



# Optimized Design of a Driver Circuit for an Ultrasound Transducer for Medical Applications Conception Optimisée d'un Circuit de Pilotage d'un Transducteur Ultrasonore pour Applications Médicales

Xusheng Wang<sup>1</sup>, Imran Khan<sup>1</sup>, Ming Zhang<sup>1\*</sup>, Nicolas Llaser<sup>2</sup>

<sup>1</sup> C2N, Univ. Paris-Sud, Université Paris Saclay, 10, Boulevard Thomas Gobert, 91120 Palaiseau, France

<sup>2</sup> LPO Dorian, 74 Av. Philippe August, 75011 Paris, France

Corresponding Author Email: [ming.zhang@u-psud.fr](mailto:ming.zhang@u-psud.fr)

<https://doi.org/10.18280/i2m.190306>

**Received:** 18 October 2019

**Accepted:** 9 March 2020

## Keywords:

*HIFU, auto-tuning, ultrasound transducer, cancer treatment, ablation therapy*

## Mots-clés :

*HIFU, auto-accord, transducteur ultrasonore, traitement du cancer, thérapie par ablation*

## ABSTRACT:

This paper presents an auto-tuning-based driver for ultrasonic transducers aiming at cancer treatment through high intensity focused ultrasound (HIFU). The purpose of the proposed circuit is to offer higher energy conversion efficiency at the frequency of 1MHz. In addition, the proposed circuit is not only fully compatible with MRI equipment used to locate the cancerous tumor and monitor the temperature increase but also compatible with CMOS technology. The latter gives rise to the potential of the circuit to be integrated on chip. A PCB test circuit was designed with CMOS-based/compatible components. The experimental results performed on the implemented PCB card have confirmed the theoretical expectation.

## RÉSUMÉ :

Cet article présente un circuit de pilotage basé sur l'auto-accord pour les transducteurs à ultrasons visant le traitement des cancers par ultrasons focalisés à haute intensité (HIFU). Le but du circuit proposé est d'offrir une efficacité de conversion d'énergie plus élevée à la fréquence de 1 MHz. De plus, le circuit proposé est non seulement entièrement compatible avec l'équipement IRM utilisé pour localiser la tumeur cancéreuse et surveiller l'augmentation de température, mais également compatible avec la technologie CMOS. Cette dernière donne naissance au potentiel d'intégration du circuit sur puce. Un circuit de test PCB a été conçu avec des composants CMOS / compatibles. Les résultats expérimentaux réalisés sur la carte PCB implémentée ont confirmé l'attente théorique.

## 1. INTRODUCTION

Les cancers font partie des principales causes de mortalité dans le monde. Les différents traitements existants, ayant chacun des avantages et des inconvénients, ont fait preuve de leur efficacité dans le passé. Bénéficiant des progrès technologiques, de nouvelles approches sont proposées, étudiées et testées. L'une parmi elles est la technique du traitement par ultrasons focalisés à haute intensité (High Intensity of Focused Ultrasons, HIFU en anglais) [1-4]. Elle est basée sur l'élévation locale de température provoquée par la focalisation d'ultrasons transmis par des transducteurs ultrasonores [5-9]. Cette approche a surtout la vertu d'un soin non invasif, car les transducteurs ultrasonores sont placés à l'extérieur du corps humain et aucune opération chirurgicale n'est nécessaire.

Cependant, l'efficacité du soin repose fortement sur le rendement de l'émission d'énergie des ultrasons. Or dans l'état actuel des appareils de soin, le rendement énergétique d'émission des ultrasons est inférieur à 50%. Ceci est dû au fait que la méthode utilisée dans des appareils actuels repose sur une structure de circuit fonctionnant en mode linéaire dont le rendement de conversion énergétique ne peut pas dépasser les 50%. De plus, pour ce type de soin, une fréquence de travail de l'ordre du MHz est nécessaire pour augmenter la précision

et contrôler la pénétration dans les tissus. Ainsi un circuit d'adaptation monté en réseau pour l'accord d'impédance doit être inséré entre l'amplificateur de puissance et le transducteur ultrasonore, ce qui augmente l'encombrement du système et par conséquent limite le nombre de transducteurs utilisés.

Dans la littérature, nous pouvons trouver des structures d'amplificateurs non linéaires, par exemple, classes D et E [10]. L'avantage de ce type d'amplificateur est le rendement de conversion énergétique élevé mais le signal de sortie est fortement non sinusoïdal, ce qui pose des problèmes pour certaines applications médicales comme par exemple HIFU. Ainsi un réseau statique pour l'accord d'impédance à l'aide d'un circuit LC pour un amplificateur dit de classe D est l'approche la plus souvent utilisée (Cf. Figure 1). Dans ce réseau, les composants utilisés ont des valeurs prédéfinies donc fixes. Cependant dû aux défauts de fabrication, la valeur des composants subissent une imprécision qui peut aller jusqu'à 20% d'erreur. De plus, dans ce contexte d'application, la température est susceptible de subir des variations, ce qui va entraîner la fluctuation des valeurs des composants. Tout ceci montre l'insuffisance d'un réseau d'accord statique bien qu'il soit plus simple à mettre en œuvre.

Afin de remédier à ce problème, un réseau pour l'accord d'impédance avec une inductance saturable a été utilisé [11]. L'idée est d'ajouter en série avec l'inductance principale une

inductance supplémentaire dont sa valeur d'inductance dépend du courant traversant l'inductance. Donc en faisant varier le courant traversant la seconde inductance, une inductance variable est ainsi réalisée. En ajustant l'inductance, la fréquence du circuit d'accord pourra être accordée à la fréquence désirée, c'est à dire la fréquence de travail, ce qui pourrait garantir l'état d'accord du circuit résonant en temps réel et donc permettrait d'avoir une conversion d'énergie améliorée. Bien que la solution améliore le rendement de la conversion d'énergie, elle conduit néanmoins à un système final très encombrant.

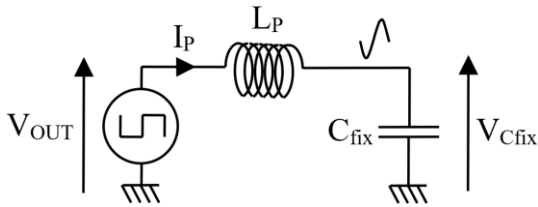


Figure 1. Circuit d'accord statique résonant

Aussi, le traitement HIFU est hautement recommandé avec une surveillance sous IRM (Imagerie par Résonance Magnétique). L'utilisation d'IRM est double : elle localise la tumeur cancéreuse et mesure l'élévation de la température autour de la tumeur en temps réel. Ainsi avant tout, l'appareil HIFU doit être compatible avec l'utilisation d'une IRM, ce qui impose une contrainte supplémentaire d'éloigner l'amplificateur de puissance des transducteurs, et de blinder tous les câbles de liaisons. Dans l'état actuel, deux armoires de tailles importantes sont nécessaires, ce qui complique la conception et l'utilisation du HIFU.

