



**HAL**  
open science

## Pilotage d'actionneurs piézoélectriques avec temps de réponse ajustable par un convertisseur DC/AC

Nassim Bennacer, Christian Martin, Loris Pace

► **To cite this version:**

Nassim Bennacer, Christian Martin, Loris Pace. Pilotage d'actionneurs piézoélectriques avec temps de réponse ajustable par un convertisseur DC/AC. Journées couplées du GDR SEEDS et de la conférence JCGE - Jeunes Chercheurs en Génie Electrique, GDR SEEDS, Jun 2024, 44490 Le Croisic, France. hal-04828347

**HAL Id: hal-04828347**

**<https://hal.science/hal-04828347v1>**

Submitted on 10 Dec 2024

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

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

# Pilotage d'actionneurs piézoélectriques avec temps de réponse ajustable par un convertisseur DC/AC

Nassim Rayane BENNACER \* Christian MARTIN \* Loris PACE \*

\* Université Claude Bernard Lyon 1, Ampère, UMR5005, INSA Lyon, Ecole Centrale de Lyon, CNRS, Villeurbanne, F-69100, France  
*nassim.bennacer@univ-lyon1.fr*

**RESUME** - Les actionneurs diélectriques sont apparus dans de nombreuses applications récentes pour répondre à des exigences en termes de performance, volume ou poids. Cependant, le fonctionnement de ces actionneurs nécessite des niveaux de tension élevés, que s'ajoute la nécessité de récupérer l'énergie due au comportement capacitif de ces actionneurs. Un convertisseur de puissance s'avère donc indispensable pour piloter de tels actionneurs. Dans ce travail, une structure de conversion DC/AC est proposée pour le pilotage d'un actionneur 1000V pour permettre de contrôler sa vitesse (temps d'actionnement de 1ms) et de récupérer l'énergie stockée de l'actionneur. Des résultats de simulation sont présentés pour le convertisseur DC/AC proposé, accompagnés des résultats expérimentaux du prototype réalisé.

**ABSTRACT** - Dielectric actuators have appeared recently in many applications to meet requirements in terms of performance, volume or weight. However, the operation of these actuators calls for a high voltage, combined with the need to recover energy due to the capacitive behavior of these actuators. A power converter is therefore essential to drive such actuators. In this work, a DC/AC converter structure is proposed for driving a 1000V actuator to control its speed (actuation of 1ms) and to recover energy stored within the actuator. Simulation results are presented for the proposed DC/AC converter, along with experimental results obtained with a realized prototype of the DC/AC converter.

**MOTS-CLES** - Actionneur piézoélectrique, convertisseur DC/AC, haute-tension, pilotage d'actionneurs, transmission hydraulique.

## 1. Introduction

Actuellement, la plupart des engins off-road sont alimentés par une pompe thermique couplée avec une transmission hydraulique afin de bénéficier d'une densité de puissance élevée et d'un meilleur rendement. Toutefois, il est nécessaire de considérer la contrôlabilité d'une telle transmission. Une solution est d'introduire des actionneurs haute vitesse pour améliorer à la fois le rendement et la pilotabilité de ce système. Dans un tel contexte, les actionneurs diélectriques tels que les piézoélectriques et polymères sont des solutions prometteuses en raison de leurs avantages : peu encombrants, absence d'éléments magnétiques, génération rapide d'effort mécanique et enfin la possibilité de récupérer l'énergie [1]. Dans le projet P4Hydro, une nouvelle transmission hydraulique est proposée, basée sur des actionneurs piézoélectriques à haute vitesse pour permettre d'améliorer les performances mécaniques et d'améliorer le confort de l'utilisateur. Chaque actionneur commute entre deux états fermé/ouvert à des temps de transition de 1ms. Pour cela, il est nécessaire de faire appel à un convertisseur de puissance capable de générer une tension suffisante pour piloter l'actionneur piézoélectrique et aussi régler les temps de réponse à 1ms. Dans la littérature, plusieurs structures ont été élaborées pour le pilotage d'un seul actionneur piézoélectrique. On retrouve principalement un convertisseur DC/DC boost en cascade avec une structure DC/AC [2]. La partie DC/DC permet de fournir une tension relativement élevée pour avoir une déformation de l'actionneur, tandis que le convertisseur DC/AC sert pour le pilotage. Dans la plupart des travaux présentés, l'étude est focalisée sur la structure DC/DC élévatrice de tension, mais peu de contributions ont été apportées pour la partie DC/AC. Deux types de topologies DC/AC sont présentées pour le pilotage des actionneurs piézoélectriques : les topologies alimentées en tension [3] et les topologies alimentées en courant [4]. Les structures DC/AC alimentées en tension présentent une meilleure simplicité, mais en raison du comportement capacitif de l'actionneur, il est souvent nécessaire de rajouter des résistances pour limiter le courant, ce qui conduit à une dissipation considérable d'énergie [3], [5], [6], [7]. En revanche, les structures alimentées en courant ne présentent pas d'éléments dissipatifs. Cependant, les inductances insérées dans ces structures occupent un volume important en raison de la faible fréquence de fonctionnement des actionneurs piézoélectriques (quelques centaines de Hertz) [8], [9]. Dans notre étude, Seule la structure DC/AC est considérée dans cet article. La structure proposée du DC/AC doit répondre aux objectifs suivants:

- Générer une tension sous forme trapézoïdale entre 0/1000V avec des temps de montée/descente de 1ms.
- Permettre de récupérer l'énergie stockée dans l'actionneur lorsque ce dernier est relaxé (ouverture).
- Minimiser la taille du convertisseur pour permettre une meilleure intégration avec l'actionneur piézoélectrique.

