

Rapport de Projet – UE : Électronique de commande
et d'interface 2 :
Conception et implementation d'un bras d'onduleur.

AGBALENYO Komi et Hamou Zinedine ABAYAHIA

2025

ROSTAING Gilles

Conservatoire National des Arts et Métiers

Table des matières

1	Présentation du cahier des charges	1
1.1	Cahier des charges initiales	1
1.2	Cahier des charges mis à jour	1
2	Analyse et choix des composants	1
2.1	Analyse des paramètres pertinents du IRF520	1
2.2	Choix de driver pour les transistors	2
2.3	Choix de composants pour le circuit à délai	3
2.4	Choix de microcontrôleur pour le contrôle	3
2.5	Choix du capteur de courant	4
3	Simulation dans LTSPICE	4
3.1	Objectifs et progression	4
3.2	Dimensionnement	5
3.2.1	Structure du fichier <code>xlsm</code>	5
3.3	Resultats de simulation	8
4	Capteurs, instrumentation et commande	10
4.1	Calibration du capteur ACS712 pour la mesure de courant	10
4.2	La mesure de la tension du réseaux	10
4.3	Les Correcteurs	11
4.3.1	Contrôleur à hystérésis	11
4.3.2	Contrôleur proportionnel	12
5	Implémentation de l'asservissement de courant avec Arduino	12
5.0.1	Asservissement d'un courant sinusoïdal en phase avec la tension réseau sur une charge RL	14
5.0.2	Résultats (Correcteur hystérésis)	14
6	Tâches et planning	16
6.1	Tâches sur plaque à bornes	16
6.2	Tâches sous LTspice (à faire en parallèle)	17

Résumé

Ce document présente notre projet de conception d'un bras d'onduleur, réalisé dans le cadre du cours d'Électronique de commande et d'interface. Le dimensionnement a été effectué pour l'asservissement du courant d'un onduleur de courant connecté au réseau. Les composants ont été choisis en fonction des disponibilités en salle de TP. Des simulations ont permis d'estimer les pertes et de dimensionner le refroidissement. Deux correcteurs (Hystérisis et Proportionnel) ont été testés lors de l'expérimentation finale sur une maquette à bornes (topologie demi-pont capacitif).

1 Présentation du cahier des charges

1.1 Cahier des charges initiales

Notre cahier des charges est le suivant :

- $V_{out_{RMS}} = 50V$ soit $V_{out} = \sqrt{2} * 50 = 71V$
- $f_{sw} = 10Khz$
- $f_{MLI} = 50\text{ Hz}$
- $P = 200\text{ W}$

1.2 Cahier des charges mis à jour

- $V_{out_{RMS}} = 50\text{ V}$ (25 V si demi-pont capacitif) soit $V_{out} = \sqrt{2} * 50 = 71V$ (35.5 V si demi-pont capacitif)
- $f_{MLI} = 10\text{ Khz}$
- Tension de sortie sinusoïdale 50 Hz (on travaille sur un seul bras)
- $P = 250\text{ W}$
- $E = 80\text{ V}$
- $I = 6\text{ A}$
- $V_{MLI} = 0\text{ à }3.3\text{ V}$
- Nous proposons une commande isolée du bras de commutation.
- Une mesure de courant isolée

2 Analyse et choix des composants

2.1 Analyse des paramètres pertinents du IRF520

Pour ce projet, on va utiliser le MOSFET IRF520. Les caractéristiques de ce mosfet nous permettent d'atteindre les performances suivantes (depuis la datasheet du mosfet IRF520 de VISHAY) :

- $V_{ds_{max}} = 100V$ donc la tension maximale entre le drain et la source du mosfet correspond bien en tension à notre cahier de charge. Dans notre cas, $V_{ds_{max}} = 71V$.
- L'analyse du tableau des dynamiques dans le datasheet montre qu'on peut avoir la fréquence de commutation de 10KHz que demande le cahier des charges.
- Le mosfet peut dissiper selon le datasheet une puissance maximale de 60W ce qui dépasse largement les pertes qu'on va avoir dans notre projet.
- Nous avons un V_{gsth} entre 2V et 4V. Mais pour avoir de bonnes performances, on utilise un circuit de commande de avec une tension de 10 V.

- un dissipateur thermique est utilisé pour la gestion du flux thermique lié aux pertes.

2.2 Choix de driver pour les transistors

On a à notre disposition trois options pour commander les grilles de nos MOSFET (et surtout celui du High side qui pose problème car il est a source flottante) :

Méthode	Avantages	Inconvénients
Transformateur d'isolation	<ul style="list-style-type: none">— Isolation galvanique garantie.— Permet de commander le HIGHSIDE MOS avec un V_{gs} suffisant par rapport à la source.	<ul style="list-style-type: none">— Besoin d'un transformateur (lourd et encombrant, pas disponible en salle de TP).
Bootstrap	<ul style="list-style-type: none">— Solution simple et faible coût (pas besoin d'autres composants).— Permet de commander le HIGHSIDE MOS avec un V_{gs} suffisant par rapport à la source.	<ul style="list-style-type: none">— Pas d'isolation galvanique entre la commande et le circuit de puissance.
Deux push-pull avec alimentations séparées	<ul style="list-style-type: none">— Solution simple.— Permet de commander le HIGHSIDE MOS avec un V_{gs} suffisant par rapport à la source.	<ul style="list-style-type: none">— Pas d'isolation galvanique entre la commande et le circuit de puissance.— Solution coûteuse (2 alimentations pour la commande).
Optocoupleur	<ul style="list-style-type: none">— Solution simple (pas besoin d'autres composants).— Permet de commander le HIGHSIDE MOS avec un V_{gs} suffisant par rapport à la source.	<ul style="list-style-type: none">— Solution coûteuse (2 alimentations pour la commande).