Dans la littérature, un circuit d'accord basé sur une capacité commutée pour la transmission d'énergie a été proposé [12]. Dans le circuit proposé, deux capacités supplémentaires sont ajoutées et leur connexion sur le circuit est contrôlée par deux interrupteurs différents. A travers le contrôle de la connexion des capacités ou non sur le circuit, la capacité équivalente est une fonction du temps de connexion des capacités supplémentaires. Ainsi une capacité variable est réalisée.

Cependant dans cette proposition, bien que l'idée soit intéressante, deux capacités supplémentaires sont nécessaires. Le contrôle de deux capacités nécessite deux signaux de contrôle et surtout ces deux signaux de contrôle doivent être créés de façon spécifique et synchrone, ce qui complique la mise en œuvre. Afin de surmonter ces difficultés, nous avons proposé une solution ayant un rendement de conversion énergétique élevé et une structure du circuit plus simple [13]. L'accord d'impédance est basé sur un circuit résonant ayant une seule capacité à commuter et l'accord du circuit peut être effectué en temps réel à travers une capacité variable de valeur importante (de l'ordre du nF). Nous appelons cela la technique capacité commutée synchrone. Le plus important est que cette technique non seulement est entièrement compatible avec l'IRM et mais aussi compatible avec la technologie des circuits intégrés CMOS. Cela ouvre une perspective de miniaturisation considérable des systèmes pour le traitement à base de HIFU dans le futur.

Dans l'article [13], nous avons fait une première étude sur la conception d'un circuit intégré générant le signal de contrôle de la conduction de l'interrupteur. Bien que les résultats de simulation soient au rendez-vous, nous souhaitons malgré tout vérifier et confirmer ces résultats préliminaires par des résultats expérimentaux voire même d'identifier des défauts

qui n'apparaissent pas en simulation et d'optimiser la conception du circuit de contrôle afin d'augmenter la chance de réussite lors de la réalisation sur silicium. Pour ce faire, nous avons décidé de réaliser un circuit PCB basé sur le même principe mais avec des blocs fonctionnels en composants discrets déjà disponibles sur le marché. C'est l'objectif de l'étude présentée ici.

Dans la suite de cette présentation, nous commençons par un bref rappel de la technique de capacité commutée synchrone dans la section 2. Puis le diagramme du circuit complet intégrant la capacité commutée synchrone sera présenté dans la section 3. La conception de l'amplificateur à gain contrôlable (AGC), qui est le bloc le plus important à mettre en œuvre, sera discutée dans la section 4. La modélisation et la simulation du système complet seront illustrées dans la section 5. Ensuite, la réalisation et les résultats expérimentaux seront donnés dans la section 6 suivi par les discussions et la conclusion dans la section 7.

## 2. RAPPEL DE LA TECHNIQUE DE CAPACITE COMMUTEE SYNCHRONE

### 2.1 Principe

Pour réaliser une capacité variable dans un circuit fonctionnant avec un signal sinusoïdal, la méthode la plus souvent utilisée est de faire appel à une diode varicap, autrement dit une diode polarisée en inverse. En changeant sa tension de polarisation inversée, la capacité vue aux bornes de la diode change. Néanmoins la plage de variation de cette capacité est très limitée, souvent de l'ordre du pF. Dans notre application, la capacité nécessaire est de l'ordre du nF. Ainsi nous avons proposé la technique de capacité commutée synchrone.

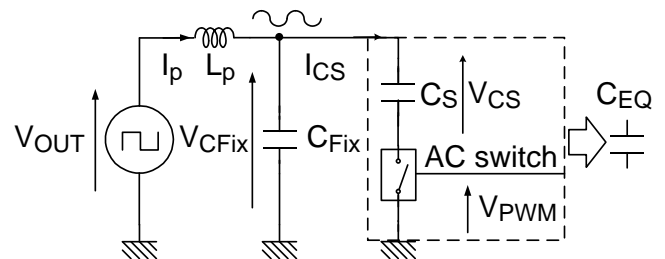


Figure 2. Circuit d'accord résonant avec une capacité commutée synchrone

L'idée est de mettre une capacité de valeur importante  $C_s$  en parallèle avec la capacité ( $C_{FIX}$ ) du circuit résonant de l'accord (Cf. Figure 1). La connexion de la capacité  $C_s$  est contrôlée par un interrupteur mis en série avec la capacité  $C_s$  (Cf. Figure 2). Afin de comprendre le fonctionnement, nous allons d'abord étudier les deux cas extrêmes.

- Si l'interrupteur reste toujours fermé, la capacité équivalente ajoutée est égale à la valeur de la capacité connectée, i.e.  $C_{eq}=C_s$ , et donc elle atteint sa valeur maximale appelée  $C_{max}$ .

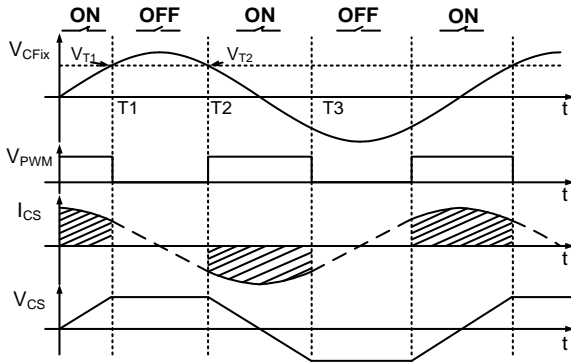
- Par contre, si l'interrupteur est toujours ouvert, la capacité équivalente est  $C_{eq}=0$ , et donc c'est la valeur minimale  $C_{min}$ .

Si maintenant l'interrupteur est fermé seulement pendant une partie d'une période du signal sinusoïdal, nous pouvons ainsi en déduire que la capacité équivalente vue par le circuit doit varier entre  $C_{min}$  et  $C_{max}$ .

Dans le cas de l'application du HIFU, le signal appliqué sur le transducteur doit être sinusoïdal. Ainsi un circuit résonant LC est utilisé pour s'accorder sur la fréquence fondamentale. Il est important que le signal de contrôle de l'interrupteur  $V_{PWM}$  soit synchronisé sur la tension aux bornes de la capacité  $C_{FIX}$  soit  $V_{CFIX}$ . Par conséquent,  $V_{PWM}$  doit disposer de la même fréquence et être en phase avec  $V_{CFIX}$  afin d'éviter une discontinuité de la tension aux bornes d'une capacité qui provoquerait un courant excessif. La réalisation du signal de contrôle  $V_{PWM}$  est donc la clé de la réussite de cette technique et elle sera présentée dans la section suivante.