Dans ce travail, un convertisseur DC/AC unipolaire est proposé pour ce projet, basé sur la topologie dans [10]. Cette structure est composée d'un bras d'onduleur alimenté en tension, avec en parallèle un circuit shunt incluant une inductance pour relier entre la source de tension et l'actionneur piézoélectrique. Le circuit shunt permet d'assurer la

commutation douce du bras d'onduleur pour éviter les pertes liées à une connexion directe entre deux sources de tension. De plus, la fréquence de commutation du circuit shunt est différente de la fréquence de fonctionnement de l'actionneur piézoélectrique, évitant ainsi une inductance encombrante. Dans cette structure, nous avons introduit un fonctionnement haute fréquence en boucle fermée pour contrôler le courant de sortie afin de fixer les temps de montée et descente exigés au lieu d'insérer une inductance de valeur très importante. Le travail présenté dans cet article est réparti comme suit:

- La première section est destinée à la modélisation électrique équivalente de l'actionneur piézoélectrique.
- La deuxième section est portée sur l'étude du convertisseur DC/AC proposée et son dimensionnement dans le cas de deux fonctionnements différents: boucle ouverte et boucle fermée.
- La dernière section est dédiée à la présentation du prototype expérimental ainsi que des résultats obtenus.

## 2. Modélisation de l'actionneur piézoélectrique

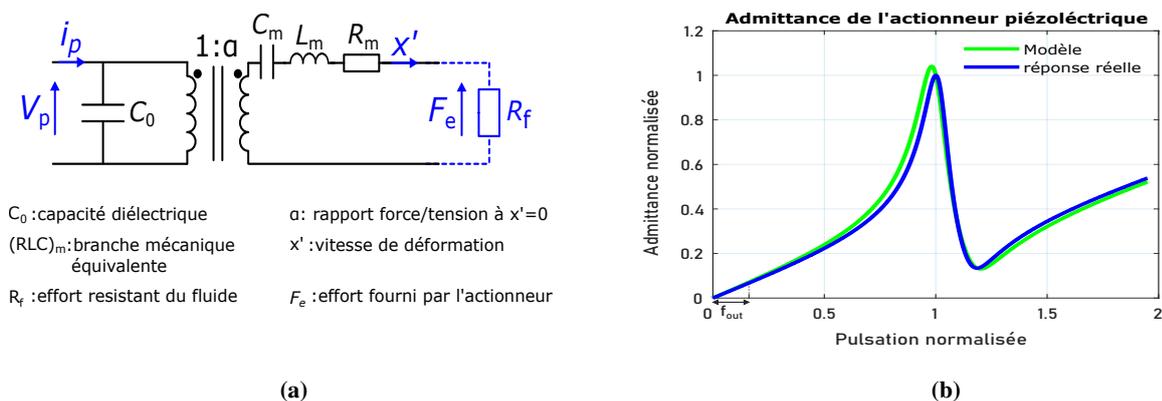
Afin d'étudier correctement la structure proposée du convertisseur DC/AC, il est nécessaire de déterminer un modèle électrique équivalent de l'actionneur piézoélectrique. La plupart des modèles proposés dans la littérature sont composés de (voir **Figure 1a**) [10], [11]:

- Une capacité électrique  $C_0$  correspondant au comportement diélectrique de l'actionneur.
- Une branche ( $R_m, L_m, C_m$ ) équivalent pour modéliser le comportement vibratoire de l'actionneur.
- Une force de sortie  $F_e$  représentant l'effort résistif appliqué par le fluide hydraulique sur l'actionneur. Cette force sera exprimée par une résistance  $R_f$  dans notre cas pour simplifier le modèle de l'actionneur.

Le modèle de l'actionneur piézoélectrique reviendra donc à une capacité électrique  $C_0$  en parallèle d'une branche équivalente ( $R', L', C'$ ). La **Figure 1b** montre bien la validité du modèle proposé par comparaison entre la réponse obtenue et la réponse réelle. Les paramètres de ce modèle ont été calculés par identification des valeurs extraites de la réponse réelle d'admittance avec les expressions analytiques des pulsations de résonance/anti-résonance  $\omega_0, \omega_1$  ainsi que leurs admittances respectives  $Y_{eq}(\omega_0), Y_{eq}(\omega_1)$ . Les équations à résoudre sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_0^2 = \frac{1}{L'C'} \\ \omega_1^2 = \frac{C_0+C'}{L'C'C_0} \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} Y_{eq}^2(\omega_0) = \frac{1+(R'C_0\omega_0)^2}{R'^2} \\ Y_{eq}^2(\omega_1) = \frac{(C_0+C')^2 \cdot R'^2}{\frac{C'^2}{C_0^2} L'^2 + R'^2 (C_0+C')} \frac{C'L'}{C_0} \end{array} \quad (1)$$

Sachant que la fréquence  $f_{out}$  de l'actionneur piézoélectrique est de 10Hz au maximum et que l'admittance est linéaire dans cette plage de fonctionnement, il est donc possible de ramener le modèle de l'actionneur à une capacité équivalente  $C_p$ . Nous utiliserons cette simplification dans l'étude et le dimensionnement du convertisseur DC/AC. Le modèle complet de l'actionneur sera repris quand le fonctionnement à haute fréquence (boucle fermée) sera introduit.



