure approximation à un signal sinusoïdal. [4]. L'objectif principal du présent mémoire est l'étude, le dimensionnement et la réalisation de deux onduleurs triphasés avec leurs commandes rapprochées destinée pour alimenter la machine asynchrone double étoile. Afin d'atteindre cet objectif, nous avons scindé notre travail en trois chapitres :

Dans le premier chapitre en ont mentionné les différents types des composants et semi-conducteurs. Nous avons fait une étude sur les transistors (BJT, MOSFET et IGBT) et leurs principes de fonctionnement et nous les avons comparés.

Dans le deuxième chapitre est consacré à la représentation, la description et la modulation de machine asynchrone double étoile (MASDE) et à la fin de cette partie on a simulé ce moteur avec son onduleur en MATLAB/SIMULINK.

Pour le dernier chapitre est la partie principale de notre travail qui est basé à l'implémentation expérimentale de la carte commande et l'onduleur commençant par la définition de ses compositions et

le dimensionnement des composants, après on les réaliser en utilisant [PROTEUS](#). Que nous voyons les résultats pratiques de l'alimentation de la machine asynchrone on les voir dans la carte [dSPACE](#). Enfin, ce travail sera clôturé par une conclusion générale à travers laquelle on exposera les principaux résultats obtenus et on donnera les perspectives à envisager suite de ce travail.

Chapitre I :

**Généralités sur les composants Semi-
conducteurs**

I. Types de composants semi-conducteurs

I.1 Les interrupteurs non commandés

I.1.1 La diode de puissance

La diode de puissance Figure I-1 est un composant non commandable (ni à la fermeture ni à l'ouverture).

Elle n'est pas réversible en courant et ne supporte qu'une tension anode-cathode négative ($V_{AK} < 0$) à l'état bloqué.

Elle n'est pas réversible en courant et ne supporte qu'un courant dans le sens anode-cathode positif à l'état passant ($I_{AK} > 0$) [5].



Figure I-1 - La diode de puissance

I.1.2 Commutation

A la commutation de l'état ouvert à l'état fermé, la diode peut être considérée comme un interrupteur idéal, car cette transition s'effectue rapidement vis à vis des phénomènes transitoires relatifs aux circuits de puissance.

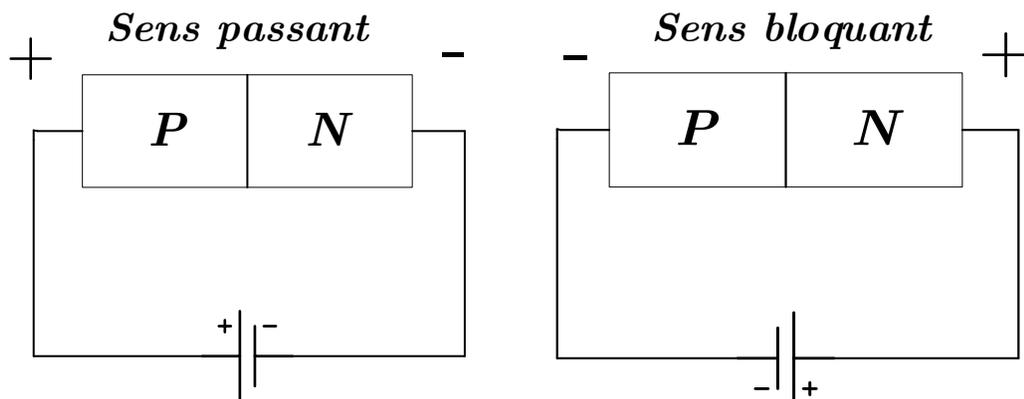


Figure I-2 - Diode passage de l'état fermé à l'état ouvert

I.2 Les interrupteurs commandés

Plusieurs types de composants semi-conducteurs de puissance peuvent être commandés à l'ouverture et à la fermeture : **BJTs**, **MOSFETs**, **GTOs** et **IGBTs**. Nous les appelons interrupteurs commandables.

I.2.1 Transistor bipolaire de puissance (BJT)

Parmi les deux types : NPN et PNP, le transistor de puissance existe essentiellement dans la première catégorie Figure I-3. C'est un composant totalement commandé à la fermeture et à l'ouverture. Il n'est pas réversible en courant, ne laissant passer que des courants de collecteur I_C positifs. Il n'est pas réversible en tension en n'acceptant que des tensions V_{CE} positives lorsqu'il est bloqué [5].

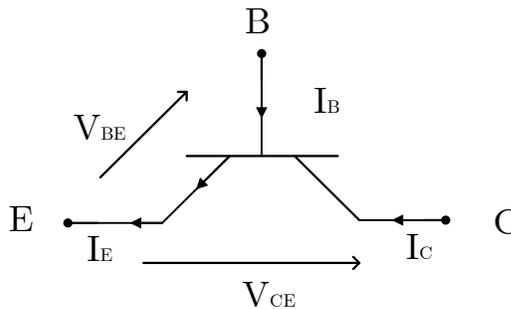


Figure I-3 - Transistor bipolaire de puissance

I.2.2 Fonctionnement du composant parfait

1) Le transistor possède deux types de fonctionnement :

a) Le fonctionnement non linéaire (le mode en commutation) est employé en électronique de puissance

I.2.3 Fonctionnement du composant parfait

Le fonctionnement linéaire est plutôt utilisé en amplification de signaux. Dans ce mode re, le transistor se comporte comme une source de courant I_C commandée par le courant I_B . Dans ce cas, la tension V_{CE} est imposée par le circuit extérieur. La Figure I-4 propose l'évolution des grandeurs entre le blocage, le fonctionnement linéaire et la saturation

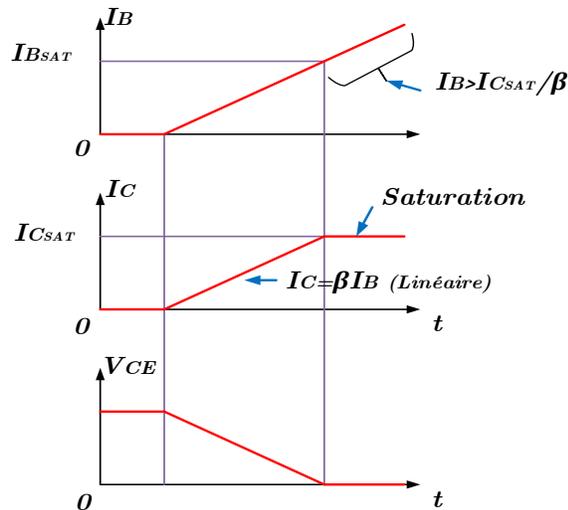


Figure I-4 - propose l'évolution des grandeurs entre le blocage

2) Fonctionnement et états du transistor

a) Transistor bloqué (B) : état obtenu en annulant le courant I_B de commande, ce qui induit un courant de collecteur nul et une tension V_{CE} non fixée. L'équivalent est un interrupteur ouvert entre le collecteur et l'émetteur.

b) Transistor saturé (S) : ici, le courant I_B est tel que le transistor impose une tension V_{CE} nulle tandis que le courant i_c atteint une valeur limite dite de saturation, $i_{c\text{sat}}$. L'équivalent est un interrupteur fermé.

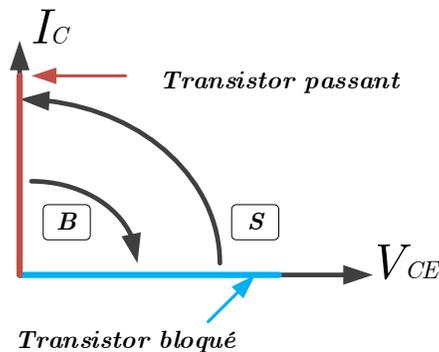


Figure I-5 - Fonctionnement et états du transistor

I.2.4 Composant réel et limites de fonctionnement

Le composant réel a quelques différences par rapport à l'élément parfait [5].

A l'état saturé :

- a) Le transistor est limité en puissance : courbe limite dans le plan (V_{CE} , I_C) Figure I-6), l'hyperbole de dissipation maximale ;
- b) Le courant maximal moyen du collecteur est donc lui aussi limité (I_{Cmax}) ;
- c) la tension n'est pas tout à fait nulle ($V_{CEsat} \neq 0$).

A l'état bloqué :

- a) La tension V_{CE} ne peut dépasser une valeur (V_{CE0}) qui provoquerait le claquage de la jonction ;
- b) Un courant résiduel dû aux porteurs minoritaires circule dans le collecteur (I_{CB0}).

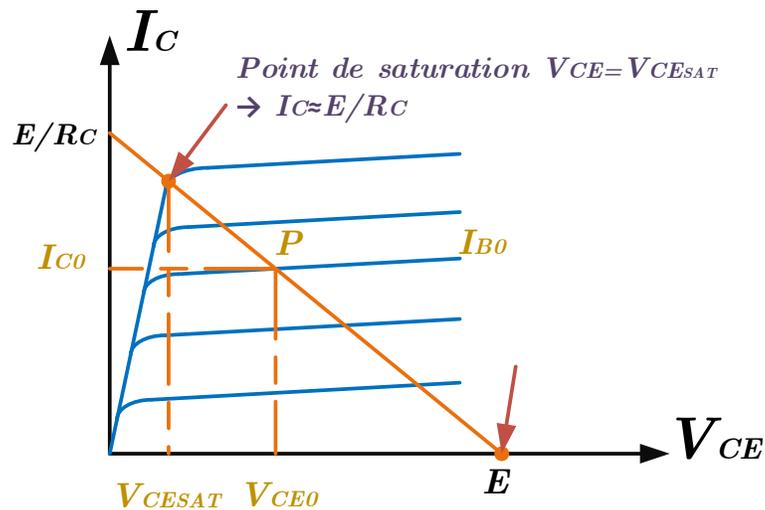


Figure I-6 - Caractéristique transistor bloqué-saturé

I.2.5 Choix d'un transistor

Après avoir établi les chronogrammes de fonctionnement (V_{CE} et I_C), on calcule les valeurs extrêmes prises par :

- a) La tension (à l'état bloqué) ;
- b) Le courant maximal (à l'état saturé).

Par sécurité de dimensionnement, on applique un coefficient de sécurité (1,2 à 2) à ces valeurs. Elles doivent être supportées par le composant choisi. On doit ensuite déterminer le courant $I_B (> I_C/\beta)$ que doit délivrer la commande.

I.3 Transistor bipolaire BJT

I.3.1 Constitution et symbole

Le transistor bipolaire est constitué de deux jonctions p-n disposées tête-bêche présentant une région commune. Les 3 régions ainsi formées sont nommées : collecteur, base et émetteur, dopées alternativement NPN ou PNP Figure I-7. En fonctionnement dit normal, la jonction base-émetteur est polarisée en direct et la jonction base-collecteur est polarisée en inverse. Dans ce cas, le courant principal passe de l'émetteur vers le collecteur est commandé un courant faible : le courant de base.

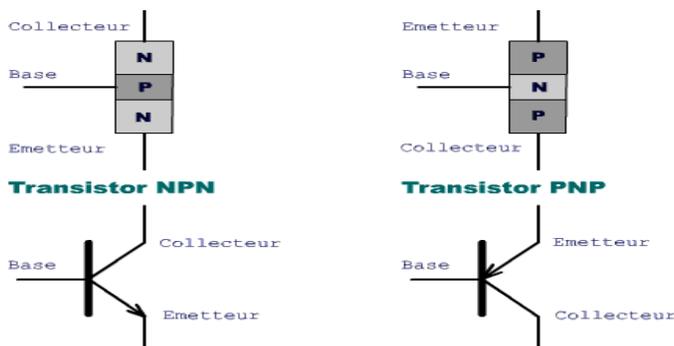


Figure I-7 - Les types de transistor bipolaire (NPN et PNP)

I.3.2 Éléments sur le fonctionnement

Les deux types de transistor ont des fonctionnements totalement symétriques (et similaires). L'étude est alors limitée au transistor NPN Figure I-8.

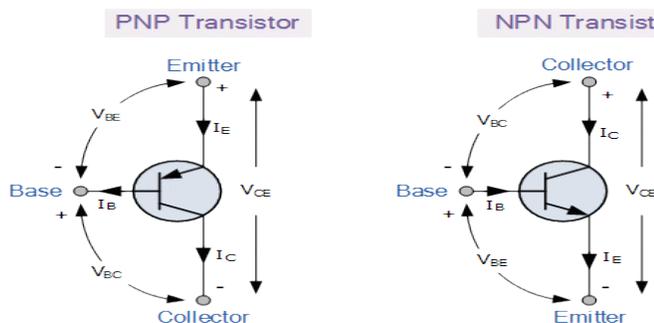


Figure I-8 - Notation pour les transistors NPN et PNP

En fonctionnement normal, la jonction E-B est polarisé en direct et la jonction B-C en inverse Figure I-9. La jonction BE voit l'émetteur injecter massivement dans la base (par diffusion) des électrons majoritaires en raison de dopage N^+ . Or, la faible épaisseur de la base ne laisse pas le temps à ces porteurs pour se recombiner avec les trous présents dans cette zone.

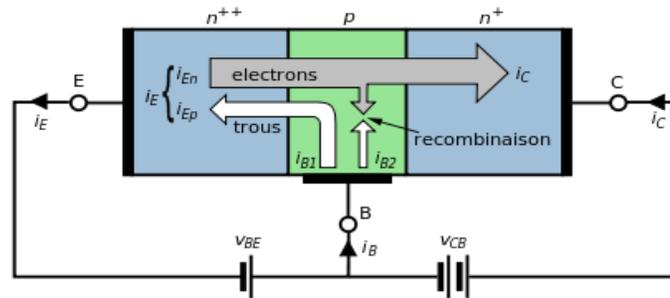


Figure I-9 - Structure du transistor NPN

Sous l'effet du champ électrique intense base-collecteur, ces électrons sont propulsés dans le collecteur. Il en résulte un courant dans l'émetteur I_E plus important que celui dans la base I_B car nettement accentué par (éjection) : en assiste a une amplification en courant.[5]

I.4 Transistor MOSFET

I.4.1 Constitution et symbole

Le transistor **MOSFET** (Métal-Oxyde Semi-conducteur – Field Effect Transistor) est le dispositif le plus répandu dans l'industrie de semi-conducteur, il est à la base de fabrication de tout circuit intégré **CMOS** (complementary MOS). Le transistor **MOSFET** fait appel à un seul type de porteurs de charge, il est donc unipolaire, est obtenu en créant un canal semi-conducteur sur un substrat du type opposé. On obtient ainsi deux possibilités : transistor à canal N ou à canal P.

On construit le transistor à partir d'un substrat (B) de type P ou N. on y diffuse deux régions très fortement dopée complémentaires au substrat : le Drain (D) et la source (S). Sur la surface entre ces deux régions, une oxydation du silicium permet de constituer un isolant sur lequel on dépose une grille métallique. En appliquant une tension appropriée entre la grille et le substrat, on aménage un canal du type opposé au substrat et qui relie le drain et la source. La Figure I-10 illustre le résultat pour MOS a canal P, et la Figure I-11 pour un MOS à canal

N. Pour repérer le type de transistor, il faut noter que la flèche précise le sens de la jonction canal-substrat (comme une diode). [5]

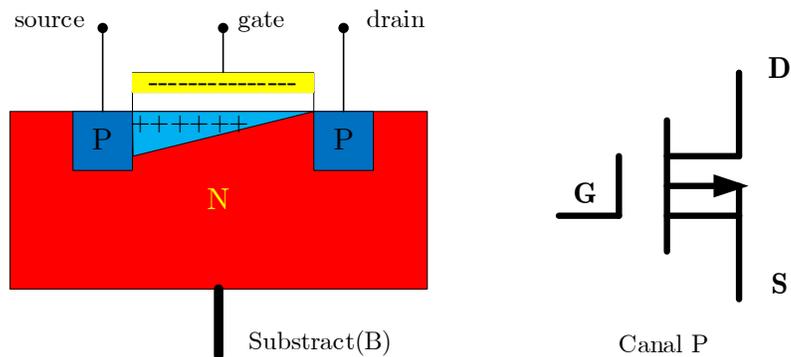


Figure I-10 - MOS à canal P

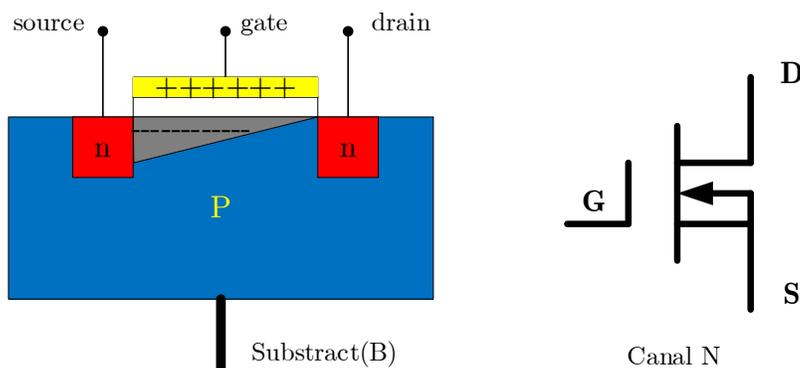


Figure I-11 - MOS à canal N

I.4.2 Éléments sur le fonctionnement (canal N)

Le transistor est polarisé de manière à toujours bloquer la diode canal-substrat (Ya pas de conduction entre le substrat et le canal). Pour cela, le substrat est placé au potentiel le plus faible pour le canal N et le plus élevé pour le canal P. La grille forme un condensateur avec le substrat. Elle est placée à un potentiel positif qui attire des charges négatives pour constituer un canal et la source. Le transistor est polarisé en tension, aucun courant ne circule donc dans la grille. La tension V_{GS} contrôle la quantité des charges dans le canal, ce qui modifie sa résistivité (la résistance du canal est contrôlée par la tension V_{GS}) [5]. Pour créer le canal N, le potentiel de la grille du NMOS est positif ($V_{GS} > 0$, Figure I-12), et le contraire pour le canal P ($V_{GS} < 0$, Figure I-12).



Figure I-12 - Notation pour le PMOS et NMOS

I.4.3 Caractéristiques statiques

Les caractéristiques donnent le courant de drain I_D en fonction de la tension drain source V_{DS} , pour diverses valeurs de la tension grille-source V_{GS} .

Lorsque la tension V_{GS} est inférieure à la tension de seuil V_T , le transistor est bloqué. Le courant I_D est pratiquement nul. Lorsque la tension V_{GS} dépasse la tension de seuil, l'apparition d'un canal rend le transistor conducteur. A partir de $V_{DS} = 0$, le courant I_D croît d'abord proportionnellement à V_{DS} .

Lorsque la tension V_{DS} atteint une valeur appelée tension de pincement p (pinching voltage), le canal est interrompu par la zone de charge de la jonction PN : le courant I_D devient presque indépendant de V_{DS} . Car les électrons passent en vitesse limite. Cela correspond au régime de saturation du MOSFET [7]. Ce fonctionnement est traduit par la caractéristique de la Figure I-13.

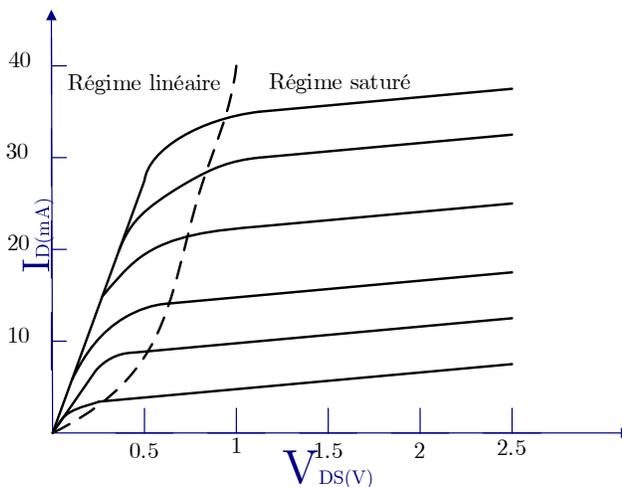


Figure I-13 - Caractéristiques de fonctionnement du transistor NMOS

De l'exploitation de caractéristiques précédentes on distingue deux modes de fonctionnement :

- 1- Domaine du fonctionnement linéaire (en résistance commandée) : le courant I_D est proportionnelle à la tension V_{GS} .
- 2- Courant I reste constant (il n'est plus proportionnel à V_{GS} . C'est un phénomène de saturation typique du fonctionnement en commutation ou bloqué-passant.[6]

I.4.4 Comportement dynamique

Le **MOSFET** est intrinsèquement plus rapide que les composants bipolaires, car il n'a pas de charge stockée. Ce sont les capacités structurelles qui limitent la rapidité des commutations.

L'exploration des domaines extrêmes de la caractéristique fait apparaître un fonctionnement bloqué-saturé : La tension V_{GS} est nulle, le canal est fermé, et se comporte comme un interrupteur ouvert. C'est l'état bloqué. Dans l'autre cas, une tension supérieure à V_p ouvre complètement le canal procurant une résistance équivalente faible (quelque $K\Omega$). Le transistor est équivalent à un interrupteur fermé. Ce mode de fonctionnement rend ce transistor apte aux applications en commutation dans les composants logiques (technologies **MOS** et **CMOS**).

I.5 Transistor bipolaire à grille isolée IGBT

I.5.1 Définition

Le transistor bipolaire à grille isolée (**IGBT** de l'anglais *Insulated Gate Bipolar Transistor*) est un système semi-conducteur de la famille des transistors qui est utilisé comme interrupteur électronique de puissance, essentiellement dans les montages de l'électronique de puissance.

L'IGBT : Est né du désir de marier les avantages des transistors **MOS** et des transistors bipolaires. L'idée très simplifiée est de remplacer le substrat N+ du **MOSFET** par un substrat P+ pour l'**IGBT**. Sa structure permet d'atteindre l'objectif d'avoir une faible chute de tension à l'état passant et une forte tenue en tension à l'état bloqué en conservant une facilité de commande par une grille isolée.

I.5.2 Principe physique et technologie

L'IGBT : Se constitue de quatre couches semi conductrices différentes (P^+ , N^- , P^+ , N^+) créées sur le même cristal de silicium, Figure I-14 (a). Ce transistor associe deux technologies différentes (bipolaire et MOS) afin d'obtenir leurs avantages tout en réduisant leurs inconvénients. Il est possible, à partir de la structure interne d'un IGBT, d'extraire un schéma équivalent, Figure I-14 (b) [8].

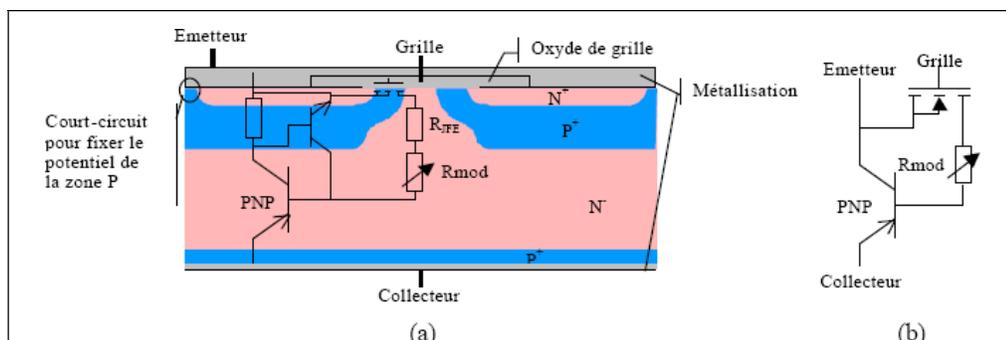


Figure I-14 - Composant IGBT : (a) Structure

(b) Schéma équivalent

I.5.3 L'IGBT en mode d'interrupteur

Le transistor IGBT est un interrupteur unidirectionnel en tension et en courant.

Structure de l'IGBT

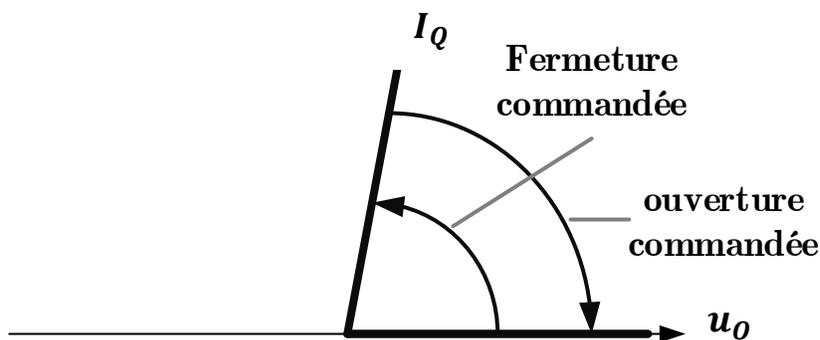


Figure I-15 - Représentation de l'IGBT sur la forme d'un interrupteur.

I.5.3.1 Structure PT

Les IGBTs de type PT (punch through, *punch* : perforation / *through* : à travers) ou asymétrique ainsi appelés car la zone N^- est percée par le champ électrique à l'état bloqué, possèdent une couche N^+ (buffer) de faible épaisseur entre la zone N^- et le substrat P^+ . Cette

couche permet de réduire l'épaisseur de la zone N- pour une valeur donnée de la tension de claquage de la jonction J2 et sert de centre de recombinaison pour les électrons de la zone N- à la fin de la phase de blocage. Ce type de structure est utilisé dans la majorité des IGBT ; les caractéristiques résultent d'un compromis entre le temps de disparition du courant de queue (tail current) et la chute de tension directe à l'état passant. En principe les IGBT de type PT présente une tension directe à l'état passant plus faible que les IGBT de type NPT pour une même tension de claquage. Les IGBT de type PT perdent leurs capacités de tenue de tension inverse qui ne peut pas dépasser quelques dizaines de volts à cause du fort dopage des deux zones situées de part et d'autre de la jonction J1.[9]

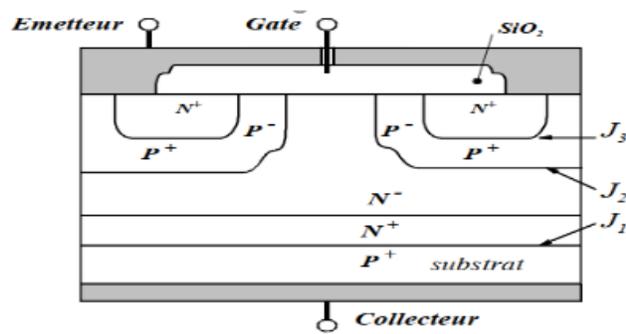


Figure I-16 - Cellule élémentaire de type PT

I.5.3.2 Structure NPT

Les IGBT de type NPT (non punch-through) or symétrique présente une zone N- qui n'est jamais complètement envahie par la zone de déplétion à l'état bloqué.