## 2.2 Calcul de la capacité équivalente $C_{eq}$

Les chronogrammes des signaux sont illustrés dans la Figure 3. Nous remarquons que lors de l'ouverture de l'interrupteur, le courant circulant dans  $C_s$  est nul mais la tension aux bornes de  $C_{FIX}$  continue de varier de façon sinusoïdale. Ainsi une capacité variable en fonction du temps de fermeture de l'interrupteur est réalisée, qui est dans le même ordre que la capacité  $C_s$ .



**Figure 3.** Chronogrammes d'un circuit d'accord résonant avec une capacité commutée synchrone

Supposons que la tension instantanée aux bornes de  $C_{FIX}$  est

$$V_{CFix} = \text{Max}(V_{CFix}) \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (1)$$

Selon la définition d'une capacité,

$$C_{eq} = \Delta Q / \Delta V_{cs} \quad (2)$$

avec,  $\Delta Q$  étant la charge totale transférée à  $C_s$  pendant la conduction de l'interrupteur. Ainsi peut être calculé par

$$\Delta Q = \int i_{cs} \cdot dt \quad (3)$$

avec,  $i_{cs}$  le courant traversant  $C_s$ . Tenant compte de la symétrie du temps de conduction par rapport au pic de la tension  $V_{Fix}$  (positive ou négative), cette intégrale sur une demi période peut être réduite à

$$\Delta Q = \int_0^{ton} i_{cs} \cdot dt \quad (4)$$

avec,  $ton$  le temps de conduction de l'interrupteur. Pendant la fermeture de l'interrupteur, la variation de la tension aux bornes de la capacité  $C_s$  est

$$\Delta V_{CFix}|_0^{ton} = \text{Max}(V_{CFix}) \quad (5)$$

Etant donné que  $i_{cs}$  est produit par la variation de tension aux bornes de  $C_s$ ,

$$i_{cs} = C_s dV_{CFix} / dt = C_s \cdot \omega \cdot \text{Max}(V_{CFix}) \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad (6)$$

Ainsi on peut trouver l'expression finale de comme suit:

$$\Delta Q = C_s \cdot \text{Max}(V_{CFix}) \cdot \sin(\omega \cdot ton) \quad (7)$$

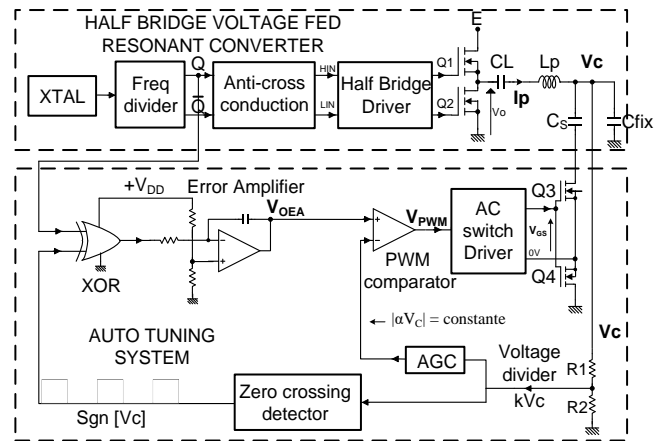
Mettant  $\Delta V_{cs}$  dans  $C_{eq}$ , nous obtenons l'expression de la capacité équivalente:

$$C_{eq} = C_s \cdot \sin(\omega \cdot ton) = C_s \cdot \sin(\theta) \quad (8)$$

avec,  $0 < ton < T/4$  et  $T$  la période, tenant compte de la symétrie de chaque demi-période.  $\theta = \omega \cdot ton$  est appelé aussi l'angle de conduction.

## 3. DIAGRAMME DE REALISATION DE L'ACCORD DE FREQUENCE AUTOMATIQUE

Le système complet réalisé pour l'accord automatique d'impédance du transducteur ultrasonore que nous proposons est illustré à la Figure 4. Nous identifions le circuit résonant comprenant la capacité commutée synchrone. De plus, d'un côté nous ajoutons la partie génératrice du signal d'entrée pour le circuit résonant et de l'autre côté, le circuit qui est chargé de générer le signal de contrôle de l'interrupteur  $V_{PWM}$  est présenté. Ici l'interrupteur est réalisé par deux transistors NMOS pour qu'il puisse être opérationnel aussi bien durant la demi-période positive que la négative sachant que  $V_{CFIX}$  est un signal alternatif sinusoïdal. Nous appelons l'interrupteur ainsi réalisé un interrupteur AC.



**Figure 4.** Circuit d'accord résonant avec une capacité commutée synchrone

### 3.1 Structure principale

Pour un circuit résonant, lorsqu'il est accordé, la tension aux bornes de la capacité est déphasée de  $\pi/2$  par rapport au signal d'entrée, plus précisément en retard de  $\pi/2$ . C'est cette règle que nous allons exploiter pour la mise en place de l'accord

automatique du circuit résonant en faisant varier  $C_{eq}$  pour que la fréquence de résonance soit égale à la fréquence fondamentale du signal d'entrée comme suit :

$$f = \frac{1}{\sqrt{L(C_{fix} + C_{eq})}} \quad (9)$$

La fermeture de l'interrupteur AC est contrôlée par un signal carré dont la largeur de l'impulsion est modulée par le signal d'erreur de phase s'écartant de  $\pi/2$  entre la tension d'entrée du circuit résonant et la tension aux bornes de la capacité.

Ainsi le circuit proposé doit comprendre un détecteur de phase donnant l'erreur de phase. Suivi par un amplificateur correcteur pour filtrer et amplifier le signal d'erreur. Puis cette erreur doit être convertie en une durée de temps portée par un paramètre du signal de contrôle de l'interrupteur, soit une valeur de tension convertie en une durée de largeur d'impulsion d'un signal (appelé aussi Pulse Width Modulation, PWM en anglais). Cette durée de temps se traduit par l'angle de conduction pour piloter la fermeture de l'interrupteur AC. Cette conversion de tension en temps se réalise à l'aide d'un comparateur.

Différentes formes d'onde peuvent être utilisées comme signal de référence du comparateur afin d'effectuer cette conversion (signal triangulaire, signal sinusoïdal...). Le critère de choix est basé sur la simplicité de la fonction de transfert finale entre l'erreur de phase et la capacité équivalente engendrée. Une relation simple et linéaire garantit non seulement un bon contrôle mais aussi une bonne stabilité du système global. Ainsi basé sur une analyse donnée ci-dessous, nous avons choisi le signal sinusoïdal en tant que signal de référence.