**Figure 1: (a): Modèle circuit équivalent de l'actionneur piézoélectrique; (b): réponse fréquentielle de l'admittance en fonctionnement à vide pour une tension d'entrée  $V_{eff}=1V$ .**

## 3. Topologie DC/AC proposée

### 3.1 Fonctionnement en boucle ouverte

Le convertisseur DC/AC aura comme objectif principal de générer une tension trapézoïdale 0/1000V avec un temps de montée/descente de 1ms pour piloter chaque actionneur piézoélectrique. Dans un premier temps, nous avons considéré la structure DC/AC proposée dans [10]. Elle est composée d'un bras d'onduleur  $Q_1 - Q_2$  avec en parallèle, un autre bras  $Q_3 - Q_4$  connecté avec une inductance  $L$  comme indiqué sur la **Figure 2**. Le bras  $Q_1 - Q_2$  représente le circuit principal du convertisseur DC/AC mais en raison de la nature capacitive de l'actionneur, le bras  $Q_1 - Q_2$  ne pourra pas fonctionner seul et un autre bras  $Q_3 - Q_4$  en série avec une inductance  $L$  est ajouté pour assurer la commutation à zéro de tension (ZVS) du bras  $Q_1 - Q_2$  durant son temps mort et permettre aussi de récupérer l'énergie stockée dans l'actionneur.

De manière assez similaire dans notre application, le bras  $Q_3 - Q_4$  est utilisé pour assurer la transition entre 0 et 1000V, puis le bras  $Q_1 - Q_2$  sous des conditions en ZVS permettrait de maintenir la tension en sortie  $V_p$  soit à 0, soit à 1000V et par la même occasion de récupérer l'énergie stockée dans l'inductance  $L$ . Les temps de montée et descente sont fixés par la valeur de  $L$ . De plus, un condensateur  $C_{bus}$  est ajouté à l'entrée du convertisseur DC/AC pour limiter les courants pulsatoires durant les phases de transition et ainsi éviter un surdimensionnement au niveau de la source d'entrée  $V_{DC}$ . Le fonctionnement du convertisseur DC/AC et le chronogramme sont illustrés dans la **Figure 3**. L'étude des phases du DC/AC se fera uniquement au niveau de la fermeture de l'actionneur (Mode 1 à Mode 5) vu la symétrie du fonctionnement.

- Mode 1**  $[t_0 \ t_1]$  : initialement les interrupteurs sont tous ouverts et la tension de l'actionneur piézoélectrique  $V_p = 0$ . A  $t = t_0$ , l'interrupteur  $Q_3$  est mis en conduction, une maille est formée avec  $V_{DC} - L - C_p$ . La tension de l'actionneur  $V_p$  augmente jusqu'à atteindre une valeur de  $V_{DC}$  à l'instant  $t_1$ . Le temps de montée  $t_r$  et le courant maximal  $I_{Lmax}$  sont donnés par :  $t_r = t_1 - t_0 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L \cdot C_p}$  ;  $I_{Lmax} = V_{DC} \sqrt{C_p/L}$ .
- Mode 2**  $[t_1 \ t'_1]$  : à  $t = t_1$ ,  $V_p = V_{DC}^+$ , la diode de structure  $D_{Q1}$  passe à l'état ON, tandis que l'interrupteur  $Q_3$  reste fermé. La tension  $V_p$  demeure égale à  $V_{DC}$  et l'inductance  $L$  se retrouve en roue libre. Le courant  $i_L$  est quasi constant ( $i_L \approx I_{Lmax}$ ) tandis que le courant  $i_p$  devient nul.
- Mode 3**  $[t'_1 \ t_2]$  : à  $t = t'_1$ , l'interrupteur  $Q_1$  passe à l'état ON sous condition de ZVS, le fonctionnement est le même que le Mode 2.
- Mode 4**  $[t_2 \ t_3]$  : à  $t = t_2$ , l'interrupteur  $Q_3$  passe à l'état OFF, l'énergie de l'inductance  $L$  est restituée vers la source par l'intermédiaire des diodes de structure  $D_{Q1}$  et  $D_{Q4}$ . La tension  $V_p$  est maintenue à  $V_{DC}$ . Cette phase prend fin quand le courant  $i_L$  devient nul. L'instant correspondant  $t_3$  est calculé par la formule suivante :  $t_3 - t_2 = i_{Lmax} \cdot \frac{L}{V_{DC}}$ .
- Mode 5**  $[t_3 \ t_4]$  : à  $t = t_3$ , les diodes  $D_{Q1}$  et  $D_{Q4}$  cessent de conduire. L'interrupteur  $Q_1$  reste fermé, la tension  $V_p$  est maintenue à  $V_{DC}$ . Les courants  $i_p$  et  $i_L$  sont nuls.

