

ÉCOLE CENTRALESUPÉLEC



João Pedro Rosada Canesin

Tariq Berrada Ifriqi

Hamza Islah

Encadrant: *Pedro Rodriguez-Ayerbe*

Projet:

**Commande des machines électriques et des
convertisseurs de puissance associés pour la réduction
des harmoniques haute fréquence**

Sommaire:

1. Objectifs du projet	1
2. Etude du convertisseur	2
3. Simulation des convertisseurs sous Simulink	6
4. Importation des résultats dans Matlab et calcul des transformés de Fourier/ THD pour différentes valeurs de fréquence	10
5. Conclusion sur les résultats des simulations	13
6. Analyse et choix des composantes à utiliser dans le prototype	15

1. Objectifs du projet

Avec l'apparition des convertisseurs de puissance dans plusieurs secteurs de l'industrie, on rencontre souvent un problème de distorsion harmonique au niveau des équipements, tel les générateurs électriques et les actionneurs, ce qui est directement lié à des pertes énergétiques et par suite une augmentation du coût d'opération et de maintenance de ces équipements.

On se propose donc dans ce projet d'étudier des convertisseurs et des techniques de commande qui permettent de limiter le taux de distorsion harmoniques (en garantissant un faible taux) dans les moteurs triphasés synchrones. Pour cela, on va principalement étudier les convertisseurs à deux et à trois niveaux et comparer leur efficacité au niveau de ce taux de distorsion.

Ces études seront faites à l'aide des simulations utilisant le logiciel Simulink, et les bibliothèques SimPower Tool Electric/Simscape, en utilisant des modèles présents dans le logiciel sur des charges inductives de type moteur. Les deux structures seront évaluées en analysant le courant en sortie généré sur chaque phase de la charge et en déterminant la distorsion harmonique de ces signaux. L'analyse du signal sera faite par échantillonnage et application d'un algorithme de FFT (*Fast Fourier Transform*) pour décomposer le signal dans ces composantes fréquentielles, qui seront après utilisées pour calculer la distorsion harmonique totale (*THD*), le coefficient de comparaison entre les deux convertisseurs.

Pour cela, on va d'abord étudier la transformée de Fourier et comment elle est faite à l'aide de Simulink/Matlab pour comprendre son calcul ainsi que celui du taux de distorsion, pour avoir un meilleur contrôle de l'erreur que peut faire le logiciel par rapport à nos attentes. Ensuite, on fera des simulations pour plusieurs fréquences et on comparera les taux de distorsion obtenus pour les deux convertisseurs.

On validera donc le choix du convertisseur 3 niveaux par rapport 2 niveaux. Suite à cela, on fera le choix du matériel nécessaire afin de réaliser un prototype de ce convertisseur et on fera des essais à basse puissance pour valider la construction de ce dernier.

2. Étude du Convertisseur

On commence notre étude en analysant l'état de l'art des convertisseurs CC-CA, en se concentrant sur le rapport complexité de la structure et les performances par rapport à la distorsion harmonique en sortie.

Avec l'intérêt croissant des sources d'énergie renouvelables (génération solaire, et éolienne à vitesse variable) les convertisseurs multi-niveaux sont de plus en plus utilisées pour leur haute densité de puissance, leur efficacité et leur sûreté [1][2]. Ils rencontrent des applications dans plusieurs activités comme l'industrie, les systèmes de traction et dans la génération et le stockage d'énergie.

Dans le cadre industriel, pour le contrôle des actionneurs, parmi les topologies de convertisseurs de tension existantes celles les plus utilisées sont à 2, 3, 4 et 5 niveaux (cette nomenclature fait référence au nombre des niveaux auxquelles la tension de sortie est discrétisée). On peut voir les différences entre les signaux à 2 et à 3 niveaux dans la Figure 1.

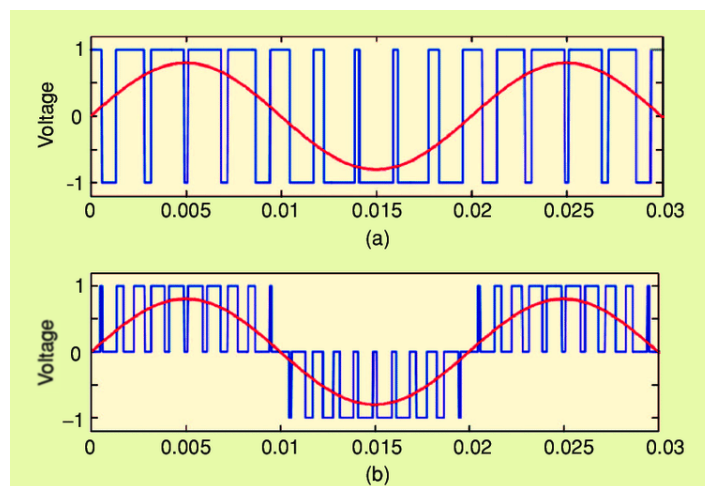


Figure 1. Sortie des convertisseurs a 2 et 3 niveaux ((a) et (b), respectivement) lors de la construction d'un signal sinusoïdal.

Pour des applications de traction [2], les plus utilisées sont: 2L VSC (*two level voltage source converter*), 3L-NPC VSC (*three level neutral point clamped voltage source converter*), 3L-FLC VSC (*three level flying capacitor voltage source converter*), 4L-FLC VSC (*four level flying capacitor voltage source converter*). Tous ces structures ont des avantages particulières, qui justifient leur existence et prépondérance dans le marché. D'abord, l'insertion de plusieurs niveaux réduit la dérive de tension lors de la commutation des transistors, responsable de l'apparition des harmoniques d'ordre supérieur dans le signal de sortie, ce qui réduit la qualité du signal et aussi le rendement du moteur.

Cependant, il y a un compromis entre le nombre de niveaux et la complexité du système, car plus il y a de composants à contrôler plus la complexité de la commande s'élève, ce qui rend ces structures d'ordre supérieur non envisageables pour des applications simples.