### 3.2 Fonctionnement du montage proposé

Le principe de fonctionnement peut être décrit de la manière suivante : un détecteur de phase est utilisé pour détecter le déphasage entre la tension d'entrée et la tension aux bornes de la capacité  $V_{CFIX}$ . Si ce déphasage est différent de  $\pi/2$ , l'amplificateur d'erreur suivant produira un signal d'erreur qui sera ensuite utilisé pour générer le signal de contrôle  $V_{PWM}$  pour piloter la fermeture de l'interrupteur réalisé ici par Q3 et Q4. Ce signal de contrôle est généré à l'aide d'un comparateur avec pour signaux d'entrée l'un qui vient de la sortie de l'amplificateur d'erreur et l'autre du signal atténué du circuit résonant  $\theta V_{CFIX}$  en tant que signal de référence. Il est important de souligner que ce dernier dispose de la même fréquence et du même déphasage que  $V_{CFIX}$  mais avec une amplitude fixe.

Supposons que le signal d'erreur est  $V_{OEA}$ , nous pouvons ainsi calculer la largeur du signal  $V_{PWM}$  de la sortie du comparateur comme

$$\alpha V_{CFIX} \sin(\theta) = V_{OEA} \quad (10)$$

De cette équation, nous pouvons en déduire la relation entre l'angle de conduction  $\theta$  et le signal d'erreur  $V_{OEA}$  :

$$\theta = \text{Arc sin} \left( \frac{V_{OEA}}{\alpha V_{CFIX}} \right) \quad (11)$$

Remplaçant  $\theta$  dans l'équation (8) par l'équation (10), nous obtenons la valeur finale de la capacité équivalente de la capacité commutée synchrone :

$$C_{eq} = \frac{C_s}{\alpha \cdot V_{CFIX}} V_{OEA} \quad (12)$$

Nous constatons que c'est une équation linéaire. Non seulement la relation est simple mais c'est surtout une relation linéaire qui permet de garantir une bonne stabilité du système bouclé.

Ainsi le bloc fonctionnel qui génère ce signal de référence joue un rôle primordial dans la mise en œuvre de l'accord automatique proposé. Dans cet article nous nous concentrons sur la réalisation de ce bloc fonctionnel.

## 4. REALISATION DE GCA (AGC EN ANGLAIS)

Il est important de souligner que la référence de tension sinusoïdale doit respecter plusieurs consignes :

- en phase avec le signal aux bornes de la capacité fixe  $V_{CFIX}$  ;
- avec la même fréquence que  $V_{CFIX}$  ;
- avec une amplitude constante ;

Or la tension de sortie du circuit résonant est toujours susceptible de varier à cause de différents paramètres (dispersions des composants, variation de la température environnementale, charges possibles : os, chair, liquide). Comme signal de référence, il doit être impératif d'avoir une amplitude constante. En même temps, il doit suivre l'évolution du signal de sortie  $V_{CFIX}$  afin d'éviter l'impossibilité de la variation de tension aux bornes d'une capacité de façon brutale d'où vient cette nécessité de la synchronisation de la capacité commutée.

Le circuit GCA (Cf. Figure 5) est l'un des blocs fonctionnels importants et comprend 4 blocs fonctionnels : un amplificateur à gain variable (AGV), un amplificateur à gain fixe (AGF), un détecteur de pic et un amplificateur d'erreur.

Etant donné que le signal de référence du modulateur PWM doit avoir la même fréquence et le même déphasage que  $V_{CFIX}$ , nous décidons de le générer à partir de ce dernier. Sachant que l'amplitude du signal  $V_{CFIX}$  peut varier à cause des diverses raisons (désaccord, charge variable ramenée par le transducteur), on a donc besoin que le premier étage apporte un gain variable permettant de régler l'amplitude du signal d'entrée pour arriver à un signal à l'amplitude fixe. Ici le signal d'entrée est  $\alpha V_{CFIX}$  avec  $\alpha$  le facteur d'atténuation.

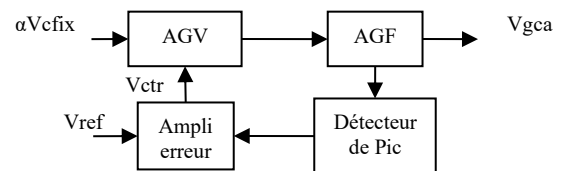


Figure 5. Diagramme du GCA proposé

Dans la littérature, nous pouvons identifier deux types d'AGV selon la manière dont le gain est contrôlé, un type avec une relation linéaire et l'autre exponentielle. L'avantage du premier est sa facilité de mise en œuvre. Mais le temps de réponse du circuit est inversement proportionnel à la tension

de contrôle comme donné par la référence [14] avec  $V_{ctr}$  le signal de contrôle du gain. De plus la plage dynamique du signal d'entrée est d'une certaine manière limitée. Dans le second cas, contrairement au premier, selon [14], le temps de réponse est constant donc indépendant du signal de contrôle donc constant quelque soit l'amplitude du signal d'entrée. De plus la plage dynamique du signal d'entrée peut être plus importante grâce à la compression de la fonction logarithmique utilisée. Au final l'AGV exponentiel (AD603) a été choisi pour satisfaire une plage dynamique du signal d'entrée de 20 nécessaire pour cette réalisation.

Le deuxième étage d'amplification peut être ajouté si la plage dynamique fournie par le premier étage n'est pas suffisante et c'est notre cas. Cependant il est important d'avoir un détecteur de pic rapide car la rapidité de l'accord automatique dépend de celle du GCA. Afin d'obtenir un suivi rapide de l'amplitude du signal, un détecteur de pic rapide double alternance a été proposé [15]. Ainsi seul un délai d'une demi-période est engendré. Il a été réalisé à l'aide du circuit OPA354.

Un amplificateur d'erreur ayant une structure PI (Proportionnel et Intégral) a été choisi pour garantir une bonne précision du suivi et une bonne stabilité. Son rôle est triple : comparaison avec le consigne de l'amplitude désirée, filtrage les signaux haute fréquence et réglage de la stabilité du GCA afin de trouver un bon compromis entre la rapidité du suivi et stabilité du système à contre-réaction.