### 3.2 Dimensionnement du convertisseur DC/AC

Il est important de noter que la puissance moyenne délivrée à la sortie du DC/AC est très faible. Autrement dit, le convertisseur DC/AC envoie de l'énergie à l'actionneur pour passer à 1000V, puis il restitue la quasi-totalité au moment de l'ouverture. La puissance fournie en entrée servira juste à compenser les pertes du convertisseur. Comme mentionné précédemment, les temps de montée et descente, respectivement  $t_r$  et  $t_f$ , sont fixés par la valeur de l'inductance en utilisant les formules obtenues pour le Mode 1 et le Mode 6 :  $t_r = t_f = \frac{\pi}{2} \sqrt{L \cdot C_p}$  avec  $C_p$  la capacité de l'actionneur

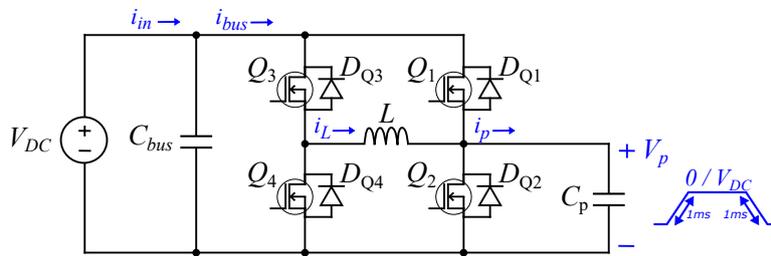


Figure 2: Topologie du convertisseur DC/AC proposée.

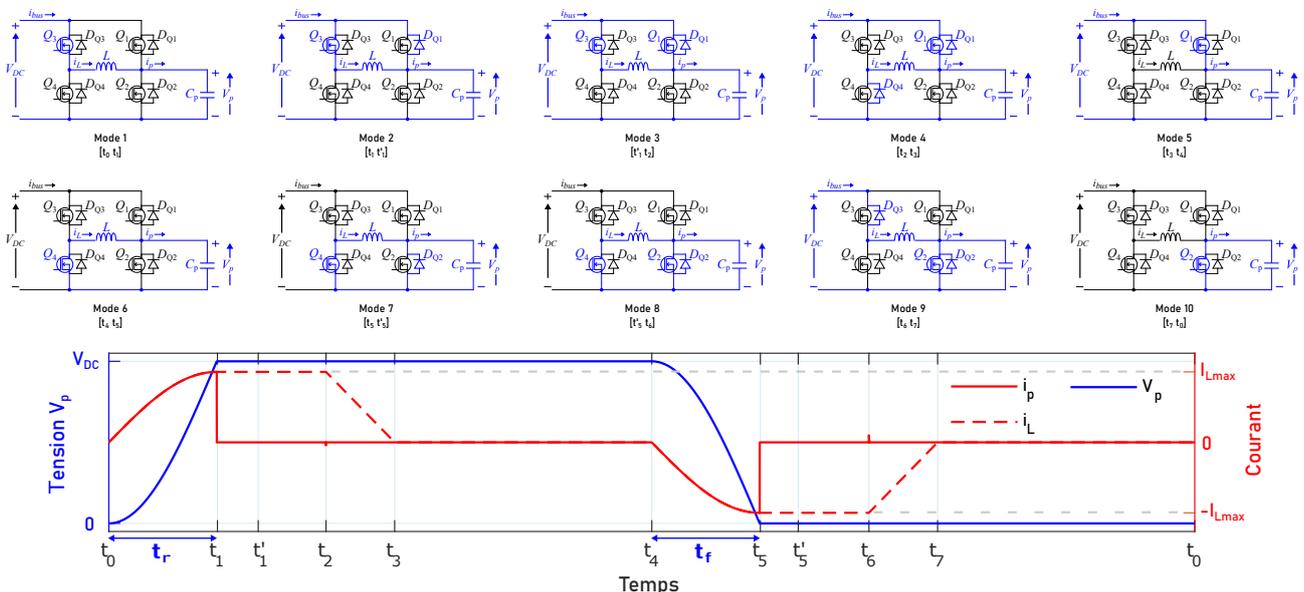


Figure 3: Phases de fonctionnement du convertisseur DC/AC proposée.

obtenue à partir de l'admittance réelle de l'actionneur. En connaissant la valeur de l'inductance  $L$ , il est possible de calculer le courant maximal par la formule :  $I_{Lmax} = V_{DC} \sqrt{C_p/L}$ .

Les interrupteurs de ce convertisseur fonctionnent à une fréquence maximale de  $10Hz$  et le courant est établi uniquement durant les phases de transition. Les pertes du DC/AC seront donc très faibles et l'ajout d'un dissipateur ne sera pas nécessaire.