TABLE 1 – Comparaison des différentes méthodes de commande du HIGHSIDE MOS

Donc, d'après note analyse, on a décidé d'utiliser un optocoupleur en raison de ses avantages. Il ne requiert pas de nouveaux composants et assure l'isolation galvanique.

2.3 Choix de composants pour le circuit à délai

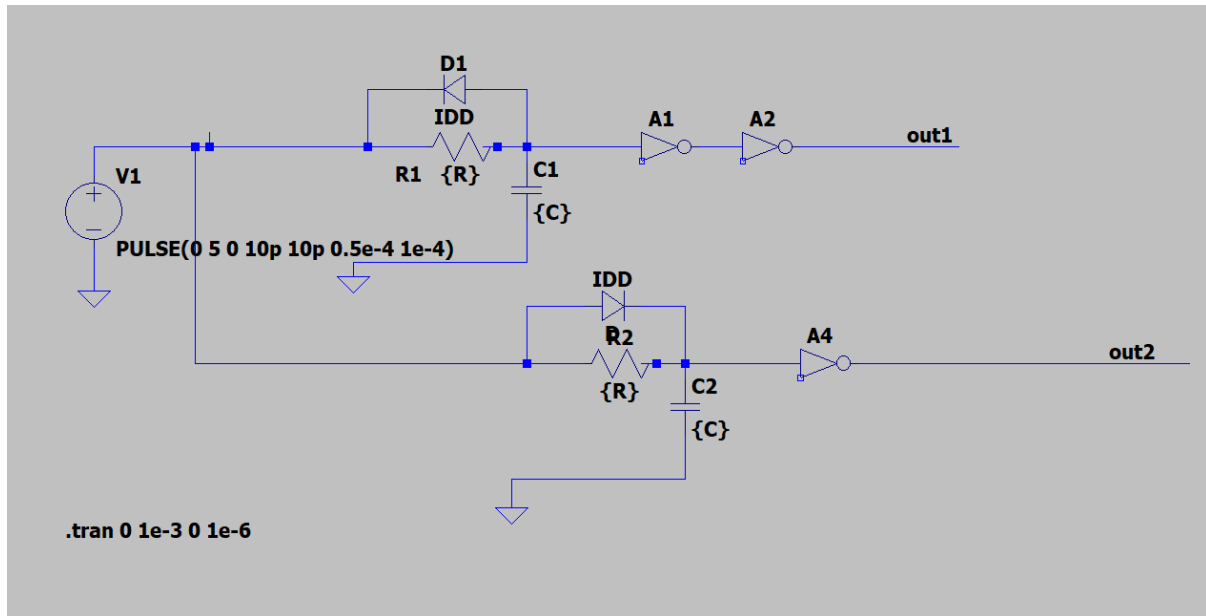


FIGURE 1 – Schéma du circuit RC de délai

Comme le montre la figure 1, on a besoin de circuits logiques, de diodes, de condensateurs et de résistances. Ce circuit de délai est un circuit de commande. On peut donc choisir une diode de signal comme le 1N4148. Pour les circuits logiques, on utilise le 4000.

Le circuit RC définit le temps mort. La valeur de la résistance et celle du condensateur sont reliées par l'équation 1

$$\tau = RC \quad (1)$$

Pour notre circuit, on a $\tau = 2\mu s$, Ainsi on a pris $C = 10pF$ et $R = 1M\Omega$.

2.4 Choix de microcontrôleur pour le contrôle

Le microcontrôleur Arduino MEGA 2560 a été utilisé pour la commande :

- Génération des signaux de commande à 10 KHz.
- Mesure de tension.
- Implémenter les correcteurs.

2.5 Choix du capteur de courant

Le capteurs de courant qu'on a choisi est le ACS712. Il possède une bande passante de 80 KHz qui est largement suffisant pour notre projet. La résistance interne du capteur est de $1.2m\Omega$. Pour un courant maximal de 6 A, la chute de tension dans le capteur est de 7.5 mV ce qui est négligeable. Le courant maximal de 6 A est aussi en dessous du courant maximal que le capteur peut supporter.

3 Simulation dans LTSPICE

3.1 Objectifs et progression

L'objectif principal de la simulation était de valider le dimensionnement du bras d'onduleur et de confirmer certaines grandeurs clés, notamment les pertes dans chaque transistor et diode, ainsi que la puissance effectivement transmise au réseau, afin d'évaluer la robustesse de l'asservissement. Il s'agissait également de vérifier que les ondulations de courant — et de tension dans le cas de l'onduleur à demi-pont capacitif — restent dans des limites acceptables. La simulation a été entièrement réalisée sur LTspice. Certains composants ont été adaptés en fonction des disponibilités des modèle SPICE fournis par le constructeur : le TLP250 a été remplacé par son successeur, le TLP5705, et la diode 1N4004 par une 1N4007 (voir la figure 2).