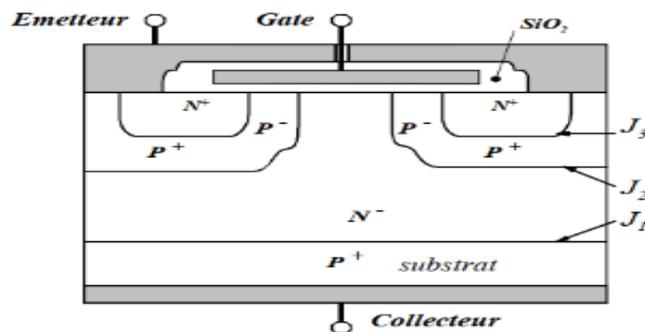


Figure I-17 - Cellule élémentaire de type NPT

La jonction J1 est réalisée de façon à réduire l'injection de trou du substrat P+ vers la zone N-. La fraction de courant Ic due au courant d'électrons et empruntant les canaux est donc très

Importante (jusqu'à 90%) et la charge stockée à évacuer par recombinaison, directement liée au courant de trous, est plus faible, entraînant une commutation au blocage plus rapide que pour l'**IGBT** de type PT. Le traînage dépend alors peu de la température et la valeur initiale du courant de queue (tail current) est plus faible. Par contre la chute de tension à l'état passant, principalement due à la partie **MOSFET** de l'**IGBT**, est plus importante. Dans ce cas l'**IGBT** est capable de tenir une tension inverse égale à la tension directe à l'état bloqué. Cette caractéristique peut s'avérer utile pour certaines applications. Cette structure élimine le risque de latch-up mais la rapidité de la commutation augmente la surtension au blocage.

I.5.4 Comparaison entre IGBT type PT et NPT

Dans l'état actuel de la technique, les **IGBT** de type PT sont utilisés pour des tensions V_{CES} supérieures à 1000V. Les deux types se prêtent à leur mise en parallèle car ils possèdent les deux un coefficient en température positif en conduction [9].

I.6 Comparaison entre les trois types de transistors

Le choix de l'un ou l'autre des interrupteurs électroniques dépend de la gamme de puissance ainsi que de la fréquence de commutation nécessaire. Dans un second temps, les caractéristiques électriques et thermiques permettront de choisir correctement l'interrupteur dans la gamme proposée.

Le **MOSFET** est très bien adapté pour les convertisseurs basse-tension et à fréquence élevée (inférieure à 100V et supérieure à 50kHz) alors que l'**IGBT** est utilisé pour les tensions supérieures à 300V et des fréquences rarement supérieures à 20kHz.

Actuellement, le convertisseur statique le plus employé (notamment dans les variateurs de vitesse) est le transistor **IGBT**, qui combine les avantages du **MOS** en entrée (commande en tension) et du transistor bipolaire en sortie (V_{CEsat} presque nulle) et permet des plages d'utilisation en puissance et en fréquence élevées. La Figure I-18 résume cette classification de composants de puissance en fonction de la fréquence de commutation et du produit U.I des composants.

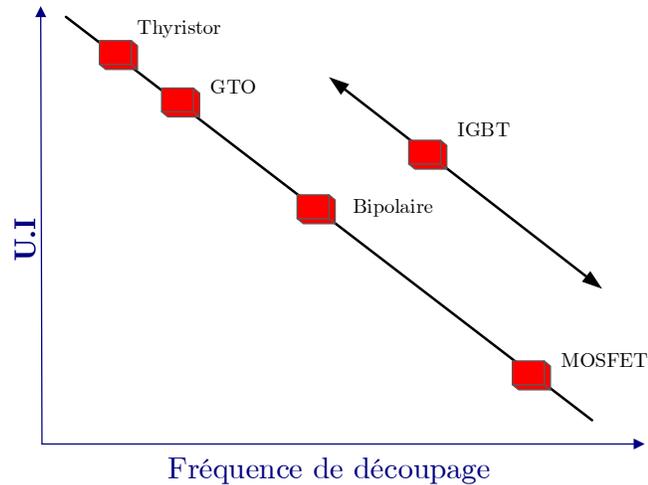


Figure I-18 - Classification des composants de puissance en fonction de la fréquence de découpage et le produit $U.I$ des composants

Le tableau ci-dessous caractérise les performances des différents interrupteurs commandés.

Tableau I-1 : les performances des différents interrupteurs commandés

Composant	Transistor bipolaire BJT	Transistor MOS	Transistor IGBT
Date invention	1975	1970	1985
I_{MAX} (A)	100	450	1200
U_{MAX} (V)	800	1000	1700
P_{MAX}	100kVA	10kVA	100kVA
F_{MAX}	2 à 3MHz	500kHz à 1MHz	100kHz
Avantage	- Pertes réduites.	- Commande simple. - Rapidité.	- Commande simple. - Assez rapide. - Puissance assez élevée.
Inconvénients	- Commande de base complexe. - Lent.	- Puissance limitée - Pertes élevées en conduction.	- Plus lent que le MOS à l'ouverture.

I.7 Conclusion

Ce chapitre consacré pour étudier différents types de semiconducteurs utilisés en électronique de puissance tel que le transistor bipolaire **BJT**, le **MOSFET** et le transistor **IGBT**, leurs caractéristiques et leurs principes de fonctionnement, qui nous permet de les utiliser efficacement dans la partie pratique.

Nous avons étudié la modélisation et la simulation de la machine asynchrone double étoile.

Chapitre II :

**Modélisation et simulation de la
machine asynchrone double étoile**

II. Modélisation et simulation de la machine asynchrone double étoile

II.1 Introduction

Dans ce Chapitre II, nous aborderons la modélisation de la MASDE en se basant sur la résolution des équations qui régissent son fonctionnement en régime linéaire

L'étude sera réalisée avec un décalage angulaire de $\alpha = 30^\circ$. Ensuite, les résultats de la simulation seront présentés et commentés.

II.2 Présentation de la machine asynchrone à double étoile

La MASDE est constitué d'un stator a deux enroulements triphasés identiques, décalés d'un angle électrique $\alpha = 30^\circ$, et d'un rotor à cage d'écureuil.

II.3 Description du moteur asynchrone à double étoile

La MASDE est une machine électrique constituée de deux parties distinctes : le stator (ou inducteur) « **Fixe** », et le rotor (ou induit) « **Mobile** ».

II.3.1 Stator

Chaque stator de la MASDE est composé de trois enroulements identiques. Leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égale $\frac{2\pi}{3}$ dans l'espace. Ils logés dans des encoches du circuit magnétique.

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé équilibré de courant la création d'un champ tournant le long de l'entrefer.

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de paires de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques telle que : $\Omega_s = \frac{\omega_s}{P}$ [10]

II.3.2 Rotor

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identique à celui du stator.

La structure électrique du rotor est de type cage d'écureuil (barre conductrice en aluminium aux tôles ferromagnétiques). Ce choix permet d'obtenir des machines robuste, facile d'emploi et nécessitant un entretien limité.

II.4 Représentation de la machine [11]

La représentation schématique de MASDE est donnée par la figure suivante :

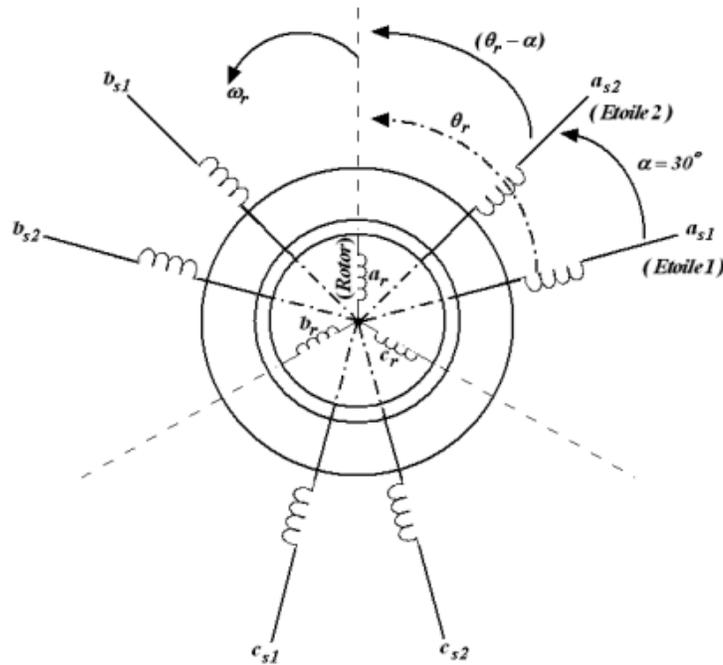


Figure II-1 - Représentation schématique des enroulements de la MASDE

II.4.1 Equations électriques

Pour le 1^{er} stator :

$$\begin{cases} U_{as1} = R_s i_{as1} + \frac{d\phi_{as1}}{dt} \\ U_{bs1} = R_s i_{bs1} + \frac{d\phi_{bs1}}{dt} \\ U_{cs1} = R_s i_{cs1} + \frac{d\phi_{cs1}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Pour le 2^{ème} stator :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{as2} = R_s i_{as2} + \frac{d\phi_{as2}}{dt} \\ V_{bs2} = R_s i_{bs2} + \frac{d\phi_{bs2}}{dt} \\ V_{cs2} = R_s i_{cs2} + \frac{d\phi_{cs2}}{dt} \end{array} \right\} \quad (\text{II.2})$$

Pour le rotor :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d\phi_{ar}}{dt} = 0 \\ V_{br} = R_r i_{br} + \frac{d\phi_{br}}{dt} = 0 \\ V_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d\phi_{cr}}{dt} = 0 \end{array} \right\} \quad (\text{II.3})$$

Ces équations sont données sous formes matricielles condensées suivantes :

Pour le 1^{er} stator :

$$[V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] \frac{d[\phi_{s1}]}{dt} \quad (\text{II.4})$$

Pour le 2^{ème} stator :

$$[V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] \frac{d[\phi_{s2}]}{dt} \quad (\text{II.5})$$

Pour le rotor :

$$[0] = [R_r][I_r] \frac{d[\phi_r]}{dt} \quad (\text{II.6})$$

On pose :

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix}; [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Avec

- ✚ R_{s1} Résistance d'une phase du 1^{er} stator ;
- ✚ R_{s2} Résistance d'une phase du 2^{ème} stator ;
- ✚ R_r Résistance d'une phase du rotor .

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} V_{s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix}$$

- ✚ $[V_{s1}]$: Matrice de tension de la 1^{er} étoile ;
- ✚ $[V_{s2}]$: Matrice de tension de la 2^{ème} étoile.

$$\begin{bmatrix} I_{s1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{sa1} \\ I_{sb1} \\ I_{sc1} \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} I_{s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{sa2} \\ I_{sb2} \\ I_{sc2} \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_r \\ I_r \\ I_r \end{bmatrix}$$

- ✚ $[I_{s1}]$: Matrice de courant de 1^{er} stator ;
- ✚ $[I_{s2}]$: Matrice de courant de 2^{ème} stator ;
- ✚ $[I_r]$: Matrice de courant de rotor.

$$\begin{bmatrix} \phi_{s1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{sa1} \\ \phi_{sb1} \\ \phi_{sc1} \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} \phi_{s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{sa2} \\ \phi_{sb2} \\ \phi_{sc2} \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix}$$

- ✚ $[\phi_{s1}]$: Matrice de flux de 1^{er} stator ;
- ✚ $[\phi_{s2}]$: Matrice de flux de 2^{ème} stator ;
- ✚ $[\phi_r]$: Matrice de flux de rotor.

II.4.2 Equations magnétiques

La matrice $[L(\theta)]$ est utilisée pour obtenir les équations du flux en fonction des courant :

$$[L(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{s1s1} & L_{s1s2} & L_{s1s3} \\ L_{s2s1} & L_{s2s2} & L_{s2r} \\ L_{rs1} & L_{rs2} & L_{rr} \end{bmatrix}$$

L'écriture matricielle qui résume les équations des flux statoriques et rotoriques est :

$$\begin{bmatrix} \phi_{s1} \\ \phi_{s2} \\ \phi_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1s1} & L_{s1s2} & L_{s1r} \\ L_{s2s1} & L_{s2s2} & L_{s2r} \\ L_{rs1} & L_{rs2} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Les sous matrices de la matrice des inductances sont :

$$[L_{s_{(1,2)},s_{(1,2)}}] = \begin{bmatrix} (L_{s_{(1,2)}} + L_{ms}) & \frac{-L_{ms}}{2} & \frac{-L_{ms}}{2} \\ \frac{-L_{ms}}{2} & (L_{s_{(1,2)}} + L_{ms}) & \frac{-L_{ms}}{2} \\ \frac{-L_{ms}}{2} & \frac{-L_{ms}}{2} & (L_{s_{(1,2)}} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$[L_{s_{(1,2)},s_{(1,2)}}]$: Les deux matrices inductance de la 1^{ère} étoile et la 2^{ème} étoile :

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & \frac{-L_{mr}}{2} & \frac{-L_{mr}}{2} \\ \frac{-L_{mr}}{2} & (L_r + L_{mr}) & \frac{-L_{mr}}{2} \\ \frac{-L_{mr}}{2} & \frac{-L_{mr}}{2} & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

$[L_{rr}]$: Matrice inductance du rotor :

$$[L_{s1s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$[L_{s1s2}]$: Matrice inductance mutuelle entre la 1^{ère} étoile et le 2^{ème} étoile :

$$[L_{s1r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{3\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

$[L_{s1r}]$: Matrice inductance mutuelle entre le 2^{ème} étoile et le rotor :

$$[L_{s2r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \alpha) & \cos(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \alpha) & \cos(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \alpha + \frac{3\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

$[L_{s2r}]$: Matrice inductance mutuelle entre le 2^{ème} étoile et le rotor :

$$[L_{s2,s1}] = [L_{s1,s2}]^T, \quad [L_{r,s1}] = [L_{s1,r}]^T, \quad [L_{r,s2}] = [L_{s2,r}]^T$$

Avec :

- ✚ $L_{s1}; L_{s2}; L_r$: Représentent les valeurs maximales des coefficients d'inductances de l'étoile 1, l'étoile 2 et le rotor ;
- ✚ L_{ms} : Représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles statoriques ;
- ✚ L_{mr} : Représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles rotoriques ;
- ✚ L_{sr} : Représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles entre une étoile et le rotor.

II.4.3 Modèle biphasé du MASDE

La transformation de Park consisté à transformer le système d'enroulements triphasés statoriques d'axes a, b, c en un système équivalent a deux enroulements biphasés d'axes U, V créant la même force magnétomotrice.

La matrice de Park pour la 1^{ère} étoile :

$$[A_{ps1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

La matrice de Park pour la 2^{ème} étoile :

$$[A_{ps2}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

La matrice de Park pour le rotor :

$$[A_{ps2}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

La matrice inverse de Park pour la 1^{ère} étoile :

$$[A_{ps1}]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

$$\begin{cases} [A_{ps1}][U_{s1p}] = [R_s][A_{ps1}][I_{s1p}] + \frac{d}{dt}([A_{ps1}][\phi_{s1p}]) \\ [A_{ps2}][U_{s2p}] = [R_s][A_{ps2}][I_{s2p}] + \frac{d}{dt}([A_{ps2}][\phi_{s2p}]) \\ 0 = [R_s][A_{ps2}][I_{rp}] + \frac{d}{dt}([A_{pr}][\phi_r]) \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

En multipliant la 1^{ère} expression de (II.17) par $[A_{ps1}]^{-1}$ on obtient :

$$\begin{cases} [U_{s1p}] = [R_s][I_{s1p}] + [A_{ps1}]^{-1} \frac{d}{dt}([A_{ps1}][\phi_{s1p}]) \\ [U_{s1p}] = [R_s][I_{s1p}] + \frac{d}{dt}[\phi_{s1p}] + [A_{ps1}]^{-1} \frac{d}{dt}([A_{ps1}][\phi_{s1p}]) \\ [U_{s1p}] = [R_s][I_{s1p}] + \frac{d}{dt}[\phi_{s1p}] + [A_{ps1}]^{-1} \frac{d\theta}{dt} \frac{d}{dt}([A_{ps1}][\phi_{s1p}]) \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

On pose : $\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \omega_s$; d'où le résultat final :

En procédant de la même manière pour les deux expressions restantes, on peut écrire :

Pour le 1^{ère} stator ;

$$\begin{bmatrix} U_{xs1} \\ U_{ys1} \\ U_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{xs1} \\ i_{ys1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{xs1} \\ \phi_{ys1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{xs1} \\ \phi_{ys1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Pour le 2^{ème} stator ;

$$\begin{bmatrix} U_{xs2} \\ U_{ys2} \\ U_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{xs2} \\ i_{ys2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{xs2} \\ \phi_{ys2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{xs2} \\ \phi_{ys2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Pour le rotor en court-circuit ($U_{ar} = 0, U_{br} = 0, U_{cr} = 0$) :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Xr} \\ i_{Yr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{Xr} \\ \phi_{Yr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{Xr} \\ \phi_{Yr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Avec : $\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \omega_s, \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \frac{d(\theta_{s1}-\alpha)}{dt} = \omega_s, \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d(\theta_{s1}-\alpha)}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_{g1}$

Ou encore en développant la matrice, avec la composant homopolaire nulle, on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} U_{x(s1,s2)} = R_{s1,s2} i_{x(s1,s2)} + \frac{d\phi_{x(s1,s2)}}{dt} - \omega_s \phi_{y(s1,s2)} \\ U_{y(s1,s2)} = R_{s1,s2} i_{y(s1,s2)} + \frac{d\phi_{y(s1,s2)}}{dt} - \omega_s \phi_{x(s1,s2)} \\ 0 = R_r i_{r(x,y)} + \frac{d\phi_{r(x,y)}}{dt} \mp \omega_{g1} \phi_{r(x,y)} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Avec : $U_{x(s1,s2)} = U_{xs1}, U_{xs2}$ et $U_{y(s1,s2)} = U_{ys1}, U_{ys2}$

Après la transformation des flux et des courants, on peut écrire :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} A_{ps1} \\ A_{ps2} \\ A_{pr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{s1p} \\ \phi_{s2p} \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1s1} \\ L_{s2s1} \\ L_{rs1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{s1p} \\ A_{ps1} \\ A_{ps1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1p} \\ I_{s1p} \\ I_{s1p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{s1s2} \\ L_{s2s2} \\ L_{rs2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{ps2} \\ A_{ps2} \\ A_{ps2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s2p} \\ I_{s2p} \\ I_{s2p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{s1r} \\ L_{s2r} \\ L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{pr} \\ A_{pr} \\ A_{pr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rp} \\ I_{rp} \\ I_{rp} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

En multipliant respectivement par : $[A_{ps1}]^{-1}, [A_{ps2}]^{-1}, [A_{pr}]^{-1}$

et on pose $\frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{sr} = \frac{3}{2}L_{mr} = L_m$.

✚ L_m L'inductance mutuelle cyclique entre la 1^{ère} et la 2^{ème} étoile et le rotor.

On trouve :

$$\begin{cases} \phi_{x(s1,s2)} = L_{(s1,s2)} i_{x(s1,s2)} + L_m (i_{xs1} + i_{xs2} + i_{xr}) \\ \phi_{y(s1,s2)} = L_{(s1,s2)} i_{y(s1,s2)} + L_m (i_{ys1} + i_{ys2} + i_{yr}) \\ \phi_{(x,y)r} = L_r i_{(x,y)r} + L_m (i_{(x,y)s1} + i_{(x,y)s2} + i_{(x,y)r}) \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

L'expression (II-24) se présente sous ma forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} \phi_{xs1} \\ \phi_{xs2} \\ \phi_{xr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{xs1} \\ I_{xs2} \\ I_{xr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{ys1} \\ \phi_{ys2} \\ \phi_{yr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ys1} \\ I_{ys2} \\ I_{yr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

✚ $(L_{s1} + L_m), (L_{s2} + L_m)$: les inductances propres cycliques des étoiles 1 et 2 ;

✚ $(L_r + L_m)$: l'inductance propre cyclique du rotor.

II.4.3.1 Puissance instantanée

La transformation de PARK repose sur l'invariance de la puissance instantanée P dans les deux systèmes de transformation, Ce qui conduit à leur équivalence physique.

$$P_e = [U_s][I_s] = U_{as1}i_{as1} + U_{bs1}i_{bs1} + U_{cs1}i_{cs1} + U_{as2}i_{as2} + U_{bs2}i_{bs2} + U_{cs2}i_{cs2} \quad (\text{II.27})$$

Sachant que :

$$P_e = C_e W \quad \text{et} \quad P_e = W_s [\phi_{xs1}i_{ys1} + \phi_{xs2}i_{ys2} - \phi_{ys1}i_{xs1} - \phi_{ys2}i_{xs2}]$$

On peut déduire que :

$$C_e = p [\phi_{xs1}i_{ys1} + \phi_{xs2}i_{ys2} - \phi_{ys1}i_{xs1} - \phi_{ys2}i_{xs2}] \quad (\text{II.28})$$

En remplaçant les équations des flux dans l'équation du couple on aura :

$$C_e = pL_m ((i_{ys1} + i_{ys2})i_{xr} - (i_{xs1} + i_{xs2})i_{yr}) \quad (\text{II.29})$$

Ou bien encore en faisant appel aux flux rotorique :

$$\phi_{(x,y)r} = L_r i_{(x,y)r} + L_m (i_{(x,y)s1} + i_{(x,y)s2} + i_{(x,y)r}) \quad (\text{II.30})$$

On peut écrire :

$$i_{(x,y)r} = \frac{\phi_{(x,y)r}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{(x,y)s1} + i_{(x,y)s2}) \quad (\text{II.31})$$

En remplaçant $i_{(x,y)r}$ dans l'équation du couple, on obtient :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r + L_m} [\phi_{xr} (i_{ys1} + i_{ys2}) - \phi_{yr} (i_{xs1} + i_{xs2})] \quad (\text{II.32})$$

Le couple électromagnétique dans le repéré de Park doit être multiplié par $3/2$ pour obtenir la grandeur correspondante :

$$C_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r + L_m} \left[\phi_{xr} (i_{ys1} + i_{ys2}) - \phi_{yr} (i_{xs1} + i_{xs2}) \right]$$

L'équation mécanique de la machine :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - K_f \Omega \quad (\text{II.33})$$

$$\Omega = \frac{\omega_r}{p} \quad \text{et} \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

Avec :

- ✚ Ω : Vitesse de rotation de la machine ;
- ✚ C_e : Couple électromagnétique ;
- ✚ C_r : Couple résistant (couple de charge) ;
- ✚ K_f : Coefficient de frottement ;
- ✚ J : Moment d'inertie.