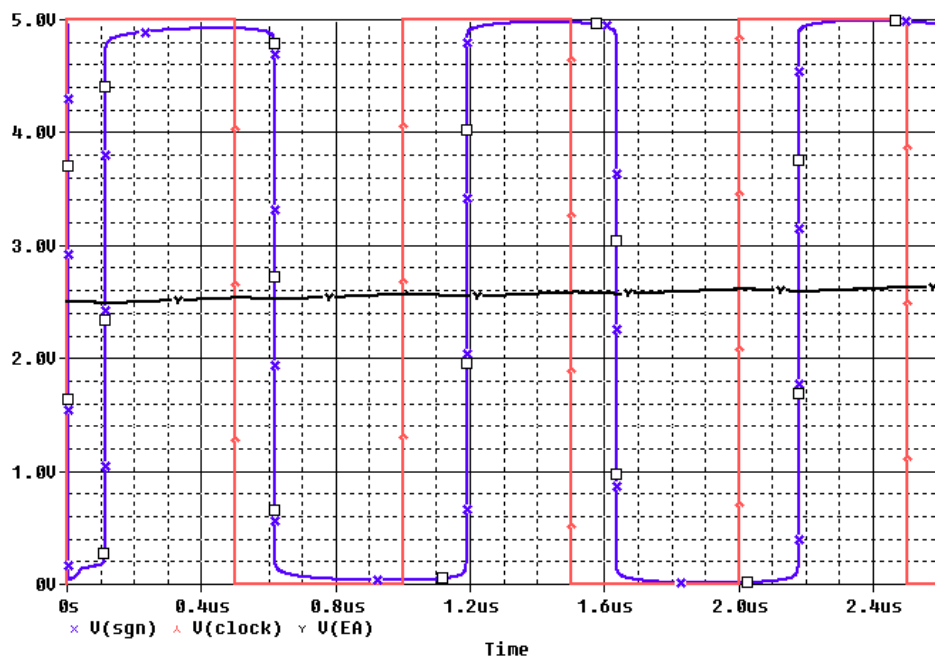
## 5. MODELISATION ET SIMULATION LECTRIQUES

Afin de guider et optimiser la réalisation du système proposé en circuit PCB, nous avons développé un modèle hybride du circuit complet. L'objectif est multiple. Avant tout, nous avons voulu vérifier le fonctionnement du circuit par simulation. Deuxièmement nous avons souhaité optimiser le système en terme de compromis entre la vitesse de l'auto-accord et la stabilité du système. Le système étant relativement

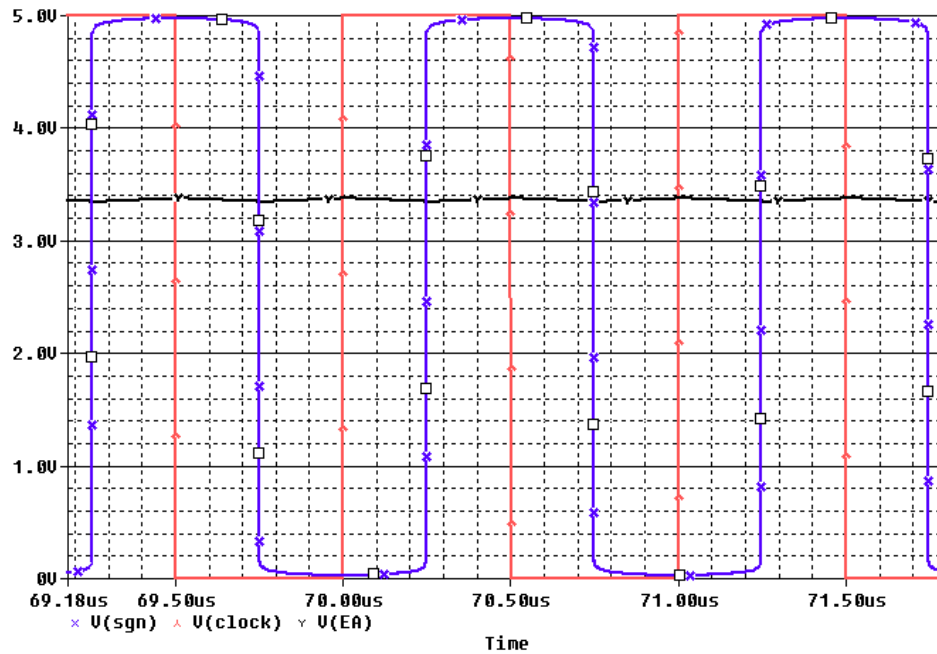
complexe, la simulation exacte du système sera non seulement longue mais aussi difficile pour satisfaire les conditions de convergence imposées par le logiciel de simulation utilisée (PSPICE). Ainsi troisièmement une modélisation hybride a été développée dans le but de raccourcir le temps de simulation. Dans ce modèle, dans la mesure du possible, nous avons utilisé les circuits à base de composants CMOS choisis pour réaliser les fonctions désirées. Par contre, certains blocs, dont le remplacement par ces circuits idéaux n'influence pas le fonctionnement global du circuit, ont été remplacés par des circuits idéaux. Les avantages sont i) la réduction du temps de simulation grâce à la simplification du circuit; ii) la facilité de convergence de la simulation grâce à l'adaptation du circuit idéal proposé. Néanmoins l'utilisation de circuits réels réalisant des fonctions principales assure la fonctionnalité recherchée.

Nous avons simulé le système complet pour la fréquence d'1MHz (Cf. Figure 6). Afin de mettre en évidence l'effet d'accord, volontairement nous avons créé un désaccord du circuit résonant au départ (Cf. Figure 6 à gauche). Dans la figure 6 à gauche, nous constatons que la différence de phase entre le signal d'entrée du circuit résonant (dénommé  $V_{clock}$ ) et le signal aux bornes de la capacité (après atténuation et mis en forme en signal carré dénommé  $V_{sgn}$ ) est bien écartée de  $\pi/2$  et que le signal d'erreur (dénommé  $V_{ea}$ ) évolue dans le temps ainsi le déphasage entre le signal d'entrée ( $V_{clock}$ ) et le signal de sortie ( $V_{sgn}$ ) vers la consigne  $\pi/2$ . Aux alentours de  $70\mu s$  (Cf. Figure 6 à droite), un déphase de  $\pi/2$  entre les deux signaux peut être observé et aussi le signal d'erreur devient quasi constant, ce qui signifie que l'accord de fréquence est terminé.

Les résultats de simulation sur la génération du signal PWM autour du signal sinusoïdal sont montrés à la Figure 7. Le signal  $V_{osc}$  représente le signal atténué du signal  $V_{CFIX}$ . Une bonne symétrie peut être observée autour des pics de tension positifs et négatifs, ce qui garantit qu'il n'y aura pas de discontinuité de tension aux bornes de la capacité.