Dans le **Figure 3**, l'actionneur piézoélectrique fait appel à un courant maximal égal à  $V_{DC} \sqrt{C_p/L}$ . Cet appel de courant est estimé à  $2A$  et la puissance instantanée résultante peut atteindre  $2kW$  qui ne peut pas être supportée par la source d'entrée  $V_{DC}$ . Pour remédier à cela, un condensateur  $C_{bus}$  est ajouté pour limiter ces appels de courant sur la source d'entrée. Idéalement, il serait intéressant que la source d'entrée soit dimensionnée pour uniquement compenser les pertes du DC/AC. Cependant, les appels de courant pendant la phase de fermeture (Mode 1) peuvent provoquer une chute de tension, mais la tension  $V_{dc}$  retrouvera sa valeur initiale au moment de l'ouverture.

Dans ce cas-là, il a été défini une chute de tension admissible  $\Delta V$  pour laquelle le condensateur  $C_{bus}$  doit être dimensionné. Nous considérons les hypothèses suivantes pour le calcul de  $C_{bus}$  :

-Les pertes du DC/AC sont négligées.

-L'influence de la source d'entrée n'est pas considérée, et le condensateur  $C_{bus}$  est chargé initialement à  $V_{DC}$  ( $V_{bus}(t_0) = V_{DC}$ ).

-La valeur du condensateur  $C_{bus}$  est largement supérieure à la capacité de l'actionneur  $C_p$ .

La valeur de  $C_{bus}$  est calculée en utilisant les expressions analytiques de la tension de sortie  $V_p(t)$  et le courant de sortie  $i_p(t)$  obtenus durant le **Mode 1** [ $t_0$   $t_1$ ] en prenant compte des conditions aux limites suivantes :

$$V_{bus}(t_0) = V_{DC} ; V_p(t_0) = 0 ; i_p(t_0) = i_L(t_0) = 0 ; V_p(t_1) = V_{bus}(t_1) = V_{DC} - \Delta V$$

Les équations dans ce mode sont données par :

$$V_{bus}(t_1) - V_{bus}(t_0) = \frac{-1}{C_{bus}} \int_{t_0}^{t_1} i_L(t) dt \quad (2) \quad V_p(t_1) - V_p(t_0) = \frac{1}{C_p} \int_{t_0}^{t_1} i_L(t) dt \quad (3)$$

En utilisant (2) et (3), nous obtenons l'expression de  $C_{bus}$  définie par :

$$C_{bus} = C_p \frac{V_{DC} - \Delta V}{\Delta V} \quad (4)$$

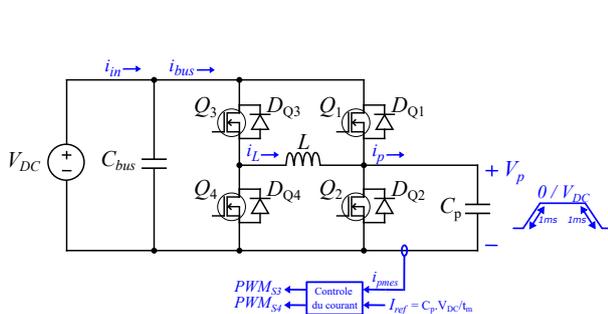
En résumé, le convertisseur DC/AC proposé permet de travailler à faible fréquence et à faible puissance avec la possibilité de restituer l'énergie de l'actionneur. Cependant, la valeur de l'inductance  $L$  requise est très importante ( $400mH$   $2A$   $max$ ), entraînant un volume important du convertisseur DC/AC.

### 3.3 Fonctionnement en boucle fermée

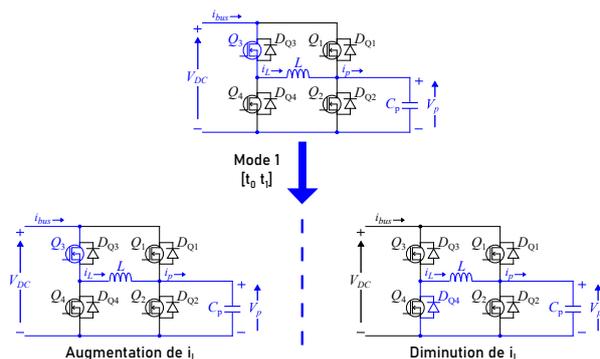
Dans le but de réduire la valeur de l'inductance  $L$ , un fonctionnement en boucle fermée est introduit dans la topologie proposée du DC/AC. Le bras  $Q_3 - Q_4$  passe à un fonctionnement à haute fréquence pour permettre un contrôle PWM du courant de sortie  $i_p$  afin de fixer un temps de transition de  $1ms$  comme le montre la **Figure 4**. Cette modification a permis de réduire la valeur de l'inductance  $L$  de  $400mH$  à  $4mH$ .