II.4.3.2 Mise sous forme d'équation d'état

Le flux magnétisant ϕ_m est la somme des deux flux magnétiques direct ϕ_{mx} et en quadrature , ϕ_{my} d'où :

$$\phi_m = \sqrt{\phi_{mx}^2 + \phi_{my}^2} \quad (\text{II.34})$$

Les deux composantes des flux magnétisants en fonction des courant statoriques et rotoriques sont :

$$\begin{cases} \phi_{md} = L_m (I_{xs1} + I_{xs2} + I_{xr}) \\ \phi_{my} = L_m (I_{ys1} + I_{ys2} + I_{yr}) \end{cases}$$

En introduisant les expressions des flux dans le système d'équations (II-34) on obtient :

$$\begin{cases} \phi_{(x,y)s1} = L_{s1} \dot{i}_{(x,y)s1} + \phi_{m(x,y)} \\ \phi_{(x,y)s2} = L_{s2} \dot{i}_{(x,y)s2} + \phi_{m(x,y)} \\ \phi_{(x,y)r} = L_r \dot{i}_{(x,y)r} + \phi_{m(x,y)} \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

A partir du système précédent, on tire :

$$\begin{cases} I_{x(s1,s2)} = \frac{\phi_{x(s1,s2)} - \phi_{mx}}{L_{(s1,s2)}} \\ I_{y(s1,s2)} = \frac{\phi_{y(s1,s2)} - \phi_{my}}{L_{(s1,s2)}} \\ I_{(x,y)r} = \frac{\phi_{(x,y)r} - \phi_{m(x,y)}}{L_r} \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

En remplaçant les courant par leur expression dans le système d'équations (II.22), on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \phi_{x(s1,s2)} = U_{x(s1,s2)} - \frac{R_{(s1,s2)}}{L_{(s1,s2)}} (\phi_{x(s1,s2)} - \phi_{mx}) + \omega_s \phi_{y(s1,s2)} \\ \frac{d}{dt} \phi_{y(s1,s2)} = U_{y(s1,s2)} - \frac{R_{(s1,s2)}}{L_{(s1,s2)}} (\phi_{y(s1,s2)} - \phi_{my}) - \omega_s \phi_{x(s1,s2)} \\ \frac{d}{dt} \phi_{(x,y)r} = -\frac{R_r}{L_r} (\phi_{(x,y)r} - \phi_{mr}) \pm (\omega_s - \omega_r) \phi_{(x,y)r} \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

A partir de (II.24), les expressions des flux magnétisant peuvent présentés sous la forme :

$$\phi_{m(x,y)} = \left(\frac{\phi_{s1(x,y)}}{L_{s1}} + \frac{\phi_{s2(x,y)}}{L_{s2}} + \frac{\phi_{r(x,y)}}{L_r} \right) L_a \quad (\text{II.38})$$

$$\text{Avec : } L_a = \frac{1}{\frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m}} \quad (\text{II.39})$$

En remplaçant les flux magnétisants ϕ_{mx} et ϕ_{my} par leurs expressions dans (II-37), on obtient le nouveau système d'équations :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \phi_{x(s1,s2)} = U_{x(s1,s2)} - \left(\frac{R_{(s1,s2)}}{L_{(s1,s2)}} - \frac{R_{(s1,s2)} L_a}{L_{(s1,s2)}^2} \right) \phi_{x(s1,s2)} + \frac{R_{(s1,s2)} L_a}{L_{s1} L_{s2}} \phi_{x(s2,s1)} + \omega_s \phi_{y(s1,s2)} + \frac{R_{(s1,s2)} L_a}{L_r L_{(s1,s2)}} \phi_{xr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{y(s1,s2)} = U_{y(s1,s2)} - \left(\frac{R_{(s1,s2)}}{L_{(s1,s2)}} - \frac{R_{(s1,s2)} L_a}{L_{(s1,s2)}^2} \right) \phi_{y(s1,s2)} + \frac{R_{(s1,s2)} L_a}{L_{s1} L_{s2}} \phi_{y(s2,s1)} - \omega_s \phi_{x(s1,s2)} + \frac{R_{(s1,s2)} L_a}{L_r L_{(s1,s2)}} \phi_{yr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{(x,y)r} = - \left(\frac{R_{(s1,s2)}}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \phi_{(x,y)r} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \phi_{(x,y)s1} \pm (\omega_s - \omega_r) \phi_{(y,x)r} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{(x,y)r} \end{array} \right. \quad (\text{II.40})$$

$\frac{L_{(s1,s2)}}{R_{(s1,s2)}} = T_{(s1,s2)}$: la constante de temps statorique de la 1^{ère} et la 2^{ème} étoile ;

$\frac{L_r}{R_r} = T_r$: la constante de temps rotorique ;

En mettant le système d'équations sous la forme d'équation d'état, $\frac{dX}{dt} = AX + BU$

Avec $X = [\phi_{s1x}, \phi_{s2x}, \phi_{s1y}, \phi_{s2y}, \phi_{rx}, \phi_{ry}]$ comme vecteur d'état.

$$U = \begin{bmatrix} U_{s1x} \\ U_{s2x} \\ U_{s1y} \\ U_{s2y} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1} L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{R_{s1} L_a}{L_r L_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2} L_a}{L_{s1} L_{s2}} & \frac{R_{s2} L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \omega_s & \frac{R_{s2} L_a}{L_r L_{s2}} & 0 \\ -\omega_s & 0 & \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1} L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s1} L_a}{L_r L_{s1}} \\ 0 & -\omega_s & \frac{R_{s2} L_a}{L_{s1} L_{s2}} & \frac{R_{s2} L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s2} L_a}{L_r L_{s2}} \\ \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} & 0 & 0 & \frac{R_r L_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & \omega_{g1} \\ 0 & 0 & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} & -\omega_{g1} & \frac{R_r L_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix}$$

La matrice 'A' peut être décomposée comme suit : $[A] = [A11] + [A12] \omega_s + [A13] \omega_{g1}$

Telle que :

$$A12 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad A13 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A11 = \begin{bmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \\ 0 & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix}$$

$$[\phi] = [H][I] :$$

$$H = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ L_m & L_{s1} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{s2} + L_m & L_m & 0 & L_m \\ 0 & 0 & L_m & L_{s2} + L_m & 0 & L_m \\ L_m & L_m & 0 & 0 & L_r + L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_m & L_m & 0 & L_r + L_m \end{bmatrix}$$

II.5 Simulation et Interprétation des résultats

II.5.1 Simulation de la MASDE alimenter par deux sources de tension sinusoïdale

Les figures ci-dessous montrent les résultats de simulation d'un démarrage à vide de la MASDE alimentée par deux systèmes triphasés de tensions (220V-50Hz) suivi de l'application d'une charge de 14Nm à l'instant t=1.5s.

Lors du démarrage à vide, le couple électromagnétique passe par un régime transitoire. Il présente des oscillations qui atteignent une valeur maximale de 85Nm. Cela est nécessaire pour

vaincre l'inertie du moteur, après il revient à une valeur très faible (presque nulle) pour compenser les pertes par frottements et par ventilations.

La vitesse rotorique passe aussi par un régime d'une durée de 0.67s qui représente le temps de réponse de la machine, puis elle se stabilise au voisinage de la vitesse du synchronisme.

Les courants statoriques des étoiles passent par un régime transitoire dont les valeurs chocs sont 4 à 5 fois le courant nominal de la machine. Leurs sont de l'ordre de 26A pour permettre au couple électromagnétique de vaincre l'inertie de la machine. Puis ils diminuent et prennent une forme sinusoïdale au régime permanent pour atteindre la valeur de 1.3A. A noter que les deux étoiles ont les mêmes paramètres.

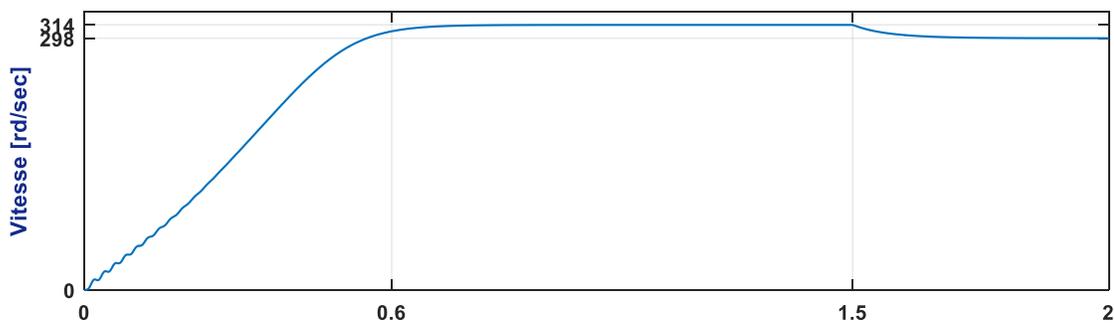


Figure II-2 - Vitesse de rotation [rad/s]

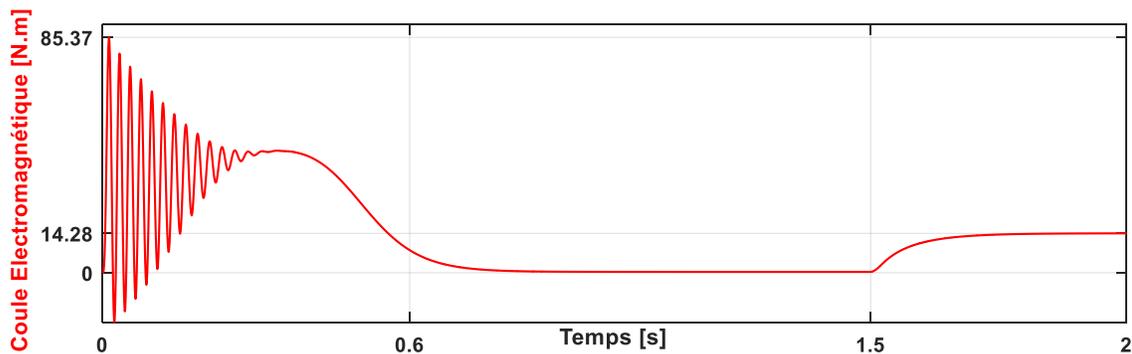


Figure II-3 - Couple électromagnétique [N,m]

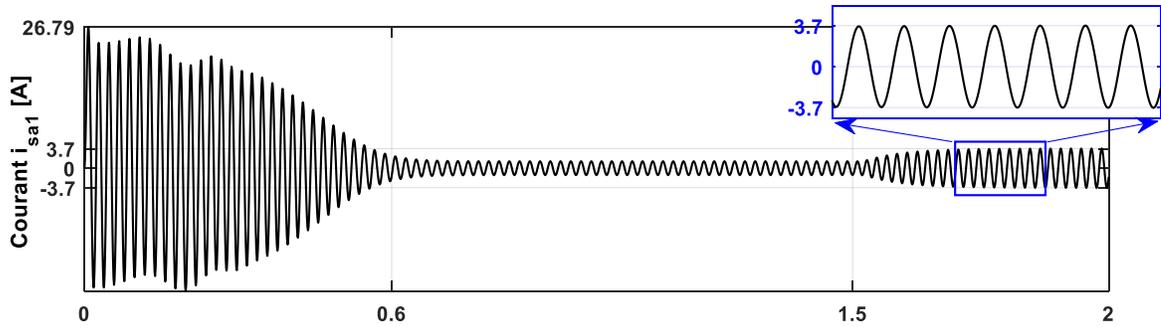


Figure II-4 - Courant statorique réel [A]

II.5.2 Simulation de la MASDE alimentée par deux onduleurs triphasés à deux niveaux

Les résultats de simulation en présence des deux onduleurs sont similaires à ceux obtenus pour une MASDE alimentée par des tensions purement sinusoïdales à l'exception de quelques ondulations causées par les harmoniques emportées par les tensions fournies à la sortie des deux onduleurs.

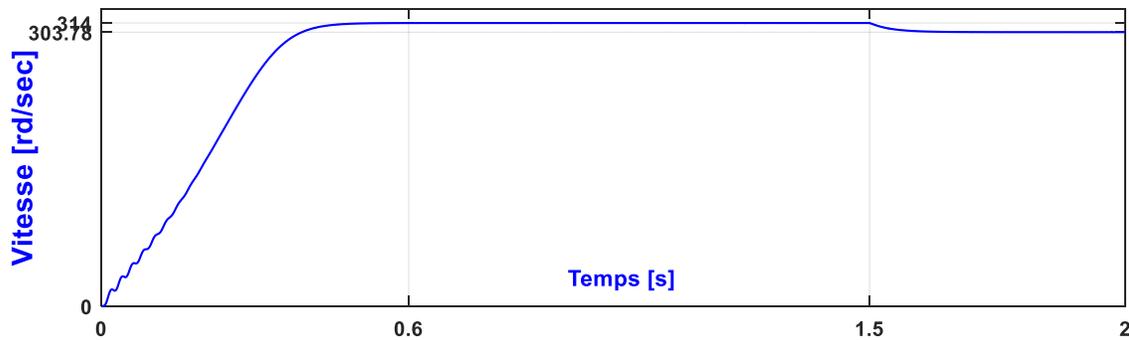


Figure II-5 - Vitesse de rotation [rad/s]

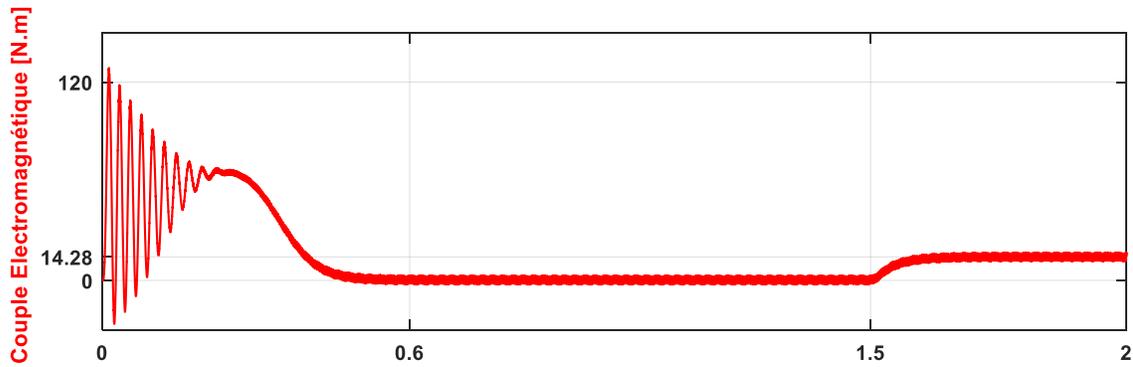


Figure II-6 - Couple électromagnétique [N,m]

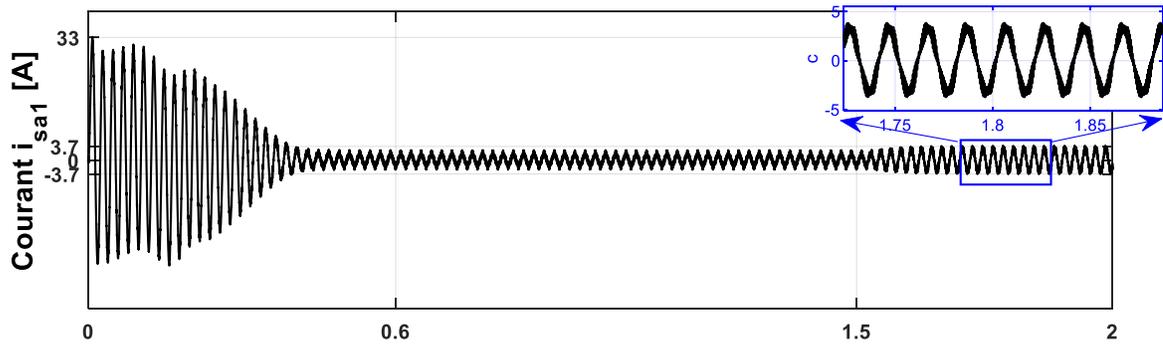


Figure II-7 - Courant statorique réel [A]

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation et la simulation de la MASDE. Afin de valider les résultats obtenus, on va réaliser dans le chapitre suivant une alimentation de la MASDE par deux onduleurs triphasés à deux niveaux commandés à l'aide d'une carte dSPACE1104.

Chapitre III :

**Réalisation pratique et essais
expérimentaux**

III. Essais et réalisation expérimentaux

III.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous visons à l'alimentation de la machine asynchrone double étoile à l'aide de différentes techniques de commande (pleine onde, MLI). Alors on a basé sur l'implémentation expérimentale de la carte commande et l'onduleur en utilisant PROTEUS, MATLAB et la carte dSPACE DS1104 après le dimensionnement de chaque composant utilisé dans le montage. Une fois la réalisation terminée, nous recueillerons les résultats expérimentaux que nous comparerons tout d'abord avec les résultats de la simulation afin d'évaluer les performances du système.

III.2 Techniques de commande d'un onduleur triphase

III.2.1 Commande plein onde

La commande de chaque demi-pont est symétrique, chaque demi-pont est commandé avec un retard de $\pi/3$ sur le précédent. La charge triphasée est supposée équilibrée.

En appliquant ce type de commande, on obtient un système de tensions alternatives triphasées caractérisé par l'absence des harmoniques de rangs multiples de trois.

Puisque la charge est équilibrée, la relation suivante est vérifiée :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{III.1})$$

Les tensions entre phases :

$$\left. \begin{array}{l} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{ac} = V_{an} - V_{cn} \end{array} \right\} \rightarrow U_{ab} + U_{ac} = 2V_{an} - (V_{bn} + V_{cn}) = 3V_{an} \rightarrow$$

$$V_{an} = \frac{1}{3}(U_{ab} + U_{ac}) ,$$

$$V_{bn} = \frac{1}{3}(U_{bc} + U_{ba}) \text{ et}$$

$$V_{cn} = \frac{1}{3}(U_{ca} + U_{cb})$$

La tension composée en fonction de V_{a0} , V_{b0} et V_{c0} :

$$\begin{aligned} U_{ab} &= V_{a0} - V_{b0} \\ \text{et } U_{ca} &= V_{c0} - V_{a0} \\ \text{et } U_{bc} &= V_{b0} - V_{c0} \end{aligned} \quad (\text{ III.2})$$

$$\begin{aligned} V_{a0} &= \begin{cases} +\frac{E}{2} & \text{Si } Q_1 \text{ fermé} \\ -\frac{E}{2} & \text{Si } Q_2 \text{ fermé} \end{cases} \\ V_{b0} &= \begin{cases} +\frac{E}{2} & \text{Si } Q_3 \text{ fermé} \\ -\frac{E}{2} & \text{Si } Q_4 \text{ fermé} \end{cases} \\ V_{c0} &= \begin{cases} +\frac{E}{2} & \text{Si } Q_5 \text{ fermé} \\ -\frac{E}{2} & \text{Si } Q_6 \text{ fermé} \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{ III.3})$$

Par la substitution de la valeur des tensions U_{ab} , U_{bc} et U_{ac} , on trouvera :

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{1}{3} U_{ab} + U_{ac} = \frac{1}{3} V_{a0} - V_{b0} - V_{c0} + V_{a0} = \frac{1}{3} 2V_{a0} - V_{b0} - V_{c0} \\ V_{bn} &= \frac{1}{3} U_{bc} + U_{ba} = \frac{1}{3} V_{b0} - V_{c0} - V_{a0} + V_{b0} = \frac{1}{3} 2V_{b0} - V_{a0} - V_{c0} \\ V_{cn} &= \frac{1}{3} U_{ca} + U_{cb} = \frac{1}{3} V_{c0} - V_{a0} - V_{b0} + V_{c0} = \frac{1}{3} 2V_{c0} - V_{a0} - V_{b0} \end{aligned} \quad (\text{ III.4})$$

On peut écrire les tensions aux bornes de la charge sous forme matricielle : il s'agit de la modélisation dans le cas général du fonctionnement de l'onduleur.

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{bmatrix} \quad (\text{ III.5})$$

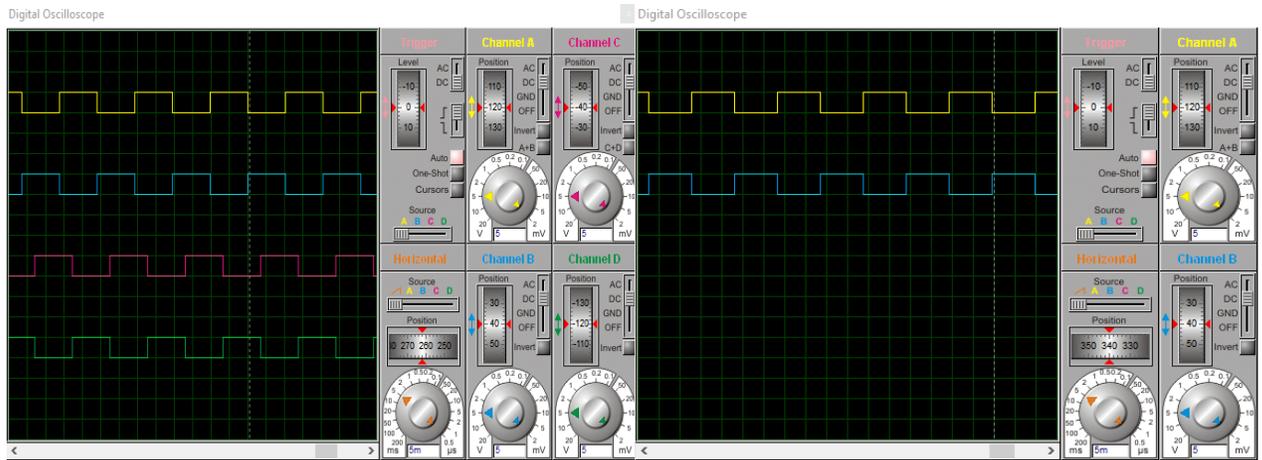


Figure III-1 - Signaux de commande pleine onde d'un onduleur triphasé (LES PINS 2,8,4,12,7,13 d'Arduino)

III.3 Commande décalée d'un onduleur triphasé

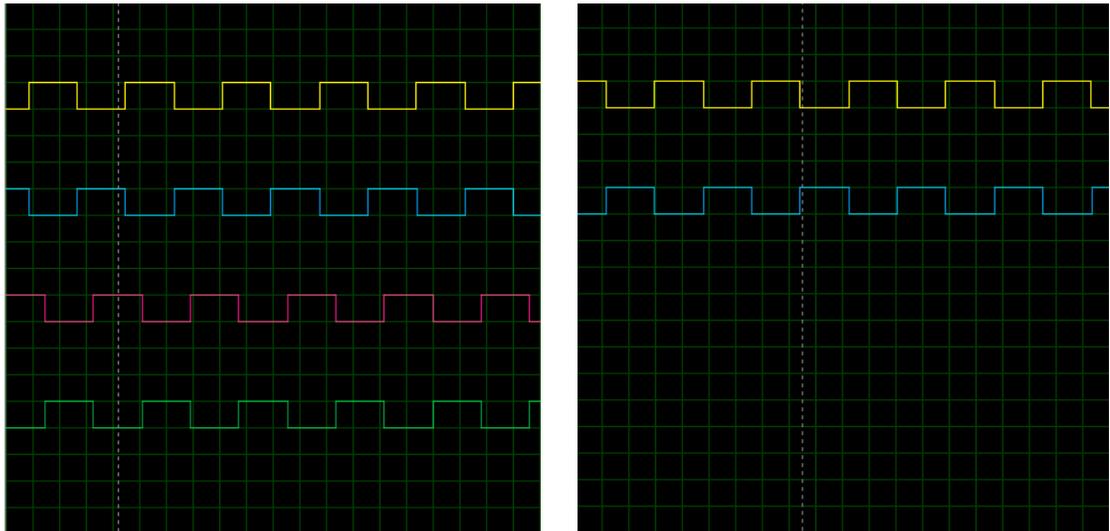


Figure III-2 - Signaux de commande décalée d'un onduleur triphasé (LES PINS 2,8,4,12,7,13 d'Arduino)

III.3.1 Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI)

La commande MLI (Pulse Width Modulation) est réalisée en comparant un signal triangulaire V_p de fréquence $f_p = m f_r$ à trois signaux sinusoïdaux de référence V_{r1} , V_{r2} , V_{r3} de fréquence f , les trois tensions forment un système de tension triphasé équilibré d'amplitude $V_{rmax} = r E_2$ d'où [9] :

$$\begin{aligned}
 V_{r1} &= r \frac{E}{2} \sin \omega t, \\
 V_{r2} &= r \frac{E}{2} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 \text{et } V_{r3} &= r \frac{E}{2} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right).
 \end{aligned}
 \tag{ III.6}$$

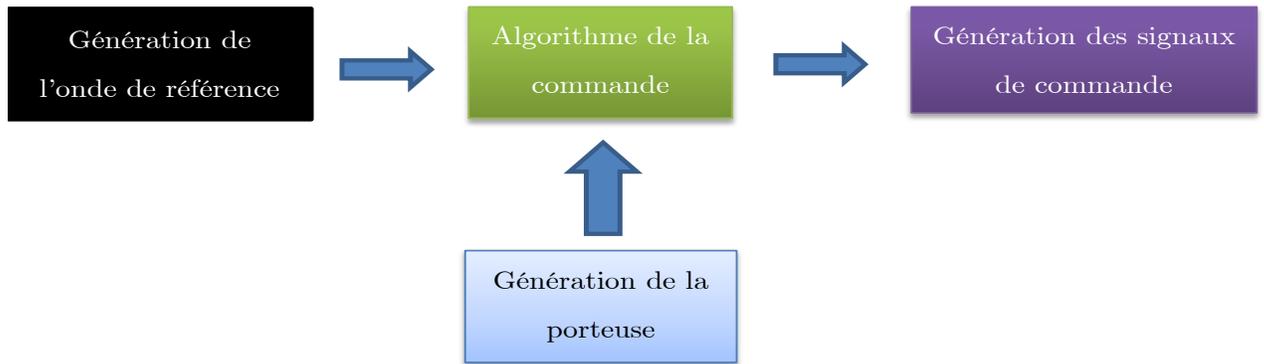


Figure III-3 - Principe de la modulation de largeur d'impulsion MLI

La commande de chaque demi-pont est complémentaire sur une période de T_P afin d'éviter le court-circuit du côté continu.

Si $V_{r1, r2, r3} > V_P$ Alors $Q_{1,3,5}$ fermés sinon $Q_{2,4,6}$ fermés.