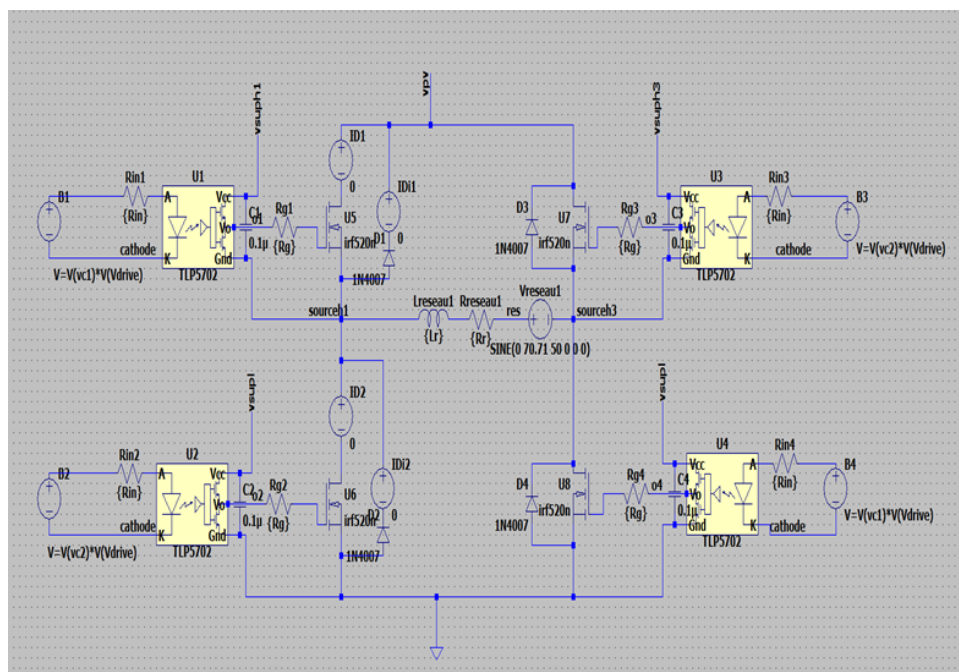


FIGURE 2 – Schéma de l'onduleur complet sur LTspice.

Les étapes préliminaires de la simulation sont destinées à valider progressivement la stratégie de commande. Dans un premier temps, une commande bipolaire a été simulée à

l'aide de composants idéaux afin de vérifier la bonne commutation des transistors. Ensuite, un contrôle en boucle ouverte par modulation de largeur d'impulsion (MLI) a été testé, en modulant le flux de puissance par déphasage de la modulante, ce qui permet de contrôler l'angle de puissance. Par la suite, deux correcteurs hystérésis différents ont été simulés pour l'asservissement du courant (voir section 4.3). Enfin, le contrôle a été testé sur un onduleur à demi-pont capacitif, topologie choisie pour l'implémentation expérimentale finale (voir la figure 3).

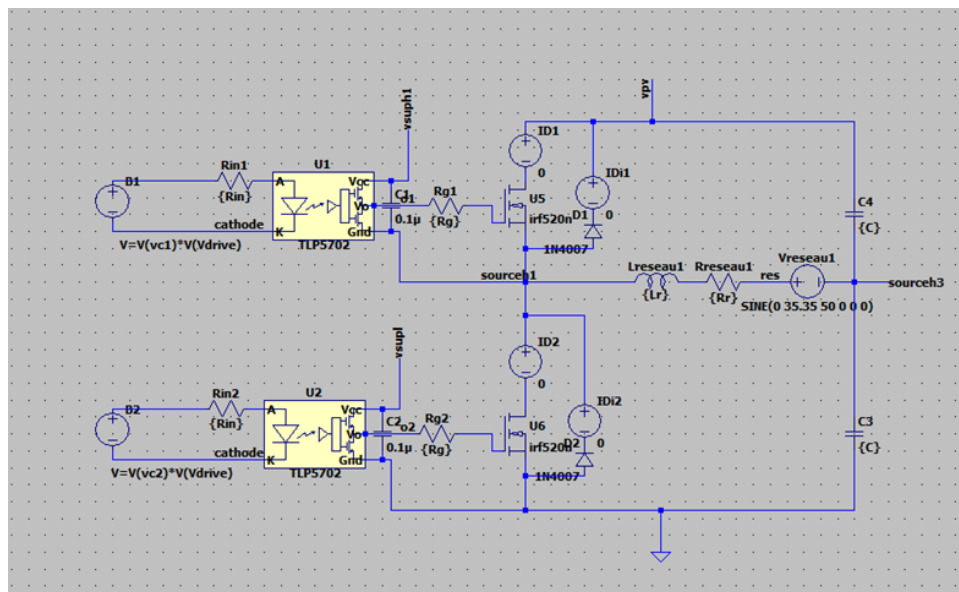


FIGURE 3 – Schéma de l'onduleur à demi-pont capacitif sur LTSpice.

3.2 Dimensionnement

3.2.1 Structure du fichier xlsx

Un fichier `xlsx` a été utilisé pour définir des feuilles de calcul permettant de faciliter le dimensionnement du bras d'onduleur. À partir d'un modèle thermique en régime permanent — basé sur les résistances thermiques extraites des fiches techniques — il est possible d'estimer le courant maximal admissible, en tenant compte du dissipateur thermique disponible en salle de TP (6,6 K/W) et de la pâte thermique utilisée (0,7 W/m · K) (voir les relations sur la figure 4). Ce courant maximal permet ensuite de déterminer la puissance apparente maximale de l'onduleur.