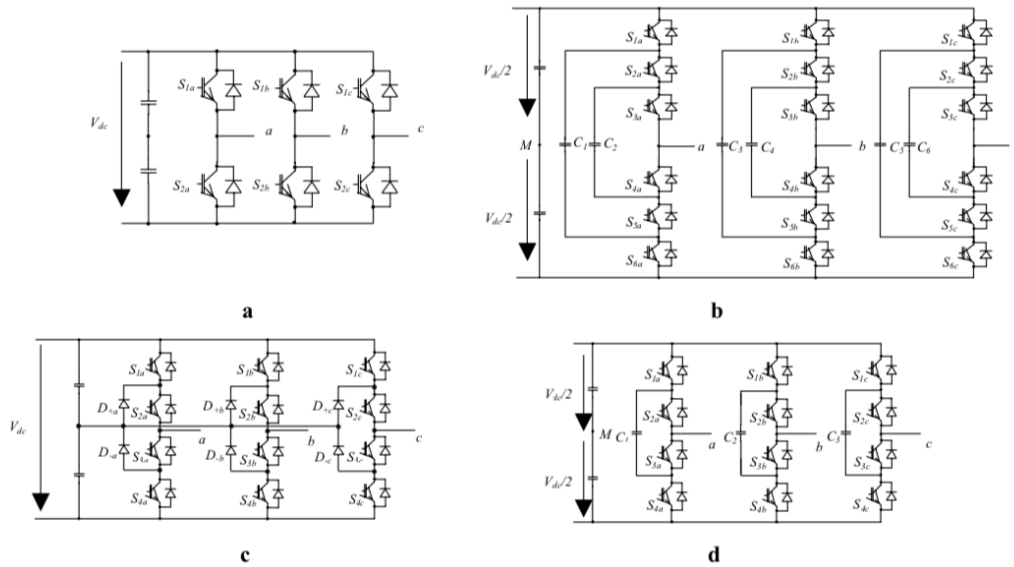


Figure 2. Convertisseurs: (a) 2L VSC, (b) 4L-FLC VSC, (c) 3L-NPC VSC, (d) 3L-FLC VSC. [2]

Parmi les convertisseurs ayant un même nombre de niveaux il y a aussi différents types (comme le NPC et le FLC). On peut résumer les principales avantages et inconvénients de ces convertisseurs dans le tableau suivant:

	Avantages	Inconvénients	Applications
NPC	<ul style="list-style-type: none"> • Baisse Capacité • Peuvent être utilisées en opposition (BTB) • Condensateurs sont chargées en avance • Efficacité élevée sur la fréquence fondamentale 	<ul style="list-style-type: none"> • Le nombre de diodes augmente avec le nombre des niveaux • Le bus CC se décharge alors que la commande et la réalimentation ne sont pas précises 	<ul style="list-style-type: none"> • Compensation de puissance réactive • Contrôle de moteurs à vitesse variable • Interconnection des systèmes à haute tension • Réseaux de transmission CC et CA de haute tension

FLC	<ul style="list-style-type: none"> • Puissance réactive statique • C'est possible piloter tant la puissance active comme la réactive 	<ul style="list-style-type: none"> • Réguler la tension dans chaque condensateur c'est difficile • Démarrage complexe • Baisse déficience de commutation • Les condensateurs sont plus chers que les diodes 	<ul style="list-style-type: none"> • Contrôle des moteurs à induction • Compensation de puissance réactive • Conversion CC-CA et CA-CC • Redresseur de courant sinusoïdale
-----	--	---	--

Tableau 1. Avantages, inconvénients et applications des convertisseurs NPC et FLC.

[Source: <https://microcontrollerslab.com/multilevel-inverters-types-applications/>]

On peut analyser le fonctionnement de ces convertisseurs en regardant son comportement pour chaque bras. Pour le 2L-VSC, il y a deux "états" possibles comme décrit dans la figure 3. Comme ça on applique deux niveaux de tension sur la charge (d'où le nom du convertisseur).

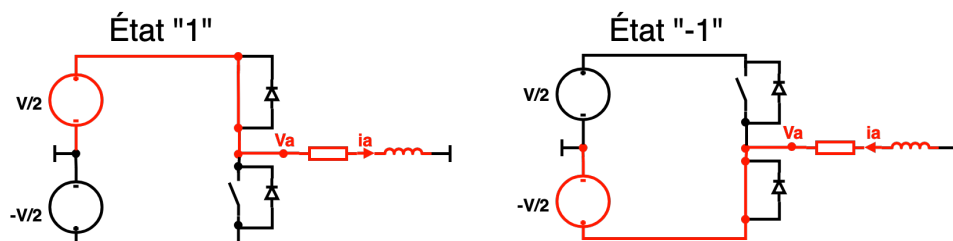


Figure 3. Principe de fonctionnement du convertisseur à deux niveaux.

Le même raisonnement peut être fait avec le convertisseur 3L-NPC par exemple. Dans ce cas il y a trois états définis selon le schéma suivant:

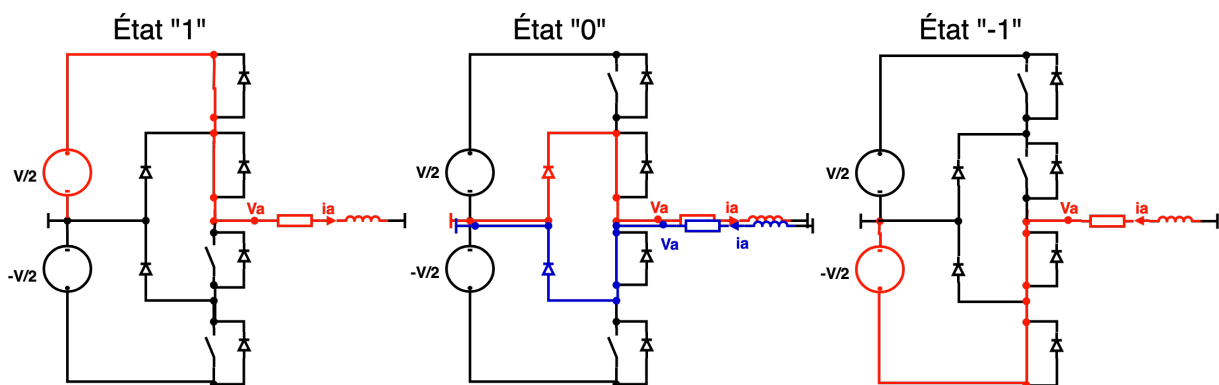


Figure 4. Principe de fonctionnement du convertisseur à trois niveaux. Pour une charge inductive le chemin du courant à l'état "0" dépend du sens du courant à la charge (rouge si positif, bleu si négatif).

L'étude de la performance de chaque structure est présentée dans [2]. Pour cet étude, une commande du type sinus-triangle (Figure 5) , adaptée à chaque structure, a été utilisé pour piloter les convertisseurs.