Les tensions fournies par les demi-pont :

$$V_{a0,b0,c0} = \begin{cases} +\frac{E}{2} & \text{Si } Q_{1,3,5} \text{ sont saturés} \\ -\frac{E}{2} & \text{Si } Q_{2,4,6} \text{ sont saturés} \end{cases}
 \tag{ III.7}$$

Les tensions composées :

$$\begin{aligned}
 U_{ab} &= V_{a0} - V_{b0}, \\
 U_{ca} &= V_{c0} - V_{a0} \\
 \text{et } U_{bc} &= V_{b0} - V_{c0}.
 \end{aligned}
 \tag{ III.8}$$

Les tensions simples :

$$\begin{aligned}
 V_{an} &= \frac{1}{3}(U_{ab} + U_{ac}) , \\
 V_{bn} &= \frac{1}{3}(U_{bc} + U_{ba}) \\
 \text{et } V_{cn} &= \frac{1}{3}(U_{ca} + U_{cb}).
 \end{aligned}
 \tag{ III.9}$$

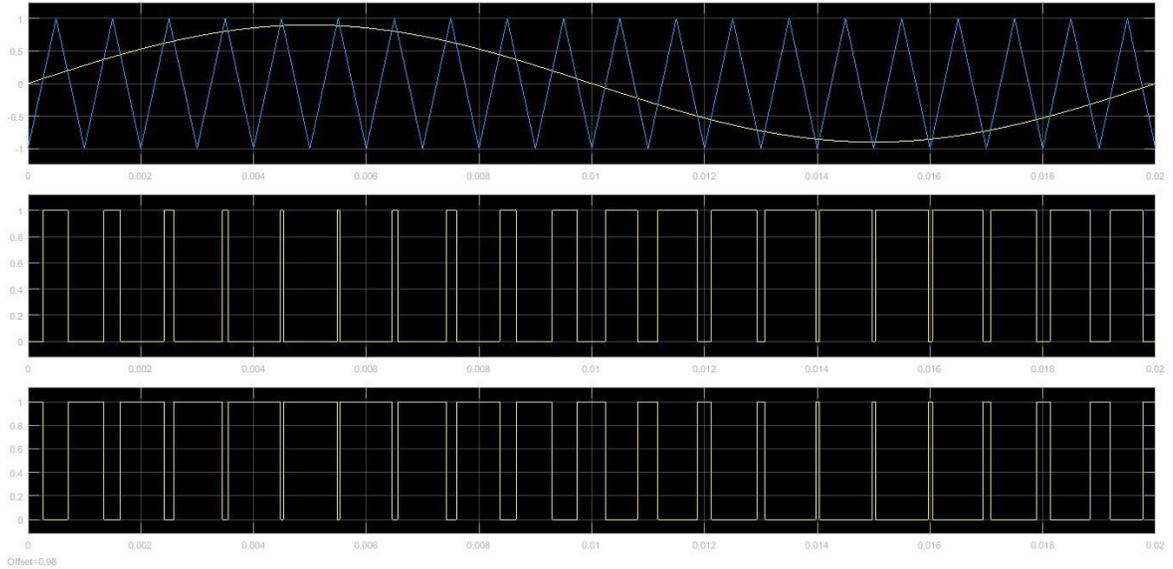


Figure III-4 - Principe de commande MLI d'un onduleur triphasé

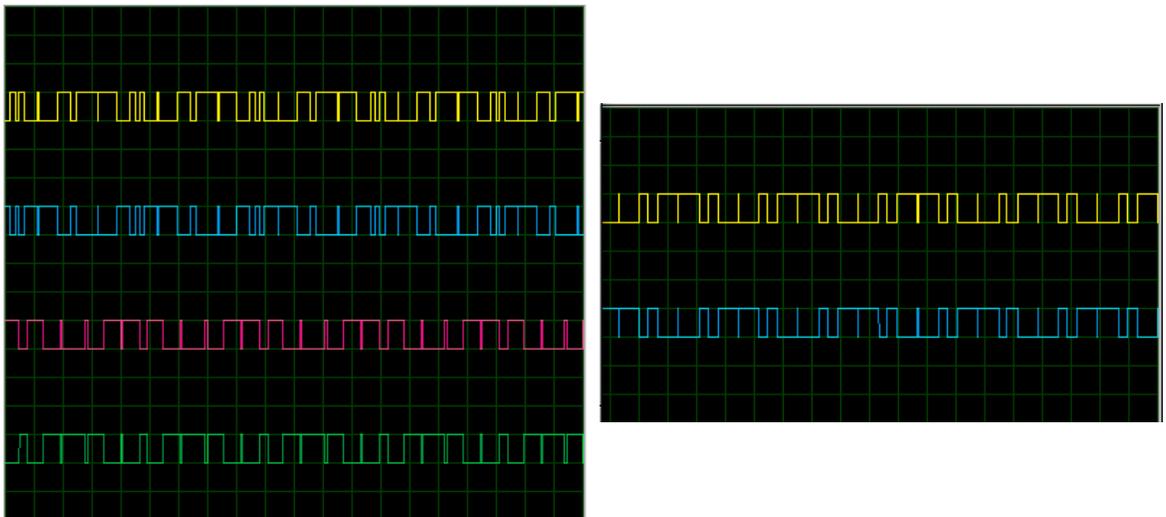


Figure III-5 - Signaux de commande MLI (PWM) d'un onduleur triphasé (LES PINS 2,8,4,12,7,13d'Arduino)

III.4 Simulation des techniques de commande des onduleurs triphasés

III.4.1 Les différentes techniques de commande

III.4.1.1 Commande symétrique d'un onduleur triphasé

- Avec une charge résistive :

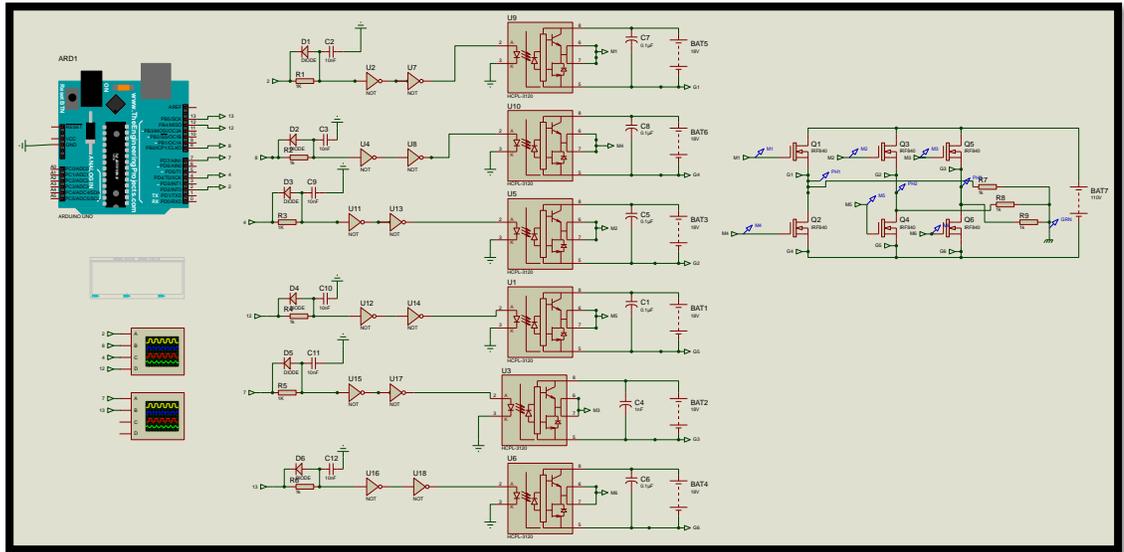


Figure III-6 - Commande plein onde d'un onduleur triphasé



Figure III-7 – Les tensions simples des trois phases pour la commande plein onde

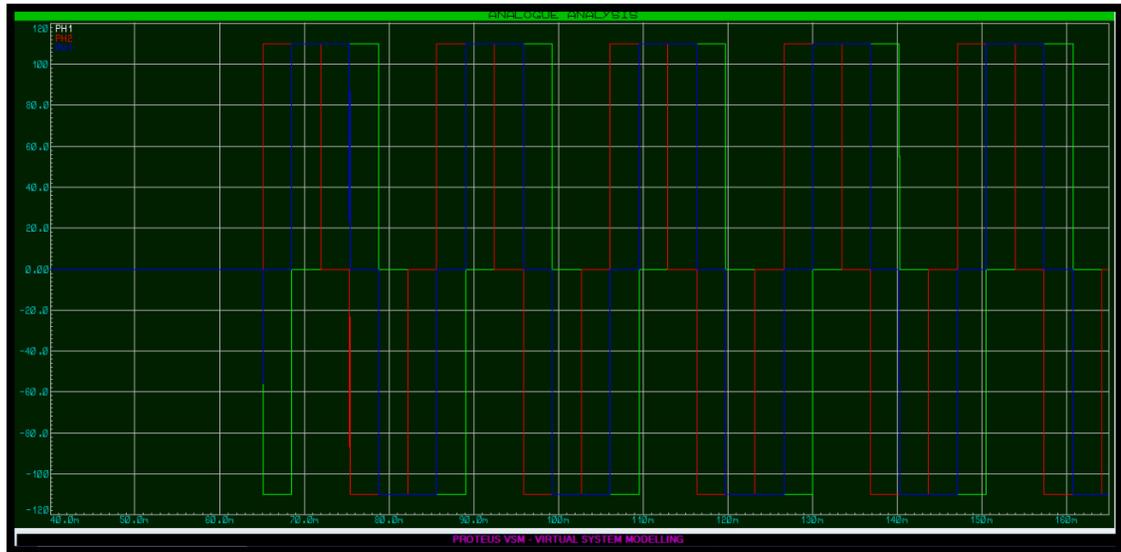


Figure III-8 – Les tensions composées pour la commande plein onde

III.4.1.1.1 Interprétation des résultats

La tension générée par cette stratégie a une forme quasi rectangulaire. La valeur maximale et la valeur minimale de la tension simple soit $+\frac{2}{3}E = \frac{2}{3} 110 = 73.33\text{V}$ et $-\frac{2}{3}E = \frac{2}{3} 110 = -73.33\text{V}$ en successive, La valeur maximale et la valeur minimale de la tension composée soit $+E = +110\text{V}$ et $-E = -110\text{V}$ en successive.

III.4.1.2 Commande décalée d'un onduleur triphasé



Figure III-9 – Les tensions simples des trois phases pour la commande décalée.

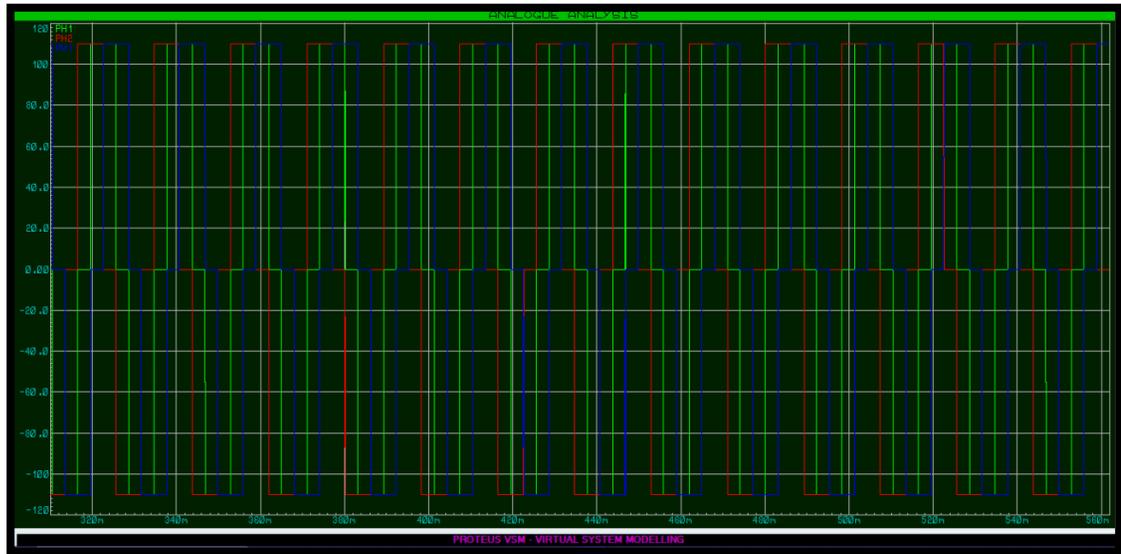


Figure III-10 – Les tensions composés des trois phases pour la commande décalée.

A cause de :

- ✚ Défauts de la commande symétrique et de la commande décalée ;
- ✚ La tension de sortie d'un onduleur d'une commande symétrique ou décalée c'est une tension alternative mais en créneaux quasi rectangulaires riche en harmoniques ;
- ✚ La tension délivrée par l'onduleur n'est pas sinusoïdale.

On doit donc chercher à réduire au maximum la présence des harmoniques dans l'onde de tension ;

La solution est de réaliser une commande basée sur la modulation de largeur d'impulsion (MLI). Alors un découpage approprié neutralise les harmoniques de rang inférieurs ; la variation de fréquence et la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie de ce convertisseur nous permet aussi de varier la vitesse des moteurs alternatifs.[12]

III.4.1.3 Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI)

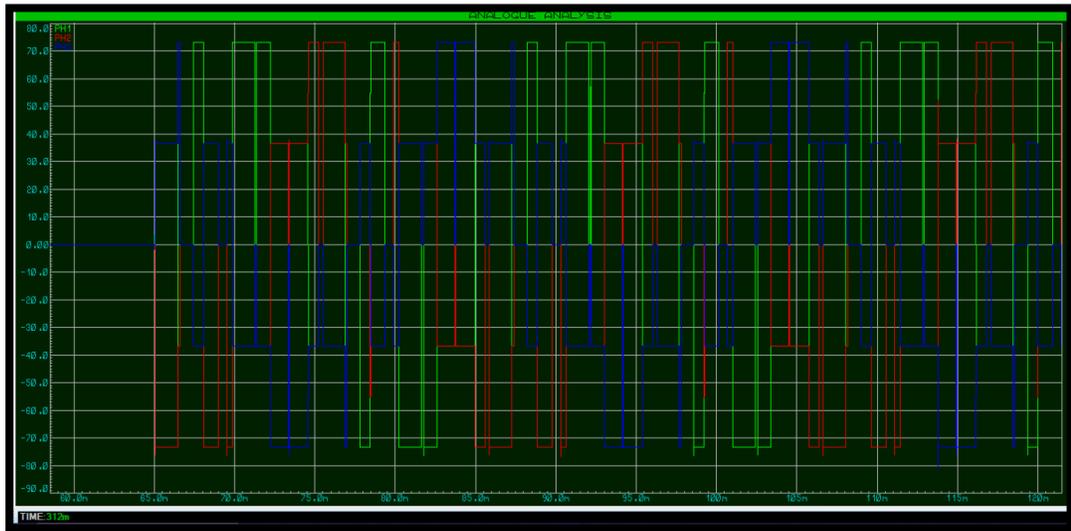


Figure III-11 – Les tensions simples des trois phases pour la commande MLI (PWM).

III.5 Présentation générale de la maquette

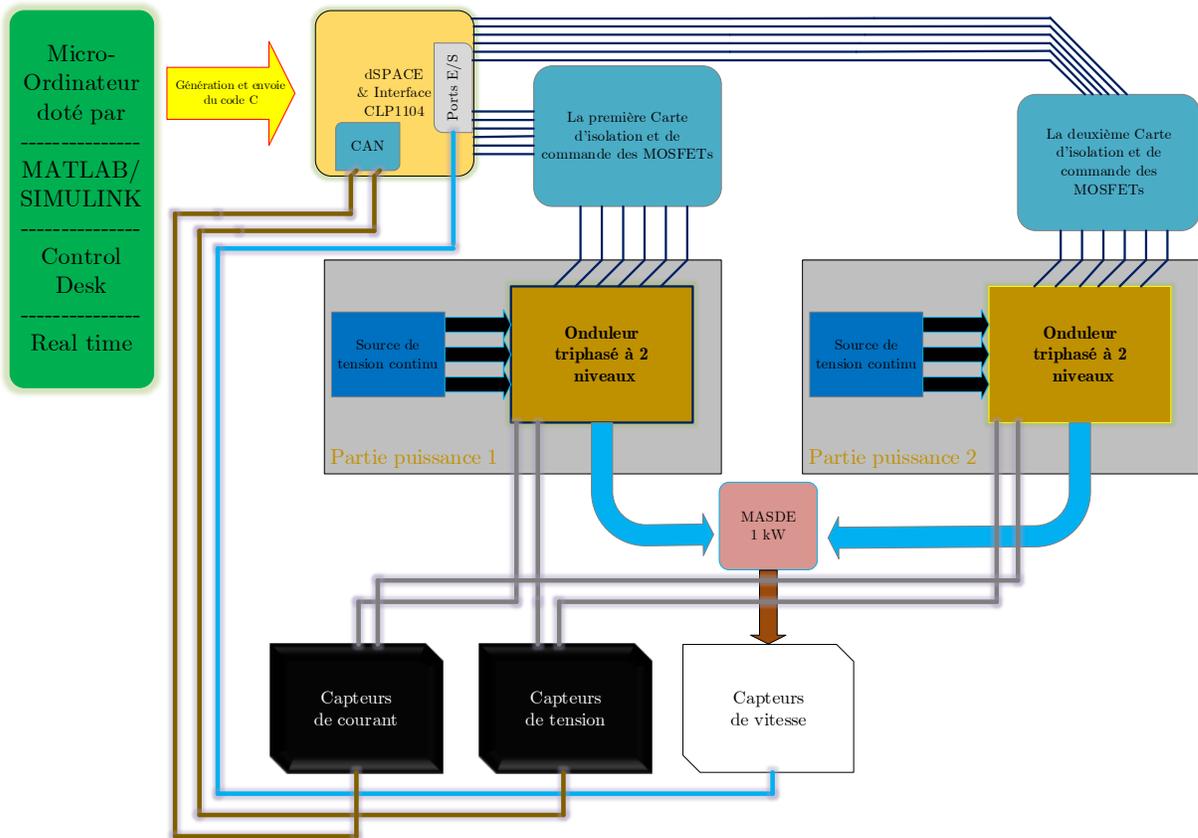


Figure III-12 - Présentation générale de la maquette

La maquette que nous avons mise en place comprend un ordinateur PC équipé d'une carte **dSPACE DS1104** et une interface d'entrée/sortie. Cette maquette est exploitée grâce à l'utilisation des logiciels **Control-Desk** et **Matlab/Simulink** et deux cartes de commande nous avons conçu pour créer un temps mort et assurer l'isolation entre la partie de commande et celle de puissance. Ces cartes adaptent également les signaux de commande délivrés par l'interface **d'entrée/sortie** pour attaquer les interrupteurs de deux onduleurs.

III.5.1 dSPACE

dSPACE est une entreprise qui fournit des solutions matérielles et logicielles pour le développement et le test d'unités de commande électroniques dans l'industrie automobile, l'industrie aérospatiale et d'autres secteurs qui nécessitent une simulation et un test en temps réel (**RTI**). Leurs produits comprennent des simulateurs matériels en boucle fermée et des systèmes de prototypage de contrôle rapide, dSPACE a été fondée en 1988 et a son siège social à Paderborn, en Allemagne, avec des filiales et des bureaux de vente dans de nombreux pays à travers le monde.

III.5.1.1 La carte commande DS1104 R&D

La carte de développement DS1104 de **dSPACE** est une carte polyvalente qui permet la réalisation de systèmes de contrôle à haute performance en temps réel. Elle dispose d'un processeur temps réel performant ainsi que d'une **E/S (CLP1104)** complète intégrée sur une seule carte, ce qui en fait un outil idéal pour les applications de contrôle et de simulation temps réel [13].

Cette carte est compatible avec **MATLAB/Simulink**, un environnement de développement largement utilisé pour les systèmes de contrôle temps réel. Elle peut être facilement installée dans presque tous les types de PC disposant d'un slot PCI ou PCIe libre [13].



Figure III-13 - Carte dSPACE DS1104

III.5.1.2 Architecture interne de la carte DS1104

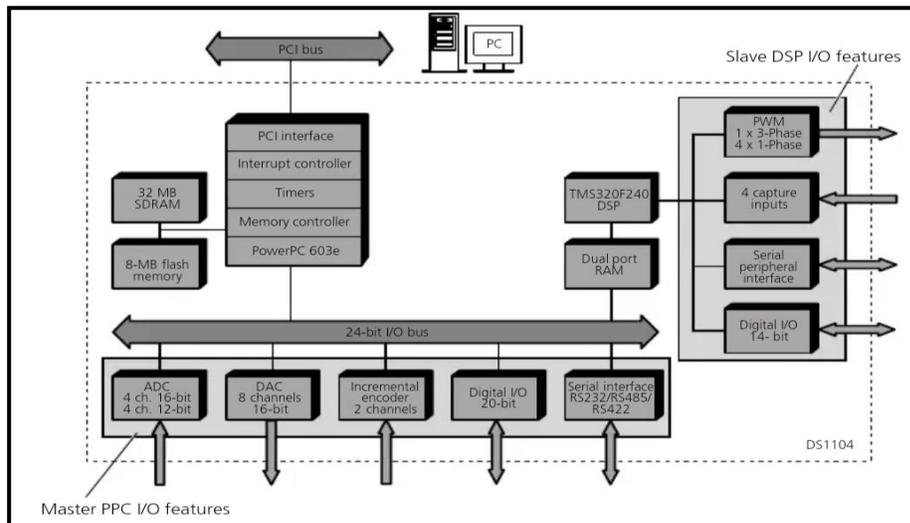


Figure III-14 - : Architecture de la carte dSPACE 1104

III.5.1.3 Panel d'acquisition CLP1104

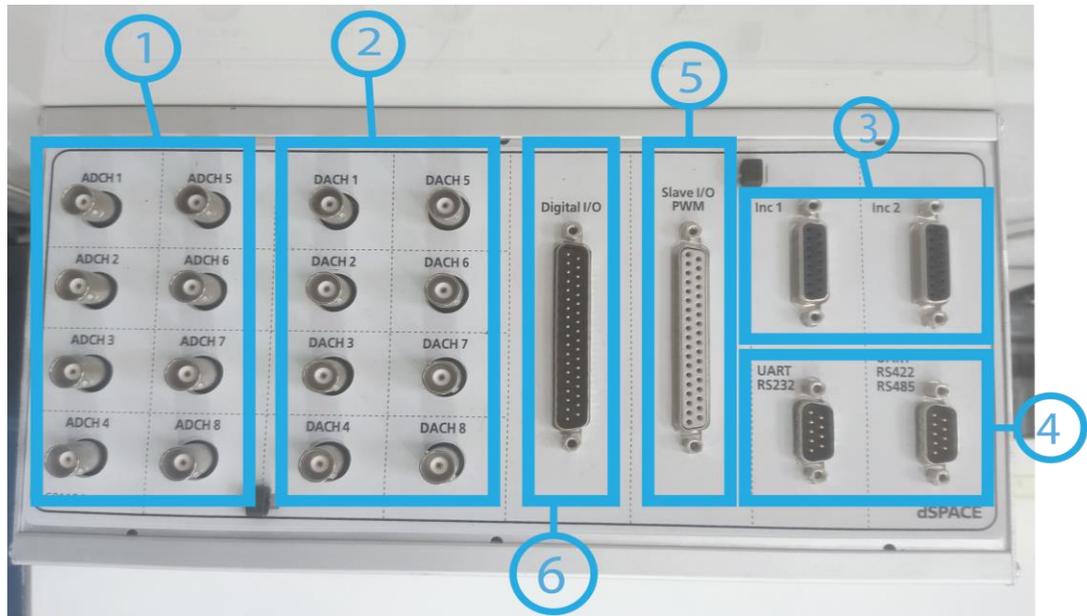
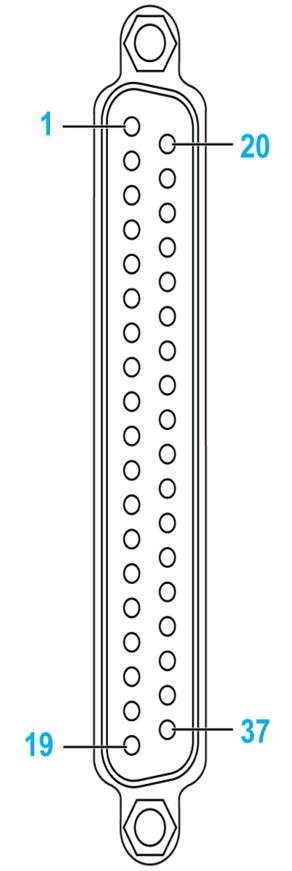


Figure III-15 - Constitution du panel d'interface CLP1104

1. 8 convertisseurs analogiques-numériques (CAN), dont 4 sont en 16 bits et 4 en 12 bits. ces convertisseurs sont utilisés pour récupérer des données analogiques provenant d'un système, les convertir en données numériques et les afficher sur un PC.
2. 8 convertisseurs numériques-analogiques (CNA) de 16 bits capables de délivrer une tension de $\pm 10V$. Ils permettent de convertir des données numériques issues d'un PC en données analogiques pour les injecter dans un système externe.
3. Deux entrées pour les encodeurs incrémentaux permettant de capturer la position et la vitesse [14]
4. Les ports série (RS 232, RS 422 et RS 485) qui permettent une communication série entre la dSPACE 1104 et les différents appareils électroniques tels que les automates ou les appareils de mesure. Ils assurent également la communication entre deux cartes dSPACE.
5. Une entrée/sortie du DSP esclave qui génère les signaux MLI pour la commande de l'onduleur.
6. Une entrée/sortie numérique à 37 broches qui est utilisée pour l'exploitation d'un langage de programmation [14]. Le tableau suivant donne la désignation de chaque broche.
- 7.

Tableau III-1 : Désignation des broches de connecteur CP37

Connecter	Pine	Signal	Pine	Signal
	19	GND		
	18	GND	37	VCC +5V
	17	GND	36	VCC +5V
	16	GND	35	GND
	15	IO19	34	GND
	14	IO17	33	IO18
	13	GND	32	IO16
	12	IO15	31	GND
	11	IO13	30	IO14
	10	GND	29	IO12
	9	IO11	28	GND
	8	IO09	27	IO10
	7	GND	26	IO8
	6	IO07	25	GND
	5	IO05	24	IO6
	4	GND	23	IO4
	3	IO3	22	GND
2	IO1	21	IO2	
1	GND	20	IO0	

Pour établir une connexion entre la carte interface E/S et la carte de commande, nous avons dû réaliser un câble en soudant les 37 broches conformément au tableau du C37.

Cependant, nous avons utilisé seulement 12 broches, soit 6 broches pour l'entrée/sortie (IO) et 6 broches pour la mise à la terre (GND).

Pour ce câble, nous avons utilisé les broches IO et GND comme suit :

$$\text{Carte commande 01 : } \begin{aligned} T_{r1} &\rightarrow (1 | 3), T_{r3} \rightarrow (7 | 9), T_{r5} \rightarrow (12 | 13) \\ T_{r2} &\rightarrow (4 | 5), T_{r4} \rightarrow (10 | 11), T_{r6} \rightarrow (14 | 17) \end{aligned}$$

$$\text{Carte commande 02 : } \begin{aligned} M_{s1} &\rightarrow (21 | 22), M_{s3} \rightarrow (26 | 28), M_{s5} \rightarrow (32 | 34) \\ M_{s2} &\rightarrow (23 | 25), M_{s4} \rightarrow (29 | 31), M_{s6} \rightarrow (33 | 35) \end{aligned}$$



Figure III-16 - La soudure de câble de connexion DP37

III.5.2 Réalisation de la carte de commande et la partie de puissance

III.5.2.1 Carte de commande

La composition de cette carte est :

1. Partie d'alimentation stabilisée.
2. Partie créer un temps mort.
3. Partie d'isolation et d'amplification des signaux.

III.5.2.1.1 Partie d'alimentation stabilisée

Afin de convertir un courant alternatif en courant continu, nous avons conçu le circuit présenté sur la photo. Il alimente l'optocoupleur utilisées HCPL qui permet d'isoler le circuit de commande du circuit de puissance et d'amplifier le signal de commande, car il est nécessaire d'avoir un signal de commande supérieur à 15 volts pour garantir la saturation du transistor utilisé.

Pour mettre en place ce processus, il est nécessaire de disposer de six alimentations de 15 volts. Chacune de ces six alimentations contient :

1. Transformateur.
2. Redresseur.
3. Etage de filtrage.
4. Régulateur.

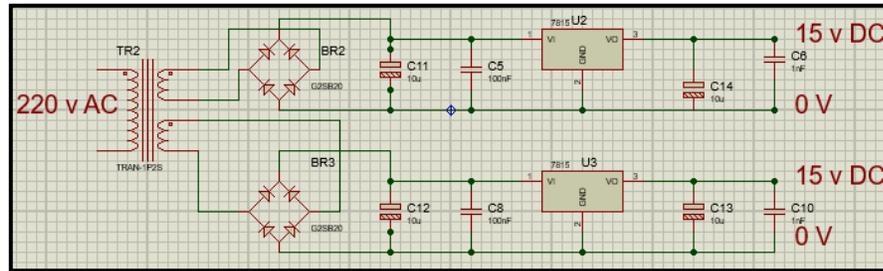


Figure III-17 - Schéma de l'alimentation stabilisée sur PROTEUS

III.5.2.1.1.1 Transformateur

Il est utilisé pour abaisser ou élever la tension alternative fournie par le réseau électrique à une tension appropriée pour l'alimentation. Le transformateur permet également d'isoler électriquement l'alimentation de la source nous avons utilisé ce Transformateur pour baisser le courant de 220 volts à 15 volts.