Le fichier Excel a également été utilisé pour dimensionner l'inductance de filtrage (filtre L), afin de limiter les ondulations de courant selon un critère défini (dans notre cas, 10 % du courant maximal), ainsi que la capacité du demi-pont capacitif pour limiter les ondulations de tension (dans notre cas, 10 % de la moitié du bus DC).

L'un des avantages majeurs de cet outil est la visualisation rapide de certaines grandeurs critiques, comme la puissance maximale supportée par la diode par rapport à celle

dissipée en conditions nominales, ou encore la comparaison entre le courant maximal indiqué dans la fiche technique et celui calculé selon les contraintes thermiques réelles.

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{max} = \frac{T_j - T_a}{R_{th}(JC) + R_{th}(CS) + R_{th}(SA)} \\ \left(\frac{I_{rms}}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot R_{ds(on)} + \frac{1}{2} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{rms} \cdot V_{pv} \cdot (t_{on} + t_{off}) - P_{max} = 0 \\ \Delta i_{pp,max} = \frac{V_{dc} T_s}{2L} \\ \Delta V_c = \frac{I_{max}}{(2C) \cdot f \cdot \pi} \end{array} \right.$$

FIGURE 4 – Relations pertinentes utilisée dans le fichier excel [1].

De plus, le fichier xlsx nous permet d'obtenir les conditions maximales admissibles suivantes :

- P_d : Puissance maximale dissipée dans le transistor = 14.9W .
- P_{diode} : Puissance maximale dissipée dans la diode = 1.6W.
- I_{RMSmax} : Courant max = 10.45 A.
- P_{max} : Puissance max de l'onduleur = 522 W. (261 W pour onduleur à demi-pont capacitif).

On respecte bien le cahier de charge de la section 1.

3.3 Resultats de simulation

Le fichier Excel fournit les valeurs suivantes pour le point de fonctionnement considéré (voir la figure 5 pour une comparaison des résultats) :

- Fréquence de découpage : $f_c = 10$ kHz
- Courant efficace nominal de référence : $I_{\text{rmsn}} = 6,36$ A

Valeur de l'inductance de filtrage

Pour limiter l'ondulation de courant à 10 % du courant efficace nominal, soit :

$$\Delta I \Big|_{I_{\text{rmsn}}} = 0,1 \cdot I_{\text{rmsn}} \cdot \sqrt{2} = 0,9 \text{ A}$$

la valeur de l'inductance nécessaire est :

$$L_{\text{réseau}} = 2,4 \text{ mH}$$

Valeur de la capacité du demi-pont capacitif

Pour une ondulation de tension de 10 % de la demi-tension de bus, soit :

$$\Delta V_c \Big|_{I_{\text{rmsmax}}} = 0,1 \cdot \frac{V_{pv}}{2} = 4 \text{ V}$$

la capacité nécessaire est :

$$C = 11 \text{ mF}$$

Ondulation de tension pour le courant nominal

L'ondulation de tension estimée à partir du courant nominal est :

$$\Delta V_c \Big|_{I_{\text{rmsn}}} = 2,43 \text{ V}$$

sur la figure 5, un résumé des résultats obtenus par rapport au sorties du fichier xslx :

On peut voir les allures sur la figure 6

Remarque : Les pics de courant importants (jusqu'à 40 A) observés sur la figure 6 lors des commutations sont principalement dus à la capacité de jonction de la diode ainsi qu'au courant de recouvrement inverse. Bien que leur contribution aux pertes soit négligeable, il est essentiel de s'assurer que le bus DC puisse supporter ces surintensités. Dans le cas contraire, l'ajout d'un filtre LC en amont pourrait être nécessaire pour limiter ces pics de courant.

Paramètre	Fichier Excel	Simulation
$P_{lossn}(W)$	5.5	<div>Waveform: $V(vp_v,sourceh1)*I(lid1)$</div> <div>Interval Start: 0s</div> <div>Interval End: 20ms</div> <div>Average: 4.8868W</div> <div>Integral: 97.736mJ</div>
$P_{invmax}(W)$	159	<div>Waveform: $V(res,sourceh3)*I(Lresea...$</div> <div>Interval Start: 0s</div> <div>Interval End: 20ms</div> <div>Average: 159.22W</div> <div>Integral: 3.1843J</div>
$\Delta V_c _{I_{rmsn}}(V)$	2.4	<div>Diff(Cursor2 - Cursor1)</div> <div>Horz: 9.5888889ms</div> <div>Vert: -2.4366609V</div> <div>Freq: 104.28737Hz</div> <div>Slope: -254.113</div>

FIGURE 5 – Comparaison entre les sortie du fichier xlsx et les résultats de simulation.