L'objectif est de contrôler par le bras  $Q_3 - Q_4$ , le courant de sortie  $i_p$  circulant dans la capacité de l'actionneur  $C_p$ . Ce courant est proportionnel au gradient de la tension  $V_p$ , ce qui permettrait de régler les temps de montée et descente à une durée désirée. Le courant de consigne  $I_{ref}$  est calculé par l'équation (5):

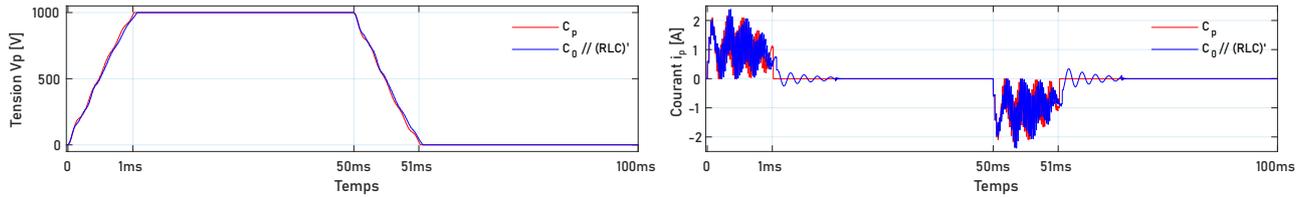
$$I_{ref} = C_p \cdot \frac{\Delta V}{\Delta T} \Rightarrow I_{ref} = C_p \cdot \frac{V_{dc}}{t_r} \quad (5)$$



**Figure 4:** Schéma du convertisseur DC/AC en boucle fermée.



**Figure 5:** Modification apportée pour le fonctionnement en boucle fermée.



**Figure 6: Simulation en boucle fermée du convertisseur DC/AC.**

Au niveau des phases de fonctionnement présentées dans la **Figure 3**, l'introduction de la régulation PWM affecte uniquement les phases de transition (Mode 1 et Mode 6) comme le montre la **Figure 5**. Ce changement de fonctionnement permet de réduire la valeur de l'inductance  $L$  mais aussi d'avoir une certaine flexibilité sur le temps de transition de l'actionneur en jouant sur le courant de consigne  $I_{ref}$ . Cependant, il faudra noter que l'introduction d'un fonctionnement à haute fréquence pourrait affecter l'hypothèse considérée sur le modèle de l'actionneur piézoélectrique (cf partie 2). Il est donc important de reprendre le modèle complet de l'actionneur piézoélectrique. Une simulation a été établie pour comparer entre les deux modèles équivalents de l'actionneur comme le montre la **Figure 6**.

D'abord, nous pouvons constater que le contrôle PWM permet effectivement de fixer des temps de réponse de  $1ms$  ( $I_{ref}$  fixé à  $1A$ ) sans nécessairement avoir recours à une grande inductance. Toutefois, il est important de remarquer que la valeur choisie pour l'inductance ( $4mH$ ) peut provoquer un courant maximal deux fois supérieur à la consigne de courant  $I_{ref}$ . De plus, il est possible que le contrôle soit sensible aux paramètres de régulation. Pour la comparaison des deux modèles ( $C_p$  et  $C_0/(RLC)'$ ), nous pouvons constater que les résultats obtenus sont assez similaires. Il est donc possible de considérer le modèle capacitif  $C_p$  de l'actionneur piézoélectrique au moins pour le dimensionnement du convertisseur DC/AC.

Avec l'augmentation de la fréquence de commutation, les pertes par commutation dans  $Q_3$  et  $Q_4$  augmentent. Il est donc nécessaire d'évaluer les pertes du convertisseur DC/AC pour le dimensionnement de la source d'entrée  $V_{DC}$ . Dans la partie expérimentale, nous ferons la mesure du courant moyen en entrée pour estimer la puissance d'entrée, égale aux pertes du convertisseur DC/AC (la puissance moyenne en sortie est très faible).

Enfin, la chute de tension provoquée par la fermeture de l'actionneur sera inférieure au cas du fonctionnement en boucle ouverte vu que l'inductance  $L$  va extraire moins d'énergie au condensateur  $C_{bus}$ . La valeur du condensateur  $C_{bus}$  est recalculée par l'utilisation du principe de conservation d'énergie entre les deux instants du Mode 1 [ $t_0$   $t_1$ ] :

$$E_{C_{bus}}(t_0) = E_{C_p}(t_1) + E_{C_{bus}}(t_1) + E_L(t_1) \quad (6)$$

Nous considérons que l'énergie extraite par l'inductance  $L$  est négligeable ( $E_L(t_1) \ll E_{C_{bus}}(t_1)$ ), l'équation (7) devient :

$$\frac{1}{2}C_{bus}V_{bus}^2(t_0) = \frac{1}{2}C_{bus}V_{bus}^2(t_1) + \frac{1}{2}C_pV_p^2(t_1) \quad (7)$$

En utilisant les conditions aux limites imposées sur les instants  $t_0$  et  $t_1$ , la valeur du condensateur  $C_{bus}$  est calculée par :

$$C_{bus} = C_p \cdot \left[ \frac{V_{DC}^2}{(V_{DC} - \Delta V)^2} - 1 \right]^{-1} \quad (8)$$

#### 4. Présentation du prototype et des résultats expérimentaux

Dans la section précédente, il a été montré que le fonctionnement en boucle fermée permet de bénéficier des avantages suivants : temps de transition flexible, valeurs moins importantes des composants passifs ( $C_{bus}$ ;  $L$ ) comparées au fonctionnement en boucle ouverte. Pour valider les résultats obtenus en simulation, un premier prototype a été réalisé pour le convertisseur DC/AC au sein du laboratoire Ampère (photo du prototype dans la **Figure 7**). Le prototype contient 4 MOSFET SiC 1200V, pilotés par des drivers single channel, un condensateur film est ajouté pour  $C_{bus}$  afin de limiter les chutes de tension et un condensateur film est utilisé en sortie pour émuler la capacité de l'actionneur  $C_p$ . Les valeurs des composants sont données par le **Tableau I**.