Le transformateur utilisé est de type 230V/2×15 avec une puissance de 1.0VA et une Fréquence de 50-60Hz.



Figure III-18 -Le transformateur 230/2*15V

III.5.2.1.1.2 Redresseur

Il convertit la tension alternative AC (15V) en tension continue DC (15V), en utilisant des diodes de redressement qui permettent de ne laisser passer le courant que dans un seul sens.

III.5.2.1.1.3 Filtre

Il est utilisé pour éliminer les ondulations résiduelles de la tension de sortie, en utilisant des condensateurs qui stockent l'énergie électrique et qui la restituent lorsque la tension de sortie diminue.

III.5.2.1.1.4 Régulateur

Il permet de maintenir une tension de sortie constante malgré les variations de la tension d'entrée et les charges appliquées à l'alimentation. Les régulateurs sont généralement des circuits intégrés qui utilisent des amplificateurs de précision pour maintenir la tension de sortie à une valeur fixe.

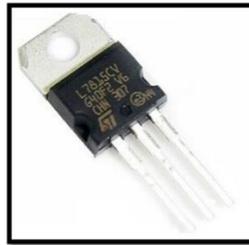


Figure III-19 - : Régulateurs de tension 15V (LM7815)

Ce type de régulateur dispose d'une entrée (sur deux fils), et une sortie (aussi sur deux fils). Comme un des deux fils de l'entrée est commun à l'un des deux fils de sortie (la masse), on ne retrouve que trois pattes sur le composant : l'entrée, la masse et la sortie. On applique la tension à réguler entre la patte d'entrée et la patte de masse, et on récupère la tension régulée entre la patte de sortie et la patte de masse.

III.5.2.1.1.5 Protection contre les surtensions

Elle permet de protéger l'alimentation et les circuits alimentés contre les surtensions, les surcharges et les courts-circuits. Cette protection peut être assurée par le condensateur céramique.

III.5.2.1.2 Partie créer un temps mort

Les MOSFET (*Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor*) sont des semi-conducteurs de puissance utilisés comme interrupteurs électroniques dans les assemblages électroniques de puissance. Les MOSFET de puissance ne peuvent pas passer instantanément de l'état activé à l'état bloqué et vice versa. Ils ont besoin d'une période de temps fixe pour changer d'état, pour créer le bon moment, nous avons développé un circuit de temps mort **figure III.21** utilisant d'un inverseur portant le nom **TC4069UBP** spéciaux, son brochage est

représenté sur la figure figure III.20, tout cela sert à la protection du circuit de puissance contre les courts-circuits.

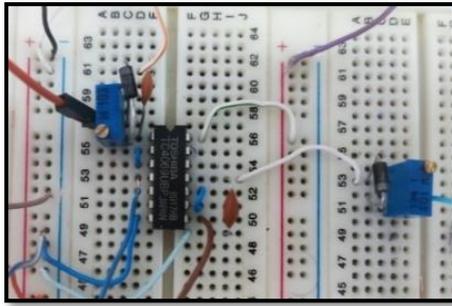


Figure III-20 - brochage de l'inverseur

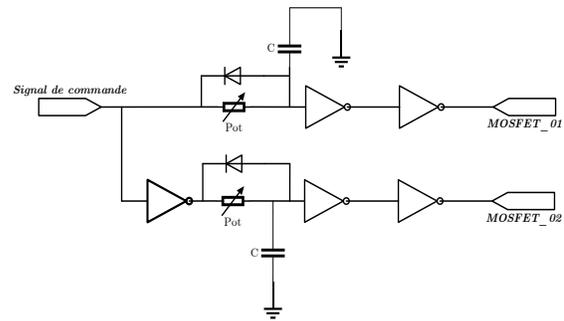


Figure III-21 -Circuit du temps mort

Ce circuit permet d'obtenir un temps mort égale à $4\mu\text{s}$ entre chaque deux interrupteurs du même bras, la figure ci-dessous est capturé par un oscilloscope :

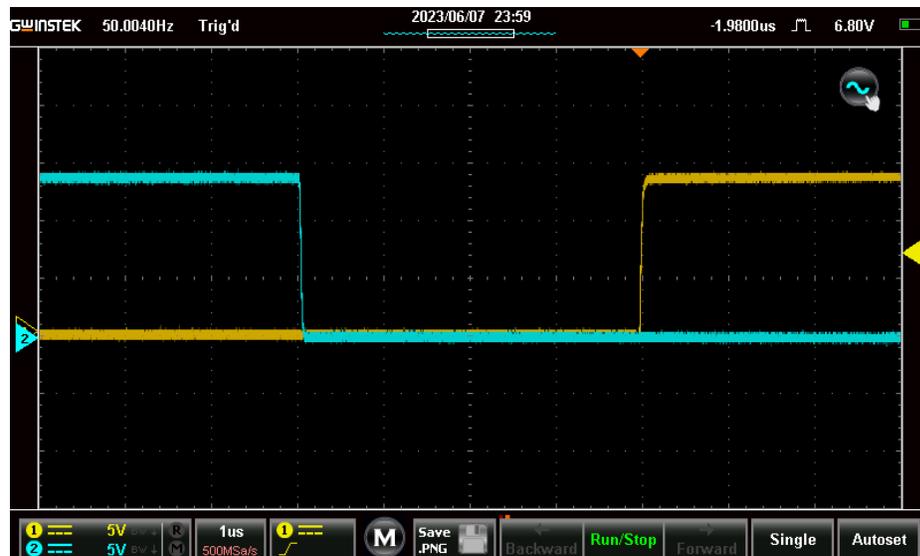


Figure III-22 - Temps mort de $4\mu\text{s}$

III.5.2.1.2.1 Inverseur TC4069UBP

Le **TC4069UB** est un circuit intégré qui contient six circuits inverseurs. Le circuit interne est composé d'un unique inverseur, ce qui en fait un choix approprié pour les applications de circuits d'oscillateurs CR, de circuits d'oscillateurs à cristal et d'amplificateurs linéaires, en plus de son utilisation comme inverseur standard. Grâce à sa configuration à grille de phase, le temps de propagation du signal a été réduit, ce qui améliore les performances globales du circuit [15].

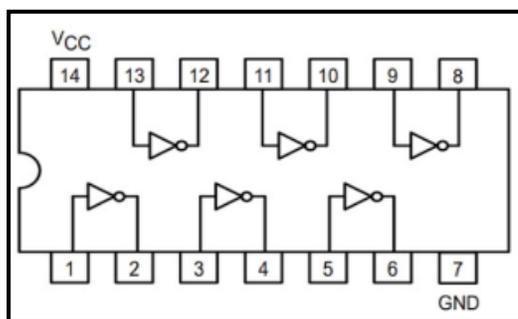


Figure III-23 - Inverseur (TC4069UB) Figure III-24 - Diagramme fonctionnel d'inverseur

Tableau III-2 : Caractéristique de l'inverseur TC4069UBP

Caractéristique	Symbole	Min	Type	Max	Unite
Tension d'alimentation DC	V_{DD}	3	-	18	V
Tension d'entrée	V_{IN}	0	-	V_{DD}	V

III.5.2.1.1 Partie d'isolation et d'amplification des signaux

III.5.2.1.1.1 Optocoupleur (HCPL-3120)

Un **optocoupleur** est un dispositif qui permet de connecter deux circuits sans que ces deux circuits ne se touche électriquement on aura un circuit de commande avec des faibles courants qui pilotera un circuit de puissance qui lui aura ni courant plus important mais ces deux circuits ne se touche compas électriquement. Dans ce travail, nous utilisons le type **HCPL 3120** pour assurer la couche **d'isolement électrique** entre le circuit de commande et le circuit de puissance.

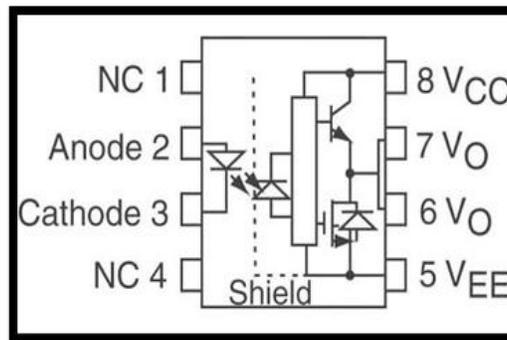
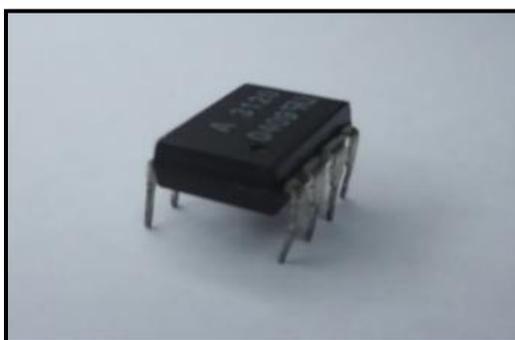


Figure III-25 - Image de l'optocoupleur HCPL-3120 Figure III-26 - Diagramme fonctionnel d'optocoupleur

Tableau III-3 : Caractéristique de l'optocoupleur 3120

Paramètre	Symbole	Min	Max	Unite
Tension d'alimentation	$V_{cc} - V_{ee}$	15	30	V
Courant d'entrée (ON)	$I_{F(ON)}$	7	16	mA
Tension d'entrée (OFF)	$V_{F(OFF)}$	-3.0	0.8	V
Température d'exploitation	T_A	-40	100	°C

III.5.2.2 Réalisation de la carte de commande

Le but de cette carte est le contrôle d'un onduleur triphasé via un signal de commande pour une gestion précise et efficace de la sortie triphasée (l'ouvrir et la fermeture de six interrupteurs de l'onduleur). Nous utilisons **PROTEUS** pour dessiner le schéma et tester le comportement du circuit de commande.

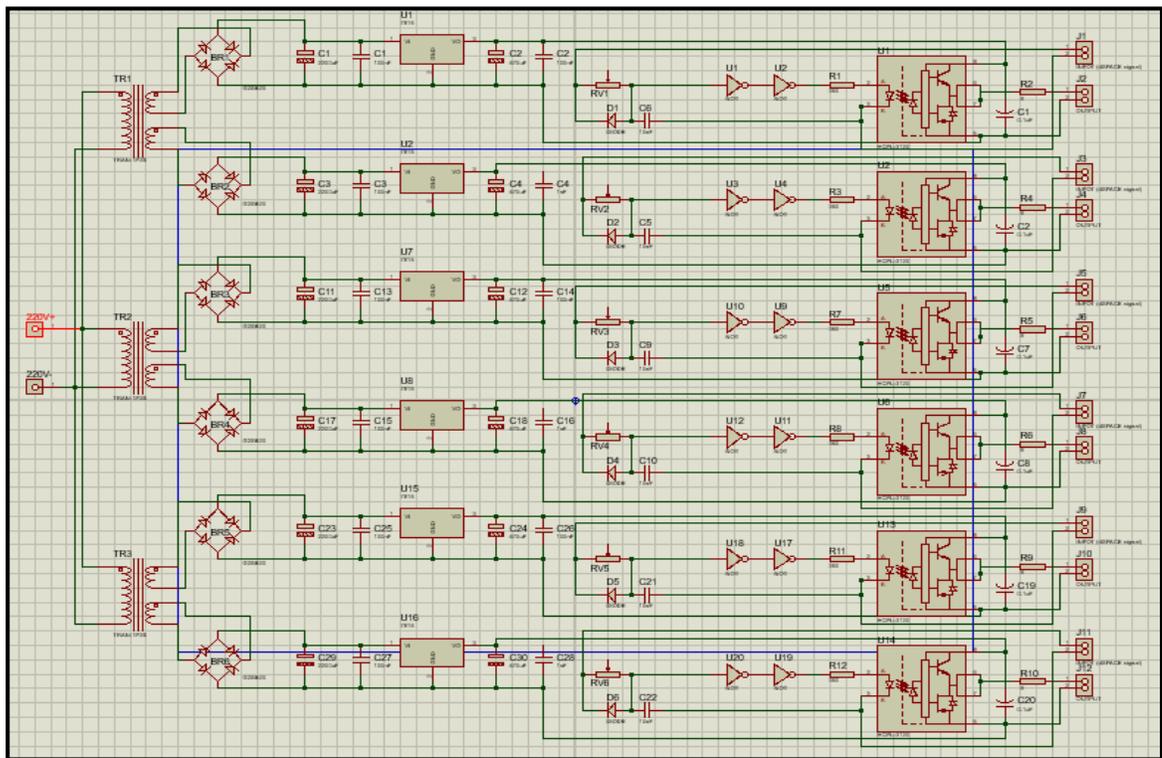


Figure III-27 - Schéma complet de la carte de commande sur PROTEUS.

À l'aide d'ISIS nous utilisons la deuxième partie du logiciel PROTEUS appelé ARES (Advanced Routing and Editing Software) pour dessiner le schéma de circuit imprimé (PCB)

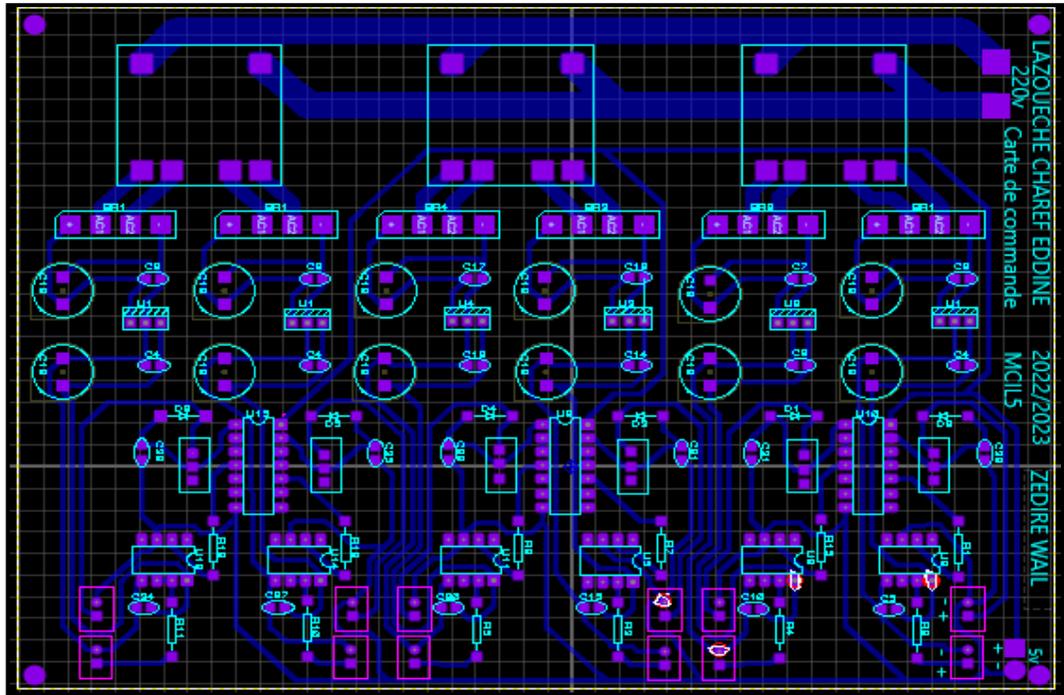


Figure III-28 - PCB de la carte de commande

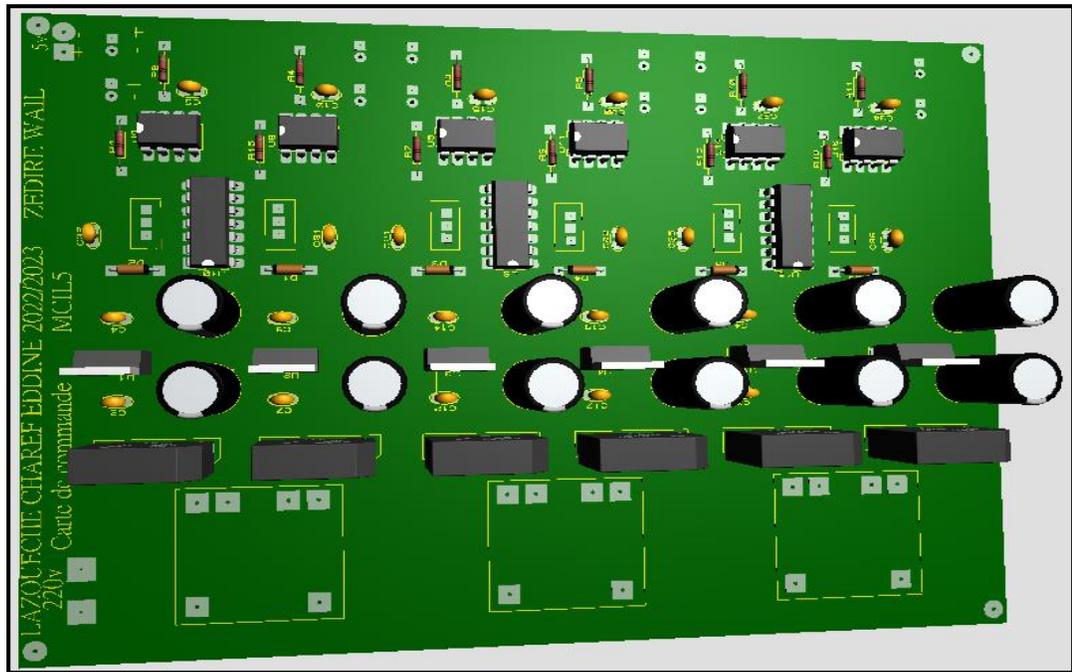


Figure III-29 - Vision 3D de la carte de commande

III.5.2.2.1 Partie de Puissance (onduleur triphasé)

III.5.2.2.1.1 Circuit de puissance

Contient six (3) bras, chaque bras du circuit de puissance est composé de deux interrupteurs (MOSFET). Ces interrupteurs sont contrôlés pour être activés ou désactivés. Chaque interrupteur à un circuit de protection CALC

III.5.2.2.1.1.1 Interrupteurs de puissance MOSFET

Les interrupteurs de puissance MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor-Field-Effect Transistor) sont des dispositifs électroniques utilisés pour contrôler le courant électrique dans les circuits de puissance. Les principaux avantages des MOSFET de puissance par rapport aux autres dispositifs semi-conducteurs de puissance tels que les transistors bipolaires à grille isolée (IGBT) ou les thyristors, a une vitesse de commutation élevée et une bonne efficacité à basse tension

Le MOSFET utilisé dans les deux onduleurs est le IRFP250N de type N, capable de supporter jusqu'à 200V et un courant de 30A.

Il est caractérisé par une faible résistance et une commutation rapide, ce qui en fait un choix idéal pour les applications de puissance haute efficacité

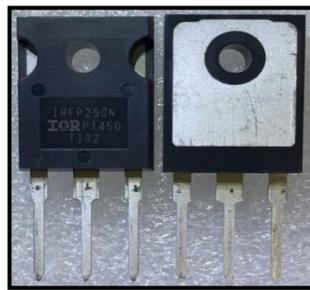


Figure III-30 - MOSFET IRFP250N

III.5.2.2.1.1.2 Fusible

On a utilisé un fusible de 15A pour protéger la carte de puissance contre les courts circuits et les surcharge.

III.5.2.2.1.1.3 Circuit d'aide de commutation (CALC ou Snubber)

L'utilisation de transistors rapides dans un onduleur peut entraîner des surtensions dues à la présence d'inductances parasites. Ces inductances sont inévitables dans tout circuit réel et peuvent causer des surtensions importantes lors de la commutation des transistors.

Pour remédier ce risque chaque interrupteur semi-conducteur devrait être équipé d'un dispositif de protection composé par :

- ✚ Résistance utilisée est de caractéristiques 1W/250V ;
- ✚ Valeur du condensateur est de 0.1μF/250V ;
- ✚ Diode de redressement 2n222.

III.5.2.2.1.1.4 Dissipateur de chaleur

Les MOSFET sont des dispositifs électroniques qui peuvent chauffer rapidement lorsqu'ils fonctionnent à des niveaux de puissance élevés et c'est un problème, pour résoudre ce problème et nous devons ajouter un dissipateur de chaleur, pour cela nous allons monter au dos de chaque transistor un radiateur dissipateur en aluminium que nous l'avons choisi de type métallique parce que l'aluminium est un bon conducteur de chaleur.

Nous avons choisi le dissipateur de chaleur sur cette base

- ✚ T_j : Température de jonction dispositif/puce (°C).
- ✚ T_a : Température de l'air ambiant (°C).
- ✚ Q : Puissance totale ou dissipation thermique en watt(W).

Et résistance thermique :

- ✚ R_{ja} : Jonction à la résistance thermique de l'air.
- ✚ R_{jc} : Résistance thermique jonction-puce.
- ✚ R_{ch} : Résistance thermique de la puce au dissipateur de chaleur (matériau de l'interface).
- ✚ R_{ha} : Dissipateur de chaleur à la résistance thermique de l'air.

$$T_j = T_a + QR_{ja}$$

$$R_{ja} = R_{jc} + R_{ch} + R_{ha}$$

Puissance d'énergie maximale est

$$Q = \frac{T_j - T_a}{R_{ja}} \quad (\text{III.10})$$

Tableau III-4 : Résistance thermique de IRFP250N

	Paramètres	Type	Max	Unit
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	-----	0.7	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.24	-----	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	-----	40	

D'après l'équation (III.1) de la puissance d'énergie maximale : $Q = 3.2975W$.

Pour la conception effective, il a été décidé d'utiliser un dissipateur thermique pour chaque trois transistor choisi (IRFP250N).

III.5.2.3 Réalisation de l'onduleur

Nous avons utilisé aussi le même simulateur PROTEUS pour schématiser le circuit de puissance :

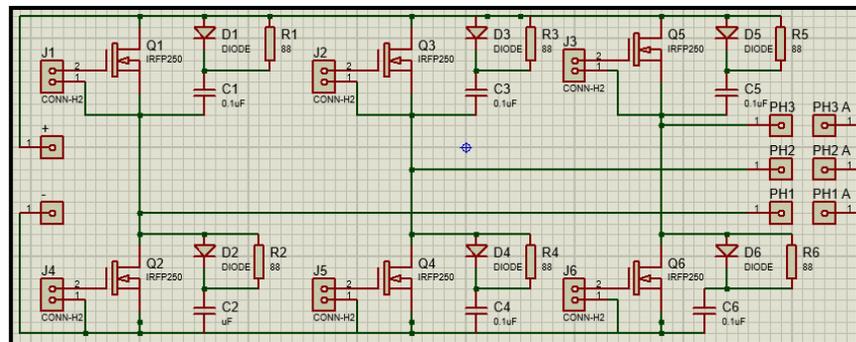


Figure III-31 - Schéma électrique de l'onduleur sur PROTEUS

À l'aide d'ISIS nous utilisons la deuxième partie du logiciel PROTEUS appelé ARES (Advanced Routing and Editing Software) pour dessiner le schéma de circuit imprimé (PCB)

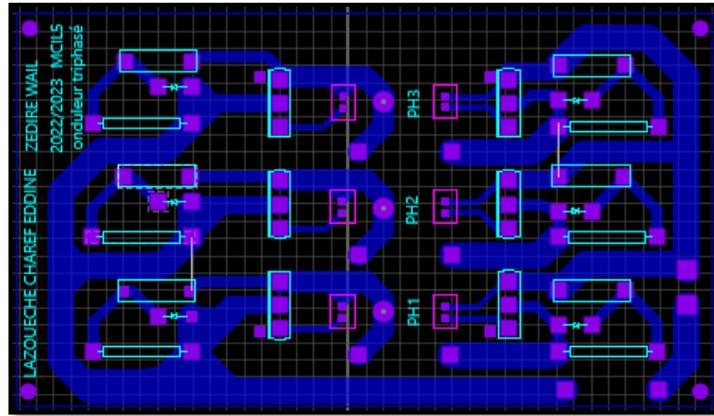


Figure III-32 - Schéma de circuit imprimé de la partie puissance avec ARES

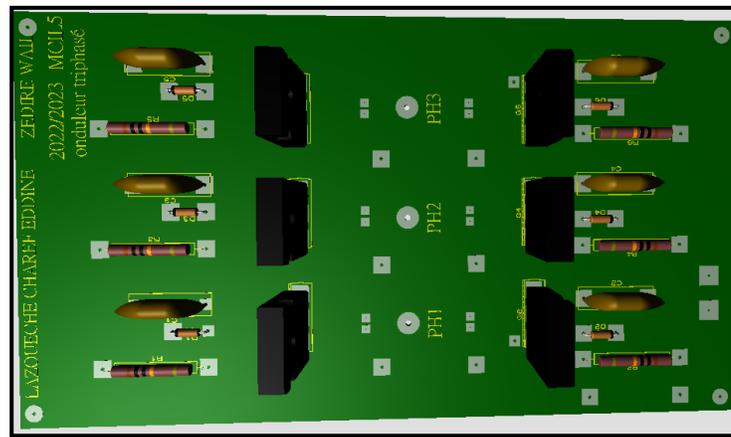


Figure III-33 - Vision 3D de la carte de puissance

III.5.2.4 Fabrication de circuit imprimé

Les phases du fabrication d'un circuit imprimé sont:

1. imprimé le typon ;
2. l'insolation ;
3. Révélation ;
4. Gravure ;
5. Elimination ;
6. Etamage, Perçage, Vernissage et Soudure.

Tous les photo dans l'annexe ([Page 85 et 86](#)).

III.5.3 Charge

Pour ce mémoire nous allons utiliser un moteur asynchrone (double étoile) **1.3kW** comme une charge pour notre onduleur qui absorbera un courant de forme pseudo-sinusoïdale, car la nature inductive du moteur lisse le courant, pour un bon fonctionnement de ce moteur il faut de bien faire une attention pour les calculs des dimensionnements des composants de l'onduleur qui déjà réalisé.