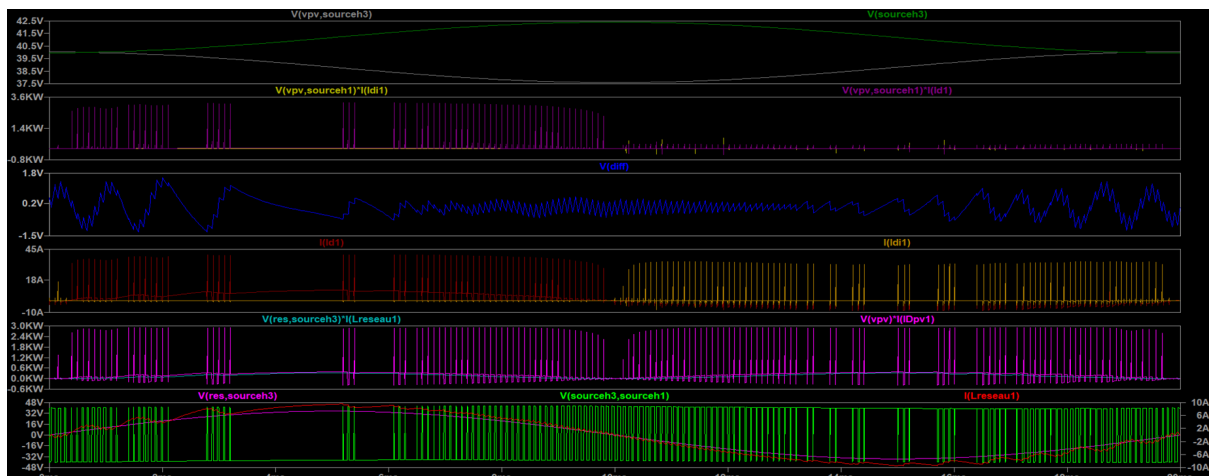


FIGURE 6 – Courbes de la simulation.

4 Capteurs, instrumentation et commande

4.1 Calibration du capteur ACS712 pour la mesure de courant

La mesure de courant est faite par un capteur de courant ACS712. Pour utiliser le capteur, nous avons déterminé expérimentalement le lien entre la tension mesurée à sa sortie et le courant qui est mesuré. Les données de ces mesures sont rassemblées dans le tableau ci dessous.

Courant (A)	Valeur du CAN	Tension (V)
0	515	2.52
1	551	2.69
2	586	2.86
3	627	3.05
4	660	3.24

TABLE 2 – Mesures de courant, valeur du convertisseur analogique-numérique (CAN) et tension correspondante

De ce tableau, on déduit par régression linéaire la relation suivante entre le courant et la tension mesurée en sortie du capteur par notre CAN.

$$i(t) = 5.55 * v_{meas}(t) - 13.942 \quad (2)$$

4.2 La mesure de la tension du réseaux

La tension du réseaux doit être mesurée pour faire l’asservissement du courant. Pour le faire, on fait une mesure à travers un transformateur pour assurer l’isolation. Le transformateur est suivi ensuite d’un pont diviseur de tension et d’un AOP additionneur et finalement du microcontrôleur comme sur le schéma suivant.

- La tension du réseau a une amplitude crête à crête de 650V. La sonde de mesure contenant le transformateur a un gain de 1/100. Il faut donc un gain de 0.76 en plus pour que l’image de la tension du réseaux soit entre +2.5V et -2.5V. C’est que le pont diviseur de tension après le transformateur fait.
- Il faut une tension de 2.5V à ajouter à la tension image du réseaux afin de le mettre dans la fenêtre de mesure du CAN qui est de 0 à 5V. C’est ce rôle que joue le second pont diviseur de tension.
- Ces deux tensions sont ensuite additionnées par l’amplificateur opérationnel avant d’aller vers la mesure par le microcontrôleur.

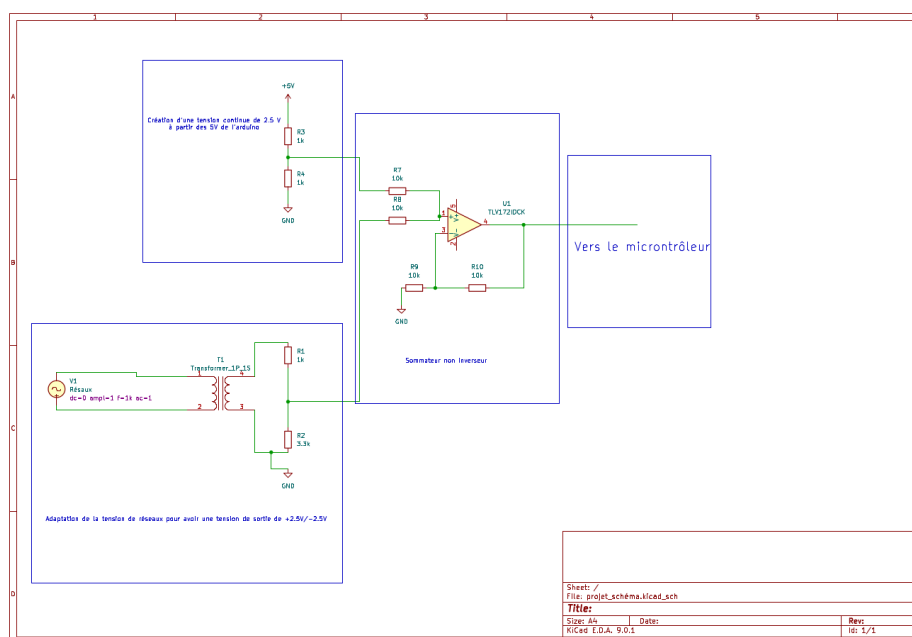


FIGURE 7 – Schéma circuit de mesure de tension

4.3 Les Correcteurs

4.3.1 Contrôleur à hystérésis

Le contrôleur à hystérésis présente plusieurs avantages qui en font une solution intéressante pour le pilotage d'un bras d'onduleur. Il est notamment plus simple à implémenter sur un microcontrôleur, car il ne nécessite pas de calculs complexes. Sa rapidité constitue également un atout important, puisqu'il réagit directement aux écarts entre la consigne et la mesure sans introduire de délai logiciel.