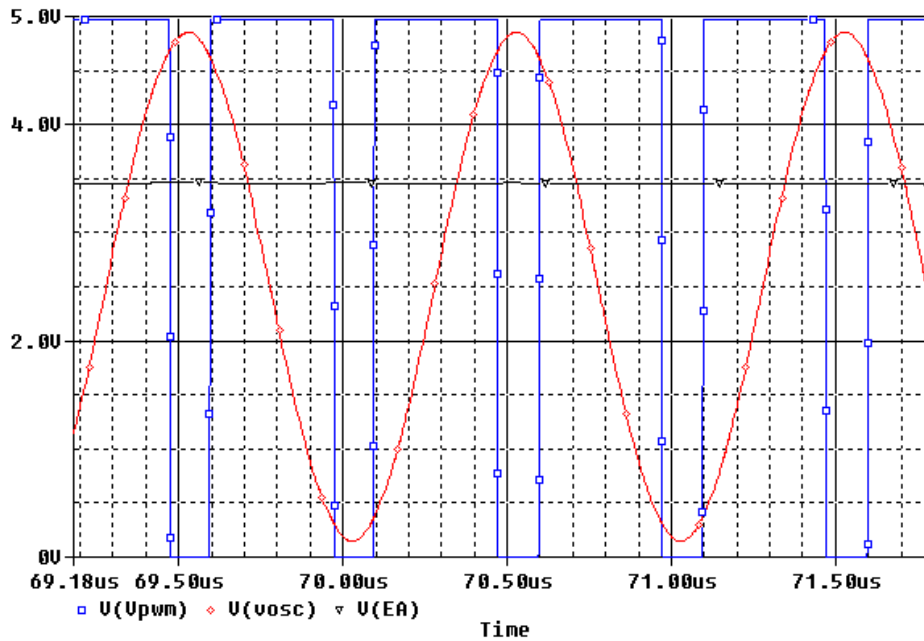


(a) Le système démarre en désaccord



(b) le système est accordé à l'aide du circuit proposé

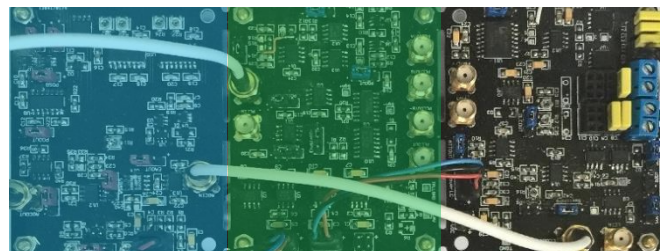
**Figure 6.** Résultats de simulation de l'auto-accord de la fréquence à l'aide de la capacité commutée synchrone



**Figure 7.** Résultats de simulation de l'auto-accord de la fréquence à l'aide de la capacité commutée synchrone : La symétrie du signal de contrôle de l'interrupteur  $V_{PWM}$  autour du signal résonant ( $V_{osc} = \alpha \cdot V_{CFIX}$ ) est bien observée

## 6. REALISATION DU CIRCUIT DE TEST EN PCB ET RESULTATS EXPERIMENTAUX

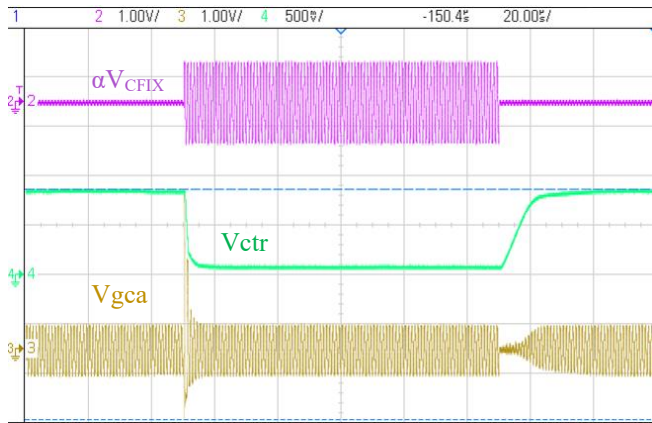
Nous avons réalisé le circuit de test en PCB afin de vérifier la fonctionnalité proposée, mesurer la performance attendue et éventuellement identifier des défauts à améliorer (Cf: Figure 8). Les tests sont effectués pour une fréquence d'1MHz et la partie du circuit pour la génération du signal PWM est sous 5V d'alimentation. Seul le composant AC switch driver nécessite une tension d'alimentation de 10V. Les résultats expérimentaux concernant le GCA et le système complet sont illustrés respectivement aux Figures 9 et 10.



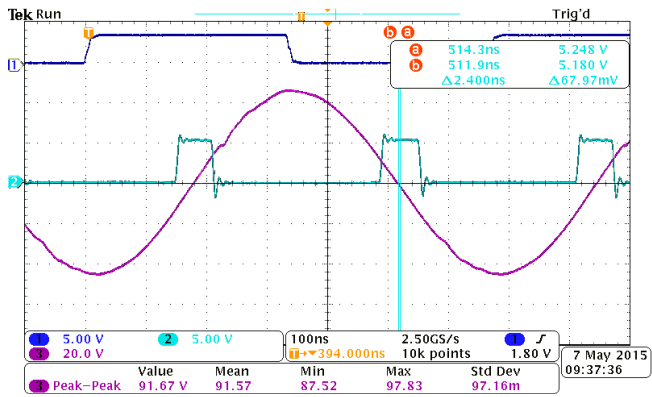
**Figure 8.** Carte PCB (Printed Card Board) réalisé comprenant tous les blocs fonctionnels discutés auparavant afin de réaliser l'auto accord de fréquence d'un transducteur ultrasonore

La Figure 9 montre le bon fonctionnement du bloc fonctionnel GCA. Nous avons choisi un signal d'entrée avec une variation d'amplitude brutale d'un rapport de 20 entre la valeur maximale et la valeur minimale, ce qui correspond un pire cas dans la réalité (Cf. Figure 9 en haut). Le signal de sortie (Cf. Figure 9 en bas) a toujours réussi à atteindre l'amplitude de consigne après une courte transition d'environ 10µs quelque soit le signal d'entrée. Nous pouvons aussi voir l'évolution du signal d'erreur (Cf. Figure 9 au milieu).

Le signal de contrôle de l'interrupteur (PWM) est aussi mesuré (Cf. Figure 10 en bas). Par rapport au signal sinusoïdal aux bornes de la capacité  $C_{FIX}$  (sinusoïdal), une parfaite symétrie du signal PWM (signal carré en bas) peut être observée, ce qui signifie que la tension aux bornes de la capacité commutée ne subit pas de discontinuité comme prévu.