III.5.4 Dimensionnement des composants

III.5.4.1 Choix des MOSFETs

Pour commencer, il faut connaître la valeur de courant qui doivent être délivré par chaque phase de l'onduleur à partir de la charge du moteur asynchrone triphasé qui est égale à 1.3kW et pour un couplage étoile on a un courant nominal de 2.66A. On utilise comme un facteur dimensionnement 1.5 pour le courant, ce qui donne un courant nominal de $1.5 \times 2.66 = 3.99A$, et pour une tension de sortie de 230V, la tension moyenne des composants en fonction de facteur de dimensionnement équivalent à 2 doit être de $2 \times 230 = 460V$.

Au niveau de laboratoire pédagogique de l'électronique il n'existe que les transistors MOSFET IRF250N, avec les caractéristiques suivantes : $I_{DSmax} = 30A$ et $V_{DSmax} = 200V$, donc il ne nous reste plus qu'à le choisir. L'inconvénient de ce type MOSFET est la petite valeur de la tension maximale supportée pour chaque transistor.

III.5.4.2 Dimensionnement des MOSFETs

Dans la conception du convertisseur de puissance, un bon choix de dimensionnement des MOSFET veut dire un respect pour les calculs précis des pertes par conduction et par commutation car ils ont un grand rôle lors du fonctionnement

III.5.4.2.1 Pertes par conduction

À l'aide de l'approximation de MOSFET avec la résistance à l'état passant $R_{DS(on)}$ on peut calculer les pertes de conduction dans le MOSFET :

$$V_{DS(on)} = R_{DS(on)} I_D \quad (\text{III.11})$$

V_{DS} et I_{DS} sont la tension drain-source et le courant de drain respectivement.

La valeur instantanée des pertes de conduction est :

$$P_{cond} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} R_{DS(on)} I_D^2(t) dt = R_{DS(on)} \cdot I_{Drms}^2 \quad (\text{III.12})$$

Pour le calcul des pertes nous avons besoin les valeurs des courants efficaces dans les MOSFET. Alors, nous reprogrammons le courant mis en jeu dans les différents interrupteurs de l'onduleur par le biais de Simulink.

Les pertes par conduction dans cet interrupteur sont décrites par l'équation :

$$P_{cond} = R_{DS(on)} \cdot I_{Drms}^2 = 0.075 * 2.6^2 = 0.507W$$

Ainsi, les pertes totales dans tous les interrupteurs sont évaluées selon l'égalité :

$$P_{cond} = 6 * R_{DS(on)} \cdot I_{Drms}^2 = 3.042W$$

III.5.4.2.2 Pertes par commutation au niveau du MOSFET avec circuit d'aide à la commutation

Les pertes en commutation au niveau du MOSFET sont réduites à cause des faibles temps de commutation t_{rise} et t_{fall} . Cependant il est tout à fait recommandé d'ajouter un circuit auxiliaire pour réduire ces pertes. De plus, la commutation du MOSFET est généralement assujettie à une surtension au blocage de ce dernier. L'utilisation d'un circuit d'aide à commutation aura un double effet permettant d'une part de limiter les pertes par commutation et d'autre part d'écrêter la tension aux bornes du MOSFET.

III.5.4.2.2.1 Circuit d'aide à la commutation (CALC ou Snubber)

Il est essentiel de protéger le MOSFET contre les surtensions dues aux commutations rapides [16]. Des éléments de protection sont donc nécessaires pour réduire les pertes de l'interrupteur à l'ouverture (le pire cas comparé à la fermeture). Nous utilisons pour ce faire un circuit constitué d'une résistance R_s , une diode D_s et un condensateur C_s mis aux bornes du MOSFET.

Grâce au circuit $D_s - R_s - C_s$, il est possible d'éviter les surtensions à la coupure du courant dans le MOSFET. Le condensateur C_s se charge à l'ouverture du transistor via D_s et se décharge lorsque le transistor est saturé via R_s . [17]

Durant t_{fall} le courant I_D décroît linéairement de sa valeur maximum I_{Dm} à zéro, ce qui se traduit par l'équation (III.13). Ainsi, la tension aux bornes du MOSFET a une forme quadratique définie par l'équation (III.14). Simultanément le condensateur C_s se charge avec un courant I_c et continue à se charger à courant constant, jusqu'à ce que la tension à ses bornes atteigne $V_{dc}/2$.

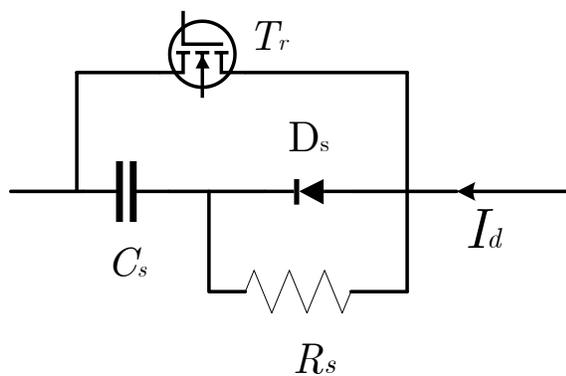


Figure III-34 - Circuit d'aide à l'ouverture implanté

Le schéma de la figure III-34 montre les formes d'ondes du courant et de la tension du MOSFET lors de l'ouverture de ce dernier.

$$I_D = I_{Dm} \left(1 - \frac{t}{t_{fall}} \right) \quad (\text{III.13})$$

$$V_{DS}(t) = \frac{1}{C_s} \int I_c dt = \frac{1}{C_s} \int \frac{I_{Dm}}{I_{fall}} t dt = \frac{I_{Dm}}{2C_s} \frac{t^2}{t_{fall}} \quad (\text{III.14})$$

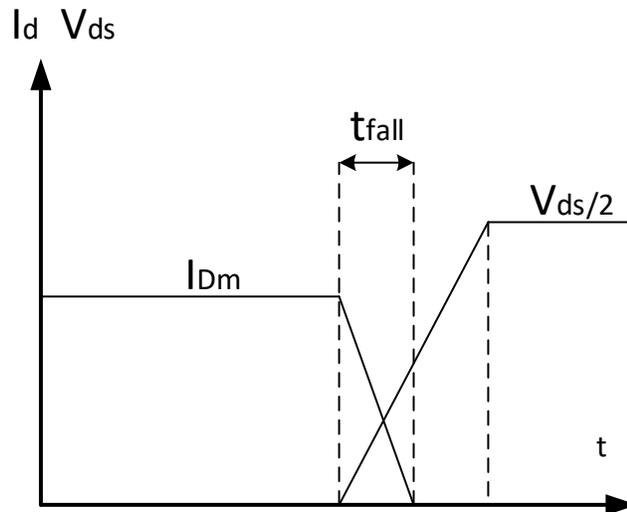


Figure III-35 - La tension et le courant du MOSFET lors de son ouverture

Nous allons à présent calculer la valeur des différents éléments constituant ce circuit de protection à l'ouverture.

a) Détermination de la valeur du condensateur

En pratique, nous utilisons une méthode de calcul simple est largement utilisée [17].

$t = t_{fall.min}$ nous avons :

$$V_{C_s} = \frac{V_{dc}}{2} \quad (\text{III.15})$$

Durant ce temps, tout le courant I_D est dérivé dans C_s , d'où :

$$Q_{C_s} = C_s V_{C_s} = I_{Dm} t \quad (\text{III.16})$$

D'autre part, d'après les données du constructeur :

$$t_{off.min} = t_{fall} + t_d \quad (\text{III.17})$$

Où t_d est le temps de retard, ce qui nous permet de déterminer la valeur de C_s :

$$C_s = \frac{I_{Dm} t_{off.min}}{V_{dc}/2} = 3.0273nF \quad (\text{III.18})$$

b) Détermination de la valeur de la résistance

La contrainte pour la résistance du circuit d'aide à l'ouverture est telle qu'elle empêche le courant de décharge du condensateur de dépasser le courant maximal du MOSFET [17]. Une méthode empirique consiste à choisir R_s de sorte qu'elle vérifie l'équation suivante :

$$t_{off.min} \geq 5R_s C_s \quad (\text{III.19})$$

Ce qui nous amène à un choix de R_s :

$$R_s = 4.7568\Omega \quad (\text{III.20})$$

De cette manière nous nous assurons que le condensateur a le temps de se charger durant $t_{off.min}$. L'énergie emmagasinée alors dans C_s est dissipée dans R_s . Par conséquent, la puissance dissipée dans R_s qui équivaut aux pertes occasionnées par le CALC est :

$$P_{Rs} = \frac{1}{2} C_s \left(\frac{V_{dc}}{2} \right)^2 f_d = 366.3mW \quad (\text{III.21})$$

Par conséquent, les pertes par commutation dans tous les MOSFET sont données par l'égalité (III.23) :

$$P_{Rs} = 6 * \left[\frac{1}{2} C_s \left(\frac{V_{dc}}{2} \right)^2 f_d \right] = 2.1978W \quad (\text{III.22})$$

Le calcul des pertes par commutation dans le MOSFET requiert l'expression temporelle de la tension et du courant du MOSFET donnée par les équations (III.14) et (III.15). Ces pertes peuvent être estimées, durant t_{fall} , par l'expression suivante :

$$W_c = \int_0^{t_{fall}} V_{DS}(t) I_D(t) dt \quad (\text{III.23})$$

En remplaçant V_{DS} et I_D par leurs expressions respectives dans (III.24), nous obtenons l'expression de l'énergie dissipée lors de la commutation du MOSFET donnée par l'équation (III.24) :

$$W_C = \frac{I_{Dm}^2 t_{fall}^2}{24C_s} \quad (\text{III.24})$$

Afin d'obtenir la puissance dissipée en *Watt*, il suffit de multiplier l'énergie par la fréquence de commutation (f_d), nous parvenons ainsi à la valeur indiquée dans l'équation (III.25) :

$$P_{MOS_com} = \frac{I_{Dm}^2 t_{fall}^2 f_d}{24C_s} = 6.1mW \quad (\text{III.25})$$

Finalement, les pertes par commutation dans tous les MOSFET sont données par l'égalité (III.27) :

$$P_{MOS_com_tot} = 6 * \left[\frac{I_{Dm}^2 t_{fall}^2 f_d}{24C_s} \right] = 36.4mW \quad (\text{III.26})$$

Ne considérant pas le CALC, les pertes par commutation dans le MOSFET peuvent se calculer d'après l'équation (III.25) en utilisant la capacité de sortie du MOSFET $C_{Ds} = 315pF$. Ces pertes sont données par l'équation (III.27) et (III.28) :

$$P_{MOS_com} = \frac{I_{Dm}^2 t_{fall}^2 f_d}{24C_{Ds}} = 58.3mW \quad (\text{III.27})$$

$$P_{MOS_com_tot} = 6 * \left[\frac{I_{Dm}^2 t_{fall}^2 f_d}{24C_{Ds}} \right] = 349.8mW \quad (\text{III.28})$$

III.6 Résultats des circuits imprimés

Dans cette partie, on présente le circuit imprimé de partie puissance et celui de la commande de l'onduleur triphasé.

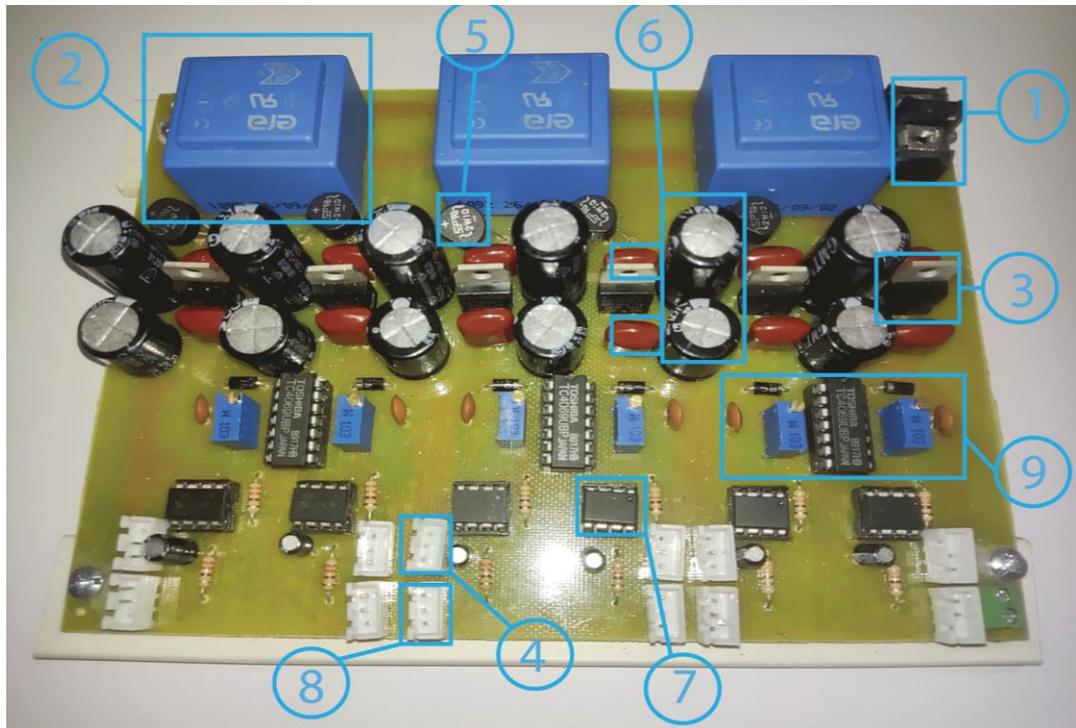


Figure III-36 - Image réelle de la carte de commande

1. L'entrée de réseau AC (220V/50Hz) ;
2. Transformateur 220V/2×15V ;
3. Régulateurs de tension LM 7815 ;
4. Entrée de signal (la carte DS1104) ;
5. Ponts de diode ;
6. Condensateurs ;
7. HCPL 3120 ;
8. Signal de sortie ;
9. Circuit de temps mort ;

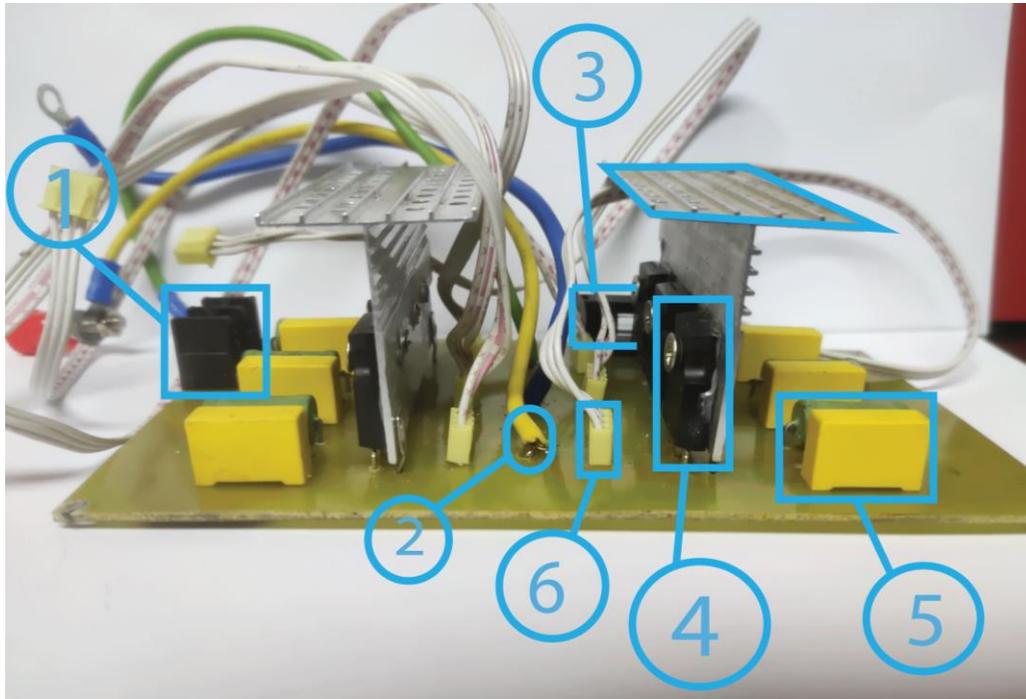


Figure III-37 - Image réelle de la carte de puissance

1. Source de tension continue ;
2. Sortie triphasée de l'onduleur ;
3. Fusible ;
4. Transistor (IRFP250N) ;
5. Circuit de snubber ;
6. Entrée de signal.

III.7 Présentation de la plate-forme

La figure III,37 montre les différents éléments de la manipulation montée pour test les deux cartes de commandes et les deux onduleurs.

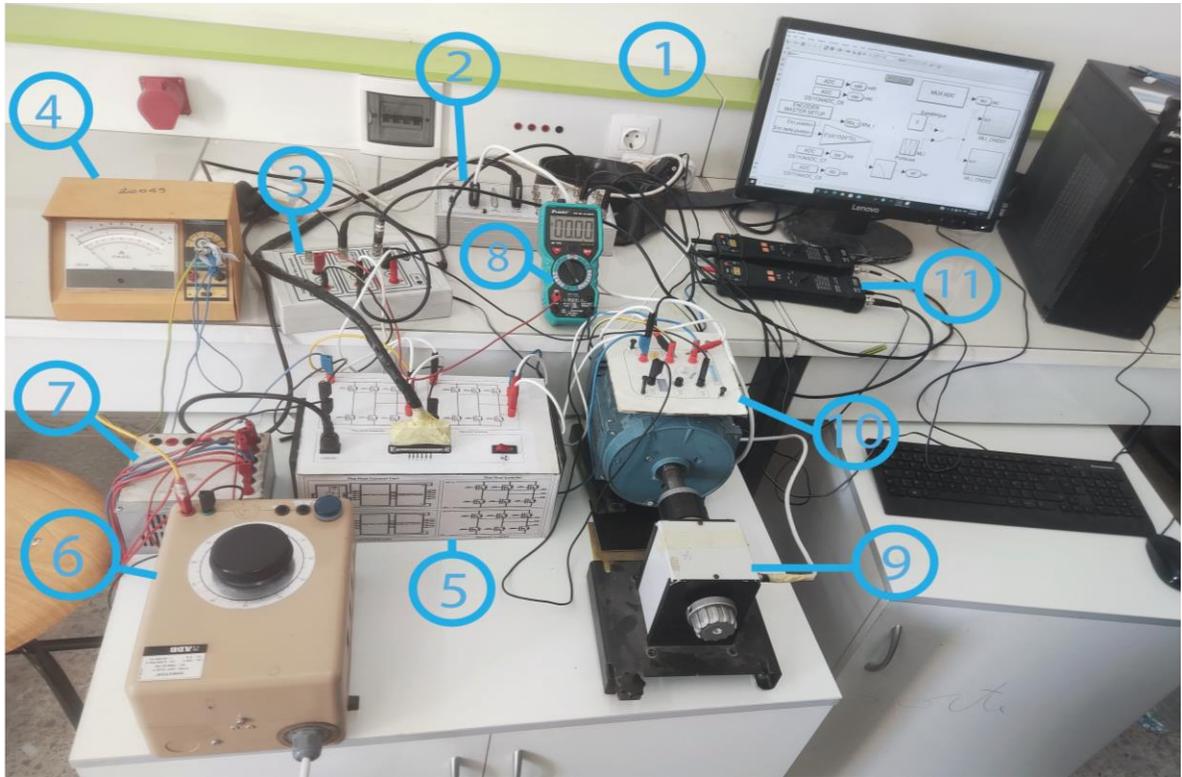


Figure III-38 - Banc d'essais expérimental

- | | |
|--|--------------------------------|
| 1. Ordinateur équipé de logiciels spécifiques ; | 7. Bloc de condensateurs ; |
| 2. Module dSPACE 1104 ; | 8. Multimètre ; |
| 3. Capteur de courant ; | 9. Capteur de vitesse ; |
| 4. Ampèremètre ; | 10. Charge triphasée (MASDE) ; |
| 5. Deux onduleurs réalisés et deux cartes commande ; | 11. Capteur de tension. |
| 6. Source de tension continue variable ; | |

III.8 L'algorithme de la commande

Pour la réalisation numérique de plusieurs types d'algorithmes de commande (plein onde, décalée et MLI) on a utilisé la carte dSPACE1104 pour commander l'onduleur.

III.8.1 Implémentation de la commande pleine onde

Pour cette commande de (180°) nous avons utilisé une alimentation alternative 220 v de fréquence 50 Hz et source de tension continue **140V** et à l'entrée des deux les onduleurs.

Dans ces figures III-39 on a présenté à l'aide d'un oscilloscope numérique deux signaux de commande des interrupteurs (T_{r1} et T_{r3}) de la fréquence 50 Hz, et on a remarqué que le temps mort égale à $4\mu\text{s}$, avec un décalage de $\frac{2\pi}{3}$ entre l'ouverture et la fermeture des interrupteurs (T_{r1} et T_{r3}), et la figure III-40 représente le décalage entre l'interrupteur T_{r1} de l'onduleur 01 et l'interrupteur M_{s1} de l'onduleur 02.

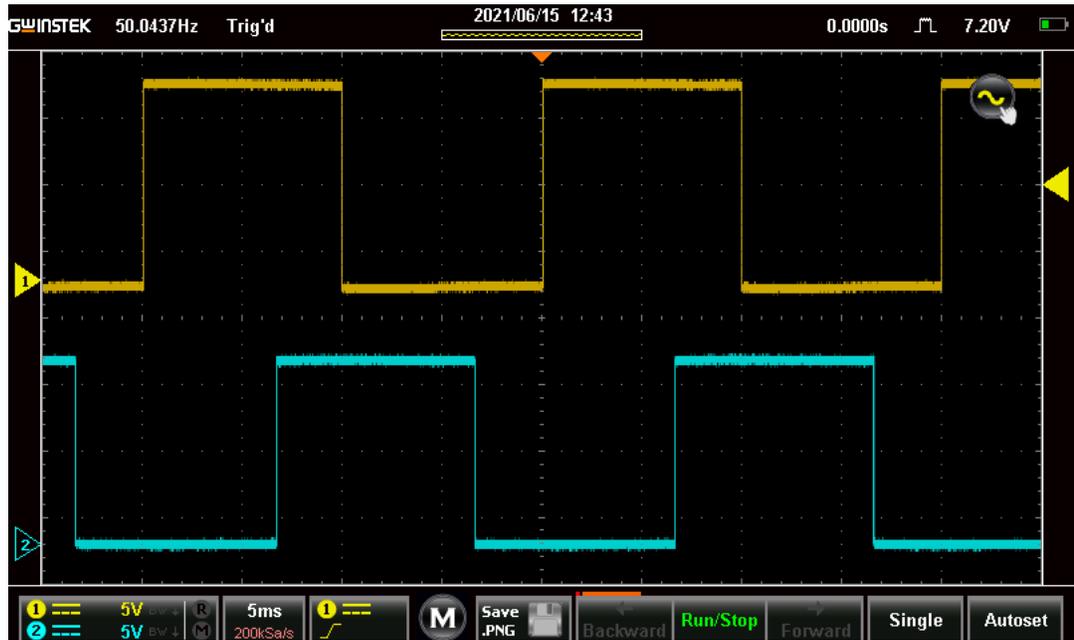


Figure III-39 - Signaux de commande 0-15V commande pleine onde générés par HCPL

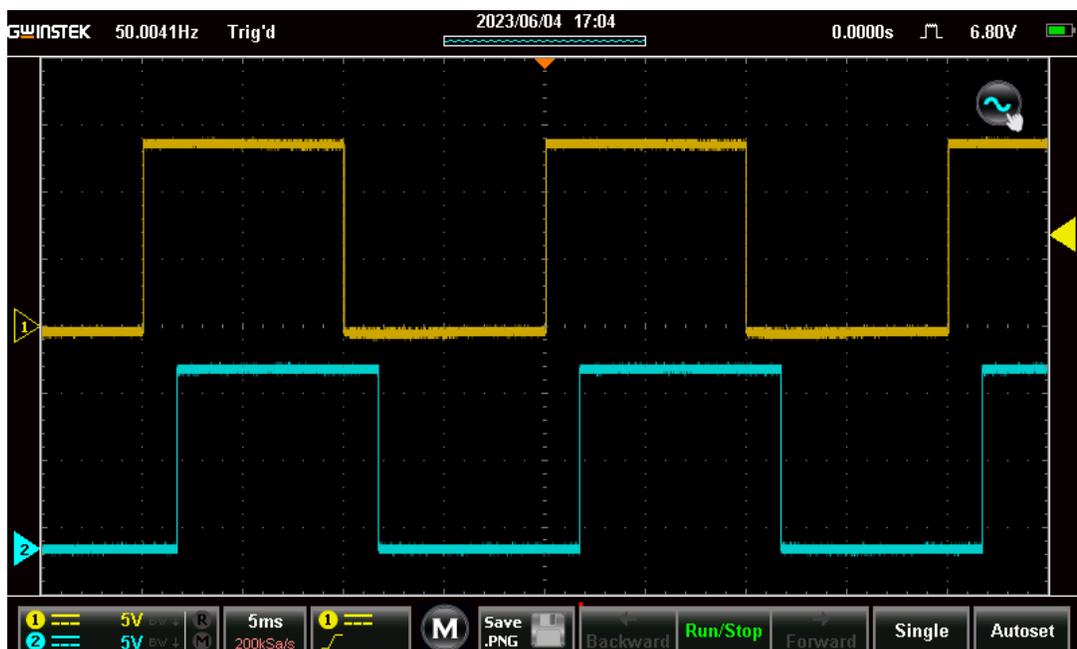


Figure III-40 - Le décalage de signaux de commande après la génération par HCPL entre les interrupteurs Tr_1 et Ms_1

La commande pleine onde sur les interrupteurs de l'onduleur permet d'avoir trois signaux alternatifs (V_{ab} , V_{bc} et V_{ca}) dans sa sortie, avec une amplitude de 250mV et une fréquence de 50Hz.