Cependant, cette approche présente également un inconvénient notable : la fréquence de commutation n'est pas constante, ce qui peut compliquer le dimensionnement des filtres de sortie et générer des perturbations électromagnétiques variables. Ce comportement doit être pris en compte lors de la conception du système global (voir la figure 8 pour une implémentation analogique de ce correcteur).

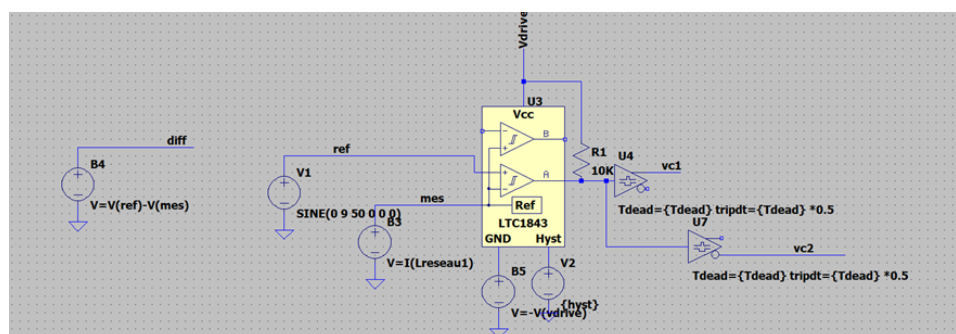


FIGURE 8 – Correcteur hystérésis analogique.

4.3.2 Contrôleur proportionnel

L'ajout d'un gain proportionnel permet de corriger l'erreur entre le courant mesuré et la consigne. Bien que cette méthode ne puisse pas annuler totalement l'erreur, elle permet de la réduire de manière significative. Ce type de régulation présente l'avantage d'être simple à implémenter tout en maintenant une fréquence de découpage constante, ce qui facilite le dimensionnement des filtres (voir la figure 9).

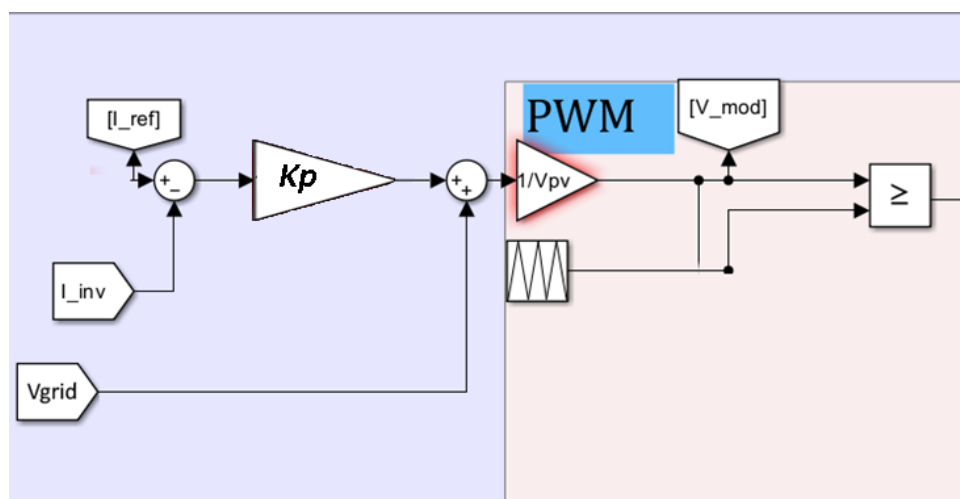


FIGURE 9 – Correcteur proportionnel.

5 Implémentation de l'asservissement de courant avec Arduino

Le choix du correcteur est effectué en début de programme. Ensuite, quatre mesures (2 mesures de courants, 2 mesures de la tension réseau) sont réalisées via le CAN, dont seulement deux sont réellement exploitables. En effet, après un changement de canal, une première mesure doit être ignorée pour laisser le temps au condensateur du CAN de se décharger correctement (voir [2] et la figure 11).

Le courant de référence est généré à partir de la tension réseau, de manière à ce que le courant injecté soit en phase avec celle-ci. La différence entre le courant mesuré et le courant de référence est ensuite injectée dans le correcteur.

Remarque : le correcteur est limité en vitesse par la fréquence d'acquisition des mesures CAN. Le fonctionnement global du programme est illustré dans le diagramme de la figure 10.