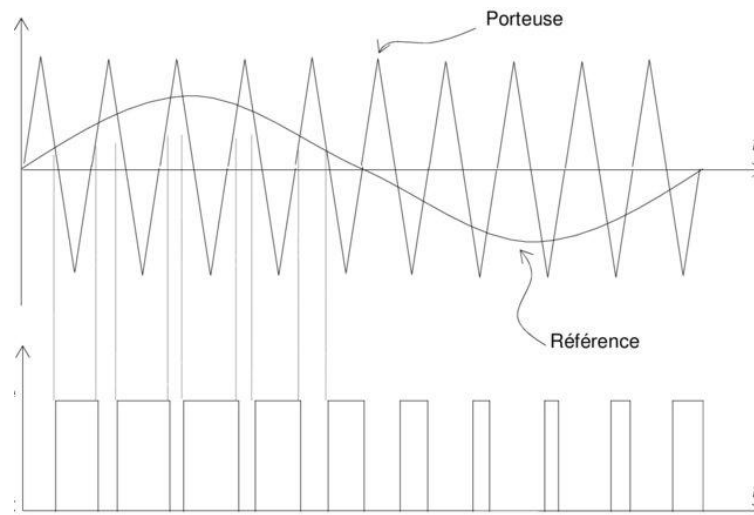


Figure 5. Principe de fonctionnement de la commande sinus-triangle pour un convertisseur à deux niveaux. En bas on voit le signal de commande du transistor responsable pour appliquer la tension positive à la charge. [Source: [3]]

Les résultats de cette étude montrent que en terme de pertes le convertisseur 3L-NPC est ce qui performe le mieux, en réduisant les pertes de 29%, 36% et 41% par rapport au 3L-FLC, 4L-FLC et au 2L-VSC, respectivement.

Par rapport à la distorsion harmonique on voit dans le Tableau 2 que les convertisseurs les plus efficaces sont le 4L-FLC, suivi par le 3L-NPC.

	THD
2L-VSC	57%
3L-NPC VSC	29%
3L-FLC VSC	36%
4L-FLC VSC	21%

Tableau 2. Résultats de l'étude de distorsions harmoniques. [Source: [2]]

Ces caractéristiques, et le fait que le convertisseur à 3 niveaux soit moins complexe que le 4 niveaux tant en terme de commande que de construction, ont fait qu'on a choisi celui-là comme notre convertisseur pour la suite de l'étude. Reste donc à valider ce choix, ce que l'on fera par simulation numérique, en comparant le 2L-VSC et le 3L-NPC VSC.

3. Simulation du convertisseur:

Le but de cette partie est de simuler le 2L-VSC et le 3L-NPC VSC afin de mieux comprendre son influence sur le spectre d'un signal (ici sinusoïdale) en passant par sa transformée de Fourier et de valider notre choix du 3L-NPC VSC pour la conception du prototype en comparant les niveaux de THD obtenus pour les deux types de convertisseurs.

Les schémas des montages sont les suivants:

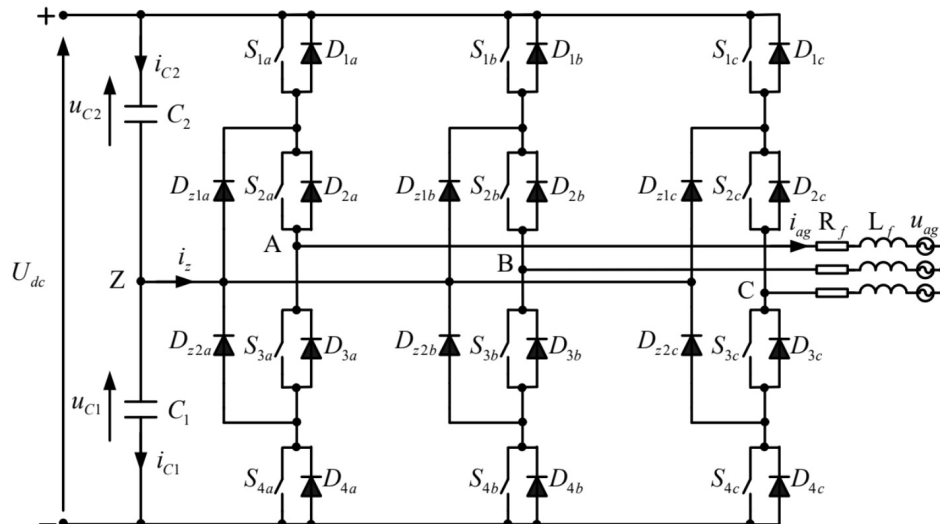


Figure 6: Schéma du montage du Convertisseur à 3 niveaux 3L-NPC VSC

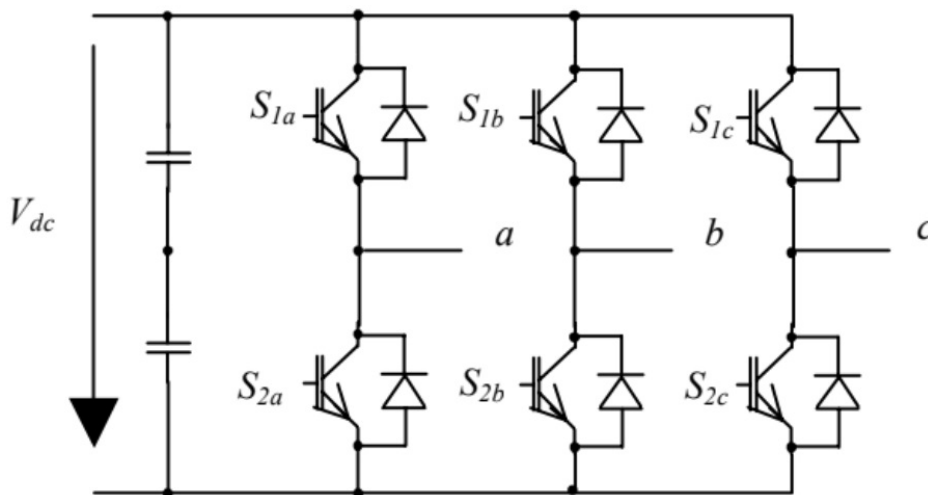


Figure 7: Schéma du montage du Convertisseur à 2 niveaux dans simulink

Pour simuler les deux types de convertisseurs, on a utilisé les blocs fournis par la bibliothèque de *Simscape*.

Pour le convertisseur à trois niveaux, le montage est constitué des blocs suivants:

1. Trois générateurs de tensions (sinusoïdales) qui serviront de tension de référence pour le générateur PWM (Uref).
2. Deux sources DC pour alimenter le convertisseur.
3. Deux charges RC pour modéliser les condensateurs d'entrée.
4. Trois charges RL connectés entre les différentes phases en sortie du convertisseur (charge moteur).
5. Un oscillo en sortie pour observer les résultats des simulations (courant en sortie).