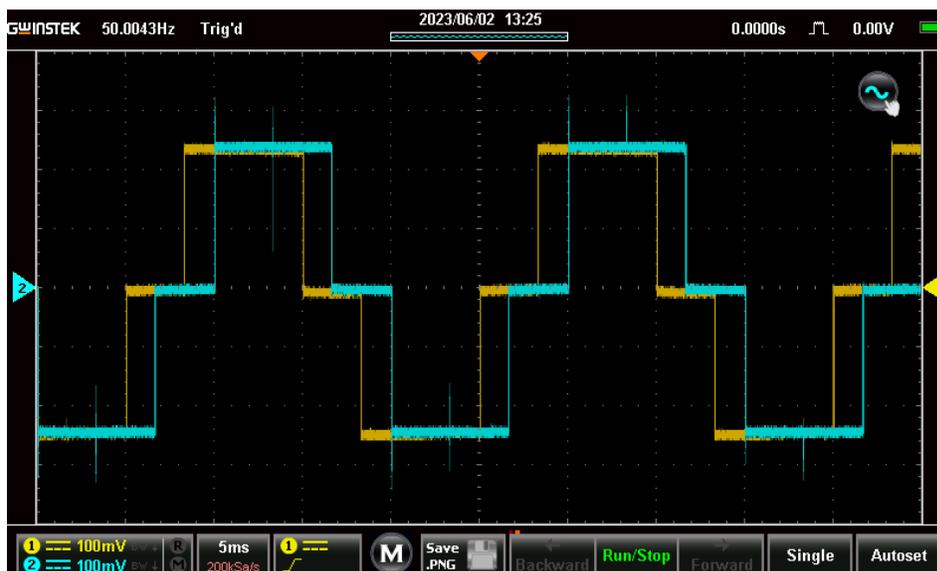


Figure III-41 - Signaux de sortie de l'onduleur (plein onde)

Pour les cas où on a des tensions très élevées, on a utilisé un capteur de tension avec un facteur ($\times 200$) (car l'oscilloscope n'a pas pu afficher notre signal de sortie), qui permet de capter et afficher le signal de sortie d'amplitude plus de 220mV.

III.8.2 Discussion des résultats de l'implémentation de la commande à pleine onde

Ces résultats de la réalisation numérique de la commande plein onde confirment la validité de ce qui a été dit dans la simulation on PROTEUS et la confirmation du modèle adopté.

III.8.3 Implémentation de la commande MLI

Pour cette commande, nous avons utilisé une source de tension continue 140V et alimentation alternatif 220V de fréquence 50 Hz à l'entrée des deux onduleurs.

Cette méthode permet de comparer entre un signal sinusoïdal (référence) et un signal triangulaire (porteuse) et générer un signal logique (0 ou 1), avec une période de commutation modifiable. Nous avons appliqué maintenant la commande MLI, on présente deux signaux Tr_1 et Tr_3 qui sont aussi décalé entre eux par $\frac{2\pi}{3}rd$.

Dans la figure ci-dessous on a aperçu que les signaux de cette commande des interrupteurs du même bras sont complémentaires avec une fréquence 50 Hz et un temps mort environ de $8\mu\text{s}$

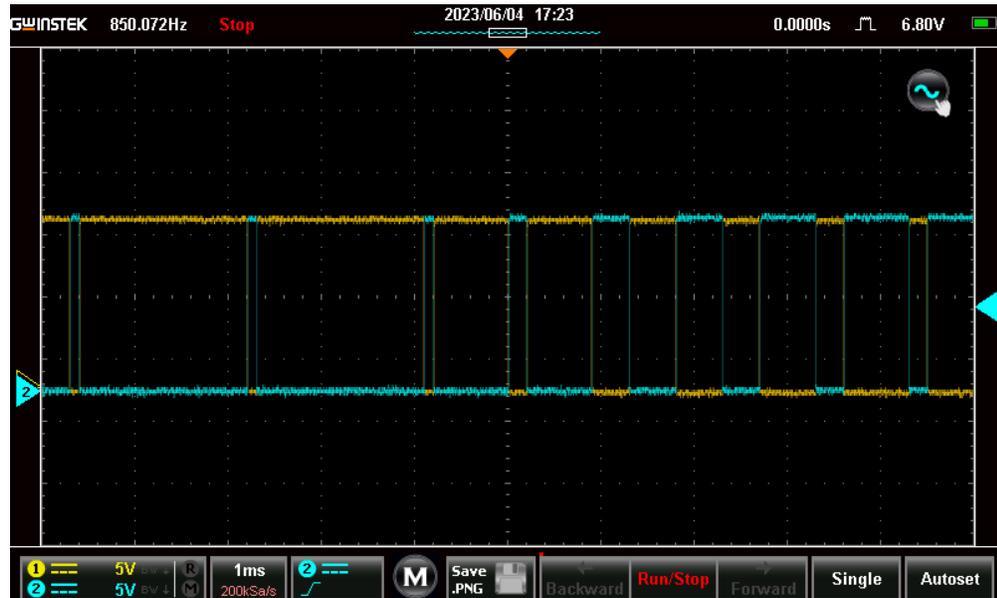


Figure III-42 - Temps morts entre deux signaux de commande complémentaires MLI

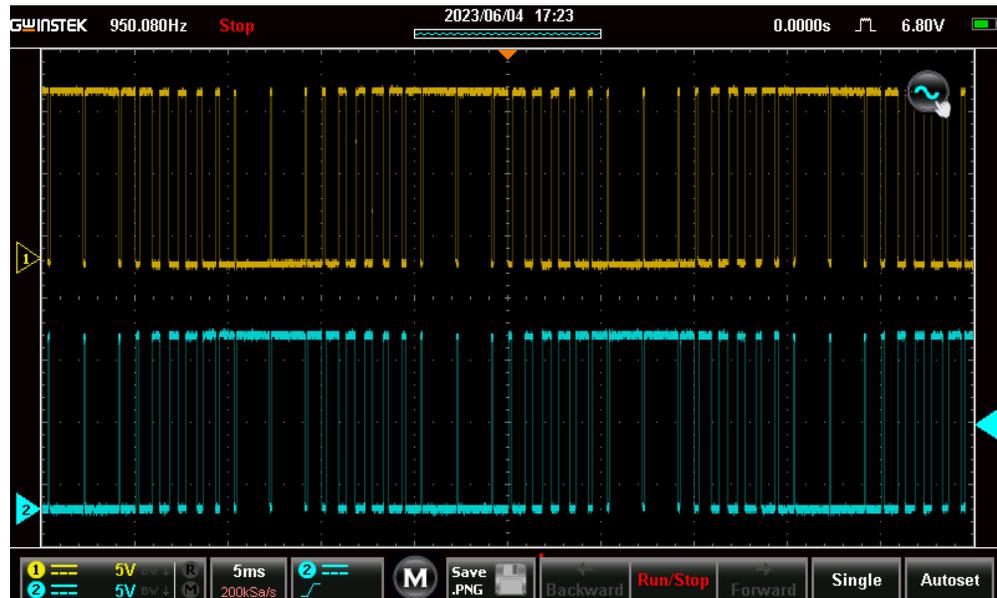


Figure III-43 Signaux de commande 0-15V commande MLI générés par HCPL

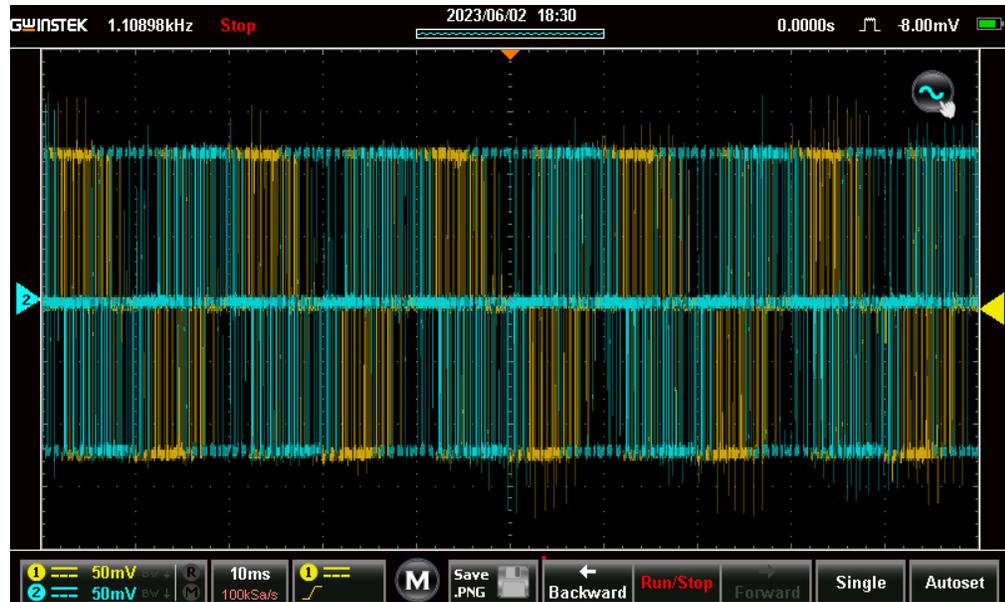


Figure III-44 - Deux tensions composées avec $E=150V$ pour la commande MLI

III.8.3.1 Discussion des résultats de l'implémentation de la commande MLI

On a remarqué que les résultats de l'implémentation et de la simulation de la commande MLI sont similaires, et cela nous a permis d'approuver le modèle de notre commande qui pourrait être utilisé plus tard pour plusieurs applications. En outre, on a découvert que cette commande nous permet d'avoir une allure de courant beaucoup plus proche de la sinusoïde.

III.9 Alimentation du MASDE 1.3kW par l'onduleur triphasé réalisé

III.9.1 Commande pleine onde

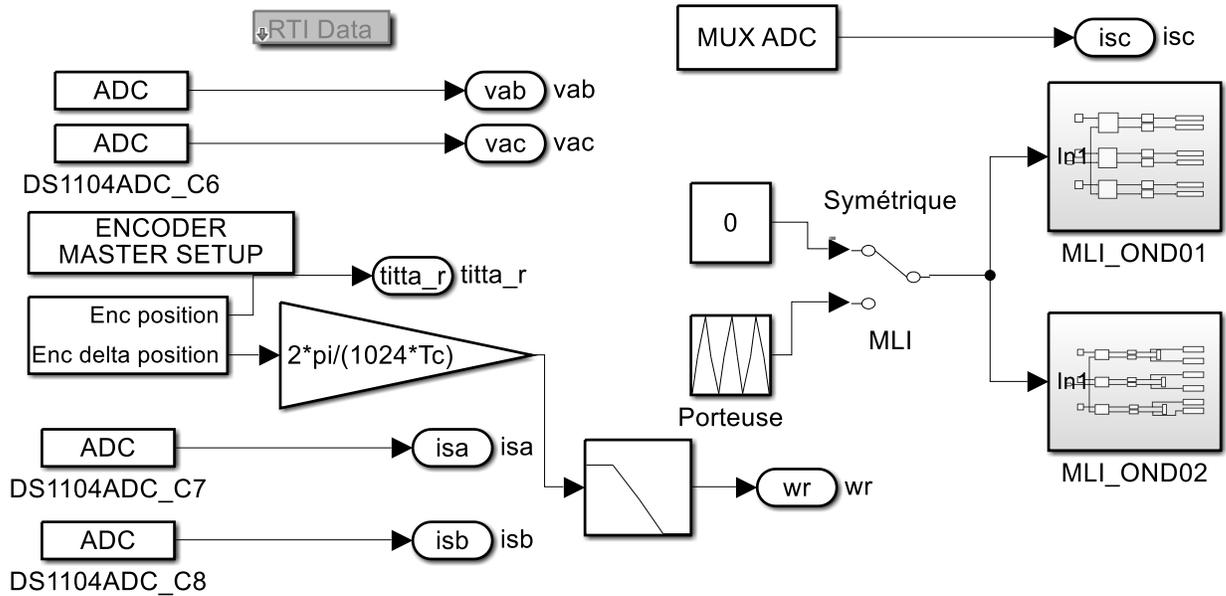


Figure III-45 - Schéma-bloc de la commande à pleine onde

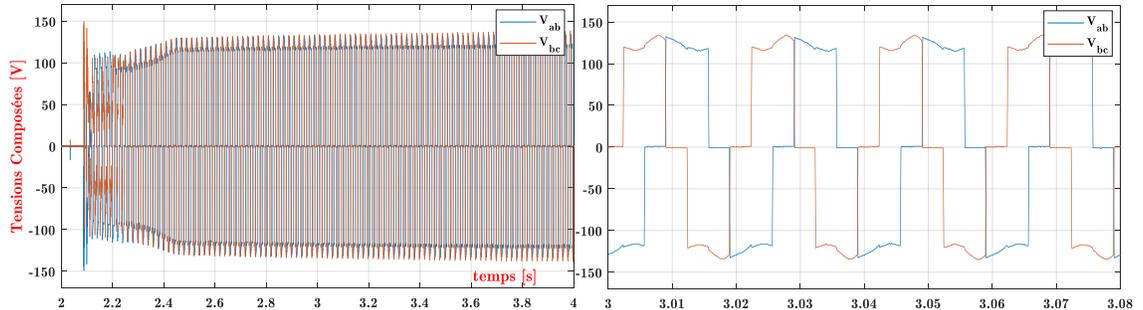
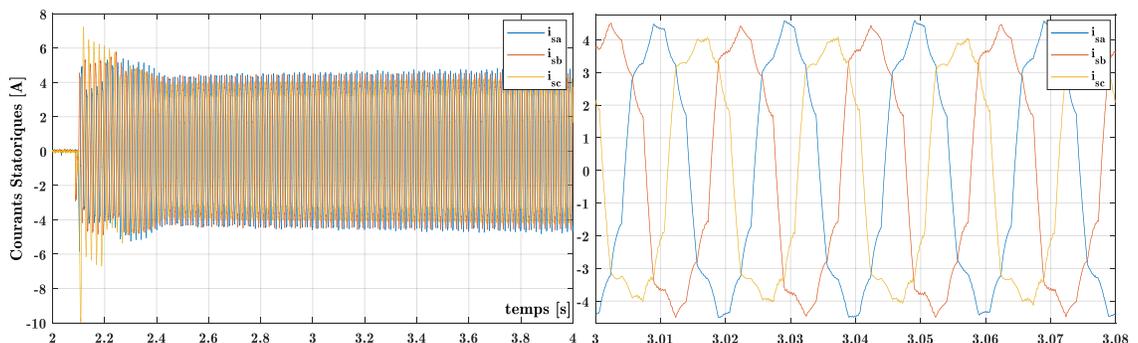


Figure III-46 - : Tensions composées de l'onduleur



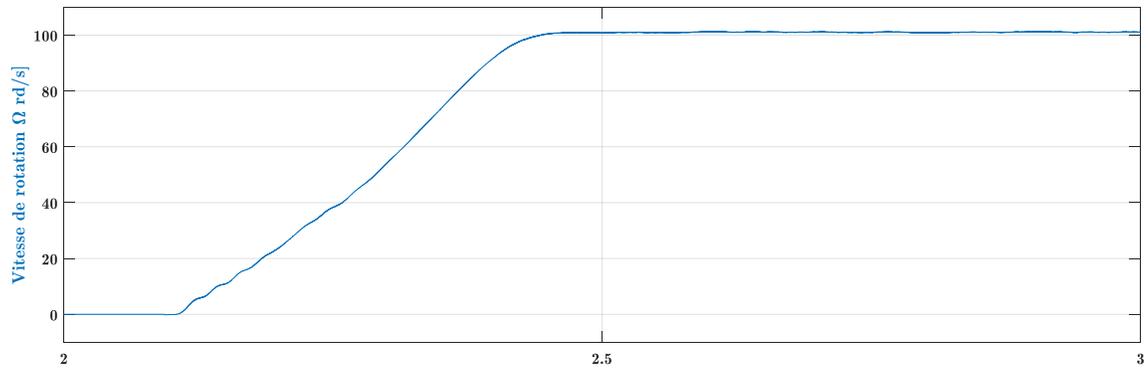


Figure III-47 - Résultats pratiques de la machine asynchrone double étoile

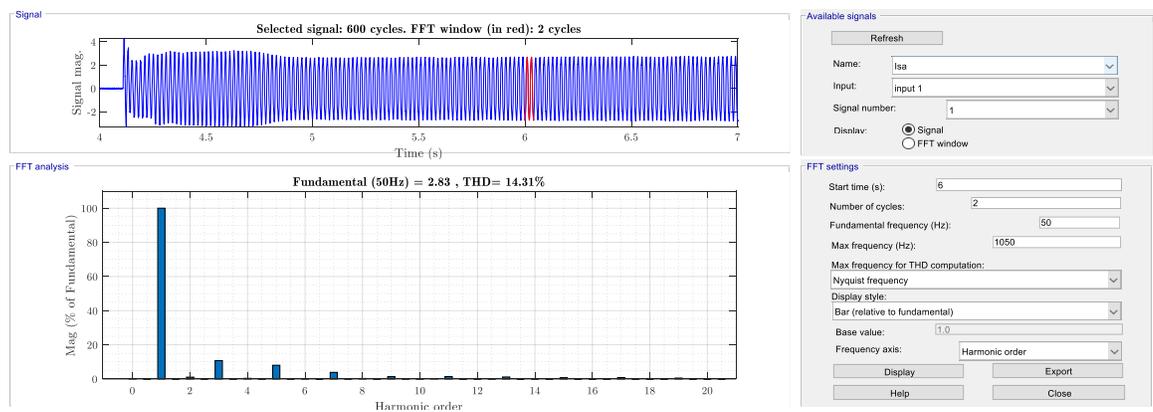


Figure III-48 - Le Taux distorsion harmonique du courant statorique pour la commande plein onde.

III.9.2 Interprétation des résultats

L'implémentation expérimentale et la simulation ont donné presque les mêmes résultats. La tension composée d'amplitude **140V** permet d'alimenter le moteur asynchrone double étoile avec un courant de démarrage vaut 5.5A et sa valeur nominale atteinte (4.9A). Après un temps de réponse de ($T_r=0.34$ s). Même annotation pour la vitesse, après un temps de réponse de ($T_r=0.34$ s) elle atteint presque sa valeur nominale (100 rad/s).

III.9.3 Commande MLI

Nous avons obtenu les courbes suivantes après la simulation qui est montrée dans la figure ci-dessus :

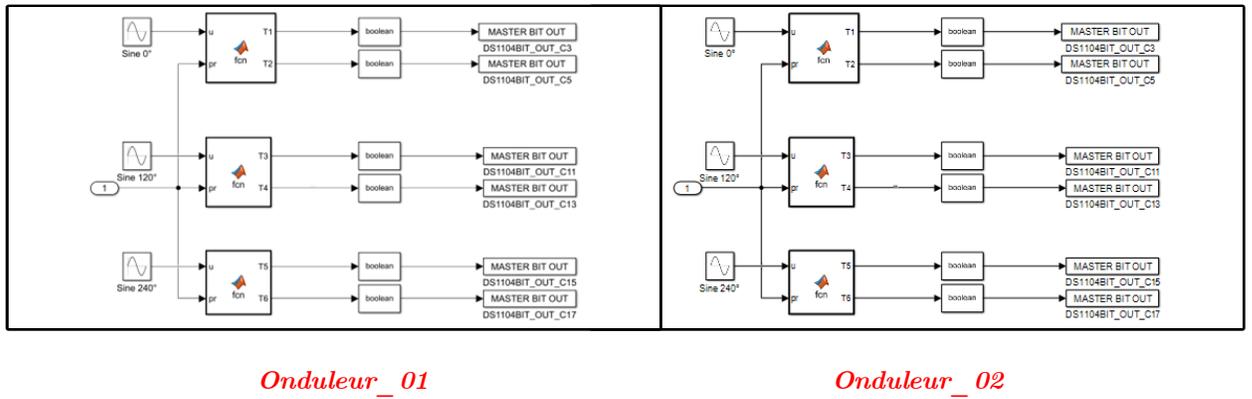


Figure III-49 - Schéma bloc des deux onduleurs

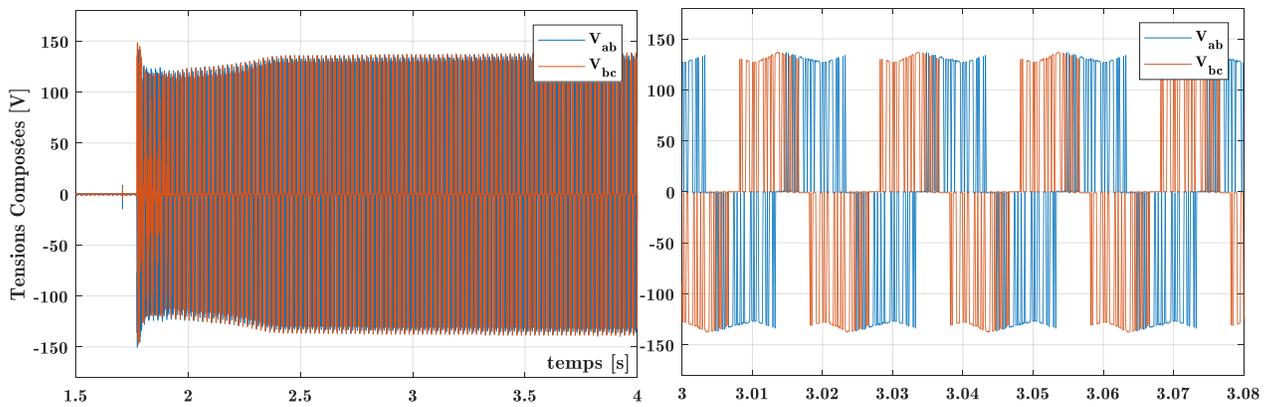
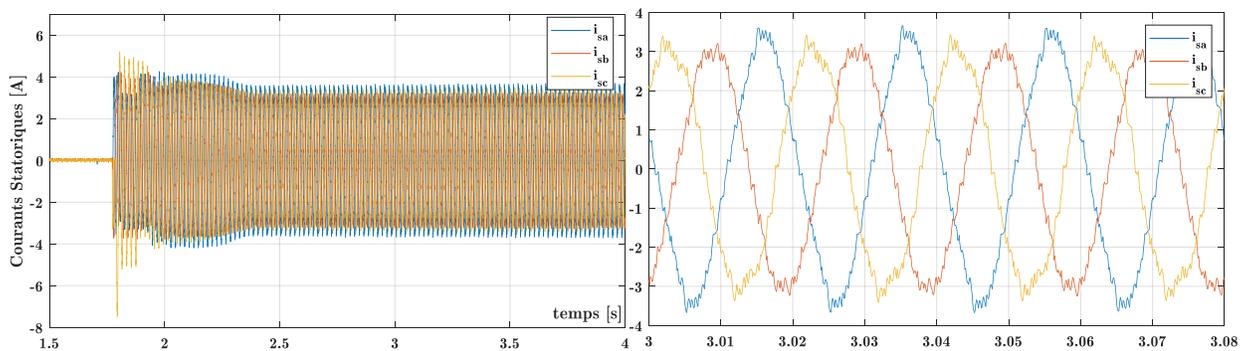


Figure III-50 - Allure des tensions composées V_{ab} et V_{bc} pour un indice de modulation $m=21$.



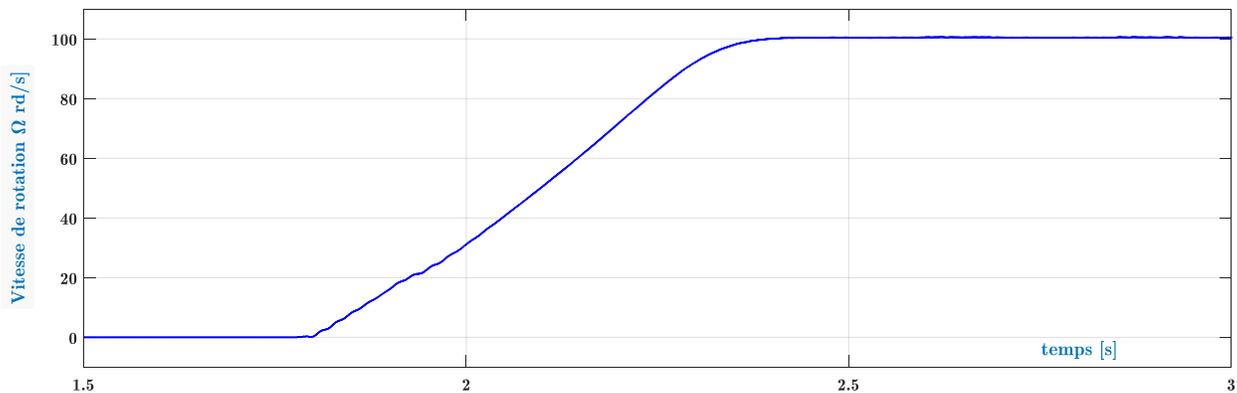


Figure III-51 - Résultats pratiques de la machine asynchrone double étoile 1.3kW pour un indice de modulation $m=21$.

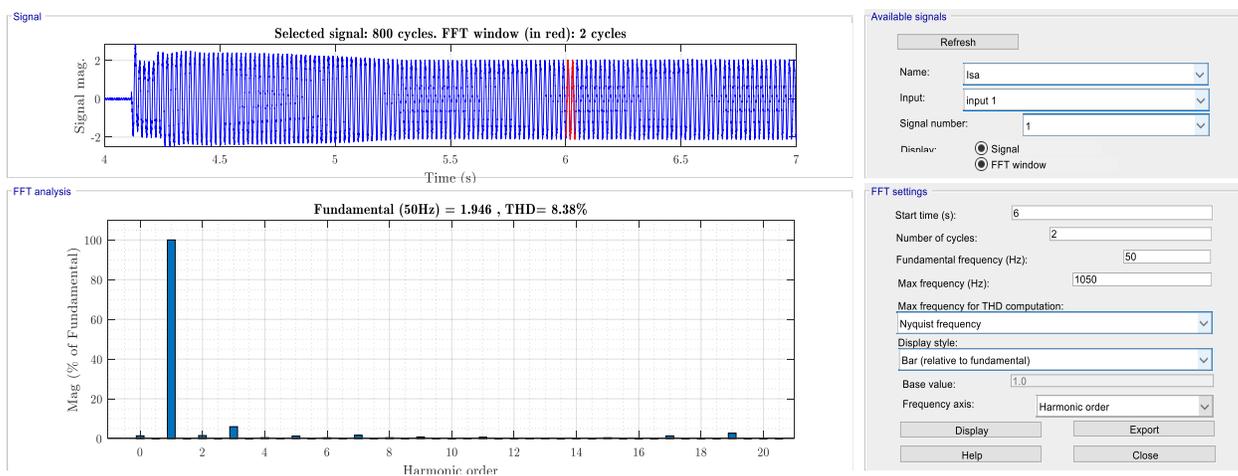


Figure III-52 - Taux distortion harmonique du courant statorique pour la commande MLI.