Le contrôle PWM est assuré par un microcontrôleur de la famille STM32 (carte NucleoG474RE) en mesurant le courant de sortie à l'aide d'un capteur shunt. La tension de sortie  $V_p$  et le courant de sortie  $i_p$  sont illustrés sur la **Figure 8**. La tension générée par le convertisseur DC/AC est de forme trapézoïdale avec un courant de sortie contrôlé durant les phases de transition (Le courant de consigne  $I_{ref}$  est fixé à  $1A$  pour obtenir un temps de réponse de  $1ms$  à  $V_{dc} = 1000V$ ).

En comparaison avec les résultats de simulation présentés à la **Figure 6**, nous remarquons que le temps de montée obtenu est égale à  $1.1ms$  contre  $1ms$  obtenu en simulation, et ceci pour les mêmes paramètres de régulation. Cette différence est due à la présence d'une erreur statique qui n'a pas été pris en compte dans la simulation. Néanmoins, il sera possible d'ajuster le courant de consigne  $I_{ref}$  pour atteindre  $1ms$ .

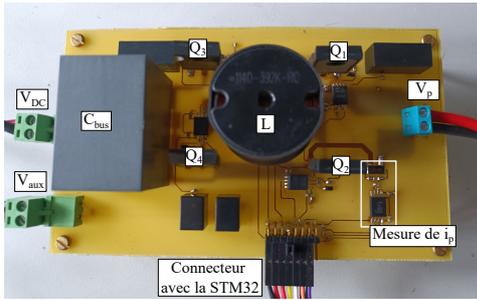


Figure 7: Photo du prototype réalisé.

Tableau I: Description des composants

Symbol	Description	Value
$V_{dc}$	Tension d'entrée	1000V
$V_{aux}$	Tension d'alimentation du circuit de commande	20V
$C_{bus}$	Condensateur d'entrée (C4AQ-M serie)	$10\mu F$ 1200V
$L$	Power inductor (1140-392K-RC)	3.9mH 3.3A
$C_p$	Condensateur de sortie (C4AQ-M serie)	$1\mu F$ 1200V
$Q_1, Q_2, Q_3, Q_4$	SiC MOSFET (NTHL160N120SC1)	1200V $R_{on} = 0.23\Omega$

Afin d'estimer les pertes du convertisseur DC/AC, le courant d'entrée a été mesuré :  $I_{in} = 1mA$ . Les pertes du convertisseur seront estimées à  $P_{loss} = 1W$  ( $P_{loss} = P_{in}$  pour une charge purement capacitive). Les pertes sont très faibles et ne devraient pas affecter le dimensionnement du condensateur  $C_{bus}$ .

Pour améliorer le volume du convertisseur DC/AC, il serait par la suite intéressant d'établir une relation liant la fréquence de commutation, la valeur de l'inductance  $L$  et le courant maximal obtenu  $I_{Lmax}$ . Comme mentionné précédemment, la valeur choisie pour l'inductance ( $L = 4mH$ ) a provoqué une surintensité égale à deux fois le courant de consigne  $I_{ref}$  qui doit être pris en considération pour éviter la saturation de l'inductance. En augmentant la fréquence de commutation, il serait possible d'améliorer la forme du courant et réduire les surintensités, mais ceci entraînera l'augmentation des pertes par commutation. De plus, l'amélioration de la taille du convertisseur est aussi un critère dans le dimensionnement, et pour cela il faudra envisager de diminuer la valeur de l'inductance  $L$  si possible.