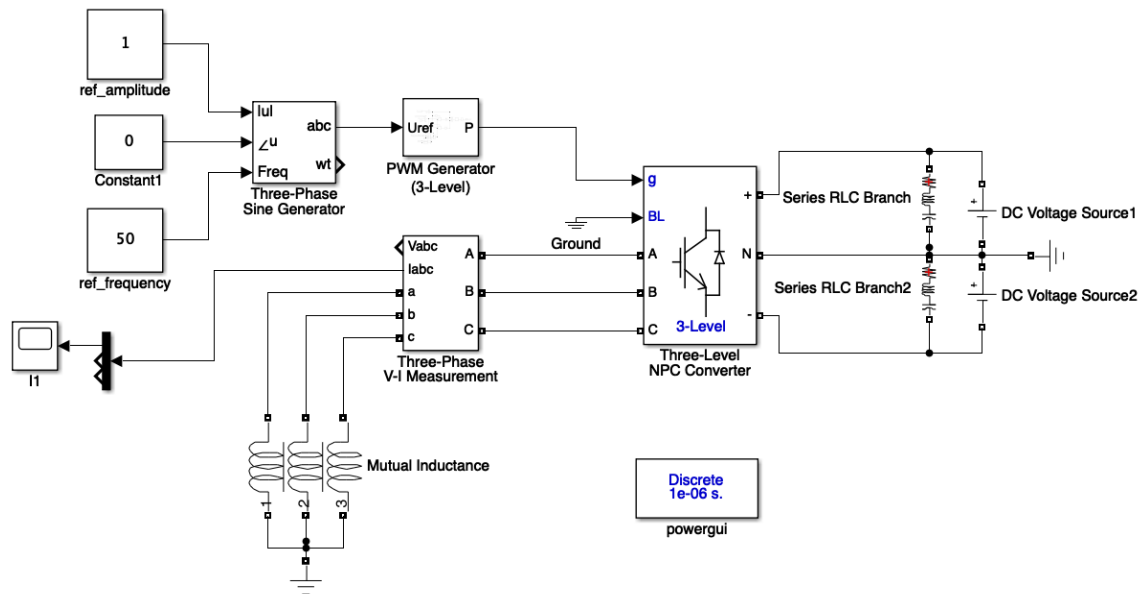


Figure 8: Schéma du montage du Convertisseur à 3 niveaux dans simulink

Pour le convertisseur à deux niveaux, le montage est constitué des blocs suivants:

1. Trois générateurs de tensions (sinusoïdales) qui serviront de tension de référence pour le générateur PWM.
2. Une source DC pour alimenter le convertisseur.
3. Deux charges RC pour modéliser les condensateurs d'entrée.
4. Trois charges RL connectés entre les différentes phases en sortie du convertisseur (charge moteur).
5. Un oscilloscope en sortie pour observer les résultats des simulations.

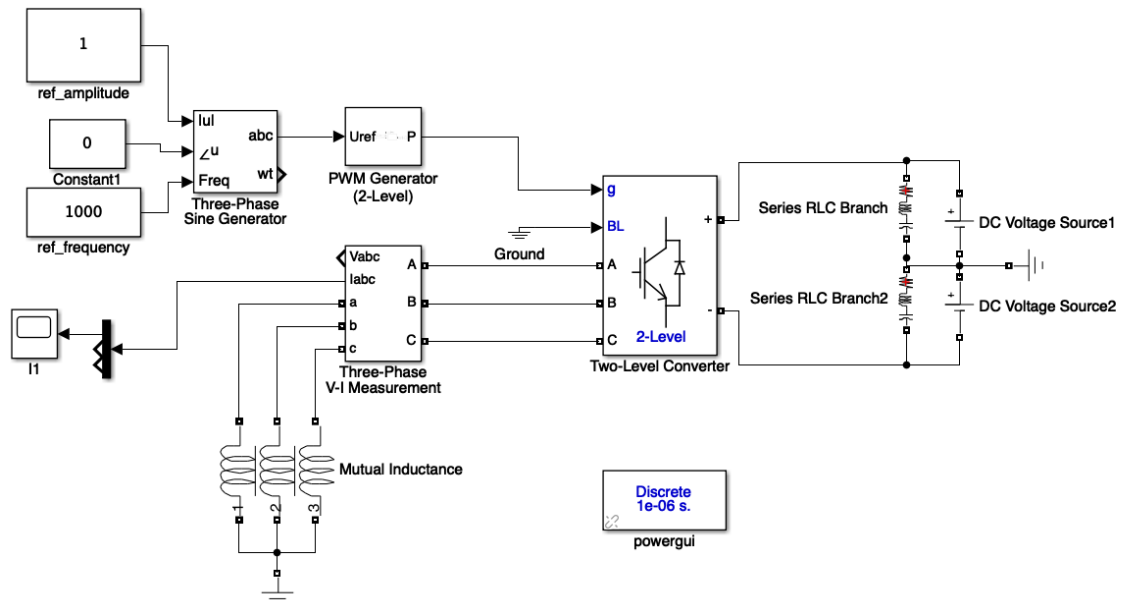


Figure 9: Schéma du montage du convertisseur à deux niveaux

Les modèles ont été simulés avec les paramètres suivants:

- Tension d'entrée: 400V CC (200V pour la source 1, et 200V pour la source 2)
- Charge RC: 0,1 / 20000 μ F
- Charge RL (moteur): 6,4 Ω 25 mH
- Fréquence d'opération: 10 kHz (fréquence du signal généré par le générateur PWM)
- Fréquence du signal de référence: 50, 100, 200, 500, 1000 Hz (sinusoïdal)

Le courant en sortie de l'oscilloscope pour les deux montages est ensuite prélevé pour être analysé:

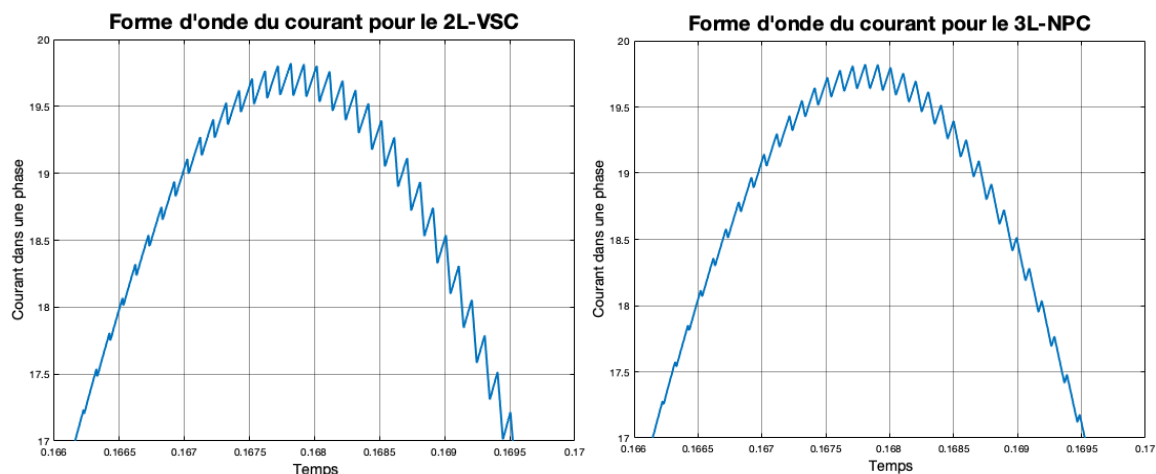


Figure 10: Échantillons de la sortie en courant du montage pour une entrée sinusoïdale à 50 Hz dans le cas d'un convertisseur à deux niveaux (à gauche) et à trois niveaux (à droite)

On remarque que les résultats obtenus présentent des dépassements en forme de dents de scie qui sont plus prononcés pour le convertisseur à 2 niveaux, ceci se traduit par la présence de fréquences élevés dans le spectre des deux signaux et par un THD plus élevé pour le convertisseur à 2 niveaux, mais à quel point est-il plus élevé? C'est le but de la prochaine partie.

4. Importation des résultats sous Matlab:

Influence de la discrétisation du signal:

L'oscilloscope précédemment utilisé dans simulink permet de sauvegarder les résultats des simulations dans un fichier "DataSet" contenant les variations du signal en fonction du temps, discrétisé avec une fréquence: $f_s = 10^6 \text{ Hz}$

L'algorithme Matlab fonctionne de la manière suivante:

Pour un signal de fréquence f_0 , le nombre de points enregistrés est de $N = M \frac{f_s}{f_0}$ où M est le pas de discrétisation de la zone fréquentielle souhaité.

Les valeurs de temps et d'amplitude correspondantes sont importés dans un tableau et on ne garde qu'une partie du tableau tel qu'elle soit dans la zone de régime permanent en plus d'être d'une longueur multiple de la période du signal. Ensuite, on applique la commande **FFT** au signal obtenu, la méthode de calcul utilisé entraîne la transposition du spectre autour des multiples de la fréquence d'échantillonnage, occupants ainsi des zones fréquentielles bornés par les fréquences: $k.f_s \pm f_0 / k \in \mathbb{Z}$.

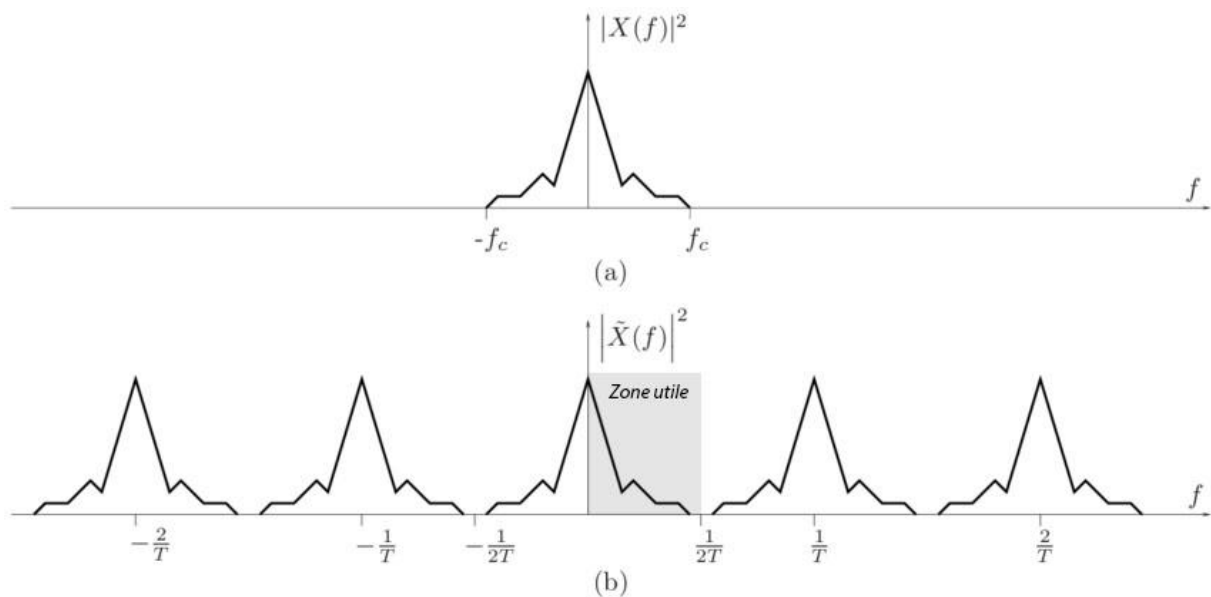


Figure 11: Comparaison entre le spectre d'un signal analogique et du spectre d'un signal échantillonné associé en cas de respect du critère de Shannon.

Etant donné que $f_s \gg f_0$, on applique une fenêtre unitaire pour garder la partie utile du spectre..

Le calcul de la distorsion harmonique se fait en utilisant la formule suivante:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^N V_i^2}}{V_1}$$

Où V_1 est l'amplitude correspondante au fondamentale et V_i est l'amplitude du pic à la fréquence f_i . Ceci permet de dresser un tableau de résultats permettant de comparer le taux de distorsion harmonique des convertisseurs sur plusieurs plages de fréquence.

Influence du nombre fini d'échantillons:

Après la numérisation de notre signal, on a pris un échantillon fini de N points pour faire une transformée de fourier *rapide*, cependant le fait de ne prendre qu'un échantillon fini induit une différence entre la transformée du signal analogique et la celle du signal numérique.

Prenons un échantillon x_1, x_2, \dots, x_N de points associés à notre signal $x(t)$ pour une fréquence f_b tel que $x_i = x(\frac{i}{f_b})$ pour $i \in \{1, 2, \dots, N\}$.

Soit $x^*[n]$ le signal vérifiant: $x_i = x(\frac{i}{f_b})$ pour $i \in \mathbb{N}$.

alors: $x[m] = x^*[n] \star I_{[0, \frac{N}{f_b}]}[n]$ d'où: $\chi(v) = \chi^*(v) \cdot f_b \cdot \text{sinc}(\pi \cdot N \cdot v)$

La transformée qu'on va observer dans Matlab ne correspond pas exactement à celle du signal réel, mais est le produit de la transformée du signal discret multipliée par un sinus cardinal, on va donc choisir le produit $N \cdot v$ de sorte à que cette fonction reste proche de 1 dans le domaine $[0, 1 \text{ kHz}]$.