III.9.4 Interprétation des résultats

L'analyse des courbes obtenus de l'alimentation de la MASDE (pour un indice de modulation $m=21$) permettez-nous de noter que le résultat de la simulation et l'implémentation expérimental pour la tension sont presque similaire, qui est entre +137V et -137V. Pour le courant statorique on a remarqué qu'il y a un fort appel de courant certes bref, mais important pour le démarrage. Son allure est d'une forme sinusoïdale qui est entre 4.2A et -4.2A au démarrage du moteur, et à partir de l'instant $t=2.37s$, le courant prend la valeur de 3.7A dans le régime permanent. On observe que la vitesse de la MASDE dans la réalisation et la simulation sont presque le même (autour de 100 rad/s) avec un temps de réponse égale à 0.34s.

III.10 comparaison simulation et réalisation

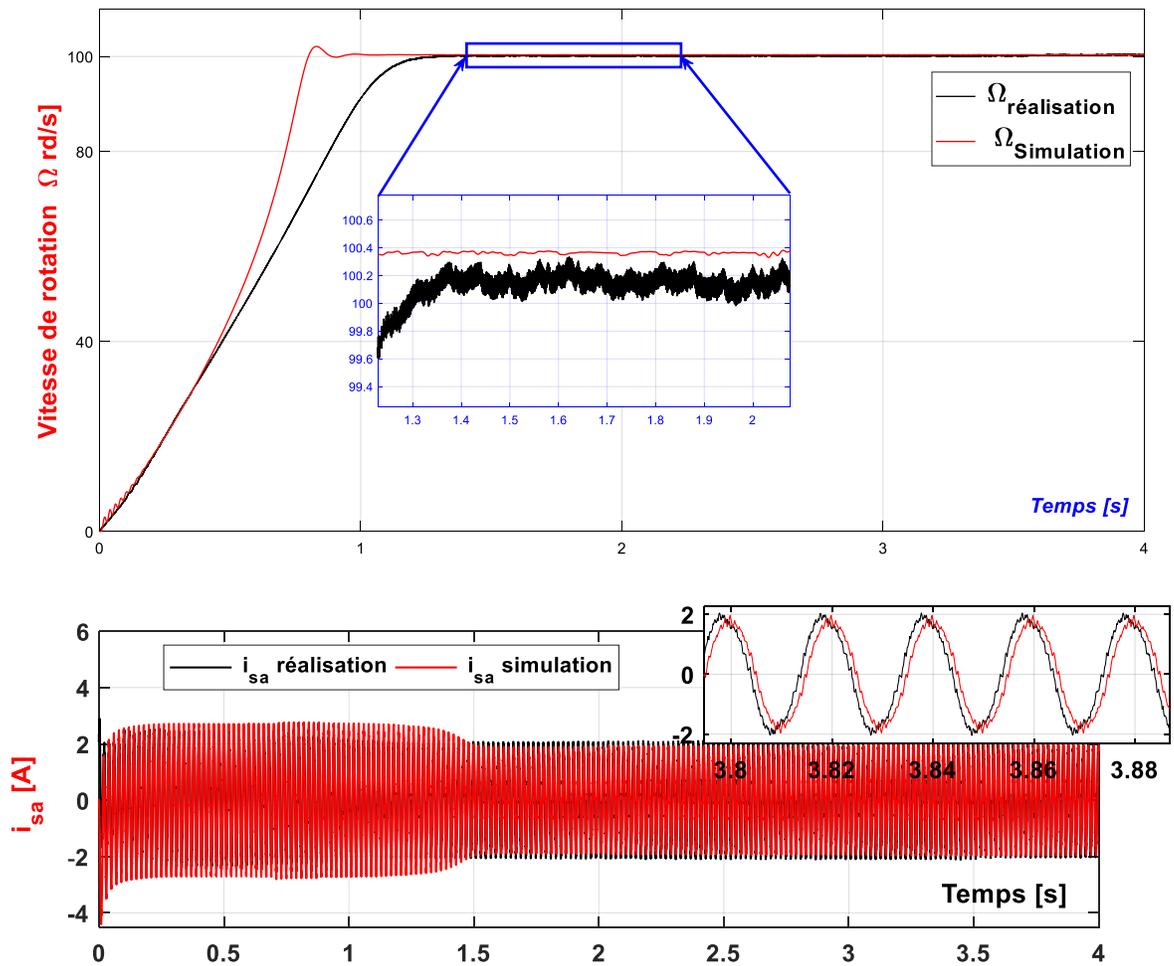


Figure III-53 - Résultats pratiques et simulation de la MASDE

Les deux vitesses évoluent dans le même sens sans écart notable. Ces écarts sont expliqués par l'incertitude des mesures et des hypothèses simplificatrices émises lors de la modélisation de la MASDE et de l'onduleur, (c'est-à-dire des erreurs de modélisations et manque de précision pour la conception et la réalisation de la MASDE réalisée) peuvent entraîner de telle erreur.

III.11 Conclusion

Après la réalisation de circuit imprimé et l'étude expérimentale du système à l'aide de son interfaçage avec le PC, ainsi que de l'environnement logiciel, nous nous sommes concentrés dans le chapitre précédent sur le test des commandes qui ont été mentionnés auparavant, et nous avons

trouvé des résultats satisfaisants par rapport aux résultats de simulation. Alors l'essai de démarrage à vide d'un moteur triphasé asynchrone **1.3kW** alimenté par l'onduleur qui a été réalisé au niveau du laboratoire de recherche nous a permis de valider les deux techniques de commande (Symétrique et MLI).

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué dans le cadre d'un projet de fin d'étude dans le thème « Etude, dimensionnement et réalisation de deux onduleurs triphasés avec leurs commandes rapprochées destinée pour alimenter la machine asynchrone double étoile ». nous avons commencé par une étude et dimension théorique de chaque sous système de l'alimentation dans le but d'entamé la phase de réalisation dans le dernier chapitre.

Au début La simulation numérique sous *Matlab/Simulink* a introduit pour obtenir les réponses de grandeurs mécanique et électrique de la **MASDE**, dans la deuxième étape nous avons simulé la commande de deux onduleurs par le logiciel PROTEUS en utilisant les trois techniques : pleine onde, décalée et **MLI**, avant d'entamer à la réalisation de l'alimentation, le dimensionnement des dissipateurs, le choix des interrupteurs semi-conducteurs et les composants de circuit d'aide à la commutation a été fait.

Finalement, à l'aide de logiciel *PROTEUS(ARES)*, on a obtenu les typons pour réaliser les deux cartes de commande avec les deux onduleurs triphasés, nous avons testé la commande numérique de deux onduleurs à base de la carte *ARDUINO Mega*, nous avons collecté tous les éléments pour commander les deux onduleurs et assurer l'alimentation de la **MASDE**. D'après les résultats obtenus, il est clair que la machine que nous avons choisie a fonctionné normalement selon leur caractéristique en comparants avec les allures de simulations. On observe aussi, que la commande **MLI** est la meilleurs avec l'observation des critères du taux de distorsion (**THD**), tel que la forme d'onde des courants statoriques est presque purement sinusoïdale.

Comme perspective pour notre travail, nous souhaitons qu'il soit amélioré dans le futur par la proposition des points ci-dessous :

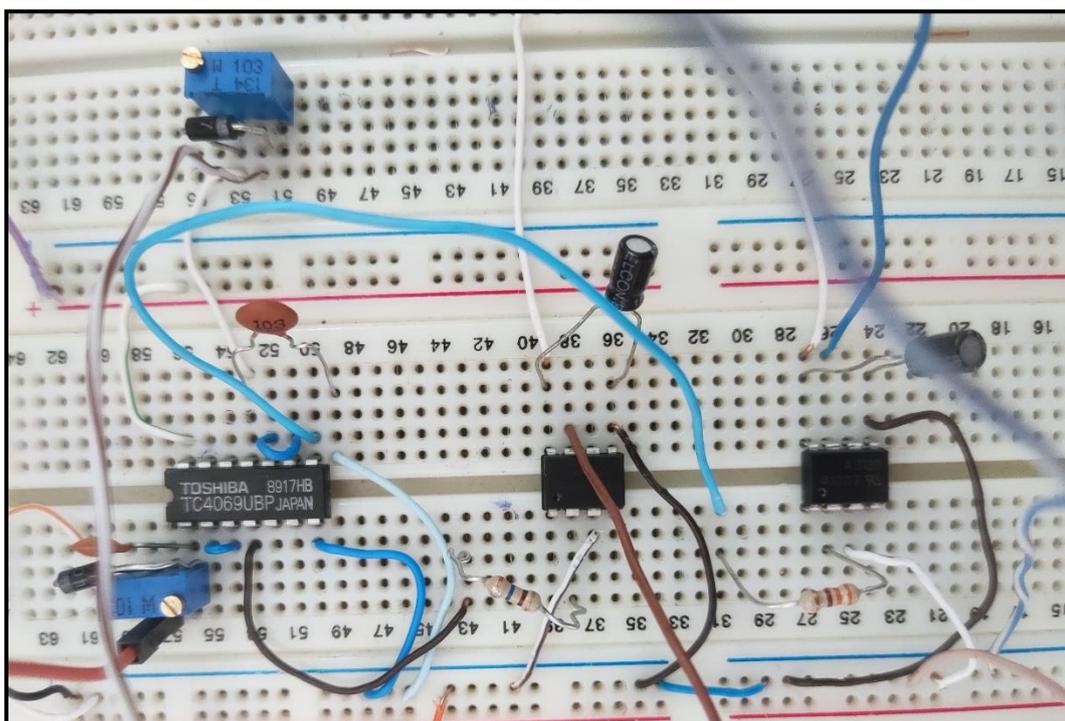
- ✓ Nous souhaitons qu'il soit amélioré en utilisant les techniques de commande modernes tel que la commande MLI vectorielle.
- ✓ Utilisation de ce produit comme un outil de de variation la vitesse des moteurs asynchrones soit des moteurs triphasés ou double étoile.

Références bibliographiques

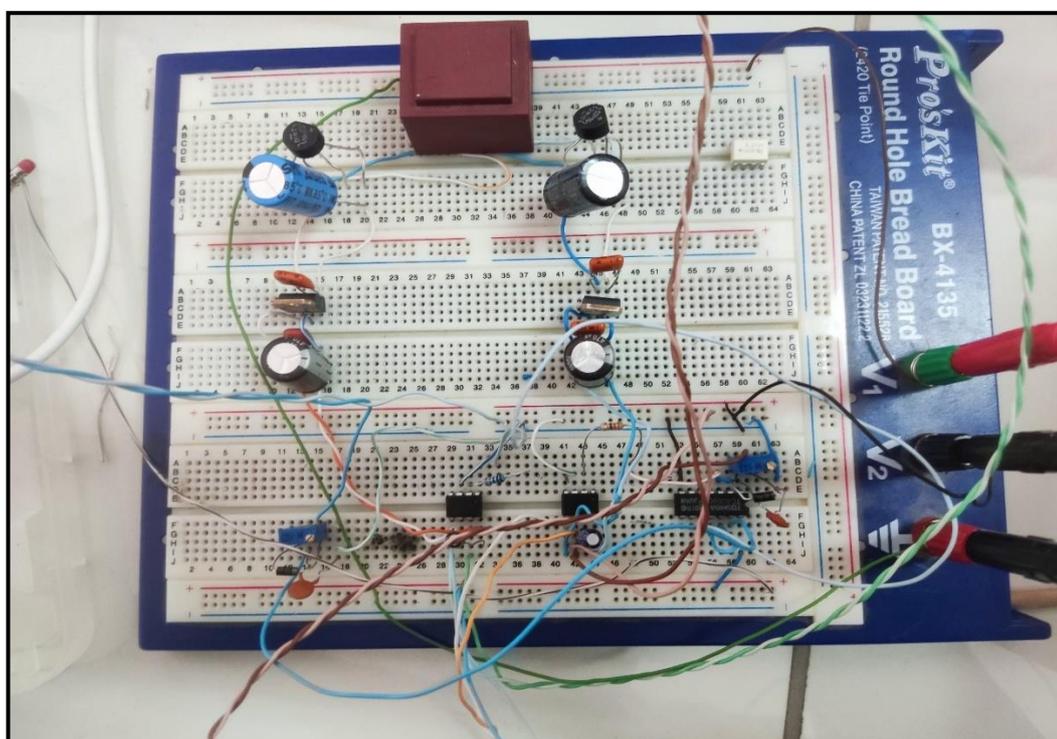
- [1] Elkheir Merabet. « Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile », Mémoire de Magister en Electrotechnique, de l'Université EL HADJ LAKHDAR-Batna 2008.
- [2] OKBA Salah et BEDDIAR Walid. « Etude et réalisation d'un onduleur de tension triphasé à MLI », mémoire de Master, de l'UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'sila 2019.
- [3] Omar BAZINE. « Commande Directe du Couple (DTC) d'une Machine Asynchrone à Double Etoile alimentée par un redresseur piloté par DPC (Direct Power Control) », de l'Université de Ghardaïa 2016.
- [4] HAMEURLAINE Sid-Ali et ZELILEF Hamza « Commande d'un Onduleur Triphasé par les Techniques de Modulation de Largeurs d'Impulsions à Élimination Sélective d'Harmoniques », mémoire de Master, de 'Université Mohammed Seddik Ben Yahia – Jijel 2018.
- [5] Claude Chevassu. « Composants de l'électronique de puissance » 01/09/2005.
- [6] Philippe Letureq et Gérard Rey. « Physique des composants actifs à semi-conducteurs », Dunod 1978.ISBN 2-04-010385-6.
- [7] SOLTANI fatma, « Application des semiconducteurs modernes (gto, mosfet, igbt) dans les hacheurs fonctionnant à des fréquences élevées » , 2008.
- [8] J.M. Li, M. Alnahar, D. Lafore « Etude des IGBTs en régime de surcharge11 transitoire forte puissance – courte durée », EPF 1996, Grenoble.
- [9] Fairchild Semiconductor « IGBT BASIC » Application Note AN9016, February 2000.
- [10] Smail Azzi, Brkacem Azzi ,« Etude et Modélisation de la Machine Asynchrone Double Etoile : Application à la Traction Electric» mémoire de Master, de l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou , Septembre 2014.
- [11] Rachid ABDESSAMED,«Modélisation et simulation des machines électriques», Livre.
- [12] <https://www.electromecanique.net/2018/10/photocoupleur-le-fonctionnement.html?m=1>
- [13] https://www.dspace.com/fr/fra/home/products/hw/singbord/ds1104.cfm#179_24555
- [14] HAMADENE Somia et HADDOUCHE Khedidja «Conception,réalisation et commande numérique d'un onduleur de tension triphasé» Mémoire de Master, del'Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj ,2021.

- [15] OUHALIMA Hacene et ALALGA Zakaria «Étude et réalisation de nouvelles structures des onduleurs multiniveaux» Mémoire de Master, de l'Université MORSLI Abdellah de Tipaza 2022.
- [16] Jean-Louis Dalmaso, «Électronique de puissance : commutation», livre, Editions, 1986.
- [17] Kamal Al-Haddad et Rachid Chaffaï «Électronique de Puissance II» Notes de cours ELE-654, 1994.
- [18] ZEBIRI Fouad , «Etude et implantation d'une commande non conventionnelle pour un système de pompage photovoltaïque» Thèse de Doctorat, de l'Université Farhat Abbas - setif 1 faculté de technologie 2020.
- [19] CHAA Abderrazak et RAHMANI Fares, « Etude des performances d'un moteur asynchrone à cage double étoile » Mémoire de Master électronique industriel (MCIL), de l'Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj ,2022.

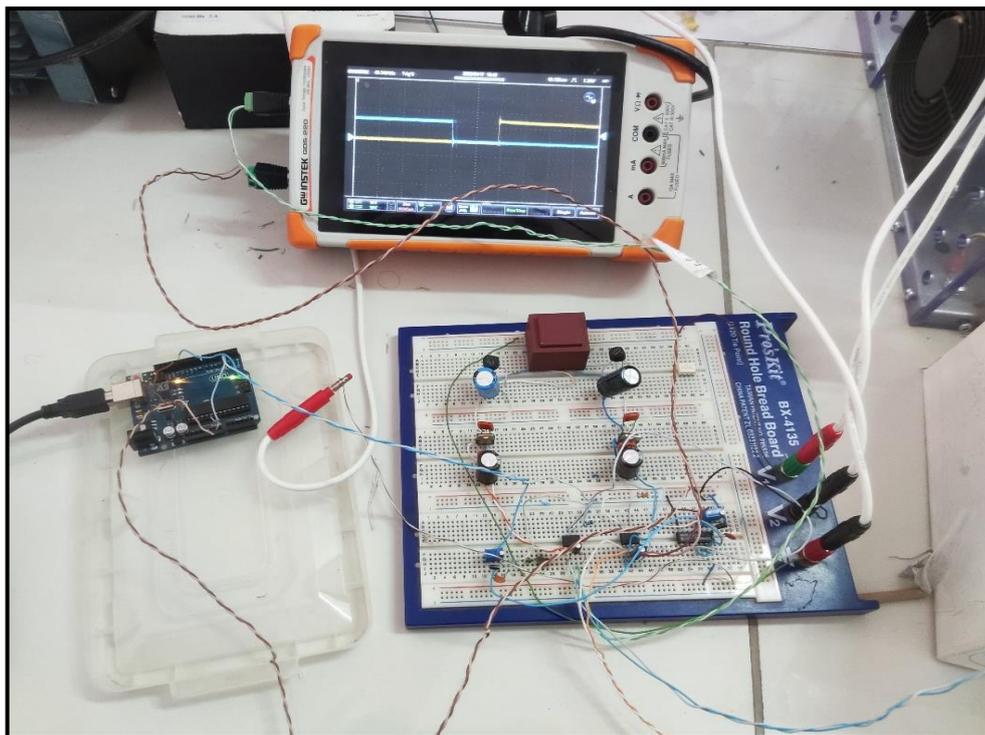
Annexe



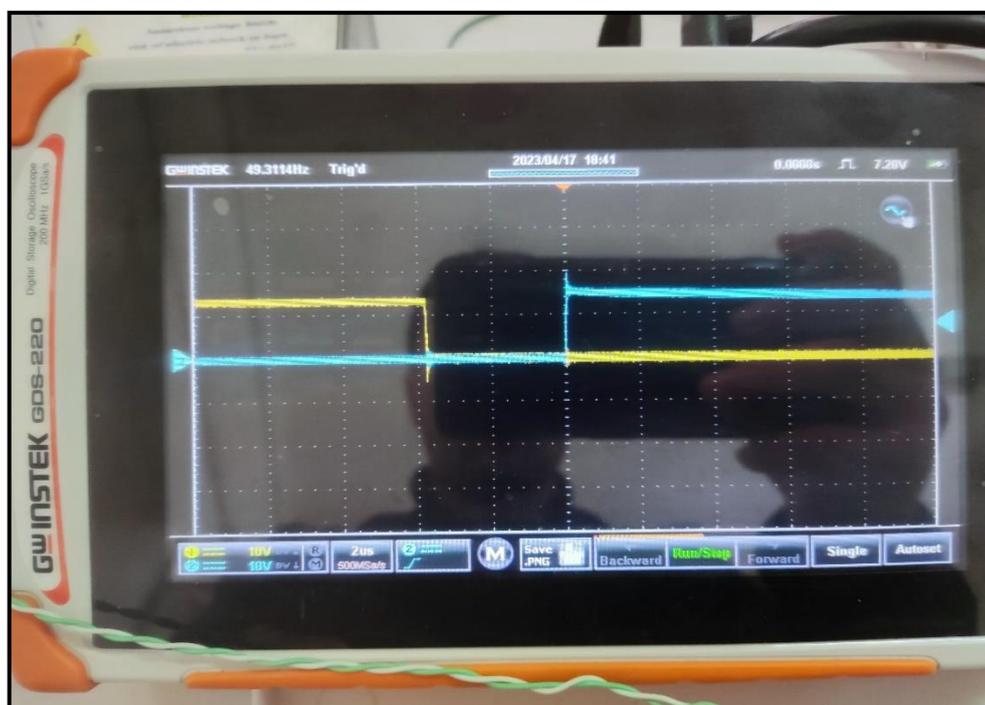
Essai de circuit de temps mort dans la carte



Circuit de temps mort avec la partie d'isolation et d'amplification des signaux



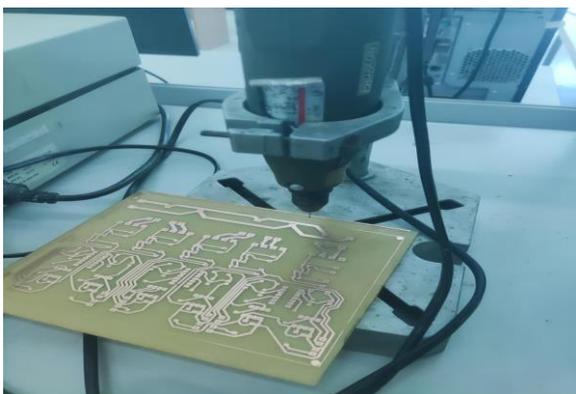
La visualisation de la commande après temps morts + l'amplification en utilisant l'oscilloscope.



Temps morts égale à $4\mu\text{s}$



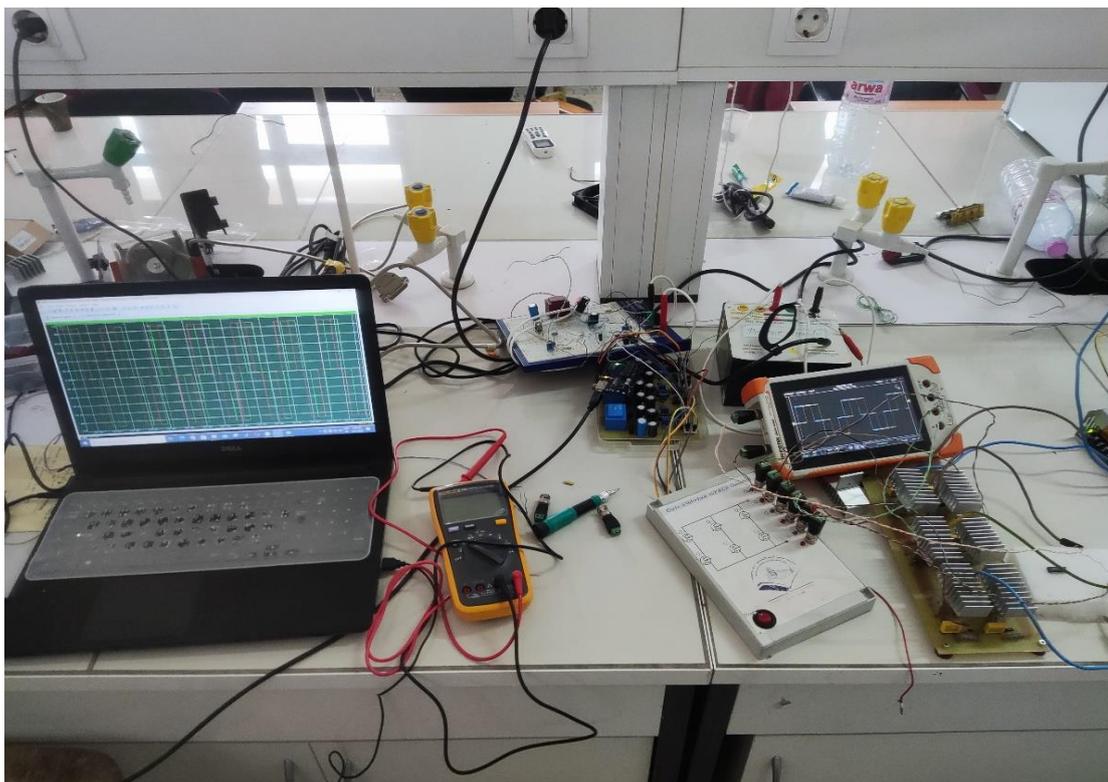
Les étapes d'impression d'une carte électronique (PCB)



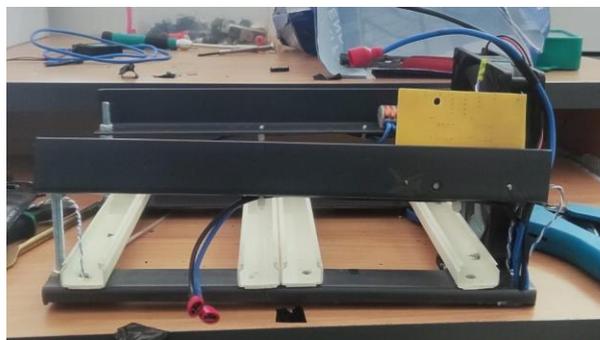
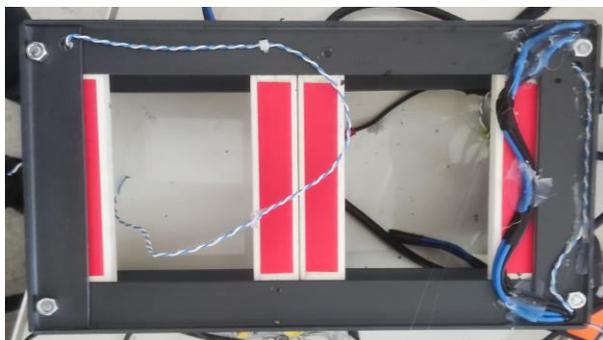
Perçage de la carte PCB après l'impression



Vérification des composants et de l'épissage



Visualité des signaux de sortie de l'onduleur et la comparaison avec les résultats de simulation



Fabrication du boîtier pour les cartes commandes & les onduleurs

Les paramètres de MASDE utilisé dans la réalisation [19] :

Désignation	Valeur	Unité
Puissance nominale P_n	1.1	kW
La vitesse nominale Ω_n	940	Tr/min
La tension nominale U_n	110	Volt
Le courant nominale I_n	2.66	Ampères
Nombre de pair de pôle p	3	Un
Résistance statorique R_s	5.621	Ω
Résistance statorique R_r	3.887	Ω
Inductance $L_s = L_r$	0,257	Henry
Inductance mutuelle M	0.23	Henry
Moment d'inertie J	0.0015	Kg m ²
Coef de frottement f_r	0.0003	Nm s/rad