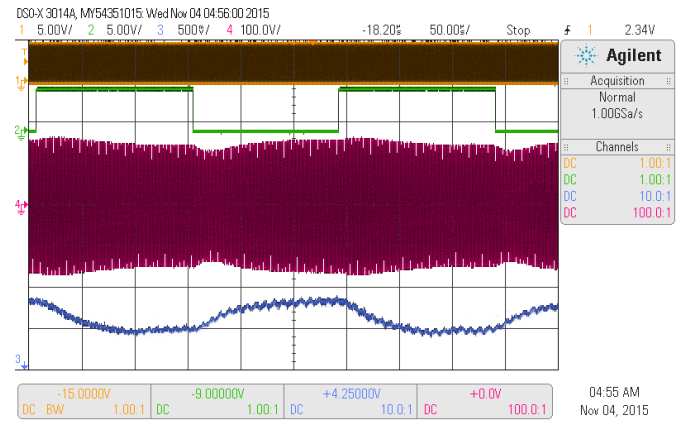
**Figure 9.** Résultats expérimentaux du bloc fonctionnel GCA (Gain Contrôlé Automatique): signal d'entrée  $\alpha V_{CFIX}$  (en haut sur voie 2 en violette), signal de sortie  $V_{gca}$  (en bas sur voie 3 en couleur dorée) et le signal de sortie de l'amplificateur d'erreur  $V_{ctr}$  (en milieu sur voie 4 en vert)



**Figure 10.** Résultats expérimentaux : signal d'entrée (voie 1 carré), tension aux bornes de  $C_{FIX}$  (voie 3 sinusoïdal) et signal PWM (voie 2 carré)

Nous rappelons que l'objectif final de la conception du circuit d'auto-accord a pour objectif de maintenir le circuit résonant dans l'état accordé, ce qui garantit une meilleure conversion de l'énergie électrique en énergie ultrasonore, soit une amélioration du rendement de conversion énergétique, et la transmission de l'énergie à son maximum. Par rapport au signal d'entrée (Cf. Figure 10 en haut), le signal sinusoïdal aux bornes de la capacité  $V_{CFIX}$  est bien déphasé de  $\pi/2$  avec auto-accord activé assuré par la présence du signal  $V_{PWM}$  ainsi généré.

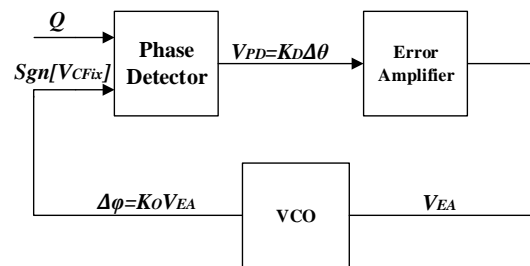
Enfin le système complet conçu pour l'accord de fréquence a été testé. Afin de mettre en évidence l'accord de fréquence, nous avons ajouté une autre capacité dans l'objectif de provoquer un désaccord de fréquence périodiquement. Le résultat de test est illustré à la Figure 11. La capacité de désaccord est périodiquement (signal en voie 2) ajoutée ou non en parallèle avec la capacité principale fixe. Ce changement brutal de la capacité totale correspond au pire cas car dans la réalité le changement s'effectue de façon plus progressive. Le signal d'erreur varie en fonction du désaccord afin de corriger l'écart de fréquence. Le signal aux bornes de la capacité fixe est automatiquement accordé (voie 3) et son amplitude est maintenue presque constante grâce à l'accord automatique de la fréquence intégré.



**Figure 11.** Résultats expérimentaux du système global de l'accord de fréquence proposé: signal d'entrée (voie 1 carré), tension aux bornes de  $C_{FIX}$  (voie 4 sinusoïdal), signal d'erreur (voie 3) et signal de capacité de désaccord (voie 2)

## 7. ETUDE DE STABILITE

Une étude de stabilité du système proposé a été menée. Le circuit équivalent en vue d'une étude de stabilité est illustré à la Figure 12.



**Figure 12.** Circuit équivalent du système global de l'auto-accorde de fréquence proposé pour l'étude de stabilité

En fait, l'asservissement du système contient principalement trois parties: détecteur de phase, amplificateur d'erreur et VCO (circuit de résonateur lui-même). Afin d'étudier la stabilité du système, nous cherchons à établir la fonction de transfert de chaque partie:

### 7.1 Détecteur de phase

Le détecteur de phase utilisé dans notre cas est une porte ou-

exclusive. Ainsi sa fonction de transfert peut être exprimée par  $K_d$

$$K_d = \frac{V_{dd}}{\pi} \quad (13)$$

## 7.2 Amplificateur d'erreur

L'amplificateur d'erreur utilisé est un intégrateur et sa fonction de transfert est donnée par

$$F(j\omega) = \frac{1}{j\omega RC} \quad (14)$$

## 7.3 VCO

Etant donné que dans notre cas, le système à asservir est le système de résonance. Nous avons la capacité  $C_{FIX}$  11.3nF et la capacité commutée finale est choisie 650pF. La fonction de transfert du VCO est exprimée par  $K_o$

$$K_o = \frac{\Delta\phi_{max} - \Delta\phi_{min}}{Max(V_{EA}) - Min(V_{EA})} \quad (15)$$

Ici  $\Delta\phi$  représente la différence de phase entre la tension aux bornes de la capacité totale et la tension appliquée au circuit de résonant (Cf: Figure 1)

$$K_o = \frac{\Delta\phi_{max} - \Delta\phi_{min}}{Max(V_{EA}) - Min(V_{EA})} \quad (16)$$

Selon les valeurs de notre choix,

$$\Delta\phi_{max} - \Delta\phi_{min} \approx \frac{\pi}{6} \quad (17)$$

Or dans notre réalisation nous avons choisi que  $Max(V_{EA})=5V$  et  $Min(V_{EA})=0V$ . Par conséquent,  $K_o = \frac{\pi}{30}$

La fonction de transfert du système en boucle ouverte est donc décrite par cette équation suivante:

$$G(j\omega) = K_d \cdot K_o \cdot F(j\omega) = \frac{1}{6j\omega RC} \quad (18)$$

Il est donc un système d'ordre 1, ce qui veut dire que ce système est toujours stable.

## 8. CONCLUSIONS

Dans cet article nous avons présenté une méthode permettant l'accord automatique d'un circuit résonnant. L'avantage de cette méthode, qui est basée sur une capacité variable, est d'être tout à fait compatible avec l'utilisation de l'IRM, ce qui facilite la mise en place de nouveaux soins médicaux, comme par exemple le traitement des cancers, avec un système moins encombrant et plus performant en termes de conversion énergétique. Par rapport à la méthode conventionnelle utilisée afin de justifier la fréquence de résonance, qui est basé sur une inductance saturable, autrement dit une inductance variable, nous utilisons une

capacité variable qui fonctionne sous le champ électrique au lieu du champ magnétique fort engendré par le inductance ferrite saturable. L'inductance utilisée dans le circuit résonant est une inductance à air. Le champ magnétique ainsi généré est tout à fait négligeable, loin d'avoir une interaction avec le champ magnétique généré par l'IRM. De plus, cette méthode est aussi compatible avec la technologie des circuits intégrés, ce qui permettra à terme de miniaturiser le système complet.