Les paramètres pris ont été les suivants:

$$N = 10, f = 1 \text{ kHz et } f_b = 10^6 \text{ Hz}$$

Ce qui permet d'obtenir: $1 - \text{sinc}(\pi \cdot N \cdot v)_{\min} = 1 - \text{sinc}(\pi \cdot N \cdot v_{\max}) \approx 1.65 \cdot 10^{-4}$

L'influence sur le spectre reste donc minime et revient à multiplier l'axe des ordonnées par la fréquence d'échantillonnage f_b .

Remarque:

Matlab donne comme paramètres pour la FFT le nombre de cycles, la fréquence d'échantillonnage, et la fréquence de base.

Le pas fréquentiel est alors: $\Delta f = \frac{f_b}{N_c}$ avec N_c le nombre de cycles, pour que la transformée soit calculée explicitement sur la fréquence fondamentale et sur les harmoniques (en plus d'autres fréquences dites inter-harmoniques).

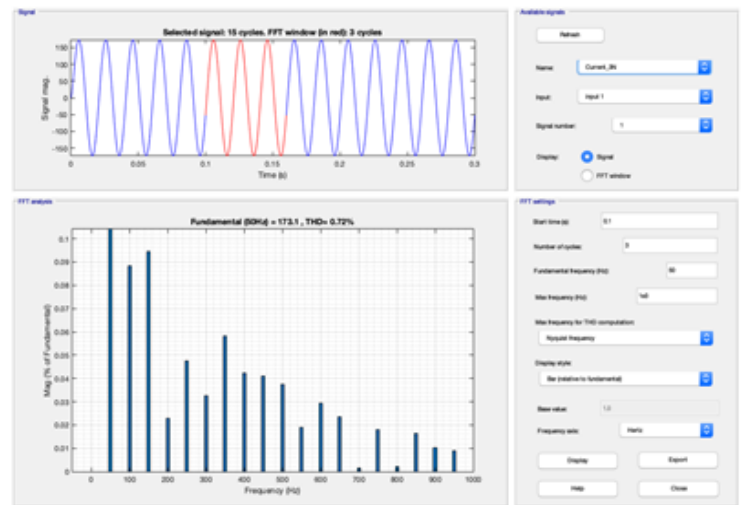


Figure 12: Étude en fréquence pour le convertisseur à 3 niveaux sur Simulink

5. Conclusion sur les résultats des simulation

Résultat:

La simulation a donné lieu aux résultats suivants:

Fréquence(Hz)	THD 2 niv. %	THD 3 niv. %
50	0,5373	0,2840
100	0,8654	0,4630
200	1,6289	0,8570
500	3,9505	2,1324
1000	8,0774	4,5332

Tableau 3: Résultat des simulations du 2L-VSC et du 3L-NPC VSC pour des fréquences différentes.

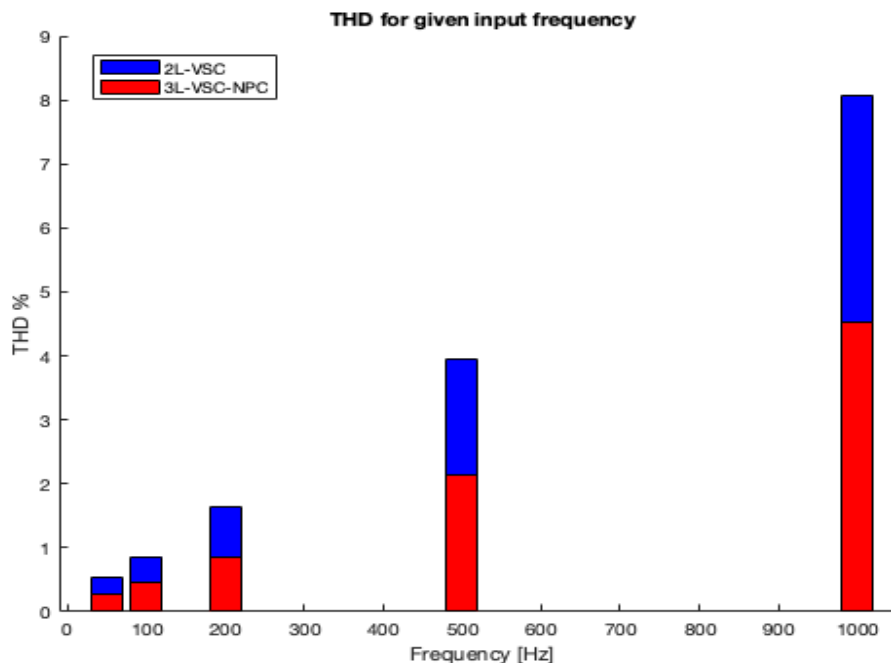


Figure 13: Comparaison des deux convertisseurs en terme de THD.

On est arrivé à des résultats très similaires à ceux de l'outil utilisé par Simulink en faisant notre propre calcul ce qui a permis de valider son utilisation pour calculer le taux de distorsion, aussi bien pour le convertisseur à 2 niveaux que le convertisseur à 3 niveaux. Néanmoins, on a trouvé que le convertisseur à 3 niveaux était plus efficace et permettait de réduire le taux de distorsion harmonique considérablement (à 50% près). Nous avons retenu ce convertisseur pour le choix de la conception.

Une autre étude était aussi conduite pour voir l'application de plusieurs fréquences, à différentes amplitudes, dans le signal d'entrée du système. En gardant l'amplitude de la porteuse constante (et égale à 1), on varie l'amplitude de la sinusoïde de

référence et on calcule la distorsion résultante. Les résultats de ces simulations sont résumés dans les graphiques suivants:

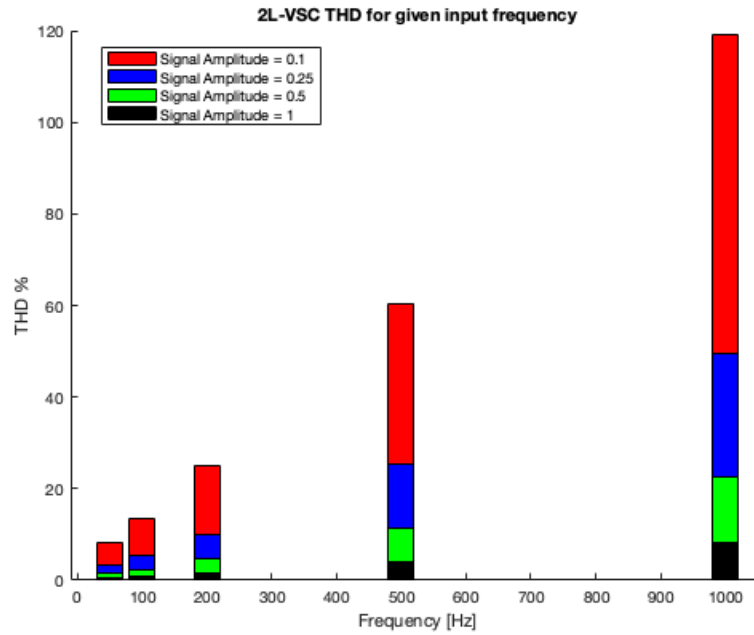


Figure 14: Comparaison des distorsions à amplitude d'entrée variable pour le 2L-VSC.

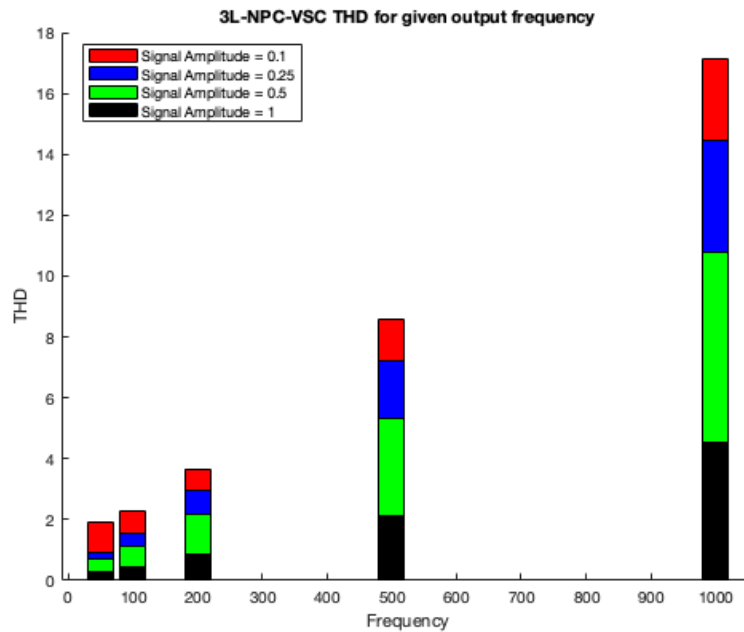


Figure 15: Comparaison des distorsions à amplitude d'entrée variable pour le 3L-VSC-NPC.

Ce qu'on regarde c'est que des signaux à faible amplitude auront une distorsion plus importante, mais pour des application qui utilisent ce type de signal le convertisseur à trois niveaux est plus performante que celui à deux niveaux.

6. Analyse et choix des composants pour le prototype

Pour la construction d'un premier prototype, on a établi des spécifications pour le système en vue du moteur qu'on envisage à contrôler et des caractéristiques de commutation exigés par la commande. Un résumé des caractéristiques prises en compte peut se retrouver dans le Tableau 4.

Paramètre	Spécification
Convertisseur	3L-NPC VSC
Puissance	1 kW
Tension de sortie	240 CA V_{rms} @ 50~1000 Hz
Tension d'entrée	350 V CC (environ)
Courant d'entrée	6 A CC (environ)
Fréquence de commutation	10 kHz
Signaux de contrôle	5 V

Tableau 4. Cahier des spécifications du prototype.

Pour le transistor on a choisi un MOSFET IRF740B notamment pour ses paramètres d'opération ($V_{ds} = 400V$ et $I_d = 10A$) mais aussi pour sa fréquence de commutation ($f_T = 2 \text{ MHz}$) et ça grande disponibilité sur le marché. *[Il reste encore à définir le besoin et taille des dissipateurs thermiques pour les transistors]*

Pour les diodes supplémentaires, vue que les transistors ont déjà des diodes dans le même paquet, on a choisi les FF10UA60ST ayant en vue le courant d'envahissement (surge current) ($V_{ds} = 600V$, $I_{fsm} = 50A$) et aussi sont temps de récupération afin de minimiser le temps morts de la commande ($t_{rr} = 120 \text{ ns}$).

On pilotera les MOSFETs avec un driver Si8261ABC-C-IP, choisi pour atteindre la tension de commutation du transistor ($V_{gs} = 30V \text{ max}$), pour avoir un temps de propagation assez faible ($t_{PLH} = 60 \text{ ns}$) et parce qu'en isolant on évite les composants, on évite de les endommager lors du contrôle et du pilotage.

Les condensateurs, LGL2G102MELC50, ont été choisis en se basant sur [4].

Résultats expérimentales:

Après avoir reçu les différentes composantes, on a construit un bras du montage:

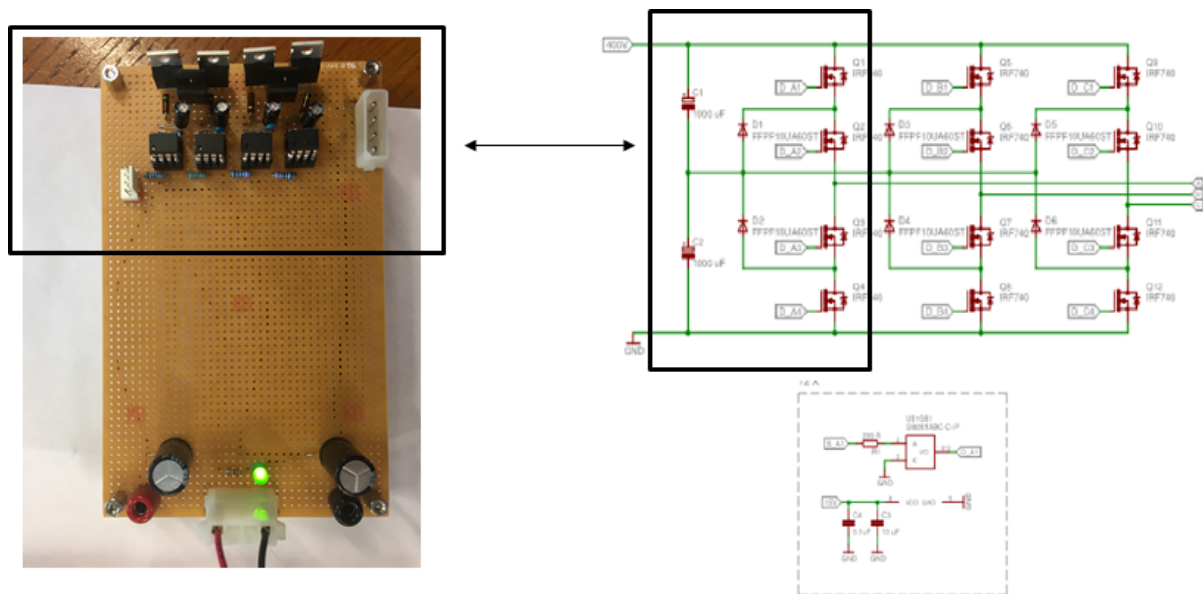


Figure 16: *Prototype d'un bras du 3L-NPC VSC*

Le résultat expérimental peut être observés sur les schémas suivants:

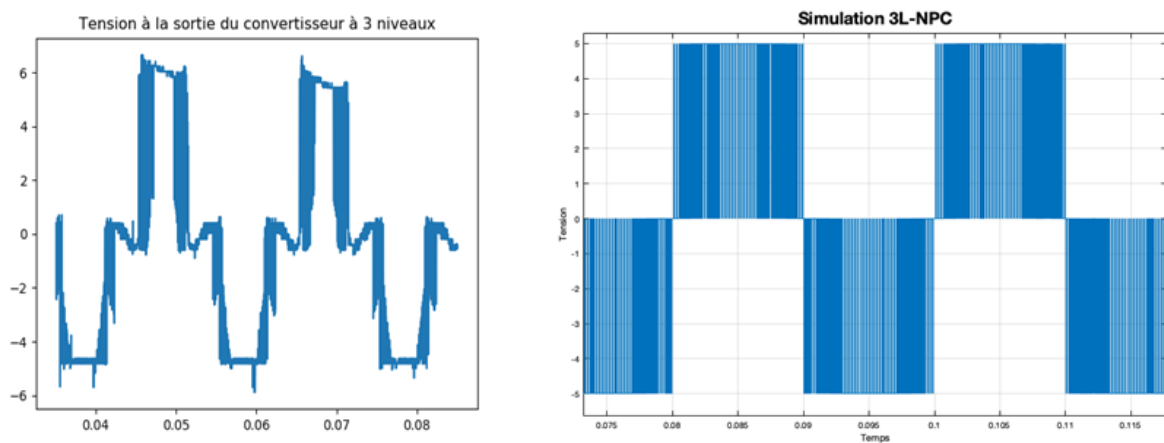


Figure 17: *Sortie en tension d'un bras du Prototype*
(résultat expérimental à gauche et théorique à droite)

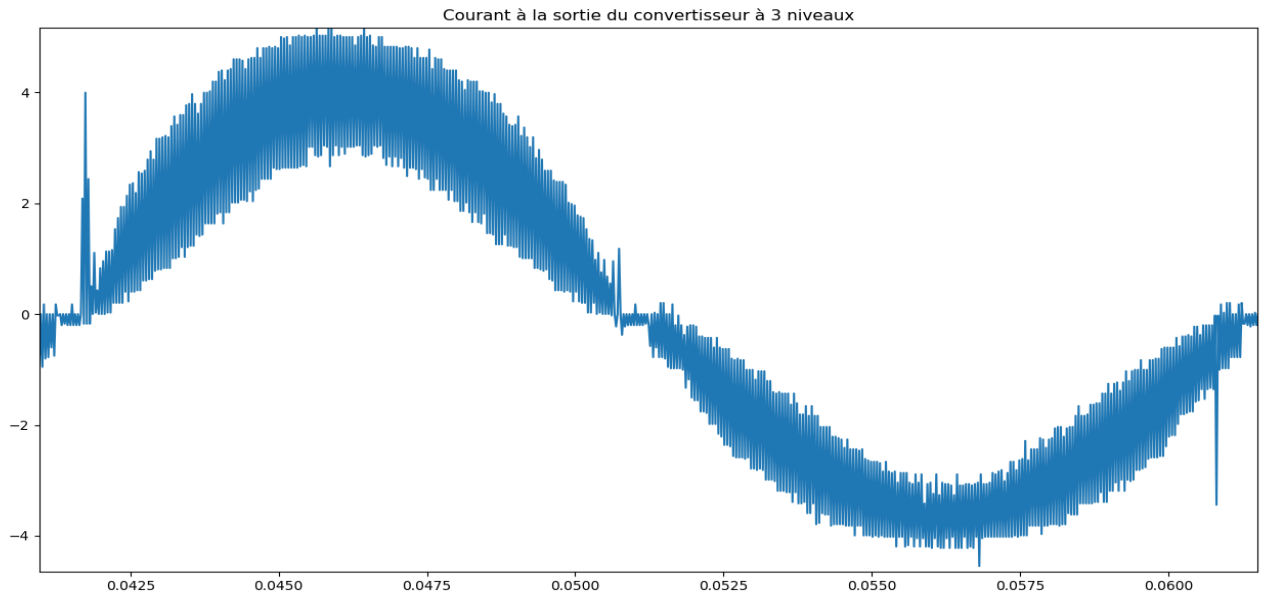


Figure 18: *Sortie en courant du prototype*

Conclusion:

On observe des différences entre les résultats théoriques et les résultats expérimentaux, ces différences peuvent provenir de plusieurs causes.

Malheureusement, on n'a pas eu assez de temps pour suffisamment les appréhender, mais on cite parmi les causes possibles de ces différences:

- Imperfections des composants utilisés
- Bruits de fonds non traités
- fréquence d'échantillonnage de l'oscilloscope pas assez élevée

Références:

- [1] Ngo, V. Q. B. (2017). *Algorithmes de conception de lois de commande prédictives pour les systèmes de production d'énergie* (Doctoral dissertation, Paris Saclay).
- [2] KRUG, Dietmar; BERNET, Steffen; DIECKERHOFF, Sibylle. Comparison of state-of-the-art voltage source converter topologies for medium voltage applications. In: 38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003. IEEE, 2003. p. 168-175.
- [3] Farid, K. A. D. R. I. (2002). *Développement d'une commande intelligente d'un moteur à induction alimenté par onduleur de tension PWM* (Doctoral dissertation, Université de Batna 2-Mustafa Ben Boulaid).
- [4] Ngo, V. Q. B.; Nguyen, H.; Rodriguez-Ayerbe, P.; Olaru, S.; *Lyapunov-Induced Model Predictive Power Control for Grid-tie Three-level Neutral-Point-Clamped Inverter with Dead-time Compensation*. In: IEEE PES Transactions on Energy Conversion.