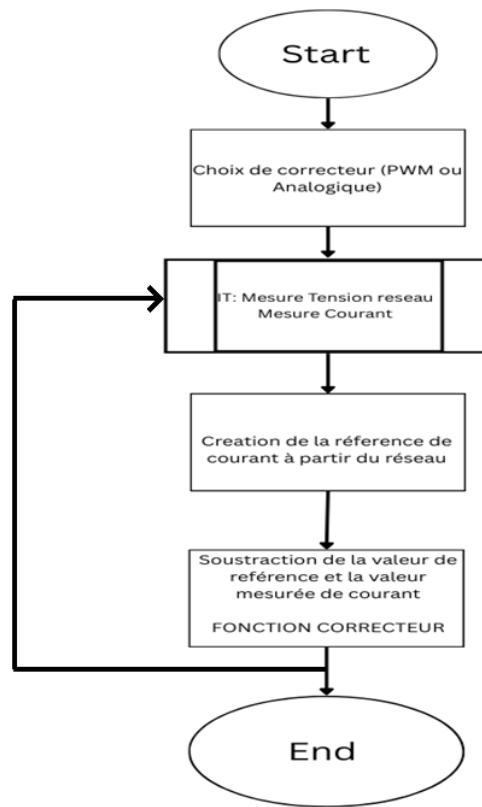


FIGURE 10 – Organigramme du programme.

```

1. ISR(ADC_vect) {
2.     static uint8_t discard = 0;
3.     static uint8_t channel = 0;
4.
5.     //Conversion time : 52µS (TOTAL CONVERSION TIME : 208µS)
6.
7.
8.     if (discard) {
9.         discard = 0;
10.        ADCSRA |= (1 << ADSC);           // Start next conversion
11.        return; // Discard this reading (to empty S&H capacitor)
12.    }
13.
14.    if (channel == 0) {
15.
16.        ADCV = ADC;                       // Read ADC0
17.        ADMUX = (ADMUX & 0xF0) | 0x01;    // Switch to ADC1
18.        channel = 1;
19.    } else {
20.
21.        ADCC = ADC;                       // Read ADC1
22.        ADMUX = (ADMUX & 0xF0) | 0x00;    // Switch to ADC0
23.        channel = 0;
24.    }
25.
26.    discard = 1;                           // Discard next conversion
27.    ADCSRA |= (1 << ADSC);                 // Start next conversion
28. }
    
```

FIGURE 11 – Mesures CAN et changement de canal.

5.0.1 Asservissement d'un courant sinusoïdal en phase avec la tension réseau sur une charge RL

L'objectif de cette étape est de vérifier la bonne implémentation de la commande sur Arduino pour le pilotage d'un courant sinusoïdal injecté dans une charge de type RL. Le courant de référence est généré de manière synchronisée avec la tension du réseau. Une attention particulière est portée au choix de l'amplitude de ce courant de référence afin de minimiser l'erreur relative liée à la quantification lors de l'acquisition des signaux (voir les relations sur la figure 12).

$$\Delta I = \frac{\Delta V_{cur}}{ASCG}$$

$$\Delta i_{pp,max} = \frac{V_{dc} T_s}{2L}$$

FIGURE 12 – Relations pertinentes au test final de l'asservissement [1].

Paramètres du modèle :

- ΔI : Erreur de mesure du courant.
- ΔV_{cur} : Erreur de mesure de tension.
- $ASCG$: Atténuation du capteur de courant (mV/A).

5.0.2 Résultats (Correcteur hystérésis)

On peut clairement voir la superposition entre le courant (rose) avec le réseau (rouge) sur la figure 13.

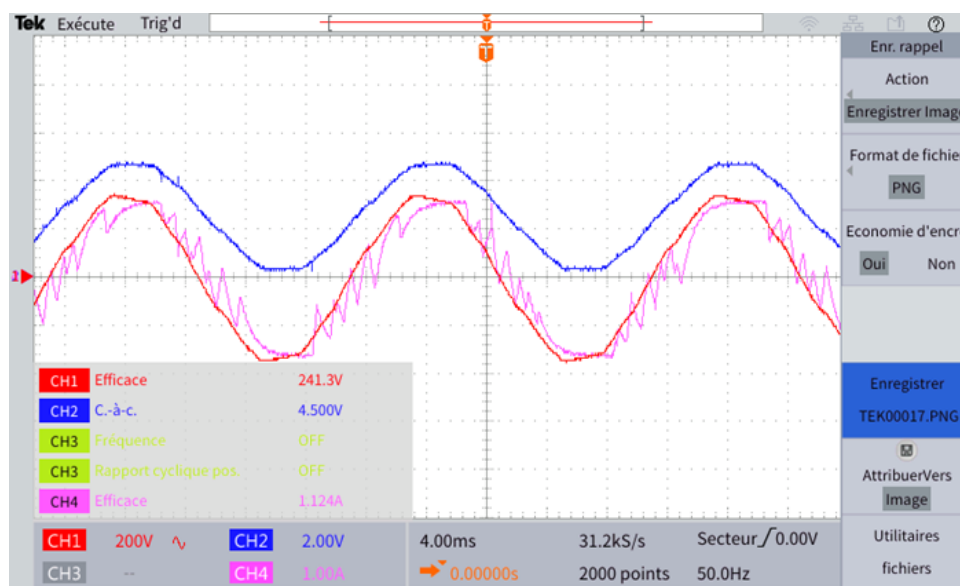


FIGURE 13 – Résultats du test.

Conclusion

Un onduleur de courant destiné principalement à l'injection de puissance active sur le réseau peut être implémenté de manière satisfaisante à l'aide de composants accessibles tels que les transistors **IRF520N** et les diodes **1N4004**. Malgré les limitations de ces composants (temps de recouvrement, capacité parasite), il est possible, avec un dimensionnement thermique adéquat et un contrôle bien conçu, de respecter les exigences du cahier des charges. Les simulations ont permis de valider les pertes, le comportement dynamique, ainsi que l'efficacité de l'asservissement. L'utilisation d'un contrôleur hystérésis ou proportionnel permet une première implémentation simple, en phase avec la tension du réseau.