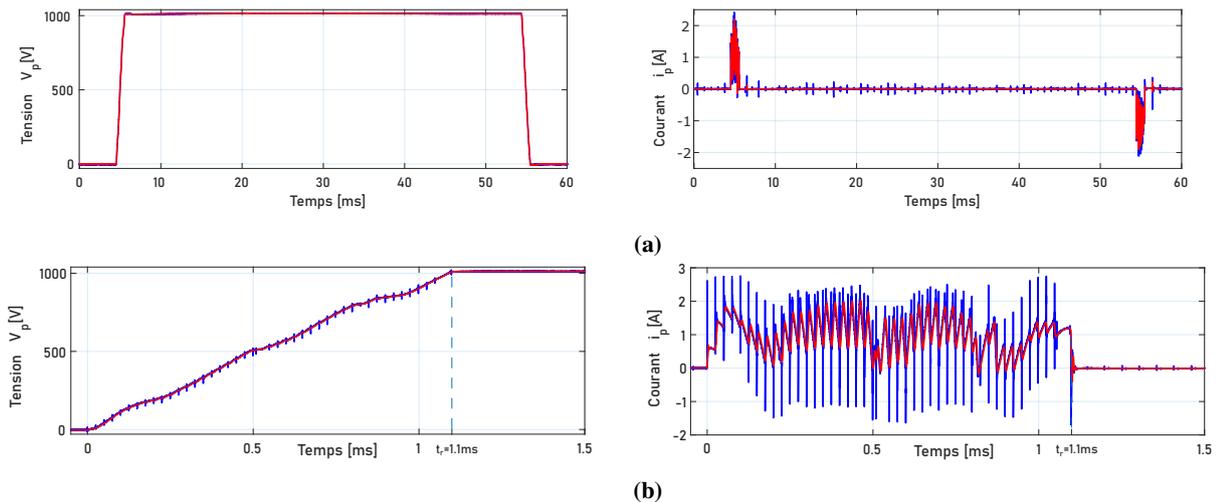


Figure 8: (a): Tension et courant de sortie sur toute la période;  
 (b): Zoom sur la tension et le courant de sortie durant la fermeture.

## 5. Conclusion

Dans ce travail, une topologie unipolaire d'un convertisseur DC/AC a été proposé pour le pilotage d'un actionneur piézoélectrique 1000V avec un temps de réponse de 1ms sous contraintes de performances et de volume. La topologie proposée permet d'ajuster un temps d'actionnement de 1ms et a la possibilité de récupérer l'énergie au moment de l'ouverture de l'actionneur. Le fonctionnement du convertisseur est en boucle fermée pour permettre de contrôler le courant de sortie qui est proportionnel au gradient de tension (charge à comportement capacitive) afin d'avoir la possibilité de fixer le temps de transition à 1ms sans avoir recours à une grande inductance. Les résultats présentés en simulation et en expérimental sont assez similaires. Il est nécessaire de regarder le contrôle du courant de sortie plus en détails pour obtenir des paramètres de régulation plus précis. La fréquence de commutation est aussi un autre point à reconsidérer afin d'améliorer la forme du courant régulé et pour réduire la taille du convertisseur DC/AC. De plus, il serait pertinent de déterminer une fréquence de commutation optimale ayant le meilleur compromis entre le courant maximal et les pertes du convertisseur DC/AC.

Enfin, les résultats obtenus pour le convertisseur DC/AC doivent être confirmées avec l'actionneur piézoélectrique pour le cas à vide, puis avec la présence de la pression hydraulique afin de confirmer la puissance que doit fournir le convertisseur DC/AC à l'actionneur piézoélectrique.

## Références

- [1] L. Huang, Z. Zhang, and M. A. Andersen, "Analytical switching cycle modeling of bidirectional high-voltage flyback converter for capacitive load considering core loss effect," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 1, pp. 470–487, 2015. Publisher: IEEE.
- [2] D. Vasic and F. Costa, "Applications des éléments piézoélectriques en électronique de puissance," *Techniques de l'ingénieur, Composants actifs en électronique de puissance. Techniques de l'ingénieur*, pp. 235–24, 2011.
- [3] D. Campolo, M. Sitti, and R. S. Fearing, "Efficient charge recovery method for driving piezoelectric actuators with quasi-square waves," *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, vol. 50, no. 3, pp. 237–244, 2003. Number: 3 Publisher: IEEE.
- [4] K. Furutani and K. Iida, "A driving method of piezoelectric actuator by using current pulses," *Measurement Science and Technology*, vol. 17, no. 9, p. 2387, 2006. Publisher: IOP Publishing.
- [5] T. Ozaki and N. Ohta, "Power-efficient driver circuit for piezo electric actuator with passive charge recovery," *Energies*, vol. 13, no. 11, p. 2866, 2020. Publisher: MDPI.
- [6] T. Andersen, M. S. Rødgaard, O. C. Thomsen, and M. A. Andersen, "Low voltage driven dielectric electro active polymer actuator with integrated piezoelectric transformer based driver," vol. 7976, pp. 764–775, SPIE, 2011.
- [7] O. Bilgen, K. B. Kochersberger, D. J. Inman, and O. J. Ohanian III, "Lightweight high voltage electronic circuits for piezoelectric composite actuators," *Journal of intelligent material systems and structures*, vol. 21, no. 14, pp. 1417–1426, 2010. Publisher: Sage Publications Sage UK: London, England.
- [8] Y. Mu, T. Hu, H. Gong, L. Wang, and S. Li, "A dual-stage low-power converter driving for piezoelectric actuator applied in micro robot," *International Journal of Advanced Robotic Systems*, vol. 16, no. 1, p. 1729881419826849, 2019. Publisher: SAGE Publications Sage UK: London, England.
- [9] W. P. Robbins, "Simplified unipolar, quasisquare wave energy recovery drive circuits for piezoelectric actuators," *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, vol. 52, no. 8, pp. 1420–1426, 2005. Number: 8 Publisher: IEEE.
- [10] D. Vasic and F. Costa, "Energy recovery power supply for piezoelectric actuator," pp. 1440–1445, IEEE, 2014.
- [11] M. Karpelson, G.-Y. Wei, and R. J. Wood, "Driving high voltage piezoelectric actuators in microrobotic applications," *Sensors and actuators A: Physical*, vol. 176, pp. 78–89, 2012. Publisher: Elsevier.