Nous avons développé un modèle hybride afin de simplifier la simulation dans le but de guider et optimiser la conception du circuit en PCB. Le circuit en PCB a été conçu, réalisé et testé avec succès. Les résultats expérimentaux ont confirmé la fonctionnalité du circuit désiré. Pour le bloc fonctionnel principal GCA, une plage dynamique d'un facteur de 20 du signal d'entrée (amplitude maximale/amplitude minimale) a été obtenue et les résultats de test ont aussi montré une rapidité du contrôle de gain d'au moins 10 $\mu$ s dans le pire cas grâce à une conception optimisée guidée par les résultats de simulation.

Concernant le test du système global, une bonne symétrie du signal  $V_{PWM}$  par rapport aux sommets du signal sinusoïdal a été observée, ce qui garantit la non-violation du comportement de la capacité à commuter. L'accord du circuit résonant à l'aide du signal PWM a été bien vérifié. Grâce à l'auto-accord de fréquence, l'amplitude de la tension aux bornes de la capacité fixe reste presque constante dans le pire de cas de désaccord de fréquence.

Notre prochaine étape est de passer à la conception du circuit d'auto-accord en circuit intégré.

## ACKNOWLEDGMENT

We warmly thank the Chinese Scholarship Council (CSC) for the offer of the Doctoral Thesis Scholarship that made this study possible and funded this thesis work for three academic years.

## REFERENCES

- [1] Müller, P., Adam, A. (2012). Principles of high-intensity focused ultrasound. International Oncology, Springer, New York, 51-63. <https://doi.org/10.1007/978-1-4419-1469-9>
- [2] Patel, N.V. (2015). An ultrasonic scalpel for brain surgery. IEEE Spectrum, 52(1): 14-15. <https://doi.org/10.1109/MSPEC.2015.6995620>
- [3] Illing, R.O., Kennedy, J.E., Wu, F., Ter Haar, G.R., Protheroe, A.S., Friend, P.J., Middleton, M.R. (2005). The safety and feasibility of extracorporeal high-intensity focused ultrasound (HIFU) for the treatment of liver and kidney tumours in a Western population. British Journal of Cancer, 93(8): 890-895. <https://doi.org/10.1038/sj.bjc.6602803>
- [4] Rosnitskiy, P.B., Vysokanov, B.A., Gavrilov, L.R., Sapozhnikov, O.A., Khokhlova, V.A. (2018). Method for designing multielement fully populated random phased arrays for ultrasound surgery applications. IEEE Trans. Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 65(4): 630-637. <https://doi.org/10.1109/TUFFC.2018.2800160>
- [5] Karabocce, B. (2016). Investigation of thermal effect by focused ultrasound in cancer treatment. IEEE



- Instrumentation & Measurement Magazine, 19(5): 20-64. <https://doi.org/10.1109/MIM.2016.7579066>
- [6] Elbes, D., Denost, Q., Robert, B., Köhler, M.O., Tanter, M., Bruno, Q. (2014). Magnetic resonance imaging for the exploitation of bubble-enhanced heating by high-intensity focused ultrasound: A feasibility study in ex vivo liver. *Ultrasound in Medicine & Biology*, 40(5): 956-964. <https://doi.org/10.1016/j.ultrasmedbio.2013.11.019>
- [7] Ellens, N.P., Lucht, B.B., Gunaseelan, S.T., Hudson, J.M., Hynynen, K.H. (2015). A novel, flat, electronically-steered phased array transducer for tissue ablation: Preliminary results. *Physics in Medicine & Biology*, 60(6): 2195. <https://doi.org/10.1088/0031-9155/60/6/2195>
- [8] Borrazzo, C., Preziosi, E., Borasi, G., Bettiol, M., Sánchez, S., Carni, M., di Castro, E., González, A.J., Bennati, P., González-Montoro, A., Napoli, A., Pellegrini, R., Pani, R. (2016). PET and MRI-guided focused ultrasound surgery for neurological applications. *IEEE Nuclear Science Symposium, Medical Imaging Conference and Room-Temperature Semiconductor Detector Workshop (NSS/MIC/RTSD)*, Strasbourg, France. <https://doi.org/10.1109/NSSMIC.2016.8069530>
- [9] Jeong, J.S. (2013). Dual concentric-sectored HIFU transducer with phase-shifted ultrasound excitation for expanded necrotic region: A simulation study. *IEEE Trans. Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 60(5): 924-931. <https://doi.org/10.1109/TUFFC.2013.2649>
- [10] Christoffersen, C., Wong, W., Pichardo, S., Togtema, G., Curiel, L. (2016). Class-DE ultrasound transducer driver for HIFU therapy. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 10(2): 375-382. <https://doi.org/10.1109/TBCAS.2015.2406119>
- [11] Schuylenbergh, K.V., Puers, R. (1995). Self tuning inductive powering for implantable telemetric monitoring systems. *Sensors and Actuators A: Physical*, 52(1-3): 1-7. [https://doi.org/10.1016/0924-4247\(96\)80117-8](https://doi.org/10.1016/0924-4247(96)80117-8)
- [12] Si, P., Hu, A.P., Malpas, S., Budgett, D. (2008). A frequency control method for regulating wireless power to implantable devices. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 2(1): 22-29. <https://doi.org/10.1109/TBCAS.2008.918284>
- [13] Wang, X., Zhang, M., Llaser, N. (2016). Mesure et auto-accord de la fréquence de résonance d'un transducteur ultrasonique. *Colloque C2I, Saint-Nazaire, le 20-21 janv. 2016*.
- [14] Juan Pablo, A.P., Santiago, C.P., Belén, C.L. (2011). *Automatic Gain Control: Techniques and Architectures for RF Receivers*. Springer.
- [15] Deniéport, R., Wang, X., Rodes, F., Zhang, M. (2013). Détecteur de crête double alternance rapide pour le contrôle d'un générateur d'induction magnétique à convertisseur résonnant. *JNRDM 2013, Grenoble, 10-12*.

## NOMENCLATURE

C	Capacité de l'amplificateur d'erreur, Farad
C <sub>fix</sub>	Capacité fixe, farad
C <sub>s</sub>	Capacité à commuter, farad
f	Fréquence, Hertz
V	Tension, Volt
V <sub>EA</sub>	Tension issue de l'amplificateur d'erreur, V
i	courant, Amper
K <sub>d</sub>	Coefficient du détecteur de phase
K <sub>o</sub>	Coefficient du VCO
Q	Charges, coulons
R	Résistance de l'amplificateur d'erreur, ohm
L	Inductance, Henry

## Greek symbols

$\alpha$	Coefficient du diviseur de tension
$\theta$	Angle de conduction, radian
$\Delta\varphi$	Différence de phase, radian
$\omega$	Pulsation, radian/seconde