Travaux futurs

Plusieurs pistes d'amélioration sont envisagées pour faire évoluer ce projet vers une solution plus performante et conforme aux normes industrielles. L'intégration d'un filtre LCL permettrait de réduire les harmoniques d'injection selon les exigences du standard **IEEE 1547** (Pour un calibre de puissance supérieur). Le passage à un contrôle dans le repère (dq) offrirait un asservissement de grandeurs continues (au lieu de sinusoïdales), améliorant la robustesse et la stabilité des régulateurs proportionnels ou PI. L'implémentation d'un circuit **PLL** (Phase-Locked Loop) assurerait une synchronisation fiable avec le réseau et permettrait un contrôle précis du déphasage entre la tension réseau et le courant, ouvrant la voie à une gestion fine de la puissance active.

En parallèle, l'utilisation de diodes Schottky à faibles pertes permettrait de réduire

les pertes de conduction des diodes et donc une meilleure capacité à tolérer un déphasage de courant important (possibilité de transmettre de la puissance réactive) . La réalisation d'un circuit imprimé (PCB) contribuerait à fiabiliser l'assemblage. Enfin, une prise en compte plus fine des capacités thermiques des composants dans les calculs de dimensionnement permettrait d'évaluer avec plus de précision les limites admissibles en courant crête lors des régimes transitoires (commutations).

6 Taches et planning

6.1 Tâches sur plaque à bornes

- **SÉANCE 1 (05/03) :**
 - Commander un MOSFET IRF520 avec le GBF et mesurer les temps de commutation. (TÂCHE ACCOMPLIE À TEMPS)
- **SÉANCE 2 (12/03) :**
 - Réaliser le circuit Push-pull bipolaire (2N2907 PNP et 2N2222 NPN). (Accomplie lors de la SÉANCE 2)
- **SÉANCE 3 (12/03) :**
 - Analyser les temps de commutation "Ton", "Toff", ainsi que les pertes par commutation après l'utilisation du push-pull. (TÂCHE ACCOMPLIE À TEMPS)
 - Test de commande du MOSFET low-side avec un optocoupleur TLP250 à faible puissance et à tension nominale. (TÂCHE ACCOMPLIE À TEMPS)
- **SÉANCE 4 (19/03) :**
 - Voir l'incidence de la résistance R_g sur la commutation. (TÂCHE ACCOMPLIE À TEMPS)
 - Test de commande du bras d'onduleur avec des optocoupleurs TLP250 à faible puissance et à tension nominale. (TÂCHE ACCOMPLIE À LA SÉANCE 6)
- **SÉANCE 5 (26/03) :**
 - Choix du circuit de commande de grille. (TÂCHE ACCOMPLIE À TEMPS)
 - Test de commande du bras de commutation avec des optocoupleurs TLP250. (TÂCHE ACCOMPLIE À TEMPS)
- **SÉANCE 6 (02/04) :**
 - Faire le montage avec le circuit de commande de grille choisi et faire les mêmes analyses. (TÂCHE ACCOMPLIE À TEMPS)
 - Faire le montage du bras d'onduleur. (TÂCHE ACCOMPLIE À TEMPS)
- **SÉANCE 7 (07/05) :**
 - Mettre en place un filtre LC pour filtrer les ondulations de courant et tension. (On s'est rendu compte que cette tâche n'est pas une tâche prioritaire).
 - Tester le capteur de courant sur le bras de pont. (Accompli lors de la séance 9)

- Implémenter un correcteur par hystérésis sur Arduino/Carte DSP et le tester. (Accompli lors de la séance 9)
- **SÉANCE 8 (14/05) :**
 - Finaliser le dimensionnement en prenant en compte les dissipateur thermique/pate thermiques à notre disposition. (TÂCHE ACCOMPLIE À TEMPS)
 - Trouver un moyen pour mesurer la phase du réseau (CAN Arduino). (TÂCHE ACCOMPLIE À TEMPS)
- **SÉANCE 9 (21/05) :**
 - Conception du circuit imprimé sur Eagle. (On a pas pu le faire)

6.2 Tâches sous LTspice (à faire en parallèle)

- **SÉANCE 4 (19/03) :**
 - Simulation d'un bras d'onduleur. (TÂCHE ACCOMPLIE À TEMPS)
 - Simulation d'une commande pleine onde bipolaire. (TÂCHE ACCOMPLIE À TEMPS)
- **SÉANCE 5 (26/03) :**
 - Simulation d'une commande MLI. (TÂCHE ACCOMPLIE À TEMPS)
- **SÉANCE 6 (02/04) :**
 - Faire en sorte que la simulation soit le plus proche possible de ce qu'on veut implémenter réellement (filtrage de courant/tension, améliorations possibles, etc.). (TÂCHE ACCOMPLIE À TEMPS)
- **SÉANCE 7 (07/05) :**
 - Simulation de l'asservissement de courant. (TÂCHE ACCOMPLIE À TEMPS)

Références

- [1] N. Z. 1 and R. Gouws, "Switching current ripple calculation for the passive filter design of the grid connected inverter," *International Conference on Electrical, Electronics, Computers, Communication, Mechanical and Computing (EECCMC)*, 2021.
- [2] Atmel, "Atmega datasheet," https://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/atmel-2549-8-bit-avr-microcontroller-atmega640-1280-1281-2560-2561_datasheet.pdf, Tech. Rep., 2024.